

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2412848

航空应用宽变频输入电流型 PWM 整流器 高功率因数运行控制*

郭强, 杨鑫宇, 李山, 戴云龙, 张小成
(重庆理工大学电气与电子工程学院 重庆 400054)

摘要:当三相电流型整流器作为航空供电系统有源前端时,因具有宽输入交流频率(最大至 800 Hz),引起交流滤波电容无功功率激增进而导致系统功率因数降低。为有效减小滤波电容电流,基于前馈解耦控制策略建立了同步旋转坐标系下数学模型,采用相量法对电容电流进行补偿。此外,为进一步提高功率因数,提出了一种功率因数电流矢量协调控制策略实现对无功电流控制。利用 MATLAB 对控制环路及参数灵敏度进行分析,给出了控制环路零点配置和增益设计方案,采用基于模型的开发与自动代码生成实现了软件部分开发的高效性。最后,通过仿真和实验验证了所提方法的正确性和可行性,实验结果表明,在整个极宽输入频率内,网侧电流总谐波畸变率小于 5%,系统功率因数始终保持 0.99 以上。

关键词: 电流型整流器;航空电源;宽输入频率;无功电流控制;高功率因数

中图分类号: TM461 TH39 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.80

High power factor control of wide AC input frequency rangecurrent-source PWM rectifiers for aerospace applications

Guo Qiang, Yang Xinyu, Li Shan, Dai Yunlong, Zhang Xiaocheng

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

Abstract: When three-phase current rectifiers are used in the active front end of the aviation power supply system, the wide input AC frequency (up to 800 Hz) causes a surge of reactive power in the AC filter capacitor, which leads to the reduction of the system power factor. To effectively reduce the filter capacitor current, a mathematical model in the synchronous rotating coordinate system is formulated, which is based on the feed-forward decoupling control strategy. The capacitor current is compensated by the phase quantity method. In addition, to further improve the power factor, a power factor current vector coordinated control strategy is proposed to realize the control of reactive current. The control loop and parameter sensitivity are analyzed by using MATLAB, and the zero-pole configuration and gain design scheme of the control loop are given. The model-based development and automatic code generation are adopted to realize the high efficiency of the software part development. Finally, the proposed control method is evaluated by simulation and experiment for its correctness and effectiveness. Experimental results show that the total harmonic distortion rate of the grid-side current is less than 5% and the power factor of the system is always above 0.99 throughout the very wide input frequency.

Keywords: current-source rectifier; aviation power supply; wide input frequency; reactive current control; high PF value

0 引言

在过去的十年中,面对气候变化和化石燃料日益严峻的挑战,多电飞机(more electric aircraft, MEA)因其减少气体排放,降低燃料消耗和低运行成本而引发关注^[1]。

以 MEA 为代表的航空变频供电系统中,三相交流输入频率在 360~800 Hz 范围内变化^[2],使得其控制系统设计变得困难。此外,随着机载直流负荷增加,MEA 开始采用 270 V 高压直流供电方案^[3]。宽输入交流频率电源经 AC-DC 整流器转换为高压直流电,同时满足输出电压可控、功率因数校正以及输入电流正弦化^[4]。由于应用场

合的特殊性使其兼具高可靠性、功率密度和效率,因此对于整流器的设计变得尤为重要且富有挑战。

传统商用飞机中 AC-DC 模块常采用无源多脉冲自耦变压整流器拓扑,具有结构简单、可靠性高等优点,但存在电能质量差、输出电压不可控、功率密度低等问题^[5]。为了改善上述不足,相继提出多种有源三相功率因数校正(power factor correction, PFC)整流器拓扑,包括升压型整流器、降压型整流器和升降压型整流器^[6]。

现有航空供电系统中,由于直流母线电压大于峰值输入交流电压,机载 AC-DC 整流器多采用升压型整流器、降压型整流器与升压型变换器级联拓扑^[7-8]。三相电压型整流器(voltage source rectifier, VSR)作为升压型整流器典型拓扑,启动阻抗小需额外增加软启动电路以降低启动电流^[9],存在降低系统可靠性和动态响应性能等不利因素^[10];此外,因 VSR 拓扑对输出短路电流抑制能力较差,增加了系统保护的设计难度^[11]。

三相电流型整流器(current source rectifier, CSR)因具有宽范围降压输出、较小启动电流和短路限流等能力,多被应用于中大功率场合,如风电场、大功率电力拖动、混合微电网等^[12-15]。此外随着第3代宽禁带半导体器件技术日趋成熟^[16],可显著降低其电感、电容体积,实现高功率密度,因此三相 CSR 拓扑逐渐在航空供电系统中显现出竞争优势。

三相 CSR 因网侧 LC 滤波器存在无功分量,导致系统功率因数降低,为保证三相 CSR 高功率因数运行,国内外学者做了大量研究工作^[17-26],功率因数控制方法不断得到完善。文献[17]基于 $d-q$ 同步旋转坐标系下的间接电流控制策略,通过直流侧输出有功功率来调节网侧电流无功分量,实现了变换器 PFC 和能量反馈。文献[18]基于交流侧电容电压矢量提出了比例积分(proportional integral, PI)控制策略,系统能自动调节工作在最大功率因数点,具有对系统参数依赖性小等优点。文献[19]基于 $a-b-c$ 三相静止坐标系设计了具有两个零点的电流环控制器,提高了电流增益和相位裕度,适用于更高开关频率作用场合。文献[20]基于 $d-q$ 同步旋转坐标系提出了“PI+重复控制”复合策略,在电流控制环路中加入一个重复控制器补偿中频段的相位滞后,通过改变参考电流相位实现功率因数可调。文献[21]基于 $d-q$ 同步旋转坐标系下的间接电流控制策略,通过构建电容电压前馈通道,利用相量法对电容电流进行补偿,实现了无功功率补偿。文献[22]基于两相静止坐标系提出了改进型无差拍控制策略,对网侧电流进行模糊预测控制,实现网侧电流、电压同相位运行,在外环中加入负载功率前馈控制提高系统动态响应能力。上述文献中整流器输入频率均为固定 50 Hz,由于输入频率较低,对功率因数影响较小^[23]。然而,针对航空供电系统宽输入

交流频率(最大至 800 Hz)实际工况需求,文献[24]提出了一种无静差矢量控制策略,对 $d-q$ 轴进行独立控制,进而提高了 400 Hz 三相 VSR 运行功率因数。文献[25]主要研究了三相 CSR 网侧电流因调制信号较小,扇区边界处容易产生窄脉冲是网侧电流畸变主要原因。文献[26]基于相电压重构提出了功率跟踪控制,实现了宽变频输入电压不平衡下三相 CSR 单位功率因数运行,其算法简单易于实现数字控制。但相关研究文献均未考虑滤波电容影响,频率升高将导致滤波电容无功功率激增,引起系统功率因数降低,继而整流器无法满足《ISO 1540: 2006》机载电源标准。

根据飞机供电特性《GJB 181B—2012》要求,分析了宽输入频率时滤波电容电流增加、网侧电流超前相位严重等原因,基于有源阻尼和相量法对电容电流进行补偿,提出功率因数电流矢量协调控制策略以实现系统无功电流控制。利用前馈解耦控制策略构建 $d-q$ 同步旋转坐标系下三相 CSR 数学模型,实现 $d-q$ 轴电流矢量独立控制;辅助 MATLAB/SISO 工具箱对控制环路及参数灵敏度进行分析,保证系统快速动态响应与稳态性能;软件部分基于模型的开发与自动代码生成实现。在宽输入频率范围内,所提控制策略对系统功率因数和网侧电流谐波具有明显改善作用。

1 三相 CSR 数学模型及工作原理

机载三相 CSR 拓扑如图 1 所示,其输入电源由机载发电机提供。输入滤波电感 L_g 与滤波电容 C_g 组成交流侧 LC 滤波器,直流侧滤波电感 L_{dc} 与输出电容 C_{dc} 组成直流侧 LC 滤波器。为保证最大输入频率 800 Hz 时系统电能质量要求,须提高整流器开关频率,因此采用全碳化硅(silicon carbide, SiC)器件,包括 SiC MOSFET S_j 、串联 SiC 二极管 $D_j(j=1, \dots, 6)$ 以及续流 SiC 二极管 D_X 。

