

文章编号 :1001 - 2486(2003)04 - 0042 - 05

基于 MSE 准则抑制 SPR 射频干扰的方法*

李 禹,黄春琳,栗 毅

(国防科技大学电子科学与工程学院,湖南 长沙 410073)

摘 要 针对冲激体制的超宽带表层穿透雷达在时域接收中存在的射频干扰的问题,分析了射频干扰的性质与特征,并在此基础上,以 MSE 为准则,提出了 A-Scan 的波形平均算法和 B-Scan 方位向的中值滤波算法,并对实测的表层穿透雷达数据进行了处理。结果表明这两种算法都能较好地抑制 SPR 的 RFI,最后对这两种算法的性能进行了比较和评估。

关键词 表层穿透雷达,射频干扰,波形平均,中值滤波

中图分类号 :TN958 文献标识码 :A

RFI Suppression in SPR Based on MSE Criteria

LI Yu, HUANG Chun-Lin, SU Yi

(College of Electronic Science and Engineering, National Univ. of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract :With the appearance of radio frequency interference(RFI) in subsurface penetrating rada(SPR), this paper first analyzes the sources and properties of the RFI signal; and then based on the random property of RFI and the principle of mean square error(MSE), the wave-average filtering method in A-Scan and the median filtering method in B-Scan are discussed for RFI suppression. The performance of the two methods is demonstrated on data collected with SPR and the experimental results are also good.

Key words Subsurface Penetrating Rada(SPR); Radio Frequency Interferenc(RFI); wave-average filtering; median filtering

表层穿透雷达(SPR)是一种冲激体制的超宽带雷达,常用来获取地下未知目标的信息,目前广泛应用于地质勘探、考古、城市建设、交通、军事等部门^[1,2]。常用的 SPR 一般工作于 100 ~ 3000MHz 频段,此频率范围覆盖了调频广播、电视、GPS、GSM 移动通信和其它专用的行业通讯的频段,因此与这一频段密布的广播、电视和各类通信系统有着频谱共用的电磁兼容性(EMC)问题。这些系统的信号常常混合在 SPR 的冲激回波信号中,对 SPR 系统形成严重的射频干扰(RFI)。通常,RFI 的功率很高,它的存在降低了系统的性能,甚至造成接收机饱和而无法正常工作。目前,RFI 的抑制已经是超宽带(UWB)雷达系统在诸多应用中的关键技术之一。本文针对超宽带表层穿透雷达(UWB-SPR),基于 MSE 准则提出了两种在时域中抑制射频干扰的滤波方法:A-Scan 的波形平均法和 B-Scan 方位向的中值滤波法。

1 SPR 系统及射频干扰问题分析

1.1 SPR 的目标回波信号

SPR 是一种对地探测的超宽带雷达,它与对空探测的超宽带雷达有明显的不同,主要区别在于 SPR 作用距离较近、目标回波信号的信噪较大,并且伴有较强的天线直接耦合波和地表直接反射波。SPR 在一个测量位置对介质进行探测的过程称为 A-Scan,天线按指定路线分别对多个测量位置进行探测时被称为 B-Scan。B-Scan 探测时,半径为 R 的管道目标反射的回波呈双曲线^[3],表达式为

$$t_n = \frac{d_n}{v} = \frac{1}{v} \left| \sqrt{(v \cdot t_0 + R)^2 + (x_n - x_0)^2} - R \right| \quad (1)$$

* 收稿日期:2002-12-22

基金项目:国家 863 高技术资助项目(2001AA132020)

作者简介:李禹(1975-),男,硕士生。

式中 v 为电磁波在介质中的传播速度, d_n 是目标与天线之间的距离, x_0 为管道目标的位置坐标, t_0 是管道目标的回波接收时间坐标, x_n 和 t_n 为天线位置坐标和回波接收时间坐标。

