

文章编号 1005-0388(2004)02-0176-06

用水平天线消除天波干扰的算法研究^{*}

杨俊 文必洋 吴世才 高火涛

(武汉大学电子信息学院 gwr@whu.edu.cn, 湖北 武汉 430079)

摘要 天波电台干扰导致探测距离下降是高频地波探海雷达面临的主要问题,虽然用水平天线能够消除天波干扰,但要消除多个干扰需要使用多根水平天线,这在海边有限的场地条件下是不可行的。基于对干扰特性的分析,提出了一种将水平天线的信号两次混频、在时域分段滤波的新算法,可以用较少的水平天线消除多个干扰,理论和仿真证明了算法的有效性,从而为在有限场地条件下,用水平天线消除天波干扰的工程应用提供了实现方案。

关键词 天波干扰 相关 多普勒谱

中图分类号 TN957.54

文献标识码 A

Study of interference nulling using horizontal dipole antennas

YANG Jun WEN Bi-yang WU Shi-cai GAO Huo-tao

(School of Electronic Information, Wuhan University,
gwr@whu.edu.cn, Wuhan Hubei 430079, China)

Abstract It is the main problem of HF Surface Wave Radar that sky-wave disturbances minish detection-distances. Although using horizontal dipoles can suppress sky-wave distances, it is almost impossible in real situation that a large area is needed when multi-dipoles are used. Based on the analysis of sky-wave distances, a new algorithm is presented that disturbances are cancelled in subsection with signals from horizontal dipoles mixed twice with I, Q baseband signals, which can cancel multi-disturbances without more horizontal dipoles. Effectiveness of the algorithm has been proved by theory and simulation experiment, so the algorithm provides the realization method in real situation.

Key words sky-wave disturbance, correlation, Doppler spectrum

1 引言

高频地波探海雷达利用海水对 2~30MHz 垂直极化电波的散射,探测海洋表面流、浪和海面风场。这种雷达存在的一个主要问题是在此频带有许多短波电台,在晚上电离层 D 层消失后,经过多次反射,对雷达形成干扰。据现场观测,一般在白天,雷达探测海流的距离可达 200km,而晚上则下降到 100~150km^[1]。用水平天线消除天波干扰的方法最早由 J. M. Madden^[2]提出,其后 H Leong^[3]在他的文章中说明了在 FMICW 雷达体制下的算法。考虑到天波

干扰多为椭圆极化,而海洋回波是垂直极化的,所以可以使用水平天线接收干扰作为参考信号对垂直天线接收的干扰进行消除。Leong 使用了 1~4 根水平天线消除天波干扰,设 z 为垂直天线接收的信号,而四根水平天线的信号为 $a = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4]^T$,复权系数 $w = [w_1 \ w_2 \ w_3 \ w_4]^T$,则消除干扰后的输出为 $s = z - w^H a$, $w = R_{aa}^{-1} r_{az}$ 。Leong 消除干扰的过程是在频域即距离元上进行的,这样无疑可以减小计算量:

$R_{aa} = \frac{1}{N} \sum_{k=M-N+1}^M \mathbf{a}_k \mathbf{a}_k^H$ $\mathbf{r}_{az} = \frac{1}{N} \sum_{k=M-N+1}^M \mathbf{a}_k z_k^*$, M 为最大距离元 , N 为所取的距离元个数。使用一根水平天线经过上述处理后 , 布拉格峰与干扰的比值能提高 4 ~ 6dB , 使用两根水平天线时 , 比值能提高超过 10dB , 当使用四根水平天线时 , 效果最好 , 比值提高超过 13dB。后来哈尔滨工业大学的张国毅提出极化滤波的方法消除天波干扰^[41516] , 主要是利用天波干扰的电场矢量与传播方向垂直 , 在发射信号探测海洋的间隙接收干扰 , 从而估计出干扰的相位极化谱 , 再对接收到的海洋回波信号进行极化滤波。然而在 FMICW 雷达系统中实现接收并估计干扰要在解调之前进行 , 这在工程上很难实现。自适应波束形成也可用于消除夜间干扰^[7] , 但由于天线数的限制效果相当有限 , 也无法提取干扰方向的海洋回波信息。

