

# 基于快速原型的感应电机电流源激励系统开发<sup>\*</sup>

孙春阳<sup>1</sup>, 骆皓<sup>1,2</sup>, 肖一凡<sup>1</sup>, 朱坤硕<sup>1</sup>, 陈遗志<sup>3</sup>

(1. 南京工程学院 电力工程学院, 江苏 南京 210013;

2. 江苏省配电网智能技术与装备协同创新中心, 江苏 南京 210013;

3. 国电南瑞科技股份有限公司, 江苏 南京 210013)

**摘 要:** 使用 Rtunit 快速原型开发系统对感应电机电流源激励系统进行快速开发和控制。在 MATLAB/Simulink 中完成对三相可编程电流源系统的建模和仿真, 使用配套的组件将其转化为工程代码下载到硬件控制器中, 通过集成开发环境在线检测和修改对应参数控制三相全桥逆变器, 完成了三相电流源激励系统的开发, 该系统可以稳定输出可实时调频调幅的三相电流源激励。测试结果表明, 该方法在满足需求的条件下, 编程简单, 开发周期短, 成本低, 效率高。

**关键词:** 快速原型开发; 电流源激励系统; 自动代码生成; 感应电机

中图分类号: TM346 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2023)07-0051-08

doi: 10.12177/emca.2023.079

## Development of Induction Motor Current Source Excitation System Based on Rapid Prototyping<sup>\*</sup>

SUN Chunyang<sup>1</sup>, LUO Hao<sup>1,2</sup>, XIAO Yifan<sup>1</sup>, ZHU Kunshuo<sup>1</sup>, CHEN Yizhi<sup>3</sup>

(1. School of Electric Power Engineering, Nanjing Institute of Technology, Nanjing 210013, China;

2. Jiangsu Collaborative Innovation Center for Smart Distribution Network, Nanjing 210013, China;

3. NARI Technology Co., Ltd., Nanjing 210013, China)

**Abstract:** The Rtunit rapid prototyping development system is used to quickly develop and control the induction motor current source excitation system. The modeling and simulation of the three-phase programmable current source system is completed in MATLAB/Simulink. The supporting components is used and converted into engineering code which can be downloaded to the hardware controller. The three-phase full-bridge inverter is controlled through the integrated development environment online detection and modification of corresponding parameters. The development of the three-phase current source excitation system is completed. The system can stably output three-phase current source excitation with real-time frequency modulation and amplitude modulation. The test results show that this method has the advantages of simple programming, short development cycle, low cost and high efficiency under the condition of meeting the requirements.

**Key words:** rapid prototyping development; current source excitation system; automatic code generation; induction motor

收稿日期: 2023-03-15; 收到修改稿日期: 2023-04-12

<sup>\*</sup> 基金项目: 2022 年度江苏省碳达峰碳中和科技创新专项资金重点项目 (BE2022003)

作者简介: 孙春阳 (1998—), 男, 硕士研究生, 研究方向为新型电机的设计及控制技术。

骆皓 (1978—), 男, 教授, 研究方向为双馈风力发电机及交流励磁控制技术。(通信作者)

## 0 引言

电机电流源激励系统比电压源激励系统具有拓扑结构简单,输出波形好,控制策略简单,短路保护可靠等优点<sup>[1-2]</sup>。现阶段市场上的三相电流源输出频率范围多集中在 40~70 Hz,很少有可以输出低频电流的电流源,且其价格昂贵,调试复杂,难以满足正常的试验需求。快速原型开发系统可以根据实际需要和变化实时对模型及算法进行调整,很大程度上提高了工作效率,降低了试验成本。Rtunit 快速原型开发系统与现有的快速原型系统相比,具有更加灵活、更加高效的特点<sup>[3-4]</sup>。

## 1 Rtunit 快速原型开发系统

Rtunit 快速原型开发系统适用于电机控制、新能源与电力电子、电力系统测控、工业自动化等众多领域。Rtunit 快速原型开发系统支持快速原型(RCP)设计和 MATLAB/Simulink 模型实时运行。

Rtunit 快速原型开发系统由硬件控制器 RTU-BOX、集成开发环境 Rtunit Studio、底层软件驱动模块、三相全桥逆变器组成。硬件控制器 RTU-BOX 是一款基于模型设计、具有代码自动生成功能的实时数字控制器。底层软件驱动模块主要由集成于 Simulink 环境中的功能模块库 Rtunit Toolbox,驱动软件包 RTU.lib 和代码生成组件 RTU-coder 组成<sup>[5]</sup>。Rtunit 快速原型开发系统的工程开发流程如图 1 所示。

通过底层软件驱动模块,用户可以使用 Simulink 进行建模与仿真,并将其中的模型文件结合配套的框架程序转化成产品级的工程代码,并通过集成开发环境 Rtunit Studio 下载到硬件控制器中运行。集成开发环境 Rtunit Studio 可以通过自定义的图形化界面,对程序中的变量进行在线观测和修改,并且可以实时观察变量的波形,保存并导出波形数据。Rtunit 快速原型开发系统的拓扑电路如图 2 所示<sup>[6-8]</sup>。

