起动/发电机的电压跌落补偿技术

谢元浩,朱 磊,蒋 栋
(华中科技大学 电气与电子工程学院,湖北 武汉 430074)

摘 要: 随着飞行器和航天器上电能需求的增大,在航空航天电源系统中,一体化起动/发电机(ISG)得到了广泛应用。出于可靠性要求,通常采用不控整流来支撑直流母线。而由于电机电枢阻抗的存在,在负载变动时其供电电压会发生跌落。针对该跌落现象,提出了两种电压补偿方案,分别利用电压源型逆变器和移相全桥DC/DC变换器,分别从交流侧和直流侧对供电电压进行补偿。分析了补偿机理并设计了控制系统,分别对其搭建了实验平台。实验结果验证了两种补偿方法的有效性和供电的可靠性,并对两种方法的特点进行了比较。

关键词: 一体化起动/发电机; 电压跌落; 电压补偿; 逆变器; 移相全桥变换器
中图分类号: TM 313; TM 46 **文献标志码:** A **DOI:** 10.19328/j.cnki.1006-1630.2020.02.012

Voltage Drop Compensation Technology for Starter/Generator

XIE Yuanhao, ZHU Lei, JIANG Dong
(School of Electrical and Electronic Engineering, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, Hubei, China)

Abstract: With the increase in the electricity demand on aircraft and spacecraft, integrated starter/generator (ISG) has been widely used in aerospace and astronautic power systems. For the sake of reliability, diode bridge rectifier is commonly used to support the direct current (DC) bus. However, because of the armature impedance of the ISG, the supply voltage will drop when the load fluctuates. In order to solve such problems, in this paper, two voltage compensation schemes are proposed, i.e., using the voltage source inverter to compensate the supply voltage from the alternating current (AC) side and using the phase-shifted full bridge DC/DC converter to compensate the supply voltage from the DC side. The compensation mechanisms are analyzed, the control systems are designed, and experimental platforms are set up, respectively. The experimental results validate the availability and power supply reliability of these two proposed schemes, and the characteristics of them are also compared.

Key words: integrated starter/generator (ISG); voltage drop; voltage compensation; inverter; phase-shifted full bridge converter

0 引言

随着航天技术的快速发展,航天器上功能逐渐复杂化,其用电设备大量增加,负载功率相应增大,这对电源系统提出了更高的要求,电源系统的功率密度的提升成为了突出问题[1];同时,空间电源系统的工作环境复杂,负载变化剧烈,因此,电源系统的可靠性和供电质量也面临着挑战[2]。

目前空间电源系统中主要的电能来源有化学电源、太阳能电池和核电源三类,其中,太阳能电源、化学电源因为工作寿命短,能量密度低等原因而难以满足进一步的太空探索,空间核动力电源给进一步的太空探索提供了可行的技术手段[3],而目前技术较为成熟的是闭式布雷顿循环能量转换系统[4],如图1所示。该系统在初始状态下需要电机带动压气机工作,将循环工质压缩到高温壁面,高温高压气体进入到涡轮进行做功,完成涡轮的起

收稿日期: 2019-09-10; **修回日期:** 2019-12-30
基金项目: 上海航天科技创新基金资助项目(SAST2018-112)
作者简介: 谢元浩(1997—),男,硕士研究生,主要研究方向为电力电子与电力传动。

动，从而再带动压气机工作。之后，布雷顿循环发电系统就能够自动运行，带动发电机对外输出电能[5]。在上述过程中，电机既作为电动机在起动过程中作为起动机工作，又在发电过程中作为发电机工作。在起动和发电的过程中配合该电机工作的系统，即为一体化起动/发电控制系统。一体化起动/发电系统利用电机的可逆原理，让电机既可实现发电，又能进入电动模式，利用同一控制器完成起动控制和发电控制两个任务，这样省去了专门的起动设备，减小了系统的体积和重量，简化了系统的结构，提高了系统的功率密度。

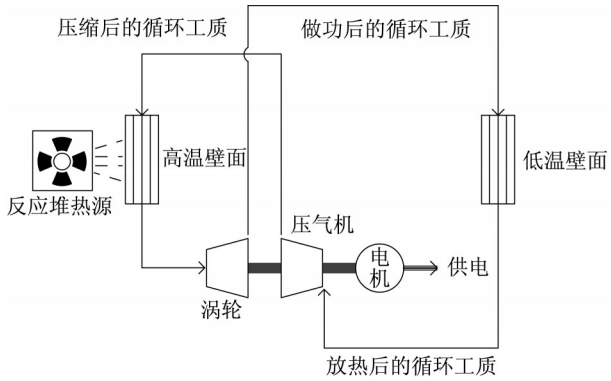


图 1　闭式布雷顿循环发电系统

Fig. 1　Schematic diagram of the closed Brayton cycle power generation system

现代航空航天供电系统一般由交流电网和直流电网两部分组成，由于起动/发电机被直接耦合到原动机上，发电机产生的交流电频率与原动机的转速相关，此时发电机产生的电能需要电力电子装置来进行处理。为了进行电能控制，发电系统通常将发电机输出的交流电能转化为电压恒定的直流电，然后再进行后续的变换处理，常见的结构有脉冲宽度调制（PWM）整流、不控整流＋DC/DC 变换等，如图 2 所示。但是由于功率开关管的限制，系统的过载能力较差，不宜运行于较高环境温度，应用存在局限性。

为了提高电源系统的可靠性，所采取的方法是进行不控整流，然而不控整流所得到的直流电压并不是恒定的。随着负载的增大，由于发电机电枢阻抗的存在，其供电电压也会相应发生跌落，跌落现象如图 3 所示。因此，针对这部分跌落的电压需要添加额外的补偿电路来维持直流侧电压的稳定[8-11]。