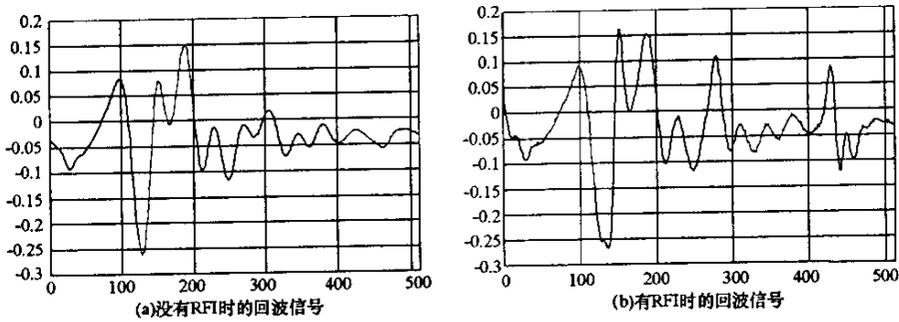


图1 SPR 在 A-Scan 的回波信号

Fig.1 Response from object in A-Scan of SPR

SPR 发射信号为高斯脉冲信号,有如下模型:

$$f(t) = 6A\sqrt{\frac{e\pi}{3\tau}} \cdot \frac{t}{\tau} \exp\left[-6\pi\left(\frac{t}{\tau}\right)^2\right] \quad (2)$$

非色散介质的反射回波近似为:

$$s(t) = -e^{-k \cdot 2d_n} \alpha_n f(t - t_n) U(t - t_n) \quad (3)$$

k 为电磁波在媒质中传播的衰减指数; α_n 为衰减因子,与天线的方向图、介质之间的透射系数等有关。图 1 是 SPR 在 A-Scan 的回波信号,图 1(a)中没有 RFI,图 1(b)中有 RFI。图 1(b)中前三个波峰分别为天线耦合波、介质表面的直接反射波和介质中目标的反射波;目标反射回波后面的波峰为随机 RFI 的脉冲。

1.2 SPR 射频干扰问题分析

在对机场、高速公路和建筑等城市中物体进行探测时,SPR 常处于很复杂的电磁干扰环境中,天线接收的回波中包括多种 RFI,主要有调频广播电台、电视产生的时域上连续性的射频干扰,本文通称为第一类 RFI 和各类通信系统(主要是 GSM 移动通信系统)产生的时域上不连续性的射频干扰,即第二类 RFI。由于无线电管理委员会对广播和电视的频点、带宽都有严格的限定,所有第一类 RFI 在时间和频率上是稳定、确知的。虽然 GSM 移动通信的频段也有限定,但 GSM 在限定的频段内采用动态信道分配方法(DCA),即系统根据当前的业务负载和干扰情况,动态地将频段内的随机信道(频率和时隙)分配给所需用户。因此,就单个 GSM 手机而言,其发射和接收信号在时间和频率上是随机的。所以 SPR 的第二类 RFI 在时间上是非稳定、随机的。上述两类 RFI 具体的特性如下:

第一类 RFI 在时域上可建立连续的正弦波模型,有比较稳定的频点、平均功率、瞬时功率和整个时段的连续波形,但其平均功率和瞬时功率相对较小,它们最大的瞬时干扰功率可达 -16dBmW 。而近距离探测的 SPR 的目标回波(包括:天线耦合波、地表直接反射波、地下目标的反射回波),可有近 10dBmW 的瞬时功率。所以虽然第一类 RFI 具有连续的时域波形,但其振幅远小于 SPR 的目标回波振幅,完全被淹没于 SPR 的目标回波信号中,对回波信号的影响很小,在 SPR 分析中通常不予考虑。

第二类 RFI 在时间上是非平稳的和随机的,并表现为随机的窄脉冲波形,时宽大约为 0.6ns ,这种干扰脉冲远比 SPR 的目标回波信号窄。作为脉冲干扰,第二类 RFI 的平均功率较小,但其瞬时干扰功率可高达 7dBmW ,远大于第一类 RFI 的瞬时干扰功率,与 SPR 的目标回波瞬时功率处于同一数量级。它们在 SPR 的时域图像中表现为无规则的亮条或亮斑,影响 SPR 的成像和识别。本文将主要处理第二类 RFI,且将其视为随机窄脉冲干扰进行处理。

