

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2514444

面向交/直流输出的多频多负载 MC-WPT 系统*

张 路, 陈粤亮, 董 尧, 谢诗云, 柯永林

(重庆理工大学电气与电子工程学院 重庆 400054)

摘 要:针对目前多负载磁耦合无线电能传输技术(MC-WPT)系统面向交流应用场景,存在级联环节增加,系统结构更复杂,无法实现多频输出的问题,故提出一种包络-正弦脉宽混合调制(HESPWM)控制方法,构建了一套面向交/直流输出的多频多负载 MC-WPT 系统。首先,给出面向交/直流输出的多频多负载 MC-WPT 系统基本结构,详细阐述 HESPWM 调制机理,并给出该控制方式下逆变器输出的各频率分量有效值表达式;其次,提出了一种基于双有源全桥融合双二极管的半波能量拾取拓扑,详细分析了交流输出通道的工作模式,通过二极管对接收端包络信号正、负半波功率进行提取,并配合有源全桥电路进行极性切换,滤波后实现两路互不干扰的交流输出;然后,针对异频干扰对输出波形品质的影响,通过带阻滤波器优化设计实现对异频干扰的抑制,然后以交流和直流同步输出的双频系统为例建立系统等效模型,推导出系统传输特性。最后,搭建仿真与实验平台进行验证,仿真与实验表明,系统在 HESPWM 调制策略控制下实现 20 和 60 kHz 双频三路交/直流输出,在带阻滤波器作用下交/直流输出通道的异频干扰得到抑制,输出波形质量得到明显改善,并且在负载切换条件下,系统仍可以稳定运行,系统在不同工况下的整机峰值效率达到 75.9%。

关键词: 磁耦合无线电能传输; 包络-正弦脉宽混合调制; 交/直流输出; 多频多负载

中图分类号: TM724 TH86 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.80

Multi-frequency and multi-load MC-WPT system for AC/DC output

Zhang Lu, Chen Yueliang, Dong Yao, Xie Shiyun, Ke Yonglin

(School of Electrical and Electronic Engineering, Chongqing University of Technology, Chongqing 400054, China)

Abstract: Currently, the multi-load magnetic coupled wireless power transfer (MC-WPT) system is designed for AC application scenarios, which involves an increase in the cascading links, making the system structure more complex and unable to achieve multi-frequency output. This paper proposes a hybrid envelope and sine wave pulse width modulation (HESPWM) control method and constructs a multi-frequency and multi-load MC-WPT system for AC/DC output. Firstly, this paper presents the basic structure of the multi-frequency and multi-load MC-WPT system for AC/DC output, elaborates on the HESPWM modulation mechanism, and provides the expression of the effective values of each frequency component of the inverter output under this control mode. Secondly, a half-wave energy pickup topology based on dual active full bridge and dual diodes is proposed, and the working mode of the AC output channel is analyzed in detail. The positive and negative half-wave power of the received end envelope signal are extracted through diodes, and the polarity switching is carried out with the active full bridge circuit, and then the two AC output channels are filtered to achieve interference-free mutual operation. To address the impact of inter-frequency interference on the output waveform quality, the design of a band-stop filter is optimized to suppress the inter-frequency interference. Then, an equivalent model of the dual-frequency system with AC and DC synchronous output is established, and the system transmission characteristics are derived. Finally, a simulation and experimental platform is built for verification. The simulation and experimental results show that the system achieves 20 kHz and 60 kHz dual-frequency three-channel AC/DC output under the control of the HESPWM modulation strategy. The inter-frequency interference in the AC/DC output channels is suppressed with the action of the band-stop filter, and the output waveform quality is significantly

收稿日期: 2025-08-30 Received Date: 2025-08-30

* 基金项目: 国家自然科学基金(52207004)、重庆市自然科学基金(CSTB2024NSCQ-MSX0382)、重庆市教育委员会科技研究(KJQN202201103)项目资助

improved. Moreover, the system maintains stable operation under load switching conditions, and the peak efficiency of the entire machine under different working conditions reaches 75.9%.

Keywords: magnetic coupled wireless power transfer; hybrid envelope and sine wave pulse width modulation; AC/DC output; multi-frequency and multi-load

0 引 言

无线电能传输(wireless power transfer, WPT) 技术因其具备供电灵活、安全可靠、抗环境干扰因素强等一系列优势,在电动汽车、医疗设备、消费电子、水下无人设备等领域存在广泛应用前景^[1-4]。尤其是基于磁场耦合原理无线电能传输技术(magnetic coupled wireless power transfer, MC-WPT),由于其传输功率大、传输效率高、实现结构简单,成为目前研究最深入、应用最广泛的无线电能传输技术。相比于单一频率单负载供电模式,多负载 MC-WPT 具有功率密度更大、激励源利用率更高和接收负载空间位置更自由等优势^[5]。另外,多频输出能够进一步提高产品的兼容性,因此,多频多负载 MC-WPT^[6] 系统成为了当下的一个研究热点。

针对系统多频无功补偿方面,文献[7]利用复合补偿拓扑结构构建了多个功率通道,这些功率通道具有完全不同的谐振频率,并且几乎互不影响。文献[8-9]通过构建多个功率通道,同时向多个负载供电,提出了一种多拾取 WPT 系统的多谐振频率补偿网络。针对恒压/恒流(constant current/constant voltage, CC/CV) 输出特性,文献[10-11]通过全桥逆变器的双半桥分别输出不同频率的电压分量,两种频率的功率通道分别等效为 T 型和串联结构。文献[12]提出一种减小最优负载偏移的最大效率跟踪和恒压输出复合控制方法。文献[13]提出了一种多频恒流补偿网络,通过原边构建 T 型网络,实现多频谐振,并根据负载 CC/CV 需求在副边选择相应的谐振。针对多频输出方面,文献[14]提出了一种用于同步一对多 WPT 系统的选择间谐波注入脉冲密度调制(selected-interharmonic-injected pulse density modulation, SI²PDM) 方法,有效解决了对多频调制开关损耗较大的问题。文献[15]利用磁共振中存在的频率分裂现象同时产生独立的无线功率,从而生成多个不同的频率分量。文献[16-18]采用了一种混合调制波正弦脉宽调制控制方法的多频多负载磁耦合谐振无线输电系统,可满足不同频率、不同功率级负载的独立可控供电需求。文献[19]提出了一种基于迟滞电流控制的多频多负载磁耦合无线电能传输系统,该系统控制多频电流叠加输出,具有等效电流源特性。

尽管相关人员对多频多负载 MC-WPT 系统的无功补偿、输出特性、多频调制等多个方面进行了大量研究,

然而目前该类系统的供电模式直接针对的都是多个不同频率的直流负载,为交流负载供电不可避免的需要对高频交流电整流滤波后再经过逆变获取低频交流输出,这无疑增加了系统成本以及复杂程度。

现有 WPT 系统获取交流输出方面,文献[20]介绍了两种直接交流 WPT 系统,可以分别使用频率调制和幅度调制独立调节多个相位或负载的交流功率。文献[21-22]提出了一种基于包络线调制的无线电能传输模式,去掉了直流调压与大电容滤波环节,旨在提升 WPT 系统效率。然而,目前这些方法仍存在一些难以克服的缺点:1) 难以兼容多频输出;2) 同时直接为交/直流负载供电存在困难。

针对同时获取交/直流双模输出,文献[23]在输出端加入了正弦脉宽调制技术,根据用户的需求输出直流或交流电压。然而,正弦脉宽调制技术无疑会增加系统级联环节。文献[24]提出了一种非隔离单电感多输出直流-交流降压衍生混合转换器,仅使用单个电感同时驱动多个独立的交流和直流负载,但是该系统输出的交流电压针对的是 WPT 系统的发射端。

为减少多频多负载 MC-WPT 系统获取交流输出的级联环节,且满足多频混合输出的交/直流负载同时供电应用场景,本文提出了一种适用于交/直流同时输出的多频多负载 MC-WPT 系统。首先,介绍了包络-正弦脉宽混合调制(hybrid envelope and sine wave pulse width modulation, HESPWM) 机理,揭示逆变器多频分量的生成原理。其次,提出可通过两个二极管使接收端正、负半波功率对交流通道的两个负载同时供电,以双频系统为例建立系统等效模型并分析其传输特性。最后,搭建了系统仿真与实验平台,验证了系统的多频交/直流输出的可行性。