Leong 的方法虽然获得了一定效果 , 但干扰降低 13dB 仍然十分有限 , 因为在夜间常常从 50km 开始一阶布拉格峰就被干扰淹没 , 而 50km 到 150km 海洋信号的衰减在 16dB 以上。如果增加水平天线 , 就会使系统复杂化 , 造价也很昂贵 , 并且实际雷达一般工作在低频段以获得更远的探测距离 , 而低

频段的水平天线长度在十几米以上 , 如果使用多根 ,

就会占用很大的场地 , 但海边场地却十分有限 , 所以应尽量使用较少的水平天线并最大程度消除干扰。

本文分析了短波电台干扰进入雷达系统后的输出 , 得出了干扰能量集中在扫频周期中一段时间的结论 , 并对水平天线和垂直天线的干扰输出进行了比较 , 以此为基础提出了将水平天线的信号两次混频 , 对垂直天线的干扰在时域分段对消的方法 , 不仅可以减少水平天线 , 而且对多个干扰的消除效果远好于 Leong 的处理方法。

2 干扰特性分析

2.1 干扰进入雷达系统后的输出

在夜间影响海洋探测的干扰主要是短波电台的发射信号。短波电台工作在不同的频率 , 调制信号的带宽在 5kHz 以内^[618] , 武汉大学 2000 年研制成功高频地波探海雷达 OSMAR2000 , 其工作的频率为 6 ~ 9MHz , 带宽为 60kHz , 所以在雷达接收到的信号中混有多个不同频率的干扰。OASMAR 雷达工作的原理是先发射线形中断调频连续波 (FMICW) , 将接收信号和本振信号 FMCW 混频 , 通过低通滤波得到频率正比于海洋表面距离的低频信号 , 送到数据采集板采样。信号处理的流程如图 1。

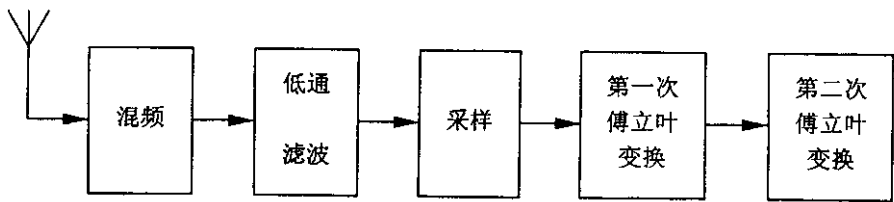


图 1 OSMAR2000 信号处理的基本流程

第一次傅立叶变换区分开距离元 , 在一定的相干积累时间 (1024 个扫频周期) 内 , 对第一次傅立叶变换后的数据按距离元进行第二次傅立叶变换 , 就可以得到多普勒谱。Leong 的处理过程是在第一次傅立叶变化后进行的 , 下面的分析将说明其缺陷。设接收到的一个干扰为 $x(t) = m(t) \cos[\omega_i t + \theta(t)]$ $m(t)$ 为 5kHz 的调制信号 , $\cos[\omega_i t + \theta(t)]$ 为载波信号 $\theta(t)$ 是电离层引起的相位起伏 , 后面将会说明 $\theta(t)$ 变化缓慢 , 在一个扫频周期内可以认为是常量 , 设本振信号为 $\xi(t) = \cos[(\omega_0 + 2\pi k \cdot \frac{t}{2})t]$ ω_0 为工作频率 $k = B/T$, B 为工作带宽 60kHz , T 为线性调频信号周期 , 混频后得到

$$x(t) = \frac{1}{2} m(t) \cos[(\omega_i + \omega_0 + 2\pi k \cdot \frac{t}{2})t + \theta(t)] + \frac{1}{2} m(t) \cos[(\omega_i - \omega_0 - 2\pi k \cdot \frac{t}{2})t + \theta(t)] \quad (1)$$

