文章编号: 2095-4980(2016)01-0034-06

基于 LMS 算法的 FOD 雷达射频泄露对消技术

宋 妍1, 王 洪1, 汪学刚1, 钟 琦2

(1.电子科技大学 电子工程学院, 四川 成都 611731; 2.中国民用航空局 第2研究所, 四川 成都 610041)

摘 要:针对机场跑道异物(FOD)探测系统中毫米波调频连续波(FMCW)雷达的射频泄漏问题, 研究射频泄漏对消技术。分析了毫米波 FMCW 雷达中射频泄漏的产生原因,阐述了泄漏信号对 FOD 检测系统的影响。通过分析自适应滤波的原理,并结合毫米波 FMCW 雷达的特点,提出了一种基 于最小均方误差(LMS)算法的自适应对消技术。仿真验证了该对消方案算法实现的可行性,同时分 析了对消方案中数字信号处理(DSP)响应时间对 FOD 系统性能的影响。仿真实验结果表明,该对消 系统的对消比可达到 45 dB 左右,可实现高精确度对消。

关键词: 毫米波调频连续波雷达; 射频泄漏; 最小均方误差; 自适应对消 **中图分类号:**TN911.5 **文献标识码:**A **doi:**10.11805/TKYDA201601.0034

Cancellation technology of RF leakage on FOD radar based on LMS algorithm

SONG Yan¹, WANG Hong¹, WANG Xuegang¹, ZHONG Qi²

(1.School of Electronic Engineering, University of Electronic Science and Technology, Chengdu Sichuan 611731, China; 2.The Second Institute of Civil Aviation Administration of China, Chengdu Sichuan 610041, China)

Abstract: RF leakage cancellation technology of millimeter wave Frequency Modulated Continuous Wave(FMCW) radar in Foreign Object Debris(FOD) detection system is studied. The reasons of the RF leakage problem in FMCW radar are analyzed, and the influence of the leakage signal on FOD detection system is described. The principle of adaptive filter is analyzed, and then an adaptive cancellation scheme based on Least Mean Square(LMS) algorithm is proposed, combined with characteristics of FMCW radar. The feasibility of the implementation of the proposed cancellation scheme is verified by simulation. The effect of Digital Signal Processing(DSP) response time on FOD system performance is analyzed. The experimental results show that this scheme can achieve a cancellation rate of 45 dB, and realize a high precision cancellation.

Key words: microwave FMCW radar; RF leakage; Least Mean Square; adaptive cancellation

机场跑道异物(FOD)是指任何不属于机场但出现在机场运作区域,并可能对机场造成损失或对飞行器造成损害的外来物品^[1]。FOD的存在严重威胁飞机安全,一个微小物体吸入发动机可能引起空停,一个尖锐的物体可能扎伤轮胎引起爆胎,从而造成无法挽回的生命财产损失和巨大的经济损失,据中国民用航空局的《FOD 防范手册》报道^[2],保守估计每年全球因 FOD 造成的损失至少 30~40 亿美元。面对 FOD 带来的安全隐患,机场异物检测系统的研制被提上议程。

毫米波调频连续波(FMCW)雷达是 FOD 检测系统中常用的雷达体制,但是作为连续波雷达,毫米波 FMCW 雷达在发射信号的同时接收目标回波信号,因此会由于收发天线之间的隔离度不够等原因,导致发射信号泄漏至 接收系统。

泄漏信号在空间上的传播路径很短,实际系统中其馈线长度大约为 0.5 m,而 FOD 雷达的目标检测距离较小,可低至数米,因此泄漏信号与近距离目标信号的中频差拍信号频率^[3]很接近,很难将两者区分开,从而导致泄漏 信号常常被误判为近距离目标回波。此外,泄漏信号的存在还可能会使接收机受到不良影响,如使低噪声放大器 饱和,增加接收机的噪声系数等。 本文针对 FOD 探测系统中毫米波 FMCW 雷达的射频泄漏问题,提出了一种基于最小均方误差(LMS)算法的 射频泄漏对消技术,通过仿真验证该方案的可行性,并分析其对消性能。该方法对泄漏信号的统计特性变化具有 稳健性,可以跟踪泄漏信号的变化,用数字方式实现高精确度对消。