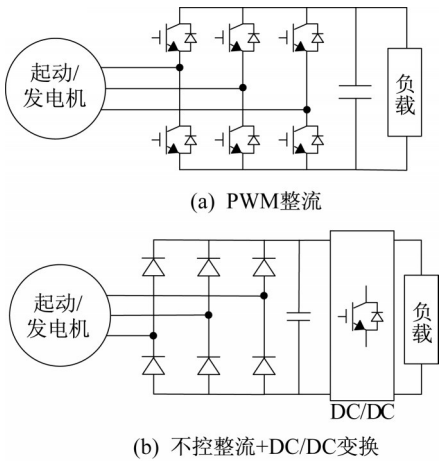


图 2　常见的整流拓扑结构

Fig. 2　Commonly used rectifier topologies

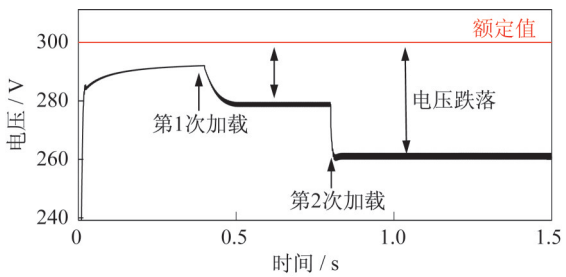


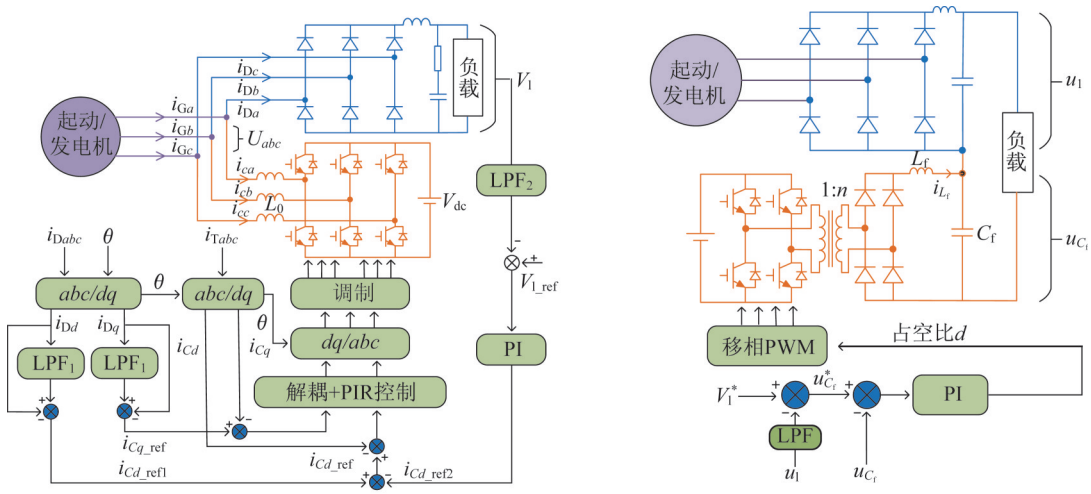
图 3　负载变动带来的电压跌落现象

Fig. 3　Voltage drop phenomenon due to load fluctuations

电力电子技术是实现 ISG 整流电路电压跌落补偿的主要手段。针对 ISG 整流电路的特点，本文以永磁同步电机作为起动/发电机，针对电压跌落的补偿技术进行了研究。本文提出了两套电压补偿方案，分别从直流侧和交流侧对电压进行补偿，并分别针对这两种方案设计了相应的控制算法，通过仿真和试验的方式验证了方案的有效性，最后根据试验结果对两种方案进行了对比。

1　起动/发电机电压跌落的补偿方案

本文提出的两种电压补偿方案的拓扑结构及其控制算法如图 4 所示，起动/发电机采用应用广泛的永磁同步电机。方案 1 是在不控整流桥的交流侧并联了一个三相电压型逆变器（VSI），称为并联补偿，通过向交流侧注入电流来实现对交流侧电压的控制，由于不控整流桥的交流侧电压与直流侧电压之间具有对应的关系，因此，可以实现对直流侧负载电压的控制。方案 2 采用了一个 DC/DC 变换器，利用该变换器与三相不控整流的输出串联向负载供电，以补偿跌落的电压，因此，称为串联补偿。



(a) 并联补偿方式　　(b) 串联补偿方式

图 4　两种补偿方案的电路结构及控制框图

Fig. 4　Circuit topologies and control block diagrams of the two compensation schemes

1.1　并联补偿的控制原理

并联补偿的控制算法是基于如图 5 所示的同步旋转坐标系(*d*-*q* 坐标系)。在发电状态下,起动/发电机的状态方程为[12]

$$E_0=\omega_e\begin{bmatrix}0\\ \phi_f\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}u_d\\ u_q\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}R_s & -\omega_e L_q\\ \omega_e L_d & R_s\end{bmatrix}\begin{bmatrix}i_d\\ i_q\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}L_d & 0\\ 0 & L_q\end{bmatrix}\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{bmatrix}i_d\\ i_q\end{bmatrix}\tag{1}$$

式中:E_0 为电枢的反电动势矢量;ϕ_f 为永磁体的磁通;ω_e 为基波角频率;u_d 和 u_q 分别为发电机输出电压矢量 U 的 d 轴、q 轴分量;R_s 为电枢绕组的电阻;L_d 和 L_q 分别为其 d 轴、q 轴电感;i_d 和 i_q 分别为 d 轴、q 轴输出电流。

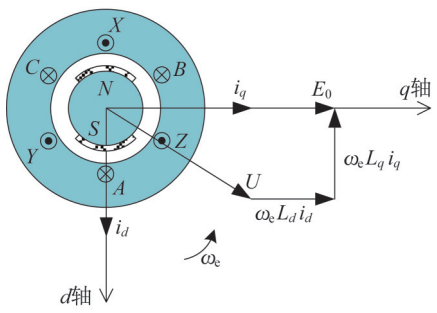


图 5　一体化起动/发电机的 *d*-*q* 坐标系示意图及其输出电量的向量图

Fig.5　Schematic diagram of the *d*-*q* coordinate system of ISG and its output power vector diagram

由式(1)可以得到起动/发电机各个电量的向量图,如图 4 所示。当忽略起动/发电机的原动机特性时,将其频率视为恒定,则反电动势 E_0 的大小是恒定的,因此,可以通过控制 d 轴电流来控制输出端电压,进而实现对直流侧电压的控制,这就是并联电压补偿控制的基本思路。

