

基于遗传算法的车载FMCW雷达预警的研究

为解决车载调频连续波 (Frequency Modulated Continuous Wave, FMCW) 雷达中存在的对前方动态目标预警问题, 基于遗传算法提出了一种动态预警方法。该方法要求尽可能准确快速地测量目标距离并且对目标进行动态预警估计, 主要包括雷达目标探测、拟合Chirp-z信号处理和预警等过程。仿真结果表明, 这种动态预警方法的求解速度快, 明显优于简单直线估计方法。

张 韬¹ 王 琨² 赵全明¹/1. 河北工业大学信息工程学院 2. 空军预警学院宜昌训练大队



张 韬/硕士研究生

在最近的研究中, 研究人员提出了基于自适应滤波器的车载雷达系统方案^[1], 还有小型化DSP预警模型方案^[2]。但是建立严格坐标采用大型仪器成本高, 安装不便; 小型化又存在测量不准应用受限的问题。

结合遗传算法, 利用拟合Chirp-z信号处理, 对雷达信号进行快速处理, 并在检测区域进行动态遗传算法演变, 最大可能对目标进行行为预警, 对于突发事件具有非常高的可操作性。

方法原理

1. 调频连续波雷达原理

调频连续波 (Frequency Modulated Continuous Wave, FMCW) 雷达是使用最多的连续雷达波^[4]。经过频率调制的连续波叫作调频连续波, 其频率与调制信号幅值有对应关系, 频率根据幅值变化而变化。一般调频信号有锯齿波、三角波, 其中三角波使用更具有简化性和方便性。

三角波FMCW雷达系统由三大模块组成: 收发天线模块、收发信号处理模块和数字信号处理模块。收发信号处理模块中接收回波信号的是零拍接收机, 将回波信号与发射机耦合器分离出来的信号在混频器中进行混频, 混频后可以得到一个差拍信号, 对其进行放大、滤波等处理之后, 就可以得到比较理想的差拍信号, 该信号中包涵目标信息, 利用数字智能算法可以有效利用这些信息。

(1) 收发天线

FMCW是连续波, 所以理论上不存在盲区。单天线设计, 即收发用同一根天线, 具有小型化的特点, 这在车载应用上是极为重要的, 而且因为采用毫米波, 使用频率高, 天线尺寸就很小, 在车载安全距离范围内这个优点显得尤为重要。但是, 因为是单天线设计, 所以对于信号隔离会有很高的要求, 这就迫使天线发送接收的环形器具有符合要求的隔离性, 以保障在天线端对最终信息的影响最小。

(2) 收发信号处理模块

收发信号处理端, 或者叫做收发前端部分, 集中了信号的调制、发射、接收和解调的任务。二极管VCO产生LFMCW, 分成两部分: 一部分发射出去; 另一部分经由环形器传输给混频器, 作为基准信号, 与反射回来接收的信号进行混频, 然后放大、滤波送往下一级信号处理模块。

(3) 数字信号处理

来自收发前端的信号在此进行最后的信息处理和提取, 通过数字信号处理

关键词/Keywords

FMCW ·
Chirp-z ·
遗传算法 ·
车载 ·
雷达 ·

河北省高等学校创新团队领军人才培养计划 (LJRC003)。

器获得差频信号的频谱,就有相关的距离速度方位信息。这些信息是进行预警计算的基础。

雷达的数学模型按如下方式建立。

1) 当车体目标两者静止或均匀低速时。鉴于雷达电磁波以光速传播,而车载系统在严格意义上是作用在非常近距离的范围内

$$\tau = 2R/c \quad (1)$$

式中, τ 为所用时间; R 为二倍距离; c 为光速。在三角波系统中,通常用回波信号波峰或波谷(即三角波上下角尖)与发送信号波峰或波谷的差拍对测距过程描述,即

$$\frac{\tau}{f_b} = \frac{T/2}{B} \quad (2)$$

式中, f_b 为中心频率; T 为三角波的周期(时域波峰到波峰或者波谷到波谷); B 为三角波的频宽(频域波峰到波谷)。由式(1)和式(2)可得到不含多普勒效应的距离,即

