

doi:10.3969/j.issn.1001-893x.2013.03.006

射频干扰对消技术的系统设计与仿真分析^{*}

赖 鑫^{**}

(中国西南电子技术研究所,成都 610036)

摘 要:针对现有大型电子信息系统中间平台接收设备受到同平台发射设备的发射干扰情况,研究了可对消发射设备干扰的射频干扰对消技术。分析了射频对消技术的理论模型,提出了射频对消技术的系统设计方案,重点研究了信号调整、信号检测和系统控制 3 个主要单元的设计和系统控制算法。系统仿真结果验证了该系统设计方法的正确性。该系统设计方法可用于进行后续的样机研制。
关键词:电子信息系统;共址干扰;射频干扰对消;系统设计;信号调整;信号检测;系统控制
中图分类号:TN85 **文献标志码:**A **文章编号:**1001-893X(2013)03-0259-06

System Design and Simulation Analysis of RF Interference Cancellation Technology

LAI Xin

(Southwest China Institute of Electronic Technology, Chengdu 610036, China)

Abstract: Based on the co-site RF interference between the emission equipment and the receiving equipment in the C4ISR system, the RF interference cancellation technology is discussed in this paper. Based on the analysis of the theory model, a system design scheme is proposed. The design method of the three main unit, signal adjustment, signal detectivity and sysem control, and the system control arithmetic are carefully studied. The system model is simulated and the results validate the system design method which can be used in the further equipment manufacturing.
Key words: C4ISR system; co-site RF intererence; RF interference cancellation; system design; signal adjustment; signal datection; system control

1 引 言

为了满足作战应用,现有的大型电子信息平台上装备了越来越多的电子设备。通信、雷达、导航等不同系统的设备同时工作,造成平台内电磁兼容环境恶劣、环境电磁噪声恶化、高灵敏度的设备极易受到同平台其他设备主频和宽带噪声的影响,造成设备饱和或降灵,这是发展大型电子信息平台所必然面临的问题。

对于这种同平台收发设备的干扰情况,采用天

线布局和滤波器的作用都比较有限,不能解决进入接收通带主频的干扰信号,而引入射频干扰对消技术,用来对消进入滤波器通带内的同平台主频干扰和宽带噪声干扰。

射频干扰对消技术通过对同平台的干扰源进行采样,用来对消进入滤波器通带内的干扰噪声和主频发射。射频干扰对消技术在国外较早进入工程实用,国内的研究跟进相对较晚。国内的研究最早是对干扰对消技术进行系统的原理性分析和理论模型分析^[1-2],后续也有研究人员在雷达收发泄露干扰上采用了该技术,并进行了深入研究^[3-4]。国外的

^{*} 收稿日期:2012-08-01;修回日期:2013-01-07 Received date:2012-08-01;Revised date:2013-01-07
^{**} 通讯作者:llex@163.com Corresponding author:llex@163.com

研究相对起步较早，把该技术广泛应用到了雷达的收发泄露抑制^[5-6]、民用通信^[7-8]和军用通信中^[9]。

在美军的新一代电子战飞机 EA-18G 上，其装备了射频对消设备 INCANS，用于在电子战发射时抑制干扰机的宽带噪声，保持同频段通信系统的工作能力，实现了干中通，极大提升了飞机的作战能力^[9]。

针对射频干扰技术的技术特点，本文对该技术进行了理论分析，提出了系统实现方案，并对系统特性和关键技术展开了分析。

2 理论模型分析

2.1 射频对消的数学模型

射频对消技术的数学原理是矢量的合成叠加。干扰信号可以比拟为直角坐标空间的一个矢量，利用另一个与该矢量有相同信息特征的等幅反相矢量与之合成，从而抵消掉该干扰信号^[1-3]。

如图 1 所示，干扰信号可以描述为极化图上的矢量 **A**，它包含幅度和相位两方面的信息。矢量 **B** 用来对消该干扰信号。若要实现抵消，**B** 需要与矢量 **A** 幅度相同、相位相反，这样合成矢量 **C** 才能够趋于零。对消的过程也就是调节矢量 **B** 使其达到与矢量 **A** 等幅反向的过程。

