

逆系统解耦附加变结构控制策略的仿真研究*

王瑜瑜 刘少军 王曙霞

(西安航空职业技术学院 西安 710089)

摘要:为了克服传统串级调速功率因数低及能量损耗大等固有缺点,提出了一种基于逆系统解耦附加变结构控制的电流型 PWM 串级调速系统。为增强系统的鲁棒性, PWM 逆变器选用逆系统解耦附加变结构控制策略,并对该控制策略进行详细推导,加之斩波电路选用转速电流双闭环 PI 控制,最终获得了系统的控制图。最后利用 MATLAB 对该控制策略的有效性进行了仿真验证。仿真结果证实系统不仅具有良好动态特性,而且提高了功率因数,减少了谐波,节约了能源。

关键词: PWM; 逆系统; 变结构; MATLAB

中图分类号: TM343 TN406 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 120.30

Simulation and research on inverse system decoupling additional variable structure control strategy

Wang Yuyu Liu Shaojun Wang Shuxia

(Xi'an Aeronautical Polytechnic Institute, Xi'an 710089, China)

Abstract: In order to overcome the inherent shortcomings of traditional cascade speed regulation such as low power factor and great energy loss, the current-mode PWM cascade speed regulation system based on inverse system decoupling additional variable structure control was proposed. In order to enhance the robustness of the system, the inverse system decoupling additional variable structure control strategy was adopted in the PWM inverter, and the control strategy was deduced in detail. Combined with the speed and current double closed loop PI control adopted by the chopper circuit, the control chart of the system was obtained. Finally the effectiveness of the control strategy was simulated and verified by using Matlab. The results proved that the system not only had good dynamic performance, but also improved the power factor, reduced the harmonic and saved the energy.

Keywords: PWM; inverse system; variable structure; MATLAB

1 引言

最近几年传统串级调速技术再次回到人们的视野当中,但由于其实现过程主要是利用晶间管的控制角的变化来完成的,随着控制角的增大,不仅导致谐波干扰严重、功率因数低,而且能量损耗也会迅速增加。因此,设计了基于逆系统解耦附加变结构控制策略的电流型 PWM 串级调速系统。在实现平滑无极调速的同时,又提高了功率因数。

2 系统总体结构

2.1 系统的组成

该系统主要包括两个部分:整流电路和三相逆变电路,如图 1 所示。电动机转子侧的不可控整流电路首先完

成整流,经由电感滤波后直流电呈现高阻抗的电流源特性。再经过 PWM 逆变器后,转换成工频交流电。最后利用变压器将转差功率回馈给电网,实现节能的目的^[1-2]。其中逆变电路利用 SPWM 控制,并且为了提高 IGBT 本身的反向电压承受能力及反向电流的阻断能力,IGBT 反向串联续流二极管。

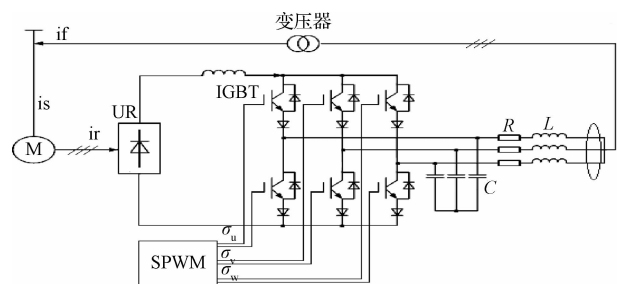


图 1 系统主电路

收稿日期:2017-02

* 基金项目: 级综合科研项目(16XHXY-009)资助

2.2 转速电流双闭环控制

为了使系统获得良好的动态及稳态特性,引入了转速外环负反馈和电流内环负反馈的双闭环控制,控制结构如图2所示。其中, i_d 为整流电路输出的电流。CSR、ASR分别为电流控制环节和转速控制环节,两者采用的皆是采用的是PI控制,可实现电流、转速的无静差跟踪。限幅环节主要用来防止转子侧电流过大。

