doi:10.3969/j.issn.1001-893x.2013.06.009

近程强杂波限幅处理对旁瓣相消性能的影响*

赵英俊1,2,***,李荣锋1,王永良1,刘维建1

(1.空军预警学院 兵器运用工程军队重点实验室, 武汉 430019; 2.海军工程大学 电子工程学院, 武汉 430033)

摘 要:分析了雷达同时受到有源干扰和无源干扰的情况下其抗干扰性能下降的原因。通过数学推 导以及仿真实验对各种因素进行分析,结果表明:引起雷达抗干扰性能变差的原因是由于限幅对旁 瓣相消性能的影响。

关键词:雷达接收机;旁瓣相消;限幅;干扰抑制;自适应波束形成

中图分类号:TN957 文献标志码:A 文章编号:1001-893X(2013)06-0721-05

Effect of Short-range Strong Clutter Constraint on Sidelobe Canceller

ZHAO Ying-jun^{1,2}, LI Rong-feng¹, WANG Yong-liang¹, LIU Wei-jian¹

(1. Key Research Laboratory, Air Force Early Warning Institute, Wuhan 430019, China;

2. College of Electronic Engineering, Naval University of Engineering, Wuhan 430033, China)

Abstract: This paper is concerned with the reason why the performance degradation of the jamming suppression, when there simultaneously exist the active and passive jammings. The rigorous mathematical model is established, and the reason is also exploited from the theoretical viewpoint, which is verified by the simulated data. The results highlight that the reason of degradation of the jamming suppression in the presence of both active and passive jammings is the degradation of the sidelobe cancelling, which, in turn, is introduced by the operation of the amplitude constraint.

Key words: radar receiver; sidelobe canceller; amplitude; interference suppression; adaptive beamforming

现代战争中,雷达作为主要的预警监视装备,其 所发挥的作用越来越重要,与此相对应,反雷达技术 也越来越先进。由于电磁干扰环境无时无刻不在变 化,特别是有源干扰,因其种类繁多、使用灵活、对抗 性强等特点而被广泛采用^[1-3]。同时,雷达会受到 无源杂波干扰的影响。因此,为了提高现代雷达的 生存能力,必须同时具备抗有源干扰和无源干扰的 能力。有源干扰的干扰源总是基本固定在空间某一 位置,从某个单一方向向雷达辐射^[4]。无源干扰通 常是指雷达所接收到的由于物体反射引起的无用回 波信号,例如地杂波、海杂波等。

在工程中,当雷达同时受到有源干扰和无源干 扰时,有些近程强杂波的幅度超出了雷达接收机的 动态范围,因此雷达通常依次采取限幅、脉冲压缩、 自适应旁瓣相消以及动目标显示技术进行对抗,结 果是导致雷达抗干扰性能下降。本文主要分析了引 起雷达抗干扰性能下降的主要因素,并用仿真实验 验证了其正确性。

1 雷达抗干扰原理

工程中,当雷达同时受到有源干扰和无源干扰 时,对抗该干扰最常用的方法是自适应旁瓣相消器 和动目标显示技术(MTI)相级联的技术,其抗干扰 思想是采用分步抑制干扰的方法,第一步抑制有源 干扰,第二步抑制无源干扰。但是,当干扰强度超出 雷达接收机动态范围时要进行限幅处理。雷达抗干

 ^{*} 收稿日期:2012-11-05;修回日期:2013-03-27
 Received date:2012-11-05;Revised date:2013-03-27
 基金项目:国家杰出青年科学基金资助项目(60925005)

Foundation: The National Science Fund for Distinguished Young Scholars of China (No. 60925005)

^{**} 通讯作者:zyj_008@163.com Corresponding author:zyj_008@163.com



图 1 雷达抗干扰原理框图 Fig.1 The block diagram of the jamming suppression for radar

本文以双增益对数中频放大器作为雷达接收机 抗过载电路^[5]对限幅的影响进行分析,其中,放大器 的传输特性曲线如图2所示。



图 2 放大器的传输特性曲线 Fig.2 The curve of the transfer characteristic of the amplifier

为简化分析,假定放大器的传输特性是由两段 折线组成的,其中 k_1 和 k_2 代表折线的斜率, u_i 代表 输入信号, u_0 代表输出信号,当 $u_i < u_f$ 时,放大器为 线性放大状态,当 $u_i \ge u_f$ 时输出被限幅,限幅电平 为 u_f ,输出信号的表达式为

$$\begin{cases} u_0 = k_1 u_i, & u_i < u_f \\ u_0 = k_2 u_i, & u_i \ge u_f \end{cases}$$
(1)