1 射频泄漏危害及对消原理

1.1 射频泄漏问题

相对于脉冲雷达,毫米波 FMCW 雷达以其独特的优势在高精确度距离测量中得到广泛应用。但是,作为连续波体制雷达,FMCW 雷达的发射机和接收机同时工作,收发没有时间上的"可分性",可能导致发射信号直接 泄漏到接收系统。

射频泄漏产生的主要原因可阐述如下:

1) 对于单天线雷达,环形器隔离度一般为 25 dB,隔离度的有限将导致发射信号泄漏至接收机,在毫米波频 段上,此泄漏信号一般要比发射功率小 25 dB~30 dB;对于双天线雷达,收发天线之间的隔离可以达到 60 dB,但是仍然存在自由空间耦合^[4];

2) 天线接口的不良匹配,将导致发射信号泄漏,使其沿着来时的方向返回,即产生反射驻波。这个泄漏信 号的功率因雷达工作带宽的不同和雷达系统所用天线的不同而不同,其功率通常要比发射功率小 25 dB 左右;

3) 雷达平台上的近距离物体如天线罩的反射,也会产生反射驻波,使得部分发射信号泄漏进入接收机,这个泄漏信号一般比发射功率小 30 dB。

泄漏信号的存在会使接收机受到以下影响:

 由于泄漏功率相对于目标回波功率较大,若要保证接收机低噪声放大器及自动增益控制中放不饱和,则 接收机必须要具有足够大的动态范围来处理目标回波信号功率和泄漏功率;

2) 泄漏信号的噪声边带将使接收机灵敏度下降,这种噪声边带通常可分为调幅噪声边带和调相噪声边带。 举例来说,X波段一个设计良好的发射机在1kHz带宽内会具有比载波低120dB的噪声边带和低92dB的调相 噪声边带。当泄漏信号功率为10mW时,调幅噪声边带则为-140dBW,调相噪声边带为-112dBW,这种情况下 噪声电平比高灵敏度接收机接收电平-160dBW 大得多,从而使接收机噪声系数明显增加;

3)当存在泄漏功率时,波导壁、石英支架和微波器件等机械震动使泄漏信号产生调频边带,会形成虚假的 多普勒信号,从而导致误判;

4) 可通过提高收发天线间的隔离度、在射频/中频频段进行对消^[5]或采用合适的发射信号调制方式和信号处 理方式^[6-7]等方法解决 FMCW 雷达射频泄漏问题。其中,射频对消技术为主动对消抑制,是解决收发间隔离度的 主要技术,本文提出的基于 LMS 算法的自适应对消方案也是一种射频对消技术。

1.2 自适应对消原理

基于 LMS 误差准则的自适应闭环控制过程由参数可调的数字 滤波器和自适应算法 2 部分组成^[8],输入信号通过参数可调数字滤 波器后产生输出信号,将输出信号与期望信号进行比较,形成误差 信号,然后通过 LMS 算法使误差信号的均方值最小,进而调整滤波 器参数。实际上自适应滤波器是一种能够自动调节本身参数的特殊 维纳滤波器,在设计时不需要事先知道关于输入信号和噪声的统计 特性知识,它能够在自己的工作过程中逐渐了解或估计出所需的统 计特性,并以此为依据来调整自己的参数,以达到最佳滤波效果。 一旦输入信号的统计特性发生变化,它又能够跟踪这种变化,自动 调整参数,使滤波器性能重新达到最佳。