并联补偿的控制算法框图是一个双闭环控制(如图 4(a)所示),外环是电压环,控制直流侧电压的稳定,并生成参考电流指令;内环是电流环,通过控制 VSI 使得逆变器输出电流跟随给定。

电流的参考指令由两部分组成:一部分是基频分量,用于电压补偿,基本实现对电压的控制,将直流侧负载电压 V_l 经低通滤波器滤波后与参考值进行比较,偏差经比例-积分(PI)控制器生成 d 轴基波电流的参考值;另一部分是谐波分量,由于不控整流会给交流侧带来大量的电流谐波,这些谐波会带来电压的波动,同时也会增大起动/发电机的损耗,带来较大的转矩波动[13]。因此,可以利用交流侧的并联逆变器向交流侧注入反相的谐波电流,通过电流传感器得到整流桥交流侧的三相电流 i_{Dabc},将其分解到 d-q 坐标系下,通过低通滤波器并作差得到 d 轴和 q 轴的谐波参考电流。

对逆变器电流的控制采用 d-q 解耦的比例-积分-谐振(PIR)控制方式。在 d-q 坐标系下的逆变器状态方程为

$$\begin{bmatrix}u_d\\ u_q\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}u_{cd}\\ u_{cd}\end{bmatrix}+L_0\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{bmatrix}i_{cd}\\ i_{cq}\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}0 & -\omega_0 L_0\\ \omega_0 L_0 & 0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}i_{cd}\\ i_{cq}\end{bmatrix}\tag{2}$$

式中：u_d 和 u_q 分别为起动/发电机的输出端电压的 d-q 分量；u_{cd} 和 u_{cq} 为逆变器的交流侧电压在一个开关周期内的平均值的 d-q 分量；i_{cd} 和 i_{cq} 为补偿电流的 d-q 分量；L_0 为补偿支路的电感。

显然逆变器的 d 轴和 q 轴电压方程是相互耦合的，需要在控制中加入解耦项。在参考电流中存在基波分量和谐波分量，其中基波分量在 d-q 坐标系下为直流量，可以利用 PI 控制器进行控制；而谐波分量主要包含大量的 $6n\pm1(n=1,2,\cdots,n)$ 次电流谐波，其中 $6n-1$ 次谐波是负序的，而 $6n+1$ 次是正序的，因此，在 d-q 坐标系下的谐波参考电流主要是 $6n$ 次的，这部分谐波电流需要利用谐振控制器进行控制，以消除其稳态误差。

逆变器电流的控制框图如图 6 所示。其中，

$$G(s)=\frac{1}{sL_0} \tag{3}$$

控制器是由一个 PI 控制器和 3 个谐振控制器并联共同组成的 PIR 控制器，其传递函数为

$$\mathrm{PIR}(s)=K_\mathrm{p}+K_\mathrm{i}s+\sum_{k=6,12,18}\frac{2K_{rk}\omega_\mathrm{c}s}{s^2+2\omega_\mathrm{c}s+(k\omega_k)^2} \tag{4}$$

式中：K_p 为比例系数；K_i 为积分系数；K_{rk} 为谐振增益；ω_c 为谐振带宽角频率；ω_k 为谐振角频率，且 $\omega_k=k\omega_0$，ω_0 为基波角频率。

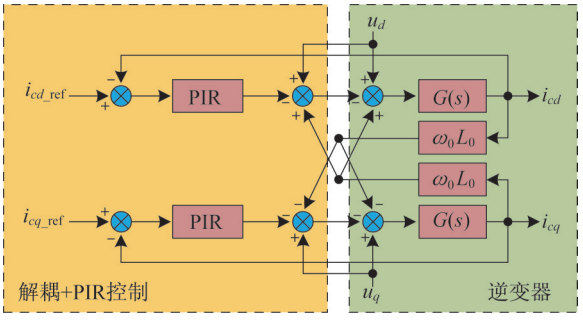


图 6　逆变器的电流控制框图

Fig. 6　Current control block diagram of the inverter

1.2　直流侧补偿的控制原理

直流侧补偿采取的电路拓扑是移相全桥 DC/DC 变换器，其基本拓扑结构如图 7 所示，在开关器件和变压器均为理想器件的假设下，其工作过程分为 4 个阶段：阶段 1，T_1、T_4 同时导通，变压器原边电压为 V_dc，D_1、D_4 同时导通向负载供电；阶段 2，T_3、T_4 同时导通，为高频变压器的励磁电流续流，而变压器副边输出电压为零，4 个二极管全部导通，为滤波电感续流；阶段 3，T_2、T_3 同时导通，变压器原边电压为 $-V_\mathrm{dc}$，D_2、D_3 同时导通，向负载供电；阶段 4，T_1、T_2 同时导通，工作状态同阶段 2。

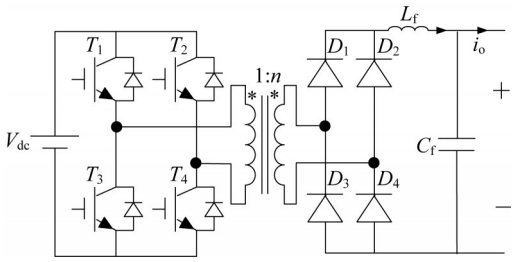


图 7　移相全桥 DC/DC 变换器的结构

Fig. 7　Topology of the phase-shifted full-bridge DC/DC converter

变压器变比为 1:n 时，二极管整流桥输出电压是幅值为 nV_dc、周期为 T_s、占空比为 d 的脉冲波形，取滤波电感的电流 i_{L_f} 和滤波电容上的电压 u_{C_f} 作为状态变量，状态方程取一个开关周期内的平均值，移相全桥 DC/DC 变换器的数学模型可以表示为

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{bmatrix}i_{L_\mathrm{f}}\\u_{C_\mathrm{f}}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}0&-1/L_\mathrm{f}\\-1/C_\mathrm{f}&0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}i_{L_\mathrm{f}}\\u_{C_\mathrm{f}}\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}nV_\mathrm{dc}/L_\mathrm{f}&0\\0&1/C_\mathrm{f}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}d\\i_\mathrm{o}\end{bmatrix} \tag{5}$$

