

# 电流过零比较与动态时滞的无线电能传输 频率跟踪方法

罗进, 徐笑娟, 陈兆权, 冯德仁, 沈浩

(安徽工业大学 电力电子与运动控制安徽普通高校重点实验室, 安徽 马鞍山 243032)

**摘要:** 为解决无线电能传输系统参数变化导致的频率失谐问题, 建立电能传输的磁耦合等效模型, 研究系统的频率跟踪控制原理, 揭示耦合系数、负载等参数变化对系统电压增益和跨导增益的影响规律, 得到开关管工作在零电压开关状态下的实现条件及开关频率的变化范围。在此基础上, 提出基于数字信号处理技术的电流过零比较与动态时滞的数字锁相环和系统阻抗角调节的控制方法, 实现电压电流的频率和相位跟踪, 结合电压外环、电流内环的双闭环控制实现恒压或恒流输出。最后, 搭建实验平台验证控制方法的可行性和有效性, 结果表明: 改变气隙距离能够快速实现电压电流频率和相位的跟踪控制, 且当气隙距离大于一定值时, 所提方法得到的传输效率比固定频率控制时提高 4% 以上, 验证了控制方法的有效性。

**关键词:** 无线电能传输; 失谐; 弱感性; 数字锁相环; 频率跟踪; 动态时滞

**中图分类号:** TM 724 **文献标志码:** A **doi:** 10.12415/j.issn.1671-7872.22268



## Frequency Tracking Method for Wireless Power Transfer Based on Current Zero-crossing Comparison and Dynamic Time Delay

LUO Jin, XU Xiaojuan, CHEN Zhaoquan, FENG Deren, SHEN Hao

(Key Laboratory of Power Electronics and Motion Control of Anhui Higher Education Institutions, Anhui University of Technology, Maanshan 243032, China)

**Abstract:** To solve the problem of frequency detuning caused by the parameters variations of the wireless power transfer system, the magnetic coupling equivalent model of power transmission was established to study the system frequency tracking control principle, and to reveal the influence of coupling coefficient and load parameters on the system voltage gain and transconductance gain. The realization conditions of the switching tube working in the state of zero voltage switch and the variation range of the switching frequency were obtained. On this basis, the control method of digital phase-locked loop and system impedance angle adjustment based on the digital signal processing technology of current zero-crossing comparison and dynamic time delay was proposed to realize the frequency and phase tracking of voltage and current, which was combined with the double closed-loop control of voltage outer loop and current inner loop to realize constant voltage or constant current output. Finally, an experimental platform was

**收稿日期:** 2022-10-27

**基金项目:** 国家自然科学基金项目 (52177126); 教育部产学研合作协同育人项目 (202102266003, 202102266018); 安徽省自然科学基金项目 (2108085QE231); 电力电子与运动控制安徽普通高校重点实验室开放基金项目 (PEMC2002); 安徽省教学研究重点项目 (2021jyxm0173); 安徽省线下精品课程项目 (2021xxkc013)

**作者简介:** 罗进 (1984—), 男, 湖南湘阴人, 实验师, 主要研究方向为电力电子与控制技术、无线电能传输技术。

**通信作者:** 徐笑娟 (1988—), 女, 安徽池州人, 博士, 讲师, 硕士生导师, 主要研究方向为智能监测与控制技术。

**引文格式:** 罗进, 徐笑娟, 陈兆权, 等. 电流过零比较与动态时滞的无线电能传输频率跟踪方法 [J]. 安徽工业大学学报(自然科学版), 2023, 40(2):181-190.

built to verify the feasibility and effectiveness of the proposed control method. The experimental results show that the frequency and phase tracking control of the voltage and current can be realized by changing the air gap distance. When the air gap distance is greater than a certain value, the transmission efficiency of the proposed method is more than 4% higher than that of fixed frequency control method, which verifies the effectiveness of the control method.

**Keywords:** wireless power transfer; detuning; weak inductance; digital phase locked loop; frequency tracking; dynamic time delay

无线电能传输 (wireless power transfer, WPT) 技术是借助磁场<sup>[1]</sup>、电场<sup>[2]</sup>、激光<sup>[3]</sup>、微波<sup>[4]</sup>等载体实现电能从电源端到用电设备端的无电气连接传输,具有安全、可靠、灵活、便捷等优势<sup>[5]</sup>。近年,磁耦合谐振式无线电能传输 (magnetically coupled resonant wireless power transfer, MCR-WPT) 技术已成为国内外最受关注的研究课题之一,研究成果已成功用于电动汽车、水下供电、生物医疗、机器人等领域<sup>[6-9]</sup>。

在 MCR-WPT 系统中,当传输距离、负载参数变化时,系统处于失谐状态,导致传输效率降低<sup>[10-12]</sup>。因此,准确检测系统谐振频率和调节开关频率是解决失谐问题的一个重要环节。目前,常用锁相环自动锁频技术实现频率跟踪,确保一次侧电压和电流同相<sup>[13]</sup>。但锁相环技术需使用相关模拟芯片,增加了电路设计的复杂性,同时降低电路抗噪声能力和可靠性<sup>[14-15]</sup>。采用现场可编程逻辑门阵列 (field programmable gate array, FPGA) 能实现全数字化的频率跟踪控制,提高系统可靠性<sup>[16]</sup>,但系统频率变化范围有限,传输效率也有待提高。赵禹等<sup>[17]</sup>采用单片机设计了一种基于接收电压最大原理的频率自动跟踪方法,但在大功率场合应用时具有一定局限性。进一步地,完全谐振的串联 (series series, SS) 补偿拓扑对耦合系数比较敏感,耦合系数过小时,系统易出现过电流问题,存在安全隐患,且二次侧不能工作在开路状态<sup>[18-19]</sup>。胡宏晟等<sup>[20]</sup>设计了一次侧失谐的串联补偿拓扑,能够提高一次线圈和二次线圈的有效耦合区域,也不存在轻载安全隐患,但未考虑负载的变化特性。然而,相关研究<sup>[21-22]</sup>表明:开关频率大于一次侧谐振频率且等于二次侧谐振频率时,系统工作在准谐振状态,即不存在频率分裂现象,同时开关管工作在零电压开关 (zero voltage switch, ZVS) 状态。综上,针对 MCR-WPT 系统频率失谐问题,设计一种基于数字信号处理 (digital signal processing, DSP) 技术的电流过零比较与动态时滞的数字锁相环和系统阻抗角调节的控制方法,实现电压电流频率和相位跟踪,结合输出电压和电流的双闭环控制,达到恒流或恒压输出。