$$R = \frac{Tc}{B} f_b \quad (3)$$

2) 出现相对运动时(即考虑多普勒效应)。假设目标相对雷达径向速度为 v , 考虑多普勒效应,多普勒频移为 f_d 。则有

$$f_d = \frac{2v}{\lambda} = \frac{2v}{c} f_b \quad (4)$$

此时,增添两个受多普勒频移影响的频率因素

$$f_b^+ = f_b - f_d \quad (5)$$

$$f_b^- = f_b + f_d \quad (6)$$

式(5)为初始波峰与反射波差拍(即前向频率),式(6)为初始波谷与反射波差拍(即后向频率),由式(5)和式(6)可得

$$f_d = (f_b^- - f_b^+)/2 \quad (7)$$

$$f_b = (f_b^- + f_b^+)/2 \quad (8)$$

$$v = \frac{c}{f_0} \cdot \frac{f_b^- - f_b^+}{4} \quad (9)$$

距离由于多普勒效应的影响,也有一定的偏移,即

$$R(t) = R_0 - vt \quad (10)$$

$$R(t) = \tau(t)c = \frac{T/2}{B} f_b c = \frac{(f_b^- + f_b^+)Tc}{4B} \quad (11)$$

式(11)描述了理论上的实际距离,但是应用中,由于多采用快速傅里叶变换法(Fast Fourier Transform, FFT)处理,故式(2)、式(5)和式(6)分别用前向频率和后向频率代替中心频率 f_b , 得

$$R = R_0 - \frac{Tc}{4B} f_d \quad (12)$$

$$R = R_0 + \frac{Tc}{4B} f_d \quad (13)$$

式(12)为前向多普勒频移下测量出现的误差,式(13)为后向多普勒频移下测量出现的误差,式(12)和式(13)相结合可以得出较为准确的结果。

数学模型给出的描述在雷达通信系统中并不能直接使用,为此,还需要进一步对信号进行调制解调,得到实际中系统所能利用的模型。

由式(2)可以得出

$$f_b = \frac{2B}{T} \tau = \frac{2B}{T} t \quad (14)$$

在调制分析时,短时变化的时间增量 τ 可以近似于瞬间时间 t , 以式(6)所述形式进行描述,可得

$$f = f_0 + \mu t = f_0 + \frac{2B}{T} t \quad (15)$$

其中

$$\mu = \frac{2B}{T} \quad (16)$$

式中, μ 为频率随时间的变化率,即调频斜率。

同理以式(5)形式进行描述可得

$$f = f_0 + 2B - \mu t \quad (17)$$

由相位与频率为积分关系,可得出 t 时刻的相位,分别为后向相位和前向相位,并有

$$\varphi(t) = 2\pi f_0 t + \pi \mu t^2 = 2\pi(f_0 t + \frac{1}{2} \mu t^2) \quad (18)$$

$$\varphi(t) = 2\pi[(f_0 + 2B)t + \frac{1}{2} \mu t^2] \quad (19)$$

发射天线将信号发射出去到接收天线接收到信号有一段时间延时, $S_t(t)$ 和 $S_r(t)$ 分别为发射信号和接收信号^[5], 则有

$$S(t) = a(t) \exp[j\varphi(t) + \varphi_0] \quad (20)$$

发射信号的前向、后向形式分别为

$$S_i(t) = a(t) \exp[j\{2\pi[(f_0 + 2B)t - \frac{1}{2}\mu t^2] + \varphi_0\}] \quad (21)$$

$$S_r(t) = a(t) \exp[j\{2\pi(f_0 t + \frac{1}{2}\mu t^2) + \varphi_0\}] \quad (22)$$

而在频率调制时, 由于需要进行高频率的频谱搬移, 故 $B \gg f_0$, 则发射信号的前向形式可表示为

$$S_i(t) = a(t) \exp[j\{2\pi(f_0 t - \frac{1}{2}\mu t^2) + \varphi_0\}] \quad (23)$$