式中：L_f 为滤波电感值；C_f 为滤波电容值。

在串联补偿的情形下有

$$i_\mathrm{o}=\frac{u_{C_\mathrm{f}}+v_\mathrm{main}}{R_\mathrm{l}} \tag{6}$$

式中：v_main 为主供电支路输出的直流电压，在补偿过程中视为定值；R_l 为负载电阻。那么可以写出占空比 d 对电容电压 u_{C_f} 的传递函数为

$$G(s)=\frac{v_{C_\mathrm{f}}(s)}{d(s)}=\frac{nV_\mathrm{dc}}{s^2L_\mathrm{f}C_\mathrm{f}+sL_\mathrm{f}/R_\mathrm{l}+1} \tag{7}$$

这是一个典型的二阶系统，可以仅仅通过改变占空比 d 实现对输出电压的控制，其控制框图如图 4(b)所示，利用 PI 控制器使其成为一阶稳定系统。

移相全桥 DC/DC 变换器中的逆变器开关管的门极脉冲由载波移相的脉冲宽度调制(PWM)产生，以在一个开关周期内使得变换器历经上述的 4 个阶段，调制方式如图 8 所示。图 8 中，黑色线是调制波，虚线代表时间对齐。d=0.6 和 0.8 示意占空比从 0.6 变到 0.8 时调制方式的变化，同一个桥臂上下两个开关器件的状态总是互补的，红色线 T_2、T_4

所在的桥臂的载波相对于蓝色线 T_1、T_3 的桥臂的载波进行超前移相,在一个开关周期内固定占空比 d 的值,则唯一确定一个移相时间

$$\Delta t = \frac{dT_s}{2} \tag{8}$$

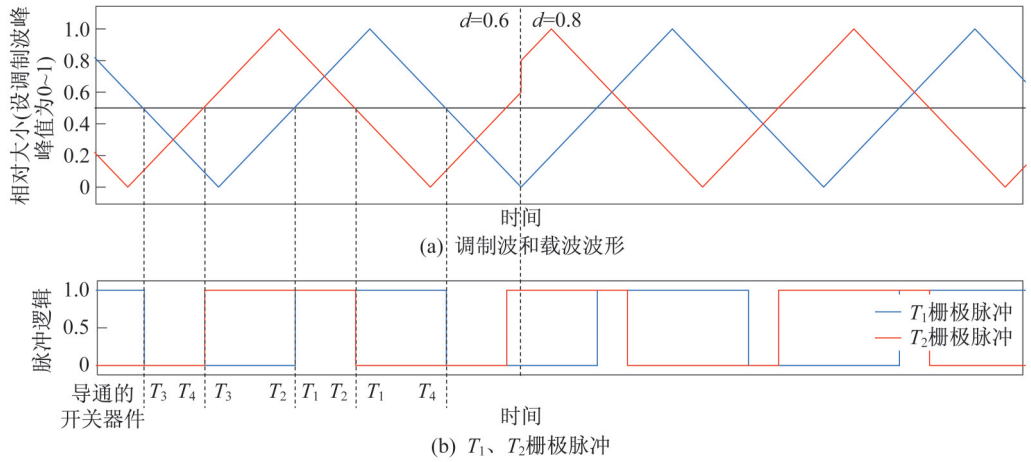
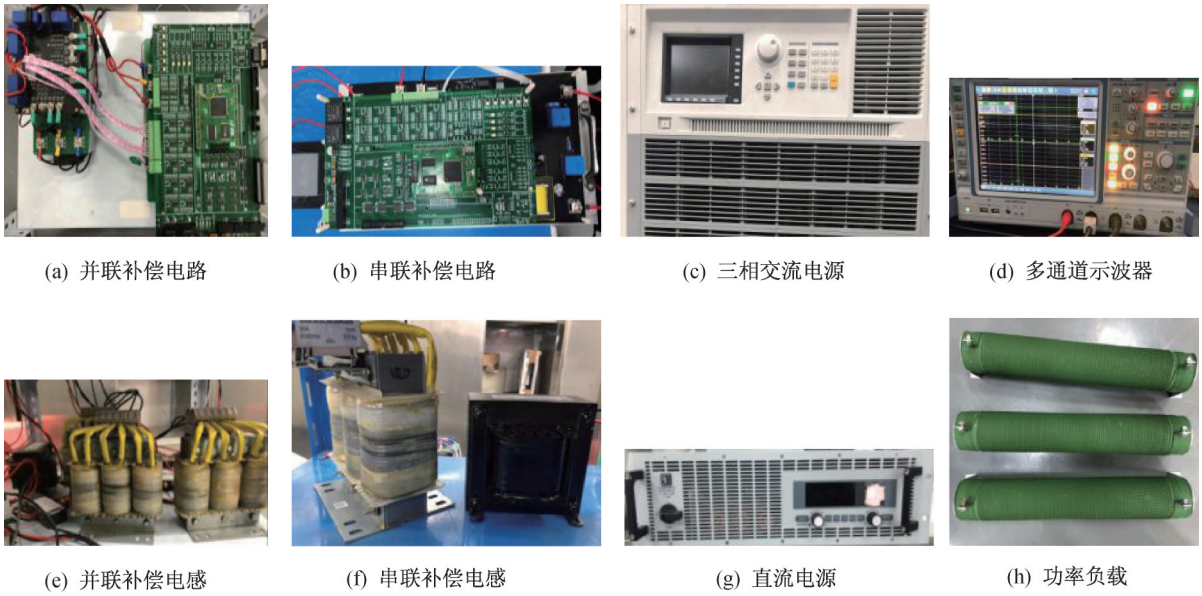