1 系统结构及 HESPWM 调制策略

为了驱动混合频率多负载系统,关键要确保逆变器输出电压具备多个频率分量,另外,由于系统需要同时为不同频率的交/直流负载供电,且减少获取交流输出的级联环节,本文提出 HESPWM 调制,即调制波由正弦信号和包络信号混合叠加而成,对于直流功率通道,传输的能量为高频正弦信号,对输出端进行整流滤波即可为直流负载供电,对于接收包络信号的交流负载端,仅需对信号进行解调即可获取需要的低频交流电,即直流输出通道

不变的情况下,在交流输出端引入包络调制技术, HESPWM 调制机理为:

载波信号是高频三角波,调制波 u_r 由多个信号复合而成,对于直流负载,其对应的调制波信号 u_d 为正弦信号,对于交流负载,需要的调制波 u_a 是由一个高频正弦和一个低频正弦相乘得到的包络信号,即不同的负载对应各自的调制信号,根据负载需求获得最终的混合调制波,因此混合调制信号 u_r 可以表示为式(1),即:

$$u_r = \sum_{i=0}^m u_{ai} + \sum_{j=0}^n u_{dj} = \sum_{i=0}^m a_{ai} \sin(2\pi f_{aci} t) \sin(2\pi f_{ai} t) + \sum_{j=0}^n a_{dj} \sin(2\pi f_{dj} t) \quad (1)$$

式中: m 和 n 分别表示交流输出和直流输出对应功率通道的数量; a_{ai} 和 a_{dj} 分别表示直流负载和交流负载对应调制信号的调制度; f_{dj} 为直流负载功率通道的谐振频率为。然而交流负载对应的调制波为包络信号,根据三角恒等变换,如式(2)所示。

$$\sin(2\pi f_{aci} t) \sin(2\pi f_{ai} t) = \frac{1}{2} (\cos 2\pi (f_{ai} - f_{aci}) t - \cos 2\pi (f_{ai} + f_{aci}) t) \quad (2)$$

因此,包络信号对应的谐振频率为 f_{ai1} 和 f_{ai2} 两部分,可以表示为式(3),即:

$$\begin{cases} f_{ai1} = f_{ai} + f_{aci} \\ f_{ai2} = f_{ai} - f_{aci} \end{cases} \quad (3)$$

即接收线圈拾取到包络形式的功率时相当于接收到了两种频率的功率,然而,通常由于 $f_{ai} \gg f_{aci}$,谐振电容对于 f_{ai1} 和 f_{ai2} 两种频率下的功率拾取效果几乎一致,因此交流负载功率通道的谐振频率可取二者中间值 f_{ai} ,即为高频正弦的信号频率, f_{aci} 为包络信号解调后的频率。另外,为降低输出谐波,控制电路采用单极倍频控制,即

逆变器的开关频率与载波频率 f_z 一致,调制波的频率 f_r 等于载波频率 f_z 与载波比 N 的比值 ($f_r = f_z/N$),根据传输频率 f_{di} 和 f_{aj} ,将载波频率设置为传输频率的最小公倍数的 N 倍,通过保证载波比 N 为整数,以避免额外的谐波干扰。图1是 HESPWM 调制策略的原理图。

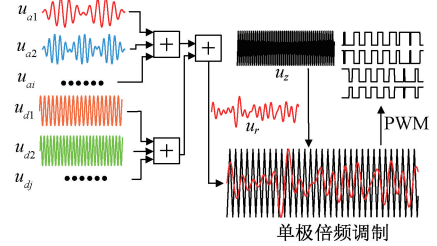


图1 HESPWM 调制原理

Fig. 1 The modulation principle of HESPWM

图1中, u_{ai} 为包络调制波, u_{dj} 为高频正弦调制波, u_r 为混合调制波, u_z 为高频三角载波,具体的调制策略为:根据交流功率通道和直流功率通道的谐振频率要求设置相应的调制波频率 f_{ai} 和 f_{dj} ,对于交流功率通道,还应按照交流负载的频率要求设置相应的包络信号频率 f_{aci} ,再按照不同负载的功率要求设计调制波的幅值 a_{ai} 和 a_{dj} ,同时为了避免过调制导致脉冲宽度调制 (pulse with modulation, PWM) 异常,混合调制波的最大幅值不应超过载波的幅值。另外,采用单极倍频控制,即将两个幅值相同、极性相反的调制波与载波调制产生驱动信号,其中一个混合调制波与高频三角载波产生互补的 PWM 用于驱动全桥逆变器的左桥臂,另一个极性相反的调制波与载波比较输出两个互补的 PWM 作为右桥臂的驱动信号。图2为本文采用 HESPWM 控制下的 MC-WPT 系统基本结构。

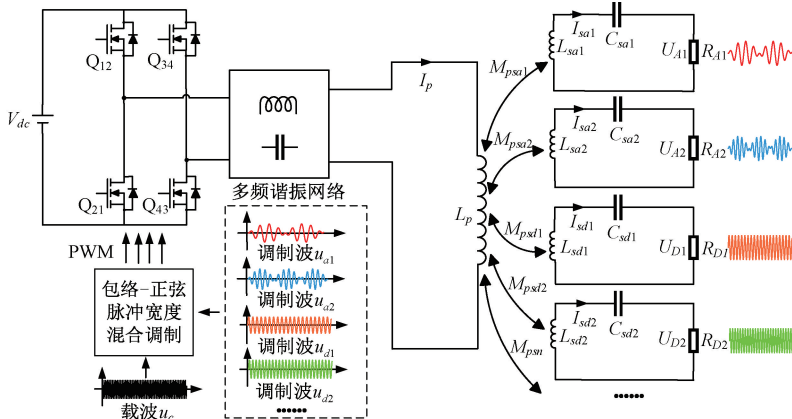


图2 采用 HESPWM 控制的 MC-WPT 系统基本结构

Fig. 2 The basic structure of the MC-WPT system controlled by HESPWM

在 HESPWM 调制下,逆变器即可产生包含不同频率分量的高频方波电压,图2所示系统发射端包含直流源,高频

全桥逆变器,多频谐振补偿网络和一个发射线圈 L_p ,对于交流负载,接收端由接收线圈 L_{sa1} 补偿电容 C_{sa1} 和负载 R_{A1} 构

成,对于直流负载,接收端由接收线圈 L_{sdj} 、补偿电容 C_{sdj} 与负载 R_{dj} 构成,其中接收线圈和补偿电容构成的谐振网络具有选频特性,可以从原边多个频率分量提取副边所需要的频率分量, M_{psai} 和 M_{psdj} 为发射线圈与各个接收线圈之间的互感,由于各接收线圈之间通常不存在对准面积,互感较小,因此可忽略接收线圈之间的互感对系统带来的影响。

接收端的谐振元件参数满足式(4),即:

$$\begin{cases} (2\pi f_{ai})^2 L_{sai} C_{sai} = 1 \\ (2\pi f_{dj})^2 L_{sdj} C_{sdj} = 1 \end{cases} \quad (4)$$

由于大部分高次谐波都受到谐振电容的抑制作用,为了简化分析,只考虑基波分量。在 HESPWM 控制下,逆变器输出的交流电压可以等效为包含了多种频率的电压分量,对于直流输出的功率通道,其原边对应的等效电压分量为正弦信号,交流输出的功率通道原边的等效电压分量为包络形式的信号。两种能量形式的电压有效值如式(5)所示。

$$\begin{cases} U_{ai} = \frac{a_{ai} V_{dc}}{2} \\ U_{dj} = \frac{a_{dj} V_{dc}}{\sqrt{2}} \end{cases} \quad (5)$$