## 2 三相电流源激励系统控制原理

### 2.1 三相电流控制原理

通过控制三相全桥逆变器三相桥臂上 6 个三相桥臂绝缘栅双极型晶体管(IGBT)的通断来调

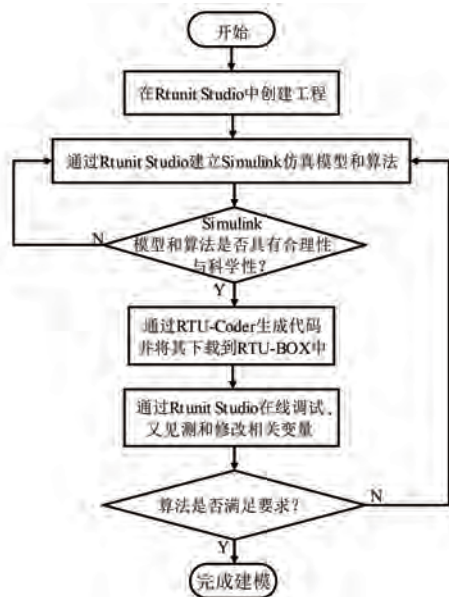


图 1 Rtunit 快速原型系统开发流程

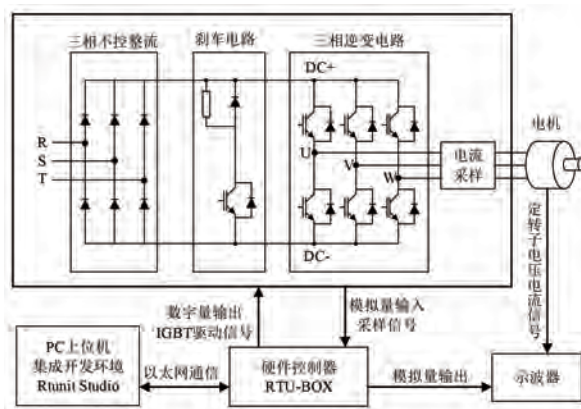


图 2 Rtunit 快速原型开发系统拓扑电路

整 U、V、W 三相各桥臂中点电势的大小<sup>[9]</sup>,进一步可以确定在当前 IGBT 通断情况下输出端三条支路稳态时的电流方向。三相全桥逆变器输出端 U、V、W 三相依次与感应电机的 A、B、C 三相绕组相连,等效电路如图 3 所示。分数槽集中绕组(FSCW)感应电机属于阻感性质的负载,流入三相绕组中的电流无法突变,只能随着时间的变化逐渐改变。当感应电机三相绕组对称时,理想逆变电路输出端各条支路总的阻抗为

$$z = \frac{3}{2}(R + j\omega L) \quad (1)$$

式中: $z$  为理想逆变电路输出端各分支路总的阻抗; $R$  为三相电路中任一单相支路总电阻; $\omega$  为支

路电流角频率;  $L$  为感应电机各相绕组电感解耦后的支路总电感。

以 A 相支路为例分析支路电流指令量在正半周期时 IGBT 的工作情况, 规定电流由三相全桥逆变器中三相桥臂流向电机绕组中性点的方向为正, 电流由电机绕组中性点流向三相全桥逆变器三相桥臂的方向为负。

当 A 相电流在  $t = \infty$  稳态时的理论电流方向为正时, FSCW 感应电机三相绕组电感解耦后的等效电路有两种情况, 如图 3 所示。A 相支路并联在等效电路中如图 3(a) 所示, A 相支路串联在等效电路中如图 3(b) 所示。与之所对应的 A 相支路在稳态时的电流  $i_{A\infty}$  为

$$i_{A\infty} = \begin{cases} \frac{2}{3} \frac{U_{dc}}{R}, & \text{A 相支路串联} \\ \frac{1}{3} \frac{U_{dc}}{R}, & \text{A 相支路并联} \end{cases} \quad (2)$$

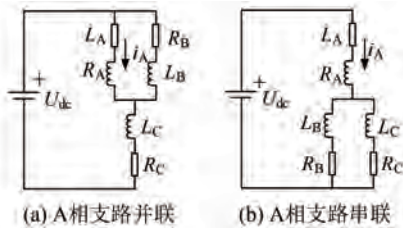


图3 A相支路电流为正时的等效电路

向系统输入对称三相电流指令量, 使其与三相全桥逆变器输出端三相支路的电流采样值比较, 如图 4 所示。其中  $k$  表示支路电感的储能或释能状态, 当  $k=1$  时, A 相支路理论电流方向与实际电流方向相同, 电感处于加速储能过程; 当  $k=-1$  时, A 相支路理论电流方向与实际电流方向相反, 电感处于加速释能过程。

在  $t_1$  时刻 A 相支路的实际电流采样值大于系统输入电流指令量, 此时改变相应的 IGBT 通断情况, 使得 A 相支路在不再换流情况下的理论

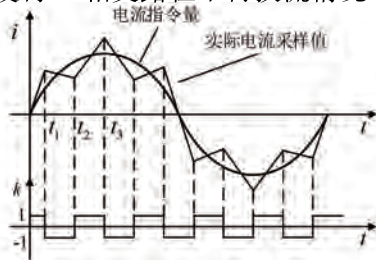


图4 A相支路电流实际值与指令量的关系

稳态电流  $I_{\infty}$  方向与  $t_1$  时刻的实际电流采样值  $i(t_1)$  方向相反, 即  $t_1 \sim t_2$  时, A 相支路中的电感处于加速释能过程。因此, 控制三相全桥逆变器三相桥臂各个 IGBT 通断方式可以使电流实际值稳定跟随电流指令量。