图 8 移相全桥变换器的 PWM 产生方式

Fig.8 PWM generation method of the phase-shifted full-bridge converter

2 实验验证及结果分析

为验证上述的两种方案对于电压跌落补偿的效果,本文分别对两种方案建立了实验平台,如图 9 所示。其中,控制器均采用 TI 公司的数字信号处理器(DSP)芯片 TMS320F28377D。在实验中忽略起动/发电机的原动机特性,假设其原动机转速恒定,因而可以用恒定电压和频率的三相交流电源串联上电感来模拟起动/发电机的输出电压特性。在两种方案的实验平台中,由起动/发电机、不控整流桥及滤波电感电容组成的主供电电路的参数完全一致,起动/发电机的反电动势为幅值恒定、有效值为 120 V 的三相交流电压,基频为 60 Hz,定子绕组电感 L_d 和 L_q 均为 2 mH,直流侧滤波电感为 5 mH,滤波电容为 3 mF,直流侧母线电压的额定值为 300 V,负载额定功率为 3 kW,所有开关器件的开关频率均为 10 kHz。



(a) 并联补偿电路 (b) 串联补偿电路 (c) 三相交流电源 (d) 多通道示波器

(e) 并联补偿电感 (f) 串联补偿电感 (g) 直流电源 (h) 功率负载

图 9 实验平台图

Fig.9 Pictures of the experimental platforms

2.1　并联补偿的实验及结果

并联补偿支路由三相电压型逆变器以及连接电感组成，其中，补偿电压源电压为恒定的 450 V，逆变器的 3 个桥臂由 6 个绝缘栅双极型晶体管（IGBT）构成。支路电感为 1 mH，共用了 9 路 ADC 采集控制所需的反馈量，其中，电流的采集通过 LA-100P 型的霍尔传感器实现。由于三相电路的对称性，没有零序分量存在，因此，所有的三相电量均只需要采集其中两相，即可通过运算得到第三相的值。同步旋转坐标系的位置由锁相环来确定，通过 ADC 采集得到三相交流电源的电压，经软件计算锁相，使得三相电压矢量定位到 q 轴上。实验中控制器参数见表 1。

表 1　并联补偿控制器参数

Tab.1　Parameters of the parallel compensation controllers

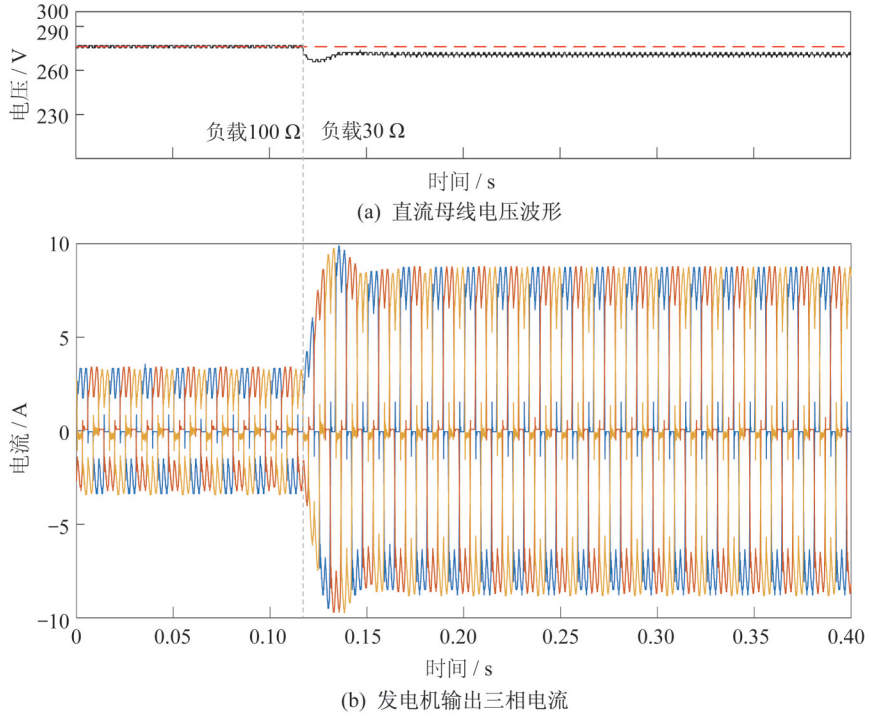
控制器	参数	值
PI 控制器	比例增益 K_{p_u}	0.2
	积分增益 K_{i_u}	10
PIR 控制器	比例增益 K_{p_i}	10
	积分增益 K_{i_i}	4.8×10^4
	谐振增益 K_{r6}, K_{r12}, K_{r18}	40，20，10
	谐振带宽 ω_c	2π

2.1.1　稳态下实验结果

图 10(a)和图 10(b)为不加补偿时的电压跌落现象的波形。当直流负载电阻从 100 Ω 变化到额定负载时，直流母线电压相较于之前的 276.2 V 跌落到了 270.6 V，额定负载下相较于额定电压跌落约 29.4 V。波形中可以看到，直流电压中含有 6 倍基频的纹波，纹波峰峰值约为 3.2 V，约为额定电压的 1%。额定负载下起动/发电机的输出电流峰值约为 8.3 A，其波形为马鞍波，谐波畸变较大。

图 10(c)和图 10(d)为加入补偿后系统处于稳态下的波形，直流负载电压上升到 300 V 上下，直流电压纹波峰峰值约为 7.5 V，纹波系数约为 2.5%。补偿电流中包含基波分量和大量谐波，使得起动/发电机的输出电流接近为正弦波。

对补偿前后的 A 相电流进行快速傅里叶变换（FFT）得到其频谱，如图 11 所示，通过频谱可以看到，补偿前电流中所含有的大量 5、7、11、13、17、19 次谐波得到了有效的衰减，总谐波畸变率（THD）从 26.30% 下降到了 6.63%。起动/发电机的输出电流峰值与补偿电流峰值基本一致，约为 21.7 A，相较于补偿前有了大幅度的增加。

