

超近程 PD 雷达复杂目标回波合成方法研究

郑 哲,姜 洁,吴嗣亮

(北京理工大学信息与电子学院,北京 100081)

摘 要: 针对超近程 PD 雷达复杂目标回波合成方法进行了研究,提出一种“视频合成结合空间合成”的方法.该方法将交会过程中雷达和目标所处的空间按等空间角划分为多个空域,按预设交会姿态,动态分配目标各强散射点至相应空域,将出现在同一空域的目标各强散射点的回波先进行视频合成后,经单边带调制并上变频至雷达发射频率,形成对应空域模拟回波信号,而后经阵列天线对各空域回波信号进行空间合成,产生回波信号至雷达接收机天线.

关键词: 超近程脉冲多普勒雷达; 视频合成; 空间合成; 阵列天线; 散射点; 模拟器

中图分类号: TN955 + 2 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2011) 3A-043-04

Research on Super Close-in PD Radar's Complex Target Echo Synthesis

ZHENG Zhe, JIANG Jie, WU Si-liang

(School of Information and Electronics, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081, China)

Abstract: This paper conducted research on the super close-in PD radar's complex target echo synthesis technology, and put forth a method of "Video synthesis combining space synthesis". The method divided the work space of radar and complex target into multi-small airspace based on equal space angle during the process of simulation. In accordance with the principle of scatter-points distribution, and made dynamic distribution of target scatter-points to the airspace on the basis of known cross posture. During simulation, target scatter-points' echo of the same airspace will carry out video synthesis, then are sent into radar by I/Q modulation and up-conversion. In the mean time, all airspaces' echo will undergo space synthesis again through array antenna, echo signal will finally be generated to radar receiver antenna.

Key words: super close-in pulse doppler radar; video synthesis; space synthesis; array antenna; scatter-point; simulator

1 引言

超近程 PD(Pulse Doppler)雷达复杂目标回波模拟需解决如下难题:如何真实模拟超近程条件下复杂目标回波.文献[1]将体目标等效为几个固定的独立散射点,将所有散射点的回波信号进行视频合成,经单边带调制和上变频处理后注入至雷达^[2~4].该方法由于直接将回波信号线馈至雷达,无法测试雷达收发天线的性能;文献[5]采用三元组模拟方法,通过天线阵列上的三元天线组辐射的信号合成目标回波信号^[6],该方法具有很高的控制精度,但由于其自身结构特点,会不可避免的引入“平面波误差”^[7,8].

本文针对超近程 PD 雷达复杂目标回波模拟需求,提出一种“视频合成结合空间合成”的方法,该方法的思想:将交会过程中雷达和复杂目标所处的空间按等空间角划分为多个空域,模拟过程中,根据交会姿态,动态分配复杂目标各强散射点至相应空域,将出现在同一空域的散射点回波信号首先在视频进行合成,然后经单边带

调制并上变频至雷达发射频率,经阵列天线将各空域的回波信号在空间合成后空馈至雷达接收天线.采用该方法可产生真实近场交会条件下复杂目标回波信号.

2 复杂目标回波合成方法

超近程 PD 雷达的发射信号可表示为:

$$S_i(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \sum_{l=0}^{L-1} \text{Rect}\left[\frac{t - kLT_r - lT_p}{T_p}\right] \cdot C_l \cdot A_i \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0) \quad (1)$$

其中,若雷达为伪码调相 PD 雷达, $C_l \in (-1, 1)$, 否则 $C_l = 1$; L 为伪码序列的长度; $\text{Rect}(x)$ 为矩形函数,即

$$\text{Rect}(x) = \begin{cases} 1, & 0 \leq x < 1 \\ 0, & \text{其他} \end{cases};$$

T_r 为脉冲重复周期; T_p 为脉冲宽度; f_0 为载波频率; φ_0 为载波信号初相位; A_i 为载波振幅.