## 2.2 系统参数计算

当系统正常工作时, 任意  $t_m$  时刻 A 相支路的电流指令量  $I_{A, \text{set}} \sin(\omega_c t_m)$  与电流实际值  $i_A(t_m)$  之间应该满足如下关系:

$$|i_A(t_m) - I_{A, \text{set}} \sin(\omega_c t_m)| = |\Delta I| \leq \varepsilon \quad (3)$$

式中:  $i_A(t_m)$  为电流实际值关于时间  $t_m$  的函数;  $I_{A, \text{set}}$  为电流指令量的幅值;  $\omega_c$  为电流指令量的频率;  $\Delta I$  为电流实际值与电流指令量的差值;  $\varepsilon$  为电流实际值相较于电流指令量的允许误差最大值。

A 相支路电流实际值的全响应表达式为

$$i_A(t_m) = i_A(t_{m-1}) + k_A I_{A\infty} e^{-\frac{\Delta t}{\tau}} \quad (4)$$

式中:  $k_A$  为 A 相理论电流方向系数;  $t_{m-1}$  为相对于  $t_m$  时刻的上一个时间点;  $\Delta t$  为三相全桥逆变器三相桥臂上 IGBT 实际的工作频率,  $\Delta t = t_m - t_{m-1}$ ,  $\tau$  为系统的时间常数,  $\tau = L/R$ 。

将式(4)代入式(3)展开有:

$$|i_A(t_{m-1}) + k_A I_{A\infty} e^{-\frac{R}{L} \Delta t} - I_{A, \text{set}} \sin(\omega_c t_m)| \leq |\Delta I| \quad (5)$$

由式(5)可知, 当电流指定输出量的幅值和频率一定时, 支路中实际电流的畸变情况受到逆变器母线电压和支路中电感的影响较大。整理式(5), 得到系统所需要的电感表达式<sup>[10]</sup>:

$$L = \frac{R(\Delta t)}{\log \left| \frac{I_{A\infty}}{-i_A(t_{m-1}) + I_{A, \text{set}} \sin(\omega_c t_m) + \Delta I} \right|} \quad (6)$$

通过适当调整各条支路的电感值, 可以输出正弦度更好的电流波形。当支路电感过大时, 将会导致电流失调, 波形畸变过大, 实际电流幅值难以达到理论幅值; 当支路电感过小时, 会导致电流超调, 电流实际波形中产生更多相较于电流指令量的值偏差过大的毛刺, 导致产生更多的谐波<sup>[11]</sup>。当系统中各条支路电感值较小时, 适当向三相支路中串入恰当的电感; 当系统中各支路电感值较大时, 可以适当调整三相全桥逆变器直流侧母线电压。

2.3 三相全桥逆变器桥臂控制方式

在不同情况下三相全桥逆变器各桥臂 IGBT 的通断状态如表 1 所示<sup>[12]</sup>。与之对应的是三相全控桥逆变电路中 IGBT01~IGBT06 的通断状态,其中 IGBT01 和 IGBT02 表示 U 相上下桥臂中的两个 IGBT,IGBT03 和 IGBT04 表示 V 相上下桥臂中的两个 IGBT,IGBT05 和 IGBT06 表示 W 相上下桥臂中的两个 IGBT。“1”表示 IGBT 处于导通状态,“0”表示 IGBT 处于关断状态。

表 1 三相全桥逆变器 IGBT 通断逻辑表

| 理论电流方向系数 |       |       | IGBT | IGBT | IGBT | IGBT | IGBT | IGBT |
|----------|-------|-------|------|------|------|------|------|------|
| $k_A$    | $k_B$ | $k_C$ | 01   | 02   | 03   | 04   | 05   | 06   |
| 1        | 1     | 1     | 1    | 0    | 1    | 0    | 1    | 0    |
| 1        | 1     | -1    | 1    | 0    | 1    | 0    | 0    | 1    |
| 1        | -1    | 1     | 1    | 0    | 0    | 1    | 1    | 0    |
| 1        | -1    | -1    | 1    | 0    | 0    | 1    | 0    | 1    |
| -1       | -1    | -1    | 0    | 1    | 0    | 1    | 0    | 1    |
| -1       | -1    | 1     | 0    | 1    | 0    | 1    | 1    | 0    |
| -1       | 1     | -1    | 0    | 1    | 1    | 0    | 0    | 1    |
| -1       | 1     | 1     | 0    | 1    | 1    | 0    | 1    | 0    |

以图 4 的  $t_3$  时刻为例,对此时三相各支路输入系统的电流指令量与实际电流采样值进行比较,由于 A 相支路实际电流采样值小于电流指令量,判定 A 相支路理论电流方向系数  $k_A=-1$ ,A 相支路电感处于正向释能阶段,则 B 相和 C 相有 4 种情况<sup>[13]</sup>:

(1) 若 B 相和 C 相支路的判定值为  $k_B=1$ ,  $k_C=1$ ,对应表 1 倒数第一行,B 相和 C 相支路处于正向储能(反向释能)状态。此时 B 相和 C 相支路实际电流采样值和电流指令量的方向为负向,且实际电流采样值大于电流指令量。三相全桥逆变器各桥臂上 IGBT 的通断状态为,V 相和 W 相上桥臂 IGBT03 和 IGBT05 导通,下桥臂 IGBT04 和 IGBT06 关断;U 相上桥臂 IGBT02 关断,下桥臂 IGBT01 导通。