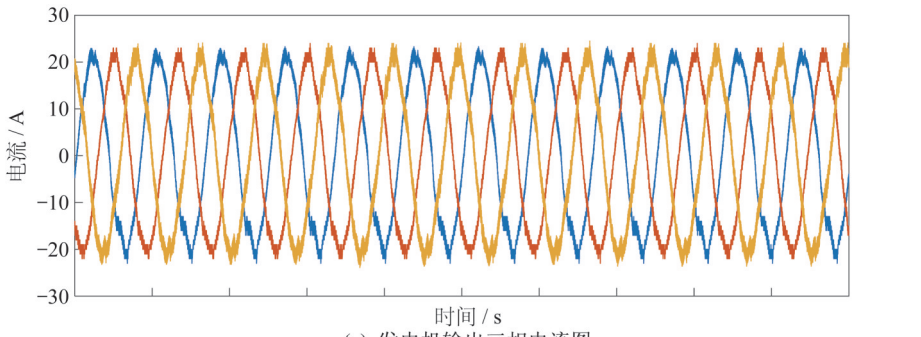


(a) 直流母线电压波形

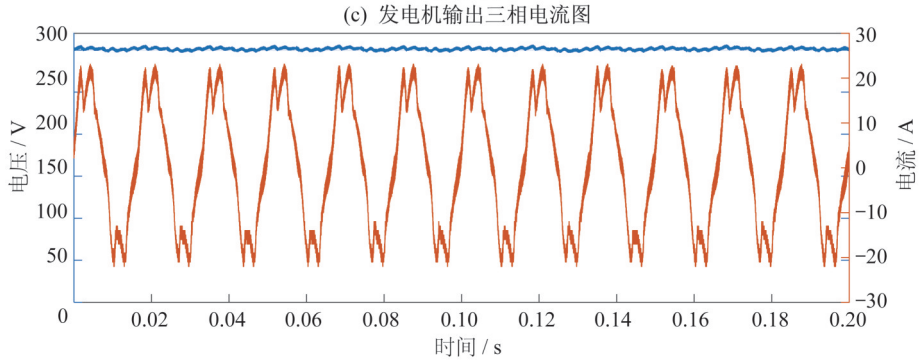
(b) 发电机输出三相电流

图 10　并联补偿稳态下波形

Fig. 10　Parallel compensation waveforms under the steady state



(c) 发电机输出三相电流图



(d) 直流母线电压和补偿支路A相电流

续图 10　并联补偿稳态下波形

Continue fig. 10　Parallel compensation waveforms under the steady state

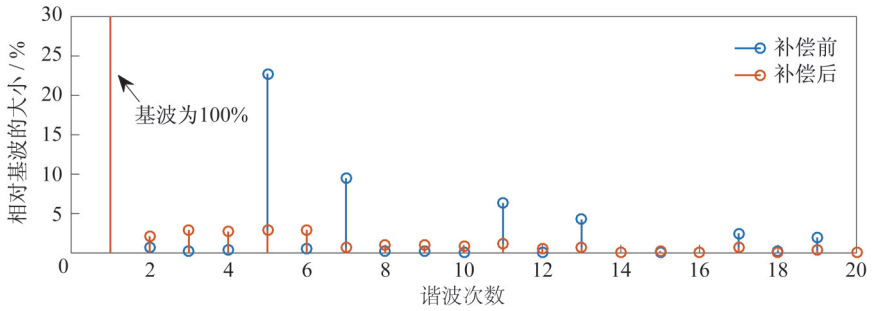


图 11　补偿前后的发电机 A 相电流频谱对比

Fig. 11　Spectrum comparison of phase-A current before and after compensation

2.1.2　并联补偿的动态响应实验结果

在进行并联补偿的过程中,主要的动态过程为突加补偿和负载变动,出于供电的可靠性要求,在动态过程应该具有良好的快速性和尽量小的震荡过程。图 12(a)～图 12(c)为加入电压补偿时的动态过程(尚未加入谐波补偿),电压与 0.1 s 内平缓上升到额定值附近,基本无超调,供电电流随着补偿电流的增加而增大,动态过程中没有出现明显的震荡。图 12(e)～图 12(g)为突然增加负载时的动态响应,负载由 900 W 加至约 3 kW。加入负载后电压立即发生相应跌落,跌落幅度仅为 10 V 左右,并在 60 ms 的时间内快速回复到额定值附近,恢复过程也几乎没有震荡和超调发生。

2.2　串联补偿的实验结果

串联补偿的直流母线由移相全桥 DC/DC 变换电路的输出和三相不控整流的输出串联组成,在实际的应用中应该在补偿支路的输出端反并联一个二极管,使得当补偿电路不工作时处于被短路状态。补偿直流电源电压取为 80 V,DC/DC 变换器的逆变全桥由 4 个 IGBT 组成,隔离变压器的变比约为 1∶1。补偿支路的输出滤波器中,电感为 550 mH,电容为 180 μF。PI 控制器的参数取比例增益 K_p 为 1×10^{-4},积分增益 K_i 为 0.5。