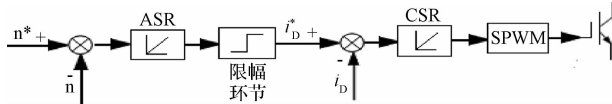


图2 双闭环控制结构

3 控制策略

3.1 逆变器的数学模型

图3中 e_L 为直流侧电源, L_d 为直流侧滤波电感, i_d 为直流侧输入电流, e_{su} 、 e_{sv} 、 e_{sw} 为交流侧三相电源,电阻 R 、电感 L 及电容 C 构成二级滤波环节,用来滤除网侧的谐波电流。电压型逆变器在正常工作时,任何时刻同一桥臂仅能导通一个功率开关,而电流型逆变器则存在4种情况:上桥臂导通下桥臂断开,下桥臂导通上桥臂断开,上下桥臂全导通,上下桥臂全断开。故需引入三值逻辑开关函数 σ_k 的PWM技术,具体定义如式(1)^[3-4]。

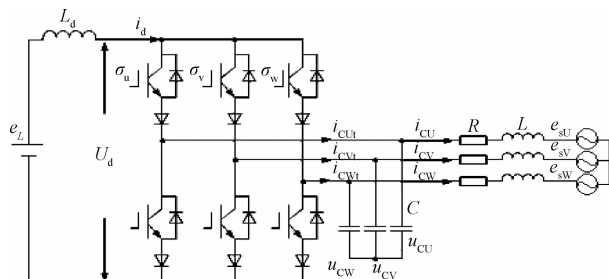


图3 三相桥式逆变电路

$$\sigma_k = \begin{cases} 1 & \text{上桥臂导通} \\ 0 & \text{上下桥臂全通或全断} \\ -1 & \text{下桥臂导通} \end{cases} \quad (k = U, V, W) \quad (1)$$

根据开关的状态与 σ_k 取值的对应关系,可得:

$$\begin{cases} i_{Cu} = \sigma_u i_d \\ i_{Cv} = \sigma_v i_d \\ i_{Cw} = \sigma_w i_d \\ U_d = u_{Cu} \sigma_u + u_{Cv} \sigma_v + u_{Cw} \sigma_w \end{cases} \quad (2)$$

根据式(2)以及基尔霍夫定律,计算可得:

$$\begin{cases} L \frac{di_{ck}}{dt} = u_{ck} - e_{ck} - Ri_{ck} \\ C \frac{du_{ck}}{dt} = \sigma_k i_d - i_{ck} \\ L \frac{di_d}{dt} = e_L - \sum_{k=U,V,W} \sigma_k u_{ck} \end{cases} \quad (k = U, V, W) \quad (3)$$

虽然该数学模型直观明了,但由于输出变量会随时间发生变化故不利于系统的设计。为此引入了空间矢量坐标系 $dq0$,不仅可以到达简化数学模型的效果,而且便于动态特性的分析。 dq 坐标系下的数学模型为:

$$\begin{cases} L \frac{di_{cd}}{dt} = u_{cd} - e_{sd} - Ri_{cd} + \omega L i_{cq} \\ L \frac{di_{cq}}{dt} = u_{cq} - e_{sq} - Ri_{cq} - \omega L i_{cd} \\ C \frac{du_{cd}}{dt} = \sigma_d i_d - i_{cd} + \omega C u_{cq} \\ C \frac{du_{cq}}{dt} = \sigma_q i_d - i_{cq} - \omega C u_{cd} \\ L_d \frac{di_d}{dt} = e_L - \frac{3}{2} (\sigma_d u_{cd} + \sigma_q u_{cq}) \end{cases} \quad (4)$$

3.2 逆系统解耦附加变结构的控制策略

该系统选取了逆系统解耦附加变结构的控制策略,推导如下^[5-6]。

取系统的状态变量为:

$$[x_{c1} \ x_{c2} \ x_{c3} \ x_{c4} \ x_{c5}]^T = [i_{cd} \ i_{cq} \ u_{cd} \ u_{cq} \ i_d]^T$$

