



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 103293518 A

(43) 申请公布日 2013. 09. 11

(21) 申请号 201310206806. 1

(22) 申请日 2013. 05. 29

(71) 申请人 电子科技大学

地址 611731 四川省成都市高新区(西区)西
源大道 2006 号

(72) 发明人 李莽 李万春 李立萍

(74) 专利代理机构 电子科技大学专利中心
51203

代理人 邹裕蓉

(51) Int. Cl.

G01S 7/36(2006. 01)

权利要求书1页 说明书6页 附图4页

(54) 发明名称

广播信号外辐射源定位检测方法

(57) 摘要

本发明提供一种广播信号外辐射源定位检测方法,利用目标回波信号与同频干扰统计独立的特性,剥离出同频干扰,从而达到对同频干扰进行抑制的目的。同时,由于目标回波信号和直达波信号的相关性较小,可近似的认为其也具有统计独立的性质,较传统处理方法,本发明不需要对接收主通道信号进行自适应对消,也可将直达波信号进行剥离,从而起到了节约运算量的作用。



1. 广播信号外辐射源定位检测方法,其特征在于,包括以下步骤:

步骤1:接收方对接收到的待处理的主通道调频广播FM信号进行带通采样得到采样序列 $x(t)$, t 表示采样时刻;

步骤2:求采样序列 $x(t)$ 的自相关矩阵 R_x ;

步骤3:对自相关矩阵 R_x 进行奇异值分解 SVD 得到 $R_x = U \Lambda U^H$, 利用分解得到的对角阵 Λ 以及酉矩阵 U 对采样序列 $x(t)$ 进行线性变换得到接收信号从强到弱的排列 $y(t)$, $y(t) = \Lambda^{-1/2} U^H x(t)$, 其中 $y(t) = [y_1(t) \ y_2(t) \ \dots \ y_M(t)]^T$, M 为接收天线阵元个数, T 表示矩阵转置;

步骤4:对线性变换后的采样序列 $y(t)$ 求延迟自相关矩阵 R_y , 对延迟的选择使得延迟自相关矩阵 R_y 中各个特征值不相重合;

步骤5:对延迟自相关矩阵 R_y 作 SVD 分解得到 $R_y = W \Lambda W^H$, 利用分解得到的酉矩阵 W 对采样序列 $y(t)$ 进变换到干扰抑制处理后的信号 $z(t)$, $z(t) = W^H y(t) = W^H \Lambda^{-1/2} U^H x(t)$, $z(t) = [z_1(t) \ z_2(t) \ \dots \ z_M(t)]^T$;

步骤6:将干扰抑制处理后的信号 $z(t)$ 中第3路至第M路信号分别与第1路信号 $z_1(t)$ 做时频分布二维相关得到对应相关值 $|\Psi_i(\tau, f)|$, $|\Psi_i(\tau, f)| = \left| \sum_{t=0}^{L-1} z_i(t) z_1^*(t-\tau) e^{j2\pi f t L} \right|$,

$i=3, \dots, M$, L 为带通采样长度, τ 为时延、 f 多普勒频移;

步骤7:分别在3至M各路信号对应的二维相关值 $|\Psi_i(\tau, f)|$ 中搜索峰值点,将各路信号峰值点对应的时延与多普勒频移作为一个有效信号,计算各路信噪比,当有某一路信噪比大于等于门限值时,则将其峰值点对应的时延与多普勒频移确定为一个目标的时延与多普勒频移,否则判定该路信号中不存在目标。

2. 如权利要求1所述广播信号外辐射源定位检测方法,其特征在于,自相关矩阵 R_x 的计算方法为: $R_x = E\{x(t)x^H(t)\}$, $E\{\cdot\}$ 表示求均值, H 表示共轭转置;

延迟自相关矩阵 R_y 的计算方法为: $R_y = E\{y(t)y^H(t-\tau)\}$ 。

3. 如权利要求1所述广播信号外辐射源定位检测方法,其特征在于,自相关矩阵 R_x 的计算方法为: $R_x = \frac{1}{L} \sum_t x(t)x^H(t)$, H 表示共轭转置;