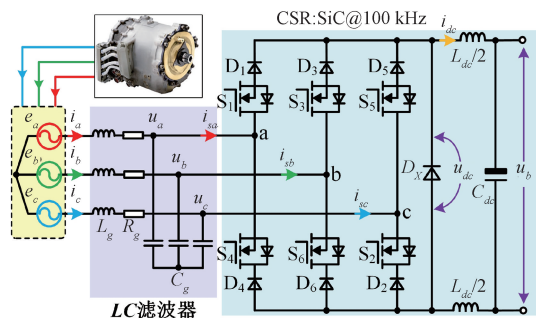


图1 宽输入频率机载整流器

Fig. 1 Wide input frequency onboard rectifiers

基于图1中三相 CSR 主电路拓扑,利用基尔霍夫电压、电流定律,建立三相 CSR 系统在连续时间域下状态

空间模型:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u}_i + \mathbf{D}$$

(1)

式中: $\mathbf{x} = [i_d \ i_q \ u_d \ u_q \ i_{dc} \ u_b]^T$, $\mathbf{u}_i = [e_d \ e_q]^T$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_g}{L_g} & \omega & -\frac{1}{L_g} & 0 & 0 & 0 \\ -\omega & -\frac{R_g}{L_g} & 0 & -\frac{1}{L_g} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_g} & 0 & 0 & \omega & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_g} & -\omega & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_{dc}} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_{dc}} & -\frac{1}{C_{dc}R_L} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_g} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_g} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{D} = [0 \ 0 \ -i_{sd}/C_g \ -i_{sq}/C_g \ u_{dc} \ 0]^T$$

式中: $e_d, e_q, i_d, i_q, u_d, u_q, i_{sd}, i_{sq}$ 分别表示网侧电压、网侧电流、滤波电容电压、交流电流在 d 轴、 q 轴分量; u_{dc}, i_{dc} 分别表示整流器输出电压和电流, u_b 表示三相 CSR 输出电压。

忽略系统中功率器件开关过程中的高频分量,利用开关周期平均法^[27],得到整流器低频大信号数学模型表达式:

$$\begin{cases} e_d = u_d + sL_g i_d + R_g i_d - \omega L_g i_q \\ e_q = u_q + sL_g i_q + R_g i_q + \omega L_g i_d \\ m_d i_{dc} = i_d - sC_g u_d + \omega C_g u_q \\ m_q i_{dc} = i_q - sC_g u_q - \omega C_g u_d \\ u_b = sL_{dc} i_{dc} + \frac{3}{2} m_d u_d + \frac{3}{2} m_q u_q \\ i_{dc} = sC_{dc} u_b + \frac{u_o}{R_L} \end{cases} \quad (2)$$

式中: m_d, m_q 分别表示调制信号在 d 轴、 q 轴分量。

由式(2)可知,系统模型中含有多个耦合项,导致三相 CSR 具有强耦合、非线性的特性。利用文献[27]所提出的前馈解耦控制策略,以 d 轴为例:通过控制前馈量 i_d^{fd} ,使 q 轴耦合项 i_q, u_q 经前馈调节后,在 e_d 和 $m_d i_{dc}$ 中产生一个与 $\omega L_g i_q, \omega C_g u_q$ 大小相等、符号相反的前馈补偿项,实现对 d 轴耦合项 $\omega L_g i_q, \omega C_g u_q$ 解耦控制;对 q 轴

的前馈补偿亦是如此,进而实现对 d, q 轴真正意义上的独立控制,前馈补偿项表达式为:

$$\begin{cases} i_d^{fd} = 2\omega C u_q - \omega C e_q + \omega^2 C_g L_g i_d + \omega C_g R_g i_q \\ i_q^{fd} = -2\omega C u_d + \omega C e_d + \omega^2 C_g L_g i_q - \omega C_g R_g i_d \end{cases} \quad (3)$$

为保证航空供电系统宽输入频率下三相 CSR 直流侧输出电压恒定、功率因数校正以及输入电流正弦化。因 PI 控制能够对直流信号实现无静差跟踪,本文基于 $d-q$ 同步旋转坐标系对三相 CSR 系统提出功率因数与电流矢量协调控制策略。

采用电流矢量调制策略时,引入 C_{clark} 和 C_{park} 坐标变换矩阵将三相交流量变换为直流量,其变换关系如图 2 所示。

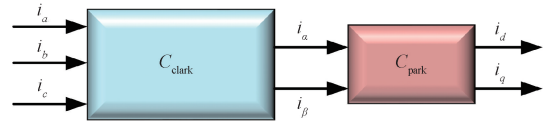


图 2 $d-q$ 同步旋转坐标变换

Fig. 2 The $d-q$ rotating coordinate transformation

其中,

$$\mathbf{C}_{\text{clark}} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{C}_{\text{park}} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \\ -\sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix}$$

单位功率运行时,网侧输入电流三相对称,经坐标变换后得到:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \mathbf{C}_{\text{clark}} \cdot \mathbf{C}_{\text{park}} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \frac{2}{3} I_m \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中: i_a, i_b, i_c 分别表示 $a-b-c$ 坐标系下网侧输入电流, I_m 表示网侧电流幅值。

由式(4)可知,在网侧电压、电流同相位运行时,经坐标变换后 q 轴电流分量 $i_q = 0$, d 轴分量 i_d 则反应网侧输入电流幅值。

系统控制框图如图 3 所示。首先,为实现直流电压稳定输出,整流器直流侧输出电压 u_b 与参考值 u_b^* 比较,其误差信号经电压外环控制器 $G_v(s)$ 处理,获得 d 轴电流内环控制器参考值 i_d^* ;为保证系统高功率因数运行, q 轴无功电流控制器参考值设为零,即 $i_d^* = 0$;然后网侧电流 i_d 和 i_q 分别跟踪其参考值,使得三相 CSR 在宽输入频率下实现高功率因数运行。

2 功率因数补偿策略

在宽输入频率机载三相 CSR 中,因网侧 LC 滤波导

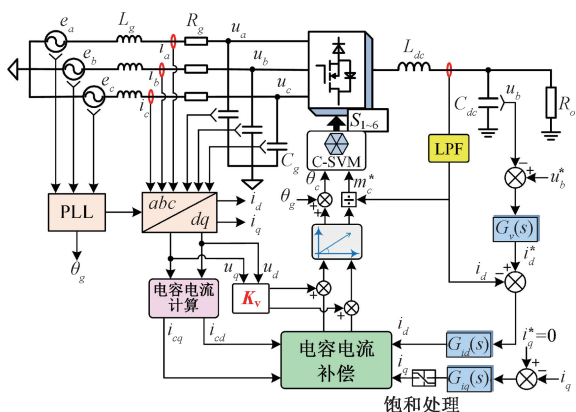


图3 三相CSR系统控制

Fig. 3 Three phase CSR system control block diagram

致系统存在无功分量,其滤波电容和滤波电感相量形式如式(5)、(6)所示。航空供电系统中频输入(360~800 Hz)相比于市电输入(50 Hz)频率增加,其滤波电容容抗 x_c 减小、滤波电感感抗 x_L 增加,进而系统无功损耗增加,功率因数降低。

$$x_c = \frac{1}{\omega C_g} = \frac{1}{2\pi f_{in} C_g} \quad (5)$$

$$x_L = \omega L_g = 2\pi f_{in} L_g \quad (6)$$

式中: f_{in} 表示电网基波输入频率。

2.1 滤波电容无功补偿

忽略滤波电感压降,滤波电容电压、电流如图4所示,其相量形式表示为:

$$I_c = j\omega C_g U_c = j2\pi f_{in} C_g U_c \quad (7)$$

式中: I_c 表示滤波电容电流, U_c 表示滤波电容电压。

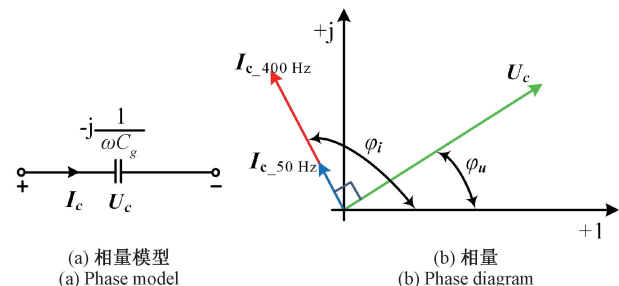


图4 滤波电容上的电压、电流

Fig. 4 Voltage and current on the filter capacitor

滤波电容电流随频率变化而变化,低频输入时,滤波电容容抗较大,流过电容电流很小,对功率因数影响不是很明显;中频输入时,滤波电容容抗减小,流过电容电流变大,导致电容无功损耗增加。