低通滤波器的截止频率 $f_c = 200\text{Hz}$ ^[9] , 经过低通后 (1) 式的第一部分被滤除 , 第二部分只留下频率低于 f_c 的部分。考虑到 $m(t)$ 和 $\theta(t)$ 的影响 , 干扰经过混频低通后 , 主要能量并不严格分布在时段 $[\frac{1}{2\pi k}(\omega_i - \omega_0 - 2\pi f_c) \frac{1}{2\pi k}(\omega_i - \omega_0 + 2\pi f_c)]$ 内 , 但大致在以 $\frac{1}{2\pi k}(\omega_i - \omega_0)$ 为中心的一段时间内。图 2

为两个干扰(调制信号均用线性调频信号模拟)经过混频低通,采样后得到的时域图形,本征信号

$\xi(t) = \cos[(\omega_0 + 2\pi \frac{B}{T} \cdot \frac{t}{2})t]$ $B = 60\text{kHz}$, $T = 716.8\text{ms}$; 干扰 I 为 $x_I(t) = m_I(t)\cos(\omega_I t + \frac{\pi}{7})$, $\omega_I - \omega_0 = 15\text{kHz}$,

干扰 II 为 $x_{II}(t) = \frac{1}{2}m_{II}(t)\cos(\omega_{II}t - \frac{\pi}{5})$ $\omega_{II} - \omega_0 = 40\text{kHz}$ $m_I(t)$ 、 $m_{II}(t)$ 的带宽为 5kHz 。由图可见与前面的推导相符,所以可以认为干扰只在主要能量分布的时段存在。不同频率的干扰经过混频低通后分布的时段并不相同,频率差较小的时段会部分重叠,而频率差较大的干扰则分布于完全不同的两个时段。

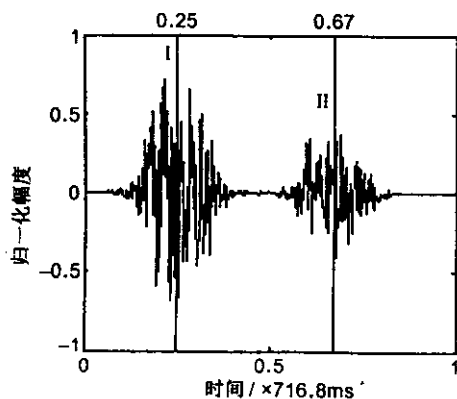


图 2 两个干扰的时域图形

2.2 干扰从水平天线和垂直天线输出的分析比较

设一个干扰在水平天线上的信号 $x_h^0(t) = Am(t)\cos[\omega_i t + \theta_h(t)]$, 在垂直天线上的信号为 $x_v^0(t) = Bm(t-\tau)\cos[\omega_i(t-\tau) + \theta_v(t-\tau)]$, 由于垂直天线和水平天线接收的天波干扰有路径差, 相应的接收到的干扰信号就会有时间延迟 τ , 一般 τ 的数量级为 10^{-7}s , 而 $m(t)$ 的自相关时间 $\tau_m = \frac{1}{2\Delta f} = \frac{1}{2 \cdot 5 \cdot 10^3 \text{Hz}} = 10^{-4}\text{s}$ $\tau \ll \tau_m$, 所以可以认为 $m(t) = m(t-\tau)$, 则垂直天线接收的干扰信号 $x_v^0(t) = Bm(t)\cos(\omega_i t - \omega_i \tau + \theta_v(t-\tau))$, 设 $\theta_v(t-\tau) - \omega_i \tau - \theta_h(t) = \Delta\theta(t)$, 则垂直天线的信号可写为

$$\begin{aligned} x_v^0(t) &= Bm(t)\cos[\omega_i t + \theta_h(t) + \Delta\theta(t)] \\ &= Bm(t)\cos[\omega_i t + \theta_h(t)]\cos[\Delta\theta(t)] - \\ &\quad Bm(t)\sin[\omega_i t + \theta_h(t)]\sin[\Delta\theta(t)] \end{aligned} \quad (1)$$