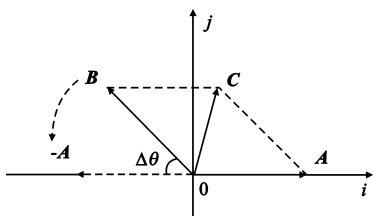


图 1 矢量合成对消示意图

Fig.1 Schematic figure of vectors composing

2.2 对消技术的原理模型

从数学原理出发，射频干扰对消技术的原理模型可用图 2 所示的框图来描述。系统框图中有两个信号输入通道：空间耦合通道和参考通道。天线间的共场地干扰的空间耦合通道是主通道。参考通道用于引入一矢量与干扰信号进行对消。框图中的恶检测通道用于取样对消后的干扰信号，并对主通道的对消效果进行检测。

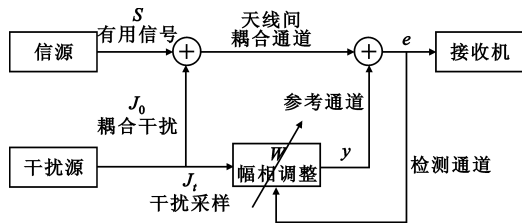


图 2 射频对消原理模型

Fig.2 Schematic model of RF interference cancellation

在图 2 中，接收机的接收信号是有用信号 S 和干扰信号 J_0 。主通道的干扰信号 J_0 和参考信号 J_1 是来自同一干扰信号源，但分量不同的两个相关信号。在有用信号 S 和干扰 J_0 进入接收机前，把 J_1 引入来抵消干扰 J_0 ，并且用两个通道的信号合成后的残余信号 e 来调节参考信号 J_1 的幅相参数，使其与空间耦合干扰信号 J_0 幅度相等、相位相反，从而建立起一个负反馈控制环路，对消主通道干扰信号。

整个对消的原理模型简单明了，其重点是建立反馈的控制环路，针对对消后的残差信号来自适应地调节参考通道的信号幅相特性，这也是整个对消系统实现的理论基础。

3 系统模型分析

根据图 2 所示的对消原理模型，把其中的幅相调整和对消效果检测工程化后，转化为可实现的工程化系统框图，如图 3 所示^[3-5]。

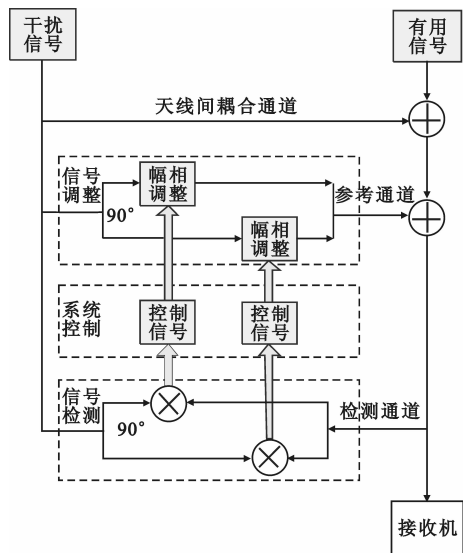


图 3 射频对消系统框图

Fig.3 RF interference cancellation system

在整个射频对消系统框图中，参考通道是对采样的干扰信号进行幅相调整；检测通道是对对消后

的效果进行检测,检测效果用来控制信号的幅相调整。整个工程化模型主要包括信号调整、信号检测和反馈控制 3 个主要单元。

3.1 信号调整单元

3.1.1 正交信号调整方式

信号调整单元用于实现采样的干扰信号的幅度和相位调整,达到与空间耦合信号等幅反相的效果。

设空间耦合信号和采样的干扰信号在同一极坐标系中,要达到对采样干扰信号的调整,框图中的幅相调制需要具有极坐标系中 360°的任意相位调整能力和信号放大和衰减能力。信号的衰减和放大在工程实现上难度不大,而信号的 360°移相尽管可以采用移相器实现,但是要实现可以满足工程应用的宽频带应用很难,并且很难保证精确的移相控制。

为了满足工程化应用,对信号调整采用了工程上常用的正交信号调整方法,把对一个信号的 360°相位调整转化为对其投影的两路正交信号的幅度调整和反向调整。

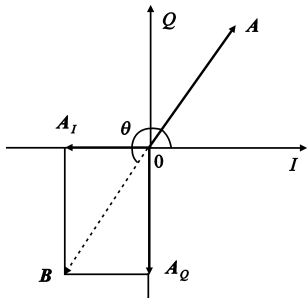


图 4 正交信号合成示意图

Fig.4 Schematic figure of orthogonal signal composing

如图 4 所示,要把采样信号矢量 B 调整到与空间耦合信号矢量 A 等幅反向,采用正交坐标系坐标轴上的两个矢量 A_I 和 A_Q 来合成所需要的矢量 B 。

$$\begin{aligned} B &= -A \\ A_I &= B \cdot \cos\theta \\ A_Q &= B \cdot \sin\theta \end{aligned} \tag{1}$$