## 1 MCR-WPT 系统的理论分析

### 1.1 MCR-WPT 系统等效模型

设计的 MCR-WPT 系统主要用于补给自动导引运输车 (automated guided vehicle, AGV) 等智能机器人。为简化系统结构、降低成本,采用串联补偿网络的无线电能传输系统,如图 1。系统由全桥逆变器、一次侧串联补偿网络、松耦合变压器、二次侧串联补偿网络 and 全桥同步整流器组成。无线电能传输过程:高频逆变器将直流电压  $U_{DC}$  转换为高频交流电压  $U_{AB}$ , 作为一次侧串联补偿电容  $C_1$  和松耦合变压器一次侧线圈  $L_1$  的激励; $L_1$  将高频电能转换为高频磁能,通过二次侧线圈  $L_2$  与二次侧串联补偿电容  $C_2$  组成的磁耦合谐振系统转化为高频电能;再经全桥同步整流器将能量转移给负载  $R_L$ 。

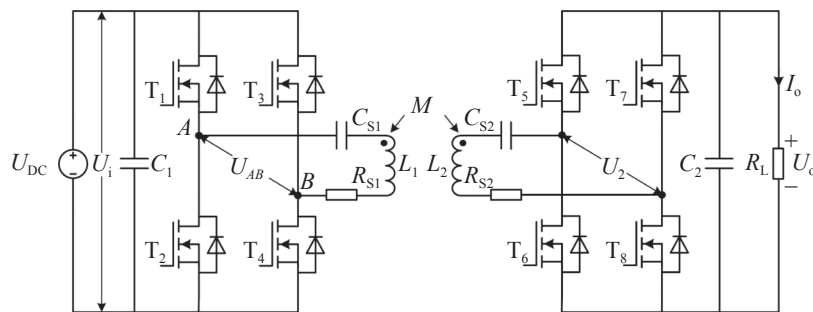


图1 串联补偿的无线电能传输系统

Fig. 1 SS compensated WPT system

图 1 中:  $L_1$  和  $L_2$  分别为松耦合变压器一次侧、二次侧线圈自感;  $M$  为一次侧线圈与二次侧线圈互感; 松耦合变压器耦合系数  $k = M/\sqrt{L_1L_2}$ ;  $R_1$  和  $R_2$  分别为一次侧线圈、二次侧线圈内阻。SS 谐振补偿网络交流等效电路如图 2。图 2 中:  $U_1$  为逆变器输出高频交流等效电压源基波有效值;  $U_2$  为整流器输入交变电压有效值;  $I_1$  和  $I_2$  分别为一次侧与二次侧谐振腔内高频交变电流有效值;  $R$  为负载  $R_L$  通过整流桥转换后的等效交流负载。该网络一次侧谐振频率  $\omega_1$  和二次侧谐振频率  $\omega_2$  满足:

$$\begin{cases} \omega_1 = 1/\sqrt{L_1C_{S1}} \\ \omega_2 = 1/\sqrt{L_2C_{S2}} \end{cases} \quad (1)$$

逆变器开关频率 ( $\omega_s$ ) 标么化定义为

$$\omega_n = \frac{\omega_s}{\omega_1} \quad (2)$$

根据基波等效法, 得到逆变器输出电压和等效负载:

$$U_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_i \sin\left(\frac{D\pi}{2}\right) \quad (3)$$

$$R = \frac{8}{\pi^2} R_L \quad (4)$$

式中  $D$  为逆变器输出半周期内高电平对应的占空比。根据基尔霍夫电压定律有:

$$\begin{cases} U_1 = \left( \frac{1}{j\omega_s C_{S1}} + j\omega_s L_1 + R_{S1} \right) I_1 - j\omega_s M I_2 \\ j\omega_s M I_1 = \left( \frac{1}{j\omega_s C_{S2}} + j\omega_s L_2 + R_{S2} + R_E \right) I_2 \end{cases} \quad (5)$$

### 1.2 MCR-WPT 系统频率跟踪控制原理

当一次侧逆变器采用频率跟踪和移相控制时, 输出电压与电流波形如图 3。

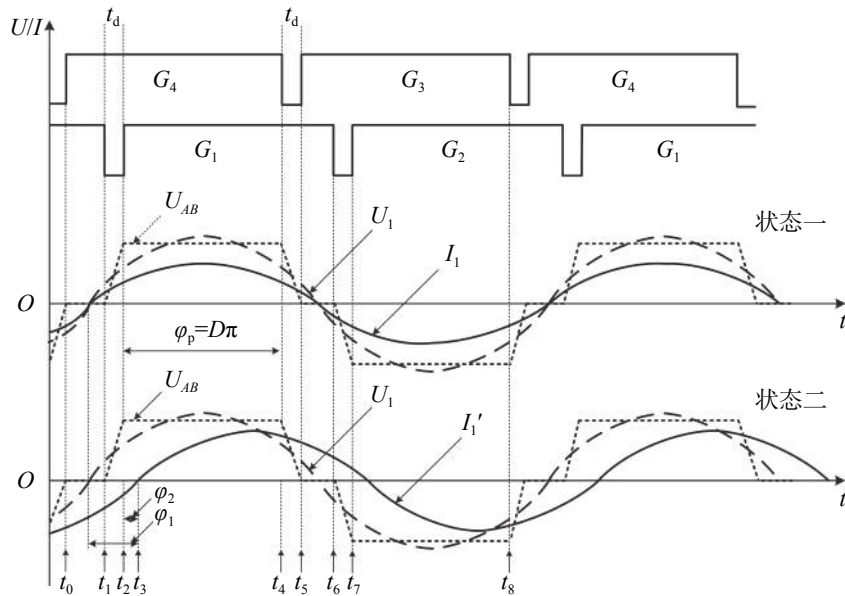


图3 逆变器驱动与输出波形

Fig. 3 Drive and output waveform of inverter

其中:  $G_1, G_2, G_3, G_4$  分别为图 1 逆变器 4 个开关管  $T_1, T_2, T_3, T_4$  的驱动信号;  $t_d$  为同一桥臂开关管的死区时间;  $\varphi_1$  为基波电压  $U_1$  与谐振腔内电流  $I_1$  的相位差;  $\varphi_2$  为  $U_{AB}$  的上升沿与电流的正向过零点之间的相位差;  $\varphi_p$  为移相控制输出的移相角。则有