选取输入变量:

$$[u_{c1} \ u_{c2}]^T = [\sigma_d \ \sigma_q]^T$$

取系统的输出变量:

$$[y_{c1} \ y_{c2}]^T = [i_{cd} \ i_{cq}]^T$$

这样,式(4)即可变为:

$$\begin{cases} L \frac{dx_{c1}}{dt} = x_{c3} - e_{sd} - Rx_{c1} + \omega L x_{c2} \\ L \frac{dx_{c2}}{dt} = x_{c4} - e_{sq} - Rx_{c2} - \omega L x_{c1} \\ C \frac{dx_{c3}}{dt} = u_{c1} x_{c5} - x_{c1} + \omega C x_{c4} \\ C \frac{dx_{c4}}{dt} = u_{c2} x_{c5} - x_{c2} - \omega C x_{c3} \\ L_d \frac{dx_{c5}}{dt} = e_L - \frac{3}{2} (u_{c1} x_{c3} + u_{c2} x_{c4}) \end{cases} \quad (5)$$

为消除式(5)中耦合项的影响,分别对输出 y_{c1} 和 y_{c2} 求二阶导数可得:

$$\ddot{y}_{c1} = \frac{1}{L} (\dot{x}_{c3} - R \dot{x}_{c1} + \omega L \dot{x}_{c2}) =$$

$$\frac{1}{L} \left[\frac{1}{C} (u_{c1} x_{c5} - x_{c1} + \omega C x_{c4}) - \frac{R}{L} (x_{c3} - e_{sd} - Rx_{c1} + \omega L x_{c2}) + \omega (x_{c4} - e_{sq} - Rx_{c2} - \omega L x_{c1}) \right] \quad (6)$$

$$\ddot{y}_{c2} = \frac{1}{L} (\dot{x}_{c4} - R \dot{x}_{c2} - \omega L \dot{x}_{c1}) =$$

$$\frac{1}{L} \left[\frac{1}{C} (u_{c2} x_{c5} - x_{c2} - \omega C x_{c3}) - \frac{R}{L} (x_{c4} - e_{sq} - Rx_{c2} - \omega L x_{c1}) - \omega (x_{c3} - e_{sd} - Rx_{c1} + \omega L x_{c2}) \right] \quad (7)$$

由式(6)和(7)可得电流型PWM的逆系统为:

$$u_{c1} = \frac{1}{x_{c5}} \left\{ C \left[\begin{matrix} L\ddot{y}_{c1} - \omega(x_{c4} - e_{sq} - Rx_{c2} - \omega Lx_{c1}) \\ + \frac{R}{L}(x_{c3} - e_{sd} - Rx_{c1} + \omega Lx_{c2}) \end{matrix} \right] - \omega Cx_{c4} + x_{c1} \right\}$$

$$u_{c2} = \frac{1}{x_{c5}} \left\{ C \left[\begin{matrix} L\ddot{y}_{c2} - \omega(x_{c3} - e_{sd} - Rx_{c1} + \omega Lx_{c2}) \\ + \frac{R}{L}(x_{c4} - e_{sq} - Rx_{c2} - \omega Lx_{c1}) \end{matrix} \right] + \omega Cx_{c3} + x_{c2} \right\} \quad (8)$$

取 $v_{c1} = \ddot{y}_{c1}, v_{c2} = \ddot{y}_{c2}$ 为逆系统新的输入量,并在原系统前串联式(8)^[7-8],如图4所示。