式中, $a(t)$ 为 $S(t)$ 的包络; φ_0 为初始相位。

为了描述接收信号, 引入参量接收信号幅度 K 、延时函数 $\tau(t)$ 以及式 (4) 描述的多普勒频移, 并有

$$\tau(t) = \frac{2r(t)}{c} = \frac{2R_0}{c} - \frac{2v}{c}t \quad (24)$$

$$S_r(t) = KS_i[t - \tau(t)] \quad (25)$$

接收信号的前向、后向形式分别为

$$S_r(t) = Ka(t) \exp[j\{2\pi[(f_0 + f_d)(t - \tau(t)) - \frac{1}{2}\mu(t - \tau(t))^2] + \varphi_0\}] \quad (26)$$

$$S_r(t) = Ka(t) \exp[j\{2\pi[(f_0 + f_d)(t - \tau(t)) + \frac{1}{2}\mu(t - \tau(t))^2] + \varphi_0\}] \quad (27)$$

所得信号经由耦合器耦合, 再由滤波器滤波, 得到解调信号, 即差拍信号, 差拍信号不含载波信息, 故在式 (26)、式 (27) 中, 所有与 t 相关的独立项在混频后提出后被滤波器滤去, 则有

$$S_b(t) = \frac{1}{2}K \exp\{j2\pi[-(f_0 + f_d)\tau(t) + \frac{\mu}{2}\tau^2(t) - \mu t\tau(t)]\} \quad (28)$$

$$S_b(t) = \frac{1}{2}K \exp\{j2\pi[-(f_0 + f_d)\tau(t) - \frac{\mu}{2}\tau^2(t) + \mu t\tau(t)]\} \quad (29)$$

此时可以得出

$$f_b^+ = \mu \frac{2R_0}{c} - \frac{2v}{c}f_0 \quad (30)$$

$$f_b^- = \mu \frac{2R_0}{c} + \frac{2v}{c}f_0 \quad (31)$$

利用式 (30)、式 (31) 即可得出所需要的距离相对速度信息。

2. 拟合Chirp-z信号处理

为了将距离信息从频率中较准确并且较快速地提取出来, 提出一种快捷的方法, 步骤如下。

1) 进行FFT。旋转因子 $W_N = e^{(-j\frac{2\pi}{N})}$, 且

$$W^0 = 1, \quad W^{N/2} = -1 \quad (32)$$

$$W_N^{N+r} = W_N^r, \quad W^{N/2+r} = -W^r \quad (33)$$

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)W_n^{n+k} \quad (34)$$

式中, $x(n)$ 为离散采样点; $X(k)$ 为 $x(n)$ 的离散傅里叶变化形式, 可以表征离散点的频率信息。式 (32) 和式 (33) 表明旋转因子的对称性和周期性^[6]。

2) 提取最大、次大采样点幅度和对应距离。由式 (34) 可筛选出最大点和次大点, 并提取其信息。筛选点如图1所示。

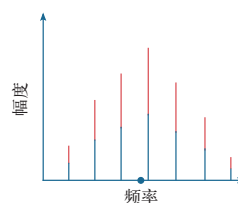


图1 筛选点

3) 拟合步骤2) 中数据, 得出拟合距离。最大值数据: 距离 R_0 、幅度 A_0 。次大值数据: 距离 R_1 、幅度 A_1 。归一化拟合距离 R , 有

$$R = (R_0 + \frac{\sqrt{A_0}}{\sqrt{A}}) / (1 + \frac{\sqrt{A_0}}{\sqrt{A}}) \quad (35)$$

4) 求出拟合距离对应中心频率 f 。由式 (8)、式 (11) 和式 (35) 可以得出拟合距离对应中心频率 f , 即

$$f = \frac{2BR}{Tc} \quad (36)$$

5) 修正拟合中心频率并利用Chirp-z变换修正准确距离。Chirp-z变换, 即线性调频z变换, 可以重点分析目标信息的频率区间, 从而减少运算量, 提高计算准确度。以螺旋式进行采样, 其原理如下。