$$\varphi_1 = \varphi_2 + \frac{(1-D)}{2}\pi \tag{6}$$

根据分析:当工作于图 3 的状态一时,逆变器开关频率  $\omega_s$  与一次侧谐振频率  $\omega_1$  相等,逆变器输出的基波电压与电流同相位,系统无功功率最小。但此时 4 个开关管  $T_1, T_2, T_3, T_4$  均工作在硬开通状态,系统开关损耗、开关管电压应力较大、电磁干扰严重,且存在频率分裂现象,影响系统的稳定性。当工作于图 3 的状态二时,逆变器开关频率  $\omega_s$  大于一次侧谐振频率  $\omega_1$ ,逆变器输出的基波电压超前电流相位  $\varphi_1$ ,即系统工作在弱感性状态,有  $\varphi_2 > 0$ ,便于系统工作在软开关状态。以下分析均基于状态二进行。

由式 (5) 可得

$$Z_{all} = \frac{U_1}{I_1} = \left[ \frac{\omega_s^4 M^2 C_{S2}^2 (R_{S2} + R)}{[(R_{S2} + R_E)\omega_s C_{S2}]^2 + (\omega^2 L_2 C_{S2} - 1)^2} + R_{S1} \right] + j \left[ \omega_s L_1 - \frac{1}{\omega_s C_{S1}} - \frac{\omega_s^3 M^2 C_{S2} (\omega_s^2 L_2 C_{S2} - 1)}{[(R_{S2} + R)\omega_s C_{S2}]^2 + (\omega_s^2 L_2 C_{S2} - 1)^2} \right] \tag{7}$$

则由式 (2), (4), (7) 整理可得一次侧电压与电流的相位差为

$$\varphi_1 = \frac{180}{\pi} \arctan \frac{(\omega_n^2 - 1)A - B}{\omega_n^5 k^2 L_2 C_{S2}^2 (8R_L/\pi^2 + R_{S2})/L_1 C_{S1} \sqrt{L_1 C_1} + R_{S1} A} \tag{8}$$

其中:  $A = (R_{S2} + 8R_L/\pi^2)\omega_n^2 C_{S2}^2/L_1 C_{S1} + (\omega_n^2 L_2 C_{S2}/L_1 C_{S1} - 1)^2$ ;  $B = \omega_n^4 k^2 L_2 C_{S2} (\omega_n^2 L_2 C_{S2}/L_1 C_{S1} - 1)/L_1 C_{S1}$ 。进一步地,结合式 (6), (8) 和表 1 参数,可得  $\varphi_2$  与  $k$  和  $R_L$  的关系,如图 4。

表 1 MCR-WPT 系统电路仿真参数

Tab. 1 Simulation parameters of WPT system

参数	数值
一次线圈自感 $L_1/\mu\text{H}$	23
二次线圈自感 $L_2/\mu\text{H}$	23
一次侧补偿电容 $C_1/\mu\text{H}$	1.4
二次侧补偿电容 $C_2/\mu\text{H}$	1.1
耦合系数 $k$	0.1~0.3
一次侧谐振频率 $f_1/\text{kHz}$	28.05
一次侧谐振频率 $\omega_1/(\text{rad/s})$	$1.76 \times 10^5$
二次侧谐振频率 $f_2/\text{kHz}$	31.64
回路等效电阻 $R_1, R_2/\Omega$	0.001

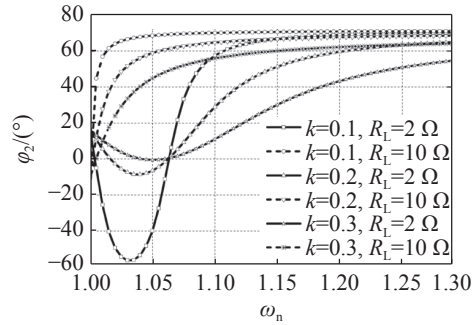


图 4  $D=0.8$  时  $\varphi_2$  与  $k, R_L$  的关系

Fig. 4 Relationship between  $\varphi_2$  and  $k, R_L$  when  $D=0.8$

综上,为实现 ZVS 工作状态,一次侧逆变器应工作在弱感性状态,即逆变器开关频率大于一次侧谐振频率 ( $\omega_s > \omega_1$ ),故仅考虑开关频率  $\omega_n > 1$  的情况。如图 4,在  $\varphi_2 > 0$  的区域内,当负载电阻较大时,耦合系数  $k$  越小,开关频率越接近谐振频率;当负载电阻较小时,开关频率偏移谐振频率较大。由计算结果知:当  $\varphi_2 > 0$  时,保持  $k, R_L$  恒定,即可确定系统开关频率的工作范围。根据全桥等效电路,可进一步求得

$$I_o = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_2 \tag{9}$$

结合式 (2), (3), (5), (9) 的推导可知:SS 谐振补偿式 WPT 系统的跨导增益为通过负载电阻  $R_L$  的电流  $I_o$  与输入直流电压  $U_i$  的比值,即

$$G_{iu} = \left| \frac{I_o}{U_i} \right| = \left| \frac{8}{\pi^2} \sin \frac{D\pi}{2} \frac{I_2}{U_1} \right| = \frac{8k\omega_n^3 \sin \frac{D\pi}{2}}{\sqrt{C + EF^2}} \tag{10}$$

其中:  $C = 64R_L^2 \omega_n^2 (\omega_n^2 - 1)^2 L_1/L_2$ ;  $E = \pi^4 L_1^2 C_1/L_2 C_2^2$ ;  $F = k^2 \omega_n^4 L_2 C_2/L_1 C_1 - (\omega_n^2 - 1)(\omega_n^2 L_2 C_2/L_1 C_1 - 1)$ 。

