

基于相位调制的相干雷达对消干扰分析

曲长文¹, 向迎春¹, 侯海平¹, 周伟江²

(1. 海军航空工程学院电子信息工程系 山东 烟台 264001; 2. 中国人民解放军92493部队装备部 辽宁 葫芦岛 125000)

【摘要】针对高功率的干扰信号易被反辐射导弹跟踪, 提出了基于相位调制的新型对消干扰技术。根据雷达信号及其相位调制信息生成对消信号, 利用雷达回波与对消信号的相干抵消实现对目标的保护。分析了典型脉压信号的信号特性并从群延迟函数的角度解释了对消干扰对匹配滤波输出的影响, 阐述了对消误差与对消干扰效果的关系, 给出了对消信号的实现方法和干扰效果评价指标。仿真表明, 对消干扰能够有效地将雷达的检测概率降低至50%以下, 为实现目标有源隐身提供了有益的参考。

关键词 对消干扰; 线性调频; 相位编码; 相位调制; 雷达工程

中图分类号 TN972; TJ765.5

文献标识码 A

doi:10.3969/j.issn.1001-0548.2011.06.004

Cancellation Interference Analysis of Coherent Radar Based on Phase Modulation

QU Chang-wen¹, XIANG Ying-chun¹, HOU Hai-ping¹, and ZHOU Wei-jiang²

(1. Department of Electronic and Information Engineering, Naval Aeronautical and Astronautical University Yantai Shandong 264001;

2. Unit 92493 Armament Department of PLA Huludao Liaoning 125000)

Abstract To solve the problem that high power signal may be tracked by anti-radiation missile in coherent interference, a novel cancellation interference method based on phase modulation is proposed. The kernel thought is to produce cancellation signal according to radar signal and its phase modulation information so as to protect target through the cancellation between radar signal and interference signal. Characteristics of several typical pulse compressed signals are analyzed. Mechanism of signal cancellation's influence on filtering output was explained through the group delay function. Then connection between cancellation error and cancellation effect is explained. The implementation method of cancellation signal and the effect evaluating indicator are provided. Simulation results show that the proposed method could reduce effectively the detecting probability of radar to that below 50% through canceling interference, which can provide reference for targets' active stealth.

Key words cancellation interference; linear frequency modulation; phase codes; phase modulation; radar engineering

采用相干干扰对抗先进雷达系统是现代电子战领域的重要发展趋势^[1]。但是干扰信号通过匹配滤波器后有幅度损失, 因而必须对干扰信号进行必要的幅度补偿以压制真实回波信号^[2], 这就使得干扰信号功率较大, 干扰机容易被反辐射导弹攻击。

在相干干扰^[3-4]的分析过程中, 往往会忽略干扰信号与回波信号在空间的相干作用, 而考虑信号相干作用时又多是针对声信号^[5]、雷达干扰信号^[6]和杂波^[7-8]的对消研究。文献[9]考虑了对目标线性调频(LFM)回波信号的对消, 且利用信号群延迟特性对对消延迟的控制构建了对消干扰机构, 但在误差的分析中忽略了时间不重叠部分的失配以及不同误差

下的相参损失, 使得对消干扰的效果有限。

为了高效地干扰相干雷达, 本文考虑了干扰信号和雷达回波信号在空间的干涉合成情况, 提出对干扰信号进行适当的相位调制使之成为对消信号, 通过对消干扰实现对目标的保护。

1 典型脉压信号及其匹配滤波器特性

1.1 相干脉冲信号

设相干脉冲信号脉宽为 T , 脉冲重复间隔为 T_{pri} , 脉冲数为 N , 则相干脉冲串可表示为:

$$S_{\text{train}}(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{i=0}^{N-1} S_1(t - iT_{\text{pri}}) \quad (1)$$

收稿日期: 2010-03-24; 修回日期: 2010-06-22

基金项目: “泰山学者”建设工程专项基金

作者简介: 曲长文(1963-), 男, 教授, 博士生导师, 主要从事SAR成像和电子对抗等方面的研究。

式中, $S_1(t) = 1/\sqrt{T} \cdot \text{rect}(t/\sqrt{T})$ 为单个脉冲。经过傅里叶变换得到其频谱为:

$$U_{\text{train}}(f) = \frac{1}{\sqrt{N}} U_1(f) \sum_{n=0}^{N-1} e^{-j2\pi n T_{\text{pri}}} \quad (2)$$