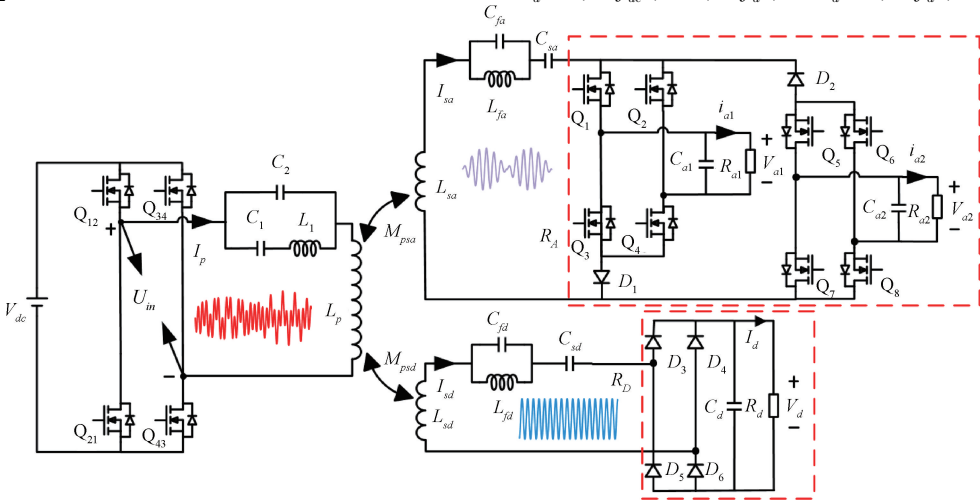


图 3 采用 HESPWM 控制的双频交/直流 MC-WPT 系统

Fig. 3 A dual-frequency AC/DC MC-WPT system controlled by HESPWM

同时,针对交流输出通道,提出一种双有源全桥融合双二极管的半波能量拾取拓扑,交流输出通道利用两个二极管对接收端的包络信号分别提取正、负半波功率,并配合有源全桥电路以及低通滤波实现两路互不干扰的交流输出。由于系统交、直流通道均只有一个频率,因此其通道谐振频率分别使用 f_a 和 f_d 表示,用于传输交流包络形式能量的高频正弦频率为 f_a ,低频正弦频率为 f_{ac} ,直流负载的传输频率为 f_d , ω_a 和 ω_d 是 f_a 和 f_d 对应的角频率,角频率与谐振频率关系满足式(7),即:

$$\begin{cases} \omega_a = 2\pi f_a \\ \omega_d = 2\pi f_d \end{cases} \quad (7)$$

式中: V_{dc} 为输入的直流电压; U_{ai} 和 U_{dj} 分别表示系统交流功率通道和直流功率通道对应的原边电压频率分量的有效值。

2 系统工作原理及工作模态分析

为证明所提出的多频多负载 MC-WPT 系统的工作原理,对系统进行简化,假设:

1) 无源器件的等效电阻和二极管及 MOSFET 的寄生电阻都很小,可忽略不计;

2) 滤波电容相对较大,因此,输出电压相对恒定。

本文对同时输出交/直流的双频系统展开研究,其中一种频率的功率传递给交流负载,另一种频率传递给直流负载,采用 HESPWM 控制的双频 MC-WPT 系统如图 3 所示,其分析方法可推广到 HESPWM 控制的其他多频多负载 MC-WPT 系统。

根据两种负载的频率要求,其混合调制波设置如式(6)所示。

$$u_r = u_a + u_b = a_a \sin(2\pi f_{ac} t) \sin(2\pi f_a t) + a_d \sin(2\pi f_d t) \quad (6)$$

逆变器的输出电压等效为具有两种不同交流电压叠加的交流源,通过补偿网络后由发射线圈将能量传递到二次侧,由于选频网络的存在,两个接收端分别接收各自所需要频率的功率,对于直流负载的接收端,经过整流滤波后即可对直流负载供电。但是对于交流负载侧,由于接收到的是一个包络信号,因此需要将接收端的功率信号解调后再给负载供电,并且该接收端存在两个设备,其解调过程即先通过二极管使两个负载分别被半波供电,再对半波功率进行极性切换,最后经过低通滤波,即可解调为两个低频交流电。

交流输出端整体工作模式为:其中, Q_1 、 Q_4 、 Q_6 和 Q_7

由 PWM1 控制, Q_2 、 Q_3 、 Q_5 和 Q_8 由 PWM2 控制。交流负载接收端的输入功率为包络信号, 系统工作模态的一个时间周期 T_s 为 $1/f_{ac}$ 。当处于 $0 \sim 0.5T_s$ 时, PWM1 控制的 4 个开关导通, PWM2 控制的开关为关断状态。 $0.5T_s \sim T_s$ 时,

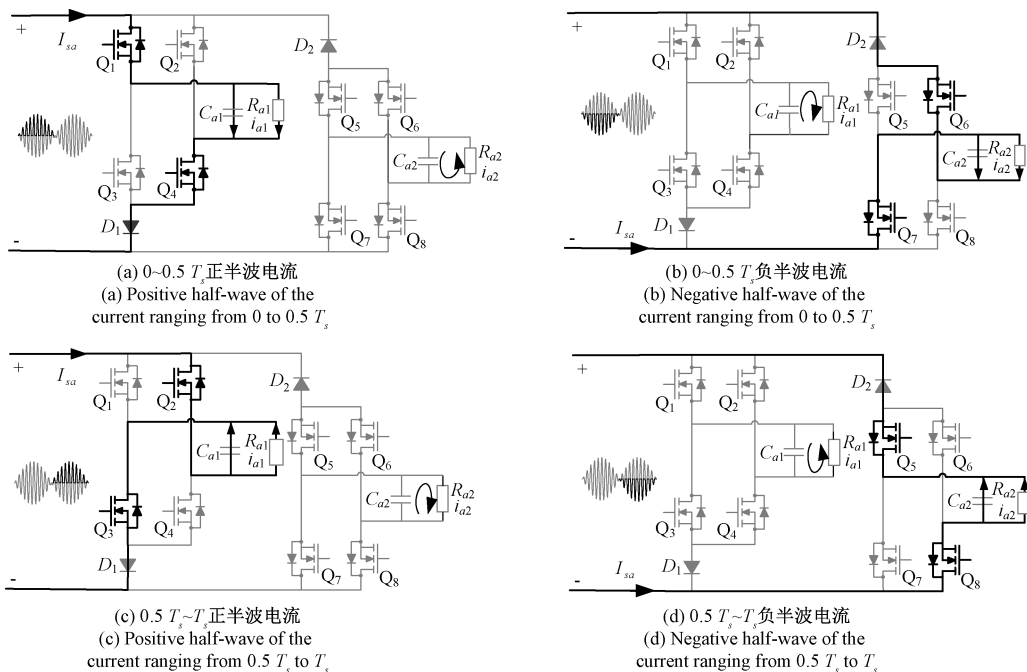


图4 交流输出通道工作模式

Fig. 4 The working mode of the AC output channel of the proposed MC-WPT system

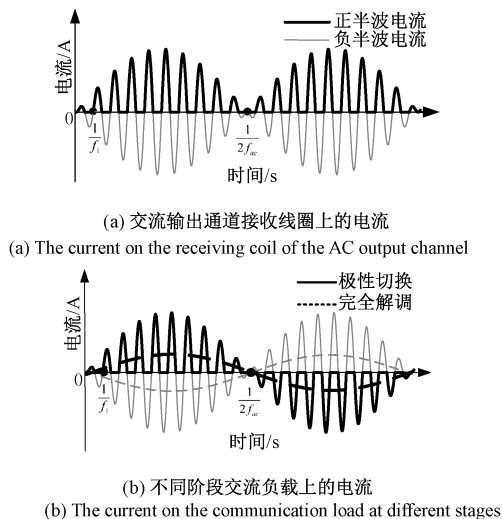


图5 理想情况下的解调过程

Fig. 5 The demodulation process under ideal conditions

模态 I: 如图 4(a) 所示, 此时处于 $0 \sim 0.5T_s$ 阶段, 接收回路的输入电流为正半周期, Q_1 和 Q_4 导通, 流过负载 R_{a1} 的电流 i_{a1} 方向由上至下, 规定此方向为负载电流的正方向, 电容 C_{a1} 处于充电状态, 由于二极管 D_2 截至, R_{a2} 无法接收回路能量, 其电压由并联电容 C_{a2} 提供, 此

PWM1 控制的开关关断, PWM2 控制的开关导通。通过控制这些开关管即可实现极性切换, 并与电容一起实现对包络信号的解调。图 4 为交流输出通道的工作模式, 一共分为 4 种工作状态, 图 5 为本文理想的包络信号解调过程。