根据式 (10) 和表 1 的参数可知:当  $k=0.2$  时,跨导增益  $G_{iu}$  与占空比  $D$ 、开关频率  $\omega_n$ 、负载电阻  $R_L$  的关系如图 5。保持占空比  $D=0.8$ 、负载电阻  $R_L=10 \Omega$ ,当耦合系数变化时,跨导增益  $G_{iu}$  与开关频率  $\omega_n$  的关系如图 6。由计算结果可知:当输入电压不变时,且开关频率  $\omega_n > 1$ ,输出电流随占空比  $D$  的增大而增大,随开关频率  $\omega_n$  的增大而减小,随负载  $R_L$  的增大而减小。当耦合系数越大时,  $G_{iu}$  随  $\omega_n$  的变化较小。

综上,MCR-WPT 系统的电压增益为负载  $R_L$  两端的电压  $U_o$  与输入电压有效值  $U_i$  的比值,即

$$G_{uu} = \left| \frac{U_o}{U_i} \right| = \left| \frac{I_o R_L}{U_i} \right| = R_L \left| \frac{8}{\pi^2} \sin \frac{D\pi}{2} \frac{I_2}{U_1} \right| = \frac{8R_L k \omega_n^3 \sin \frac{D\pi}{2}}{\sqrt{(\omega_n^2 - 1)A + BC^2}} \tag{11}$$

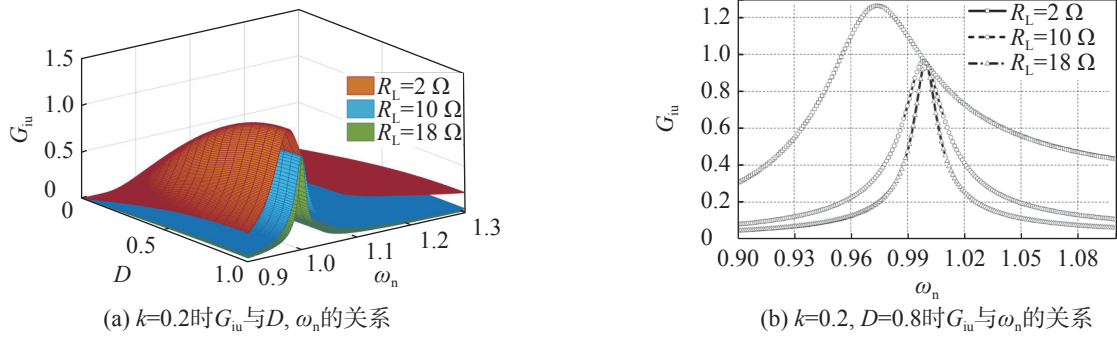


图5 跨导增益与占空比、开关频率及负载的关系

Fig. 5 Relationship between transconductance gain and duty cycle, switching frequency, load

根据式 (11) 和表 1 的参数可知  $k=0.2$  时, 电压增益  $G_{\text{ui}}$  与占空比  $D$ 、开关频率  $\omega_n$ 、负载电阻  $R_L$  的关系, 结果如图 7。由图 7 可知: 当输入电压不变时, 且开关频率  $\omega_n > 1$ , 输出电压随占空比  $D$  的增大而增大, 随开关频率  $\omega_n$  的增大而减小, 随负载  $R_L$  的增大而增大。

综上所述: 在负载电阻  $R_L$  较小的情况下, 当系统二次侧谐振频率大于一次侧谐振频率 ( $\omega_2 > \omega_1$ ) 时, 增益的最大点向  $\omega_n < 1$  偏移。因此, 在仅考虑  $\omega_n > 1$  的区域内 ( $k=0.2$ ), 通过文中设计的参数可得出: 在恒流充电过程中, 随电池等效电阻的增大, 需减小开关频率以确保电流增益不变, 此时输出电压增益越来越大, 满足恒流充电时电池电压增大的特性; 在恒压充电过程中, 随电池等效电阻的增大, 需增大开关频率以确保电压增益不变, 此时输出电流增益越来越小, 满足恒压充电时电池充电电流逐渐减小的特性。观察发现: 在电流增益或电压增益一定的情况下, 耦合系数越大, 工作频率越高。因此, 根据充电电压与充电电流的大小, 通过选择合适的输入电压, 系统的工作频率能在较大范围内变化。

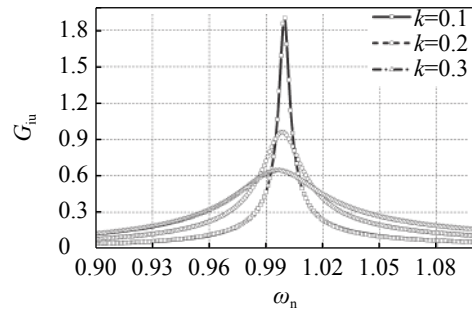


图6 跨导增益与开关频率之间的关系

Fig. 6 Relationship between transconductance gain and switching frequency

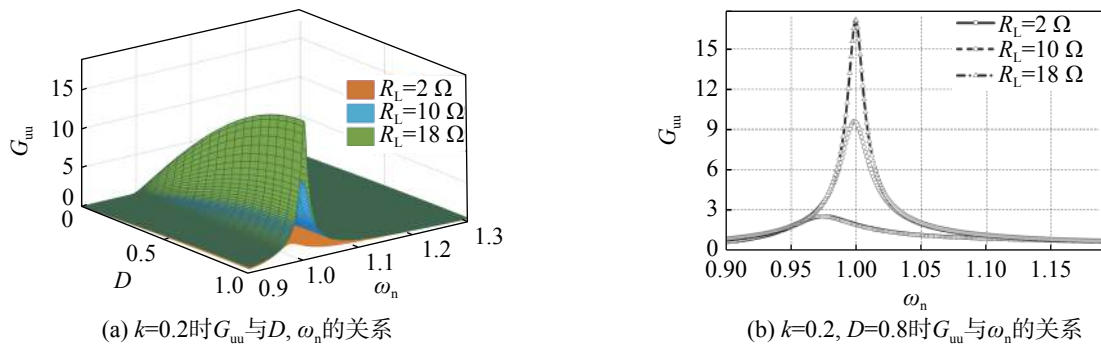


图7 电压增益与占空比、开关频率以及负载的关系

Fig. 7 Relationship between voltage gain and duty cycle, switching frequency, load

## 2 MCR-WPT 系统的频率跟踪方法

为保证一次侧逆变器的工作频率始终跟随谐振频率, 系统需对一次侧线圈电流进行跟踪, 使线圈电流与逆变器输出电压同相位, 还需满足充电系统恒压或恒流输出。因此, 控制系统需采样一次侧线圈电流、输出电压和电流, 具体的系统框图如图 8。一次侧控制系统包括 DSP 控制器、驱动电路、电流采样电路和无线通信电路; 二次侧控制系统包括单片机控制器、输出电压、电流采样电路和无线通信电路。一次侧与二次侧通过无线通信方式进行数据交换。