设本振信号为 $\xi_c(t) = \cos(\omega_0 t + 2\pi k \cdot \frac{t^2}{2})$, 经过混频低通滤波后, 垂直天线的信号为

$$\begin{aligned} x_v^1(t) &= Bm(t)\cos[(\omega_i - \omega_0)t - 2\pi k \cdot \frac{t^2}{2} + \theta_h(t)] \\ &\quad \cos[\Delta\theta(t)] - Bm(t)\sin[(\omega_i - \omega_0)t - \\ &\quad 2\pi k \cdot \frac{t^2}{2} + \theta_h(t)]\sin[\Delta\theta(t)] \end{aligned} \quad (2)$$

的低频部分, 相应的, 水平天线的信号经过混频低通为

$$x_h^1(t) = Am(t)\cos[(\omega_i - \omega_0)t - 2\pi k \cdot \frac{t^2}{2} + \theta_h(t)]$$

的低频部分, 与(2)式的第一项比较, 只相差一个常系数和 $\cos[\Delta\theta(t)]$, 下面将说明 $\cos[\Delta\theta(t)]$ 也为常量, 所以 $x_h^1(t)$ 与(2)式的第一项相关, 与第二项却不相关。由此可见同一个干扰在垂直天线和水平天线上的信号经过混频低通并不完全相关, 所以要完全消除干扰, 需要两个参考信号, 如果增加一根水平天线则代价太大。实际上另一个参考信号可以通过混频的方法得到, 如果用 $\xi_s(t) = \sin(\omega_0 t + 2\pi k \cdot \frac{t^2}{2})$ 与水平天线接收的干扰信号混频, 低通后得到

$$x_h^2(t) = Bm(t)\sin[(\omega_0 - \omega_i)t + 2\pi k \cdot \frac{t^2}{2} - \theta_h(t)]$$

的低频部分, 刚好与(2)式的第二项相同。

2.3 $\Delta\theta(t)$ 变化的快慢

$$\begin{aligned} \Delta\theta(t) &= [\theta_v(t) - \theta_h(t)] + \\ &\quad [\theta_v(t-\tau) - \theta_v(t)] - \omega_i \tau \\ &= \Delta\theta_1(t) + \Delta\theta_2(t) - \omega_i \tau \end{aligned}$$

$\Delta\theta_1(t) = \theta_v(t) - \theta_h(t)$ 与天波干扰的极化有关, 虽然由于电离层的影响, 天波干扰的极化轴有旋转, 但根据 M. R. Epstein 的试验^[10], 在 1300km 北南向和 1900km 东西向的天波路径上 $A \sim 30\text{MHz}$ 的 CW 信号极化轴的旋转为 1turn/MHz 和 0.25turn/min , 而短波电台的工作频带在 5kHz 以内, OSMAR2000 的一个扫频周期为 716.8ms , 所以可以认为在一个扫频周期内 $\Delta\theta_1(t) \approx C_1$ (C_1 为常数)。 $\Delta\theta_2(t) = \theta_v(t-\tau) - \theta_v(t)$ 为电离层引起的相位起伏, 相位起伏也反映在频率起伏上, 当电离层信道输入纯正弦波时, 输出信号频谱中最高频率分量和最低频率分量之差, 在一般条件下约为 1Hz 左右, 在严重衰落的情况下可达 10Hz 以上^[11], τ 的数量级为 10^{-7}s , 所以 $|\Delta\theta_2(t)| = |\theta_v(t-\tau) - \theta_v(t)| \approx |2\pi\Delta f_c \cdot \tau| \ll 1$ 。天线间的路径差不会发生变化, 所以 $\omega_i \tau = C_2$ (C_2 为常数)。对于实际雷达系统, 还应考虑通道不一致造

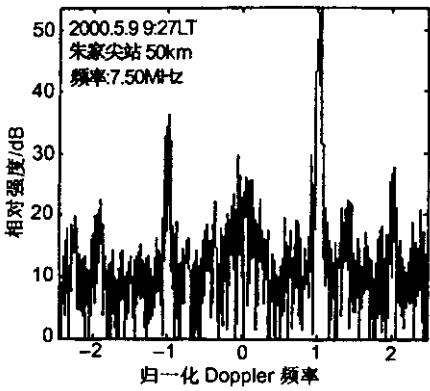
成相位偏移的变化,但在一个扫频周期内,这种偏移也是基本保持稳定的。综上所述,可以认为在一个扫频周期内 $\Delta\theta(t) \approx C$ (C 为常数)。Leong 的实验也证实了这个结论,如果 $\Delta\theta(t)$ 变化较快,垂直天线和水平天线接收到的干扰相关性就会很差,对消干扰不可能有效果。