(2) 若 B 相和 C 相支路的判定值为  $k_B=1$ ,  $k_C=-1$ ,对应表 1 倒数第二行,B 相支路处于正向储能(反向释能)状态,C 相支路处于正向释能状态。三相全桥逆变器各桥臂上 IGBT 的通断状态为,V 相上桥臂 IGBT03 导通,下桥臂 IGBT04 关断;U 相和 W 相上桥臂 IGBT02 和 IGBT06 关断,

下桥臂 IGBT01 和 IGBT05 导通。

(3) 若 B 相和 C 相支路的判定值为  $k_B=-1$ ,  $k_C=1$ ,对应表 1 倒数第三行,B 相支路处于正向释能状态,C 相支路处于正向储能状态。三相全桥逆变器各桥臂上 IGBT 的通断状态为,U 相和 V 相上桥臂 IGBT02 和 IGBT04 关断,下桥臂 IGBT01 和 IGBT03 导通;W 相上桥臂 IGBT05 导通,下桥臂 IGBT06 关断。

(4) 若 B 相和 C 相支路的判定值为  $k_B=-1$ ,  $k_C=-1$ ,对应表 1 倒数第四行,此时 A、B、C 三相支路均处于断路状态。三相全桥逆变器各桥臂上 IGBT 的通断状态为,U 相、V 相和 W 相上桥臂 IGBT01、IGBT03 和 IGBT05 关断,下桥臂 IGBT02、IGBT04 和 IGBT06 导通。

系统闭环控制结构图如图 5 所示,其中不同电流方向系数所对应的三相桥臂 IGBT 的通断方式与表 1 相同, $U_{dc,max}$  为三相全桥逆变器直流母线侧最大电压值,当逆变器直流母线侧的实际电压大于  $U_{dc,max}$  时,逆变器刹车电路导通泄放多余的能量,保证系统安全稳定运行。

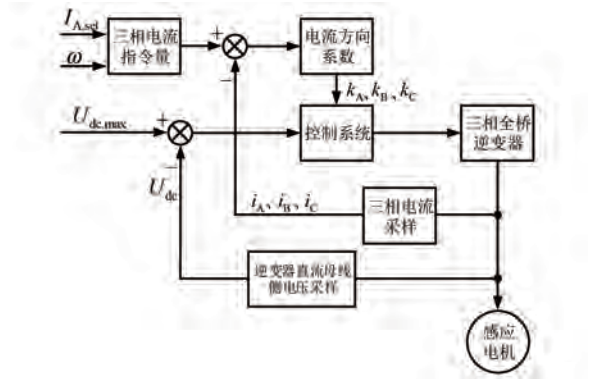


图 5 系统闭环控制结构图

3 MATLAB/Simulink 仿真模型搭建

通过 MATLAB/Simulink 搭建三相全控桥逆变电路<sup>[14-15]</sup>及对应的 IGBT 通断控制电路如图 6 所示,根据表 1 得到的逻辑控制算法集成模块 Logical\_Control 如图 7 所示。三相全桥逆变器采用直流稳压电源对其直流侧母线端供电,便于仿真与试验的调试。