对于矢量 A_I 和 A_Q ,我们只需要调整其幅度和进行 180°的反向,就能使其合成矢量 B 在坐标轴上实现 0°~360°的相位旋转,并且其幅度也可由坐标轴上的两个矢量调节。这样对一个矢量信号进行 360°的相位和幅度调整就转换为更容易工程化实现的调整两个正交信号的幅度和 180°反向。

3.1.2 信号调整精度对系统的影响

由于在实际系统中,空间耦合信号矢量和采用的干扰信号矢量不可能完全幅度相等、相位相反,对

消会不彻底,两者将会合成一个新的矢量,我们称为对消后剩余误差信号。为了评价对消性能,引入对消比的概念。对消比是指空间耦合信号功率和对消后剩余的误差信号功率之比。假设空间耦合信号为 A ,采样的干扰信号为 B ,用三角函数表示两个矢量如下:

$$\begin{aligned} A &= A e^{j\omega t} \\ B &= (A + \Delta A) e^{j(\omega t + \Delta\theta)} \end{aligned} \tag{2}$$

其中, ΔA 表示矢量 A 与 B 的幅度差, $\Delta\theta$ 表示两个矢量在极坐标上的相位差。矢量 A 与矢量 B 的合成矢量为对消后矢量,定义其为 C ,且有 $C = A + B$ 。描述对消效果的对消比可以表述如下:

$$D(\text{dB}) = 10 \lg\left(\frac{A}{C}\right)^2 \tag{3}$$

其中, D 表示干扰信号和对消后信号的功率之比,也称为对消比。对上式进行推导:

$$\begin{aligned} D(\text{dB}) &= 10 \lg\left(\frac{A}{C}\right)^2 = 10 \lg\left(\frac{A}{A+B}\right)^2 = \\ &= -10 \lg\left(\frac{A+B}{A}\right)^2 = -10 \lg\left(1 + \frac{B}{A}\right)^2 = \\ &= -10 \lg\left(1 + 2 \frac{|B|}{|A|} \cos\Delta\theta + \left|\frac{B}{A}\right|^2\right) \end{aligned} \tag{4}$$

取 $M = 20 \lg\left(\frac{|B|}{|A|}\right)$,它表示采样信号矢量与空间耦合信号矢量的功率比,则上式可以表述为

$$D(\text{dB}) = -10\lg(1 + 2 \times 10^{\frac{M}{20}} \cos\Delta\theta + 10^{\frac{M}{10}}) \tag{5}$$

式中, M 和 $\Delta\theta$ 为变量,利用上式可以计算出功率比、相位差两个参数与对消比的关系图,如图 5 所示。

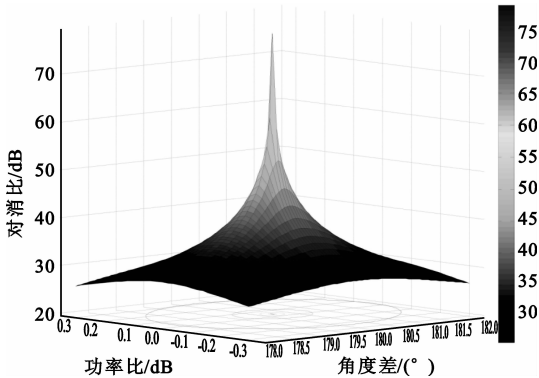


图 5 对消比示意图

Fig.5 Figure of cancellation ratio

如图 5 所示,要实现较高的对消比,采样的干扰信号量 B 与耦合信号量 A 之间的幅度差和相位差都要达到非常低的精度。如果直接用移相器来实现,难度非常大,现改为用一对正交信号的幅度变化来调节,更加容易实现。

3.2 信号检测单元

在射频对消系统中,如何对对消结果进行检测评估是射频对消系统设计时必须考虑的问题。如何实现快速稳定地达到预期的对消比水平是整个射频对消系统的设计难点。

经过参考信道的信号对消后,空间耦合信号的幅度减弱,对于对消后信号的检测是从信号幅度的方面进行^[3-5]。检测通道所采集到的信号幅度代表了信号对消的水平,若系统实现了高对消比的対消,那么采集到的检测信号幅度越小。