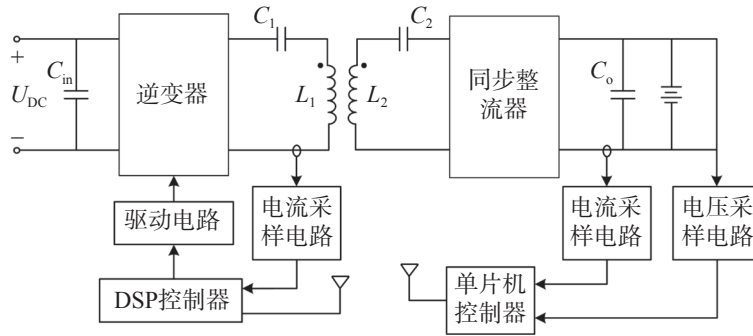


图8 MCR-WPT 系统框图

Fig. 8 Block diagram of MCR-WPT system

2.1 频率跟踪控制

文中提出的电流过零比较数字锁相环可实现对一次侧线圈电流频率的快速跟踪,能够控制逆变器工作在谐振状态,结合动态时滞方法控制逆变器工作在可设定相位差的失谐状态。根据图 9 逆变器的输出电压和电流波形可知

$$t_1 = \frac{T - t_p}{2} \tag{12}$$

式中:  $T$  为逆变器的半个周期时间;  $t_p$  为移相时间;  $t_1$

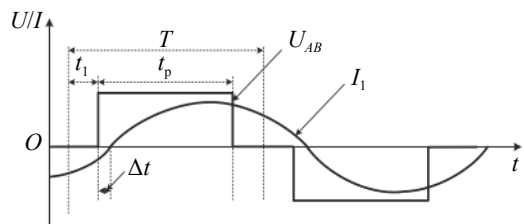


图9 逆变器输出的电压和电流波形

Fig. 9 Voltage and current waveform of inverter output

为移相全桥控制器超前臂上管驱动信号输出时间。图 9 中  $\Delta t$  为超前臂上管驱动信号与电流过零点的时间差。当电流过零点超前驱动信号,且  $\Delta t=t_1$  时,逆变器输出电压电流同相位处于谐振状态。因此,通过控制  $\Delta t$  能够使系统工作在谐振状态或失谐状态,能够调节系统阻抗。为使开关管工作在 ZVS 状态,还应满足电流过零点滞后驱动信号。图 10 为 MCR-WPT 控制系统框图。

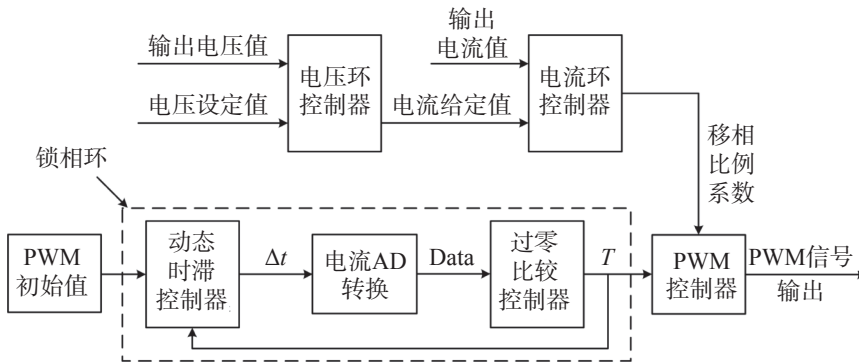


图10 MCR-WPT 系统的控制框图

Fig. 10 Control block diagram of MCR-WPT system

MCR-WPT 控制系统由电压环控制器、电流环控制器、数字锁相环和脉冲宽度调制 (pulse width modulation, PWM) 控制器组成。数字锁相环由虚线框内的流程实现,具体过程:动态时滞控制器根据 PWM 初始周期值计算得到线圈电流的转换时间  $\Delta t$ ,启动模数 (analog-to-digital, AD) 转换,将 AD 转换的电流值 Data 送入过零比较控制器,调节 PWM 信号的周期  $T$ ;再将  $T$  反馈至动态时滞控制器参与计算,控制电流值在零点附近波动,实现频率与相位的跟踪控制。当系统传输特性变化时,系统谐振频率发生偏移,在当前时滞和周期下,电流将偏离零点位置。具体过程:系统谐振频率增大时,过零点位置电流大于 0;系统谐振频率减小时,过零点位置电流小于 0。因此,当前采样的电流值通过过零比较控制器进行相应的 PWM 周期值调节。过零比较控制器工作过程:当 Data 值大于 0 时,输出  $T$  减小一个定值,即系统工作频率增大;当 Data 值小于 0 时,输出  $T$  增加一个定值,即系统工作频率减小。动态时滞控制器工作过程:确定 PWM 周期后,超前臂上管的驱动时间即为  $T/2$ ,则根据设定的滞后角度  $\theta$  可计算出 AD 转换启动时间  $t$ ,即启动时间与超前臂上管驱动时间差为  $\Delta t$ ,表达式为:

$$\begin{cases} \Delta t = \frac{\theta T}{180^\circ} \\ t = \frac{\theta T}{180^\circ} + \frac{T}{2} \end{cases} \quad (13)$$

## 2.2 频率跟踪实现

综上所述, 使用 TI 公司 TMS320F28035 型号的 DSP 芯片作为一次侧控制器, 实现频率跟踪控制与恒压或恒流输出控制, 控制方法软件流程如图 11。