对于序列 $x(n)$, $0 \leq n \leq N-1$, 取 $x(n)$ z变换

$$X(z_k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)z^{-n} \quad (37)$$

式中, 有

$$z_k = A_0 e^{j\theta_0} W_0^{-k} e^{-jk\varphi_0} \quad (38)$$

式中, $k=0,1,\dots,M-1$, M 为需要处理的点数; A 、 W 为复数系数; A_0 为 z_0 矢量半径的模值, 通常不大于1, 以保证处于单位圆内; θ 为 z 的相角; φ 为相邻两点之间角频率差; W 为螺旋线的伸展率, W 值等于1时为单位圆, 大于1时为外旋, 小于1时为内旋。

由于 z 变换对应单位圆, 故通常取 $A_0=1=W_0$, 进而有

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)A^{-n}W^{nk} \quad (39)$$

引入恒等式

$$nk = \frac{1}{2}[k^2 + n^2 - (k-n)^2] \quad (40)$$

并令 $f(n) = x(n)A^{-n}W^{\frac{n^2}{2}}$, $h(n) = W^{-\frac{n^2}{2}}$ 。则式(39)可改写为

$$X(k) = W^{\frac{k^2}{2}} \sum_{n=0}^{N-1} f(n)h(k-n) \quad (41)$$

据此得到修正后的准确距离。

3. 遗传算法进行预警估计

作为车载雷达系统, 除了准确测距以外, 必须具有预警功能, 才能满足当前人们对于安全驾驶, 甚至以后自动驾驶的需求。

引入遗传算法, 利用现实扫描作为选择标准, 对车辆前方区域动态预警。

遗传算法五个基本要素: 参数编码、初始群设定、适应度函数设计、遗传操作设计和控制参数设定。步骤如下。

1) 随机产生一个由确定长度的特征字符串组成的初始群落。

2) 循环对步骤1) 中产生数据计算每个单个字符串适应度, 应用选择、交叉和变异等遗传算子产生下一代群落。

3) 指定后代中表现最好的个体为遗传算法的执行结果, 即所求问题的解。

4) 结束计算条件一般为完成预定进化代数, 或者后代、平均适应度连续没有改进。

在雷达视距中引入距离矩阵, 矩阵的每个点都是一个相对于雷达的距离量, 为了方便计算, 需将每个距离点进行量化处理, 结合实际距离, 以及对相对车速的估计, 将距离量化成2进制表示数的反码, 从车载雷达到目标形成一个大小倒置的矩阵, 其重要含义为距离车辆越近的目标权值越大, 威胁越大, 故其对应数值越大。而实时对环境的监测反馈所构成的序列组被定义为适应度, 所以需要尽可能准确的距离描述, 然后利用上述步骤完成动态更新与估测, 该方法是针对于目标监测区域内可能威胁到车辆的目标的预警估计, 其结果如图2所示。