式中, $U_1(f) = \sqrt{T} \text{sinc}(fT)$ 为 $S_1(t)$ 的频谱。

相应的匹配滤波器频谱为:

$$H_{\text{train}}(f) = K \sqrt{\frac{T}{N}} \text{sinc}(fT) \left[\frac{\sin(N\pi f T_{\text{pri}})}{\sin(\pi f T_{\text{pri}})} \right] \times e^{j2\pi f(N-1)T_{\text{pri}}} e^{-j2\pi f \tau_0} = H_1(f) H_2(f) \quad (3)$$

式中, τ_0 为匹配滤波器物理可实现的固定延迟。若设 $\tau_0 = (N-1)T_{\text{pri}}$, 则 $H_1(f) = K\sqrt{T/N}\text{sinc}(fT)$ 为子脉冲的匹配滤波器频谱, $H_2(f) = 1 + e^{j2\pi f T_{\text{pri}}} + \dots + e^{j2\pi f(N-1)T_{\text{pri}}}$ 相当于一系列抽头延迟^[10]。

信号通过匹配滤波器后的频域输出为:

$$y_{\text{train}}(f) = KNT \sin^2(fT) \left[\frac{\sin(N\pi f T_{\text{pri}})}{\sin(\pi f T_{\text{pri}})} \right]^2 e^{-j2\pi f \tau_0} \quad (4)$$

1.2 相位编码信号

相位编码信号复包络为:

$$u_{\text{cod}}(t) = u_1(t) \otimes u_2(t) = \begin{cases} \sqrt{1/P} \sum_{k=0}^{P-1} c_k u_1(t - kT) & 0 < t < \Delta \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (5)$$

式中, T 为子脉冲宽度; P 为码长; $\Delta = PT$ 为编码信号持续时长; $c_k = e^{j\phi_k}$; $u_1(t) = 1/\sqrt{T}$ 为子脉冲函数;

$$0 < t < T; \quad u_2(t) = \sqrt{1/P} \left[\sum_{k=0}^{P-1} c_k \delta(t - kT) \right].$$

根据式(5)可得相位编码信号频谱为:

$$U_{\text{cod}}(f) = \sqrt{T/P} \text{sinc}(fT) \left[\sum_{k=0}^{P-1} c_k e^{-j2\pi k T f} \right] \quad (6)$$

其相应的匹配滤波器频谱表达式为:

$$H_{\text{cod}}(f) = \sqrt{T/P} \text{sinc}(fT) \left[\sum_{k=0}^{P-1} c_k e^{j2\pi k T f} \right] e^{-j2\pi f \tau_0} \quad (7)$$

相位编码信号经过匹配滤波后的时域输出为:

$$y_{\text{cod}}(t) = \begin{cases} \frac{T-|t|}{PT} \sum_{k=0}^{P-1-m} c_k c_{k+m} & 0 \leq m \leq (P-1) \\ \frac{T-|t|}{PT} \sum_{k=-m}^{P-1} c_k c_{k+m} & -(P-1) \leq m \leq 0 \end{cases} \quad (8)$$

1.3 LFM信号

LFM信号复包络可记为:

$$S_{\text{LFM}}(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) e^{j\mu t^2} \quad (9)$$

式中, μ 为调频斜率。对复包络进行傅里叶变换并化简相位谱, 得:

$$S_{\text{LFM}}(f) = \sqrt{T/B} e^{-j\pi\left(\frac{f^2-1}{\mu-4}\right)} \quad (10)$$

式中, B 为调频带宽。相应的匹配滤波器频率特性为:

$$H_{\text{LFM}}(f) = K\sqrt{T/B} e^{j\pi\left(\frac{f^2-1}{\mu-4}-2f\tau_0\right)} \quad (11)$$