试验平台所使用 RTCON-103P 型逆变器 IGBT 的标称最大通断频率为 20 kHz,为延长 IGBT 使用寿命,使其通断频率和系统输出驱动信

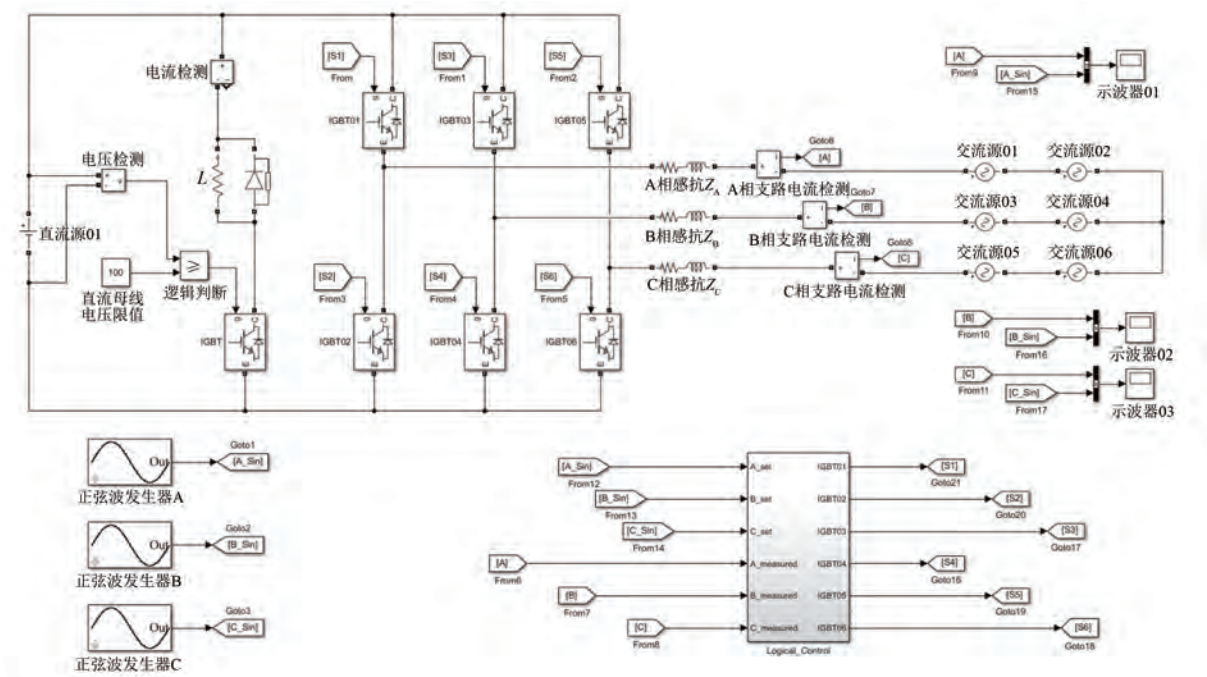


图6 Simulink 电流源激励系统建模

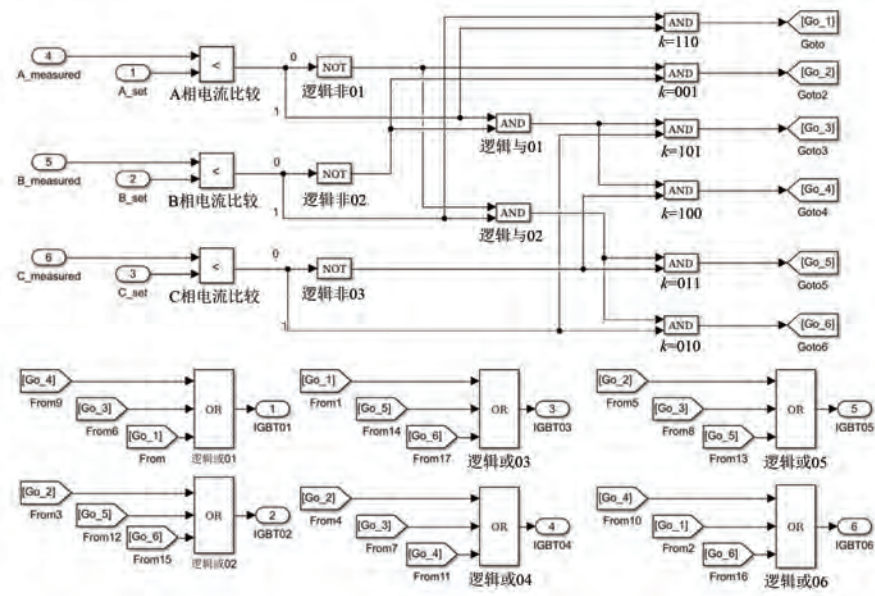


图7 逻辑控制算法集成模块 Logical\_Control

号频率保持为 10 kHz。仿真时设置 Simulink 固定步长为 1/10 000。通过测定,试验使用的感应电机各相绕组的电感  $L$  约为 0.02 H,各支路电阻  $R$  为 4.3  $\Omega$ 。

为防止同一桥臂上两个 IGBT 在交替通断的过程中因信号延迟以及其他情况的误导通而引起直流侧电源短路,在仿真建模移植过程时需要设置

IGBT 通断死区及逻辑互锁从而保证设备稳定运行,所对应的同相桥臂 IGBT 互锁算法如图 8 所示。若系统连接双馈电机<sup>[16-17]</sup>,当电机处于亚同步状态时,转差  $0 < s < 1$ ,能量的流动方向为从逆变器流向电机;当电机处于超同步状态时,转差  $s < 0$ ,能量流动方向为从电机流向逆变器,导致逆变器直流侧母线电压升高。为保证设备安全稳定地运行,需要

在逆变器直流母线侧并联刹车电路作保护。系统正常工作时,刹车电路上的 IGBT 关断;当直流侧母线电压过高时,刹车电路上的 IGBT 导通,该电路中的大功率刹车电阻消耗能量,使直流侧母线电压下降,保护逆变器的安全。

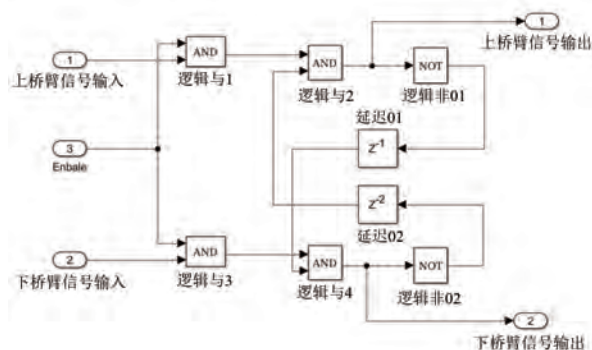


图8 IGBT 同相桥臂互锁模块

验证 Simulink 仿真模型准确无误后,通过调整适当的直流母线侧电压和三相各支路的电感值,示波器模块 Scope1 得到系统在不同电感和母线电压情况下 A 相支路电流指令量与实际电流采样值的波形如图 9 所示。由图 9 可知,三相全桥逆变器直流侧母线电压和系统电感值的大小均会影响系统输出三相电流激励的畸变程度,且系统电感对畸变程度的影响更大。

通过示波器模块 Scope1 得到电流指令量不同频率下 A 相支路电流指令量与实际电流采样值的波形如图 10 所示。依次展示了电流指令量幅值为 1 A,频率分别在 1 Hz、10 Hz、25 Hz 和 70 Hz 时电流指令量与实际电流采样值的波形。其中,电流指令量幅值为 1 A,频率为 50 Hz 时电流指令量与实际电流采样值的波形如图 10(c) 所示,通过对比可以发现,系统的低频特性优于高频特性,主要原因是仿真时通过设置固定步长来模拟实际的 IGBT 通断频率。