Fig.1 Principle diagram of the adaptive cancellation 图 1 自适应对消原理图

在不考虑噪声的情况下,分析自适应泄漏信号对消原理。图 1 中,滤波器输入信号 x(n)为从发射机耦合过来的取样信号,滤波器输出为 y(n),它是泄漏信号的最小均方估计,期望信号 d(n)为目标回波信号和泄漏信号的混合信号,即 $d(n) = s(n) + L_0(n)$ 。假定 s(n), $L_0(n)$, x(n), y(n)都是零均值统计平稳的,且目标回波信号 s(n)与泄漏信号 $L_0(n)$ 不相关。则误差信号为:

$$e(n) = s(n) + L_0(n) - y(n)$$
(1)

其模的平方为:

$$|e|^{2} = |s + L_{0} - y|^{2} = |s|^{2} + |L_{0} - y|^{2} + 2\operatorname{Re}\left[s^{*}(L_{0} - y)\right]$$
(2)

两边取数学期望,且由于
$$s(n)$$
与 $L_0(n)$, $y(n)$ 不相关,则:
 $E[|e|^2] = E[|s|^2] + E[|L_0 - y|^2]$
(3)

调整自适应滤波器的权向量,使均方误差 $E\left[\left|e\right|^2\right]$ 达到最小,即:

$$E\left[\left|e\right|^{2}\right]_{\min} = E\left[\left|s\right|^{2}\right] + E\left[\left|L_{0}-y\right|^{2}\right]_{\min}$$

$$\tag{4}$$

这时 $E[|L_0 - y|^2]$ 也同时达到最小,也就是说,滤波器的输出 y(n) 即为泄漏信号 $L_0(n)$ 的最小均方估计。在极端的情况下, $E[|L_0 - y|^2] = 0$,则 $E[|e|^2] = E[|s|^2]$,即泄漏信号被完全对消掉。

这里采用 LMS 算法实现均方误差 $E[|e|^2]$ 最小化,滤波器权向量 w(n) 的递推公式^[9]为:

$$w(n+1) = w(n) + 2\mu e^*(n)x(n)$$
(5)

式中 µ 为 LMS 算法的步长因子。

3 自适应对消方案及 LMS 算法实现

3.1 自适应对消方案

基于上一节阐述的自适应对消原理,本文提出的射频泄漏 对消方案如图 2 所示。首先,将发射机输出信号经定向耦合器 耦合,取其直通输出端的输出作为发射信号,经环形器,由收 发天线发射出去。再将耦合输出端的输出信号分为 3 路:一路 经多级混频器,将射频发射信号混频为基带信号,作为 DSP 处理模块的参考信号;另一路作为本振信号与从接收机前端耦 合过来的对消剩余信号混频,混频输出作为 DSP 处理模块的 误差信号;第 3 路同样作为本振信号,与 DSP 处理模块生成 的基带对消信号混频,输出为初始射频对消信号。最后将初始 射频对消信号输入 180°混合环耦合器,使射频信号反相,并 将其作为最终的射频对消信号耦合至接收通道,实现 对消功能。

DSP 处理模块是基于 LMS 算法的闭环自适应控制过程, 其内部结构如图 3 所示,它通过使初始对消误差信号最小均方 化来自适应调整滤波器权向量,进而不断调整初始对消信号的 幅度和相位,使其逐渐逼近泄漏信号的幅度和相位,以实现对 消功能。







图3 DSP内部结构图

3.2 LMS 算法的对消实现

假设 *n* 时刻 DSP 模块的输入参考信号为 $T_i(n)$, $T_q(n)$, 误差信号为 $e_i(n)$, $e_q(n)$ 。其中, $T_i(n)$ 和 $T_q(n)$ 分别为参 考信号 T(n)的同相和正交分量, $e_i(n)$ 和 $e_q(n)$ 分别为误差信号 e(n)的同相和正交分量。

则自适应滤波器权向量的递推式(5)可改写如下式所示:

$$\boldsymbol{W}_{i}(n+1) = \boldsymbol{W}_{i}(n) + \mu \times \boldsymbol{T}_{i}(n) \times \boldsymbol{e}_{i}(n) + \mu \times \boldsymbol{T}_{q}(n) \times \boldsymbol{e}_{q}(n)$$
(6)

$$\boldsymbol{W}_{q}(n+1) = \boldsymbol{W}_{q}(n) + \mu \times \boldsymbol{T}_{q}(n) \times \boldsymbol{e}_{i}(n) - \mu \times \boldsymbol{T}_{i}(n) \times \boldsymbol{e}_{q}(n)$$
(7)