通过对残差信号进行检测,可以评估对消效果,并为对消控制提供依据。误差检测需满足检测快、动态大的要求。误差检测处于对消系统的反馈回路中,检测时间的长短也将直接影响对消控制的收敛速度;另一方面,误差检测也要满足较大范围的检测动态范围,与信号调整所能实现的対消比所匹配。

对对消后残差信号的检测方法有功率检测、模拟相关检测、数字相关检测等多种方法,需要检测的信息包括对消后信号的相位和幅度两方面信息。由于在信号调整中,采用了一对正交矢量合成所需要的参考信号的方式,那么对对消后信号的检测也需要分成一对正交信号的检测,检测的结果分别对应到信号调整的两路正交信号。

对信号幅度和相位的检测可以采用检波或混频的方式进行。在工程中常采用混频检测的方式,对消后信号幅度的大小与混频后检测信号的幅度大小相关,对消后信号幅度越小,所表征的检测信号的幅度越小。该检测信号再送入系统控制单元,做为控制幅相调整的参照。

3.3 系统控制单元

系统控制完成检测信号输入到信号调整输出的整个过程。检测信号表征了此刻射频对消的效果,系统控制单元接受了检测信号,根据系统此刻的检测效果实时对信号调整单元进行调整,控制采用信号的幅相输出。整个过程形成了负反馈的控制环路,使得系统能够正常工作,多次反馈过程后,系统达到所需要的输出,实现对消效果。

3.3.1 控制方式与实现

为了实现负反馈环路,可以采用模拟或数字的方式来实现系统控制。接收检测信号后,进行运算,再输出给信号调整单元的控制信号。在满足负反馈环路的收敛性后,控制方式采用模拟方式就可以满

足系统要求,为了便于后期的应用扩展和工程化应用,可以采用数字控制的方式实现系统的控制^[6,10]。

3.3.2 控制算法分析

在系统中采用了负反馈的控制环路,分析负反馈系统的收敛条件,选好合理的系统参数和控制算法,可以使系统达到快速稳定的收敛^[2,10]。

由图 2 可知,对消后的合成信号为

$$e = S + J_0 + Y \quad (6)$$

将式(6)两边平方,得到

$$e^2 = S^2 + (J_0 + Y)^2 + 2S \cdot (J_0 + Y) \quad (7)$$

因为 S 和 J_0 是互不相关的两个信号,故有 $E[S(J_0 + Y)] = 0$,所以式(7)可以改写为

$$E[e^2] = E[S^2] + E[(J_0 + Y)^2] \quad (8)$$

在对消系统的内部结构进行调整时,有用信号的功率 $E[S^2]$ 是不变的,故有:

$$E[e^2]_{\min} = E[S^2] + E[(J_0 + Y)^2]_{\min} \quad (9)$$

由上式可知, Y 是 J_0 的最小均方估计,因此 e 也就是 S 的最小均方估计。当 $Y = -J_0$ 时, $e = S$ 成立。

由以上分析可知,自适应抵消器的核心就是以 $E[e^2]$ 最小为准则。自适应处理器对于干扰采样 J_i 进行变换,使其输出 Y 与 J_0 等幅反相,从而达到干扰抵消的目的。

根据图 3 所示的系统框图,采用的是两路正交信号做幅度调整。设 $J_0 = U_I + U_Q$, 其中 U_I 和 U_Q 是 J_0 的两路正交分量,同样设 $Y = Y_I + Y_Q$, Y_I 和 Y_Q 可由 U_I 和 U_Q 的适当加权得到,即有

$$Y_I = W_I \cdot U_I, \quad Y_Q = W_Q \cdot U_Q \quad (10)$$

在系统中为了不引入额外的噪声,一般是采用衰减方式,因此有 W_I 和 W_Q 的绝对值均小于等于 1。

设权值矢量 $\mathbf{W} = [W_I \quad W_Q]^T$, 干扰采样 $\mathbf{J}_i = [U_I \quad U_Q]^T$, 则有

$$Y = \mathbf{W}^T \cdot \mathbf{J}_i = \mathbf{J}_i^T \cdot \mathbf{W} \quad (11)$$

$$E[(J_0 + Y)^2] = E[J_0^2] + 2E[J_0 \cdot Y] + E[Y^2] \quad (12)$$

将式(10)代入到式(11)可得

$$E[(J_0 + Y)^2] = E[J_0^2] + 2E[J_0 \cdot \mathbf{J}_i^T] \cdot \mathbf{W} + \mathbf{W}^T \cdot E[\mathbf{J}_i \cdot \mathbf{J}_i^T] \cdot \mathbf{W} \quad (13)$$