信号经匹配滤波后输出为:

$$y_{\text{LFM}}(f) = \frac{KT}{B} e^{-j2\pi f \tau_0} \quad f \in [-B/2, B/2] \quad (12)$$

$$y_{\text{LFM}}(t) = KT \text{sinc}[B(t - \tau_0)] \quad (13)$$

从以上分析可以看出, 实际上匹配滤波后的信号在 τ_0 处相干叠加输出峰值, 可实现以最佳信噪比检测目标信号。

2 典型脉压信号的对消分析

2.1 相干脉冲信号的对消分析

设对消脉冲串为:

$$S_{c_train}(t) = \frac{a}{\sqrt{N}} \sum_{i=0}^{N-1} S_{c1}(t - iT_{\text{cpr}}) \quad (14)$$

式中, $S_{c1}(t) = a/\sqrt{T_c} \text{rect}(t/\sqrt{T_c})$; T_c 为对消脉冲宽度; T_{cpr} 为对消脉冲重复间隔; a 为对消脉冲与回波脉冲的幅值比。

回波信号和对消信号在时域上的分布如图1所示。以雷达回波的初始脉冲前沿为时间零点, 根据对消信号与雷达回波信号在时间上的关系可以得到实现对消的时域条件为:

$$\begin{cases} (T - T_c - t_0)/N \geq T_{\text{pri}} - T_{\text{cpr}} \\ t_0 < T \end{cases} \quad (15)$$

则经过时域重叠部分对消后的非相干脉冲串信号通过匹配滤波器后的输出为:

$$y_{n_train}(f) = K\sqrt{NT_n} \frac{\text{sinc}(fT) \text{sinc}(NfT_{\text{pri}})}{\text{sinc}(fT_{\text{pri}})} \times \text{sinc}(fT_n) e^{j2\pi f(N-1)T_{\text{pri}}} e^{-j2\pi f \tau_0} \quad (16)$$

分析式(4)和式(16)可得对消前后的幅度谱峰值比为:

$$m = \sqrt{NT/T_n} \quad (17)$$

即对消前的回波信号通过匹配滤波器后输出的幅度谱峰值为对消后的 m 倍。

2.2 相位编码信号的对消分析

相位编码信号的失配对消会带来编码改变。由雷达信号可得对消后的合成回波复包络为:

$$u_{c_cod}(t) = \begin{cases} \sqrt{1/P} \sum_{K=0}^{P-1} c_{cK} u_1(t - KT) & 0 < t < \Delta \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (18)$$

$$U_{c_cod}(f) = \sqrt{T/P} \text{sinc}(fT) \left[\sum_{K=0}^{P-1} c_{cK} e^{-j2\pi fKT} \right] \quad (19)$$

式中, $c_{cK} = e^{j\phi_K}$ 。

对消信号的引入使得通过滤波器的合成信号编码根据对消的程度发生各种改变, 最终体现在输出信号峰值降低, 旁瓣增大和主瓣宽度展宽。

2.3 LFM信号的对消分析

设LFM对消信号为:

$$S_{c_LFM}(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T_c}\right) e^{j\pi\mu_c t^2} e^{j\phi} \quad (20)$$

式中, T_c 和 μ_c 分别为对消信号脉宽和调频斜率; ϕ 为对消信号相对于回波信号的调制相位。假定对消信号与雷达回波信号在空间同向传播, 但存在时域和频域的误差, 则对消结果可分为如下几种情况: 1) 脉冲前沿或后沿重合, 如图1b中①和②; 2) 中间部分重合, 对消信号在前或回波信号在前, 如图1b中③和④; 3) 只对消中间一部分, 如图1b中⑤; 4) 时域重合, 带宽不同; 5) 时频域均重合, 存在对消常相位差和幅值差。

$$S_{a2_front}(t) = \begin{cases} e^{j(\pi\mu^2 + \phi)} & \\ e^{j\pi\mu^2} [e^{j(2\pi\mu t_m + \pi\mu_m^2 + \phi)} + 1] & \\ e^{j\pi\mu^2} & \end{cases}$$