时负载 R_{a2} 电流 i_{a2} 方向为负。

模态 II: 如图 4(b) 所示, 此时为 $0 \sim 0.5T_s$ 阶段, 但是接收线圈上的电流处于负半周期, 二极管 D_1 截至, D_2 导通, R_{a1} 两端电压由电容 C_{a1} 提供, i_{a1} 为正, Q_6 和 Q_7 为导通状态, 负半波功率流向 R_{a2} , i_{a2} 为正, 电容 C_{a2} 充电。

模态 III: 如图 4(c) 所示, 此时处于 $0.5T_s \sim T_s$, 接收线圈的电流处于正半周期, 二极管 D_1 导通, D_2 截至, R_{a2} 电压由电容 C_{a2} 提供, 其电流方向为正。 Q_2 和 Q_3 导通, Q_1 和 Q_4 关断, 则此时电容 C_{a1} 为充电状态, 功率均流入负载 R_{a1} , i_{a1} 为负。

模态 IV: 如图 4(d) 所示, 此时处于 $0.5T_s \sim T_s$ 阶段的负半周期, 二极管 D_1 截至, D_2 导通, 因此电容 C_{a1} 对负载 R_{a1} 放电, i_{a1} 为负。 Q_5 和 Q_8 导通, Q_6 和 Q_7 关断, 电容 C_{a2} 被充电, 负载 R_{a2} 接收功率, i_{a2} 为负。

因此, R_{a1} 和 R_{a2} 接收到的功率分别是该通道的正半波和负半波的功率, 即 R_{a1} 为正弦信号正半周期时的负载, R_{a2} 为负半周期的负载。通过 4 个开关管实现极性切换, 开关管与电容一起对包络形式的电压完全解调, 且两个半波负载之间的功率互不干扰。通过对包络信号的解调, 即可获取低频交流电, 该方法可减少系统获取交流输出的级联环节, 并且仅利用一个接收线圈就可以为两个交流负载供电。

然而,尽管谐振电容可以抑制大部分非对应通道的功率,但是由于异频干扰的存在,即发射线圈存在两个频率分量,使得一个功率通道上难以完全消除非对应频率的功率,这将导致两个功率之间存在相互影响,尤其对于交流输出通道,这会影响信号的解调过程以及输出的低频交流的波形品质,图 6 为异频干扰下的解调过程。

据图 6(a)可以看出,存在异频干扰时,其包络信号的谷值将偏移零点,呈现过包络状态,使其解调后得到的低频交流信号在极性切换点处存在突变,如图 6(b)所示,负载获得的交流电压不够平滑,不利于交流负载的供电。

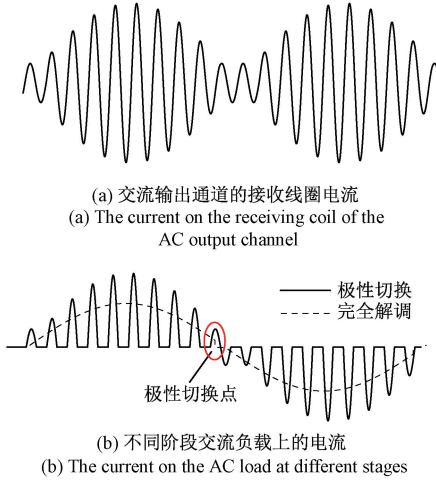


图 6 异频干扰下的解调过程

Fig. 6 Demodulation process under interference from different frequencies

因此,为了使得各个功率通道之间互不干扰,有必要将目标频率的功率流向特定的接收线圈,并且使得接收线圈最小化的拾取非目标频率的功率。利用由电容 C_f 和电感 L_f 为并联构成的带阻滤波器,可以在不需要的频率处设置为谐振,这样可以使得该通道对于这种频率的功率表现为高阻抗状态,并联谐振网络对非目标频率的阻抗 Z_{fa} 和 Z_{fd} 如式(8)所示。

$$\begin{cases} Z_{fa} = \frac{j\omega_d L_{fa}}{1 - \omega_d^2 L_{fa} C_{fa}} \\ Z_{fd} = \frac{j\omega_a L_{fd}}{1 - \omega_a^2 L_{fd} C_{fd}} \end{cases} \quad (8)$$

使滤波器参数满足式(9),即:

$$\begin{cases} 1 - \omega_d^2 L_{fa} C_{fa} = 0 \\ 1 - \omega_a^2 L_{fd} C_{fd} = 0 \end{cases} \quad (9)$$

此时,在滤波器的作用下,该通道非对应频率的阻抗达到无穷大,即不需要的频率均可被抑制在 LC 并联谐振腔内,不再流入负载,使得不同频率间的功率通道互不干扰。

3 电路分析及系统传输特性

为了简化数学模型,可以将谐振电容 C_s 的后级电路等效为负载 R_A 和 R_D ,其交流功率通道的两个半波负载和解调电路又等效为 R_{eqa1} 和 R_{eqa2} ,图 7 为双频交/直流 MC-WPT 系统等效模型。

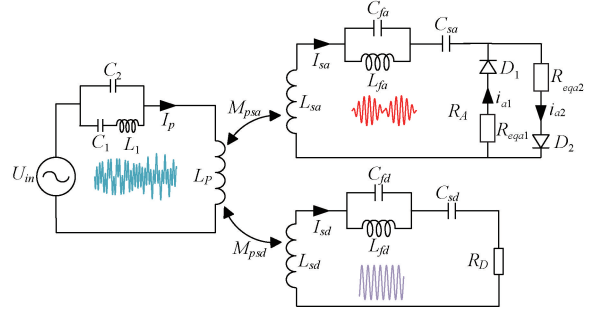


图 7 双频交/直流 MC-WPT 系统等效模型

Fig. 7 Dual-frequency AC/DC MC-WPT system equivalent model

在 HESPWM 调制下,逆变器输出电压 U_{in} 可以等效为两种频率叠加的交流源,分别为 U_a 和 U_d ,原边电流为 I_p , C_1 、 C_2 和 L_1 构成原边双频补偿网络,在电磁耦合下能量由发射线圈 L_p 传递到两个接收线圈 L_{sa} 和 L_{sd} , C_f 和 L_f 为带阻滤波器, C_{sa} 和 C_{sd} 为副边谐振电容, M_{psa} 和 M_{psd} 为 L_p 与 L_{sa} 和 L_{sd} 之间的互感,为了使系统全谐振,减少系统的无功分量,原边的谐振参数应满足式(10),即:

$$\begin{cases} \frac{\left(j\omega_d L_1 + \frac{1}{j\omega_d C_1} \right) \frac{1}{j\omega_d C_2}}{j\omega_d L_1 + \frac{1}{j\omega_d C_1} + \frac{1}{j\omega_d C_2}} + j\omega_d L_p = 0 \\ \frac{\left(j\omega_a L_1 + \frac{1}{j\omega_a C_1} \right) \frac{1}{j\omega_a C_2}}{j\omega_a L_1 + \frac{1}{j\omega_a C_1} + \frac{1}{j\omega_a C_2}} + j\omega_a L_p = 0 \end{cases} \quad (10)$$

副边的谐振参数应满足式(11),即:

$$\begin{cases} j\omega_a L_{sa} + \frac{1}{j\omega_a C_{sa}} + \frac{j\omega_a L_{fa}}{1 - \omega_a^2 L_{fa} C_{fa}} = 0 \\ j\omega_d L_{sd} + \frac{1}{j\omega_d C_{sd}} + \frac{j\omega_d L_{fd}}{1 - \omega_d^2 L_{fd} C_{fd}} = 0 \end{cases} \quad (11)$$

系统的基尔霍夫电压方程的关系矩阵如式(12)所示。

$$\begin{bmatrix} U_x \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{px} & -j\omega_x M_{psa} & -j\omega_x M_{psd} \\ -j\omega_x M_{psa} & Z_{sax} & 0 \\ -j\omega_x M_{psd} & 0 & Z_{sdx} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{px} \\ I_{sax} \\ I_{sdx} \end{bmatrix} \quad (12)$$