#### 4 试验验证

Simulink 仿真验证无误后将相关的算法结合功能模块库 Rtunit Toolbox 修改为 Rtunit 系统可以正确生成代码的模型,通过自动代码生成组件 RTU-coder 将控制算法转化为工程代码。连接 RTU 试验平台各设备,将代码通过集成开发环境 Rtunit Studio 下载到硬件控制器中运行,RTU 快

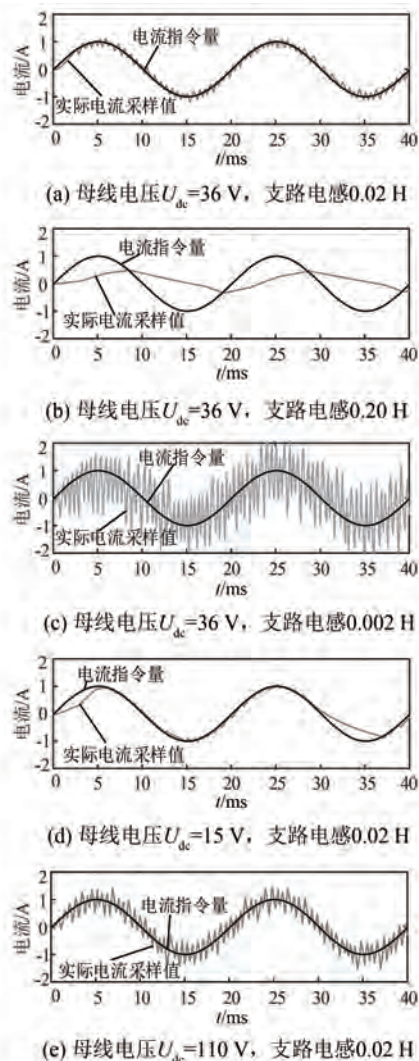


图9 Simulink 仿真在不同条件下的仿真结果

速原型开发系统试验平台如图 11 所示。使用示波器对比观察通过 RTU-BOX 的 DAC 数模转换端口转换为模拟量输出的三相电流指令量和通过电流探头及三相电流采样模块测定到的三相各条支路的实际电流采样值<sup>[18]</sup>。

由于电流探头和示波器通道的数量有限,无法同时测定三相各支路的实际电流采样值和三相电流指令量。因此在实际试验时,需依次测定各相支路的实际电流采样值与其对应的指定量。同时因为三相电流指令量是系统生成的标准正弦波,所以可以确定其三相对称性,在试验时通过各相支路电流指令量与实际电流采样值的相位关系可以判断系统输出的三相激励是否对称。由于篇幅有限,图 12 展示 A 相支路电流指令量幅值为

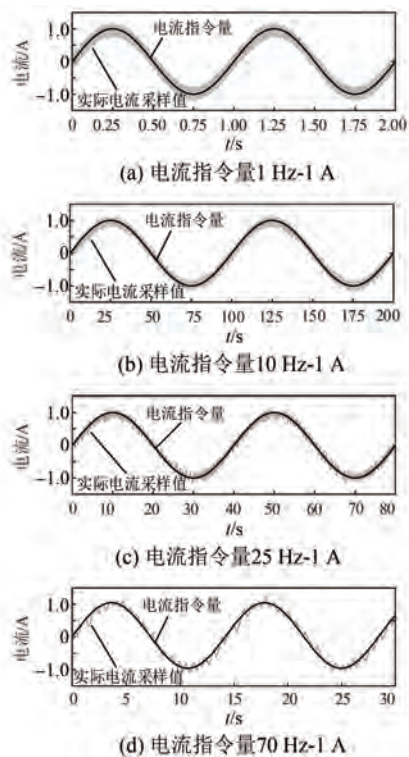


图10 仿真时不同频率下A相支路实际电流采样值与电流指令量的比较



图11 基于 Rtunit 快速原型开发系统的可编程电流源实验平台

1 A, 频率分别在 1 Hz、10 Hz、25 Hz 和 70 Hz 时电流指令量与实际电流采样值的波形。其中电流指令量是由 RTU-BOX 的 DAC 数模转换端口转换为电压模拟量输出, 通过示波器测量换算为电流指令量对应的电流值。

由图 12 可知, 三相支路中的实际电流可以稳定跟随系统输入的电流指令量, 且相位差较小。通过 Rtunit 快速原型开发系统进行试验测试, 感应电机电流源激励系统可以稳定输出频率范围在 1~70 Hz、幅值可调的三相电流, 谐波畸变率控制在 4.3% 以内, 基本可以满足感应电机试验要求。