整流器所有开关单元均被关断时,电感电流 i_{dc} 经二极管 D_X 续流,三相CSR工作模式如图5所示。

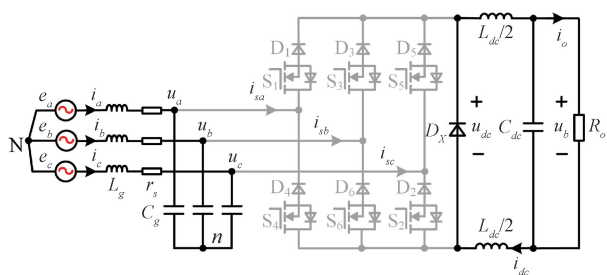


图5 三相CSR工作模式

Fig. 5 Operating mode of three-phase CSR

出于简化分析目的,假设三相输入电压 e_k ($k=a, b, c$)平衡且仅含有基波分量,在三相三线制系统中有:

$$\begin{cases} e_a + e_b + e_c = 0 \\ i_a + i_b + i_c = 0 \end{cases} \quad (8)$$

在 n 点利用基尔霍夫电流定律:

$$C_g \frac{du_a}{dt} + C_g \frac{du_b}{dt} + C_g \frac{du_c}{dt} = 0 \quad (9)$$

联立式(8)、(9)可得:

$$U_{Nn} = 0 \quad (10)$$

式(10)表明,滤波电容中点 n 与网侧电压中点 N 等电位,整流器所有开关单元均被关断时,网侧电流流向滤波电容。此时,网侧电流超前相位严重、功率因数骤减;为有效抑制电容电流,采用滤波电容与阻尼电阻并联方案,等效电路如图6所示。

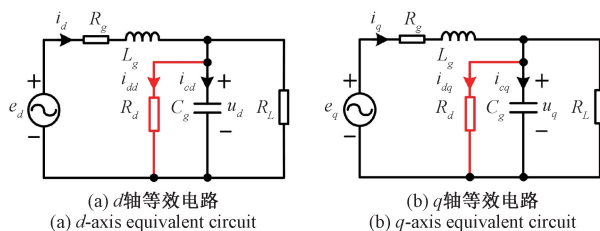


图6 滤波电容并联电阻的dq等效电路

Fig. 6 dq-axis equivalent circuit with paralleled resistor and filter capacitor

基于有源阻尼法,利用电容电压作为反馈量,经过一个反馈环节引入到网侧,在反馈阻尼系数 $K_v = 1/R_d$ 时,有源阻尼具有对电容电流同等分流能力。此时,对应有源阻尼电流为:

$$\begin{cases} i_{dd} = \frac{u_d}{R_d} = K_v u_d \\ i_{dq} = \frac{u_q}{R_d} = K_v u_q \end{cases} \quad (11)$$

基于相量法对网侧滤波电容电流 i_{cd} 、 i_{cq} 补偿,控制交流侧调制电流 i_{sd} 、 i_{sq} 。根据系统功率守恒理论^[28]:

$$P_G = P_o = \frac{3}{2} E_m I_m \cos \varphi = \frac{3}{2} E_m I_{sm} \cos \delta = U_b i_{dc} \quad (12)$$

式中: P_G 表示网侧输入有功功率; P_o 表示直流侧输出功率; E_m 表示网侧电压幅值; φ 表示系统功率因数角; δ 表示网侧电压与交流电流相位夹角。

联立式(2)、(12), 得到:

$$U_b = \frac{3}{2} E_m m_c \cos \delta \quad (13)$$

式中: m_c 表示调制因数, $m_c \in [0, 1]$ 。

对电容补偿电流定量分析, 三相 CSR 交流侧电压、电流相位关系如图 7 所示, 得到各变量复数表达式:

$$\begin{cases} \mathbf{I}_x = \mathbf{I}_{sx} + \mathbf{I}_{cx} \\ \mathbf{I}_{sx} = \mathbf{I}_{sdx} + \mathbf{I}_{sqx} \\ |\mathbf{I}_{sdx}| = \sqrt{2} I_{dc} U_b / 3 E_m \\ \mathbf{I}_{cx} = j\omega C_g \mathbf{U}_x \end{cases} \quad (14)$$

$$\cos \varphi = \cos \left[\tan^{-1} \left(\frac{|\mathbf{I}_{cx}| - |\mathbf{I}_{sqx}|}{|\mathbf{I}_{sdx}|} \right) \right] \quad (15)$$

式中: $\mathbf{I}_{sdx}$ 表示交流电流有功分量, 与网侧电压 $\mathbf{E}_x$ 同相位; $\mathbf{I}_{sqx}$ 表示交流电流无功分量, 滞后网侧电压 90° 。

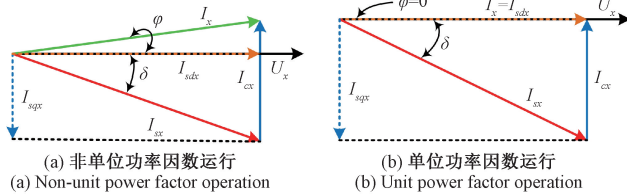


图 7 CSR 交流侧相量关系

Fig. 7 Phase relationship diagram of AC-side of CSR

分析图 7 交流侧电压、电流相量关系, 当 $|\mathbf{I}_{sqx}| = |\mathbf{I}_{cx}|$ 时, 网侧电流 $\mathbf{I}_x$ 网侧电压 $\mathbf{E}_x$ 保持同相位, 即 $\varphi = 0$, 系统实现单位功率因数运行。经补偿后 $d-q$ 坐标系相量关系如图 8 所示。

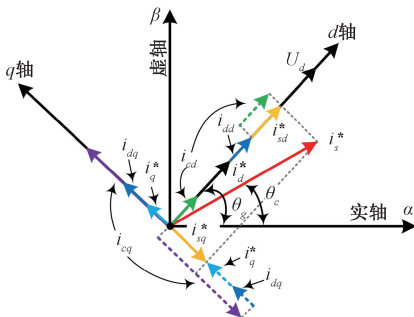


图 8 经补偿 $d-q$ 坐标系相量关系

Fig. 8 Phase relation diagram in the $d-q$ -axis with compensation

进一步得到交流侧调制电流参考值:

$$\begin{cases} i_{sd}^* = i_d + i_{cd} + i_{dd} = i_d + C_g du_d/dt - \omega C_g u_q + i_{dd} \\ i_{sq}^* = i_q - i_{cq} + i_{dq} = i_q - C_g du_q/dt - \omega C_g u_d + i_{dq} \end{cases} \quad (16)$$

式(16)表明, 交流侧调制电流包含电容电压微分项, 易造成系统振荡, 为提高系统稳定性忽略其微分项。交流侧调制电流参考值最终修正为:

$$\begin{cases} i_{sd}^* = i_d - \omega C_g u_q + i_{dd} \\ i_{sq}^* = i_q - \omega C_g u_d + i_{dq} \end{cases} \quad (17)$$

2.2 功率因数与电流矢量协调控制

式(6)表明, 中频输入时滤波电感感抗增加, 为保证三相 CSR 高功率因数运行, 滤波电感损耗同样需要被考虑, 因此增加一个控制环路, 使网侧电流 i_q 跟踪趋近于零或消失。图 9 给出了输入频率 400 Hz 时, 传统控制策略和所提控制策略功率因数对比结果。结果表明, 传统控制策略下功率因数仅有 0.965; 所提控制策略控制下功率因数可达 0.99 以上, 系统无功损耗得到了控制, 对功率因数具有明显的改善效果。

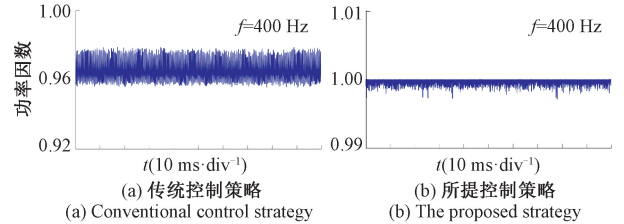


图 9 传统控制策略和所提控制策略功率因数对比结果

Fig. 9 Comparison results of power factor between conventional control and proposed control strategy