式中: ω_x 、 Z_{px} 、 Z_{sax} 和 Z_{sdx} 分别是接收器 $x(x=a, d)$ 的角频率、发射器和接收器的输入阻抗,其表达式如式(13)所示。

$$\begin{cases} Z_{px} = \frac{j(\omega_x^2 C_1 L_1 - 1)}{(C_1 + C_2 - \omega_x^2 C_1 C_2 L_1)} + j\omega_x L_p \\ Z_{sax} = R_A + j\omega_x L_{sa} + \frac{1}{j\omega_x C_{sa}} + \frac{j\omega_x L_{fa}}{1 - \omega_x^2 L_{fa} C_{fa}} \\ Z_{sdx} = R_D + j\omega_x L_{sd} + \frac{1}{j\omega_x C_{sd}} + \frac{j\omega_x L_{fd}}{1 - \omega_x^2 L_{fd} C_{fd}} \end{cases} \quad (13)$$

求解基尔霍夫方程,可得双频系统的发射端电流 I_{px} 和两个接收电路的电流 I_{sax} 和 I_{sdx} 如式(14)所示。

$$\begin{cases} I_{px} = \frac{Z_{sax} Z_{sdx} U_x}{\omega_x^2 (M_{psd}^2 Z_{sax}) + (M_{psa}^2 \omega_x^2 + Z_{px} Z_{sax}) Z_{sdx}} \\ I_{sax} = \frac{j\omega_x M_{ps1} Z_{sdx} U_x}{\omega_x^2 (M_{psd}^2 Z_{sax}) + (M_{psa}^2 \omega_x^2 + Z_{px} Z_{sax}) Z_{sdx}} \\ I_{sdx} = \frac{j\omega_x M_{ps2} Z_{sax} U_x}{\omega_x^2 (M_{psd}^2 Z_{sax}) + (M_{psa}^2 \omega_x^2 + Z_{px} Z_{sax}) Z_{sdx}} \end{cases} \quad (14)$$

将式(9)~(11)和(13)代入式(14),得原、副边线圈电流表达式如式(15)所示。

$$\begin{cases} I_{pa} = \frac{U_a R_A}{M_{psa}^2 \omega_a^2} \\ I_{pd} = \frac{U_d R_D}{M_{psd}^2 \omega_d^2} \\ I_{saa} = \frac{jU_a}{M_{psa} \omega_a} \\ I_{sad} = 0 \\ I_{sda} = 0 \\ I_{sdd} = \frac{jU_d}{M_{psd} \omega_d} \end{cases} \quad (15)$$

可得式(16),即:

$$\begin{cases} I_{sa} = I_{saa} \\ I_{sd} = I_{sdd} \end{cases} \quad (16)$$

因此,在两个带阻滤波器的作用下,两个功率通道相互独立,两种不同调制波组合控制的逆变器输出的高频方波电压相当于两种不同的交流源叠加,满足叠加定理,整个系统在理想情况下可以完全等效为两个不同频率的单通道传输系统。

由于交流输出通道存在两个负载,还需对该通道的输出特性进行分析,对于谐振电容后各等效负载关系如式(17)所示。

$$\begin{cases} R_{eqa1} = \frac{8}{\pi^2} R_{a1} \\ R_{eqa2} = \frac{8}{\pi^2} R_{a2} \\ R_D = \frac{8}{\pi^2} R_d \end{cases} \quad (17)$$

对于 R_A , 由于存在两个半波功率通道,根据文献[25],并将电流公式代入可知 i_{a1} 和 i_{a2} 的有效值可以

被表示为式(18),即:

$$\begin{cases} i_{a1} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \frac{U_a}{\omega_a M_{psa}} \\ i_{a2} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \frac{U_a}{\omega_a M_{psa}} \end{cases} \quad (18)$$

从式(18)可以看出, i_{a1} 和 i_{a2} 具备与负载无关的恒流输出特性,由于解调前后的能量仍然守恒,可以得到方程如式(19)所示。

$$I_{sa}^2 R_A = i_{a1}^2 R_{eqa1} + i_{a2}^2 R_{eqa2} \quad (19)$$

将式(17)、(18)代入(19),那么负载 R_A 可以被表示为式(20),即:

$$R_A = \frac{16(R_{a1} + R_{a2})}{\pi^4} \quad (20)$$

结合式(5)、(15)和(18),负载 R_{a1} 、 R_{a2} 和 R_d 的输出电压 V_{a1} 、 V_{a2} 和 V_d 的有效值如式(21)所示。

$$\begin{cases} V_{a1} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \frac{a_a V_{dc}}{2\omega_a M_{psa}} R_{a1} \\ V_{a2} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \frac{a_a V_{dc}}{2\omega_a M_{psa}} R_{a2} \\ V_d = \frac{a_d V_{dc}}{\pi\omega_d M_{psd}} R_d \end{cases} \quad (21)$$

4 系统仿真与实验验证

为了验证提出的面向交/直流负载的 MC-WPT 系统的可行性,根据图3搭建了一个如图8所示的双频实验样机,其中交流负载功率通道的谐振频率为 20 kHz,其低频交流输出为 100 Hz,直流负载功率通道的谐振频率为 60 kHz。该系统包括全桥逆变器,发射线圈、接收线圈、补偿电容以及滤波电路和极性切换电路等。载波频率设置为 600 kHz,这也是逆变器的开关频率。

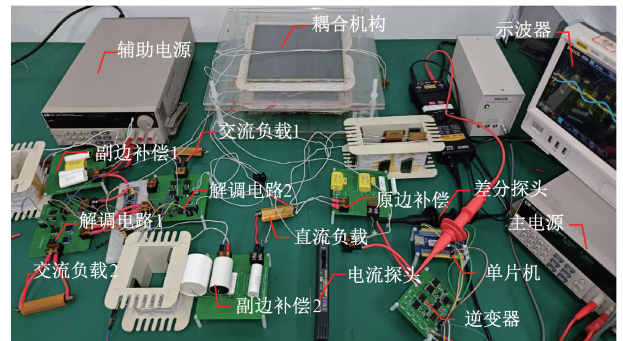


图8 试验样机测试平台

Fig. 8 Test prototype testing platform

系统参数设计流程如图9所示,由于电压源 V_{dc} 和所提出的系统的工作频率 ω_x 是给定的,因此根据所需的输

出电流 i_{a1} 、 i_{a2} 、 I_d 和输出电压 V_{a1} 、 V_{a2} 、 V_d 可以计算出互感 M_{psa} 和 M_{psd} 。然后,将构造具有期望互感 M_{psa} 和 M_{psd} 的耦合机构,并且确定自感,再结合滤波元件的参数后配置补偿电容和补偿电感。表 1 中列出了拟定系统的参数。

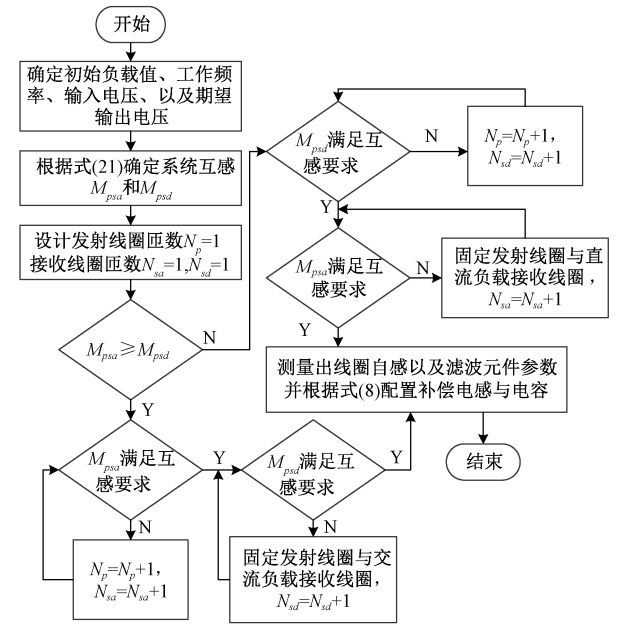


图 9 系统参数设计流程
Fig. 9 System parameter design process

表 1 系统工作下基本参数

Table 1 Basic parameters under system operation			
参数	数值	参数	数值
V_{dc}	40 V	C_1	105.6 nF
f_z	600 kHz	C_2	118.5 nF
f_a	20 kHz	C_{fa}	140.1 nF
f_d	60 kHz	C_{fd}	706.7 nF
f_{ac}	100 Hz	L_{fa}	50.3 μ H
L_p	246.5 μ H	L_{fd}	89.6 μ H
L_{sa}	108.0 μ H	C_{sa}	582.6 nF
L_{sd}	107.5 μ H	C_{sd}	65.2 nF
M_{psa}	30.5 μ H	R_d	10 Ω
M_{psd}	30.5 μ H	R_{a1}	5 Ω
L_1	145.2 μ H	R_{a2}	5 Ω