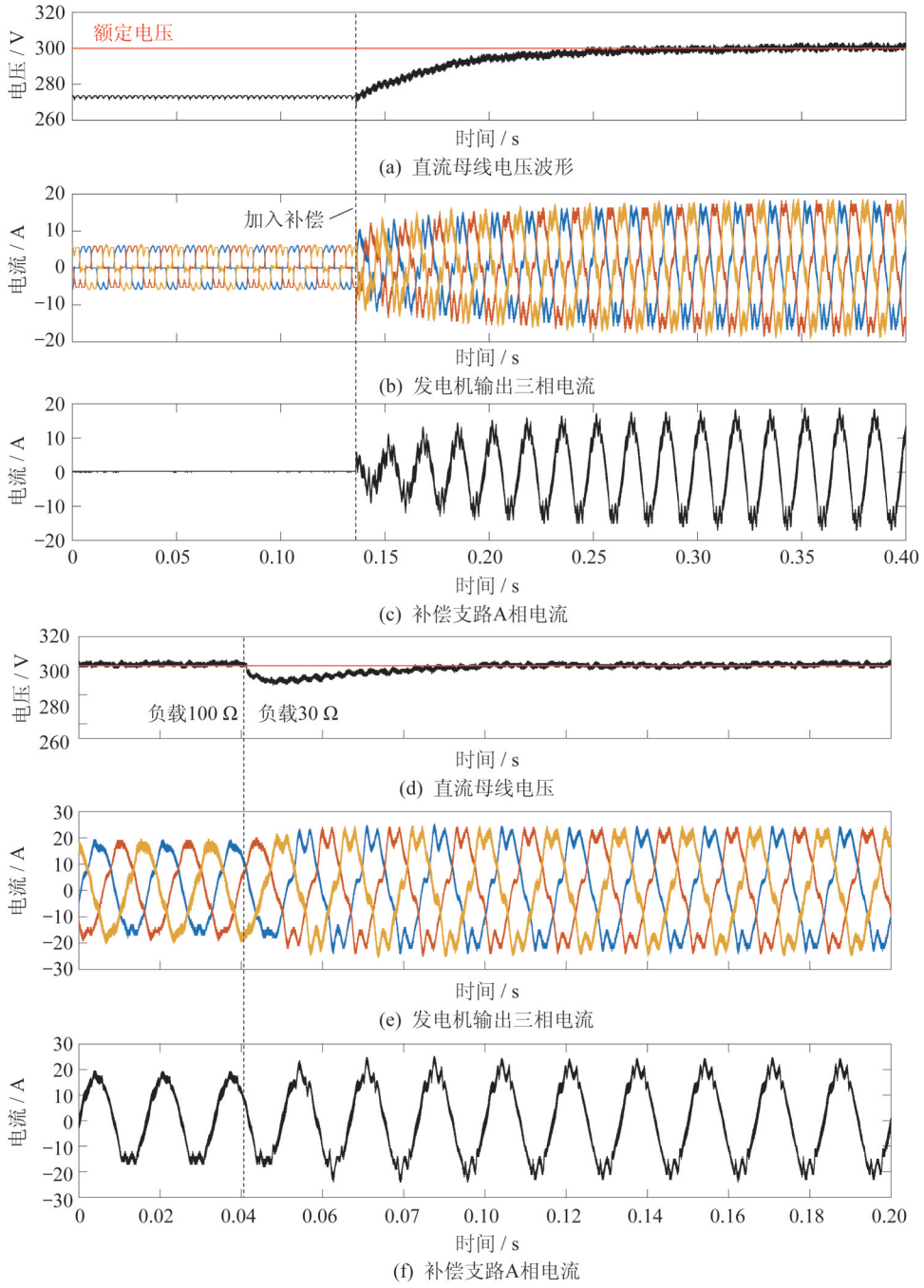


图 12　并联补偿动态下波形

Fig. 12　Parallel compensation waveforms under the dynamic state

2.2.1　串联补偿的稳态实验结果

由于串联补偿的主供电支路与并联补偿一致，因此，在加入补偿前的电压电流波形以及产生的电压跌落现象与之前一致。补偿后的稳态波形如图13所示。在额定负载下，加入补偿后直流母线电压稳定在300 V上下，纹波峰峰值约为4 V左右。补偿电压为直流电压，约为26.9 V，纹波峰峰值为1.6 V。在稳态时，补偿支路的电感电流为带锯齿波的直流电流，补偿电源电流也为带固定大小纹波的直流量。由于开关器件的直流侧的大支撑电容的存在，补偿电源输出的电流会周期性地对这些电容进行充放电，所以并不是标准的锯齿波。