令 $E[J_0 \cdot \mathbf{J}_i^T] = R_{xd}$, $E[\mathbf{J}_i \cdot \mathbf{J}_i^T] = R_{xx}$, 则有

$$E[(J_0 + Y)^2] = E[J_0^2] + 2R_{xd} \cdot \mathbf{W} + \mathbf{W}^T \cdot R_{xx} \cdot \mathbf{W} \quad (13)$$

其中, R_{xx} 和 R_{xd} 分别如下式所示:

$$R_{xx} = \begin{bmatrix} \frac{1}{T} \int_0^T U_1(t) U_1(t) dt & \frac{1}{T} \int_0^T U_1(t) U_Q(t) dt \\ \frac{1}{T} \int_0^T U_1(t) U_Q(t) dt & \frac{1}{T} \int_0^T U_Q(t) U_Q(t) dt \end{bmatrix} \tag{14}$$

$$R_{xd} = \begin{bmatrix} \frac{1}{T} \int_0^T J_0 U_1(t) dt \\ \frac{1}{T} \int_0^T J_0 U_Q(t) dt \end{bmatrix} \tag{15}$$

只要 J_I 和 J_0 是平稳慢变化过程, R_{xx} 和 R_{xd} 就可认为是常数。由式(13)可知, $E[(J_0 + Y)^2]$ 是权系数 W 的二次函数。对于该二次函数,其权函数的极值就是其数学期望满足要求的最优解。对消后合成信号的数学期望 $E[e^2]$ 与 $E[(J_0 + Y)^2]$ 相比,只是相差一常数,因此两者的最优权值是同一个解,可通过对式(13)求解得到。 $E[(J_0 + Y)^2]$ 的权函数图形可表示为如图 6 所示的二次函数曲线图,其最优权值即是系统的最优解。

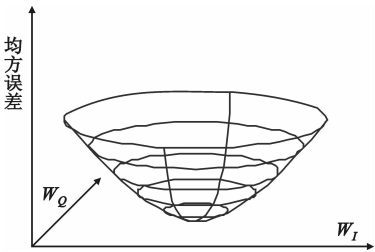


图 6 误差函数的权函数示意图
Fig.6 Figure of the weight function

如图 6 所示,要求得 $E[(J_0 + Y)^2]_{\min}$ 所对应的最优权函数,即有

$$\frac{\delta E[(J_0 + Y)^2]}{\delta W} = 0 \tag{16}$$

将式(16)代入式(13),经过运算处理后求得权值最优解为

$$W_{\text{opt}} = R_{xx}^{-1} \cdot R_{xd} \tag{17}$$

在系统控制单元中,利用迭代方法把式(17)数学实现,完成对输出权值的修正,多次迭代后,得到系统的最佳权值。

4 仿真分析

结合系统的整体技术方案,对实现干扰对消技术的 3 个主要单元进行了单元设计和关键特性分析,并进行了控制算法分析,掌握了干扰对消技术的总体设计技术。根据整个系统的方案架构和单位分

析工作,利用仿真软件搭建如图 3 所示的系统框图,设置一组系统初始参数如下:干扰信号 J_0 的幅度为 1,有用信号 S 的幅度为 1,初始权值为 0,两路信号间的相位差为 100° ,并进行仿真模拟。