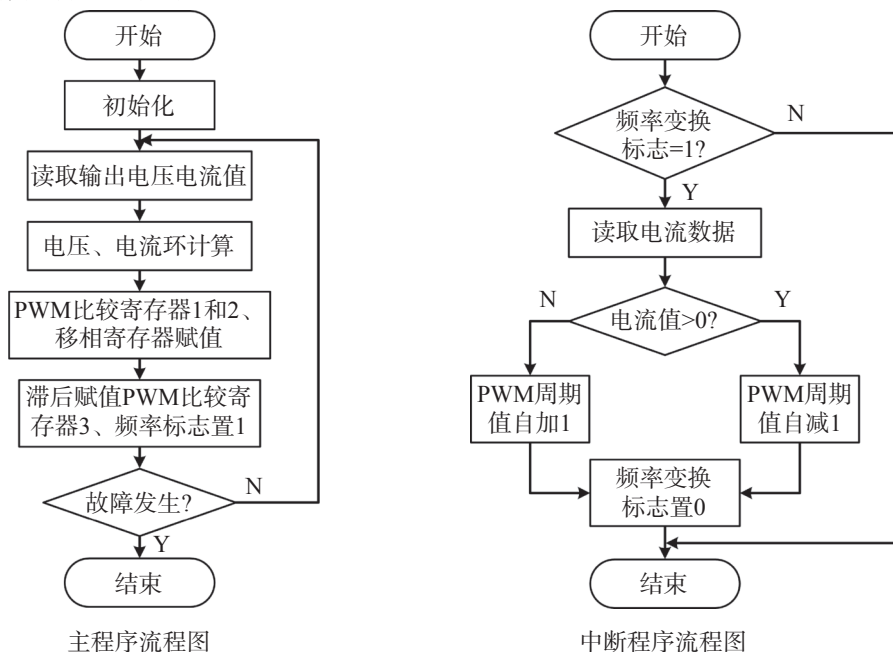


图11 控制方法流程图

Fig. 11 Flowchart of the control method

具体实施过程如下:

- 1) DSP 控制器初始化设定的 AD 模块启动时间由 DSP 的 PWM 比较器 3 决定, 完成 PWM 模块、AD 模块、中断模块等配置。
- 2) 通过无线通信方式得到二次侧输出电压和电流数据, 设定每帧数据传输时间为 0.5 ms。
- 3) 根据给定电压和电流值完成电压外环与电流内环的双闭环计算, 结果作为移相角的比例系数。
- 4) 将周期值的 1/2 赋值 PWM 比较寄存器 1 和 2, 产生 PWM 驱动信号; 将移相角的比例系数与周期值相乘的结果赋值移相寄存器, 并置位频率调节允许标志, 即 PWM 中断发生时允许频率调节。
- 5) 根据 PWM 比较寄存器 1 和 3 确定驱动信号 1 和 3 的输出时间; 根据式 (13) 计算时间  $t$ , 赋值 PWM 比较寄存器 3, 确定 AD 转换的开启时间。

中断程序主要完成周期值调节, 即频率调节。当 PWM 中断产生后, 若允许频率调节, 则读取电流值且将其与电流零点值进行比较, 根据比较结果对周期进行相应变化, 最后将频率调节允许标志清零。

## 3 实验验证

为验证一次侧线圈电流过零比较和动态时滞的无线电能传输频率跟踪控制方法的可行性, 设计一套基于 DSP 技术的 MCR-WPT 系统实验平台, 如图 12。实验平台包括 48 V 直流供电电源、一次侧控制器、松耦合变压器、二次侧控制器、负载电阻和示波器等。能量从直流电源到负载电阻单向传递, 通过 2.4 GHz 无线通信模块将二次侧输出电压和电流数据发送至一次侧控制器。其中, 一次侧控制器由全桥逆变器、DSP 控制电路和补偿电容组成。全桥逆变器开关管采用 FDP045N10A 型号, 驱动芯片采用 IR2110 型号, 无线通信芯片采用 NRF24L01 型号, 2 个线圈外径均为 12 cm, 一次侧和二次侧线圈自感均为 23  $\mu\text{H}$ , 一次侧和二次侧补偿电容分别为 1.4, 1.0  $\mu\text{F}$ , 气隙距离 3, 5 cm 时耦合系数分别为 0.3, 0.1。

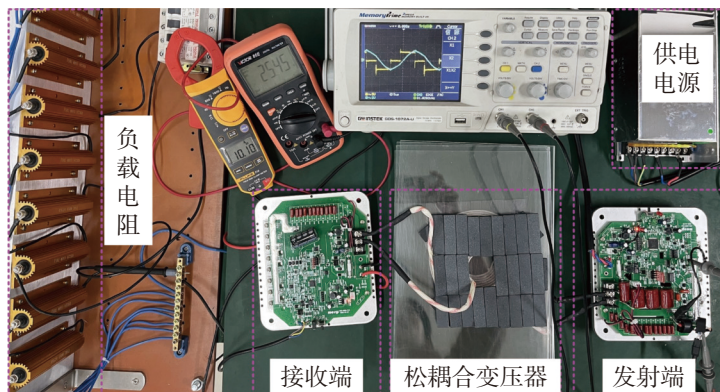


图12 MCR-WPT 系统实验平台

Fig. 12 MCR-WPT experimental system

调整  $\Delta t$  使逆变器输出电压和电流同相位, 且处于谐振状态。系统输出电流 10.1 A、电压 25.45 V, 气隙距离 2, 3 cm 时, 逆变器输出电压  $U_{AB}$  与发射线圈电流  $I_1$  的波形如图 13。由图 13 可看出:  $U_{AB}$  的基波电压  $U_1$  与电流  $I_1$  同相位, 开关管工作在硬开关状态, 且开通时存在电压尖峰, 使开关管存在较大的电压应力, 电磁干扰较大。气隙距离 2 cm 时, 逆变器工作频率为 36.34 kHz; 气隙距离 3 cm 时, 逆变器工作频率为 30.56 kHz。

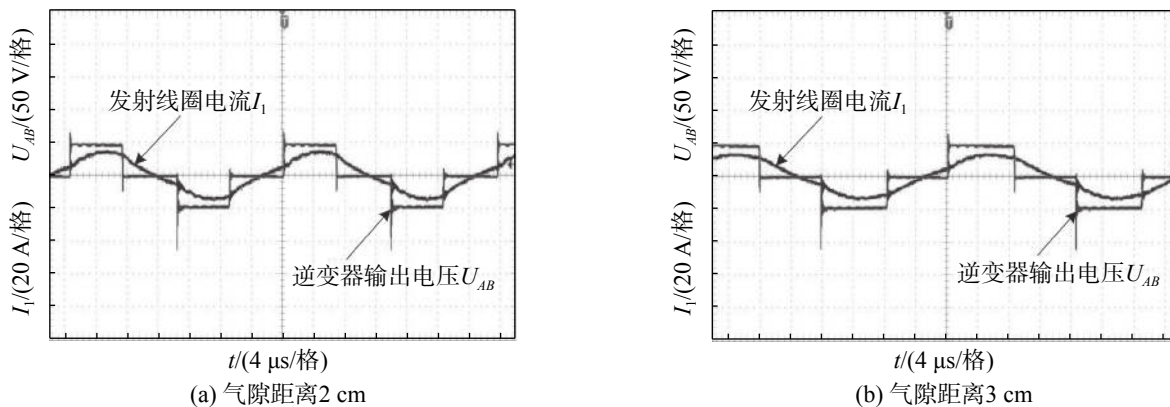


图13 谐振状态下, 改变气隙距离得到的电压和电流波形

Fig. 13 Waveforms of voltage and current obtained by changing air gap distance in resonant state

