

插值 FIR 视频积累器

张子敬, 焦李成

(西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室, 西安 710071)

摘 要: 扫描雷达的最优视频积累器因运算量大而难以实时实现. 本文提出了一种新的 FIR 视频积累器——插值 FIR 积累器. 与最优积累器相比, 新积累器运算效率高, 舍入噪声小. 而且, 它与最优积累器具有几乎相同的性能. 因而新积累器具有较好的实用性.

关键词: 视频积累器; 信噪比; 插值; 抽取

中图分类号: TN713 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2000) 09-0052-04

Interpolated FIR Video Integrator

ZHANG Zi-jing, JIAO Li-cheng

(National Key Lab. for Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an 710071, China)

Abstract: Requiring a large number of arithmetic operations, the optimal video integrator for scanning radars is difficult to implement in real time. A new FIR video integrator, namely interpolated FIR video integrator, is proposed. Compared with the optimal integrator, the proposed integrator is computationally efficient and has reduced roundoff noise. Moreover, the new integrator has nearly the same performances as the optimal integrator. Therefore, the proposed integrator is practical.

Key words: video integrator; SNR; interpolation; decimation

1 引言

当脉冲雷达的波束扫过目标时, 雷达接收到一串幅度受天线方向图调制的回波脉冲. 为了充分利用回波能量, 提高雷达的检测能力, 通常要对接收的多个脉冲进行积累. 在检波后完成的积累叫视频积累, 它的积累效果低于检波前的相参积累^[1]. 由于视频积累简单, 容易实现, 因而广泛应用于各种扫描雷达.

回波的幅度是不均匀的, 因而对目标回波积累时, 要按一定规则进行加权积累. 在小信噪比时, 最优加权正比于天线方向图的四次方^[2]. 这可通过一个 FIR 滤波器实现. 雷达的视频积累是在相同距离单元不同重复周期之间进行的. 因此, 在距离门内, 有多少个距离单元就要进行多少次积累. 尽管每个距离单元的积累运算量不大, 但全部距离单元视频积累的总运算量相当大. 因此普遍采用递归型积累器 (如双极点滤波器^[2], 双极点滤波器组^[3]) 近似实现最优加权, 其运算量较小. 但递归型积累器信噪比改善低于最优视频积累. 而且, 当积累脉冲数较多时, 用有限精度实现的双极点滤波器可能出现不稳定现象^[3].

在多速率信号处理中, 抽取和插值是两种常用的提高运算效率的方法. 抽取可以减少数据的冗余度, 降低数据率; 插值可以恢复原来的数据率. 根据插值和抽取的性质, 本文提出了一种新的 FIR 视频积累器——插值 FIR 积累器. 新积累器

与最优积累器具有几乎相同的性能, 而运算量大大降低. 此外, 新积累器具有更低的舍入噪声, 可以在性能和运算量之间折衷, 具有较好的灵活性.

2 插值 FIR 积累器

当信号较小时, 对回波的最优加权正比于天线方向图函数 (单程) 的四次方. 如果天线方向图函数呈 $\sin x/x$ 型, 那么, 最优加权函数 $w(n)$ 为^[2]

$$w(n) = s^4(n), s(n) = \frac{\sin(n)}{n}, -N \leq n \leq N \quad (1)$$

其中 $N = \lfloor (1.3916/\Delta\theta)^2 \rfloor = 4.13N$, $\lfloor \cdot \rfloor$ 代表取整数部分, $\Delta\theta = 1.3916^\circ$ 是 3dB 波束宽度, N 是脉冲重复周期内天线扫过的角度, 3dB 波束宽度内的积累脉冲数 $N = 2/\Delta\theta^2$.

这种最优加权可用一个脉冲响应为 $w(n)$ 的 FIR 滤波器实现, 但这种方法的运算量太大. 利用 $w(n)$ 的对称性, 实现 $w(n)$ 需要 $N+1$ 次乘法 (假定 $w(n)$ 的对称中心不为 1), $2N$ 次加法. 即运算量随积累脉冲数 N 线性增加. 由于运算量太大, 使最优积累难以实时实现.

$s(n)$ 可近似看作辛克函数, 即截止频率约为 $\omega_c = 2.7832/N = \pi/(1.13N)$ 的理想低通滤波器. 因为 $w(n) = s(n) \cdot s(n) \cdot s(n) \cdot s(n)$, 相当于在频域卷积三次, 所以 $w(n)$ 的截止频率约为 $3\pi/(1.13N)$. 对 $w(n)$ 最大可以 $M_{\max} = \lfloor 3/(1.13N) \rfloor = 4.13N/3$ 倍抽取 (下采样) 而无明显混叠.

收稿日期: 1999-04-12; 修回日期: 2000-04-19

基金项目: 国家自然科学基金 (No. 69772029); 国家“863”高技术项目基金 (No. 863-317-03-05-99)

为了降低运算量,在 $w(n)$ 的所有系数中,仅仅保留 $n = M$ 的整数倍的系数,而将其它系数置零,即

$$r(n) = \begin{cases} w(n), & n = lM \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (2)$$

$r(n)$ 相当于对 $w(n)$ 先 M 倍下采样,再 M 倍上采样,即用零作插值.假定 $a(n)$ 是 $w(n)$ 的 M 倍下采样, $a(n)$ 的 z 变换为 $A(z)$,因而 $r(n)$ 的 z 变换 $R(z) = A(z^M)$. 设 $w(n)$ 的 z 变换为 $W(z)$,则有^[4]

$$R(z) = \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} W(e^{j(\cdot - i2/M)}) \quad (3)$$

即在 $R(z)$ 中出现了 $M-1$ 个不需要的 $W(e^{j(\cdot - i2/M)})$, $i = 1, \dots, M-1$. 它们是 $W(z)$ 的 $2/M$ 的整数倍平移,称为 $W(z)$ 的镜像.显然,如果再串联一个低通滤波器 $B(z)$,就可抑止这 $M-1$ 个镜像分量.从而近似恢复原来的频响 $W(z)$,使新积累器的信噪比改善^[2]接近最优积累器.因此,新积累器的传递函数 $H(z)$ 可表示为

$$H(z) = A(z^M) B(z) \quad (4)$$

由于 $H(z)$ 的脉冲响应 $h(n)$ 是通过 $B(z)$ 对 $A(z^M)$ 的脉冲响应插值得到的,故称 $H(z)$ 为插值 FIR 积累器.

积累器是一个窄带低通滤波器,它的输出的有很强的相关性,并且, N 越大,其带宽越窄,相关性越强.因此,对积累器的输出作抽取不会导致明显的性能降低.图 1 是抽取因子为 D 的插值 FIR 积累器.

选择适当的 M ,使 $W(z)$ 与其镜像足够远,可以使 $B(z)$ 的过渡带很宽.因为 FIR 滤波器的阶次与其过渡带宽成反比,所以, $B(z)$ 可用低阶 FIR 滤波器实现,其运算量较小.

$R(z)$ 中的 $M-1$ 个镜像的位置是已知的,它们的中心位于 $\omega = i2\pi/M$, $i = 1, \dots, M-1$. 而其它频段属于旁瓣区,不需再作进一步的衰减.因此只要在 $M-1$ 个镜像的中心设置零点,就可很好地抑止镜像.

令 $C(z) = 1 - z^{-1}$, 梳状滤波器 $C(z^M)$ 在 $\omega = i2\pi/M$, $i = 0, \dots, M-1$ 处有 M 个零点.显然,应该去掉 $\omega = 0$ 处的零点.故 $B(z)$ 可选为

$$B_0(z) = \frac{C(z^M)}{C(z)} = \frac{1 - z^{-M}}{1 - z^{-1}} \quad (5)$$

实际上, $B_0(z)$ 等效于 FIR 滤波器 $B(z) = 1 + z^{-1} + \dots + z^{-(M-1)}$. 当 M 较大时, $B_0(z)$ 的实现效率比 $B(z)$ 高得多.不管 M 多大, $B_0(z)$ 没有乘法,只有两次加法.为了获得更大的阻带衰减,本文选择 $B(z)$ 为

$$B(z) = B_0(z) \cdot B_0(z) \quad (6)$$

M 则选为

$$M = \begin{cases} M, & M = 2 \lfloor M/2 \rfloor \\ M+1, & M = 2 \lfloor M/2 \rfloor + 1 \end{cases}, M = \lfloor 1.3N/4 \rfloor \quad (7)$$

即如果 M 是偶数则选为 M , 否则用 $M+1$ 作为 M . 抽取因子选为

$$D = M/2 \quad (8)$$

$w(n)$ 的对称中心的两侧各有 N 个系数.按式(7)选择 M , $a(n)$ 的对称中心的两侧各有 3 个或 4 个系数 ($N = 9, 10$ 时, $a(n)$ 的对称中心的两侧各有 5 个系数).因为 $w(4M)$, w

(5M) 很小,如果 $a(n)$ 的对称中心的两侧超过 3 个系数,就把多出的系数置为零.令修正后的 $a(n)$ 为 $a(n)$,则 $a(n)$ 的对称中心的两侧各有 3 个系数,即 $a(n) = \{w(3M), w(2M), w(M), w(0), w(M), w(2M), w(3M)\}$,相应的 z 变换为 $A(z)$.令 $am(n)$ 为 $a(n)$ 的 M 倍上采样,则 $am(n)$ 的 z 变换为 $A(z^M)$.所以修正后的插值 FIR 积累器为

$$H(z) = A(z^M) B(z) \quad (9)$$

因为 $A(z^M) = A((z^2)^{M/2})$, $C(z^M) = C((z^2)^{M/2})$ 以及先用 $H(z^{M/2})$ 滤波再 $M/2$ 倍抽取等效于先 $M/2$ 倍抽取再用 $H(z)$ 滤波^[4].所以,对插值 FIR 积累器 $H(z)$ 下采样,则有

$$\begin{aligned} [H(z)] \downarrow (M/2) &= [(1/C^2(z)) (C^2(z^M) A(z^M))] \downarrow (M/2) \\ &= \{[1/C^2(z)] \downarrow (M/2)\} C^2(z^2) A(z^2) \end{aligned} \quad (10)$$

图 2 是下采样的 $H(z)$ 的框图,图 3 和图 4 分别是无下采样和有下采样时 $H(z)$ 的信号流程图.

图 1 下采样的插值 FIR 积累器的一般形式

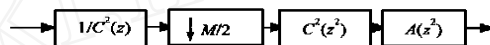


图 2 下采样的插值 FIR 积累器 $H(z)$ 的框图

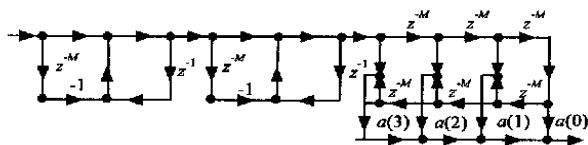


图 3 插值 FIR 积累器 $H(z)$ 的信号流程图

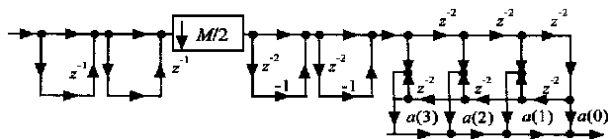


图 4 下采样的插值 FIR 积累器 $H(z)$ 的信号流程图

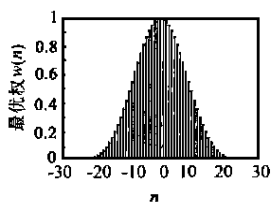
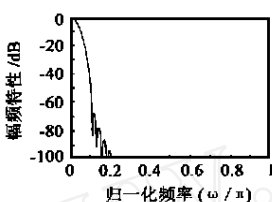
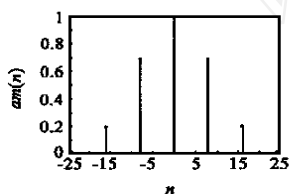
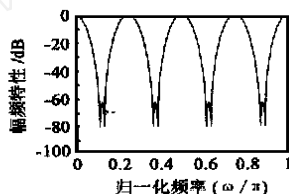
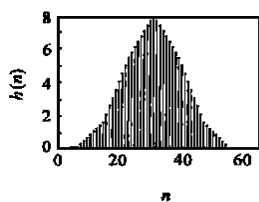
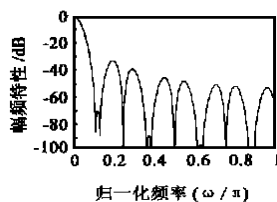
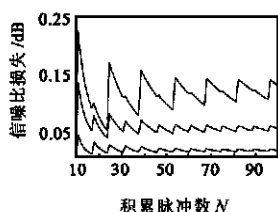
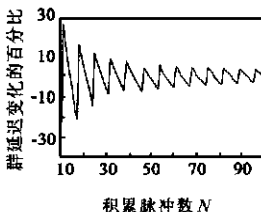
对积累器作归一化时,可将一常数乘以 $a(n)$.因此, $a(n)$ 的对称中心一般不等于 1.由图 3 可知,插值 FIR 积累器 $H(z)$ 需要 4 次乘法, $2+2+6=10$ 次加法,且与积累脉冲数无关.在图 4 中,由于 $1/C^2(z)$ 之后的数据率下降为原来的 $2/M$,单位时间内,下采样的插值 FIR 积累器 $H(z)$ 的乘法次数为 $4 \cdot 2/M = 8/M$,加法次数为 $2 + (2+6) \cdot 2/M = 2 + 16/M$.所以,新积累器大大减少了最优 FIR 积累器的运算量,双极点滤波器是一种常用的 IIR 积累器,实现双极点滤波器需要 2 次乘法和 2 次加法.如果把乘法和加法次数之和作为计算复杂度,当 $N > 38$ 时,下采样的插值 FIR 积累器的运算效率高于双极点滤波器.实际上,对于很多硬件,乘法比加法复杂多.因而,新积累器具有更明显的速度优势.并且,新 FIR 积累器没有双极点滤波器的稳定性问题^[2].

3 模拟举例

假定 3dB 波束宽度内的积累脉冲数 $N = 30$,最优 FIR 视频积累器的脉冲响应 $w(n)$ 的两侧各有 33 个系数,如图 5 所

示,图6为 $w(n)$ 的幅频特性.选择 $M=8$, $w(n)$ 的8倍下采样 $a(n)=[0.0000113, 0.0161, 0.2029, 0.6878, 1, 0.6878, 0.2029, 0.0161, 0.0000113]$,舍掉0.0000113后, $a(n)=[0.0161, 0.2029, 0.6878, 1, 0.6878, 0.2029, 0.0161]$.图7为 $a(n)$ 的8倍上采样 $am(n)$,图8为 $am(n)$ 的幅频特性.图9为 $N=30$ 时,插值FIR积累器 $H(z)$ 的脉冲响应 $h(n)$,图10是 $N=30$ 时,插值FIR积累器 $H(z)$ 的幅频特性.

$N=30$ 时,最优积累器 $w(n)$ 的信噪比改善^[2]为12.767dB.长度为67,群延迟为33.在单位时间内,实现 $w(n)$ 需要33次乘法,66次加法.相对于最优权 $w(n)$,不抽取时, $h(n)$ 的信噪比改善损失0.0115dB,4倍抽取时,最大信噪比损失为0.1133dB. $h(n)$ 的长度是63,群延迟是31.在4倍的单位时间内实现下采样的插值FIR积累器 $H(z)$,需要3次乘法(此处 $a(n)$ 的对称中心等于1), $2 \times 4 + 2 + 6 = 16$ 次加法.即在单位时间内,需要0.75次乘法,4次加法.

图5 最优积累器的脉冲响应 $w(n)$ 图6 $w(n)$ 的幅频特性图7 $A(z^M)$ 的脉冲响应 $am(n)$ 图8 $am(n)$ 的幅频特性图9 插值FIR积累器 $H(z)$ 的脉冲响应 $h(n)$ 图10 $h(n)$ 的幅频特性图11 插值FIR积累器 $H(z)$ 的信噪比损失图12 $H(z)$ 的群延迟相对于最优积累器变化的百分比

4 插值FIR积累器的性能

4.1 信噪比损失

插值FIR积累器在降低运算量的同时也降低了积累器的性能.假定不作抽取时,积累器输出的最大值为 $y(n^*)$.如果对输出作 $M/2$ 倍下采样,则以相同的概率 $(2/M)$ 采到 $y(n^*)$ 及其邻近的 $M/2$ 个样本.若没有采到 $y(n^*)$,就会降低积累器的信噪比改善.定义平均信噪比损失为在这 $M/2$ 种情况下,插值FIR积累器的信噪比改善的算术平均相对于最优积累的损失.显然,抽取因子越大,运算量越小,但信噪比损失越大.图11为插值FIR积累器的信噪比损失曲线.

在图11中,下面的曲线代表无抽取时的信噪比损失,中间的曲线和上面的曲线分别为下采样的插值FIR积累器的平均信噪比损失和最大信噪比损失.可见,新积累器在提高运算效率的同时,仅仅引入了很小的信噪比损失.

4.2 角度估计误差

插值FIR积累器 $H(z)$ 是线性相位滤波器,它的群延迟是常数并等于 $H(z)$ 的阶次的一半.因此,对输出不作下采样的 $H(z)$ 所引入的目标方位延迟为 $H(z)$ 的群延迟乘以.由于它的群延迟是常数并且已知,因而可以补偿掉.对输出作 $M/2$ 倍下采样时,如果没有采到输出的最大值,则会引入一个随机的方位误差.该误差的最大值为 $\lfloor M/2/2 \rfloor = 2/14.2$,即只有3dB波束宽度的四分之一,且该错误概率为 $2/M$.

4.3 群延迟

由于插值FIR积累器是两个滤波器的级联,它的阶次可能超过最优视频积累器,导致更大的群延迟.图12为插值FIR积累器的群延迟相对于最优积累器变化的百分比.可见,仅在个别点上,插值FIR积累器所引入的延迟超过10%(最大延迟不超过25%).并且,延迟增加和减少的次数大致相等,而减少的幅度略大于增加的幅度.

4.4 舍入噪声

由于字长的限制,滤波器每次乘法运算之后都要作一次舍入处理,从而导致了滤波器的舍入噪声.对舍入噪声作统计分析时,可将每个乘法器的舍入噪声看作均匀分布的白噪声,其方差为 $Q^2/12$, Q 为量化阶.最优FIR积累器有 $\lfloor 4.13N \rfloor + 1$ 个乘法器(假定脉冲响应的对称中心不为1),其输出端的舍入噪声方差为 $(\lfloor 4.13N \rfloor + 1)Q^2/12$.插值FIR积累器有4个乘法器(假定 $A(z^M)$ 的脉冲响应的对称中心不为1),其输出端的舍入噪声方差为 $4Q^2/12$.显然,插值FIR积累器的舍入噪声比最优FIR积累器低得多.

5 结束语

最优视频积累器是一个FIR线性相位滤波器,它运算量正比于积累脉冲数 N .由于运算量较大,因而难以实时实现.本文提出的插值FIR积累器与最优视频积累器具有几乎相同的性能,而运算量大大降低.下采样的新积累器乘法次数约为 $28.3/N$,加法次数约为 $2 + 56.6/N$,即运算量随积累脉冲数的增加而下降,在很多情况下,它的运算效率甚至高于双极点滤波器.此外,插值FIR视频积累的舍入噪声比最优视频积累器

低得多.因而,插值 FIR 积累器是一种易于实时实现的视频积累器,尤其适合于积累脉冲较多的场合.

参考文献:

- [1] 丁鹭飞. 雷达原理 [M]. 西安:西安电子科技大学出版社,1984: 139 - 140.
- [2] R. H. Cantrell, G. V. Trunk. Angular accuracy of a scanning radar employing a two-pole filter [J]. IEEE Trans. AES 9(5), 1973: 649 - 653.
- [3] 张子敬, 焦李成. 双极点滤波器组: 一种新的非相参积累器 [J]. 电子学报, 2000, 28(4): 49 - 51.
- [4] P. P. Vaidyanathan. Multirate Systems and Filter Banks [M]. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1993: 100 - 177.

作者简介:



张子敬 1967 年出生. 分别于 1989 年和 1992 年获哈尔滨工业大学航天学院学士和硕士学位, 现为西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室在职博士生. 主要研究兴趣为: 多速率滤波器组的理论及应用、小波变换、雷达信号处理、通信信号处理.



焦李成 教授, 博士生导师. 1959 年出生, 1990 年获西安交通大学博士学位, 现为西安电子科技大学研究生部主任, IEEE 高级会员. 主要研究兴趣为: 非线性系统理论、智能信息处理、小波理论及应用.

带线馈电开槽天线的实验研究

Experimental Study of Tapered Slot Antenna Fedded by Stripline

付云起, 袁乃昌, 张国华

(国防科技大学电子科学与技术系, 长沙 410073)

1 引言

超宽带相控阵雷达天线是目前正在受到广泛关注的一个课题领域, 可以解决卫星、舰船等天线系统庞杂的问题: 提高雷达的抗干扰能力, 实现高的距离分辨率, 对目标精细识别. 超宽带结合合成孔径 (SAR) 技术, 将实现对隐蔽目标 (如叶簇覆盖及浅层地下等) 的探测和高分辨率成像识别; 在遥测、遥感中也有很重要的作用, 在电子战中其地位也愈来愈重要.

要实现超宽带相控阵, 首先组成天线阵列的单元必须具备宽带的性能, 这有许多选择, 比如加脊喇叭、螺旋天线、对数周期天线、开槽天线等等. 其中开槽天线由于其微带结构适合于集成化, 因此在今天得到了广泛的使用.

2 开槽天线基本结构

开槽天线作为非谐振天线具有很宽的工作频带, 国内外也对此进行了很多的研究工作. 总体来讲, 指数渐变的开槽天线 (Vivaldi 天线) 较适合于阵列组成, 该种天线的特性很多资料均有介绍. 根据一些已有的研究结果, 当天线的长度 L 为 3 ~ 10 个波长, 口径高度 L_d 为 1 ~ 3 个波长时, 将辐射具有高方向性的端射波束, 且随频率变化缓慢; 当天线的长度约为 1 个波长, 口径高度为 $1/3$ 个波长时, 其辐射波束将会展宽, 也正是在这种条件下, 天线工作在宽带、宽角扫描.

一般所用的开槽天线的馈电形式为带线馈电, 因为普通

的微带线结构工作频带较窄, 当为槽天线馈电时, 会影响到天线的频率特性. 在馈电网络上也有多种形式, 比如为螺旋天线馈电的印制巴伦, 可以改善天线的频带性能. 我们在其基础上进行了改进, 又采用了径向线结构的带线馈电网络. 和普通的微带线、带线相比, 径向结构可以有效地展宽工作频带, 并且易于匹配.

3 实验结果

实验制作了一个这种结构的天线, 主要是为 UHF 超宽带相控阵的研究获得一些参考数据. 天线的工作频率范围为 600MHz ~ 1000MHz, 天线印制在介电常数为 3.2, 厚度为 1.5mm 的材料上. 为此选择天线尺寸为: $L = 30\text{cm}$, $L_d = 20\text{cm}$, $W = 16\text{cm}$, $W_0 = 0.1\text{cm}$. 为使微带线和槽线耦合处能够匹配, 计算了宽度为 W_0 的槽线的特性阻抗, 大约为 90 Ω , 而微带线的宽度则为 0.78mm, 但是由于同轴馈线的特性阻抗是 50 Ω , 所以对此带线, 采取渐变宽度, 以达到阻抗匹配的目的. 对于径向线结构, 我们编制了优化程序, 经计算得到的参数为: $R = 3.67\text{cm}$, 张角 $\theta = 67^\circ$. 以上的参数是参照工作频率的上限来决定的. 用网络分析仪对天线的驻波特性进行了测量. 另外我们在微波暗室中对天线的方向图进行了测量. 从测得的结果可以看出, 槽天线的工作频带在一个倍频程之上, 其驻波比在工作频带上 < 2 .