则初始射频对消信号 L(n)的同相和正交分量分别为:

$$\boldsymbol{L}_{i}(n) = \boldsymbol{T}_{i}^{\mathrm{T}}(n) \times \boldsymbol{W}_{i}(n) + \boldsymbol{T}_{q}^{\mathrm{T}}(n) \times \boldsymbol{W}_{q}(n)$$
(8)

$$\boldsymbol{L}_{q}(n) = \boldsymbol{T}_{q}^{\mathrm{T}}(n) \times \boldsymbol{W}_{i}(n) - \boldsymbol{T}_{i}^{\mathrm{T}}(n) \times \boldsymbol{W}_{q}(n)$$
(9)

式 中 : $T_{i}(n) = [T_{i}(n), T_{i}(n - \Delta t), \dots, T_{i}(n - (M - 1)\Delta t)]^{T}$; $T_{q}(n) = [T_{q}(n), T_{q}(n - \Delta t), \dots, T_{q}(n - (M - 1)\Delta t)]^{T}$; $W_{i}(n) = [W_{1i}(n), W_{2i}(n), \dots, W_{Mi}(n)]^{T}$; $W_{q}(n) = [W_{1q}(n), W_{2q}(n), \dots, W_{Mq}(n)]^{T}$; Δt 为自适应横向滤波器的延迟间隔; M 为自适应 横向滤波器的阶数。

初始对消信号经过 180°混合环耦合器反相之后,生成实际的射频对消信号,因此,对消之后的误差信号可表示为:

$$e_{i}(n) = R_{i}(n) - L_{i}(n)$$
⁽¹⁰⁾

$$\boldsymbol{e}_{q}(\boldsymbol{n}) = \boldsymbol{R}_{q}(\boldsymbol{n}) - \boldsymbol{L}_{q}(\boldsymbol{n}) \tag{11}$$

式(10)~式(11)中的 R_a(n)和 R_a(n)为接收信号的同相及正交分量,它包括泄漏信号、目标回波信号及噪声。

4 对消性能分析

4.1 对消性能评价

基于 LMS 算法生成的射频对消信号,不可能实现与泄漏信号完全同幅反相,为了进一步讨论幅度误差及相位误差对系统对消性能的影响,引入对消比(R_{cancel})的概念,即对消后的剩余误差信号功率与泄漏信号功率之比^[10]。假设射频对消信号 L(t) 与泄漏信号 $L_0(t)$ 的幅度误差为 ΔA ,相位误差为 $\Delta \varphi$,则对消比为:

$$R_{\text{cancel}} = -20 \lg \left| \frac{L - L_0}{L_0} \right|$$
(12)

又因为 $L = (L_0 + \Delta A) e^{j\Delta \varphi}$,上式可改写为:

$$R_{\text{cancel}} = -10 \lg \left(1 - 2 \left(1 + \frac{\Delta A}{L_0} \right) \cos \Delta \varphi + \left(1 + \frac{\Delta A}{L_0} \right)^2 \right)$$
(13)

通过 MATLAB 仿真,得到幅度误差和相位误差与对消比的关系,如图 4~图 5 所示。



从上图可以看出,对消比对幅度误差 Δ4 和相位误差 Δφ非常敏感,且对消比越高,对相位误差和幅度误差

的要求就越严格,要达到 35 dB 以上的对消比,相位误差必须控制在±1°以内,幅度比值应在 1~1.025 之间。这 对 DSP 内部结构的设计提供了有利的参考。