仿真得到的两路系统权值变化如图 7 所示,经过不到 20 次迭代后,系统的两路权值均达到了稳定状态。

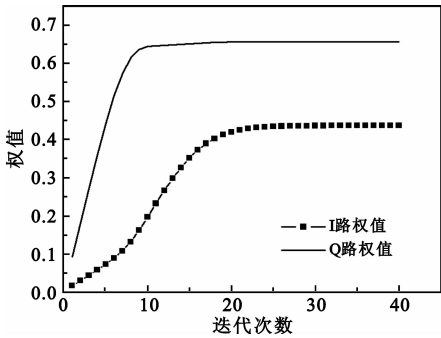


图 7 系统权值变化图
Fig.7 Variation of the system weight

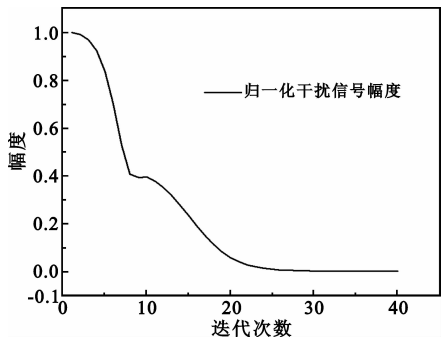


图 8 归一化干扰信号幅度变化图
Fig.8 Variation of interference signal amplitude

仿真得到的归一化干扰信号幅度变化曲线如图 8 所示,在约 20 次迭代后,干扰信号的归一化幅度值就基本上趋于零。结合图 7 对比分析,在约 20 次迭代后,系统权值的两路权值趋于一稳定数值,此时的干扰信号幅度也趋于零,说明系统在约 20 次迭代后,达到了稳定状态。

仿真结果表明,依照前面所述的系统架构和系统控制算法,整个对消系统的可以达到期望的工作状态,并且稳定工作,验证了系统方案设计的正确性。

5 结 语

射频对消系统在平台电磁兼容方面有不可替代的技术优势。研究了对消系统的系统方案和系统中主要单元的实现,并进行了模拟仿真,验证了进行超短波干扰对消的可行性,为后期工程研制奠定了理

论研究基础。

参考文献:

- [1] 姚中兴,李华树,任桂兴. 通信自适应干扰抵消系统的性能分析[J]. 西安电子科技大学学报, 1995, 22(3): 256 - 261.
YAO Zhong-xing, LI Hua-shu, REN Gui-xing. The performance analysis of adaptive interference cancellation system[J]. Journal of Xidian University, 1995, 22(3): 256 - 261. (in Chinese)
- [2] 郑伟强,杜武林. 自适应干扰抵消研究[J]. 电讯技术, 1991, 31(6): 20 - 27.
ZHENG Wei-qiang, DU Wu-lin. Study of Adaptive Interference Cancelling[J]. Telecommunication Engineering, 1991, 31(6): 20 - 27. (in Chinese)
- [3] 郇舟剑,王东进. 毫米波连续波雷达载波泄漏抵消—理论分析与系统仿真[J]. 现代雷达, 1998, 20(2): 1 - 11.
LI Zhou-jian, WANG Dong-jin. Carrier Feed-through Nulling in Millimeter Wave Continuous Wave Radar—Theoretical Analysis and System Simulation[J]. Modern Radar, 1998, 20(2): 1 - 11. (in Chinese)
- [4] 郭联合,王东进. 毫米波连续波雷达载波泄漏抵消[J]. 现代雷达, 2001, 23(4): 41 - 45.
GUO Lian-he, WANG Dong-jin. Carrier Feed-through Nulling in Millimeter Wave Continuous Wave Radar [J]. Modern Radar, 2001, 23(4): 41 - 45. (in Chinese)
- [5] Lin Kaihui, Wang Y E, Pao Cheng-Keng, et al. A Ka-Band FMCW Radar Front-End With Adaptive Leakage Cancellation [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2006, 54(12): 4041 - 4048.

- [6] Lin Kaihui, Wang Y E. Real-time DSP for Reflected Power Cancellation in FMCW Radars [C]//Proceedings of 2004 IEEE 60th Vehicular Technology Conference. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2004: 3905 - 3907.
- [7] Nishimori K, Yomo H, Popovski P. Distributed Interference Cancellation for Cognitive Radios Using Periodic Signals of the Primary System[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2011, 10(9): 2971 - 2981.
- [8] 张贤达. 现代信号处理[M]. 北京: 清华大学出版社, 1995.
ZHANG Xian-da. Modern Signal Processing[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 1995. (in Chinese)
- [9] Kathleen C. New dog in the fight[J]. Boeing Frontiers, 2006(9): 12 - 17.
- [10] Li Peng, Lamare R C, Fa Rui. Multiple Feedback Successive Interference Cancellation Detection for Multiuser MIMO Systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2011, 10(8): 2434 - 2439.

作者简介:



赖 鑫(1983—),男,重庆人,2010 年于西安电子科技大学获博士学位,现为工程师,主要研究航空电子系统、电磁兼容等。

LAI Xin was born in Chongqing, in 1983. He received the Ph. D. degree from Xidian University in 2010. He is now an engineer. His research concerns avionics system and EMC.

Email: llxt@163.com