延迟自相关矩阵 R_y 的计算方法为 $R_y = \frac{1}{L} \sum_t y(t)y^H(t-\tau)$ 。

4. 如权利要求1、2或3所述广播信号外辐射源定位检测方法,其特征在于,步骤7中计算各路信噪比的方法为: $10 \log \frac{|\Psi_i(\tau_d, f_d)|}{\bar{\Psi}_i(\tau, f)}$, $|\Psi_i(\tau_d, f_d)|$ 为第 i 路上的二维相关值

$|\Psi_i(\tau, f)|$ 的峰值点, $\bar{\Psi}_i(\tau, f)$ 表示第 i 路信号上除 $|\Psi_i(\tau_d, f_d)|$ 外,所有 $|\Psi_i(\tau, f)|$ 的均值。

广播信号外辐射源定位检测方法

技术领域

[0001] 本发明涉及调频广播信号处理技术,具体涉及对强同频干扰进行抑制并提取目标信号的技术。

背景技术

[0002] 双基地雷达技术是指利用发射机和接收机不在同一地点的优点,以便提高接收站的隐蔽性、获得更大的目标前向面积、减少阴影区对电磁波衰减的技术。基于外辐射源的无源雷达系统能够利用普通的民用信号作为照射源,例如日常生活中的数字电视信号、调频广播 FM 信号、移动通讯 GSM 信号、敌方的有源信号等,其系统原理图如图 1 所示,雷达到接收信号的包括有来自于广播发射塔本身的直达波、运动目标的回波、其它同频广播发射塔发送的直达波以及其它物体反射的回波,比如各种建筑反射的静物回波。因此,雷达接收信号中的目标回波信号是极其微弱的,并且淹没于各种干扰中。

[0003] 传统对外辐射源目标信号的检测方法是用参考通道接收直达波信号,主天线接收多路信号,其中包括直达波信号、目标回波信号以及噪声和干扰。首先用主通道信号和参考通道信号采用归一化最小均方 NLMS 算法对直达波进行自适应对消,再通过空域滤波对同频干扰进行抑制,最后采用时频二维相关提取目标时延、多普勒频率。

[0004] 但双基地雷达在实际应用中,最直接的一个问题就是基于调频广播 FM 信号的外辐射源雷达系统如何更有效地对同频干扰进行抑制的方法,特别是当接收到的同频干扰信号在天线主波束以内,或者是由天线副瓣进入的情况下,更增加了目标检测的难度。由于干扰和目标回波信号,在频域中重叠,且在空域中也无法采用数字波束形成的方法对其进行抑制,故传统外辐射源雷达信号的处理方法无法满足检测目标回波的要求。

发明内容

[0005] 本发明所要解决的技术问题是,提供在基于调频广播 FM 信号的外辐射源雷达存在同频干扰的情况下,能有效剥离目标和干扰的广播信号外辐射源定位检测方法。

[0006] 本发明为解决上述技术问题所采用的技术方案是,广播信号外辐射源定位检测方法,包括以下步骤:

[0007] 步骤 1:接收方对接收到的待处理的主通道调频广播 FM 信号进行带通采样得到采样序列 $x(t)$, t 表示采样时刻;

[0008] 步骤 2:求采样序列 $x(t)$ 的自相关矩阵 R_x ;

[0009] 步骤 3:对自相关矩阵 R_x 进行奇异值分解 SVD 得到 $R_x=U \Lambda U^H$,利用分解得到的对角阵 Λ 以及酉矩阵 U 对采样序列 $x(t)$ 进行线性变换得到接收信号从强到弱的排列 $y(t)$,

$y(t)=\Lambda^{-\frac{1}{2}}U^H x(t)$,其中 $y(t)=[y_1(t) \ y_2(t) \ \cdots \ y_M(t)]^T$, M 为接收天线阵元个数, T 表示矩阵转置;