根据表 1 参数搭建仿真模型,在调制度 $a_a = a_d = 0.5$ 的情况下,逆变器输出的电压和电流仿真波形如图 10 所示,其快速傅里叶变换频谱分析如图 11 所示。根据图 10 和 11,可以看出逆变器输出的电压和电流均包含了多种频率分量,总体上包含了两个部分,其中一部分为传输 60 kHz 的高频正弦分量,另一部分为两个 20 kHz 左右且含量相近的频率分量,即为低频正弦与高频正弦相乘得

到的包络信号。逆变器输出的电压电流实验波形如图 12 所示,整体呈现谐振的状态,与仿真结果一致,验证了 HESPWM 控制方法能够实现单个逆变器同时针对不同负载输出不同频率以及不同形式的功率。

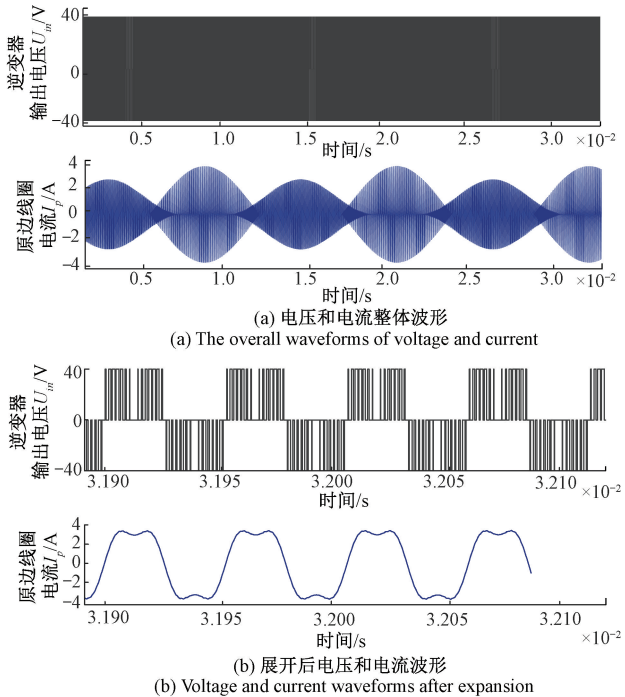


图 10 逆变器输出的电压和电流仿真波形
Fig. 10 The simulated waveforms of the voltage and current output by the inverter

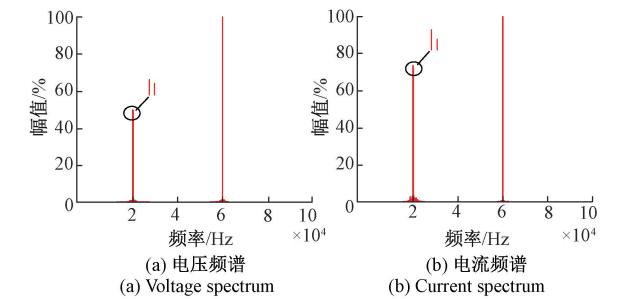


图 11 逆变器输出的电压和电流频谱分析
Fig. 11 Analysis of the voltage and current spectra output by the inverter

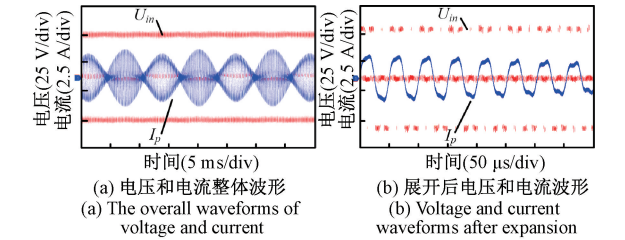


图 12 逆变器输出的电压和电流
Fig. 12 The voltage and current output by the inverter

为了验证 HESPWM 控制下的交/直流双模输出特性及带阻滤波器解决异频干扰并优化输出波形的作用,图 13~16 展示了系统接收端的输出波形,并对比了接收端加入带阻滤波器前后的波形质量。图 13(a)为带阻滤波器加入前两接收线圈上整体电流波形,图 13(b)则为带阻滤波器加入后整体电流波形,图 14(a)和(b)分别为图 13(a)和(b)展开后电流波形。从图 13(a)和 14(a)来看,没有带阻滤波器时,由于异频干扰的存在,包络信号谷值偏移零点,呈现过包络的状态,线圈电流存在部分非对应频率分量,电流波形发生畸变;从图 13(b)和 14(b)来看,加入带阻滤波器后,包络信号谷值几乎为 0,且展开后电流波形表现为 20 和 60 kHz 的高频正弦,波形质量明显改善。

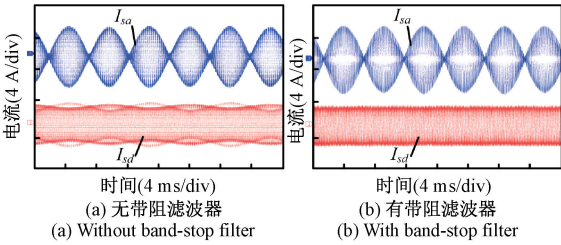


图 13 接收线圈上的整体电流

Fig. 13 The overall current on the receiving coils

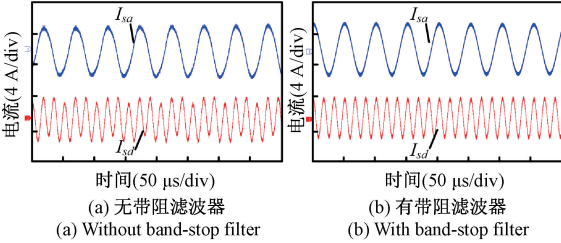


图 14 接收线圈上的展开电流

Fig. 14 The expanded current on the receiving coils

为了更直观地展示交流输出通道双输出特性,图 15 为两个交流输出通道在极性切换后的负载电压,两个负载分别接收交流功率通道的正、负半波能量并在包络信号的谷值点对半波功率进行极性切换,使负载电压的轮廓为低频正弦信号形式,最后通过低通滤波器滤除高频信号获取低频交流电。图 16 为完全解调后的两个交流

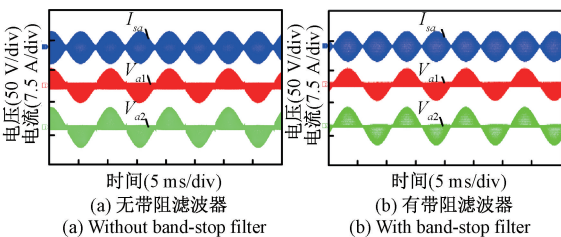


图 15 极性切换后交流负载电压

Fig. 15 The voltage of the AC load after polarity switching

负载电压及整流滤波后负载电压。

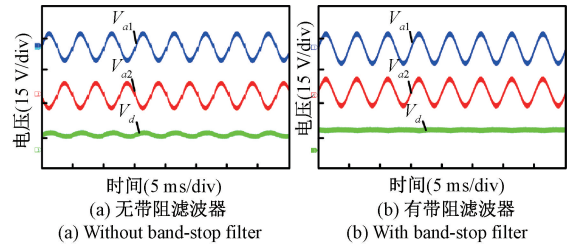
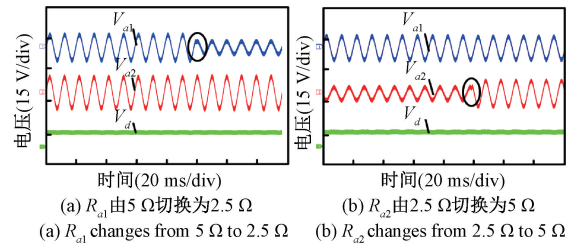