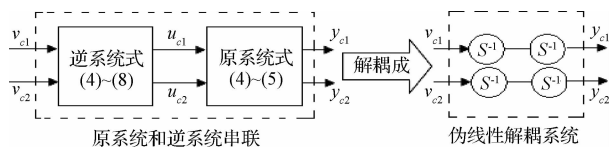


图4 逆系统线性化原理

如此,伪线性系统被分解为两个解耦的子线性系统:

$$\begin{cases} \dot{x}_{c1} = z_{c1} & \dot{z}_{c1} = v_{c1} & y_{c1} = x_{c1} \\ \dot{x}_{c2} = z_{c2} & \dot{z}_{c2} = v_{c2} & y_{c2} = x_{c2} \end{cases} \quad (9)$$

使直流侧电流运行在单位功率因数下,取电流指令值与实际值的差值经PI调节器调节后变为 $x_{c1}^* = i_{cd}^*, x_{c2}^* = i_{cq}^* = 0$ 。按照指数趋近律设计方式,令 $e_{c1} = x_{c1} - x_{c1}^*, e_{c2} = x_{c2} - x_{c2}^*$,取切换面:

$$\begin{cases} s_{c1} = c_{c1}e_{c1} + \dot{e}_{c1} \\ s_{c2} = c_{c2}e_{c2} + \dot{e}_{c2} \end{cases} \quad (10)$$

其中, $c_{c1} > 0, c_{c2} > 0, s_{c1}$ 和 s_{c2} 为一阶动态方程,求解可得:

$$\begin{cases} x_{c1} = x_{c1}^* + \mu_{c1}e^{-c_{c1}t} = x_{c1}^* + (x_{c1}(0) - x_{c1}^*)e^{-c_{c1}t} \\ x_{c2} = x_{c2}^* + \mu_{c2}e^{-c_{c2}t} = x_{c2}^* + (x_{c2}(0) - x_{c2}^*)e^{-c_{c2}t} \end{cases} \quad (11)$$

由式(11)可看出, x_{c1} 和 x_{c2} 工作在滑模面状态,它们值的大小仅由切换面系数 c_{c1} 和 c_{c2} 及初始状态 μ_{c1} 和 μ_{c2} 共同决定。选取指数趋近律为:

$$\begin{cases} \dot{s}_{c1} = c_{c1}\dot{e}_{c1} + \ddot{e}_{c1} = -k_{c1}s_{c1} - \epsilon_{c1}\text{sgn}(s_{c1}) \\ \dot{s}_{c2} = c_{c2}\dot{e}_{c2} + \ddot{e}_{c2} = -k_{c2}s_{c2} - \epsilon_{c2}\text{sgn}(s_{c2}) \end{cases} \quad (12)$$

式(9)、(10)、(12)可得伪线性系统的变结构控制率为:

$$\begin{cases} v_{c1} = k_{c1} \left[c_{c1}(x_{c1}^* - x_{c1}) - \frac{k_{c1} + c_{c1}}{k_{c1}} x_{c1} \right] + \epsilon_{c1}\text{sgn} \left[c_{c1}(x_{c1}^* - x_{c1}) - x_{c1} \right] \\ v_{c2} = k_{c2} \left[c_{c2}(x_{c2}^* - x_{c2}) - \frac{k_{c2} + c_{c2}}{k_{c2}} x_{c2} \right] + \epsilon_{c2}\text{sgn} \left[c_{c2}(x_{c2}^* - x_{c2}) - x_{c2} \right] \end{cases} \quad (13)$$

由式(5)和(13)可得:

$$\begin{cases} v_{c1} = k_{c1} \left[c_{c1}(x_{c1}^* - x_{c1}) - \frac{k_{c1} + c_{c1}}{Lk_{c1}} (x_{c3} - e_{sd} - Rx_{c1} + \omega Lx_{c2}) \right] + \epsilon_{c1}\text{sgn} \left[c_{c1}(x_{c1}^* - x_{c1}) - \frac{1}{L}(x_{c3} - e_{sd} - Rx_{c1} + \omega Lx_{c2}) \right] \\ v_{c2} = k_{c2} \left[c_{c2}(x_{c2}^* - x_{c2}) - \frac{k_{c2} + c_{c2}}{Lk_{c2}} (x_{c4} - e_{sq} - Rx_{c2} - \omega Lx_{c1}) \right] + \epsilon_{c2}\text{sgn} \left[c_{c2}(x_{c2}^* - x_{c2}) - \frac{1}{L}(x_{c4} - e_{sq} - Rx_{c2} - \omega Lx_{c1}) \right] \end{cases} \quad (14)$$