4.2 DSP 响应时间对系统性能的影响

在如图 2 所示的对消方案中,由于受波导长度、微波器件延迟等各种因素的影响,通过通道 1 到达 DSP 误差信号输入端的对消剩余信号与通过通道 2 到达 DSP 误差信号输入端的对消剩余信号之间存在射频时延差 t_{RF} ,即 $t_{RF} = |t_1 - t_2|$ 。对于 FMCW 雷达,其发射信号是扫频信号,在线性调频的情况下,这个射频时延差会在 2 个信号 之间产生一个频差 Δf ,该频差与扫频信号的扫频速率和时延差 t_{RF} 的关系如式(14)所示:

$$\Delta f = \frac{B}{T_{\rm M}} \times t_{\rm RF} \tag{14}$$

式中: B 表示发射信号的频率扫描带宽; T_M表示调频信号的调制周期。

随着扫频信号的频率变化,该频差 Δf 将会在对消信号与泄漏信号之间产生一个相应的时变相位差,因此可以由 DSP 处理模块通过调相实现调频。但是,由于受 DSP 处理模块响应时间 t_r 的限制,权向量的更新总是滞后于相位的变化,这就造成了一个不可补偿的相位误差 $\Delta \varphi^{[11]}$,如式(15)所示:

$$\Delta \varphi = 2\pi \times \Delta f \times t_{\rm r} \tag{15}$$

这个不可补偿的相位误差会限制对消性能。

如果对消系统允许存在的最大相位误差为 $\Delta \varphi_{max}$,则由式(14)及式(15)可以算出,DSP处理模块的最长响应时间为:

$$t_{\rm rmax} = \frac{\Delta \varphi_{\rm max} \times T_{\rm M}}{2\pi \times B \times t_{\rm RF}} \tag{16}$$

对于一个扫频带宽为 800 MHz, 扫频周期为 8 μs 的锯齿波调频连续波雷达, 假设泄漏信号的空间传输路径 为 0.3 m, 即射频延迟 *t*_{RF} 为 1 ns, 由式(13)可以计算, 要获得 30 dB 以上的对消比, 相位误差要小于 2°, 再由式 (16)可以算出, DSP 处理模块的响应时间应该小于 55 ns。由此可以看出, 对于固定的射频延迟, 要获得高对消比, DSP 处理模块应具有非常快的实时处理能力。

5 仿真验证

FMCW 雷达采用锯齿状调频连续波,一个周期内发射信号的形式如下式所示:

$$T(t) = A\cos\left(2\pi\left(f_0 t + \frac{1}{2}kt^2\right)\right)$$
(17)

根据 FOD 检测系统的实际应用情况,设置各项参数如下所示:

中心载频 f_0 为 77 GHz; 调频带宽 B 为 800 MHz; 调频周期 T_M 为 8 μ s; 采样频率 f_s 为 2 400 MHz; 泄漏信号 功率比发射信号功率小 30 dB; 目标信号距离雷达 R 为 300 m; 雷达接收信号信噪比(SNR)为 20 dB; LMS 算法 步长 μ 为 0.05; LMS 算法阶数 M 为 10。

假设 DSP 处理模块具有理想的实时处理能力,其响应时间 *t*_r 对系统对消性能的影响可以忽略不计。通过 MATLAB 仿真,获取图 2 中有对消系统和没有对消系统时 *A* 点信号(即接收信号与发射信号的中频差拍信号)的频 谱图,仿真结果如图 6~图 7 所示。





第1期 宋 妍等:基于 LMS 算法的 FOD 雷达射频泄露对消技术

通过对比上图中有无对消系统的 A 点中频差拍信号频谱图可以看出,本文提出的基于 LMS 算法的对消系统 具有较好的对消效果。首先,该对消系统大大减小了泄漏信号所带来基底噪声,由-43 dB 左右减小到-88 dB 左 右;再者,该对消系统可以使 FOD 雷达检测出被泄漏信号淹没的目标回波信号;最后,通过对比图 6~图 7 中的 功率谱可以看出,该对消系统可以实现 45 dB 左右的对消比。