图 16 各负载两端的电压波形

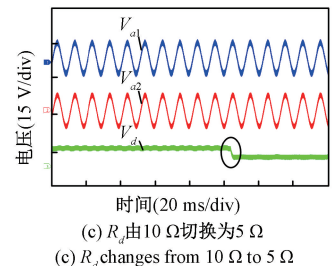
Fig. 16 The voltage waveforms at both ends of each load

图 15(a)为加入带阻滤波器前,极性切换后的交流负载电压,其包络信号谷值偏移零点,呈现过包络状态,极性切换点处存在突变,而图 16(a)为加入带阻滤波器前完全解调的输出电压波形,解调后负载低频交流电压波形不够平滑存在畸变,且直流负载也受到异频干扰导致输出波动,这通常导致系统需要更大的滤波电容。图 15(b)为加入带阻滤波器后,极性切换后的交流负载电压,其包络信号谷值几乎接近零点,则在极性切换点处电流变化较为平滑,而图 16(b)为加入带阻滤波器后完全解调的输出电压波形,负载交流电压趋近于正弦,且直流负载在无异频干扰下输出更稳定。

针对负载变化时的稳定性分析,图 17 显示了系统稳定运行后进行负载切换时三路负载电压的变化情况,图 17(a)为保持 $R_{a2} = 5 \Omega$ 和 $R_d = 10 \Omega$ 时,负载 R_{a1} 由 5Ω 切换为 2.5Ω 的三路输出电压波形,在负载切换后, R_{a1} 对应的输出电压变为原来的一半;图 17(b)为保持 $R_{a1} = 5 \Omega$ 和 $R_d = 10 \Omega$ 时,负载 R_{a2} 由 2.5Ω 切换为 5Ω 的三路输出电压波形,负载变化后,其输出电压变为原来的两倍;图 17(c)为保持 $R_{a1} = R_{a2} = 5 \Omega$ 时,负载 R_d 由 10Ω 切换为 5Ω 的三路输出电压波形,同样地, R_d 发生



(a) R_{a1} changes from 5 Ω to 2.5 Ω (b) R_{a2} changes from 2.5 Ω to 5 Ω



(c) R_d changes from 10 Ω to 5 Ω

图 17 负载切换下的系统输出电压

Fig. 17 The output voltage of the system under load switching

变化,该负载对应的输出电压变为原来的一半。以上验证了式(21)理论推导的输出特性,而且,通过观察不难发现,其中一路负载切换后,该路输出电压可以在 1 ms 内迅速响应并进入稳态,另外两路负载输出均不受影响,验证了系统在负载变化条件下可以稳定运行。

由于面对不同的应用场景,其交/直流负载有所不同,图 18 显示了其他参数不变时,不同负载下系统的实际能量传输效率。

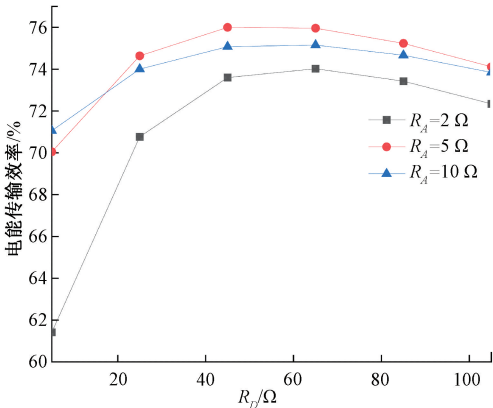


图 18 不同负载下系统的传输效率

Fig. 18 The transmission efficiency of the system under different loads

为了直观展示交/直流输出特性,本文在理论推导时忽略了无源器件的寄生电阻和开关管导通内阻。然而在实际电路中,这些内阻将导致系统在输入不变时,效率最高点存在最优负载。如图 18 所示,在不同 R_A 负载时,系统能量传输效率均随 R_d 增加先增后减,当负载 $R_A = 5 \Omega$, $R_d = 45 \Omega$ 时,系统传输效率达到最大,为 75.9%。

图 19 为系统在 35 W 工作条件下损耗分布情况,观察发现,逆变器和整流器损耗占比最大。逆变器采用的是 GC3M0075120D 型号的开关管,其工作在高频开关状

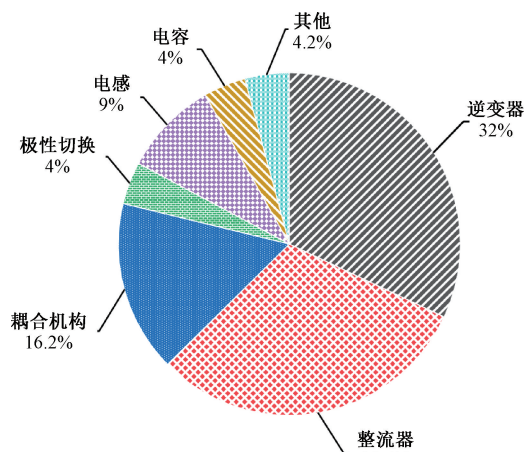


图 19 35 W 条件下的系统损耗分布

Fig. 19 System loss distribution under 35 W conditions

态下,该部分损耗由系统高频开关损耗及导通损耗组成;对于交流功率通道的半波整流器及直流功率通道的全桥整流器均采用 STPS30L60C 的肖特基二极管,整流器损耗主要由该器件正向导通压降导致;耦合机构及电感也占据着损耗相当一部分来源;电容损耗主要由自身 ESR 导致,而极性切换电路工作在低频切换状态,其损耗主要为开关器件的导通损耗,因此这两部分损耗占比较小。

5 结 论

本文提出了一种基于 HESPWM 控制的多频多负载 MC-WPT 系统,可直接针对多个不同频率的交/直流负载同步供电。

1) 所提出的 HESPWM 控制策略采用高频正弦信号与包络信号同步调制的方式,使逆变器同步输出多种不同形式的频率分量,实现对多频交/直流负载同步输出供电,其中直流功率通道能量为高频正弦形式,交流功率通道传输能量为包络形式。

2) 构造了一种双有源全桥融合双二极管的半波能量拾取拓扑,使得该通道仅利用一个拾取线圈为两个不同的交流负载独立供电,减少获取交流输出的级联环节,适用于需要双独立交流源同步工作的系统。

3) 拾取侧带阻滤波器有效解决了异频干扰问题,明显改善系统输出波形质量,此外系统可在负载切换条件下稳定运行。

参考文献

[1] 吴理豪, 张波. 电动汽车静态无线充电技术研究综述 (上篇) [J]. 电工技术学报, 2020, 35 (6) : 1153-1165.

WU L H, ZHANG B. Review of static wireless charging technology for electric vehicles (Part I) [J]. Transactions of the China Electrotechnical Society, 2020, 35 (6) : 1153-1165.

[2] 闫孝姮, 黄明鑫, 陈伟华. 无 SAR 评估条件下心脏起搏器谐振式无线供能系统研究 [J]. 仪器仪表学报, 2020, 41 (5) : 185-195.

YAN X H, HUANG M X, CHEN W H. Research on the resonant wireless energy supply system of pacemaker without SAR evaluation [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2020, 41 (5) : 185-195.

[3] 谢诗云, 吴莲, 李津, 等. 基于等效负载跟踪的旋转磁场耦合式 WPT 系统最大效率控制方法 [J]. 仪器仪表学报, 2024, 45 (10) : 110-122.