将式(14)所得的变结构控制规律 v_{c1} 和 v_{c2} 代入式(8)中,即可得到原系统的控制输入变量 u_{c1} 和 u_{c2} ,再经 dq/abc 变换和 SPWM 调制,最终可得电流型逆变器的驱动控制信号。加之斩波器的转速电流双闭环 PI 控制,可得系统控制框图^[9],如图5所示。

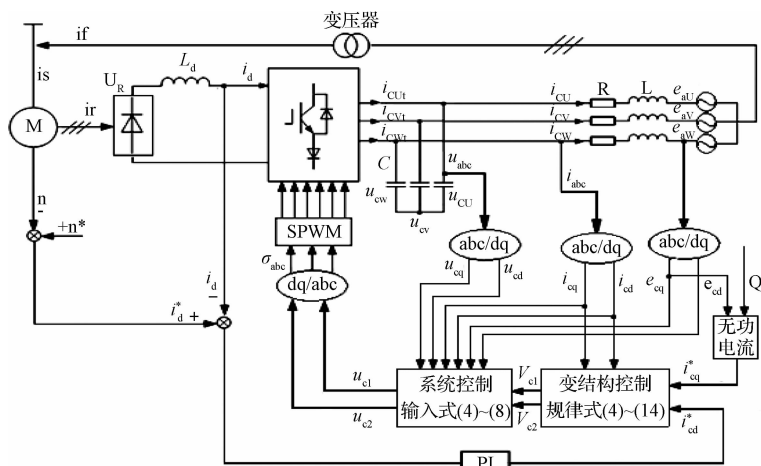


图5 系统控制图

4 仿真

用于仿真的电动机铭牌数据为 $P_N = 2800$ kW, 额定

转速 $n_N = 1485$ r/min, $f_N = 50$ Hz, 定子额定电压为 $U_{N1} = 6$ kV, 定子额定电流 $I_{N1} = 323$ A, 转子电压 $U_{N2} = 1516$ V, 转子电流 $I_{N2} = 1101$ A, 额定功率因数为

$\cos \phi_N = 0.87$, 过载能力 1.8, 效率值为 $\eta = 0.958$ 。电流量型 PWM 逆变器的相关参数: $L_d = 60 \text{ mH}$, $C = 150 \text{ } \mu\text{F}$, $L = 10 \text{ mH}$, $R = 1 \text{ } \Omega$, IGBT 的开关频率为 5 kHz, 变压器 6 000 V/1 000 V。

首先测试单位功率因数下, 系统转速 n 的响应情况及系统反馈给电网的有功功率变化情况。分别在 0.7 和 1.2 s 时给转速 n 设定阶跃变化, 使其由原来的 1 200 r/min 变为 1 300 和 1 000 r/min, 转速 n 响应曲线如图 6 所示, 系统反馈给电网的有功功率仿真曲线如图 7 所示。显然实际转速 n 能够快速、准确地跟踪指令值; 电机转速 n 发生变化时, 系统反馈给电网的有功功率与转速变化成反比^[10-11], 从而达到了节能的效果。