基于上述的分析,针对第二类 RFI 即随机性的 RFI 提出了两种时域的抑制算法。

2 SPR 射频干扰的抑制算法

2.1 A-Scan 的波形平均算法

SPR 的 A-Scan 获取的是 SPR 的一维时间—距离曲线,代表了系统在一个采样时窗中对同一个位置进行探测所获取的地下目标回波特征。通常采样时窗取 $10 \sim 30\text{ns}$,RFI 在此期间随机分布。考虑到随机 RFI 的存在,UWB-SPR 接收信号可写为如下形式:

$$x(t) = s(t) + r(t) \quad (4)$$

式中 $x(t)$ 为 UWB-SPR 的 A-Scan 接收信号, $s(t)$ 为目标回波信号,包括探测介质的直接反射波和介质中目标的散射回波; $r(t)$ 为随机性射频干扰。基于 MSE 准则和相干叠加原理设计波形平均的方法消除随机性 RFI,即先对 $x(t)$ 进行 M 次相干叠加,再对叠加的结果求平均,来消除 $x(t)$ 中的随机性干扰 $r(t)$,且处理结果的误差 $\epsilon(t)$ 满足 MSE 准则:

$$y(t) = \frac{1}{M} \sum_{j=1}^M x_j(t) \quad (5)$$

$$\mathbb{E}[e^2(t)] = \mathbb{E}[(y(t) - s(t))^2] = \mathbb{E}\left[\left(\frac{1}{M} \sum_{j=1}^M r_j(t)\right)^2\right] = \epsilon_{\min} \quad (6)$$

在上述的相干叠加中要求保证各回波信号相位一致,为此需要在相干叠加以前对回波信号进行相位对准,这在 SPR 中是由波前对准的相关运算实现的,本文不深入讨论。

2.2 B-Scan 方位向的中值滤波算法

中值滤波可以用来消除 SPR 的 RFI,具体有 A-Scan 的中值滤波和 B-Scan 方位向的中值滤波。前者需要的数据窗较大,运算量也较大,并对小目标的回波有一定的失真;后者分析了 RFI 在 B-Scan 方位向的特征,并以此减小了数据窗的宽度,提高运算速度和信号保真度。

B-Scan 是指 SPR 按照指定路线对各个位置的探测介质进行扫描,并将在各探测位置获取的 A-Scan 数据序列按扫描先后位置排列成二维时间—距离剖面图的过程。在 B-Scan 中各探测位置的同一采样时刻获取的数据就是 B-Scan 方位向的数据 $x_i(t)$, i 是探测位置序号。 $x_i(t)$ 相当于同一深度处介质的反射回波,该回波能清晰地反映介质在 B-Scan 方位向的突变特征。由于第二类 RFI 在 A-Scan 的采样时窗中随机分布,其不同测量位置的同一采样时刻基本上不会连续出现,即第二类 RFI 在 B-Scan 方位向的数据 $x_i(t)$ 中不会连续出现,通常表现为宽度为一个单位尖脉冲,类似于冲激 $\delta_i(t)$,而处于同一深度的均匀介质具有连续的电磁特性,使反射回波呈现平稳性;即使介质在该深度上有异常物(常常是目标),其回波也将是跨度很大的波峰和波谷,而不会表现为窄脉冲形状。因此可知介质回波与第二类 RFI 在 B-Scan 方位向上的波形有很大的差异,可以采用中值滤波的方法抑制第二类 RFI。

中值滤波算法是对一窗口内所有数据按幅值大小进行排序,取排序后序列的中间值作为原窗口中心数据的幅值。因此只要选取一个有效的窗口宽度,就可以对 B-Scan 的二维剖面数据序列组进行平滑处理,消除序列中的异常部分,抑制掉峰值噪声。中值滤波作为低通滤波器尤其适用于脉冲噪声的抑制,处理结果的误差满足(6)式的 MSE 准则。其表达式为:

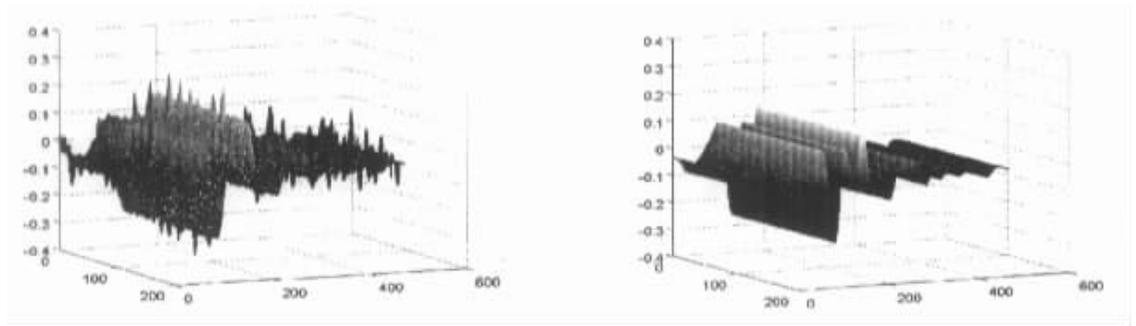
$$y_i(t) = F_m \{x_{i+k}(t) | k \in [-M, M]\} \quad (7)$$

式中 F_m 表示中值滤波,即对窗内的数据排序且取中值, $x_i(t)$ 为 B-Scan 方位向的数据, t 是采样时间坐标, i 是探测位置序号,又称为道, $i_{\max} = D$; $y_i(t)$ 是经中值滤波输出的 B-Scan 方位向数据, $2M+1$ 是中值滤波数据窗的宽度。需要注意一点,要保证完全去除窄带脉冲干扰,中值滤波器数据窗的宽度 $2M+1$ 必须大于脉冲干扰时宽 τ 的 2 倍。因为在 B-Scan 方位向数据 $x_i(t)$ 中,RFI 脉冲类似于冲激 $\delta_i(t)$,故可确定 $\tau = 1$ 。

3 实测处理结果和算法性能评估

3.1 A-Scan 波形平均算法实验和处理结果

实验所用的 SPR 系统采用了一对蝶形天线,收发分置,发射机的中心频率为 1GHz,发射的冲激信号时宽为 1ns,所选用的采样时窗为 20ns,每道采样点数 $N = 512$ 。探测媒质为分层的混凝土路面,含有沥青层和混凝土层。射频干扰信号来自于 2 个 GSM 手机呼叫时的发射和接收信号,以及空间中所存在的由调频广播、电视等构成的 RFI。为完成波形平均,需要在每一道进行重复测量和采样。该系统重复频率为 100kHz,天线在每道有效停留时间内,由触发脉冲为系统产生一个 M 次重复测量的时隙。设定重复测量次数 $M = 1000$,则波形平均的结果见图 2。图 2(a)显示了每一道数据中随机出现射频干扰的尖峰,图 2(b)是平均后的结果,各道的尖峰干扰已被消除。