当回波信号在前时, 对消后的合成回波为:

$$S_{a2_back}(t) = \begin{cases} e^{j\pi\mu^2} & -T/2 < t < -T/2 + t_m \\ e^{j\pi\mu^2} [e^{-j(2\pi\mu t_m - \pi\mu_m^2 - \phi)} + 1] & -T/2 + t_m < t < T/2 \\ e^{j(\pi\mu^2 + \phi)} & T/2 < t < -T/2 + t_m + T_c \end{cases} \quad (25)$$

合成回波经匹配滤波后输出的时域信号分别为:

$$y_{a2_front}(t) = K(T - T_c + t_m) \text{sinc}[\Delta B_{2_front}(t - \tau_0)] \quad (26)$$

$$y_{a2_back}(t) = Kt_m \text{sinc}[\Delta B_{2_back}(t - \tau_0)] \quad (27)$$

$$S_{a3}(t) = \begin{cases} e^{j\pi\mu^2} & \\ e^{j\pi\mu^2} [e^{-j(2\pi\mu t_m - \pi\mu_m^2 - \phi)} + 1] & \\ e^{j(\pi\mu^2 + \phi)} e^j & \end{cases}$$

相应地, 合成回波经匹配滤波后输出的时域信号为:

$$y_{a3}(t) = K(T - T_c + t_m) \text{sinc}[\Delta B_{3_back}(t - \tau_0)] + Kt_m \text{sinc}[\Delta B_{3_front}(t - \tau_0)] \quad (29)$$

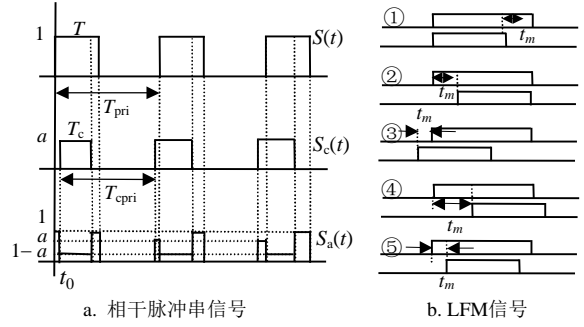


图1 对消信号和回波信号在时域上的分布示意图

设 t_m 为回波沿与对消波沿的时间间隔, 如图1b所示。下面分别对几种情况进行讨论。

1) 当前沿重合时, 对消后的合成回波为:

$$S_{a1_front}(t) = \begin{cases} e^{j\pi\mu^2} (1 + e^{j\phi}) & -T/2 < t < -T/2 + T_c \\ e^{j\pi\mu^2} & -T/2 + T_c < t < T/2 \end{cases} \quad (21)$$

当后延重合时, 对消后的合成回波为:

$$S_{a1_back}(t) = \begin{cases} e^{j\pi\mu^2} & -T/2 < t < T/2 - T_c \\ e^{j\pi\mu^2} (e^{j(\pi\mu\Delta t^2 - 2\pi\mu\Delta t + \phi)} + 1) & T/2 - T_c < t < T/2 \end{cases} \quad (22)$$

则合成回波经匹配滤波后输出的时域信号为:

$$y_{a1}(t) = \frac{KT\Delta B_1}{B} \text{sinc}[B(t - \tau_0)] \quad (23)$$

式中, ΔB_1 为时间段 $(T - T_c)$ 所对应的带宽。

2) 当对消信号在前时, 对消后的合成回波为:

$$\begin{cases} -T/2 - t_m < t < -T/2 \\ -T/2 < t < -T/2 + T_c - t_m \\ -T/2 + T_c - t_m < t < T/2 \end{cases} \quad (24)$$

式中, ΔB_{2_front} 和 ΔB_{2_back} 分别为各自合成回波所对应的带宽。

3) 由于回波脉宽内仅有中间部分被对消, 因此对消后的合成回波为:

$$\begin{cases} -T/2 < t < -T/2 + t_m \\ -T/2 + t_m < t < -T/2 + t_m + T_c \\ -T/2 + t_m + T_c < t < T/2 \end{cases} \quad (28)$$