接下来进行脉压、自适应旁瓣处理和 MTI 处 理,自适应旁瓣相消器原理如下:由于辅助天线在期 望信号方向的响应很小,从而使得进入辅助通道的 目标信号功率低于辅助通道的噪声电平,否则会引 起期望信号相消。其工作过程如下^[6]:当空中存在 有源干扰时(假设干扰与期望信号不相关),由主天 线旁瓣接收的干扰信号和辅助天线接收的干扰信号 同时送入自适应旁瓣相消器,根据相应的算法计算 出最优权值 W,最优权值使得各辅助通道加权后的 合成输出对消掉主通道中的干扰,输出目标信号。 当空中没有干扰时,辅助通道接收不到目标信号(或 者很弱),输出权值趋近于零,主通道信号直接输出, 供后继 MTI 处理。其结构示意图如图 3 所示。





图中, d(t) 表示主通道的接收信号, $x_1(t)$, $x_2(t)$,…, $x_N(t)$ 表示辅助通道的接收信号, 下标 N表示辅助天线数, w_1, w_2, \dots, w_N 表示由相应算法得 出的最优权值矢量。我们令 $X(t) = [x_1(t), x_2(t),$ …, $x_N(t)]^T$, $W = [w_1, w_2, \dots, w_N]^T$, 则对消输出可 表示为

$$r(t) = d(t) - \boldsymbol{W}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{X}(t)$$
⁽²⁾

根据最小均方准则(LMS)求取权值,解得

$$\boldsymbol{W} = \boldsymbol{R}^{-1} \boldsymbol{r}_{Xd} \tag{3}$$

其中, $\mathbf{R} = E[\mathbf{X}(t)\mathbf{X}^{H}(t)]$ 表示辅助通道采样的干扰形成的协方差矩阵, $\mathbf{r}_{Xd} = E[\mathbf{X}(t)d^{*}(t)]$ 表示主通道采样的干扰数据和辅助通道的干扰信号的互相关矩阵。

目前,相控阵雷达自适应旁瓣相消、自适应波束 形成等空域自适应抗干扰技术在具体实现时采用了 块自适应算法,即在雷达休止期采集干扰样本,利用 这些样本算出自适应权值,再把这个自适应权值用 于对消整个时间段内的干扰。这一过程在每个雷达 脉冲重复周期内或每个相干处理周期都重复地进 行,空域块自适应算法计算时序图如图4所示。



图 4 空域块自适应算法计算时序图 Fig.4 The sequence chart of the spatial block adaptive algorithm

图中, *T*₂ 为自适应权值样本学习时间, *T* 是雷 达脉冲重复周期或相干处理周期时间, 为 *T*₁、*T*₂ 之 和。如果在 *T*₁、*T*₂ 时间内, 雷达的工作环境没有发 生变化, 或者说干扰变化很慢, *T*₁、*T*₂ 时间内的权 值就可以认为是近似相同的。实际上这种干扰信号 满足时间平稳特性, 目前干扰机施放的噪声压制干 扰就属于这种类型, 因而容易被空域自适应抗干扰 措施对抗掉。

2 限幅对雷达抗干扰性能的影响分析

(1)未限幅时的输出信号

假设主通道接收机具有足够的线性动态范围, 即未对主通道信号限幅时,在第1、2、3个脉冲重复 周期内做自适应旁瓣相消后输出信号分别为

第6期

 $r_1(t) = k_1 d_1(t) \otimes h(t) - W^{H}(k_1 X_1(t) \otimes h(t))$ (4) $r_2(t) = k_1 d_2(t) \otimes h(t) - W^{H}(k_1 X_2(t) \otimes h(t))$ (5) $r_3(t) = k_1 d_3(t) \otimes h(t) - W^{H}(k_1 X_3(t) \otimes h(t))$ (6) 其中, \otimes 表示卷积运算; h(t) 是脉冲压缩滤波器; $d_i(t)$ 和 $X_i(t)(i = 1, 2, 3)$ 分别为第 1,2,3 个脉冲重 复周期内主、辅通道的接收信号, $d_i(t)$ 和 $X_i(t)$ 包含 杂波 $C_{di} \subset C_{Xi}$ 和干扰 $J_{di} \subseteq J_{Xi}$ 以及噪声 n_o 由于是在远 端休止期采集干扰样本,因此在第 1,2,3 个脉冲重 复周期内计算得到的自适应权值 W 可认为是相同 的,进行旁瓣相消前输出信号为

$$y(t) = r_{1}(t) - 2r_{2}(t) + r_{3}(t) =$$

$$k_{1}[1 - 2 1] \begin{bmatrix} d_{1}(t) \otimes h(t) \\ d_{2}(t) \otimes h(t) \\ d_{3}(t) \otimes h(t) \end{bmatrix} -$$

$$k_{1}[1 - 2 1] \begin{bmatrix} \mathbf{W}^{\mathrm{H}}(\mathbf{X}_{1}(t) \otimes h(t)) \\ \mathbf{W}^{\mathrm{H}}(\mathbf{X}_{2}(t) \otimes h(t)) \\ \mathbf{W}^{\mathrm{H}}(\mathbf{X}_{3}(t) \otimes h(t)) \end{bmatrix} =$$

$$k_{1}[1 - 2 1] \begin{bmatrix} (C_{d_{1}} + J_{d_{1}} + n) \otimes h(t) \\ (C_{d_{2}} + J_{d_{2}} + n) \otimes h(t) \\ (C_{d_{3}} + J_{d_{3}} + n) \otimes h(t) \end{bmatrix} -$$

$$k_{1}[1 - 2 1] \begin{bmatrix} \mathbf{W}^{\mathrm{H}}[(C_{d_{1}} + J_{d_{1}} + n) \otimes h(t) \\ (C_{d_{2}} + J_{d_{2}} + n) \otimes h(t) \end{bmatrix} \\ \mathbf{W}^{\mathrm{H}}[(C_{d_{2}} + J_{d_{2}} + n) \otimes h(t)] \\ \mathbf{W}^{\mathrm{H}}[(C_{d_{3}} + J_{d_{3}} + n) \otimes h(t)] \end{bmatrix}$$

$$(7)$$

通过做自适应旁瓣,干扰被抑制掉,经 MTI 处 理后杂波被滤除。因此未限幅时,杂波和干扰被抑 制掉了,此时输出信号为

$$y(t) = k_{1} \begin{bmatrix} 1 - 2 \ 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} n \otimes h(t) \\ n \otimes h(t) \\ n \otimes h(t) \end{bmatrix} - k_{1} \begin{bmatrix} 1 - 2 \ 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{W}^{\mathrm{H}}(n \otimes h(t)) \\ \mathbf{W}^{\mathrm{H}}(n \otimes h(t)) \\ \mathbf{W}^{\mathrm{H}}(n \otimes h(t)) \end{bmatrix} = k_{1} \begin{bmatrix} 1 - 2 \ 1 \end{bmatrix} \left[\begin{bmatrix} n \otimes h(t) \\ n \otimes h(t) \\ n \otimes h(t) \\ n \otimes h(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \mathbf{W}^{\mathrm{H}}(n \otimes h(t)) \\ \mathbf{W}^{\mathrm{H}}(n \otimes h(t)) \\ \mathbf{W}^{\mathrm{H}}(n \otimes h(t)) \\ \mathbf{W}^{\mathrm{H}}(n \otimes h(t)) \end{bmatrix} \right]$$

$$(8)$$

(2)限幅时的输出信号

实际中,接收机线性动态范围有限,近程强杂波可能超出其范围,因此要对主通道信号限幅,此时在第1、2、3个脉冲重复周期内做旁瓣相消处理后输出

信号分别为

 y_1

$$u_{1}(t) = k_{2}d_{1}(t) \bigotimes h(t) - \boldsymbol{W}^{\mathrm{H}}(k_{1} \boldsymbol{X}_{1}(t) \bigotimes h(t)) (9)$$

$$u_{2}(t) = k_{2}d_{2}(t) \bigotimes h(t) - \boldsymbol{W}^{\mathrm{H}}(k_{1} \boldsymbol{X}_{2}(t) \bigotimes h(t))$$
(10)

$$u_{3}(t) = k_{2}d_{3}(t) \bigotimes h(t) - \boldsymbol{W}^{\mathrm{H}}(k_{1} \boldsymbol{X}_{3}(t) \bigotimes h(t))$$
(11)

做 MTI 处理后,输出信号为

$$\begin{aligned} (t) &= u_{1}(t) - 2u_{2}(t) + u_{3}(t) = \\ &k_{2}[1 - 2 \ 1] \begin{bmatrix} d_{1}(t) \otimes h(t) \\ d_{2}(t) \otimes h(t) \\ d_{3}(t) \otimes h(t) \end{bmatrix} - \\ &k_{1}[1 - 2 \ 1] \begin{bmatrix} W^{H}(X_{1}(t) \otimes h(t)) \\ W^{H}(X_{2}(t) \otimes h(t)) \\ W^{H}(X_{3}(t) \otimes h(t)) \end{bmatrix} (12) \end{aligned}$$

由式(7)和式(12)可以看出,限幅前后输出信号 的主要差别在于 $k_1 与 k_2$ 的不同,将两式做差可得 $\Delta(t) = (k_1 - k_2)((d_1(t) - 2d_2(t) + d_3(t)) \otimes h(t)$ (13)

考虑到主通道接收信号 d(t)包含干扰和杂波 以及噪声,由式(13)可以看出($d_1(t) - 2d_2(t) + d_3(t)$)本身就是 MTI 处理,因此杂波被滤除掉,所以 $\Delta(t)$ 中只剩下干扰和噪声。因此我们可得出结论: 引起雷达抗干扰性能下降的因素是限幅对旁瓣相消 有影响,造成干扰对消有剩余。

为分析限幅对抗干扰性能影响的程度,我们用 电子对抗中常用的改善因子作为衡量指标,改善因 子(EIF)为^[5]

$$EIF = \frac{(J+C)/S}{(J_1+C_1)/S_1}$$
(14)

其中,*J*、*C*和*S*分别表示未采用抗干扰措施的系统 干扰功率、杂波功率和信号功率,*J*₁、*C*₁和*S*₁分别 表示采用抗干扰措施后的系统干扰功率、杂波功率 和信号功率。EIF表明了系统采用抗干扰措施后信 干杂比提高的倍数。

3 仿真验证

仿真环境设置:设置参数如雷达信号的载频、脉 宽(150 μs)、调制样式(线性调频,带宽1 MHz)、重复 周期(2.5 ms)等均参考实际环境。主阵仿真采用了 切比雪夫加权的 20 单元阵列方向图进行近似,副瓣 电平为-35 dB,辅助阵采用3个阵元。有源干扰为 压制性噪声干扰,入射角度为-40°,干噪比为 45 dB,无源干扰为多普勒频率位于零频附近的杂 波,入射角度为0°,杂噪比为60 dB,限幅电平为 50 dB,目标位于60 km处,信噪比为22 dB。

图 5 给出了雷达接收的回波信号包含干扰和杂 波时信号的幅值变化情况,从图中可以看出,目标被 淹没在干扰和杂波中,同时干扰和杂波叠加的部分 幅值超过了限幅电平。



图 5 抗干扰处理前信号幅度 Fig.5 The amplitude before jamming suppression

图 6 给出了没有限幅时经抗干扰处理后信号的 幅值变化情况,从图中可以看出,当不对干扰和杂波 进行限幅时,旁瓣相消性能良好,杂波也被 MTI 滤波 器抑制掉,干扰对消没有剩余,目标被识别出来。



图 6 抗干扰处理后信号幅度(未限幅) Fig. 6 The amplitude after jamming suppression (no amplitude constraint)

图 7 给出了限幅时经抗干扰处理后信号的幅值 变化情况,从图中可以看出,当对干扰和杂波进行限 幅时,干扰对消性能很差,干扰对消有剩余,无法识 别目标,图中的突起部分就是做旁瓣相消后剩余的 干扰。根据改善因子计算公式计算得到,当限幅时, 改善因子为33 dB;未限幅时,改善因子为45 dB。以 上仿真结果充分说明,理论分析和仿真验证相一致, 进一步说明引起干扰对消效果变差的主要原因是由 于限幅造成旁瓣相消性能下降。



Fig.7 The amplitude after jamming suppression (amplitude constraint)

4 结 论

本文分析了雷达受到干扰并采取限幅措施的情况下引起雷达抗干扰性能下降的因素。从分析可以得知,造成雷达抗干扰性能下降的主要原因是由于限幅对旁瓣相消性能的影响导致干扰对消有剩余。因此在雷达系统的设计中,一定要综合考虑限幅对 旁瓣相消性能所造成的影响,这对雷达系统的设计 者具有重要的参考价值。

参考文献:

- Guo Jianming, Li Jianxun, Lv Qiang. Survey on Radar ECCM Methods and Trends in its Developments [C] //Proceedings of 2006 CIE International Conference on Radar. Shanghai: IEEE, 2006: 1578 – 1581.
- [2] 韦杉,吴路刚.旁瓣对消对单脉冲跟踪雷达测角精度影响分析[C]//第十届全国雷达学术年会论文集(下册). 北京:国防工业出版社,2008,234-235.
 WEI Shan, WU Lu-gang. Angle Measurement Precision Analysis of SLC in Mono-pulse Tracking Radar[C]//Proceedings of the 10th National Radar Conference (Part II). Beijing: National Defense Industry Press,2008:234-235.(in Chinese)
- [3] 丘新军.雷达对抗技术与效果评估方法研究[J].舰船 电子工程,2012,32(9):82-83.
 QIU Xin-jun. Radar Counter Technical Analysis in Complex Electromagnetic Environment[J]. Ship Electronic Engineering,2012,32(9):82-83. (in Chinese)
- [4] 孙晓兵,张守宏.数字旁瓣相消与动目标显示的兼容性

· 724 ·

分析[J].现代雷达,1992,14(5):50-56.

SUN Xiao-bing, ZHANG Shou-hong. The Analysis of the Compatibility of Digital Sidelobe Canceller(DSLC) and Moving Target Indicator(MTI)[J]. Modern Radar, 1992, 14(5): 50 – 56. (in Chinese)

[5] 杨俊华,张大彪.双增益对数中频放大器[J].电子科技 大学学报,2002,31(6):566-570.

YANG Jun-hua, ZHANG Da-biao. Double Gain Logarithmic Intermediate Frequency Amplifier [J]. Journal of University of Electronic Science and Technology of China, 2002, 31(6): 566 – 570. (in Chinese)

[6] 张国熊,周梅军.旁瓣对消抗干扰改善因子数学模型分析[J].中国雷达,2011(2):51-53.

ZHANG Guo-xiong, ZHOU Mei-jun. The mathematical model of the improvement factor of the sidelobe canceller[J]. China Radar, 2011(2):51 – 53. (in Chinese)

作者简介:



赵英俊(1984—),男,黑龙江海伦人,博 士研究生,主要研究方向为自适应阵列信号 处理:

ZHAO Ying-jun was born in Hailun, Heilongjian Province, in 1984. He is currently working toward the Ph.D. degree. His research direction is adaptive array signal processing.

Email: zyj_008@163.com

李荣锋(1971一),男,浙江长兴人,博士,教授;

LI Rong-feng was born in Changxing, Zhejiang Province, in 1971. He is now a professor with the Ph.D. degree.

王永良(1965—),男,浙江嘉兴人,博士,教授;

WANG Yong-liang was born in Jiaxing, Zhejiang Province, in

1965.He is now a professor with the Ph.D. degree. **刘维建**(1982—),男,山东莱芜人,博士研究生。

LIU Wei-jian was born in Laiwu, Shandong Province, in 1982. He is currently working toward the Ph.D. degree.