调整  $\Delta t$  使电流过零点滞后驱动信号, 逆变器输出电流滞后输出电压, 呈弱感性。在系统的输出电流 10.1 A、电压 25.45 V, 气隙距离 2, 3 cm 时, 逆变器输出电压  $U_{AB}$  与发射线圈电流  $I_1$  的波形如图 14。由图 14 可看出:  $U_{AB}$  的基波电压  $U_1$  超前电流  $I_1$ , 开关管工作在 ZVS 状态, 且开通时无电压尖峰, 电磁干扰小。气隙距离为 2 cm 时, 逆变器工作频率为 43.98 kHz; 气隙距离为 3 cm 时, 逆变器工作频率为 34.94 kHz。

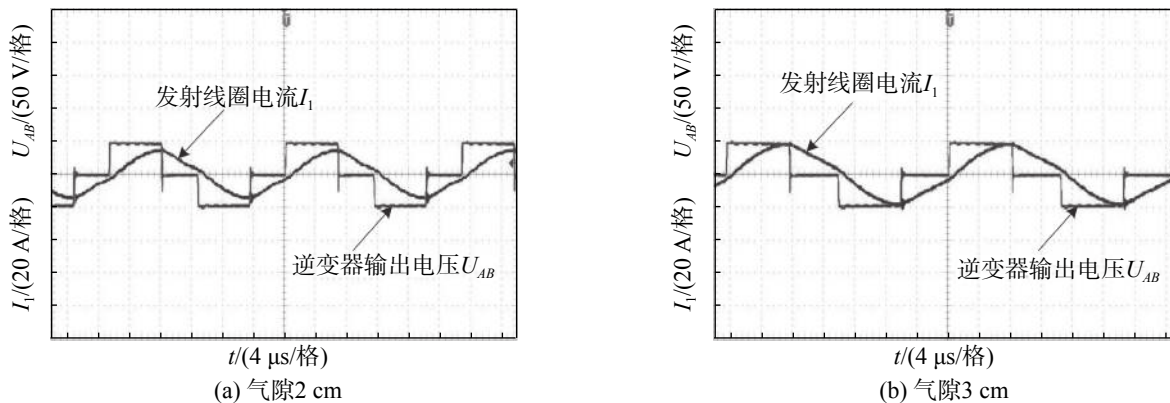


图14 弱感性状态下, 改变气隙距离得到的电压和电流波形

Fig. 14 Waveforms of voltage and current obtained by changing air gap distance in weak inductance state

采用恒流输出方式时, 输出电流 10 A, 在如下 2 种状态下对 MCR-WPT 系统的传输效率进行实验对比:



系统定频工作时,  $f=30\text{ kHz}$ , 且工作频率不随间隙距离变化而变化; 采用频率相位跟踪控制方法使逆变器工作频率跟随系统谐振频率变化, 逆变器输出电流滞后输出电压, 呈弱感性状态。传输效率定义为二次侧输出功率与一次侧输入功率之比。在发射线圈与接收线圈处于平行、同轴状态下, 改变两线圈之间的气隙距离, 得到固定频率与频率跟踪控制方法的传输效率, 结果如图 15。由图 15 可看出: 当气隙距离较大时, 频率跟踪控制方法得到的系统传输效率优于定频工作状态。

上述实验结果表明: 采用电流过零比较和动态时滞的 MCR-WPT 频率跟踪控制方法可实现频率的动态跟踪与相位调节; 当调整  $\Delta t$  使电流过零点滞后驱动信号, 逆变器工作在弱感性状态时, 开关管工作在 ZVS 状态, 降低了开关管的开关损耗, 减小了开关管的电压应力, 且降低了系统的电磁干扰, 提高系统可靠性。与固定频率工作状态进行对比, 所提频率跟踪与相位调节的控制方法能够有效提高系统的传输效率。

## 4 结 论

在分析 MCR-WPT 系统拓扑结构、耦合电路模型和频率跟踪控制原理的基础上, 提出一种基于 DSP 技术的电流过零比较与动态时滞的数字锁相环和系统阻抗角调节的控制方法, 实现电压电流频率和相位跟踪; 结合电压外环、电流内环的双闭环控制满足电池恒压或恒流充电方式, 通过实验验证控制方法的可行性和有效性。结果表明: 气隙距离发生变化时, 提出的控制方法能够自动跟踪系统谐振频率, 且工作在弱感性状态, 为开关管的 ZVS 状态提供了条件; 在相同工作条件下, 频率跟踪控制方法的传输效率优于定频方法, 同时逆变器工作在弱感性状态, 不存在感性、阻性和容性 3 种状态的切换, 确保系统工作的稳定性。