3 消除干扰的算法

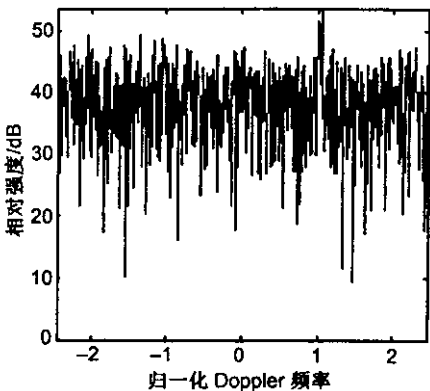
3.1 分段时域滤波

根据前面的分析,多个不同频率的干扰经过混频低通,干扰分布在不同的时段,对同一个干扰,垂直天线和水平天线接收到的信号经过混频低通,分布时段是相同的,并且是相关的,所以当有多个干扰存在时,垂直天线的干扰信号 x_v 和水平天线的干扰信号 x_h 是局部相关的,即只在每个干扰分布的时段上是相关的,而整个时段的相关程度则较差。但如果按照 Leong 的方法在距离元即频域里消除干扰的

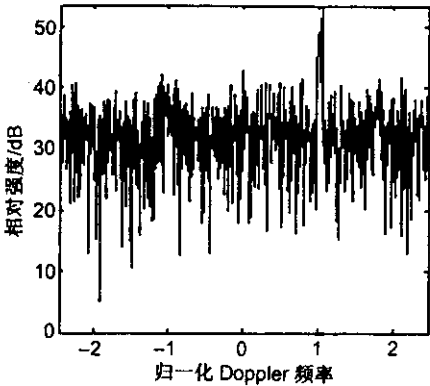
话,则是利用整段采样数据的相关性消除干扰,所以效果必然有限。考虑到 x_v 和 x_h 局部相关性,在时域分段滤波则会取得较好的效果。图 3 为时域分段滤波与 Leong 方法的比较 (b) 为混入两个干扰后的多普勒谱,干扰 I 的形式为 $x_I(t) = m_I(t) \cos(\omega_I t + \theta_I(t))$, $\omega_I - \omega_0 = 15\text{kHz}$, 入射角 56.30° , 干扰 II 的形式为 $x_{II}(t) = \frac{1}{2}m_{II}(t) \cos(\omega_{II} t + \theta_{II}(t))$, $\omega_{II} - \omega_0 = 40\text{kHz}$, 入射角 -18.43° , $m_I(t)$ 、 $m_{II}(t)$ 为带宽为 5kHz 的随机信号,根据前面的分析, $\theta_I(t)$ 、 $\theta_{II}(t)$ 为 10Hz 以内的随机信号,满足 $\theta_I(t) - \theta_{II}(t) \approx C$ (C 为常数),干扰入射角为干扰入射方向与天线阵法线的夹角,干扰 I、II 的幅度和相位极化均随机,但在一个扫频周期内保持平稳。由图可见,即使使用两根天线按照 Leong 的方法也只能有限地消除干扰,而将一根水平天线的信号两次混频,在时域里分段消除干扰则可以将干扰基本消除。