[0010] 步骤 4:对线性变换后的采样序列 $y(t)$ 求延迟自相关矩阵 R_y ,对延迟的选择使得

延迟自相关矩阵 R_y 中各个特征值不相重合；

[0011] 步骤 5:对延迟自相关矩阵 R_y 作 SVD 分解得到 $R_y = W \Lambda W^H$, 利用分解得到的酉矩阵 W 对采样序列 $y(t)$ 进行处理得到干扰抑制处理后的信号 $z(t)$, $z(t) = W^H y(t) = W^H \Lambda^{-1/2} U^H x(t)$, $z(t) = [z_1(t) \ z_2(t) \ \cdots \ z_M(t)]^T$;

[0012] 步骤 6:将干扰抑制处理后的信号 $z(t)$ 中第 3 路至第 M 路信号分别与第 1 路信号 $z_1(t)$ 做时频分布二维相关得到对应相关值 $|\Psi_i(\tau, f)|$, $|\Psi_i(\tau, f)| = \left| \sum_{t=0}^{L-1} z_i(t) z_1^*(t-\tau) e^{j2\pi f \tau L} \right|$, $i=3, \dots, M$, L 为带通采样长度, τ 为时延、 f 多普勒频

移;

[0013] 步骤 7:分别在 3 至 M 各路信号对应的二维相关值 $|\Psi_i(\tau, f)|$ 中搜索峰值点, 将各路信号峰值点对应的时延与多普勒频移作为一个有效信号, 计算各路信噪比, 当有某一时延与多普勒频移处信噪比大于等于门限值时, 则将其峰值点对应的时延与多普勒频移确定为一个目标的时延与多普勒频移, 否则判定该路信号中不存在目标。

[0014] 本发明利用目标回波信号与同频干扰统计独立的特性, 剥离出同频干扰, 从而达到对同频干扰进行抑制的目的。同时, 由于目标回波信号和直达波信号的相关性较小, 可近似的认为其也具有统计独立的性质, 较传统处理方法, 本发明不需要对接收主通道信号进行自适应对消, 也可将直达波信号进行剥离, 从而起到了节约运算量的作用。

[0015] 本发明的有益效果是, 能对同一波束内同频干扰起到抑制的作用, 进而达到更好的检测性能。

附图说明

[0016] 图 1 为基于广播外辐射源定位的系统原理示意图。

[0017] 图 2 为本发明的信号处理流程图。

[0018] 图 3 为传统方法信干比增益图。

[0019] 图 4 为本发明方法信干比增益图。

[0020] 图 5 为传统方法目标信号的时频二维相关图时延维(目标衰减 -60dB, 干扰衰减 -20dB)。

[0021] 图 6 为本发明方法目标信号的时频二维相关图时延维(目标衰减 -60dB, 干扰衰减 -20dB)。

[0022] 图 7 为传统方法目标信号的时频二维相关图频率维(目标衰减 -60dB, 干扰衰减 -20dB)。

[0023] 图 8 为本发明方法目标信号的时频二维相关图频率维(目标衰减 -60dB, 干扰衰减 -20dB)。

具体实施方式

[0024] 本发明处理信号模型如下:

[0025] 对阵列天线接收到的 FM 调制信号 $x(t)$ 进行建模, 本发明主要针对基带信号进行处理。设 $s(t)$ 表示某一个广播电视塔发射的经过 FM 调制后的基带信号(直达波信号), 到达角为 θ_0 , 经过动目标反射, 由双基地雷达主通道天线接收到的目标回波信号为

$\mathbf{a}(\theta_1)\alpha_1s(t-\tau_1)e^{-j2\pi f_1t}, \dots, \mathbf{a}(\theta_M)\alpha_2s(t-\tau_M)e^{-j2\pi f_Mt}$ 号, 其中 $\alpha_1, \dots, \alpha_M$ 表示目标回波的衰减, τ_1, \dots, τ_M 表示目标的时延, f_1, \dots, f_M 表示目标的多普勒频率, $\theta_1, \dots, \theta_M$ 表示目标回波信号的到达角, $\mathbf{a}(\theta_i)=[1 \ 2\pi \sin(\theta_i)d/\lambda \ \dots \ 2\pi \sin(\theta_i)(N-1)d/\lambda]^T$, 表示阵列天线接收驱动向量, 其中 d 表示天线间距, λ 表示信号波长, N 表示天线阵元个数, 则由阵列天线接收到的信号为:

$$[0026] \quad \mathbf{x}(t) = \mathbf{a}(\theta_d)s(t) + \mathbf{a}(\theta_1)\alpha_1s(t-\tau_1)e^{-j2\pi f_1t}, \dots, \mathbf{a}(\theta_M)\alpha_2s(t-\tau_M)e^{-j2\pi f_Mt} + \mathbf{a}(\theta_J)J(t) + \mathbf{n}(t)$$

[0027] $\mathbf{a}(\theta_d)s(t)$ 表示直达波, $\mathbf{a}(\theta_1)\alpha_1s(t-\tau_1)e^{-j2\pi f_1t}, \dots, \mathbf{a}(\theta_M)\alpha_2s(t-\tau_M)e^{-j2\pi f_Mt}$ 为目标回波, $J(t)$ 表示由另一广播电视塔发射的信号, 即同频干扰信号, θ_J 为其到达角度(与某个目标到达角接近), $\mathbf{n}(t)$ 表示接收机的热噪声, 则本发明所要做的工作是对接收到的信号中同频干扰信号进行抑制, 并提取目标参数。

[0028] 本发明技术方案实施步骤如图 2 所示, 包括:

[0029] 步骤 1: 接收机对接收到的待处理的主通道阵列 FM 调制信号进行带通采样, 得到采样序列 $\mathbf{x}(t)=[x_1(t) \ x_2(t) \ \dots \ x_M(t)]^T$, 其中 M 表示阵元数, t 表示采样时刻, 采样长度为 L 。 $\mathbf{x}(t)$ 的每一路信号中混杂有直达波、同频干扰、噪声以及目标回波信号, T 表示矩阵转置。

[0030] 步骤 2: 求采样序列 $\mathbf{x}(t)$ 的自相关矩阵 $\mathbf{R}_x = E\{\mathbf{x}(t)\mathbf{x}^H(t)\}$, 如果采样时间较, 则可假设采样序列在采样长度 L 内是平稳的随机过程, 这样求统计平均可以采用求时间平均代替, 即 $\mathbf{R}_x = \frac{1}{L} \sum_t \mathbf{x}(t)\mathbf{x}^H(t)$, H 表示共轭转置。

[0031] 步骤 3: 对自相关矩阵 \mathbf{R}_x 进行 SVD 分解得到 $\mathbf{R}_x = \mathbf{U} \mathbf{\Lambda} \mathbf{U}^H$, 利用分解得到的对角阵 $\mathbf{\Lambda}$ 以及酉矩阵 \mathbf{U} 对 $\mathbf{x}(t)$ 进行线性变换得到 $\mathbf{y}(t) = \mathbf{\Lambda}^{-1/2} \mathbf{U}^H \mathbf{x}(t)$, 其中 $\mathbf{y}(t)=[y_1(t) \ y_2(t) \ \dots \ y_M(t)]^T$ 。

[0032] 步骤 4: 对 $\mathbf{y}(t)$ 求延时自相关矩阵 $\mathbf{R}_y = E\{\mathbf{y}(t)\mathbf{y}^H(t-\tau)\}$, 同理可用时间延迟自相关估计统计延迟自相关, 即 $\mathbf{R}_y = \frac{1}{L} \sum_t \mathbf{y}(t)\mathbf{y}^H(t-\tau)$ 。对延迟 τ 的选择要求是使得 \mathbf{R}_y 中各个特征值不相重合。