2.2.2　串联补偿的动态波形

串联补偿在动态下的波形如图14所示。

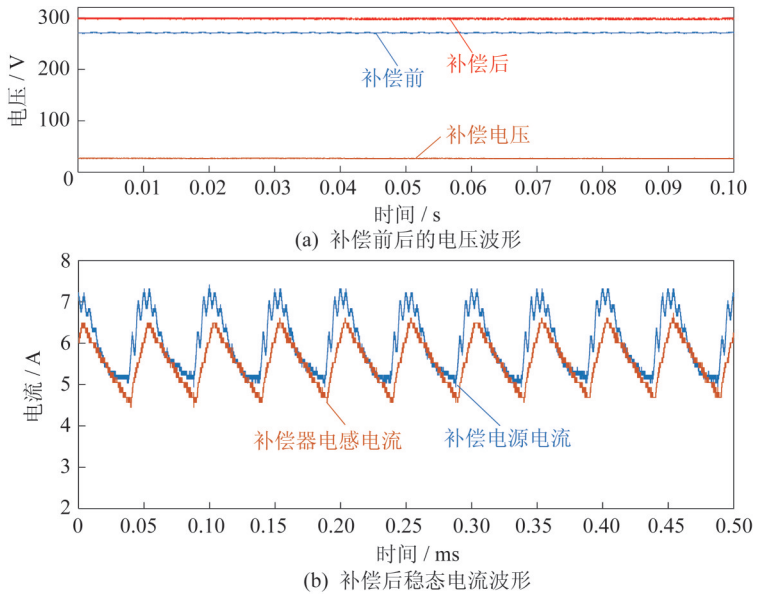


图 13 串联补偿稳态波形

Fig.13 Series compensation waveforms under the steady state

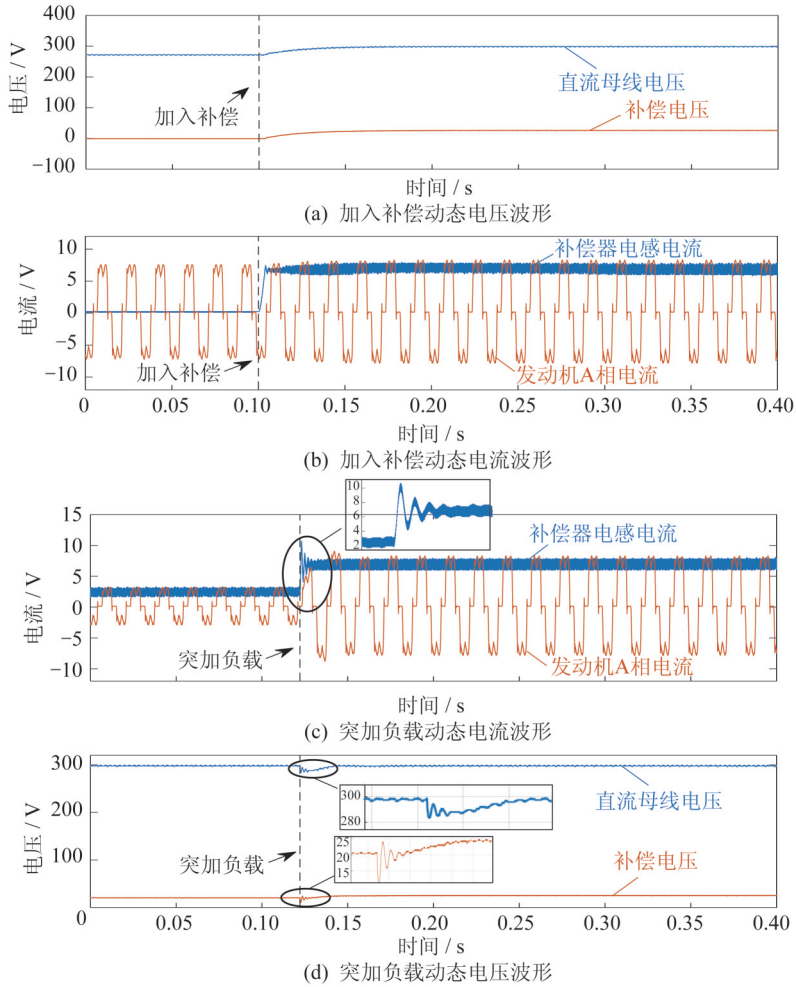


图 14 串联补偿的动态过程波形

Fig. 14 Series compensation waveforms under the dynamic state

图 14(a)和图 14(b)为加入补偿的动态过程，在加入补偿后，即补偿支路的开关器件开始动作，电感电流快速上升，此过程中存在微弱的震荡过程，但其震荡的峰值不超过稳态峰值。直流母线电压随着补偿电压的上升而上升，在 50 ms以内达到额定值附近，上升过程中没有超调和震荡出现。发电机输出的电流始终保持为马鞍波的形状，含有大量的谐波，加入补偿后由于直流母线电压变大了，负载电流也变大了，所以其峰值也略有增加。图 14(c)和图 14(d)为负载突变的动态过程。当负载突然增大时，负载上电流突然增大，直流母线电压和补偿电压都突然跌落，补偿电压由于反并联二极管的钳位作用，不会输出负的电压。此后直流母线电压、补偿电压及补偿支路的电感电流都发生震荡，此过程中，直流母线电压没有超过额定电压，最大跌落为 12 V 左右，并在 20 ms内就恢复到了稳态的额定值。由于补偿支路中 LC 滤波器是无阻尼的，在动态过程中引起了很大的电流峰值，但快速衰减到了其稳态值。

2.3　两种补偿方式的比较

以上的实验结果表明，两种补偿方式的电路拓扑及其控制算法都是有效的，能够实现对起动/发电机电压跌落的功能，且能够在动态过程中依然保持较好的供电可靠性。从实验结果出发，对比两种补偿的性能可以得到如下的结论：

1）就对直流母线电压的补偿稳态效果看，串联补偿得到的电压更稳定，其波形中纹波的大小基本保持不便，且具有更小的纹波峰峰值（并联补偿 7.5 V，串联补偿 4 V 左右）。

2）就动态响应看来，两者的动态响应都较为平稳，但直流侧补偿的快速性更好，达到稳态的时间更短（突加负载时的恢复时间分别为 60 ms 和 20 ms）。对并联补偿而言，由于其电压环的控制是非线性的，带宽频率的增大易导致失稳，而串联补偿可以通过调整控制器参数进一步地提升其快速性。

3）就应用范围而言，在加入并联补偿后，补偿电流和发电机输出电流都显著增大（从 8.3 A 上升到 21.7 A），因此，在补偿电流和电机端电流有限制的情况下无法实现；而串联补偿的补偿支路和电机输出电流的峰值都不会大于直流负载电流，设计时很容易达到其需求的电流值。同时，并联补偿的补偿电源电压要高于发电机输出端电压的线电压峰值，在大功率场合该电压往往非常大，对补偿电源电压的要求就很高，而串联补偿的补偿电源只需要略大于跌落的电压值即可，因此也更易实现。

4）就功能性而言，串联补偿仅仅面向直流母线电压，交流母线上有很大的电流谐波，会影响发电机的运行效率，而且补偿支路不能充当起动控制器，因此，在起动发/电机作为起动机时，需要额外设计起动控制器。交流侧补偿很好地解决了这两个问题，既可以加入谐波补偿，也可以充当起动控制器，功能性更好。

3　结束语

本文对于起动/发电机在发电过程中的电压补偿现象进行了研究，设计了两种方案，分别从直流侧和交流侧对其直流母线电压进行补偿控制，使其维持恒定。实验证明了这两种方案是行之有效的，且具有较好的供电可靠性。两种补偿方式各有优劣，串联补偿具有更好的电压补偿特性且更易实现，而并联补偿功能性更好。相关的技术可以有效地应用于未来航空航天器中起动/发电系统，改善供电品质和可靠性。

参考文献

[1] 王韵臣，陈昌亚．一种 GEO 卫星平台电推进轨道转移技术[J]．上海航天，2018，35(5)：133-139.

[2] CATALDO R L，BENNETT G L. U. S. space radioisotope power systems and applications：past，present and future [R]. NASA TP-2012-0000731，2012.

[3] 何宇豪，孟涛，卢瑞博，等．空间核反应堆电源研究进展[J]．上海航天，2019，36(6)：126-133.

[4] 李智，杨小勇，王捷，等．空间反应堆布雷顿循环热力学优化分析[J]．原子能科学技术，2017，51(7)：1173-1180.

[5] 石蕊，张丽娜，马伟，等．布雷顿循环和半导体温差联合发电技术在飞行器上的应用[J]．航天器环境工程，2018，35(1)：66-70.

[6] ELBULUK M E，KANKAM M D. Potential starter/generator technologies for future aerospace applications [J]. IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine，1997，12(5)：24-31.

[7] MADONNA V，GIANGRANDE P，GALEA M.

（下转第 103 页）