三相 CSR 第 1 目标是实现输出电压稳定, 第 2 目标才是实现高功率因数运行。因此, 需要对 q 轴无功电流 $G_{iq}(s)$ 控制器输出进行饱和和处理。其中, 调制矢量 m_d 、 m_q 两者之间的关系表达式为:

$$\begin{cases} 0 \leq |m_q| \leq m_{q(\max)} \\ m_{q(\max)} = \sqrt{m_{\max, PF}^2 - m_d^2} \end{cases} \quad (18)$$

式中: $m_{\max, PF} = 1$ 。

基于滤波电容电流完全能够得到补偿, 即 $i_d = i_{sd}$, $i_q = i_{sq}$, 式(18)两端同时乘以 i_{dc} 得:

$$0 \leq |i_q| \leq \sqrt{i_{dc}^2 - i_d^2} \quad (19)$$

三相 CSR 直流侧存在电感, 可认定稳态时直流侧输出电流 i_{dc} 为不变量, 网侧电流 i_d 和 i_q 为时变量, 在 i_d 为零时 i_q 有最大值。 q 轴无功电流 $G_{iq}(s)$ 控制器输出饱和值修正为:

$$0 \leq |i_q| \leq i_{dc} \quad (20)$$

3 多环路控制器设计

3.1 d 轴电流内环控制器设计

为实现直流侧输出电压恒定,网侧电流 i_d 跟踪电压外环 $G_v(s)$ 输出直流信号。经第1小节前馈解耦控制,三相 CSR 系统 d 轴电流内环控制框图如图10所示。

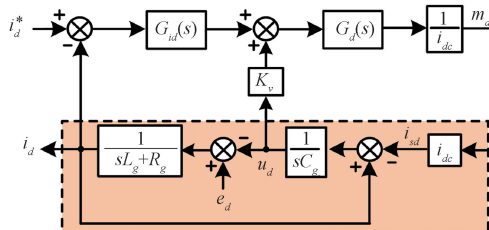


图10 d 轴电流内环控制

Fig. 10 Block diagram of d -axis current inner loop control

$G_{id}(s)$ 表示 d 轴电流内环控制器传递函数:

$$G_{id}(s) = K_{id} \frac{1 + \tau_{id}s}{s} \quad (21)$$

利用梅森定理推导出 d 轴电流内闭环传递函数:

$$I_d = \frac{G_{id}(s) G_d(s)}{D(s)} I_d^* + \frac{s C_g}{D(s)} e_d \quad (22)$$

式中:

$$D(s) = G_{id}(s) G_d(s) + 1 + s C_g (s L_g + R_g) +$$

$$G_d(s) (s L_g + R_g) K_v$$

忽略网侧电压 e_d 对系统影响,得到电流内环在 d 轴坐标系下开环传递函数:

$$H_{ido}(s) = \frac{a_0 s^1 + a_1}{b_0 s^4 + b_1 s^3 + b_2 s^2 + b_3 s^1} \quad (23)$$

式中: $a_0 = K_{id} \tau_{id}$, $a_1 = K_{id}$, $b_0 = 1.5 T_s L_g C_g$

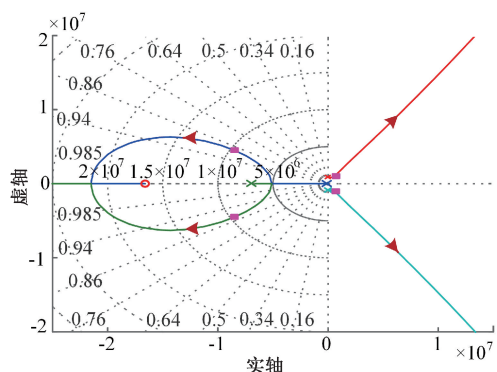
$$b_1 = C_g (1.5 T_s R_g + L_g), b_2 = L_g K_v + 1.5 T_s + R_g C_g$$

$$b_3 = 1 + R_g K_v$$

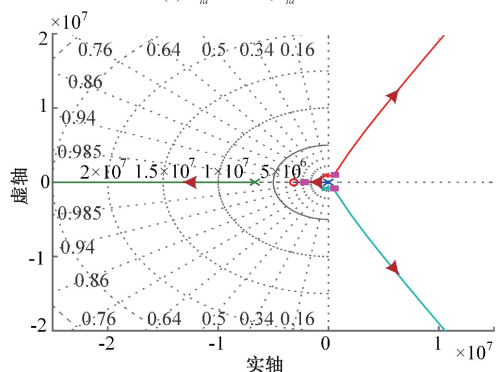
兼顾系统动态响应与稳定性,使网侧电流 i_d 快速准确跟踪电压外环输出直流信号。首先,设置 K_{id} 值不变,调整 τ_{id} 大小值,进而调整 $G_{id}(s)$ 零点位置,得到对应零点在不同位置下的 d 轴电流内闭环根轨迹图,如图11所示。

1) 当 $0 < \tau_{id} < 1.5 \times 10^{-7}$ 时,如图11(a)所示,系统存在2个负实数极点和1对共轭复数极点,系统阻尼比处于过阻尼状态。随着 τ_{id} 逐渐减小, $G_{id}(s)$ 零点向高频段渐近,增益裕度呈现下降趋势,如图12所示。为避免产生扰动时,系统出现失稳现象, τ_{id} 值选取不宜过小。

2) 当 $\tau_{id} > 1.5 \times 10^{-7}$ 时,如图11(b)所示,系统极点存在情况与1)中情况一致; $G_{id}(s)$ 零点向低频段移动逐渐靠近实数极点,共轭极点成为主导极点,系统维持在欠阻尼状态。随着 τ_{id} 由 3.3×10^{-7} 增加至 3.3×10^{-6} 时,增益



(a) $K_{id}=30\,000, \tau_{id}=6.7 \times 10^{-8}$



(b) $K_{id}=30\,000, \tau_{id}=3.3 \times 10^{-7}$

图11 d 轴电流内环闭环根轨迹

Fig. 11 Closed-loop root locus diagram of current inner loop on d -axis

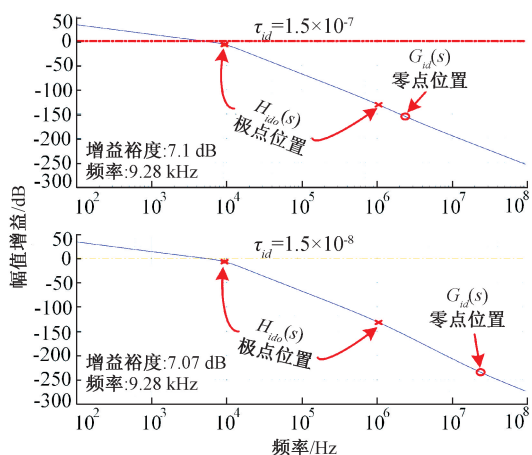
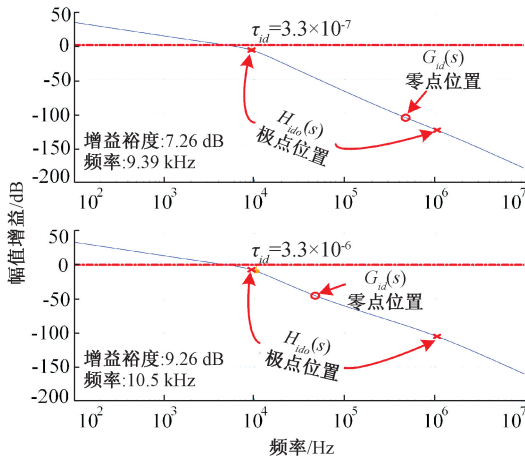


图12 参数 τ_{id} 减小时电流内环开环幅频特性

Fig. 12 Open-loop bode plot of the current inner loop for decreasing parameter τ_{id}