[0033] 步骤 5: 对延迟自相关矩阵 \mathbf{R}_y 作 SVD 分解得到 $\mathbf{R}_y = \mathbf{W} \mathbf{\Lambda} \mathbf{W}^H$, 则最终经过干扰抑制处理后的信号 $\mathbf{z}(t) = \mathbf{W}^H \mathbf{\Lambda}^{-1/2} \mathbf{U}^H \mathbf{x}(t)$, $\mathbf{z}(t)=[z_1(t) \ z_2(t) \ \dots \ z_M(t)]^T$ 。其中, 向量 $\mathbf{z}(t)$ 中第一路信号为能量最大的信号, 第二路信号为能量次大的信号, 在本应用场景中分别为直达波信号和干扰信号, 第三路以后的信号为目标回波信号。由于干扰和直达波的大部分能量都被剥离到 $\mathbf{z}(t)$ 第一第二路当中, 从第三路开始后的信号可等效看作对干扰进行了抑制, 仿真中将给出说明。

[0034] 步骤 6: 采用时频二维相干匹配滤波提取目标的时延和多普勒频率参数。将步骤 5 得到的 M 路信号的第 3 路到第 M 路信号与第 1 路信号 $z_1(t)$ 做时频二维相

关, $|\Psi_i(\tau, f)| = \left| \sum_{t=0}^{L-1} z_i(t) z_1^*(t-\tau) e^{j2\pi f t/L} \right|$, $i=3, \dots, M$, (τ, f) 为时延和多普勒频率。当存在目标时, $|\Psi_i(\tau, f)|$ 会产生一个峰值点 $|\Psi_i(\tau_d, f_d)|$, 搜索到峰值点后, 计算

$10 \log \frac{|\Psi_i(\tau_d, f_d)|}{\bar{\Psi}_i(\tau, f)}$, $\bar{\Psi}_i(\tau, f)$ 表示除 $|\Psi_i(\tau_d, f_d)|$ 外, 所有 $|\Psi_i(\tau, f)|$ 的均值, 若其值大

于预先设置的门限值, 则表示目标存在, 对应的 (τ_d, f_d) 即为目标的时延和多普勒频率; 若其值小于门限值, 则表示不存在目标。

[0035] 实施例 1

[0036] 在本实施例中, 分别采用两段统计独立的随机音频信号作为调制信号用以产生 FM 广播信号, 以此作为本仿真场景中的直达波信号和同频干扰, 载波频率为 80kHz, 最大频偏为 ± 75 kHz, 采样频率为 200kHz, 采样时间为 1s, 延迟选取为一个采样延迟。混合信号中只含有干扰信号和目标回波信号。仿真平台操作系统是 WIN7, 采用 MATLAB 进行编译。采用本发明提出的技术方案对目标回波信号进行检测。

[0037] 设置干扰功率为 0dB 作为参考。信噪比(目标回波信号与噪声的比)设定为 -30dB, 信干比设定为 -70dB, 目标到达角为 0° , 目标回波干扰角度差在 $0 \sim 10^\circ$ 变化, 仿真信干比增益随目标干扰角度差的变化, 并与传统方法采用波束形成处理同频干扰进行对比, 其中, 选取加权方式为切比雪夫加权, 衰减为 30dB。本发明所采用处理方法仿真结果如图 4 所示, 传统方法如图 3 所示。从图中可以看出, 当干扰目标角度差大于 1° 的情况下, 信干比增益可以达到一个较大的值, 并随着干扰目标角度增大, 达到一个较为稳定的值, 约 100dB, 而传统方法最大信干比增益约为 12dB。

[0038] 实施例 2

[0039] 在本实施例中, 调频信号产生方法同实施例 1。采用本发明提出的技术方案对目标回波信号进行检测。以下给出混合信号的各仿真参数, 并比较在不同条件下传统方法和本发明提出方法的对目标信号的检测性能, 最后还比较了传统方法和本发明所提方法的运算量。

[0040] 表 1 仿真信号参数

[0041]

信号	时延(μ s)	幅度衰减(dB)	到达角($^\circ$)	多普勒频率(Hz)
主台直达波 s1	0	0	-50	0
主台多径 s2	75	-10	-20	0
主台多径 s3	40	-20	30	0
临台干扰 s4	0	-10 ~ -30	8	0
目标回波 s5	731.92	-60 ~ -85	5	64.724