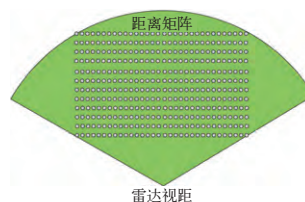


图2 监测区域内的目标预警估计结果

实际应用

实际应用中, 有两个关键的要求: ①尽可能高的数据准确度; ②尽可能准确的预警。

测试距离为5 500 m处的目标的信息, 其差拍量, 以及FFT算法下的图例如图3所示。

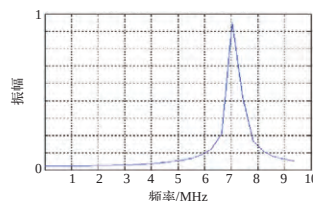


图3 FFT算法处理目标距离为5 500 m时的差拍信号频谱图

Chirp-z算法下的图例, 如图4所示。

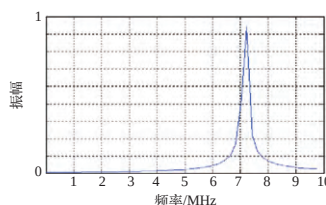


图4 Chirp-z算法处理目标距离为5 500 m时的差拍信号频谱图

使用拟合算法处理的图例，如图5所示。

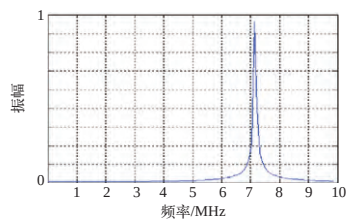


图5 拟合算法处理目标距离为5 500 m时的差拍信号频谱图

使用比较准确快速的拟合Chirp - z算法的图例，如图6所示。

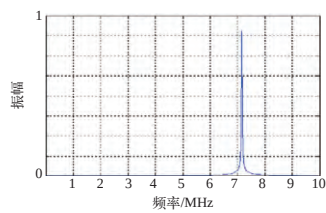


图6 拟合Chirp - z算法处理目标距离为5 500 m时的差拍信号频谱图

从上述图例中可以明显地看到，由最基础的FFT算法出发，一步一步改进的处理性能得到很好的改善，再使用拟合Chirp - z算法后，对于信号的描述的准确性有了明显改善。

而在预警的测试中，引入一个实例，将雷达扫描区域内参照距离范围进行量化编码，为了方便计算量化形式以0和1二进制表示，而需要使用测量的下一次距离作为适应度函数，需要估计与目标测量距离一个范围的样本，作为对于之后目标行为的估计，以这个范围样本作为初始群落，以下次测量的距离因子作为适应度，与适应度对比相似度，遗传相似度最高的，剔除相似度最低的，当所求次代因子权值越来越高时，表明该目标距离车辆越来越近，提出预警，反之，权值越来越小，表明远离车辆，静默预警，保持监视，从而实现对目标不确定行为的动态范围预警。基于遗传算法求解该问题时的第一代和第二代信息如表1和表2所示。

表1 第一代信息

个体编号	初始群落	距离/m	适应度	求相似度 (%)	M_p
1	01101	1 300	11111	42	1
2	11000	2 400	11111	78	2

3	01000	800	11111	26	0
4	10011	1 900	11111	61	1
备注	测距为 3 100 m		与适应度比值的百分比		遗传到下一代的数量

表2 第二代信息

个体编号	初始群落	距离/m	适应度	求相似度 (%)	M_p
1	01101	1 300	11110	43	0
2	11000	2 400	11110	80	2
3	11000	2 400	11110	80	1
4	10011	1 900	11110	63	1
备注	测距为 3 000 m		与适应度相与		遗传到下一代的数量

表中假设预测样本为四个，两次测量距离为3 100 m和3 000 m，目标样本中24为最佳估计值，同时表明目标在靠近车辆，需要预警提示。

结束语

车载雷达测距有两个非常重要的方向，其一是尽可能少量消耗空间、硬件资源的情况下得到尽可能准确的数据，采用拟合Chirp - z法可以达到此目的；其一是能够动态多目标预警，采用遗传算法可以快速的估计检测目标的威胁度，并及时反馈预警。

参考文献

[1] 高振海，王竣，佟静，等．车载毫米波雷达对方目标的动态状态估计 [J]．吉林大学学报：工学版，2014，44 (6)：1537-1554.

[2] 刘静．基于LFMCW毫米波的汽车防撞系统的研究 [D]．武汉：武汉科技大学，2014.

[3] 夏克文．数据挖掘中的计算智能方法与应用研究 [D]．西安：西安交通大学，2006.

[4] 李政．LFMCW雷达目标检测与参数估计方法研究 [D]．成都：电子科技大学电子工程学院，2006.

[5] 艾俊轶．毫米波高精度测距雷达信号处理及实现 [D]．成都：电子科技大学，2006.

[6] 包敏．线性调频连续波雷达信号处理技术与硬件实现 [D]．西安：西安电子科技大学，2009.

(收稿日期：2015 - 02 - 05) EA