式中, ΔB_{3_front} 和 ΔB_{3_back} 分别为合成波前后两部分所对应的带宽。

在上述3种情况中, 对消信号和雷达回波在时间重叠部分完全对消, 通过对回波信号在时域上的对

消减小了时宽,在频域上表现为进入匹配滤波器叠加的有效频率成份减少,从而降低了输出峰值。

4) 当时间重叠部分不能完全抵消时,即时域重合、带宽不同,则抵消后的合成回波可表示为:

$$S_{a4}(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) e^{j\pi\mu t^2} [e^{j\pi(\mu_j - \mu)t^2} e^{j\varphi} + 1] \quad (30)$$

式中, $\mu_j = B_c/T$ 。

相应地,合成回波经匹配滤波后输出的时域信号为:

$$y_{a4}(v) = KT \text{sinc}[B(t - \tau_0)] + \frac{KB_c T}{B} \text{sinc}[B_c(t - \tau_0)] e^{j\varphi} \quad (31)$$

5) 当时频域均重合但存在抵消常相位差和幅值差时,抵消后的合成回波为:

$$S_{a5}(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) e^{j\pi\mu t^2} (1 + ae^{j\varphi}) \quad (32)$$

合成回波经匹配滤波后输出的时域信号为:

$$y_{a5}(t) = KT(1 + ae^{j\varphi}) \text{sinc}[B(t - \tau_0)] \quad (33)$$

从以上的信号分析过程可以看到,减少进入匹配滤波器的信号频率成份和在零延时(或 τ_0)处的能量叠加,可降低匹配滤波器输出的信噪比,并进而降低雷达的检测概率。

2.4 对消信号的实现方法和干扰效果表征

本文在对相位调制分析时,针对理想点目标并忽略目标RCS调制的作用,给出了一种对消干扰实现原理框图,如图2所示。

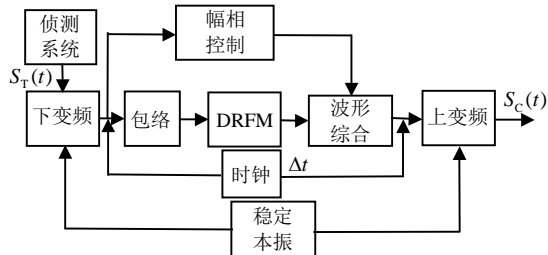


图2 对消干扰信号的实现框图

图中, $S_T(t)$ 表示雷达的发射信号, $S_C(t)$ 为对消信号, Δt 为从侦收到威胁雷达信号至发出对消信号的时间延迟。对消系统将雷达实时侦测到的信号一方面通过下变频送入DRFM, 另一面用来产生幅相控制信息, 并送到波形综合机构与DRFM中的信号综合得到基带对消信号, 经上变频后发出对消信号。因此, 幅相控制信息的准确度以及时间延迟 Δt 直接影响到最终的干扰效果。

雷达对目标信号的检测一般采用恒虚警检测(CFAR), 雷达检测到目标信号的概率 P_d 与信噪比SNR和虚警概率 P_{fa} 密切相关。对相干雷达系统, 目

标的起伏模型可等效成Swerling型, 由纽曼-皮尔逊(NP)准则可得^[11]:

$$P_{fa} = 1 - \Gamma_0\left(\frac{A_0}{\sqrt{n}}, n-1\right) \quad (34)$$

$$P_d = \begin{cases} \exp[-A_0/(1+\text{SNR})] & n=1 \\ 1 - \Gamma_0(A_0, n-1) + [1 + 1/(n \cdot \text{SNR})]^{n-1} \times \\ \Gamma_0\{A_0/[1 + 1/(n \cdot \text{SNR})]\}(n-1) \times \\ \exp[-A_0/(1+n \cdot \text{SNR})] & n > 1 \end{cases} \quad (35)$$

式中, $\Gamma_0(x, y) = \int_0^{x\sqrt{y+1}} \frac{e^{-\gamma} \gamma^y}{y!} d\gamma$; A_0 为检测门限; n 为脉冲积累数。

根据信号的对消分析, 可以得到相干脉冲串、相位编码及LFM信号对消后与对消前经匹配滤波输出的峰值比分别为:

$$k_{\text{train}} = \sqrt{\Delta t/NT} \quad (36)$$

$$k_{\text{cod}} = \frac{\sum_{K=0}^{P-1} (c_K \odot c_K)}{\sum_{K=0}^{P-1} (c_{cK} \odot c_K)} \quad (37)$$

$$k_{\text{LFM}} = \left| 1 + a + 2\sqrt{a}e^{j\varphi} \right| (\Delta t/T)^2 \quad (38)$$