[0042] 接收阵列阵元数为 12。附加的噪声为 -50dB, 高于目标回波信号 10dB ~ 35dB。时频二维相干积累时间为 1s。DBF (数字波束形成) 采用切比雪夫加权, 波束范围为从 -45° 到 45° , 波束间隔为 10° 。恒虚警检测器采用单元选大恒虚警检测器, 设置恒虚警门限系数为 4.5。对传统方法和本发明提出方法性能比较如下:

[0043] 表 2 传统方法检测性能表

[0044]

	目标功率 (dB)						干扰功率 (dB)
	-60	-65	-70	-75	-80	-85	
是否能检测目标 (Y/N)	N	N	N	N	N	N	-10
	N	N	N	N	N	N	-20
	Y	N	N	N	N	N	-30
目标最大峰值区分度 (dB)	--	--	--	--	--	--	-10
	--	--	--	--	--	--	-20

[0045]

(dB)	7.33	--	--	--	--	--	-30
------	------	----	----	----	----	----	-----

[0046] 表 3 本发明所提方法检测性能表

[0047]

	目标功率 (dB)						干扰功率 (dB)
	-60	-65	-70	-75	-80	-85	
是否能检测目标 (Y/N)	Y	Y	Y	Y	Y	Y	-10
	Y	Y	Y	Y	Y	Y	-20
	Y	Y	Y	Y	Y	Y	-30
目标最大峰值区分度 (dB)	17.38	17.07	16.23	13.99	10.66	8.11	-10
	17.41	17.11	16.32	14.05	10.74	8.30	-20
	17.44	17.19	16.33	14.49	11.32	8.92	-30

[0048] 设目标时延、多普勒频率处时频二维相关最大峰值为 A, 除目标峰值以外, 时频二维相关图上底噪的平均为 B, 则上表中最大峰值区分度定义为 $10\log(A/B)$ 。

[0049] 目标衰减为 -60dB, 干扰衰减为 -20dB 的条件下, 传统方法和本发明所提方法对比图如图 5 到图 8 所示, 可以分别从时频二维相关图时延维和多普勒维观察对比目标, 通过对比可以发现, 传统方法时频二维相关图的底噪较高, 目标被淹没在其中, 而本发明提供方法时频二维相关图的底噪较小, 且目标最大峰值区分度较高。

[0050] 通过表 2 和表 3 所提供的仿真数据可以说明本发明所提出的方法在有强同频干扰, 且目标信号和干扰在同一个波束以内, 存在强干扰的情况下都能有效的检测到目标信号, 并提取出目标的时延、多普勒频率参数, 说明了本发明所提方案的有效性。由于传统方法和本发明所提方法都要用到时频二维相关, 故比较计算量只需比较时频二维相关前的运算量, 设接收阵列阵元个数为 M, 快拍数为 N, 波束个数为 L, 则比较结果如下:

[0051] 表 4 传统方法运算量表

[0052]

步骤	运算量	
	复数乘	复数加
NLMS 自适应滤波	$3M^2N + 2MN$	$4M^2N - MN$
DBF 波束形成	$MNL + 4ML + L + M + 4$	$MNL - NL$

[0053] 表 5 本发明所提方法运算量表

[0054]