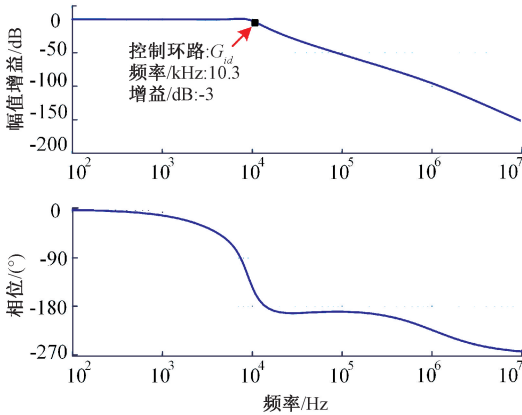
裕度由 7.26 dB 上升至 9.26 dB,如图13所示。

为保证电流内环、稳态性能,设定 τ_{id} 值大于 1.5×10^{-7} ,即零点放置在两个极点位置区间段^[29]。通过局部优化 τ_{id} 取值,调节电流内环开环增益和共轭复数极点阻尼比。兼顾控制器动态响应速度,适当增加 K_{id} 取值

图 13 参数 τ_{id} 增大时电流内环开环幅频特性Fig. 13 Open-loop bode plot of the current inner loop for increasing parameter τ_{id}

提高电流内环带宽和响应时间。按照上述设计原则,最终依据实际参数设计和实验情况调整,选取电流内环控制器参数 $K_{id} = 32\ 500$, $\tau_{id} = 8.3 \times 10^{-6}$ 。

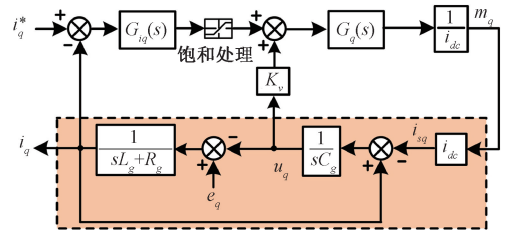
电流内环闭环传递函数幅相特性曲线,如图 14 所示。在其低频段幅值增益保持在 0 dB,能够保证信号复现且稳定输出;当信号频率超过带宽(10.3 kHz)时,经校正后的电流内环能够迅速衰减,抑制高频噪声。

图 14 校正后的 d 轴电流内环闭环幅相特性Fig. 14 Bode diagrams of d -axis closed current loop with correction

3.2 q 轴无功电流控制器设计

为三相 CSR 能够始终保持高功率因数运行, q 轴无功电流控制框图如图 15 所示。

q 轴无功电流控制过程中,取网侧电流 i_q 作为反馈量与参考值 i_q^* (通常为 0) 进行比较,通过 $G_{iq}(s)$ 控制器调节输出得到调制矢量 m_q ,进而控制网侧电流 i_q 近似为零或消失,消除网侧电流无功分量影响。

图 15 q 轴无功电流控制Fig. 15 Block diagram of q -axis reactive current control

q 轴无功电流 $G_{iq}(s)$ 控制器设计过程与 d 轴电流内环控制器类似,其控制参数结构如式(24)所示。

$$G_{iq}(s) = K_{iq} \frac{1 + \tau_{iq}s}{s} = 32\ 500 \left(\frac{1 + 8.3 \times 10^{-6}s}{s} \right) \quad (24)$$

3.3 电压外环控制器设计

三相 CSR 电压外环控制框图如图 16 所示。

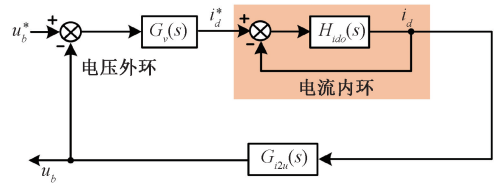


图 16 三相 CSR 电压外环控制

Fig. 16 Control block diagram of the voltage outer loop of the three-phase CSR

三相 CSR 网侧电流有功分量 i_d 到整流器直流侧输出电压 u_b 之间传递函数 $G_{i2u}(s)$:

$$G_{i2u}(s) = \frac{u_b}{i_d} = \frac{3E_m R_o}{2u_b^*} \quad (25)$$

电压外环 $G_v(s)$ 采用 PI 控制器:

$$G_v(s) = K_v \frac{1 + \tau_v s}{s} \quad (26)$$

根据图 16 所示,电压外环在 s 域中的开环传递函数和闭环传递函数分别为:

$$H_{ov}(s) = G_v(s) H_{ido}(s) G_{i2u}(s) \quad (27)$$

$$H_{cv}(s) = \frac{H_{ov}(s)}{1 + H_{ov}(s)} \quad (28)$$

电压外环设计同样辅助 MATLAB/SISO 工具箱,对 $G_v(s)$ 零点位置和增益进行优化调整,最终确定电压外环控制器参数 $K_v = 7$, $\tau_v = 0.000\ 63$ 。此时,电压外环开环与闭环传递函数幅频特性曲线如图 17 所示,幅值裕度和系统带宽分别为 29.7 dB、1.05 kHz,带宽高于航空供电系统中最高输入频率(800 Hz),满足机载电源供电特性设计要求。

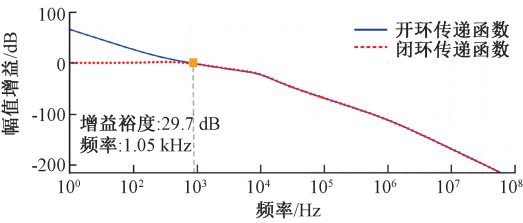


图 17 电压外环开环与闭环幅频特性曲线

Fig. 17 Open and closed loop bode plot for voltage outer loop

4 系统仿真

为实现三相 CSR 在航空宽输入频率下高功率因数运行,通过 MATLAB/Simulink 仿真验证本文所提出的控制策略正确性。根据飞机供电特性要求,具体仿真参数如表 1 所示。

表 1 三相 CSR 系统参数

Table 1 Three-phase CSR system parameters

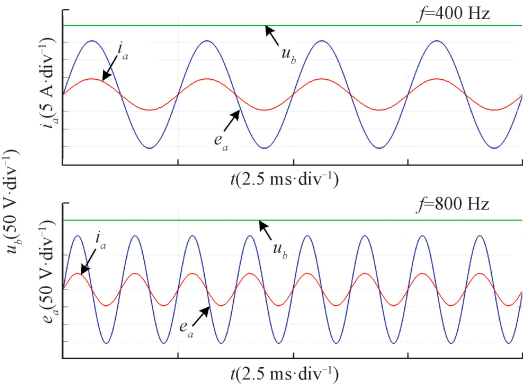
参 数	数 值
网侧电压幅值 E_m/V	$115\sqrt{2}$
交流滤波电感 L_g/mH	0.1
交流滤波电容 $C_g/\mu\text{F}$	3
直流侧电感 L_{dc}/mH	$0.5\cdot 2$
直流侧电容 $C_{dc}/\mu\text{F}$	220
开关频率 f_s/kHz	100
电网基波频率 f_{in}/Hz	45~800
直流侧输出电压 u_b/V	200

三相 CSR 中频输入工况下稳态运行仿真波形如图 18 所示。可以看出,在交流输入电源频率分别为 400 Hz 和 800 Hz 时,系统功率因数均达到 0.99 以上;800 Hz 相比于 400 Hz 无功功率波动更大,但其能够近似保持在零值附近;A 相网侧电流总谐波畸变率(total harmonic distortion, THD)分别为 0.93%、1.08%,均低于限制值。

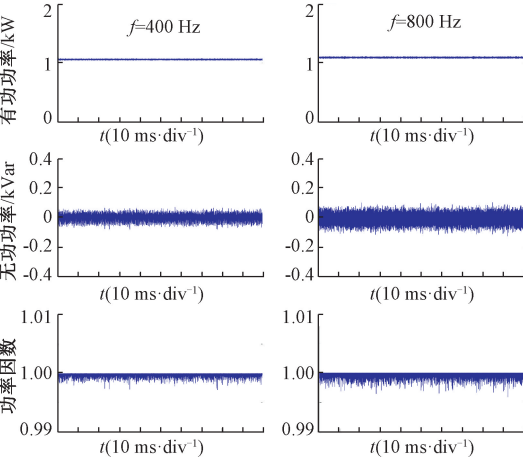
此外,为验证所提控制策略能使三相 CSR 在较宽交流频率范围内高功率因数运行。如图 19 所示,输入频率 400 Hz 突变至 800 Hz 过程中,网侧电流未发生畸变、与电压始终同相位;输出电压 u_b 能够在 10 ms 内完成参考值跟踪调节,电压波动幅值小于 5 V。