通过匹配滤波可提高单脉冲的信噪比约3 dB, 对消干扰的目的是减弱匹配滤波器对信号信噪比的改善作用。结合前面的分析推导可得雷达信号经对消后的信噪比改善量约为:

$$\text{SNR}_L = 3n(k - k_0) \quad (39)$$

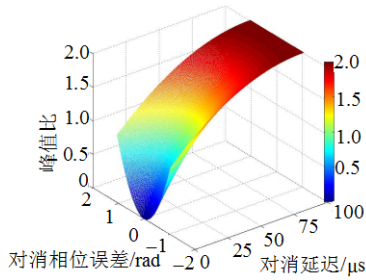
式中, k 为单脉冲经对消后与对消前的匹配滤波输出峰值比; k_0 为单脉冲信号匹配滤波前后的峰值比。信号的输出信噪比变小, 降低了雷达的检测概率, 因此, 从检测概率的大小就可以定量得出对消干扰效果的好坏。

3 仿真分析

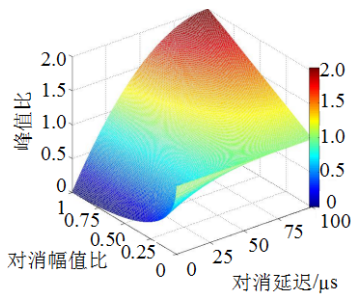
基于上述理论, 对前面几类雷达信号对消分析的结果进行仿真验证。仿真参数设置如下: 相干脉冲串信号脉宽为0.2 ms, 重复周期为1 ms, 脉冲数为11, 相位编码信号为13位巴克码且子码脉宽为15 μs , LFM信号脉宽为100 μs , 频率为9.375 GHz, 带宽为10 MHz。

图3给出了LFM单脉冲合成回波经匹配滤波后的峰值与对消前峰值之比随对消误差的定量变化关系; 图4给出了多脉冲合成回波经匹配滤波后的峰值与对消前峰值之比随对消误差的定量变化关系; 图5给出了取不同脉冲积累数时, 在虚警概率 $P_{fa} = 1.0 \times 10^{-11}$ 时雷达的检测概率同信噪比的关系。

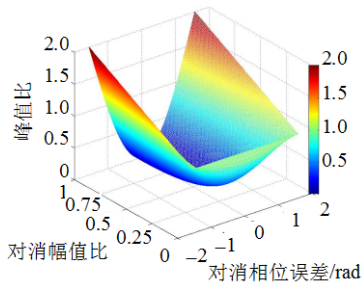
从图3~图5可以看出, 无论哪类雷达信号, 对消信号的时间延迟越短, 幅值和相位控制的误差越小, 则经匹配滤波后的峰值比就越小, 信噪比损失就越大, 发现概率也就越低, 从而可获得良好的对消干扰效果。因此, 通过对消干扰减小信噪比就可以有效地降低雷达对目标的检测概率, 从而实现对目标的保护。