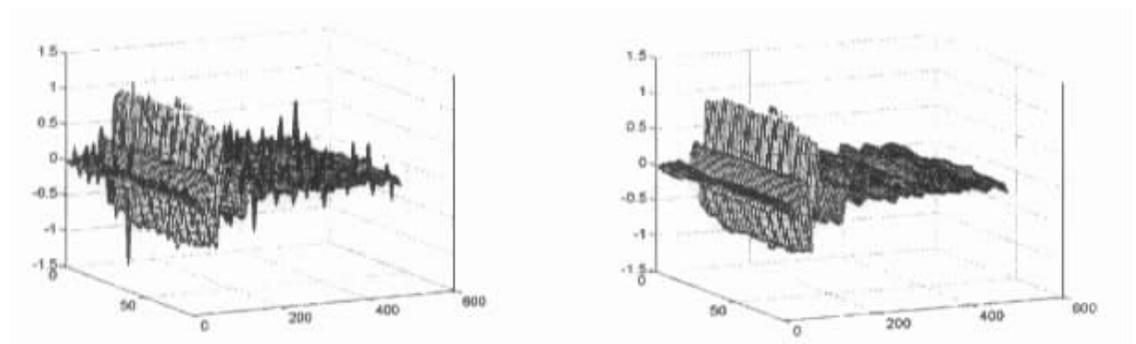


(a) 波形平均前的数据图

(b) 波形平均后的数据图

图 2 波形平均前后的数据图

Fig. 2 Data imaged before wave-average and after wave-average



(a) 中值滤波前的数据图

(b) 中值滤波后的数据图

图 3 中值滤波前后的数据图

Fig. 3 Data imaged before median filtering and after median filtering

3.2 B-Scan 中值滤波算法实验和处理结果

在相同的射频干扰环境下,使用同一个 SPR 系统进行 B-Scan 中值滤波算法的实验,其中探测对象为直径 8cm、长约 30cm 的金属管,该金属管埋于一沙坑中,距沙坑表面 10cm,底层土壤为含水量约为 10% 的均匀沙土,经测量,在 200MHz ~ 2GHz 范围内,沙土的相对介电常数为 6.3 ~ 7.2。中值滤波不需要重复测量,它的关键在于中值滤波器长度的选择,这将直接影响着数据处理的效果和处理的速度。本文实测处理中采用的中值滤波器长度 $2M + 1 = 7$,满足 $M > \tau$ 。算法的计算结果见图 3,图 3(a)中的亮线和亮斑是 GSM 所产生的随机性射频干扰,跨度较大的双曲线是金属管的反射回波;显然,干扰的分布是随机的。图 3(b)是中值滤波的结果,图中这种随机的 RFI 已经被消除,而目标回波信号被有效保留。

3.3 算法的性能评估

为有效评估 RFI 的抑制效果及处理算法对目标回波信号的影响即信号的保真度,这里采用干扰能量抑制比 IESR^[4]和归一化的均方误差 NMSE^[5]两个指标来进行评估。前者表示在抑制过程中,RFI 能量被抑制的比率,后者用来量化 RFI 的抑制过程对目标回波产生的影响,NMSE 越小,RFI 的抑制对目标回波信号的影响越小,即信号的保真度越高。评估结果见表 1。

表 1 三种 RFI 抑制算法性能评估表

Tab.1 Performance measures of three algorithms

	IESR(%)	NMSE(dB)	SNRI(dB) RFI 抑制前	SNRI(dB) RFI 抑制后	Δ SNR(dB) SNR2 - SNR1
A-Scan 波形平均算法	97.496	-34.333	6.3996	34.333	27.9334
B-Scan 方位向中值滤波	99.812	-39.342	6.3996	39.342	32.9424
频域陷波算法	45.755	-8.9483	6.3996	8.9483	2.5487

从表中可以看出来中值滤波算法的性能最优良,它具有较高的 RFI 抑制能力,且能很好地保留目标的回波信号,信号扭曲度最小,NMSE 仅为 -39.342dB。且在 RFI 抑制的同时,能大幅度地提高目标信号的信噪比,处理增益达到 32.9424dB。波形平均算法的性能比中值滤波算法稍差一些,而频域陷波算法的性能最差,对于随机性的 RFI,其性能远不及前两种算法。

4 结论

在超宽带冲激雷达的应用中,由于系统工作频段与 RFI 源有着频谱共用的电磁兼容性问题,所以在冲激雷达的时域接收信号中会含有大量不同类型的 RFI,对目标检测、识别及成像等处理工作造成较大的影响。本文针对冲激体制超宽带表层穿透雷达的 RFI 抑制问题,探讨了时域的滤波算法,即 A-Scan 的波形平均法和 B-Scan 方位向的中值滤波法,并用实测数据进行了验证,结果表明 A-Scan 的波形平均法和 B-Scan 方位向的中值滤波法都能有效快速地抑制 SPR 的射频干扰,也有较高的信号保真度,能满足 SPR 数据预处理的要求,其中 B-Scan 方位向的中值滤波算法性能最优良。

参考文献:

- [1] ASTM. Standard Guide for Using the Surface Ground Penetrating Radar Method for Subsurface Investigation[M]. Designation D 6432 - 99.
- [2] Leone G, Pierrri R. Nonlinear Models in Inversion Algorithms for Tomographic Reconstructions[C]. 8th Intl. Conference on Ground Penetrating Radar, Queensland, Australia, SPIE, 2000, 4084: 525 - 529.
- [3] Osum iN, Ueno K. Detection of Buried Plan[C]. IEEE Proceedings, 1988, 135(4): 330 - 342.
- [4] 周智敏,黄晓涛,常文革,梁甸农. UWB-SAR 抑制 RFI 算法性能评估与测试[J]. 国防科技大学学报, 2002, 24(2): 49 - 53.
- [5] Miller T, Potter L, McCorkle J. RFI Suppression for Ultra Wideband Radar[J]. IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, October, 1997, 33(4): 1142 - 1156.