5 实验验证

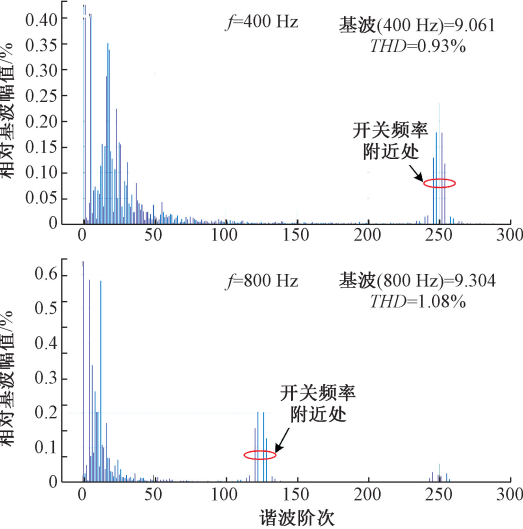
为验证三相 CSR 在宽输入频率下的高功率因数运行控制策略,基于 SiC MOSFET 搭建了一台三相 CSR 实验样机平台,如图 20 所示,整个样机采用层次设计,底层



(a) 400、800 Hz 频率输入网侧与直流侧波形
(a) AC and DC side waveforms in 400 and 800 Hz



(b) 400、800 Hz 频率输入有功、无功功率及功率因数
(b) Input active and reactive power and power factor in 400 and 800 Hz



(c) 400、800 Hz 频率输入网侧电流 FFT 分析
(b) Input current FFT analysis in 400 and 800 Hz

图 18 三相 CSR 中频输入稳态运行仿真结果
Fig. 18 Simulation results of steady state operation of three-phase CSR with middle frequency band inputs

为网侧 LC 滤波电路;中间层为功率模块,为避免驱动信号受到干扰,驱动单元采用直插形式与控制器上下连接,其中针对 SiC MOSFET 高频驱动方案如图 21 所示,顶层

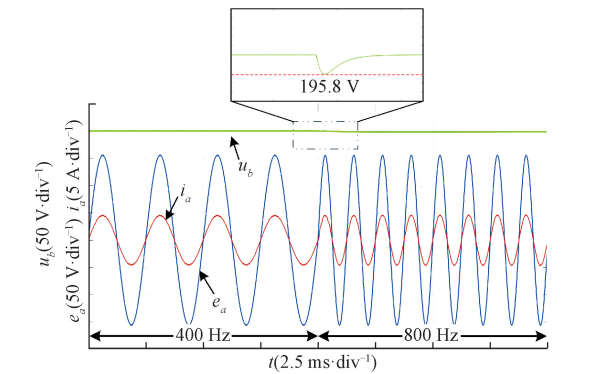


图 19 三相 CSR 输入频率突变时瞬态过程仿真波形

Fig. 19 Simulation waveforms of transient process during sudden change of three-phase CSR input frequency

为直流侧输出。实验样机电气参数与仿真参数保持一致,其具体器件型号见表 2 所示。

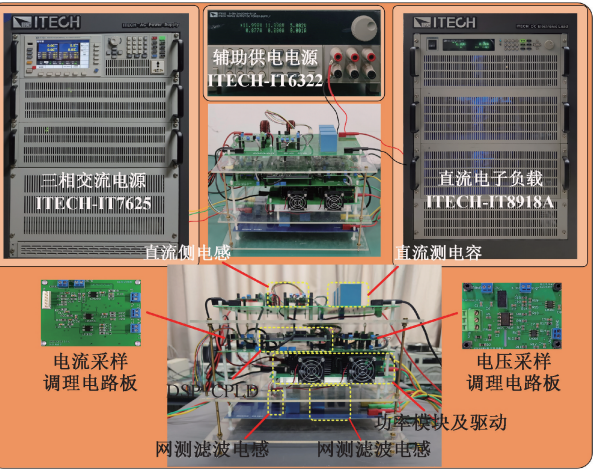


图 20 三相 CSR 实验样机

Fig. 20 Three-phase CSR experimental prototype

表 2 实验样机硬件器件型号	
Table 2 Experimental prototype hardware device model	
器 件	规格型号
主控芯片 DSP+CPLD	TI TMS320F28335/Xilinx XC95288
SiC MOSFET S ₁ ~S ₆	Rohm SCT3105KL
SiC 二极管 D ₁ , D ₃ , D ₅ , D _X	Infineon IDWD30G120C5
SiC 二极管 D ₂ , D ₄ , D ₆	Infineon IDWD30G120C5
交流滤波电感	φ40 mm 环形铁硅铝@ 20 A
交流滤波电容	TDK B32653
直流侧电感	φ50 mm 环形铁硅铝@ 20 A
直流侧电容	TDK B32656

三相 CSR 在典型输入频率(50、400 和 800 Hz)1 kW 负载输出时,传统控制策略下稳态运行网侧电流、电压以

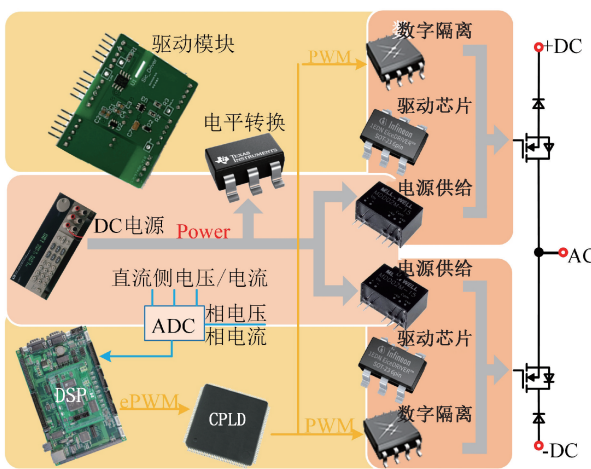


图 21 SiC MOSFET 高频驱动方案

Fig. 21 High-frequency drive scheme of SiC MOSFET

及直流侧电压波形,如图 22 所示。实验结果表明,输入频率 50 Hz 时,传统控制策略能保证直流侧电压 200 V 稳定输出,网侧电流能够跟踪网侧电压同相位运行。随着输入频率升高,网侧电流谐波增加,系统功率因数降低。传统控制策略无法满足《ISO 1540: 2006》机载电源设计标准。

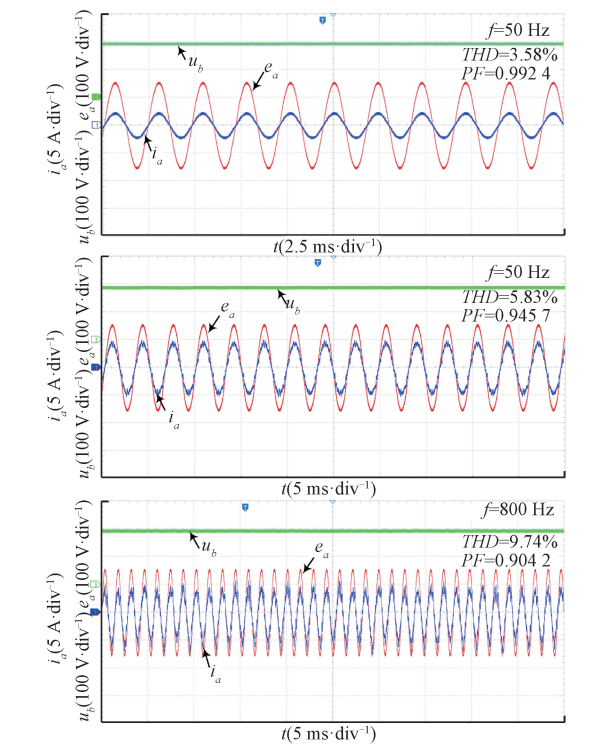


图 22 传统控制策略下稳态运行实验波形

Fig. 22 Experimental waveforms of steady state operation with conventional PI control

相同工况下,所提控制策略稳态运行网侧电流、电压以及直流侧电压波形,如图 23 所示。实验结果表明,在宽输入频率变化下,直流侧输出电压保持 200 V 稳定输出;3 种典型输入频率测试工况下,功率因数均达到 0.99 以上,网侧电流 THD 值均小于 5%。因此,与传统控制策略相比,本文所提控制策略在宽输入频率下具有较好的稳态性。