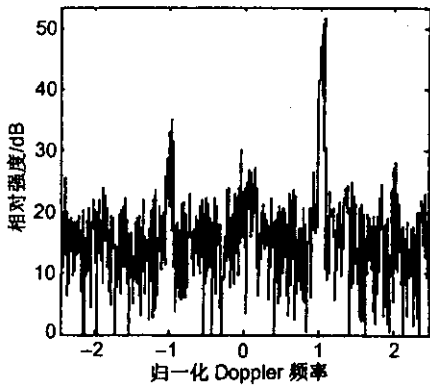
(a) 混入干扰前的多普勒谱



(b) 混入两个干扰后的多普勒谱



(c) 用两根正交的水平天线,按照 Leong 的方法消除干扰后的多普勒谱



(d) 将一根水平天线的信号两次混频,时域滤波后的多普勒谱

图 3 时域分段滤波与 Leong 方法的比较

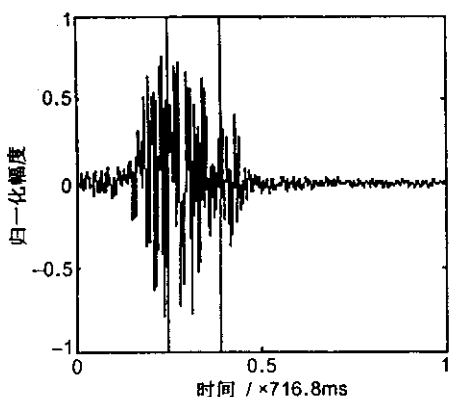
3.2 分段的长度

从理论上讲,作以上消除干扰处理时间分段的长度越小越好。因为当干扰重叠时,无法预期每个干扰能量分布的开始和结束时间,所以不可能按照每个干扰的具体时间来分段。根据前面的分析, x_v 和 x_h 是局部相关的,并且不同频带的干扰能量集中在不同的时段,所以分段的长度越小,包含的不同干扰的可能性就越小。而每段数据包含的干扰越少, x_v 和 x_h 的相关性就越好,从而消除干扰的效果才会好。但每段数据内的采样点数不能太少,太少则无法表征对应干扰的时域特征,会影响干扰消除的效果。

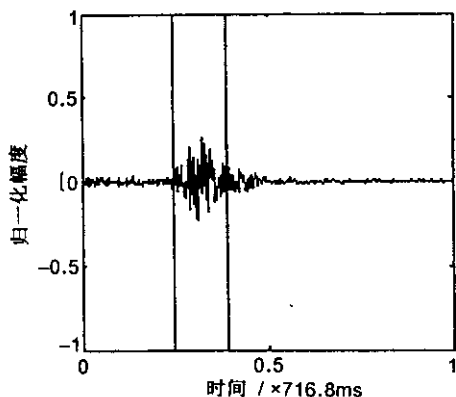
3.3 干扰时段重叠时的效果

短波电台应工作于的频率相差较小时,不同干扰能量分布的时段就会有部分重叠。干扰时段重叠无疑会影响到干扰消除的效果,但只要同一时段重

叠的干扰不是太多并且不是完全重叠,使用本文的方法仍会有很好的效果。如图 4 所示 (a) 为一个扫频周期内混有两个 5kHz 干扰的经过混频低通,采样后的时域信号,两条竖线之间为干扰重叠区域,干扰 I 的表达式及参数同前,干扰 II 的频差 $\omega_{II} - \omega_0 = 21.43\text{kHz}$,其余参数同前。图 (b) 为消除干扰后的时域信号,可见重叠区域之外的干扰完全消除,而重叠区域之内也得到了削弱,整体来说,干扰仍被较好地抑制。如果能使用两根水平天线,就能够完全消除两个重叠的干扰。另外,如果干扰重叠的时段不是太多,可以用上述方法消除没有重叠的干扰后,用“干净时段”,即处理后没有干扰的信号作为参考信号,提取仍有部分干扰未完全消除,即干扰重叠时段的信号,进一步提高信扰比(信号和干扰的强度比)。



(a) 两个部分重叠干扰的时域图形



(b) 分段消除干扰后的时域图形

图 4 干扰部分重叠时的效果

3.4 水平天线混入海洋回波的影响

实际情况中由于天线不可能绝对水平,及场地环境散射的原因,水平天线总会接收到一些海洋回波信号,考察这部分信号对干扰消除的影响是很有必要的。由于海洋回波比较有规律,在多普勒谱上形成能量集中的尖峰,而干扰信号是发散的,所以在多普勒谱上干扰能淹没一阶峰时,干扰的能量远强于海洋回波,即在干扰能量分布的区域干扰信号远强于海洋回波信号,并且混频后,OSMAR2000 探测的最远距离的海洋回波对应的频率是 $151\text{Hz}^{[9]}$,而干扰经混频后,展宽到 60kHz ,低通滤波器的截止频率是 200Hz ,所以在时频图上超过 151Hz 的频域有能量分布的一定是干扰。因此可以用时频分析的方法大致确定干扰主要能量分布的区域,再在此区域