a. 误差为对消延迟和相位



b. 误差为对消幅值比和延迟



c. 误差为对消幅值比和相位

图3 LFM单脉冲经匹配滤波后的峰值比与误差的关系

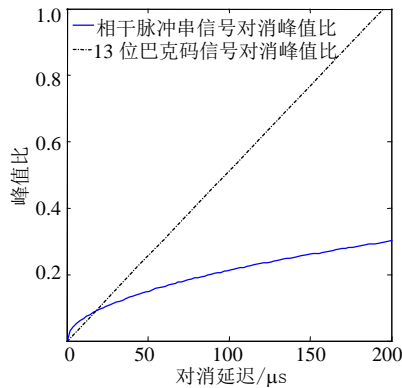


图4 多脉冲经匹配滤波后的峰值比与误差的关系

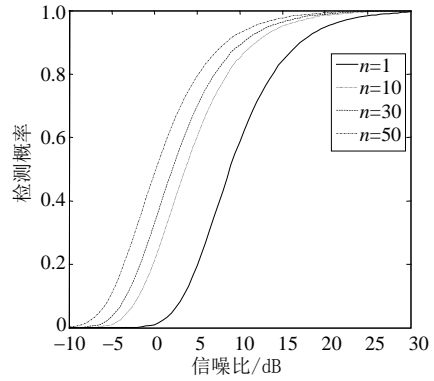
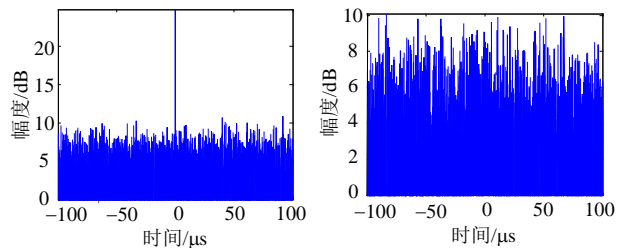


图5 虚警概率 $P_{fa} = 1.0 \times 10^{-11}$ 时检测概率与信噪比的关系

在实际的雷达对抗中, 雷达的检测概率降至50%以下时, 通常就很难检测到目标了, 因而不需要完全的相干抵消。下面以LFM信号为例, 在虚警概率为 $P_{fa} = 1.0 \times 10^{-11}$ 、脉冲积累数为10和输入信噪比为6 dB的条件下, 选取一些特殊情形对对消干扰的效果予以验证。图6给出了雷达回波信号对消前后通过匹配滤波器的时域输出, 对消前信噪比改善达到30 dB, 而完全对消后信噪比变得无限小, 因此从图中可以看出, 虽然匹配滤波器对目标信号具有良好的检测能力, 但在信号完全对消后进入匹配滤波器的有效信号成份几乎为0, 信号完全湮没在噪声中。图7给出了对消延迟15 μs 时的滤波输出。图8给出了相位差20°时的滤波输出。图9给出了回波信号与对消信号幅值比为1.2时的滤波输出。从图7~图9中可以看到, 对消后的信号在时域上输出的幅值大大降低。由式(39)可以得到它们相对于未对消时的信噪比损失分别为34、31、35 dB, 相应的检测概率分别为40%、60%、35%, 从误差对对消效果的影响看, 在误差不超过20%时, 最高检测概率为70%, 如果保持相位差小于5%时, 则检测概率将低于50%。这说明信号对消时, 对消效果受相位误差的影响要大于幅值、时延误差, 若相位误差低于5%, 其他误差不超过20%, 对消干扰后检测概率低于50%, 雷达就难以检测到目标了。



a. 对消前的输出 b. 完全对消后的输出

图6 信号经匹配滤波的输出

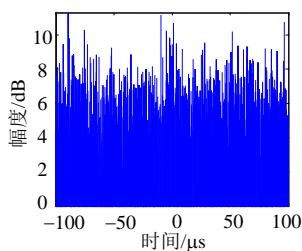


图7 对消延迟15 μs时的输出

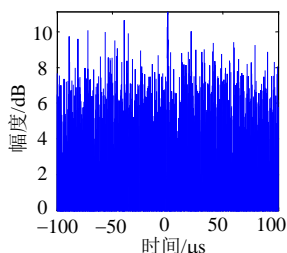


图8 对消相位差20°时的输出

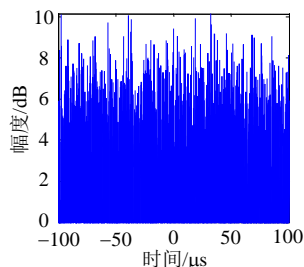


图9 幅值比1.2时的输出

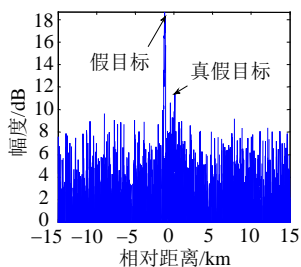


图10 对消与前移欺骗干扰结合

当存在对消误差尤其是相位误差时,为了提高干扰的效果,在采取对消干扰的同时进行前移欺骗干扰,由于对雷达回波进行了对消,因此前移干扰信号的幅值无需补偿就能使其滤波输出的峰值高于真实目标信号。图10给出了前移距离为1 200 m、对消延迟为10 μs的仿真结果。从图中可以看出,假目标比真实目标信号高出近10 dB,这一差距足以让雷达将真实目标信号作为噪声滤出,从而可达到干扰雷达和实现目标隐身的目的。