XIE SH Y, WU L, LI J, et al. Method of maximum efficiency control based on equivalent load tracking in WPT system with rotating magnetic field [J]. Chinese

- Journal of Scientific Instrument, 2024, 45(10): 110-122.
- [4] 王得安, 张剑韬, 朱春波, 等. 海洋环境对水下无线电能传输系统的影响机理研究进展[J]. 电工技术学报, 2025, 40(3): 653-675.
- WANG D AN, ZHANG J T, ZHU CH B, et al. Research progress on the mechanism of the impact of marine environment on underwater radio power transmission systems[J]. Transactions of the China Electrotechnical Society, 2025, 40(3): 653-675.
- [5] 魏钦旺, 黄东晓, 黄卫东, 等. 多频多负载无线充电系统负载与互感辨识[J]. 电力电子技术, 2023, 57(8): 86-89.
- WEI Q W, HUANG D X, HUANG W D, et al. Load and mutual inductance identification in multi-frequency and multi-load wireless charging system[J]. Power Electronics Technology, 2023, 57(8): 86-89.
- [6] 胡波, 王汉卿, 李江南, 等. 一种磁耦合多频谐振式无线电能传输系统设计[J]. 实验室研究与探索, 2025, 44(2): 24-30.
- HU B, WANG H Q, LI J N, et al. Design of a magnetic coupling multi-frequency resonant radio frequency energy transmission system[J]. Laboratory Research and Exploration, 2025, 44(2): 24-30.
- [7] HUANG Y C, LIU CH H, XIAO Y, et al. Separate power allocation and control method based on multiple power channels for wireless power transfer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(9): 9046-9056.
- [8] ZHANG ZH, LI X Y, PENG H L, et al. Multiple-frequency resonating compensation for multichannel transmission of wireless power transfer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(5): 5169-5180.
- [9] PENG H L, CHAU K T, LIU W, et al. Multi-resonating-compensation for multi-channel multi pickup wireless power transfer[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2022, 58(8): 1-6.
- [10] 黎伟阳, 杨斌, 何双江, 等. 具有抗偏移恒压输出特性的复合式双频感应电能传输系统研究[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(18): 7232-7240.
- LI Y Y, YANG B, HE SH J, et al. Research on a composite dual-frequency inductive power transmission system with anti-offset constant voltage output characteristics[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(18): 7232-7240.
- [11] XIONG W J, JIANG F N, LIU Z X, et al. A hybrid-frequency-based multi-load wireless power transfer system with constant current or voltage outputs[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2024, 12(1): 1150-1160.
- [12] 耿宇宇, 陈华国, 王涛. 无线电能传输系统最优负载优化与最大效率跟踪控制方法[J]. 仪器仪表学报, 2025, 46(4): 23-34.
- GENG Y Y, CHEN H G, WANG T. Optimization of optimal load and maximum efficiency tracking control method for wireless power transfer system[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2025, 46(4): 23-34.
- [13] LIU Y X, LIU CH H, HUANG R D, et al. Primary multi-frequency constant-current compensation for one to-multiple wireless power transfer[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2023, 70(6): 2201-2205.
- [14] GONG Y T, ZHANG ZH, CHANG S Y. Selected-interharmonic-injected pulse density modulation for one-to many WPT systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(9): 11784-11793.
- [15] NARAYANAMOORTHY R, JULIET A V, CHOKKALINGAM B. Frequency splitting-based wireless power transfer and simultaneous propulsion generation to multiple micro-robots[J]. IEEE Sensors Journal, 2018, 18(13): 5566-5575.
- [16] XIA CH Y, WEI N, ZHANG H T, et al. Multifrequency and multiload MCR-WPT system using hybrid modulation waves SPWM control method[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(11): 12400-12412.
- [17] 孙安冉, 夏晨阳, 杨子跃, 等. 复合调制 PWM 控制多频多负载 MCR-WPT 系统参数辨识技术研究[J]. 中国电机工程学报, 2025, 45(20): 8189-8202.
- SUN AN R, XIA CH Y, YANG Z Y, et al. Research on parameter identification technology for multi-frequency and multi-load MCR-WPT system based on composite modulation PWM control[J]. Proceedings of the CSEE, 2025, 45(20): 8189-8202.
- [18] ZHANG L, MAO J D, KE Y L, et al. Research on constant-voltage/constant-current characteristics of variable-structure dual-frequency dual-load wireless power transfer technology[J]. World Electric Vehicle Journal, 2025, 16(9): 504.
- [19] SUN AN R, XIA CH Y, CHEN Y H, et al. Multifrequency and multiload MCR-WPT system based on hysteresis current control[J]. IEEE Transactions on

Power Electronics, 2024, 39(8): 10532-10545.

[20] OTA H, LIU J, MIURA Y, et al. Multiphase direct AC wireless power transfer system: Comparative proposals using frequency and amplitude modulations [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics, 2021, 2(2): 101-112.

[21] 孙跃, 张路, 王智慧, 等. 交流包络调制无线电能传输系统的负载稳压输出研究[J]. 电力系统自动化, 2017, 41(2): 33-37, 120.

SUN Y, ZHANG L, WANG ZH H, et al. Research on load stabilized output of AC envelope modulation radio power transmission system [J]. Automation of Electric Power Systems, 2017, 41(2): 33-37, 120.

[22] 孙跃, 张路, 王智慧, 等. 包络调制无线电能传输系统边界条件研究[J]. 电工技术学报, 2017, 32(18): 26-35.

SUN Y, ZHANG L, WANG ZH H, et al. Research on boundary conditions of envelope modulation radio power transmission system [J]. Transactions of the China Electrotechnical Society, 2017, 32(18): 26-35.

[23] WU S T, HAN C H. Design and implementation of a full-bridge LLC converter with wireless power transfer for dual mode output load [J]. IEEE Access, 2021, 9: 120392-120406.

[24] LEE A T L, JIN W J, TAN S C, et al. Single-inductor multiple-output (SIMO) buck hybrid converter for simultaneous wireless and wired power transfer[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2022, 10(2): 2163-2177.

[25] ZHU CH Y, YU J, GU Y D, et al. Analysis and design of cost-effective WPT systems with dual independently regulatable outputs for automatic guided vehicles [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(6): 6183-6187.

作者简介



张路, 2009 年获得重庆大学自动化学院学士学位, 2017 年获得重庆大学自动化学院博士学位, 现为重庆理工大学讲师, 主要研究方向为自动控制、无线电力传输和电力电子应用。

E-mail: road@cqut.edu.cn

Zhang Lu received his B.Sc. and Ph.D. degrees both from the School of Automation at Chongqing University in 2009 and 2017, respectively. He is currently a lecturer and a master's

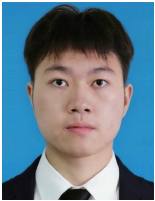
supervisor at Chongqing University of Technology. His main research interests include automatic control, wireless power transmission, and power electronics applications.



陈粤亮 (通信作者), 2023 年于重庆理工大学获得学士学位, 现为重庆理工大学控制工程专业硕士研究生, 主要研究方向为无线电能传输技术、电能变换与控制技术。

E-mail: chenyueliang@stu.cqut.edu.cn

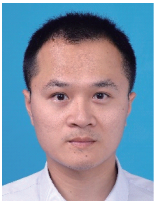
Chen Yueliang (Corresponding author) received his B.Sc. degree from Chongqing University of Technology in 2023. He is currently a master's student majoring in Control Engineering at Chongqing University of Technology. His main research interests include wireless power transmission technology, power conversion and control technology.



董尧, 2023 年于临沂大学获得学士学位, 现为重庆理工大学电气工程专业硕士研究生, 主要研究方向为无线电能传输技术、电能变换与控制技术。

E-mail: 52230712126@stu.cqut.edu.cn

Dong Yao received his B.Sc. degree from Linyi University in 2023. He is currently a master's student majoring in Electrical Engineering at Chongqing University of Technology. His main research interests include wireless power transmission technology, power conversion and control technology.



谢诗云, 2010 年和 2017 年于重庆大学获得学士学位和博士学位, 现为重庆理工大学副教授, 硕士生导师, 主要从事无线电能传输技术、电能变换与控制研究。

E-mail: xieshiyun1987@cqut.edu.cn

Xie Shi Yun received his B.Sc. and Ph.D. degrees both from Chongqing University in 2010 and 2017, respectively. He is currently an associate professor at Chongqing University of Technology. His main research interests include wireless power transfer, power conversion and control.



柯永林, 2024 年于重庆理工大学获得学士学位, 现为重庆理工大学控制工程专业硕士研究生, 主要研究方向为无线电能传输与电力电子变换器。

E-mail: keyonglin@stu.cqut.edu.cn

Ke Yonglin received his B.Sc. degree from Chongqing University of Technology in 2024. He is currently a master's student majoring in Control Engineering at Chongqing University of Technology. His main research interests include radio frequency energy transmission and power electronic converters.