### 参考文献:

- [1] 陈希有, 伍红霞, 牟宪民, 等. 电流型电场耦合无线电能传输技术[J]. 中国电机工程学报, 2015(9):2279–2286.
- [2] 李阳, 石少博, 刘雪莉, 等. 磁场耦合式无线电能传输耦合机构综述[J]. 电工技术学报, 2021, 36(2):389–403.
- [3] 何滔, 杨苏辉, 张海洋, 等. 高效激光无线能量传输及转换实验[J]. 中国激光, 2013, 40(3):252–257.
- [4] 杨雪霞. 微波输能技术概述与整流天线研究新进展[J]. 电波科学学报, 2009, 24(4):770–779.
- [5] 张欣, 倪豪, 褚志齐, 等. 全数字无线电能传输频率跟踪控制方法[J]. 电机与控制学报, 2022, 26(2):131–141.
- [6] CHU S Y, CUI X F, ZAN X, et al. Transfer-power measurement using a non-contact method for fair and accurate metering of wireless power transfer in electric vehicles[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2022, 37(2):1244–1271.
- [7] 牛王强. 水下无线电能传输研究进展[J]. 南京信息工程大学学报(自然科学版), 2017, 9(1):46–53.
- [8] KASHANI Z, ILHAM S J, KIANI M, et al. Design and optimization of ultrasonic links with phased arrays for wireless power transmission to biomedical implants[J]. *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, 2022, 16(1):64–78.
- [9] PAN S S, XU Y F, LU Y F, et al. Design of compact magnetic coupler with low leakage EMF for AGV wireless power transfer system[J]. *IEEE Transactions on Industry applications*, 2022, 58(1):1044–1052.
- [10] LI H H, LI J, WANG K P, et al. A maximum efficiency point tracking control scheme for wireless power transfer systems using magnetic resonant coupling[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2015, 30(7):3998–4008.
- [11] 刘卫国, 王尧, 左鹏, 等. 偏谐振工作状态下的无线电能传输系统[J]. 电机与控制学报, 2018, 12(22):22–29.
- [12] WANG M, SONG G C, SHI Y Y, et al. Enhancement of robustness to frequency detuning with wireless power transfer based on van der pol resonance[J]. *International Journal of Circuit Theory and Applications*, 2022. DOI: 10.1002/cta.3406.
- [13] 李亚楠, 崔玉龙, 范好亮, 等. 200 W级磁耦合谐振式无线电能传输频率特性的研究[J]. 电源学报, 2017, 15(3):133–139.
- [14] 高磊琦, 游林儒, 文小琴, 等. 磁耦合谐振式无线电能传输系统中的频率跟踪技术[J]. 科学技术与工程, 2019, 19(8):120–126.
- [15] ZHANG Y M, CHEN S X, LI X, et al. Dual side phase-shift control of wireless power transfer implemented on primary side based

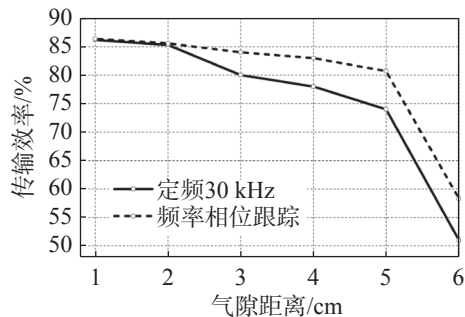


图15 2种工作状态下传输效率与气隙距离的关系

Fig. 15 Relationship between transmission efficiency and air gap distance in two working states

- on driving windings[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2021, 68(9):8999–9002.
- [16] 刘幅巾, 李义鑫, 崔玉龙, 等. 基于FPGA的磁耦合谐振式无线电能传输频率跟踪控制[J]. *电工技术学报*, 2018, 33(14):3185–3193.
- [17] 赵禹, 杨仕友. 无线电能传输系统的频率跟踪技术与控制方法[J]. *电机与控制学报*, 2020, 24(9):24–29.
- [18] LI W L, WANG Q D, KANG J W, et al. Energy-concentrating optimization based on energy distribution characteristics of MCR WPT systems with SS/PS compensation[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2020, 67(12):10410–10420.
- [19] ZHANG Y M, YAN ZC, KAN T Z, et al. Modelling and analysis of the distortion of strongly-coupled wireless power transfer systems with SS and LCC-LCC compensations[J]. *IET Power Electronics*, 2019, 12(6):1321–1328.
- [20] 胡宏晟, 蔡涛, 段善旭, 等. 用于WPT系统的一次侧失谐SS型补偿拓扑及其参数设计方法[J]. *电工技术学报*, 2017, 32(18):73–81.
- [21] LIAO Z J, MA S H, FENG Q K, et al. Frequency splitting elimination and utilization in magnetic coupling wireless power transfer systems[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, 2021, 68(2):929–939.
- [22] LIU X, YUAN X, XIA C Y, et al. Analysis and utilization of the frequency splitting phenomenon in wireless power transfer systems[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2021, 36(4):3840–3851.

责任编辑: 何莉

---

(上接第 172 页)

- [8] REDMON J, FARHADI A. YOLO9000: better, faster, stronger[C]//Proceedings of the IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition. NY: IEEE Communications Society, 2017:7263–7271.
- [9] 李冬伟, 丁力, 梁栋. 基于改进YOLOv3的纽扣电池表面缺陷检测[J]. *机械制造与自动化*, 2022, 51(5):177–181,202.
- [10] 李维刚, 叶欣, 赵云涛, 等. 基于改进YOLOv3算法的带钢表面缺陷检测[J]. *电子学报*, 2020, 48(7):1284–1292.
- [11] 卢艳东, 李积英, 王筱婷. 一种基于改进YOLOv3-tiny的轻量级轨道紧固件检测算法[J]. *铁道标准设计*, 2022, 66(7):41–47.
- [12] MA N, ZHANG X, ZHENG H T, et al. Shufflenet v2: practical guidelines for efficient CNN architecture design[C]//Proceedings of the European Conference on Computer Vision (ECCV). Berlin: Springer, 2018:116–131.
- [13] LU M, HU Y, LU X. Dilated light-head R-CNN using tri-center loss for driving behavior recognition[J]. *Image and Vision Computing*, 2019, 90:103800.
- [14] PENG C, ZHANG X, YU G, et al. Large kernel matters-improve semantic segmentation by global convolutional network[C]//Proceedings of the IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition. NY: IEEE Communications Society, 2017: 4353–4361.
- [15] ZHANG X, ZHOU X, LIN M, et al. Shufflenet: an extremely efficient convolutional neural network for mobile devices[C]// Proceedings of the IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition. NY: IEEE Communications Society, 2018: 6848–6856.
- [16] SANDLER M, HOWARD A, ZHU M, et al. Mobilenetv2: inverted residuals and linear bottlenecks[C]//Proceedings of the IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition. NY: IEEE Communications Society, 2018:4510–4520.
- [17] HOWARD A, SANDLER M, CHU G, et al. Searching for mobilenetv3[C]//Proceedings of the IEEE/CVF International Conference on Computer Vision. Los Alamitos: IEEE Computer Society, 2019:1314–1324.

责任编辑: 何莉