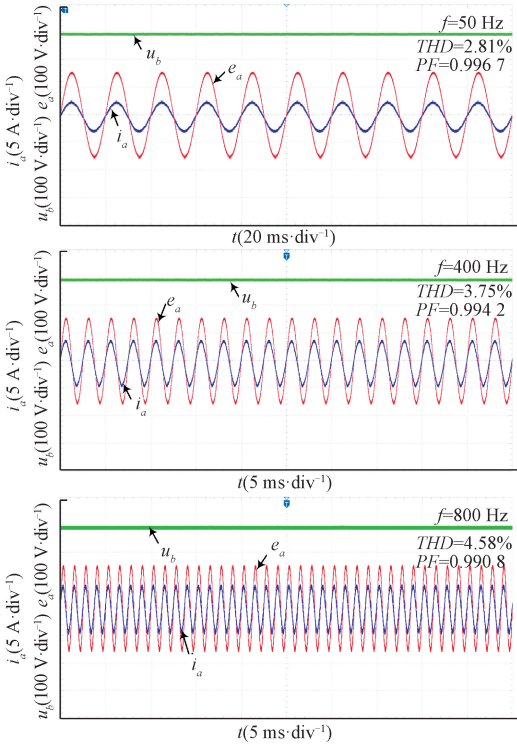


图 23 所提控制策略下稳态运行实验波形

Fig. 23 Experimental waveforms for steady state operation with proposed control strategy

三相 CSR 在典型输入频率,1 kW 负载输出时,启动实验波形如图 24 所示。实验结果表明,相比于 VSR,在无需缓启动电路情况下,三相 CSR 启动电流随着输出电压平滑增加;直流侧输出电压平滑上升至 200 V 并保持稳定输出,整个过程无明显超调。

考虑到三相 CSR 应用场合的复杂性与特殊性,为验证三相 CSR 在整个航空变频交流输入频率下保持高功率因数运行,给出了输入频率 50 Hz 突变至 400 Hz 和 400 Hz 突变至 800 Hz 时动态实验波形,如图 25 所示。实验结果表明,仅在半周期内,三相 CSR 网侧电流即可实现对网侧电压快速跟踪;整个动态调节过程中输出电压 u_b 无明显波动,且与仿真结果保持一致。

最后,为验证负载突变时系统动态响应快速性,分别针对市电 50 Hz 和航空电源 400 Hz 两种输入工况,给出了三相 CSR 由 1 kW 突减为 0.5 kW 和 1 kW 突增为 1.5 kW 时动态实验波形,如图 26 所示。实验结果表明,

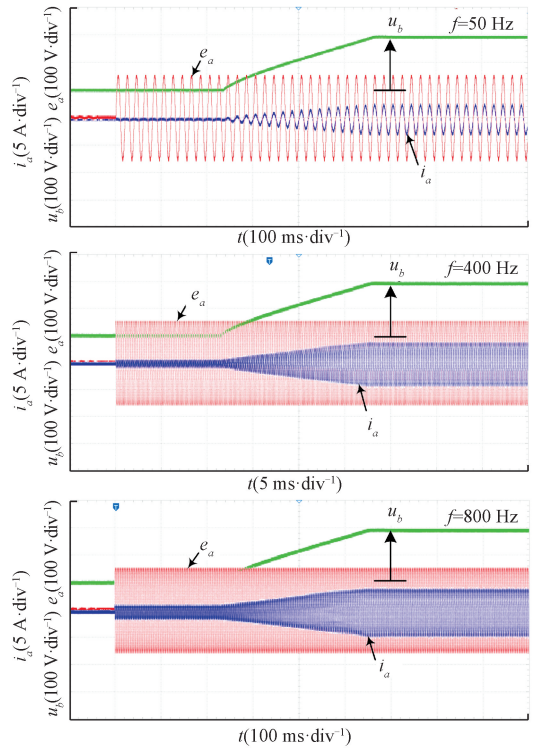


图 24 典型输入频率启动实验波形

Fig. 24 Start-up experimental waveforms with typical input frequencies

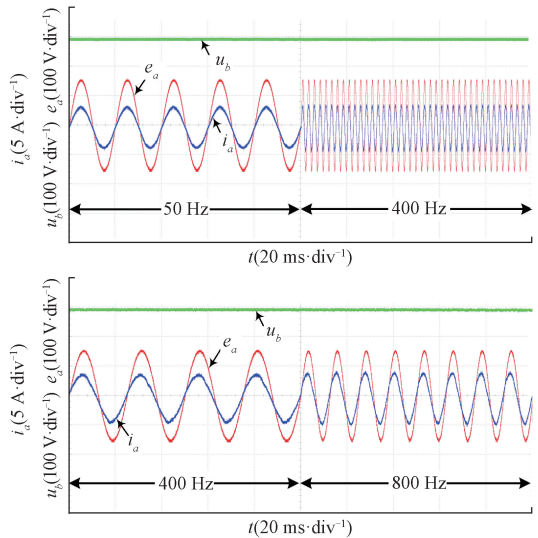


图 25 输入频率突变时动态实验波形

Fig. 25 Dynamic experimental waveforms during sudden changes in frequency

负载突变过程中网侧电流始终具有较高正弦化,且与网侧电压保持同相位;直流侧输出电压能够在 20 ms 内稳定至 200 V,整个动态调节过程无振荡,其电压波动幅值被限制在 20 V 以内。

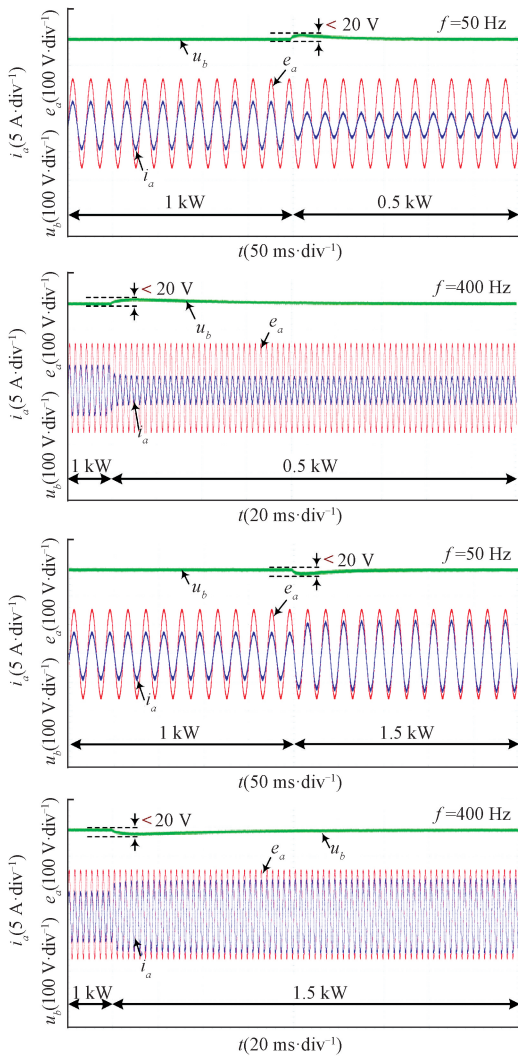


图 26 负载突变时动态实验波形

Fig. 26 Dynamic experimental waveforms during sudden load changes

根据测试结果,本文所提控制策略及其参数设计能够保证三相 CSR 在极宽输入频率下实现高功率因数运行,系统具有良好的稳态和动态响应性能,满足机载供电系统的严苛设计要求。

6 结 论

考虑机载供电特性严格要求,本文提出了一种可以适用于三相 CSR 宽输入频率的电流矢量协调策略。通过分析宽输入频率时滤波电容电流增加原因,结合有源阻尼和相量法对电容电流补偿,并利用配置控制环路零点和环路增益改善系统性能。实验结果表明,在整个宽输入频率范围内,所提控制策略使整流器保持高功率因数、低网侧电流 THD 值以及直流侧电压稳定输出,具有良好的稳态、动态性能。