6 结论

本文针对 FOD 检测系统的特点研究了 FOD 雷达的射频对消技术,分析了毫米波 FMCW 雷达的射频泄漏问题、射频泄漏的原因及对消机理,在此基础上提出了基于 LMS 算法的自适应对消系统,并对此对消系统进行了 深入的性能分析。仿真实验表明,该方案可以实现 45 dB 左右的对消比,具有较好的对消效果。但是,由于仿真 验证时没有考虑 DSP 处理模块的响应时间 t_r,因此,实际的对消效果将根据响应时间 t_r的大小,不同程度地低于 45 dB。此外,本文所提出的对消系统仅是基于理论分析,并没有进行整机验证,所以对消系统最终实现的对消 效果可能会稍有偏差。

参考文献:

- [1] FAA. AC 150/5220-24. Airport foreign object debris detection equipment[R]. US:FAA, 2009:1-13.
- [2] 中国民用航空局. FOD 防范手册[Z]. 北京, 2009. (Civil Aviation Administration of China. FOD prevention manual[Z]. Beijing, 2009.)
- [3] 丁鹭飞,耿富录,陈建春. 雷达原理[M]. 西安:西安电子科技大学出版社, 2013:170-183. (DING Lufei,GENG Fulu,CHEN Jianchun. Principles of Radar[M]. Xi'an,China:Xidian University, 2013:170-183.)
- [4] BAKTIR C,SOBACI E,DONMEZ A. A guide to reduce the phase noise effect in FMCW radar[J]. IEEE, 2012:236-239.
- [5] 沈新江,李世翔. 连续波雷达中频对消技术研究[J]. 上海航天, 1998(2):37-40. (SHEN Xinjiang, LI Shixiang. Research of intermediate-frequency cancellation technology in continuous wave radar[J]. Shanghai Aerospace, 1998(2):37-40.)
- [6] ZHAO Longli, WU Ke. On the leakage of FMCW radar front-end receiver [C]// GSMM Proceeding. Montreal: [s.n.], 2008:127-130.
- [7] 顾红,李玺,尚卫华,等. 解决连续波雷达泄漏的一种新途径一周期性方波断续法[J]. 电子学报, 1998(12):7-11. (GU Hong,LI Xi,SHANG Weihua, et al. A New way of the continuous wave radar leak-periodic square wave intermittent method[J]. Acta Electronica Sinica, 1998(12):7-11.)
- [8] 杨大龙,任亚博,张健,等. 部分更新块 LMS 均衡算法分析及应用[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2014,12(4):512-517. (YANG Dalong,Ren Yabo,ZHANG Jian,et al. Analysis of equalization algorithm using partial update block LMS structure and its application[J]. Journal of Terahertz Science and Electronics Information Technology, 2014,12(4):512-517.)
- [9] 蒋云昊,马伟明. 斩波稳零下自适应干扰对消系统的性能分析[J]. 通信学报, 2010,31(3):34-39. (JIANG Yunhao,MA Weiming. Analysis of the performance of adaptive interference cancellation system in chopper stabilizing zero situation[J]. Journal of Communication, 2010,31(3):34-39.)
- [10] QI Jiming, QU Xinjian, REN Zhijiu. Development of a 3 cm band reflected power canceller[C]// CIE International Conference on Radar Processing. [S.1.]:IEEE National Radar Conference, 2001:1098-1102.
- [11] LIN K, WANG Y E, PAO C K, et al. A Ka-band FMCW radar front-end with adaptive leakage cancellation[J]. IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, 2006,54(12):4041-4048.

作者简介:



宋 妍(1991-), 女,山东省菏泽市人,硕 士,主要研究方向为雷达信号处理、高速实时 信号处理.email:1272925779@qq.com. **王** 洪(1974-),男,成都市人,博士,主要 研究方向为雷达信号处理、多点定位、数字接收 机和高速实时信号处理等.

汪学刚(1962-),男,成都市人,博士,教授, 主要研究方向为高速实时信号处理、DSP技术与应 用、数据采集技术、复杂信号产生与处理技术、 毫米波系统、雷达系统、雷达回波模拟等.

钟 琦(1982-),女,成都市人,硕士,高级 工程师,主要研究方向为空管机场新技术研发.