分段消除干扰。假设垂直天线接收到的海洋回波信号和干扰为 $s(t)$ 和 $n(t)$,水平天线接收到的海洋信号和干扰为 $s(t)K(t)$ 和 $n(t)K(t)$,则干扰消除后的信扰比 $\rho_{out} = \frac{\varphi_{na}(z)|H(z)|^{2[12]}}{\varphi_{ss}(z)|K(z)|^2}$,由于一般水平天线接收到的海洋回波信号弱于垂直天线接收到的回波信号,即 $|K(z)| < 1$;水平天线与垂直天线接收到的干扰信号强度相当,所以可以认为 $|H(z)| = 1$;在干扰主要能量分布区域,干扰信号远强于海洋回波信号,即 $\frac{\varphi_{na}(z)}{\varphi_{ss}(z)} \gg 1$,则 $\rho_{out} \gg 1$,所以处理后信扰比有很大的提高,干扰被基本消除。综上所述,水平天线接收到的海洋回波信号不会对干扰消除的效果造成太大影响。

7 结论

本文给出了短波电台干扰进入 OSMAR2000 经过处理后的时域波形,根据其能量集中在局部的特点提出了将水平天线的信号两次混频,对垂直天线信号在时域分段滤波的方法。与 Leong 的方法相比,本文的方法可以不增加天线而消除分布在不同时段的干扰,即如果有 n 个频率相差较大的干扰,使用 Leong 的方法必须有 $2n$ 个水平天线才可能消除,而使用本文的方法只用一根水平天线就可以消除。即使干扰的频段有重叠,本文的方法也能削弱重叠时段的干扰,并且如果重叠的时段不太多,还可以用处理后“干净时段”的海洋回波信号作为参考信号,提取重叠时段的海洋回波信号,进一步消除干扰。综上所述,本文的方法能充分发挥水平天线的作用,最大程度消除干扰,减少使用的水平天线数。同时本文对干扰的分析也适用于其他窄带干扰进入宽带系统的情况,干扰消除的方法对其它雷达多干扰的抑制具有参考价值。

参考文献

- [1] 吴世才,杨子杰等. 高频地波雷达海洋环境检测技术资料集[C]. 武汉大学高频地波雷达课题组. 2000, 12.
- [2] J M Madden. The adaptive suppression of interference in HF ground wave radar[C]. Radar 87, IEE Int. Conf., London, U. K. pp. 98 ~ 102.
- [3] H Leong. Adaptive nulling of skywave interference using horizontal dipole antennas in a coastal surveillance HF surface wave radar system [A]. IEE Radar Conference [C], October 1997 26 ~ 30.
- [4] 张国毅,刘永坦. 高频地波超视距雷达的极化滤波技术研究[J]. 系统工程与电子技术 2000 22(3) 55 ~ 57.

- [5] 张国毅,刘永坦. 高频地波雷达的三维极化滤波[J]. 电子学报 2000 28(9) :114 ~ 116.
- [6] 张国毅,刘永坦. 高频地波雷达多干扰的极化抑制[J]. 电子学报 2001 29(9) :1206 ~ 1209.
- [7] 苏洪涛,保铮等. 自适应地波超视距雷达高频通信干扰抑制[J]. 电波科学学报 2003 18(3) 270 ~ 274.
- [8] 高泽溪,苏士奎. 无线电技术导论[M]. 北京:北京航空航天大学出版社,1991.
- [9] 杨子杰,田建生. 高频地波雷达接收机研制[J]. 武汉大学学报(理学版). 2001 47(5) :532 ~ 535.
- [10] M R Epstein. Polarization of ionospherically propagated HF radio waves with applications to radio communication [J]. Radio Science, 1969, 4(1) 53 ~ 67.
- [11] 王元坤. 电波传播概论[M]. 北京:国防工业出版社,1984.
- [12] 沈福民. 自适应信号处理[M]. 西安:西安电子科技大学出版社,2001.