将复杂目标分解为 M 个独立散射点^[7],则到达雷达接收天线的回波信号为:

$$S_o(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \sum_{l=0}^{L-1} C_l \cdot \text{Rect}\left[\frac{t - \tau_m(t) - kLT_r - lT_r}{T_p}\right] \cdot A_{om}(t) \cdot \cos(2\pi f_0(t - \tau_m(t)) + \varphi_0 + \varphi_m(t)) \quad (2)$$

其中, $\tau_m(t)$ 为 t 时刻电磁波从雷达到目标第 m 个散射点的往返传播时间; $A_{om}(t)$ 为 t 时刻目标第 m 个散射点产生的回波信号分量振幅; $\varphi_m(t)$ 为目标第 m 个散射点在 t 时刻对电磁波产生的相位变化, 是目标姿态角和电磁波照射角的函数^[8].

考虑在交会过程中, 将交会空间划分为 N 个空域, 则式(2)所示复杂目标回波信号可表示为

$$S_o(t) = \sum_{n=0}^{N-1} S_{on}(t) \quad (3)$$

其中, $S_{on}(t)$ 为 t 时刻, 分配至第 n 个空域的散射点回波合成信号. 为表述散射点和空域的关系, 定义 $g_{nm}(t)$:

$$g_{nm}(t) = \begin{cases} 1, & t \text{ 时刻第 } m \text{ 个散射点分配至第 } n \text{ 个空域} \\ 0, & t \text{ 时刻第 } m \text{ 个散射点未分配至第 } n \text{ 个空域} \end{cases} \quad (4)$$

则

$$S_{on}(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \sum_{l=0}^{L-1} g_{nm}(t) C_l \cdot \text{Rect}\left[\frac{t - \tau_m(t) - kLT_r - lT_r}{T_p}\right] A_{om}(t) \cdot \cos(2\pi f_0(t - \tau_m(t)) + \varphi_0 + \varphi_m(t)) \quad (5)$$

为产生式(5)所示各空域对应的回波信号, 可先产生各空域散射点的视频合成信号:

$$S_{in}(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \sum_{l=0}^{L-1} g_{nm}(t) C_l \cdot \text{Rect}\left[\frac{t - \tau_m(t) - kLT_r - lT_r}{T_p}\right] \cdot A_{om}(t) e^{j(-2\pi f_0 \tau_m(t) + \varphi_m(t))} = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \sum_{l=0}^{L-1} C_l \sum_{m=0}^{M-1} g_{nm}(t) \cdot \text{Rect}\left[\frac{t - \tau_m(t) - kLT_r - lT_r}{T_p}\right] \cdot A_{om}(t) e^{j(-2\pi f_0 \tau_m(t) + \varphi_m(t))} \quad (6)$$

然后再单边带调制到式(7)载波信号上:

$$s_c(t) = \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0) \quad (7)$$

$$S_{BIN}(t) = I_{IN}(t) + jQ_{IN}(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \sum_{l=0}^{L-1} \text{Rect}\left[\frac{t - kLT_r - lT_r}{T_p}\right] \cdot C_l e^{j(\varphi_0 - \varphi_0')} \quad (8)$$

当发射相干载波提取环路锁定后, 有 $\varphi_0 - \varphi_0' \rightarrow 0$. 利用雷达发射脉冲包络对式(8)信号进行同步采样保持, 可得

$$s'_{BIN}(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \sum_{l=0}^{L-1} \text{Rect}\left[\frac{t - kLT_r - lT_r}{T_r}\right] \cdot C_l \quad (9)$$

式(9)与视频信号

$$S'_{in}(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \sum_{l=0}^{L-1} g_{nm}(t) \cdot \text{Rect}\left[\frac{t - \tau_m(t) - kLT_r - lT_r}{T_p}\right] \cdot A_{om}(t) e^{j(-2\pi f_0 \tau_m(t) + \varphi_m(t))} = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{m=0}^{M-1} g_{nm}(t) \cdot \text{Rect}\left[\frac{t - \tau_m(t) - kLT_r - lT_r}{T_p}\right] \cdot A_{om}(t) e^{j(-2\pi f_0 \tau_m(t) + \varphi_m(t))} \quad (10)$$

相乘后, 即得式(6)的视频回波信号.

综上所述, “视频合成结合空间合成”回波合成方法: 先产生式(6)所示的同一时刻, 分配至同一空域的多个散射点视频合成信号, 之后, 对各空域的视频合成信号单边带调制至雷达发射载频, 再由式(3)进行空间合成可得式(2)信号, 即复杂目标回波模拟信号.