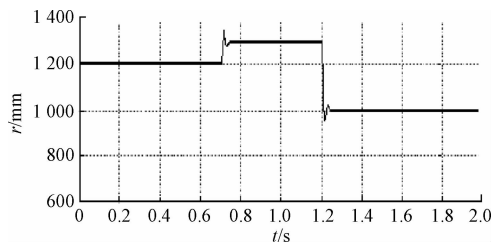


图 6 实际转速响应

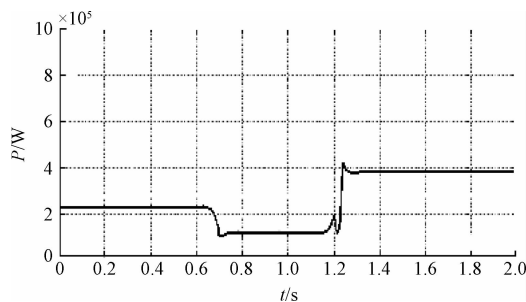


图 7 有功功率仿真结果

当 $n = 1\ 000 \text{ r/min}$ 时, 变压器侧的 U 相电压及电流的仿真结果如图 8 所示。显然电压和电流相位相同, 且为标准正弦波, 大大减少了反馈给电网的谐波干扰。

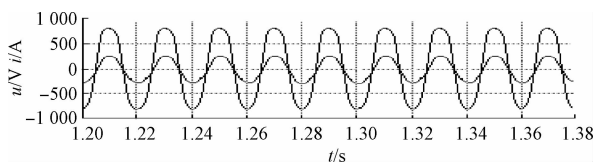


图 8 变压器侧电压和电流仿真结果

为了验证补偿无功功率 Q 后, 系统的响应情况。现设定系统的转速 $n = 1\ 200 \text{ r/min}$, 在 $t = 0.2 \text{ s}$ 时补偿量 $\Delta Q = 0.5 \text{ MVar}$, 在 $t = 0.6 \text{ s}$ 时补偿量 $\Delta Q = -0.5 \text{ MVar}$, 在 $t = 1.0 \text{ s}$ 时补偿量 $\Delta Q = 0.8 \text{ MVar}$ 。系统的补偿量和功率因数仿真曲线分别如图 9 和 10 所示。结果表明: 该控制系统能快速准确地跟踪补偿的无功功率与此同时功率因数较无补偿时有了大幅度的提高^[12]。

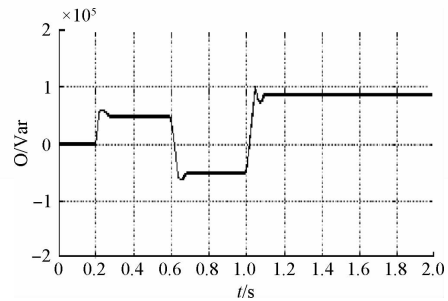


图 9 无功功率补偿量曲线

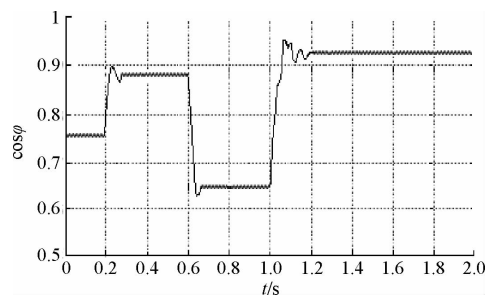


图 10 功率因数曲线

5 结论

针对电流量型 PWM 串级调速系统设计了逆系统解耦附加滑模变结构控制策略, 最终测试结果证实了所提出方案和理论分析的正确性, 可获得以下结论: 斩波器的转速电流双闭环 PI 控制, 转速 n 可以快速、准确地跟踪设定值; PWM 逆变器采用逆系统解耦附加变结构的控制策略提高了功率因数, 减少了谐波, 节约了能源。