步骤	运算量	
	复数乘	复数加
本发明处理方法	$2M^2N + 2MN$	$4M^2N + 4MN$

[0055] 通过以上计算对比可以看出,本发明所提方法比传统方法的运算量有一定量的减小。且本方法不需要使用参考天线对准直达波信号,在一定程度上节省了硬件的成本。

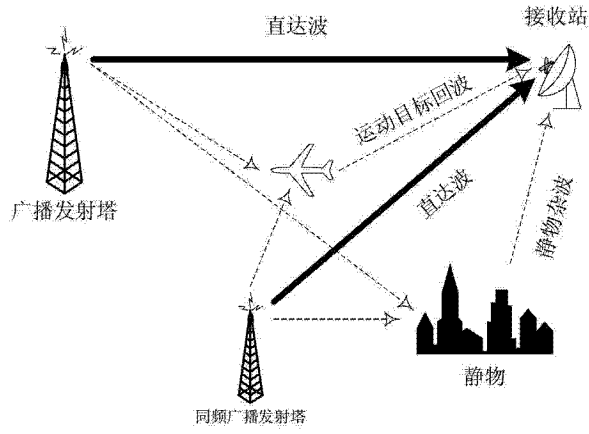


图 1

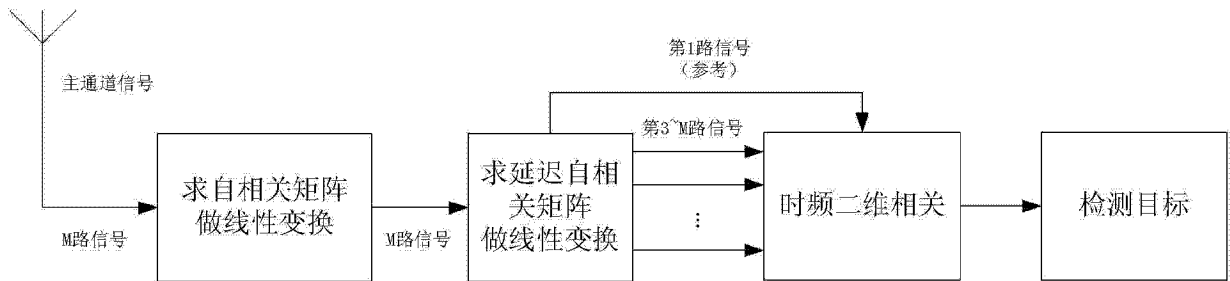


图 2

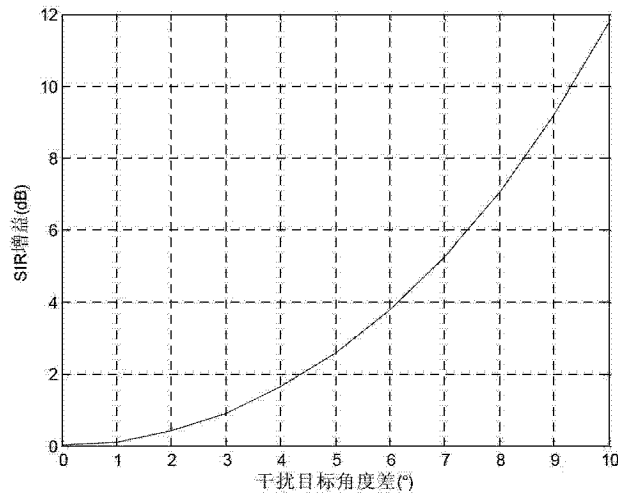