参考文献

- [1] HUANG ZH, YANG T, GIANGRANDE P, et al. Technical review of dual inverter topologies for more electric aircraft applications [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2022, 8(2): 1966-1980.
- [2] 张恩徐, 孟小利, 王慧贞. 航空宽变频交流信号异步采样方法分析[J]. 国外电子测量技术, 2019, 38(5): 50-54.
ZHANG EN X, MENG X L, WANG H ZH. Analysis of asynchronous sampling method for aero wide variable frequency AC power systems [J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2019, 38(5): 50-54.
- [3] 董慧芬, 郑坤, 杨占刚. 基于 GA-BRBPNN 的航空自耦变压整流器故障诊断方法[J]. 电子测量与仪器学报, 2022, 36(9): 217-225.
DONG H F, ZHENG K, YANG ZH G. Fault diagnosis method for auto-transformer rectifier unit based on GA-BRBPNN [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2022, 36(9): 217-225.
- [4] XU Q W, XU Y, TU P F, et al. Systematic reliability modeling and evaluation for on-board power systems of more electric aircrafts [J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2019, 34(4): 3264-3273.
- [5] SURASAK N, FUJITA H. Switching loss reduction method for instantaneous reactive power compensator in three-phase rectifier system [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2023, 11(2): 1518-1529.
- [6] CHEN Q, XU J P, TAO ZH Y, et al. Analysis of sector update delay and its effect on digital control three-phase six-switch buck PFC converters with wide AC input frequency [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(1): 931-946.
- [7] CHEN J, SHEN Y T, CHEN J W, et al. Evaluation on the autoconfigured multipulse AC/DC rectifiers and their application in more electric aircrafts [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2020, 6(4): 1721-1739.
- [8] GANGAVARAPU S, RATHORE A K. Three-phase buck-boost derived PFC converter for more electric aircraft [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 30(7): 6264-6275.
- [9] KUMAR M, HUBER L, JOVANOVIĆ M M. Startup procedure for DSP-controlled three-phase six-switch boost PFC rectifier [J]. IEEE Transactions on Power

- Electronics, 2015, 30(8): 4514-4523.
- [10] 何开忠, 苏宏升, 江昆, 等. 基于虚拟阻尼控制的三相 VSI 启动冲击电流抑制[J]. 高电压技术, 2020, 46(3): 1069-1077.
- HE K ZH, SU H SH, JIANG K, et al. Three-phase VSI starting inrush current suppression based on virtual damping control[J]. High Voltage Engineering, 2020, 46(3): 1069-1077.
- [11] XU Y, WANG ZH, LIU P CH. Soft-switching current-source rectifier based onboard charging system for electric vehicles[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2021, 57(5): 5086-5098.
- [12] 黄勇军, 郭强, 李海啸. 基于直流二倍频分量抑制的电流源型 PWM 整流器控制策略[J]. 仪器仪表学报, 2022, 43(12): 228-237.
- HUANG Y J, GUO Q, LI H X. A control strategy for current source PWM rectifier with suppressing double frequency component of DC current[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2022, 43(12): 228-237.
- [13] WEI Q, WU B, XU D W, et al. A medium-frequency transformer-based wind energy conversion system used for current-source converter-based offshore wind farm[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(1): 248-259.
- [14] WEI Q, XING L, XU D W, et al. Modulation schemes for medium-voltage PWM current source converter-based drives: An overview[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2019, 7(2): 1152-1161.
- [15] WANG ZH, WU B, XU D W, et al. DC-link current ripple mitigation for current-source grid-connected converters under unbalanced grid conditions[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(8): 4967-4977.
- [16] 李钰珑, 马少翔, 黄健翔, 等. 一种优化动态特性 SiC-MOSFET 模型及其在高压固态开关的应用[J]. 电子测量技术, 2021, 44(14): 1-7.
- LI Y L, MA SH X, HUANG J X, et al. An optimized model for SiC-MOSFET dynamic characteristics and its application to high-voltage solid-state switch[J]. Electronic Measurement Technology, 2021, 44(14): 1-7.
- [17] 李玉玲, 鲍建宇, 张仲超. 间接电流控制可调功率因数电流型 PWM 变流器[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(1): 49-53.
- LI Y L, BAO J Y, ZHANG ZH CH. Indirect current control of adjustable power factor current-type PWM converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(1): 49-53.
- [18] 谈龙成, 李耀华, 王平, 等. 三相电流型脉宽调制整流器的功率因数控制新方法[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(15): 43-49.
- TAN L CH, LI Y H, WANG P, et al. A new method for power factor control of three-phase current-type pulse width modulated rectifier[J]. Chinese Journal of Electrical Engineering, 2009, 29(15): 43-49.
- [19] MALLIK A, KHALIGH A. An integrated control strategy for a fast start-up and wide range input frequency operation of a three-phase boost-type PFC converter for more electric aircraft[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2017, 66(12): 10841-10852.
- [20] 纪天成, 开迎川. 基于 PI+重复控制功率因数可调的电流型 PWM 整流器[J]. 空军预警学院学报, 2020, 34(1): 55-58, 64.
- JI T CH, QI Y CH. Current-mode PWM rectifier with adjustable power factor based on PI and repetitive control[J]. Journal of Air Force Early Warning Academy, 2020, 34(1): 55-58, 64.
- [21] 郭强, 周琛力, 李山. 面向电流源型 PWM 整流器直流侧电压的多环路控制策略[J]. 电工技术学报, 2022, 37(8): 2051-2063.
- GUO Q, ZHOU CH L, LI SH. A multiple loops control strategy based on DC link voltage of current source PWM rectifiers[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(8): 2051-2063.
- [22] 何黎鹏, 郭强, 肖蕙蕙, 等. 含负载前馈补偿的电流型 PWM 整流器改进无差拍控制[J]. 电工技术学报, 2024, 39(2): 501-513.
- HE L P, GUO Q, XIAO H H, et al. Improved deadbeat control of current-source PWM rectifiers with load feed-forward compensation[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(2): 501-513.
- [23] HUANG R, XU J P, CHEN Q, et al. Independent current control with differential feedforward for three-phase boost PFC rectifier in wide AC frequency application[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2022, 10(6): 7062-7071.
- [24] 石健将, 陆熙, 王宝臣, 等. 航空 400 Hz 三相高功率因数 PWM 整流器的零静差矢量控制[J]. 电工技术学报, 2010, 25(2): 80-85.

- SHI J J, LU X, WANG B CH, et al. 400 Hz aeronautical three-phase PWM rectifier based on vector control with zero-static-error compensation [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2010, 25(2): 80-85.
- [25] GUO X Q, WANG Y, ZHANG X ZH, et al. Impact of narrow pulse on high-switching frequency three-phase current source rectifier[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(2): 2458-2467.
- [26] HUANG R, XU J P, CHEN Q, et al. Reconstructed phase voltages based power following control for three-phase buck rectifier under unbalanced phase voltages and wide AC input frequency [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(2): 2022-2031.
- [27] 郭强, 刘和平, 彭东林, 等. 电流型 PWM 整流器多环控制策略及其参数设计[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(5): 1193-1202.
- GUO Q, LIU H P, PENG D L, et al. A multi-loop control strategy and parameter design for current-source PWM rectifier[J]. Chinese Journal of Electrical Engineering, 2015, 35(5): 1193-1202.
- [28] 郭强, 刘和平, 彭东林, 等. 一种考虑电池自身特性的电流源型充电系统[J]. 电工技术学报, 2016, 31(16): 16-25.
- GUO Q, LIU H P, PENG D L, et al. A current-source charging system considering the characteristics of battery[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(16): 16-25.
- [29] 郭强, 何黎鹏, 肖蕙蕙, 等. 一种实现电流型 PWM 整流器直流侧电压波动抑制的控制方法[J]. 仪器仪表学报, 2023, 44(6): 313-324.
- GUO Q, HE L P, XIAO H H, et al. Control method for suppressing DC side voltage fluctuation of current-source PWM rectifier[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2023, 44(6): 313-324.

作者简介



郭强, 2010 年于西南大学获得硕士学位, 2015 年于重庆大学获得博士学位, 现为重庆理工大学副教授, 主要研究方向为 PWM 整流器、混合微电网及存储系统等。

E-mail: guoqiang@cqut.edu.cn

Guo Qiang received his M. Sc. degree from Southwest University in 2010, and received his Ph. D. degree from Chongqing University in 2015. He is currently an associate professor at Chongqing University of Technology. His main research interests include PWM rectifiers, hybrid microgrid and storage systems.



杨鑫宇 (通信作者), 2022 年于北华大学获得学士学位, 现为重庆理工大学硕士研究生, 主要研究方向为电流型 PWM 整流器及混合微电网。

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

Yang Xinyu (Corresponding author) received his B. Sc. degree from Beihua University in 2022. He is currently a master student at Chongqing University of Technology. His main research interests include current source PWM rectifier and hybrid microgrid.