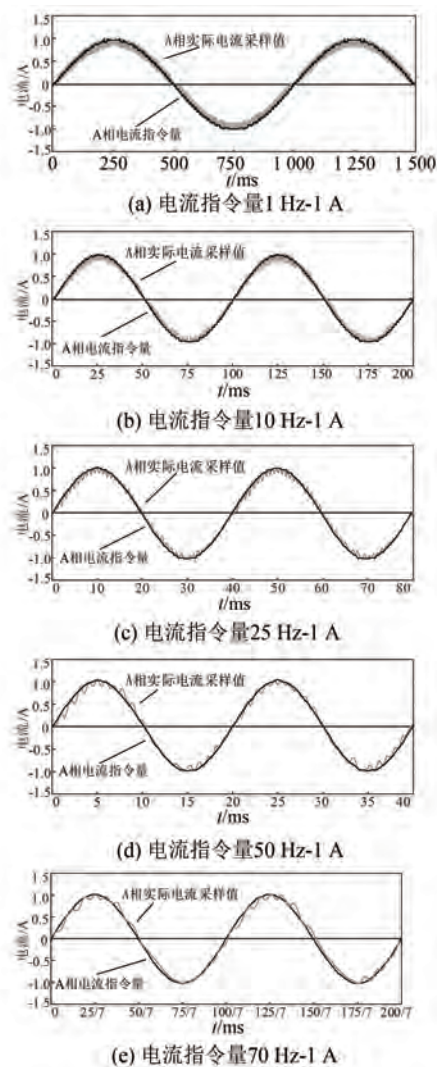


图12 试验时不同频率下A相支路实际电流采样值与电流指令量的比较

表 2 和表 3 分别是电流指令量幅值为 1 A 和 1.5 A 时频率分别在 1 Hz、10 Hz、25 Hz、50 Hz 和 70 Hz 时的三相电流指令量与电流实际值比较表。

由表 2 和表 3 可知, 实际电流采样值幅值略小于电流指令量幅值, 各相电流幅值偏差控制在 0.01%~5%。电流指令量在低频时的谐波畸变率略低于高频时的谐波畸变率, 其主要原因是三相全桥逆变器 IGBT 通断频率相对较低。

## 5 结 语

本文基于 Rtunit 的快速原型系统开发了用于感应电机的电流源激励系统。Rtunit 的快速原型

表 2 不同频率下电流指令量 1 A 与电流实际值比较表

| 电流指令量参数   | 电流指令量幅值 | 实际电流幅值/A | 谐波畸变率/% |
|-----------|---------|----------|---------|
| 1 Hz-1 A  | A 相     | 1.000    | 0.968   |
|           | B 相     | 1.000    | 0.965   |
|           | C 相     | 1.000    | 0.963   |
| 10 Hz-1 A | A 相     | 1.000    | 0.953   |
|           | B 相     | 1.000    | 0.951   |
|           | C 相     | 1.000    | 0.942   |
| 25 Hz-1 A | A 相     | 1.000    | 0.987   |
|           | B 相     | 1.000    | 0.984   |
|           | C 相     | 1.000    | 0.984   |
| 50 Hz-1 A | A 相     | 1.000    | 0.991   |
|           | B 相     | 1.000    | 0.982   |
|           | C 相     | 1.000    | 0.982   |
| 70 Hz-1 A | A 相     | 1.000    | 0.942   |
|           | B 相     | 1.000    | 0.946   |
|           | C 相     | 1.000    | 0.945   |

表 3 不同频率下电流指令量 1.5 A 与电流实际值比较表

| 电流指令量参数     | 电流指令量幅值 | 实际电流幅值/A | 谐波畸变率/% |
|-------------|---------|----------|---------|
| 1 Hz-1.5 A  | A 相     | 1.500    | 1.457   |
|             | B 相     | 1.500    | 1.444   |
|             | C 相     | 1.500    | 1.457   |
| 10 Hz-1.5 A | A 相     | 1.500    | 1.434   |
|             | B 相     | 1.500    | 1.425   |
|             | C 相     | 1.500    | 1.413   |
| 25 Hz-1.5 A | A 相     | 1.500    | 1.492   |
|             | B 相     | 1.500    | 1.469   |
|             | C 相     | 1.500    | 1.444   |
| 50 Hz-1.5 A | A 相     | 1.500    | 1.457   |
|             | B 相     | 1.500    | 1.462   |
|             | C 相     | 1.500    | 1.467   |
| 70 Hz-1.5 A | A 相     | 1.500    | 1.437   |
|             | B 相     | 1.500    | 1.432   |
|             | C 相     | 1.500    | 1.430   |

开发系统支持 MATLAB/Simulink 模型实时运行，并可以通过集成开发环境实时观察并采集修改指定变量，操作编辑简单、开发效率高，大幅缩减了项目成本。

通过搭建 Simulink 模型验证了控制算法的可行性。经过试验验证，本电流源激励系统可稳定输出用于感应电机的频率范围在 1~70 Hz 且幅值可调的三相电流。

【参考文献】

[ 1 ] FUCHS F W, KLOENNE A. DC link and dynamic performance features of PWM IGBT current source converter induction machine drives with respect to industrial requirements [ C ] // The 4th International Power Electronics and Motion Control Conference, 2004.

[ 2 ] 张亮亮, 韩刚, 蔡旭. 基于永磁同步电机的电流源型风电变流器实现[ J]. 电气自动化, 2016, 38(3): 3.

[ 3 ] 宋秋晓. 背靠背电流源型同步磁阻电机驱动系统控制策略研究[ D]. 南京: 东南大学, 2020.

[ 4 ] DING N, ZHANG Q, XU H, et al. Programmable current source design for multi-channel magnetic field generator\* programmable current source[ J]. Journal of Physics: Conference Series, 2022, 2216: 012029.

[ 5 ] 张子阳, 许祥威. Rtunit 仿真平台在电机控制中的应用[ J]. 科技创新与应用, 2021(1): 42.

[ 6 ] 李军伟, 葛金龙, 邱今胜. 基于快速原型的开关磁阻电机控制系统开发[ J]. 微电机, 2015, 48(8): 75.

[ 7 ] 郭强, 黄勇军, 杨奕, 等. DSP 数字控制的电流源型整流器实验装置研制[ J]. 实验室研究与探索, 2022, 41(10): 106.

[ 8 ] 李越强, 赵东伟. 基于快速控制原型的永磁同步电机控制系统开发[ J]. 光学与光电技术, 2022, 20(4): 172.