3 散射点实时分配

“视频合成结合空间合成”的关键问题之一: 如何实时分配各散射点至相应空域. 结合具体实现时, 每个空域的回波信号通过一个模拟通道产生, 然后经阵列天线上的一个阵元空馈至雷达接收天线.

散射点实时分配方法如下: 设 t 时刻第 m 个散射点和第 n 个阵元在弹体坐标系中坐标为 $(x_m(t), y_m(t), z_m(t))$ 、 $(x_n(t), y_n(t), z_n(t))$, 则坐标原点与第 m 个散射点连线矢量为 $\mathbf{S}_m(t) = [x_m(t), y_m(t), z_m(t)]$, 坐标原点与第 n 个阵元连线矢量为 $\mathbf{A}_n(t) = [x_n(t), y_n(t), z_n(t)]$, 设两个矢量夹角为 $\alpha_{nm}(t)$, 由元素 $\alpha_{nm}(t)$ ($0 \leq m < M$) ($0 \leq n < N$) 构成矩阵 $\mathbf{B}_{M \times N}(t)$. 选取 $\mathbf{B}_{M \times N}(t)$ 每一行的最小元素, 其所在列号对应的阵元为 $n'_m(t)$, 则 t 时刻第 m 个散射点与第 $n'_m(t)$ 阵元空间矢量夹角最小, 将第 m 个散射点分配至第 $n'_m(t)$ 个空域, 即

$$g_{nm}(t) = \begin{cases} 1, & n = n'_m(t) \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (11)$$

$\alpha_{nm}(t)$ 的计算方法:

$$\alpha_{nm}(t) = \arccos(\mathbf{S}_m(t) \cdot \mathbf{A}_n^T(t)) = \arccos \left(\frac{[x_m(t), y_m(t), z_m(t)]}{\sqrt{[x_m(t), y_m(t), z_m(t)][x_m(t), y_m(t), z_m(t)]^T}} \times \frac{[x_n(t), y_n(t), z_n(t)]^T}{\sqrt{[x_n(t), y_n(t), z_n(t)][x_n(t), y_n(t), z_n(t)]^T}} \right) \quad (12)$$

4 视频仿真数据生成方法

由复杂目标回波合成方法,为产生式(6)视频回波信号,可采用如下数字方法实现:

首先根据式(10)计算产生 $S'_m(t)$ 的归一化采样量化值 $I'_m(t_i)$ 、 $Q'_m(t_i)$ 和功率衰减量化值及脉冲持续时间数组 $G'[][]$;由 A/D 转换获得 $S'_{BIN}(t)$ 的采样量化值 $I'_{BIN}(t_i)$ 、 $Q'_{BIN}(t_i)$;按式(13)、(14)数字计算 $S_m(t)$ 的采样量化值 $I_m(t_i)$ 、 $Q_m(t_i)$:

$$I_m(t_i) = I'_v(t_i) \times I'_{BIN}(t_i) - Q'_v(t_i) \times Q'_{BIN}(t_i) \quad (13)$$

$$Q_m(t_i) = I'_v(t_i) \times I'_{BIN}(t_i) + Q'_v(t_i) \times Q'_{BIN}(t_i) \quad (14)$$

将 $I_m(t_i)$ 、 $Q_m(t_i)$ 由 D/A 变换并经单边带调制后得到视频回波信号 $S_m(t)$;各通道的视频回波信号 $S_m(t)$ 经上变频得到信号 $S'_{on}(t)$ 输出至对应通道的数控衰减器;各通道的数控衰减器根据 $G'[][]$ 对信号 $S'_{on}(t)$ 进行功率调整后得到 $S_{on}(t)$ 输出至天线阵列的对应天线。

视频仿真数据生成方法需解决如下问题:如何根据散射点实时分配结果生成 $S'_m(t)$ 的归一化采样量化值 $I'_m(t_i)$ 、 $Q'_m(t_i)$ 和功率衰减量化值及持续时间数组 $G'[][]$ 。