4 结论

本文提出了一种基于相位调制的相干雷达对消干扰方法,通过结合具体信号形式的细致分析可以得出:

1) 对消信号与雷达回波信号不仅如相干干扰一样要在时、空域上对准,而且要在幅值上相等、相位上相反才能完全地发生相消干涉。2) 合理利用调制后的对消信号可以有效地降低雷达对目标的探测能力,提高目标的雷达隐身性能,即使在存在一定误差的情况下,该对消也是有效的。但就各种误差来说,对消效果对相位上的误差更敏感。3) 当对消干扰同前移欺骗干扰结合时,前移假目标信号无需幅度补偿就能以较高的信噪比进入雷达接收机,从而实现了对真实目标的保护。

参 考 文 献

- [1] 王雪松,刘建成,张文明,等. 间歇采样转发干扰的数学原理[J]. 中国科学(E辑), 2006, 36(8): 891-901.
WANG Xue-song, LIU Jian-cheng, ZHANG Wen-ming, et al. The mathematics principium of Intermittently sampling repeater jamming[J]. Science China: Information Sciences, 2006, 36(8): 891-901.
- [2] 刘建成,王雪松,刘忠,等. 对线性调频脉压雷达的导前假目标群干扰[J]. 电子与信息学报, 2008, 30(6): 1350-1353.
LIU Jian-cheng, WANG Xue-song, LIU Zhong, et al. Preceded false target groups jamming against LFM pulse compression radars[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2008, 30(6): 1350-1353.
- [3] 刘建成,刘忠,王雪松,等. 基于群延迟的前移干扰研究[J]. 自然科学进展, 2007, 17(1): 99-105.
LIU Jian-cheng, LIU Zhong, WANG Xue-song, et al. Forward interference based on the group delay[J]. Progress in Natural Science, 2007, 17(1): 99-105.
- [4] 张仕山,靳学明. 一种SAR相干干扰信号产生快速算法[J]. 电子学报, 2009, 37(1): 108-111.
ZHANG Shi-shan, JIN Xue-ming. A fast algorithm for SAR coherent jamming signal generation[J]. Acta Electronica Sinica, 2009, 37(1): 108-111.
- [5] HO M, CIOFFI J M, BINGHAM J A C. Discrete multi-tone echo cancellation[J]. IEEE Transactions on Communications, 1996, 44(7): 817-825.
- [6] GUO X, SUN H, YEO T S. Interference cancellation for high-frequency surface wave radar[J]. IEEE Transactions on Geosciences and Remoter Sensing, 2008, 46(7): 1879-1892.
- [7] IIZUKA K, FREUNDORFER A P, IWASAKI T. A method of surface clutter cancellation for an underground CW radar[J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 1989, 31(3): 330-332.
- [8] ROOT B. HF radar ship detection through clutter cancellation[C]//IEEE National Radar Conference. Dallas, USA: IEEE, 1998.
- [9] 王玉军,赵国庆,王宏伟. 一种LFM雷达回波的对消干扰算法[J]. 西安电子科技大学学报, 2008, 35(6): 1031-1035.
WANG Yu-jun, ZHAO Guo-qing, WANG Hong-wei. Echo cancelling algorithm for the LFM radar[J]. Journal of Xidian University, 2008, 35(6): 1031-1035.
- [10] 林茂庸,柯有安. 雷达信号理论[M]. 北京:国防工业出版社, 1981.
LIN Mao-yong, KE You-an. Radar signal theory[M]. Beijing: National Defense Industrial Press, 1981.
- [11] 屈金佑,张剑云. MIMO雷达的相干脉冲串检测性能[J]. 电子与信息学报, 2009, 31(2): 378-381.
QU Jin-you, ZHANG Jian-yun. Detection performance of MIMO radar for coherent pluses[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2009, 31(2): 378-381.