

# 基于傅里叶变换的雷达通道均衡算法性能分析及改进

王 峰, 傅有光, 孟 兵, 陈丽敏

(南京电子技术研究所 603 室, 江苏南京 210013)

**摘要:** 本文研究了基于傅里叶变换的雷达通道均衡算法的性能, 对工程应用中影响算法性能的因素进行了详细分析, 这些因素包括信噪比、信号带宽与采样率的关系及群延迟等, 给出了针对上述因素的解决方案. 其中针对群延迟的影响, 根据循环卷积的原理, 提出了一种实现非因果均衡器的方法. 以上分析都是在实验数据的基础上进行的. 分析结果表明, 避免几种因素的影响后, 改进算法可以获得较好的均衡性能.

**关键词:** 通道均衡; 群延迟; 副瓣对消

中图分类号: TN959.7 文献标识码: A 文章编号: 0372-2112 (2006) 09-1677-04

## Performance Analysis and Improvement of the Equalization Algorithm Based on Fourier Transform for Radar Channel

WANG Feng FU You-guang MENG Bing CHEN Limin

(Nanjing Research Institute of Electronics Technology, Nanjing, Jiangsu 210013 China)

**Abstract** The performance analysis of a kind equalization algorithm based on Fourier Transform for radar channel is carried out. The factors including Signal-to-noise ratio, relationship between bandwidth and sampling rate and group delay affecting the algorithm's performance are analyzed and solutions are proposed. According to the principle of circular convolution, a method of realizing non-causal equalizer is proposed to suppress the influence of the group delay effect. All analysis is based on experiment data. The results show that the modified algorithm could achieve good performance after avoiding the influence of the several factors.

**Key words** channel equalization; group delay; side lobe cancellation

### 1 引言

雷达通道均衡常被用在副瓣对消系统中, 保证辅助通道与主通道的幅度和相位的一致性, 从而提高副瓣干扰对消系统的对消性能. 经常被研究的一种算法是基于傅里叶变换的通道均衡算法. 虽然, 针对该算法的研究较多, 但在国内迄今为止, 仍然没有成功应用的例子. 究其原因, 是因为该算法受到许多实际因素的影响, 从而导致算法性能严重下降, 致使应用失败. 本文经过大量实验研究, 对各种影响因素进行了详细研究, 并给出了克服这些影响因素的方法.

基于傅里叶变换的算法原理如图 1

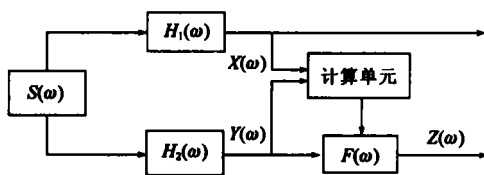


图 1 基于傅里叶变换的雷达通道均衡算法原理框图

为了便于描述, 信号及系统的表示均采用频域表示方法. 发射信号  $S(\omega)$  通过功分器, 从接收机前放端灌入各通

道, 假设  $H_1(\omega)$  是参考通道的传递函数,  $H_2(\omega)$  是被均衡通道的传递函数,  $X(\omega)$  和  $Y(\omega)$  分别是两通道的输出,  $Z(\omega)$  是均衡器  $F(\omega)$  均衡后的输出. 均衡的结果是

$$Z(\omega) = X(\omega) \quad (1)$$

$$\text{由于 } Z(\omega) = Y(\omega)F(\omega) = S(\omega)H_2(\omega)F(\omega) \quad (2)$$

$$\text{而 } X(\omega) = S(\omega)H_1(\omega) \quad (3)$$

$$\text{所以 } F(\omega) = H_1(\omega)H_2(\omega) \quad (4)$$

式 (4) 即需要求取的均衡器响应.

以下通过实验数据分析影响该算法性能的因素, 并给出解决方法.

### 2 影响通道均衡算法的因素分析

2003 年和 2004 年先后进行了两次实验, 获取了大量数据, 对图 1 中的雷达通道均衡算法进行性能分析. 实验采用的灌入信号为连续两个线性调频信号, 获得的数据主要有两种, 带宽 5MHz, 采样率 10MHz; 带宽 2.5MHz, 采样率 10MHz.

#### 2.1 通道信噪比对算法性能的影响

首先分析通道信噪比对均衡算法性能的影响. 采用了一段带宽 2.5MHz, 采样率 10MHz 的数据. 均衡前两通道数

据的傅里叶变换如图 2 所示。由图 2 可见, 两信号在带内幅度有差异, 该差异即算法要均衡的幅度差异, 而带外的差异为噪声造成的差异, 这种差异对算法的影响是非常严重的。这是由该算法的本质决定的。图 3 给出了两通道信号频谱的比式 (4), 可以看出, 在高频端噪声部分的比值相差的倍数很多。图 3 的频谱特性即均衡器的频谱特性。由滤波器的知识可知, 如果一个滤波器要获得图 3 所示的频谱特性, 具有较多尖锐谱峰, 则系统必须有相应的极点。谱峰越高, 极点越靠近单位圆。由于均衡器采用 FR 结构的滤波器, 要模拟这样的滤波器是很困难的。图 4 是反傅里叶变换得到的时域系数 (32 阶 FR 滤波器), 可见系数不收敛。而且, 由于频谱中的谱峰是由噪声引起的, 本质上并不反映系统的特性, 即本身是错误的, 因此傅里叶反变换得到的时域系数也是错误的。图 5 给出了均衡后的幅度特性, 可见算法未获得好的均衡效果。大量的实验数据表明, 噪声段的频谱幅度比差异应小于 8 即可获得较好的时域系数, 大于此值时获得系数不再准确。解决此问题的关键是保证被均衡通道与参考通道的输入信号信噪比, 在实际中, 采用 60dB 左右的信噪比, 获得了较好的均衡效果 (见第 3 节), 同时注意两通道

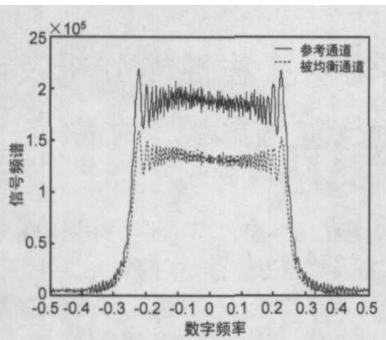


图 2 两通道信号的傅里叶变换

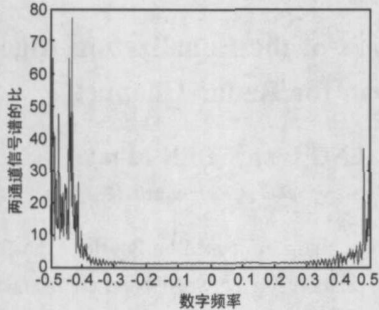


图 3 两通道傅里叶变换的比

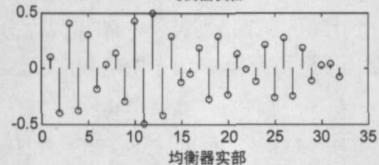
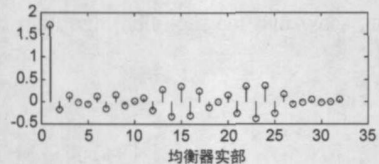


图 4 均衡器系数

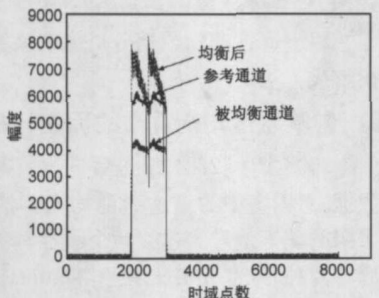


图 5 均衡前后的信道幅度 (2 个 LFM 信号)

的噪声底较接近。获得高信噪比的方法是在保证前放不限幅的情况下, 尽量增大输入端的信号, 中频放大可加入衰减。

### 2.2 带宽与采样率关系对算法性能的影响

在雷达实际信号处理中, 为了降低数据率, 往往使得信号处理的数据率等于带宽。这虽对脉压、数字波束形成等并无影响, 但对通道均衡却影响很大。在带宽等于采样率的情况下, 虽然刚好满足采样定理, 但由于信号的谱能量在带外并不会立即降为零, 因此必然存在频谱混叠。这会造成计算所得的均衡器系数失真, 无法获得好的均衡效果。通过一段 5MHz 带宽, 10MHz 采样率的数据来观察均衡效果。

图 6 和图 7 分别给出了均衡器的幅频特性和相频特性。

由图 6、7 可见, 在刚刚满足采样定理的条件下, 由于线性调频信号的谱在带外下降有一定的过渡, 因此, 产生谱混叠, 造成了在高频段均衡器的幅频和相频都产生了非线性波动。对于 FR 结构的均衡器, 由于无法实现非线性的相频, 因此反傅里叶变换得到的均衡器系数有振荡, 见图 9 均衡器实部, 所求得的均衡器系数有失真。用该系数均衡后的幅度产生失真, 见图 8

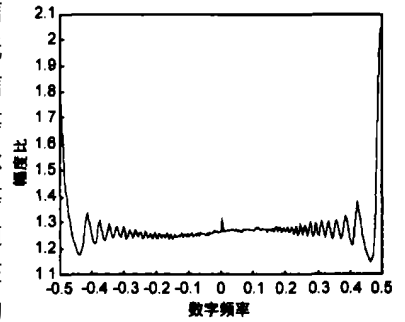


图 6 均衡器的幅频特性

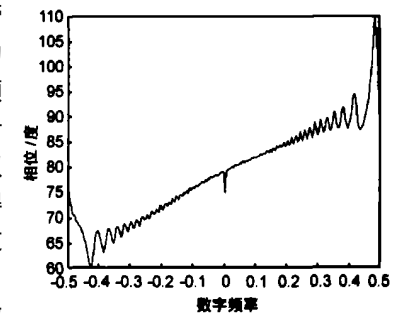


图 7 均衡器的相频特性

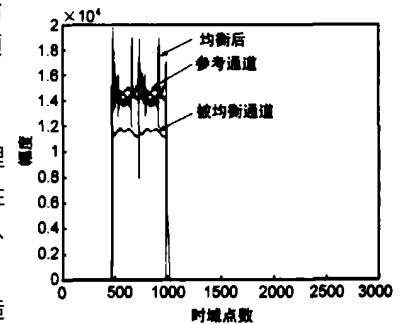


图 8 均衡前后的幅度一致性 (2 个 LFM 信号)

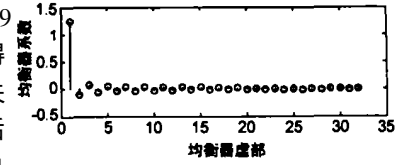
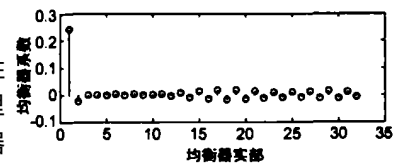


图 9 均衡器系数

进一步的仿真和实验数据表明, 对于 1MHz 采样率, 4.5MHz 的信号可以获得较好的均衡, 进一步加大带宽, 可出现失真现象。对于雷达系统而言, 如果在脉压等信号处理过程中, 仍然采用仅满足采样定理的数据率, 可将均衡模块置于中频数字正交模块中, 如图 10

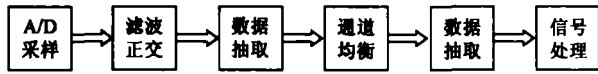


图 10 使均衡采样率高于信号处理采样率的处理方法

由于 A/D 采样的速率比信号的带宽高很多, 在进行数字带通滤波和数字正交之后, 往往要进行抽取, 在第一次抽取时, 可保留信号采样率比带宽高 2 倍, 这样即可保证通道均衡对采样率的要求。在完成均衡之后, 再进行一次抽取, 进一步降低数据流量, 便于后续信号处理。

2.3 通道群延迟特性对算法性能的影响

由于接收机中模拟滤波器等器件的作用, 造成被均衡通道和参考通道的输出信号存在时间延迟, 经实验观测, 该时延差一般在几纳秒至几十纳秒的量级上。对于线性调频信号而言, 该时延造成相位差随着频率的增加而增加。该延迟被称为群延迟。设该时延为  $t$  在 10MHz 的采样率下, 该时延小于一个采样间隔。对于群延迟滤波器的设计, 文献[6]有所讨论, 应采用非因果的 FIR 滤波器才能实现。这是因为, 对于群延迟而言, 会造成线性相位, 而对于 FIR 滤波器, 采用对称的系数较易实现线性相位, 而这就意味着该滤波器是一双边序列, 从而是非因果的。非因果滤波

器在物理世界是不存在的, 但是, 由于存储器的使用, 通过数据存储, 并对待均衡通道引入时延, 从而将非因果滤波器转换为因果滤波器实现。

下面通过循环卷积的分析, 得出构造正确的均衡器系数的方法。由循环卷积的知识可知, 对式 (4) 的反傅里叶变换在时域应该是周期的序列, 常用的傅里叶变换仅截取了其中一个周期, 该周期包含了其中的因果和反因果序列响应。如图 11 所示。

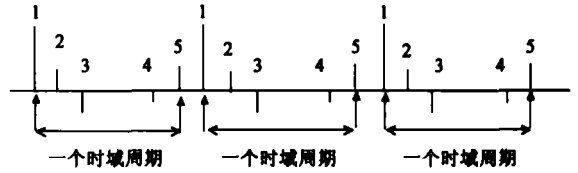


图 11 一个离散傅里叶变换的反变换得到的时域循环序列

在图 11 所标的一个时域周期中, 标号 1~3 为因果序列分量, 标号 4, 5 为非因果分量。更一般的讲, 前半部分是因果序列, 后半部分为反因果序列。FFT 反变换得到的即一个周期的时域序列。由于一般的反傅里叶变换的点数很多, 如 256 点, 因此, 时域均衡器系数通常要截取, 如截取 32 点。通常的做法是截取前 32 点。这就损失了反因果序列部分, 因此均衡的效果就不理想。采用一段数据考察该种截取方法所得均衡器的性能, 信号为两个 LFM 信号, 2.5MHz 带宽, 10MHz 采样率。反 FFT 取 128 点, 仅截取前 32 点的系数, 用来作均衡器。

由图 12 可见, 在均衡前, 两通道相位差随着信号频率

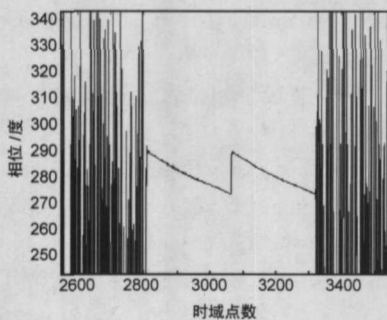


图 12 均衡前的相位误差(数据从 2800 点开始, 两个 LFM 信号)

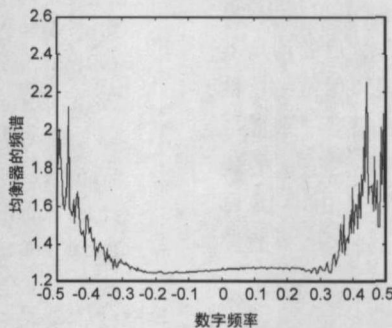


图 13 均衡器的频谱响应

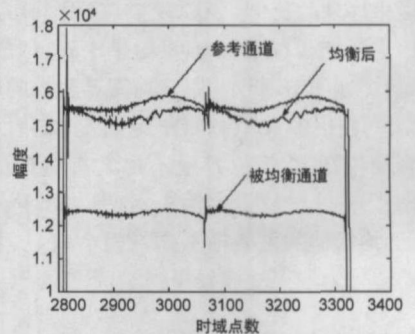


图 14 均衡前后的输出信号幅度

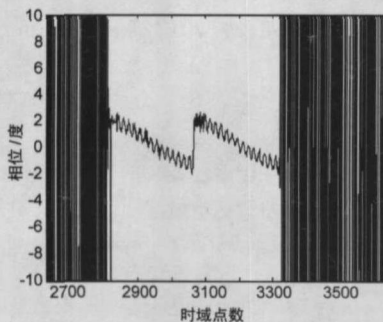


图 15 均衡后的相位差

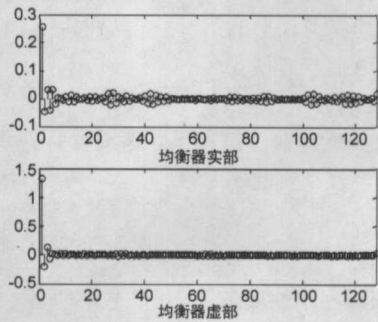


图 16 反傅里叶变换求得的均衡器系数

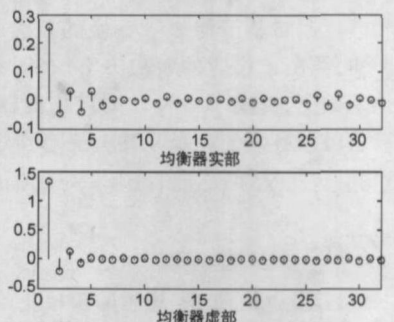


图 17 截取的前 32 个系数

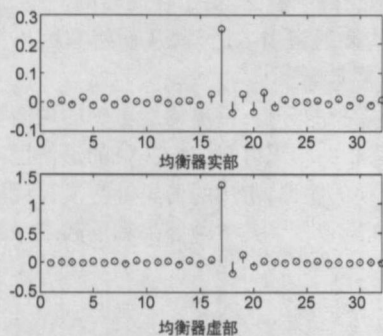


图 18 所求得的均衡器时域系数

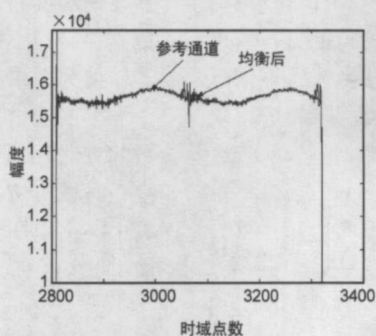


图 19 均衡后的幅度一致性

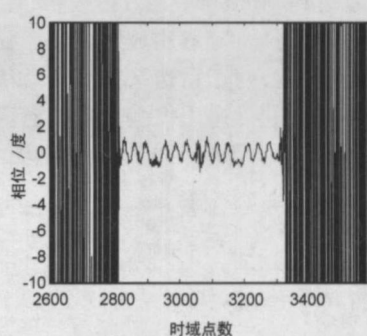


图 20 均衡后的相位一致性

的变化而变化, 基本是线性的. 这就是由于两通道的群延迟引起的. 图 13 给出了两通道输出谱的比值, 即均衡器的频谱. 与图 3 相比而言, 在高频噪声段的比值变化不大, 因此, 求得的均衡器系数准确度高. 图 14 为均衡后前后的两通道信号幅度. 可见算法没有获得理想的均衡效果. 由图 15 均衡后的相位差也可以看出, 仍有一定斜率的相位残留. 图 16 是所有 128 点均衡器的系数. 图 17 是算法截取的前 32 点系数. 可见, 仅截取 32 点因果系数的均衡器获得的均衡效果不佳.

### 3 基于傅里叶变换的非因果通道均衡器

为了改进均衡器的性能, 取反傅里叶变换后的系数时, 对因果序列和反因果序列同样重视, 并排列成图 11 中的<sup>[4,5,1,2,3]</sup>的顺序. 这种方法, 相当于在周期的均衡器系数上作向左平移的截取. 一般情况下, 由于不知道因果和反因果序列的比例, 各取一半. 在图 16 的系数中左侧 16 点因果序列和右侧 16 点反因果序列, 构成了 32 点的均衡器系数. 如图 18 所示. 用该均衡器获得的幅度和相位一致性结果如图 19 和 20. 由图 19 可见, 均衡后的幅度一致性拟合的较好. 而相位差也不再具有典型的群延迟造成的斜率, 但细小波纹没有消失, 这是由噪声引起的. 由图 18 可见, 均衡器的主要抽头向右发生时延, 从而将非因果滤波器转化为因果滤波器得到实现.

### 4 结论

本文根据实验数据, 首先分析了信噪比, 带宽与采样率和群延迟对基于傅里叶变换的雷达通道均衡算法性能的影响, 给出了相应的解决方案. 在对雷达通道群延迟分析的基础上, 提出了一种非因果均衡器的实现方法, 该均衡算法可以有效的克服原算法缺陷, 有效的实现对通道群延迟的修正, 从而使通道具有更好的幅度和相位一致性.

### 参考文献:

- [1] 傅有光, 唐纬, 张倩. 通道间幅相差异对副瓣相消性能的影响与解决方法 [J]. 现代雷达. 2000, 22(12): 49-55

Fu Youguang Tang Wei Zhang Qian Influence of difference of amplitude and phase between channels to SLC performance and its solution method [J]. Modern Radar, 2000, 22(12): 49-55. (in Chinese)

- [2] 倪晋麟, 李振, 张光义. 通道失配对自适应阵列的影响 [J]. 现代雷达. 1994, 16(3): 53-59.  
Ni Jinlin Lizhen Zhang Guangyi The effect of channel mismatch on the performance of the adaptive array [J]. Modern Radar, 1994, 16(3): 53-59. (in Chinese)
- [3] Shunjun Wu Yingjun Li Adaptive channel equalization for space-time adaptive processing [A]. Record of the IEEE International Radar Conference [C]. Xi'an, China Xidian Univ 1995 624-628
- [4] Johnson JR, Fenn AJ, Aumann HM, Willwerth FG. An experimental adaptive nulling receiver utilizing the sample matrix inversion algorithm with channel equalization [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1991, 5(39): 798-808
- [5] 王峰, 傅有光, 夏映玲. 非最小相位雷达通道均衡算法 [J]. 现代雷达. 2004, 26(11): 68-70.  
Wang Feng Fu Youguang Xia Yingling Non minimum phase equalization algorithm for radar channel [J]. Modern Radar, 2004, 26(11): 68-70. (in Chinese)
- [6] 马远良, 赵俊渭, 张全. 用 FIR 数字滤波器实现高精度时延的一种新方法 [J]. 声学学报. 1995, 20(2): 121-126.  
Ma Yuanliang Zhao Junwei Zhan Quan New method for high precision time delay implementation by FIR digital filter [J]. ACTA Acustica, 1995, 20(2): 121-126. (in Chinese)

### 作者简介:

王峰 男, 1976年3月出生于山东省淄博市, 博士, 工程师, 南京电子技术研究所 603室, 主要从事雷达空域信号处理与无源雷达信号处理技术的研究工作. E-mail: fengwang6304@yahoo.com.cn

傅有光 男, 1942年出生于江苏省南京市, 研究员, 南京电子技术研究所 603室, 从事雷达信号处理工作多年.