杨 俊 (1977-) 男,湖北人,武汉大学博士生,目前研究方向为雷达干扰消除。



文必洋 (1964-) 男,湖北人,武汉大学电子信息学院教授,博士生导师。主要从事雷达信号处理研究。



吴世才 (1941-) 男,武汉人,武汉大学电子信息学院教授,博士生导师。主要从事无线电物理及无线电遥感研究。

如何学习天线设计

天线设计理论晦涩高深, 让许多工程师望而却步, 然而实际工程或实际工作中在设计天线时却很少用到这些高深晦涩的理论。实际上, 我们只需要懂得最基本的天线和射频基础知识, 借助于 HFSS、CST 软件或者测试仪器就可以设计出工作性能良好的各类天线。

易迪拓培训(www.edatop.com)专注于微波射频和天线设计人才的培养, 推出了一系列天线设计培训视频课程。我们的视频培训课程, 化繁为简, 直观易学, 可以帮助您快速学习掌握天线设计的真谛, 让天线设计不再难...



HFSS 天线设计培训课程套装

套装包含 6 门视频课程和 1 本图书, 课程从基础讲起, 内容由浅入深, 理论介绍和实际操作讲解相结合, 全面系统的讲解了 HFSS 天线设计的全过程。是国内最全面、最专业的 HFSS 天线设计课程, 可以帮助你快速学习掌握如何使用 HFSS 软件进行天线设计, 让天线设计不再难...

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/hfss/122.html>

CST 天线设计视频培训课程套装

套装包含 5 门视频培训课程, 由经验丰富的专家授课, 旨在帮助您从零开始, 全面系统地学习掌握 CST 微波工作室的功能应用和使用 CST 微波工作室进行天线设计实际过程和具体操作。视频课程, 边操作边讲解, 直观易学; 购买套装同时赠送 3 个月在线答疑, 帮您解答学习中遇到的问题, 让您学习无忧。

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/cst/127.html>



13.56MHz NFC/RFID 线圈天线设计培训课程套装

套装包含 4 门视频培训课程, 培训将 13.56MHz 线圈天线设计原理和仿真设计实践相结合, 全面系统地讲解了 13.56MHz 线圈天线的工作原理、设计方法、设计考量以及使用 HFSS 和 CST 仿真分析线圈天线的具体操作, 同时还介绍了 13.56MHz 线圈天线匹配电路的设计和调试。通过该套课程的学习, 可以帮助您快速学习掌握 13.56MHz 线圈天线及其匹配电路的原理、设计和调试...

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/antenna/116.html>



关于易迪拓培训:

易迪拓培训(www.edatop.com)由数名来自于研发第一线的资深工程师发起成立,一直致力和专注于微波、射频、天线设计研发人才的培养;后于 2006 年整合合并微波 EDA 网(www.mweda.com),现已发展成为国内最大的微波射频和天线设计人才培养基地,成功推出多套微波射频以及天线设计经典培训课程和 ADS、HFSS 等专业软件使用培训课程,广受客户好评;并先后与人民邮电出版社、电子工业出版社合作出版了多本专业图书,帮助数万名工程师提升了专业技术能力。客户遍布中兴通讯、研通高频、埃威航电、国人通信等多家国内知名公司,以及台湾工业技术研究院、永业科技、全一电子等多家台湾地区企业。

我们的课程优势:

- ※ 成立于 2004 年, 10 多年丰富的行业经验
- ※ 一直专注于微波射频和天线设计工程师的培养,更了解该行业对人才的要求
- ※ 视频课程、既能达到了现场培训的效果,又能免除您舟车劳顿的辛苦,学习工作两不误
- ※ 经验丰富的一线资深工程师主讲,结合实际工程案例,直观、实用、易学

联系我们:

- ※ 易迪拓培训官网: <http://www.edatop.com>
- ※ 微波 EDA 网: <http://www.mweda.com>
- ※ 官方淘宝店: <http://shop36920890.taobao.com>