考虑硬件实现时,为节省板极存储资源,需设法减少视频仿真数据数据量,可计算每个回波信号脉冲内信号的采样值及脉冲延时量,通过硬件电路重构回波信号。

以任一通道 n 为例,数据生成方法:首先,在每个 PRT 起始时刻,根据散射点实时分配结果获得当前时刻分配至该通道的散射点序号;计算上述散射点与雷达的距离 R_m ,根据式(15)分别计算回波延时量,并记录最小延时量。

$$\Delta t_m = \frac{2 \times R_m}{c} \quad (15)$$

根据 R_m 计算当前时刻上述散射点的回波相位差,并分别计算 I、Q 两路信号幅值。

$$\begin{aligned} \Delta \varphi_m &= -4\pi \cdot R_m / c \\ I_m &= A_m \cdot \cos(\Delta \varphi_m) \\ Q_m &= A_m \cdot \sin(\Delta \varphi_m) \end{aligned} \quad (16)$$

其中

$$A_m = \frac{P_0 \cdot G_t(\theta) \cdot \sigma_m \cdot A_e}{(4\pi R_m^2)^2} \quad (17)$$

P_0 为雷达发射信号的峰值功率; G_t 为发射天线增益; A_e 为接收天线的有效截面积, $A_e = (G_r \lambda^2) / 4\pi$, $\lambda = c / f_0$, 则

$$\begin{aligned} A_m &= \frac{P_0 \cdot G_t(\theta) \cdot \sigma_m \cdot G_r(\theta) \lambda^2}{(4\pi R_m^2)^2} \cdot \frac{1}{4\pi} \\ &= \frac{P_0 \cdot G_t(\theta) \cdot G_r(\theta) \cdot \sigma_m}{(4\pi)^3 R_m^4} \cdot \left(\frac{c}{f_0}\right)^2 \end{aligned} \quad (18)$$

由式(16)计算结果,将当前时刻分配至该通道各散射点的 I、Q 两路数据按照延时对应关系进行矢量叠加。

采用上述方法,即可得到每个通道整个模拟过程 I、Q 两路信号幅值。

考虑式(13)、(14)的数字信号 $I_m(t_i)$ 、 $Q_m(t_i)$ 后续需进行 D/A 转换及单边带调制,为降低 DAC 量化噪声影响,同时保证 I、Q 两路模拟信号正交调制的边带抑制度,需要对每个通道整个模拟过程 I、Q 两路信号幅值进行归一化处理,为更有效的满足回波功率模拟精度,需在归一化时保存回波信号的功率信息,由该功率信息控制数控衰减器调整回波信号功率。具体方法:根据 I、Q 两路信号幅值,计算各采样点的功率值,并找到每个 PRT 内所有采样点的最大功率值,组成一个新序列 $G[i]$,用数控衰减器的控制精度 $\Delta G(\text{dBm})$ 对数字信号序列 $G[i]$ 进行量化并向上取整,将一个或多个连续的量化值相同的量化结果作为一组,将每组的量化值和每组中数据的个数记录到一个二维数组 $G'[][]$ 中。利用二维数组 $G'[][]$ 对 I、Q 两路数字信号进行归一化处理,得到 $I'_m(t_i)$ 、 $Q'_m(t_i)$ 。

5 结论

本文提成一种“视频合成结合空间合成”的方法,解决了超近程 PD 雷达复杂目标回波模拟的难题。文章分析了复杂目标回波合成原理及散射点实时分配算法,基于上述合成原理和分配算法,给出了视频仿真数据生成的具体方法。

参考文献

- [1] 冯杰,费元春,曹俊.导弹无线电引信半实物仿真系统设计[J].系统仿真学报,2008,14(20):3692-3695.
Feng Jie, Fei Yuan-chun, Cao Jun. Design of missile radar fuzing hardware-in-the-Loop simulation system[J]. Journal of System Simulation, 2008, 14(20): 3692-3695. (in Chinese)
- [2] 王剑,吴嗣亮,侯淑娟.超分辨条件下雷达目标散射点数的估计方法[J].电子学报,2008,36(6):1058-1060.
WANG Jian, WU Si-liang, HOU Shu-jian. Detecting the scatterer number of radar target for SSM super resolution[J]. Acta Electronica Sinica, 2008, 36(6): 1058-1060. (in Chinese)
- [3] 刘清成,李兴国,万援.近程毫米波多普勒目标模拟器的建模与仿真[J].系统仿真学报,2009,21(16):4954-4957.
Liu Qing-cheng, