

基于 AWR1642 汽车雷达的速度扩展算法研究

Adam Yao

Processors FAE

摘要

近年来，毫米波雷达在高级驾驶员辅助系统(ADAS)中的使用呈现了爆发式的增长。毫米波雷达通过发射并处理接收到的电磁波，可以精确地测量出目标的距离，速度和角度，受天气，光线等环境因素的影响小，非常适合汽车雷达应用。TI 的 AWR1642 是业内第一款基于 RF-CMOS 工艺，将中射频电路，VCO，ADC 和 DSP 集成在单颗芯片内的 SoC，它的出现极大降低了汽车雷达的成本和开发难度，在车厂得到了广泛的应用。雷达的探测距离，速度和角度的最大值，最小值和分辨率是其最重要的性能指标。这些指标受波形制式，算法，中射频电路性能，DSP 处理能力和内存大小等因素综合影响。一般来说汽车雷达需要达到 100 到 200Km/h 的最高检测速度，AWR1642 受中射频电路性能的限制，很难在满足其它性能指标的前提下支持这么高的检测速度。本文分析了基于中国剩余定理，基于多普勒相偏补偿假设和基于目标跟踪假设这三种适合 AWR1642 的速度扩展算法，可以克服硬件电路的限制，大幅度提高雷达的最高检测速度。用户可以使用这些方法，在不牺牲其它性能指标的情况下，将 AWR1642 雷达的最高检测速度提高到车厂的要求。

修改记录

Version	Date	Author	Notes
1.0	Dec 19th 2018	Adam Yao	First release

目录

1	背景.....	3
2	信号处理流程.....	4
3	基于中国剩余定理的速度扩展算法.....	5
4	基于 Doppler 相偏补偿假设的速度扩展算法.....	7
5	基于目标跟踪假设的速度扩展算法.....	10
6	总结.....	11
	参考文献.....	11

图

图 1.	雷达在 ADAS 上的典型应用	3
图 2.	FMCW 波形	3
图 3.	AWR1642 雷达天线波形配置.....	5
图 4.	AWR1642 上的雷达信号链	5
图 5.	Fast-slow chirp 波形	6
图 6.	速度扩展算法的测试结果	7
图 7.	TDM MIMO 相偏补偿原理图	8
图 8.	$V < V_{max}$ 下速度扩展算法的例子	9
图 9.	$V > V_{max}$ 下速度扩展算法的例子	10
图 10.	雷达处理的分层结构	10
图 11.	目标跟踪的模块图.....	11

表

表 1.	一个典型的 BSD 雷达参数要求.....	4
表 2.	Fast-slow chirp 波形参数.....	6
表 3.	基于中国剩余定理的速度扩展算法描述	7
表 4.	基于 Doppler 相偏补偿假设的速度扩展算法描述	9

1. 背景

同摄像头和激光雷达相比，毫米波雷达可以在较低的成本下获得极高的分辨率，同时不受雨，雾，雪和光线等周围环境的影响。因此毫米波雷达在 ADAS 领域被广泛采用，成为当前最流行的传感器技术之一。图 1 给出了毫米波雷达在 ADAS 上的一些典型应用。

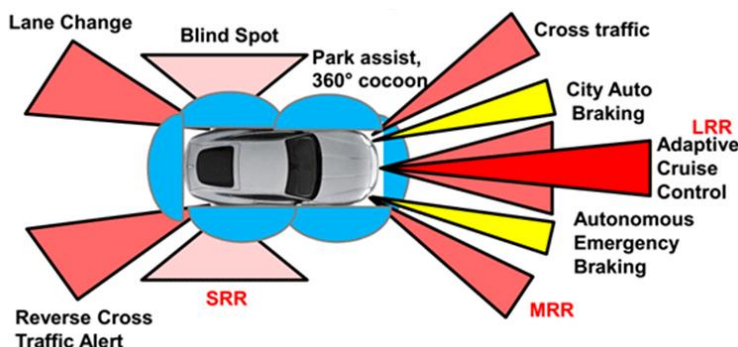


图 1. 雷达在 ADAS 上的典型应用

从汽车雷达的发展方向上看，传统的 24GHz 频段的雷达正逐步被 77GHz 频段的雷达所取代。TI 的 AWR1642 是一款采用 45nm 低功耗 RF-CMOS 工艺的高集成度单芯片 77GHz 雷达传感器片上系统 (SoC)。AWR1642 可以通过一颗芯片实现原来需要多个芯片才能实现的雷达，大大降低了汽车雷达的成本和设计难度。AWR1642 发射 FMCW 波形(线性调频连续波，如图 2)，接收端通过中射频电路将接收到的反射信号放大，混频到基带后再进行 ADC 采样，采样值通过芯片集成的 600MHz 主频 TI C674x DSP 处理，提取出目标的距离，速度和角度信息。

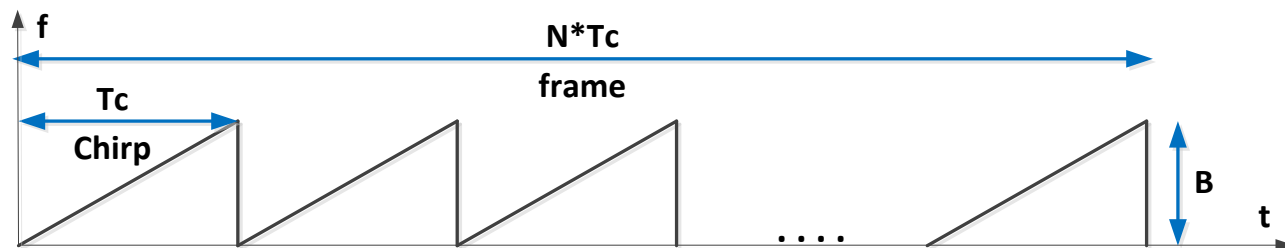


图 2. FMCW 波形

雷达的最远探测距离 R_{max} 与接收到的目标反射能量和相关累计时间成正比，而距离分辨率 ΔR ，速度分辨率 ΔV 和最高探测速度 V_{max} 和图 2 中的 FMCW 波形参数存在下面的关系：

$$\Delta R = \frac{c}{2B} \tag{1}$$

$$\Delta V = \frac{\lambda}{2NT_c} \tag{2}$$

$$V_{max} = \frac{\lambda}{4T_c} \tag{3}$$

中频带宽(F_{IF})是雷达接收机的重要性能指标，它表示接收机对天线接收到的反射信号进行放大和混频后，转换到基带的零中频信号(zero IF)的带宽。雷达接收机对于距离为R的目标形成的零中频信号的频率 f_{IF} 可以用公式(4)表示

$$f_{IF} = t_{RTT} * Slope = \frac{2R}{c} * \frac{B}{T_c} \quad (4)$$

受中射频电路设计难度和成本的制约，毫米波雷达芯片的 F_{IF} 存在一定的限制，比如 TI 的 AWR1642 的 F_{IF} 满足公式(5)。超过芯片 F_{IF} 以外的目标反射信号会被低通滤波器抑制，只有满足公式 (6) 的目标才能被检测到。

$$F_{IF} = 5 \text{ MHz, for AWR1642} \quad (5)$$

$$f_{IF} < F_{IF} \quad (6)$$

我们从公式(1)可以看出，更小的距离分辨率需要更大的扫频带宽(B)，同时从公式(3)可以发现更高的目标检测速度需要更短的 chirp 扫频周期(T_c)，这两个需求加起来会导致目标在接收机形成的 f_{IF} 接近并超过芯片的 F_{IF} 。

表 1 是一个典型的汽车盲点检测雷达(BSD)的系统参数。结合公式(4), (5), (6)，要达到 80 m 的最大距离，AWR1642 的波形斜率(Slope)不能超过 9.375 MHz/us。结合公式(1)，要达到 0.36 m 的距离分辨率(ΔR)，扫频带宽(B)不能小于 400MHz。在扫频带宽和波形斜率的限制下，chirp 周期(T_c)最小只能选择为 42.66 us，结合公式(3)，这时能实现的最高速度(V_{max})为 22.86 m/s，无法达到 30 m/s 的系统要求。

表 1. 一个典型的 BSD 雷达参数要求

雷达系统参数	指标要求	说明
最大距离 R_{max}	80 m	雷达可以检测到 RCS=10 m^2 的目标的最远距离
距离分辨率 ΔR	0.36 m	雷达可以区分出两个目标的最小间隔距离
最高速度 V_{max}	± 30 m/s	± 108 Km/h，车辆接近雷达速度为负，车辆远离雷达速度为正
速度分辨率 ΔV	0.52 m/s	在相同距离时，雷达可以区分出两个目标的最小速度差异

本文将介绍几种速度扩展算法，在公式(3)计算出的最高速度基础上进行扩展，在不降低其它性能指标的前提下提高雷达可以支持的最高速度。

2. 信号处理流程

汽车雷达的信号处理流程和天线的设计密切相关。AWR1642 是一个 2T4R 的雷达芯片，如图 3 所示以 TI 的 AWR1642 Boostpack 为代表，一般基于 AWR1642 汽车雷达的天线设计为四根接收天线等间隔 $\lambda/2$ ，两根发射天线间隔 2λ 。这样的天线设计通常使用下面两种发射波形配置：

- 1T4R，使用图 3 中 Tx1 连续发射 chirp，Rx1/2/3/4 作为接收天线，这种配置是最简单的雷达波形，适合探测距离比较远，检测速度要求比较高的场景。
- 2T4R TDM MIMO，使用图 3 中 Tx1 和 Tx2 在时间上轮流发射 chirp，Rx1/2/3/4 作为接收天线，这种配置可以通过虚拟天线算法，将 Rx1/2/3/4 在连续两个 chirp 周期内的接收天线数据联合使用，虚拟出 1T8R 的天线阵列以获取更高的角度分辨率。

针对上面介绍的发射波形配置，AWR1642 上的典型信号处理流程如图 4 所示。

- 首先通过距离维(Range)和速度维(Doppler)FFT 计算获得目标距离和速度的二维反射能量剖面(Profile)
- 接着通过特定的目标检测算法(例如 CFAR-CA, CFAR-OS 等)分别在距离维和速度维上从噪声中检测获得反射点(即检测目标)
- (只针对 TDM MIMO)矫正接收 Tx2 的虚天线组(图 3 右边空心的四根虚拟接收天线)相对于接收 Tx1 的虚天线组(图 3 右边四根绿色实心虚拟接收天线)上的多普勒相偏(因为 Tx2 和 Tx1 虚天线组空口发送时间不

同，累积的多普勒相偏将影响角度估计)

- 然后采用特定的角度估计算法(例如 FFT, MUSIC 等)，通过分析所有接收天线(TDM MIMO 下为虚天线)上对于目标的反射信号峰值相位变化来估计目标的角度
- 最后通过聚类算法将属于同一个物体的反射点归为一个簇，再通过对聚类以后的簇进行目标跟踪，可以获得可靠的物体的距离，移动速度和角度。这些信息通过 CAN 总线发给车辆的中央处理单元来以实现不同的 ADAS 应用。

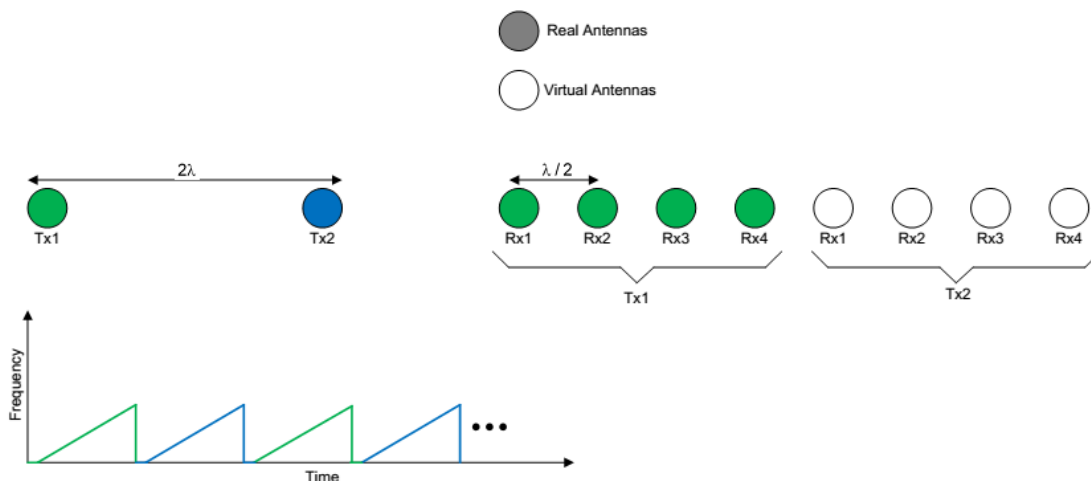


图 3. AWR1642 雷达天线波形配置

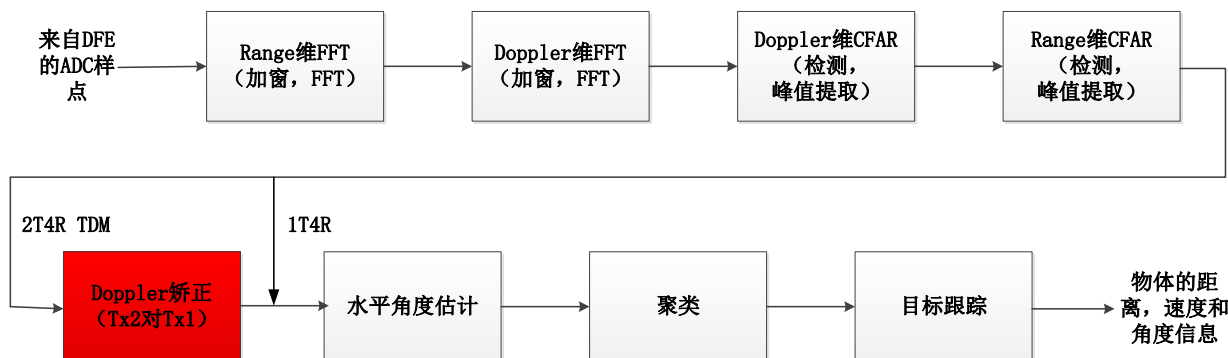


图 4. AWR1642 上的雷达信号链

针对本节介绍的雷达天线波形配置和信号处理链，下面将介绍几种适用的速度扩展算法。

3. 基于中国剩余定理的速度扩展算法

从公式(3)可知，雷达可检测的最高速度 V_{max} 和 chirp 周期 T_c 成反比，雷达需要支持的 V_{max} 越高， T_c 就需要越小。但受 AWR1642 中频带宽 F_{IF} 限制， T_c 无法设置的过小。这导致如果仅仅通过图 4 的常规信号链，很难在 AWR1642 上满足汽车雷达的检测速度要求。

当一个目标的实际速度 V_r 大于雷达的最高检测速度 V_{max} 时，通过 Doppler 维 FFT 得到的速度将发生模糊，我们定

义这个模糊速度为 V_a 。目标的模糊速度 V_a 和实际速度 V_r 之间满足公式(7)

$$V_a = V_r \bmod V_{max} \quad (7)$$

公式(7)告诉我们模糊速度 V_a 是实际速度 V_r 对最高检测速度 V_{max} 的余数,而通过公式(3)我们知道最高检测速度 V_{max} 由 chirp 周期 T_c 相关。那么如果我们能定义两种不同 T_c 的 chirp,这两种 chirp 对应的 V_{max} 不同,同一个目标的 V_r 在这两种 chirp 下检测得到的 V_a 也不同。根据中国剩余定理(如果一个自然数对一组互质的因子分别取余数,那么在知道余数和互质因子的情况下,一定可以计算出原始的自然数),我们能够从这两个 chirp 下计算的 V_a 恢复出目标的实际速度 V_r 。中国剩余定理通过余数求解原始自然数的过程是通过求解方程来实现的,在 DSP 软件上很难实现。针对表 1 的 BSD 雷达指标,我们根据中国剩余定理的思路,设计了图 5 所示的 fast-slow chirp 的波形,并采用一种简单的算法来扩展检测速度。

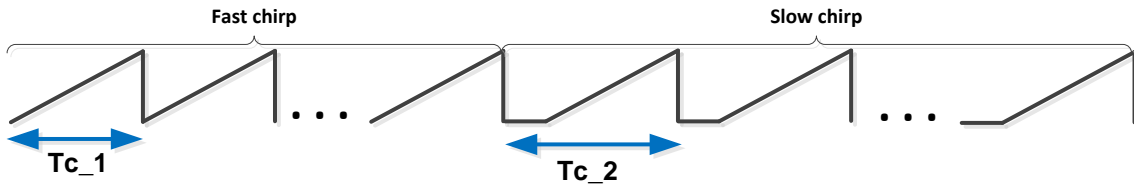


图 5. Fast-slow chirp 波形

fast-slow chirp 的具体参数如表 2 所示。

表 2. Fast-slow chirp 波形参数

波形参数	Fast chirp	Slow chirp	说明
Idle time (us)	3	14.8	Fast/Slow chirp 使用同一个 profile, 通过设置不同的 Idle time 获得不同的 T_c
ADC start time (us)	4.8	4.8	一致
Ramp end time (us)	56	56	一致
Slope (MHz/us)	8	8	一致
Bandwidth (MHz)	408	408	一致, 大于 400MHz, 可以支持 0.36m 的距离分辨率要求
Num of ADC samples	256	256	一致
ADC sampling rate (ksps)	5000	5000	一致
Num of chirps	64	64	一致
Chirp period (us)	59	70.8	根据公式(3),Fast/Slow chirp 支持的最大速度分别为 16.53m/s 和 13.77m/s

从表 2 可以看出,单独的 Fast chirp 和 Slow chirp 都不能达到 30m/s 的最大检测速度。因为 Fast chirp 和 Slow chirp 的最高检测速度和速度分辨率不同,物体的实际速度在两种 chirp 的 2D-FFT 结果中对应的 Doppler 索引不同。我们可以根据这个特点,对物体的实际速度是否超过 Fast chirp 的最大检测速度做出假设,并依照这个假设推算出在 Slow chirp 上对应的 Doppler 索引,然后通过 Slow chirp 这个 Doppler 索引上的目标反射能量值判断之前的假设是否成立。我们对图 4 的雷达信号链,在 Doppler 维 CFAR 中增加表 3 所示的速度扩展算法。

表 3 中的算法可以支持最高 3 倍的速度扩展,将表 2 中波形配置的最高检测速度提高到 48 m/s. 图 6 是在 AWR1642 Boostpack 上采用本节所介绍的速度扩展算法在高速公路上的实际测试,可以看出 AWR1642 成功检测到了 30m/s 速度的前方运行车辆。

表 3. 基于中国剩余定理的速度扩展算法描述

速度扩展算法：

- 1：对 Fast-chirp 进行 Doppler 维 CFAR，获得目标在速度维上的峰值索引 PeakIdx_fast，并记录下峰值能量为 PeakVal_fast
- 2：对 PeakIdx_fast 进行内插，获得目标的速度为 Vel_fast
- 3：假设目标的速度 V_{hypo} 分别为 $Vel_fast - 2 * Vmax_fast$, Vel_fast , $Vel_fast + 2 * Vmax_fast$
- 4：对于以上三个假设速度 V_{hypo} ，分别计算出其在 Slow-chirp 上对应的速度索引 PeakIdx_slow_hypo
- 5：提取 Slow-chirp 的 2D-FFT 结果在索引 PeakIdx_slow_hypo 上对应的能量 PeakVal_slow_hypo，同时记录其左右两个索引上的能量
- 6：当 PeakVal_slow_hypo 大于其左右两个索引上的信号能量，且与 PeakVal_fast 的差值小于门限 Threshold，判定这个假设速度 V_{hypo} 为目标实际速度的一个备选值 Vel_candidate
- 7：从验证通过的所有备选值 Vel_candidate 中选出能量最大的一个 Vel_candidate_max
- 8：输出目标的速度 Vel 为 Vel_candidate_max

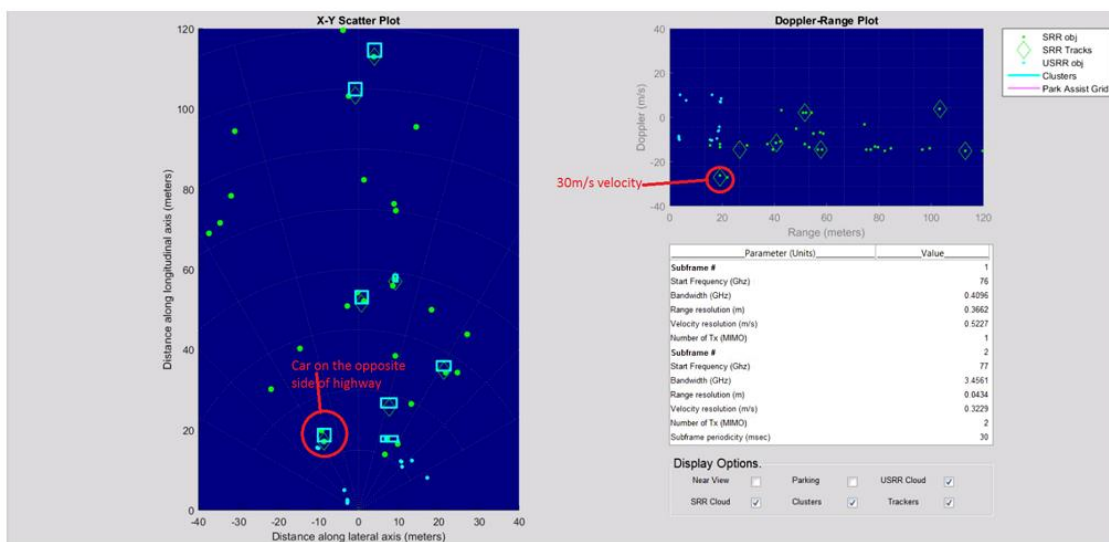


图 6. 速度扩展算法的测试结果

4. 基于 Doppler 相偏补偿假设的速度扩展算法

图 3 中 2T4R TDM MIMO 的雷达工作方式，通过 Tx1 和 Tx2 在时间上轮流发射 chirp，合并四根接收天线在连续两个 chirp 周期内的接收数据，虚拟出 1T8R 的天线阵列以获取更高的角度分辨率。但是在这一工作方式下等效的 chirp 周期(T_c) 相对于 1T4R 的方式延长了一倍，导致雷达的最大检测速度(V_{max})也下降了一半。上一节介绍的基于中国剩余定理的速度扩展算法可以用来提高 TDM MIMO 下雷达的最大检测速度，但是需要使用 fast-slow chirp 的特殊波形，本节将介绍一种不需要改变波形设计的简单的速度扩展算法将 TDM MIMO 方式下雷达的最大检测速度提高一倍。

雷达信号处理中对于目标距离和速度的检测是根据 2D-FFT 结果的幅度值进行的，而对于目标角度的检测是根据所有天线(TDM MIMO 下为所有虚天线)上 2D-FFT 对应目标点的相位进行的。如图 7 所示，2T4R TDM MIMO 的工作方式下由于运动目标的多普勒效应，Tx2 形成的四根虚拟天线相对于 Tx1 形成的四根虚拟天线将会产生一个多普勒相偏 $\Delta\varphi$ 。角度估计前必须要对这个多普勒相偏进行矫正，才能保证角度估计的正确性。

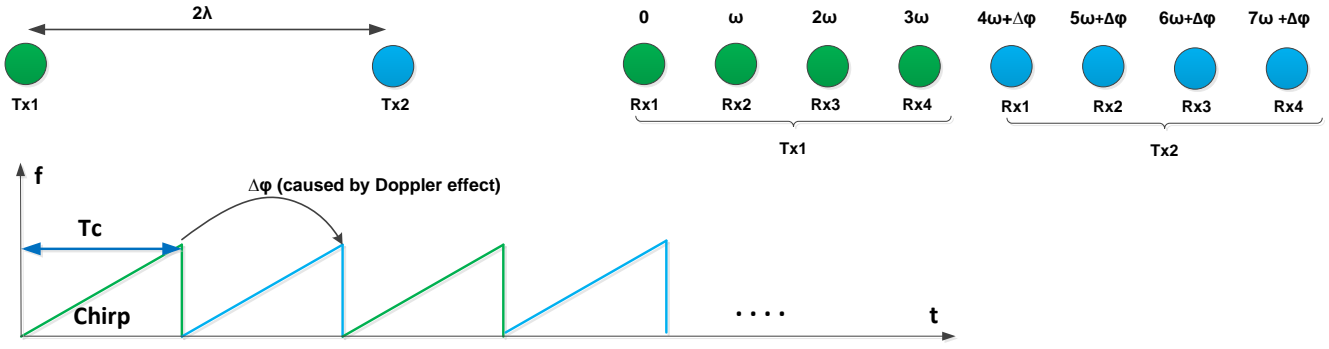


图 7. TDM MIMO 相偏补偿原理图

速度为 V_r 的运动目标产生的多普勒频偏 Δf 和多普勒相偏 $\Delta\phi$ 如公式(8)和(9)所示

$$\Delta f = \frac{2 * V_r * f_c}{c} \tag{8}$$

$$\Delta\phi = 2\pi * \Delta f * T_c = \frac{4\pi * V_r * f_c * T_c}{c} \tag{9}$$

对于发射天线数 $N_{Tx} = 2$, 接收天线数 $N_{Rx} = 4$ 的情况, 假设在 8 根虚天线 ($N_{Tx} * N_{Rx} = 8$) 上对应目标的 2D-FFT 结果序列为 $X(m, n)$, 其中 m 表示这个 2D-FFT 结果对应的发射天线编号 ($0 < m \leq N_{Tx} - 1$), n 表示这个 2D-FFT 结果对应的接收天线编号 ($0 < n \leq N_{Rx} - 1$), 那么相偏补偿可以采用公式 (10) 进行

$$X'(m, n) = X(m, n) * e^{-j*m*\Delta\phi}, (0 < m \leq N_{Tx} - 1, 0 < n \leq N_{Rx} - 1) \tag{10}$$

从公式(9)可知, 只有首先知道目标的实际速度 V_r 才能知道实际相偏 $\Delta\phi$ 。为了便于分析, 我们定义雷达估计出的目标速度为 V_{est} , 相偏为 $\Delta\phi_{est}$ 。

$$\Delta\phi_{est} = \frac{4\pi * V_{est} * f_c * T_c}{c} \tag{11}$$

如前面讨论的, 目标实际速度 V_r 和雷达估计出的速度 V_{est} 之间满足公式(12)。

$$V_r = V_{est} + 2 * k * V_{max}, k = \dots, -1, 0, 1, \dots \tag{12}$$

- case 1: $V_r < V_{max}$

当目标的实际速度 V_r 小于雷达最大检测速度 V_{max} 时($k = 0$), 目标实际速度 V_r 等于雷达估计出的速度 V_{est}

$$V_r = V_{est} \tag{13}$$

此时目标的多普勒相偏 $\Delta\phi$ 可以由 V_{est} 带入公式(9)直接计算

$$\Delta\phi = \Delta\phi_{est} \tag{14}$$

将 $\Delta\phi_{est}$ 带入公式(10), 可以通过 V_{est} 完全纠正多普勒相偏 $\Delta\phi$, 后续的角度 FFT 可以获得目标角度对应的 FFT 峰值。

- case 2 $V_r > V_{max}$

当目标的实际速度 V_r 大于雷达最大检测速度 V_{max} 时($k \neq 0$), 雷达计算的速度是一个模糊值。

$$V_r = V_{est} + 2 * k * V_{max}, k = \dots, -1, 1, \dots \tag{15}$$

结合公式(3), (9), (11)和(15), 可以得到:

$$\Delta\varphi = \Delta\varphi_{est} + k * \pi, \quad k = \dots, -1, 1, \dots \quad (16)$$

从公式(16)可知，目标实际产生的相偏 $\Delta\varphi$ 等于雷达估计出的相偏值 $\Delta\varphi_{est}$ 加上 π 的整数倍，如果将 $\Delta\varphi_{est}$ 带入公式(10)，无法纠正多普勒相偏 $\Delta\varphi$ ，后续的角度 FFT 无法获得目标角度对应的 FFT 峰值。只有对 $\Delta\varphi_{est}$ 按照公式(16) 进行修正，再带入公式(10)后，才能完全纠正多普勒相偏 $\Delta\varphi$ ，后续的角度 FFT 才可以获得目标角度对应的 FFT 峰值。

根据上面的分析，我们可以采用表 4 的算法来对 TDM MIMO 的雷达工作方式进行速度扩展

表 4. 基于 Doppler 相偏补偿假设的速度扩展算法描述

<p>速度扩展算法：</p> <p>1：根据公式 (11) 由雷达估计的目标速度V_{est}计算多普勒相偏$\Delta\varphi_{est}$</p> <p>2：将$\Delta\varphi_{est}$带入公式 (10) 对虚天线(m, n)上的目标 2D-FFT 的结果$X(m, n)$进行多普勒相偏修正，得到$X'(m, n)$</p> <p>3：对序列$X'(m, n)$进行角度 FFT，并计算 FFT 结果的幅度平方，保存结果到 set0, "uncorrected set"</p> <p>4：对序列$X'(m, n)$按照下面的公式进行符号调整</p> $X''(m, n) = conj[X'(m, n)], \quad \text{if } (m = 1)$ <p>5：对序列$X''(m, n)$进行角度 FFT，并计算 FFT 结果的幅度平方，保存结果到 set1, "corrected set"</p> <p>6：在 set0 和 set1 中搜索最大值，并记录下最大值所在的 set</p> <p>7：如果最大值在 set1 中出现，按照下面的公式来进行速度扩展</p> $V_{corr} = V_{est} + 2V_{max}, \quad \text{if } (V_{est} < 0)$ $V_{corr} = V_{est} - 2V_{max}, \quad \text{if } (V_{est} > 0)$ <p>8：如果最大值在 set0 中出现，不进行速度扩展</p> $V_{corr} = V_{est}$
--

图 8 和图 9 分别给出了采用表 4 的算法在 $V_r < V_{max}$ 和 $V_r > V_{max}$ 情况下，set0 和 set1 中 FFT 峰值的情况，形象地说明了算法的工作原理。

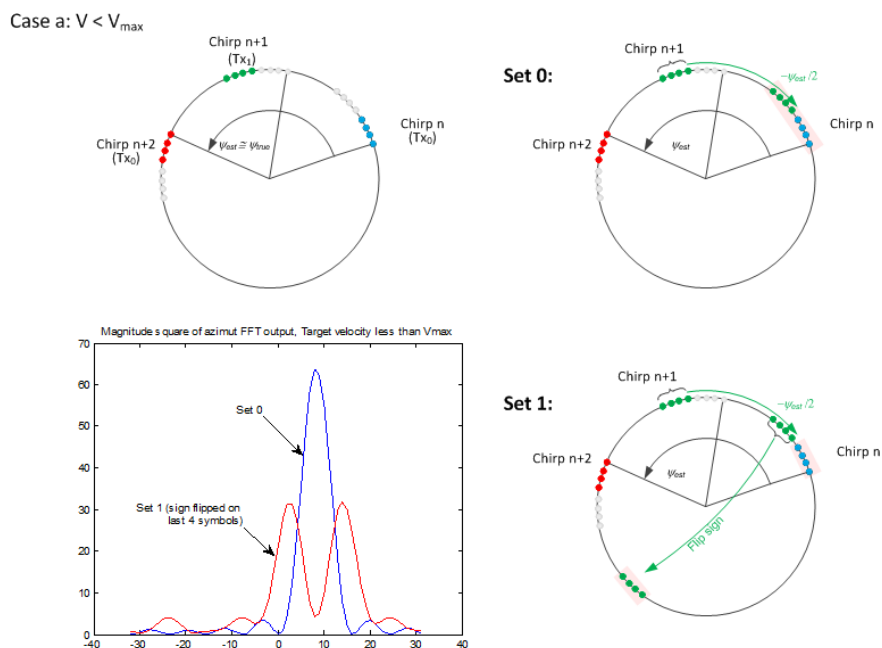


图 8. $V < V_{max}$ 下速度扩展算法的例子

Case b: $V > V_{max}$

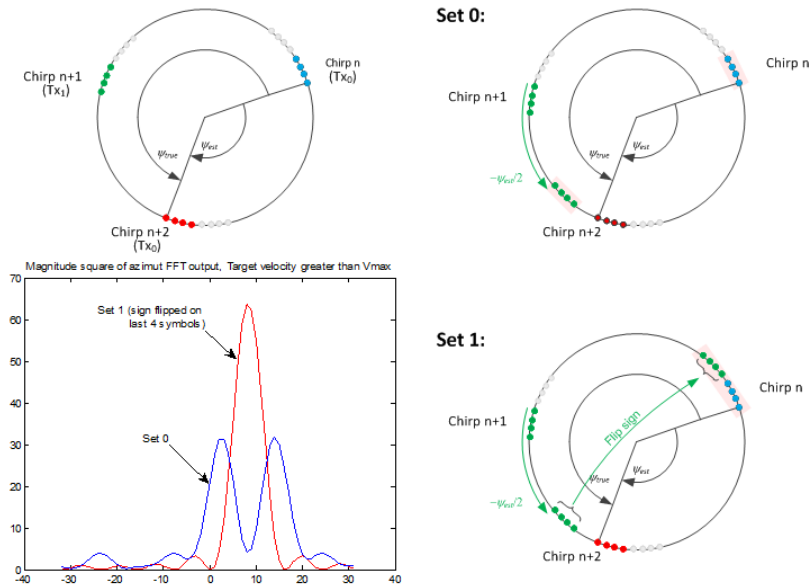


图 9. $V > V_{max}$ 下速度扩展算法的例子

5. 基于目标跟踪假设的速度扩展算法

如图 10 所示，通常的雷达处理分为不同的层次，目标检测层输出点云给上层，点云中的每个点包含一个目标反射点的距离，径向速度和角度等信息。目标跟踪层根据检测层的点云输入，结合目标的历史记录，完成点云到目标的对应(association)，并最终实现目标的定位(Localization)，向上层输出可以跟踪的目标列表及其对应的属性。

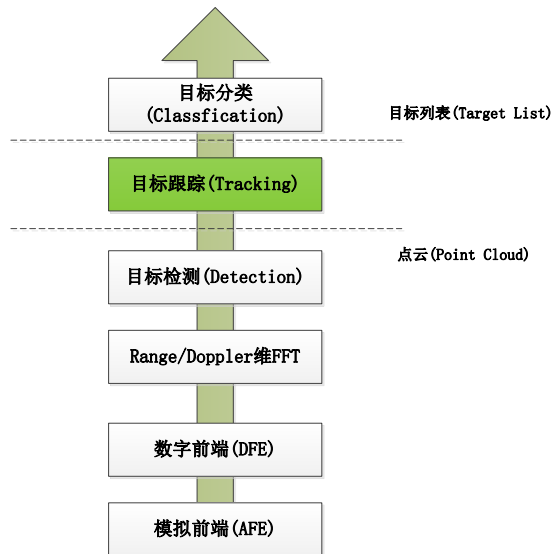


图 10. 雷达处理的分层结构

前面介绍的两种速度扩展算法都是在目标检测层来提高雷达的最大检测速度，并没有利用到目标的历史信息。那么我们也可以先假设目标检测层得到的速度值 V_{est} 是一个模糊的速度，按照公式(12)假定目标的实际速度有若干个可能的取值，然后把这几种假设都提交给目标跟踪层。目标跟踪的模块图如图 11 所示，一般采用 Kalman 滤波器为检测到的每个目标建立一个 tracker，目标检测层提交的每个测量值首先要和跟踪层已经存在的 tracker 进行关联 (Association)，关联成功后，将这个测量值带入 Kalman 滤波方程，利用 tracker 的预测值对本次测量值进行调整 (Refine)，从而得到更加可靠的目标信息。基于目标跟踪假设的速度扩展算法，就是在做关联的时候把目标检测层提供的几种不同速度假设都进行处理。根据打分的结果 (Scoring，也就是和 tracker 历史信息匹配的程度) 来判断一个假设是否成立，对于成立的假设认为它是一个合理的速度值，带入对应的 tracker 进行后续的处理。这样通过目标跟踪算法判断了目标和合理速度值，解决了目标检测层最大检测速度不够的问题。

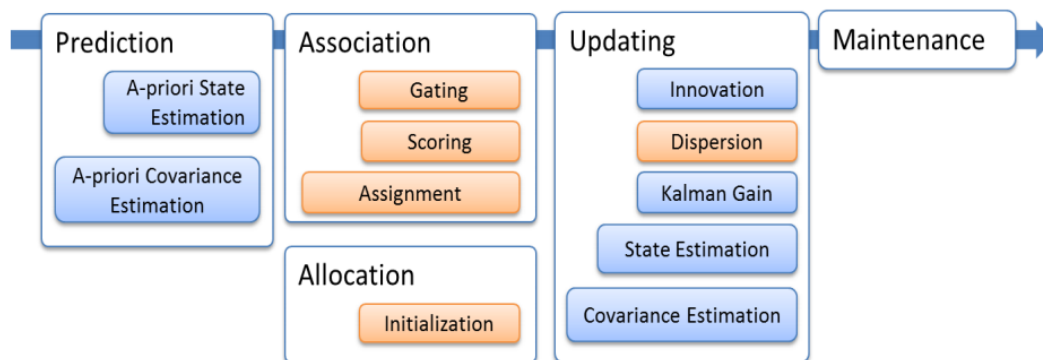


图 11. 目标跟踪的模块图

6. 总结

本文比较研究了适合 TI AWR1642 的几种雷达速度扩展算法。基于中国剩余定理的速度扩展算法适用面广，速度估计的准确度高，但是需要结合 Fast-slow chirp 的特殊波形。基于 Doppler 相偏补偿假设的速度扩展算法非常适合 TDM-MIMO 的波形配置，不需要改变雷达的波形，但是当前只能支持最大两倍的速度扩展。基于目标跟踪假设的速度扩展算法充分利用了目标跟踪的历史信息，对目标检测层的要求低，但是加大了目标跟踪的计算量，对目标速度突变的响应受跟踪周期影响。每一种算法都有各自的优点和适用范围，用户在雷达系统设计的时候可以根据自己系统的特点，来选用适合的算法来提高雷达系统的最高检测速度。

参考文献

1. Sriram Murali and Pankaj Gupta, "FMCW Radar System Overview, Session #1: FMCW Radar Signal Processing", TI internal document, 2015
2. TIDEP-0092, Short Range Radar Reference Design Using AWR1642
3. Michael Livshitz, "Tracking Radar Targets with Multiple Reflection Points", TI internal document, 2017

重要声明和免责声明

TI 均以“原样”提供技术性数据（包括数据表）、设计资源（包括参考设计）、应用或其他设计建议、网络工具、安全信息和其他资源，不保证其中不含任何瑕疵，且不做任何明示或暗示的担保，包括但不限于对适销性、适合某特定用途或不侵犯任何第三方知识产权的暗示担保。

所述资源可供专业开发人员应用TI 产品进行设计使用。您将对以下行为独自承担全部责任：(1) 针对您的应用选择合适的TI 产品；(2) 设计、验证并测试您的应用；(3) 确保您的应用满足相应标准以及任何其他安全、安保或其他要求。所述资源如有变更，恕不另行通知。TI 对您使用所述资源的授权仅限于开发资源所涉及TI 产品的相关应用。除此之外不得复制或展示所述资源，也不提供其它TI 或任何第三方的知识产权授权许可。如因使用所述资源而产生任何索赔、赔偿、成本、损失及债务等，TI 对此概不负责，并且您须赔偿由此对TI 及其代表造成的损害。

TI 所提供产品均受TI 的销售条款 (<http://www.ti.com.cn/zh-cn/legal/termsofsale.html>) 以及ti.com.cn上或随附TI产品提供的其他可适用条款的约束。TI提供所述资源并不扩展或以其他方式更改TI 针对TI 产品所发布的可适用的担保范围或担保免责声明。

邮寄地址：上海市浦东新区世纪大道 1568 号中建大厦 32 楼，邮政编码：200122
Copyright © 2019 德州仪器半导体技术（上海）有限公司