[ 9 ] 林磊, 邹云屏, 王展, 等. 一种具有中点平衡功能的三电平异步电机直接转矩控制方法[ J]. 中国电机工程学报, 2007(3): 46.

[ 10 ] 王凌伟, 王永国, 秦冲. 高精度宽范围数控电流源模块设计[ J]. 信息通信, 2016(4): 102.

[ 11 ] 陈东锁, 陈彬, 肖勇, 等. 电流谐波对不同绕组形式永磁同步电机损耗研究[ J]. 微特电机, 2021, 49(8): 12.

[ 12 ] 赵鋈, 艾远高, 向强铭, 等. 适用于电流源型逆变器的 SVPWAM 调制策略及其损耗分析[ J]. 电器与能效管理技术, 2022(12): 61.

[ 13 ] 魏胜军. 分数槽集中绕组永磁电机控制方法研究[ D]. 北京: 华北电力大学, 2020.

(下转第 65 页)

由传统策略的 23 V 降低至 0.5 V, 提高了系统在模式切换时的稳定性。

(2) 通过设置发电模式转速阈值  $n_{\min}$ , 在发动机发生故障, 转速无法维持发电模式所需功率时, 系统平稳切换至起动模式, 提高了系统的稳定性。

### 【参考文献】

- [ 1 ] 龙宇航, 夏加宽, 李泽星, 等. 多旋翼油动力无人机用起/发电机的研究设计[J]. 微电机, 2020, 53(2): 7.
- [ 2 ] 李天元. 高功率密度航空永磁起动/发电机设计研究[D]. 沈阳: 沈阳工业大学, 2019.
- [ 3 ] 史世友. 航空永磁起发电系统控制策略研究[D]. 沈阳: 沈阳工业大学, 2019.
- [ 4 ] 彭寒梅, 易灵芝, 朱建林. 开关磁阻发电机输出电压脉动抑制的研究及仿真[J]. 系统仿真学报, 2010, 22(5): 1237.
- [ 5 ] 刘勇智, 周政, 盛增津, 等. 开关磁阻电机起动/发电状态切换控制策略研究[J]. 电机与控制学报, 2015, 19(10): 57.
- [ 6 ] DING W, LIANG D. Comparison of transient and steady-state performances analysis for a dual-channel switched reluctance machine operation under different modes[J]. IET Electric Power Applications, 2010, 4(8): 603.
- [ 7 ] 刘路, 卜飞飞, 刘皓喆, 等. 五相感应电机起动/发电系统起动控制研究[J]. 微特电机, 2020, 48(9): 34.
- [ 8 ] SCARCELLA G, SCELBA G, CACCIATO M, et al. Vector control strategy for multidirectional power flow in integrated multidrives starter-alternator applications[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2016, 52(6): 4816.
- [ 9 ] 李岩, 苏学军, 李运. 基于航空高压直流电源系统的永磁同步电机起动发电系统设计[J]. 电机与控制应用, 2017, 44(1): 60.
- [ 10 ] PANDA D, RAMANARAYANAN V. Mutual coupling and its effect on steady-state performance and position estimation of even and odd number phase switched reluctance motor drive[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2007, 43(8): 3445.
- [ 11 ] LANG X, YANG T, BAI G, et al. Active disturbance rejection control of DC-bus voltages within a high-speed aircraft electric starter/generator system[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2022, 8(4): 4229.
- [ 12 ] LV X, ZENG W, DING X, et al. Experimental investigation of a novel micro gas turbine with flexible switching function for distributed power system[J]. Frontiers in Energy, 2020, 14: 790.
- [ 13 ] 张晓军, 杨家强, 杨昊林. 一种基于永磁同步电机绕组铜耗功率最大的电动汽车母线电容放电方法[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(17): 6460.
- [ 14 ] JEON S, LEE G S, KANG D, et al. Belt-driven integrated starter and generator using planetary gears for micro hybrid electric vehicles[J]. IEEE Access, 2021, 9: 56201.
- [ 15 ] 苏航. 油动力多旋翼发电机并联电源系统控制[D]. 沈阳: 沈阳工业大学, 2021.
- [ 16 ] 罗宗鑫, 陈强, 薛开昶. 航空高压直流供电系统的永磁起动发电机控制方法[J]. 微电机, 2020, 53(4): 83.
- [ 17 ] 贺诗明, 熊健, 代大一, 等. 三相电压型 PWM 整流器建模、控制及稳定性分析[J]. 电网技术, 2019, 43(6): 2049.

(上接第 58 页)

- [ 14 ] 沈佳明. 基于快速原型的无人机仿真系统设计与开发[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2019.
- [ 15 ] BASZYŃSKI M. Low cost, high accuracy real-time simulation used for rapid prototyping and testing control algorithms on example of BLDC motor[J]. Archives of Electrical Engineering, 2016, 65(3): 463.
- [ 16 ] 李臻博, 代林旺, 李少林, 等. 双馈风电机组电压源电流源双模式运行平滑切换控制策略[J]. 电气传动, 2022, 52(22): 13.
- [ 17 ] 郭海宇, 张晓光. 基于快速原型的新能源汽车网关控制器开发平台设计[J]. 现代电子技术, 2018, 41(19): 141.
- [ 18 ] 肖伟杰. 利用 DAC 芯片和运算放大器构建可编程电流源[J]. 机电产品开发与创新, 2021, 34(1): 32.