图 3

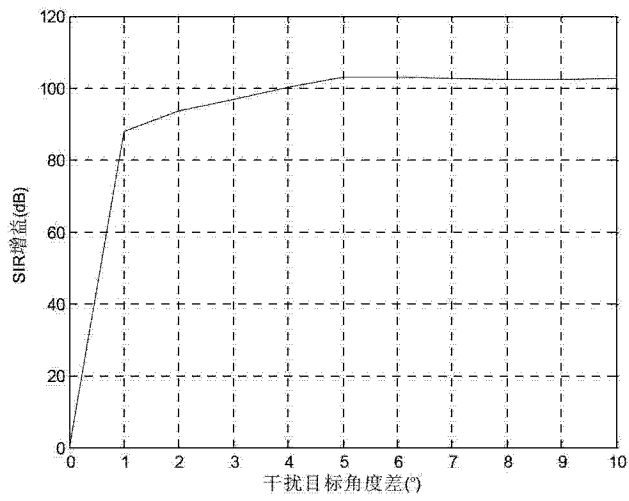


图 4

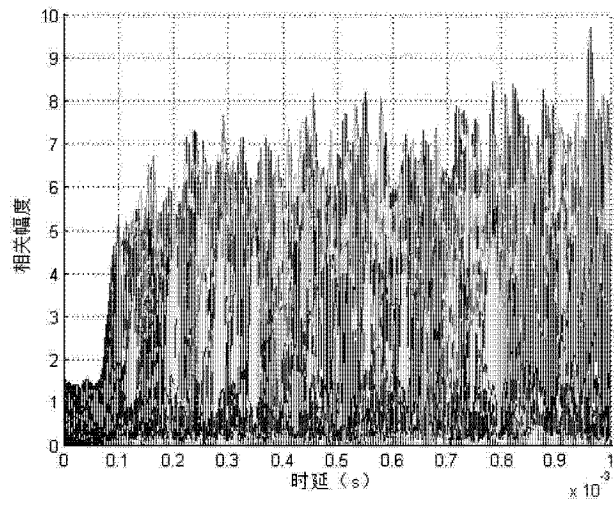


图 5

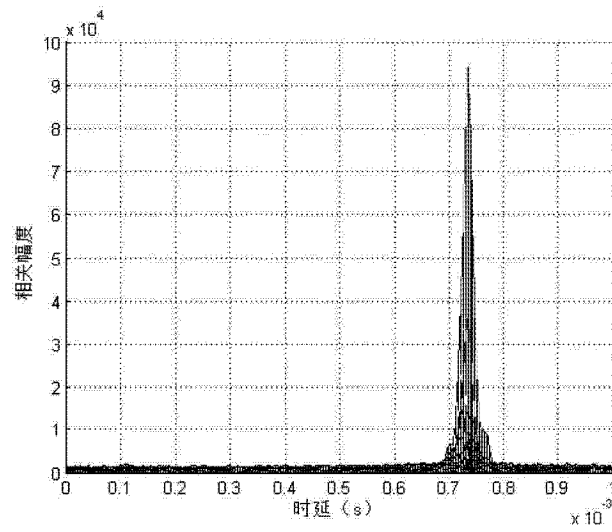


图 6

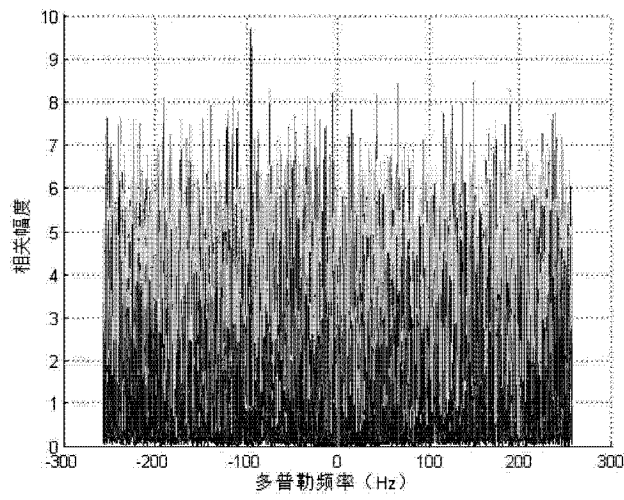


图 7

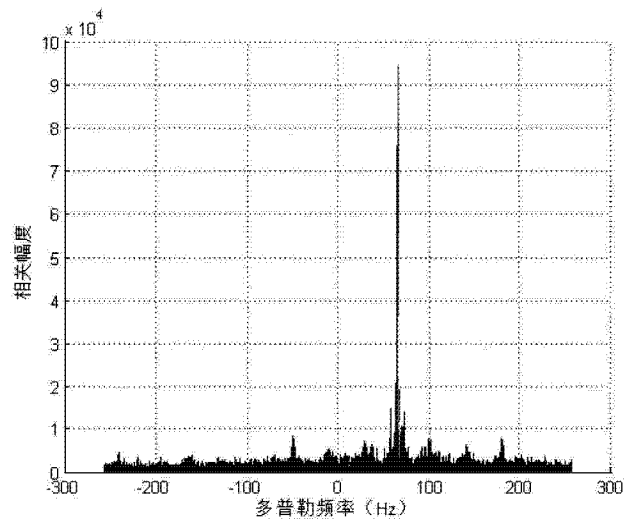


图 8