参考文献

- [1] 邱爱中, 张海泉, 崔晓, 等. 一种双 PWM 变换器新改进型直接功率控制策略[J]. 国外电子测量技术, 2016, 35(4): 59-63.
- [2] KOMURCUGIL H. Steady-state analysis and passivity-based control of single-phase pwm current-source inverters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(3): 1026-1030.
- [3] 万资, 王晶鑫, 姜建国. 基于双 PWM 控制的转子侧变频调速系统研究[J]. 电力电子技术, 2009, 43(12): 55-57.
- [4] 陈亦文, 邱琰辉, 白勇吉, 等. 储能电感电流限定单周期控制单相电流量型 PWM 逆变器研究[J]. 电工技术学报, 2015, 30(14): 311-319.
- [5] 王琛琛, 李永东. 多电平变换器拓扑关系及新型拓扑[J]. 电工技术学报, 2011, 26(1): 92-99.
- [6] 陈艳慧, 陈道炼. 全桥 Boost 型高频环节 DC-AC 变换器[J]. 电工电能新技术, 2009, 28(4): 32-36.
- [7] 唐诗颖, 彭力, 康勇. 脉宽调制逆变电源数字双环控制

- 技术研究[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(15): 55-60.
- [8] 刘宝其, 段善旭, 陈昌松, 等. 基于滞后补偿的 PWM 逆变器控制策略研究[J]. 电工技术学报, 2014, 29(12): 19-25.
- [9] 毛鹏, 谢少军, 许泽刚. IGBT 模块的开关暂态型及损耗分析[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(15): 40-47.
- [10] 胡存刚, 王群京, 严辉, 等. 三电平中点箝位型逆变器中点电压平衡和控制方法研究[J]. 电子测量与仪器学报, 2009, 23(6): 74-81.
- [11] 康润生, 张锐. 模块化多电平逆变器的仿真分析[J].

电子测量技术, 2016, 39(3): 23-28.

- [12] 郭书明, 韩恩典, 练峰海, 等. MATLAB 在分析调制中的应用[J]. 国外电子测量技术, 2012, 31(3): 75-78.

作者简介

王瑜瑜, 1983 年出生, 讲师, 主要从事计算机控制和自动化理论研究。

E-mail: yuyuer826@126.com

王曙霞, 1971 年出生, 副教授, 研究方向为嵌入式技术、计算机测控技术。

(上接第 26 页)

- [7] SHEN F, CHEN F, SONG J. Robust adaptive beamforming based on steering vector estimation and covariance matrix reconstruction [J]. IEEE Communications Letters, 2015, 19(9): 1636-1639.
- [8] 张志飞, 陈思, 徐中明, 等. 基于反问题的正则化波束形成改进算法[J]. 仪器仪表学报, 2015, 36(8): 1752-1758.
- [9] LIAO B, CHAN S C, TSUI K M. Recursive steering vector estimation and adaptive beamforming under uncertainties[J]. IEEE Transactions on Aerospace & Electronic Systems, 2013, 49(1): 489-501.
- [10] HUANG L, ZHANG B, YE Z. Robust adaptive beamforming using a new projection approach [C]. IEEE International Conference on Digital Signal Processing, 2015: 1181-1185.
- [11] WU R, WANG L. Robust adaptive beamforming based on jointly estimating [C]. IEEE International Computer Conference on Wavelet Active Media Technology and Information Processing, 2014: 448-453.

- [12] YANG T, SU T, ZHU W T, et al. Robust adaptive beamforming using beamspace steering vector estimation [J]. Electronics Letters, 2013, 49(19): 1201-1203.

- [13] 刘剑锋, 霍效新. 一种基于加权多循环频率的盲波束形成算法[J]. 电子测量与仪器学报, 2016, 30(4): 613-620.

- [14] 王明辉, 王辉, 赵凤军. 基于 DBF-SCORE 的 Ka SAR-GMTI 信号处理方法研究[J]. 国外电子测量技术, 2016, 35(6): 37-41.

- [15] SHEN M, YANG L, WU D, et al. Adaptive suppression of azimuth ambiguities for multichannel SAR wide-swath imaging [C]. Iet International Radar Conference, 2015: 1-5.

作者简介

陶震, 1993 年出生, 河海大学研究生, 主要研究方向为信号与信息处理、阵列信号处理等。

E-mail: taozhenhhu@126.com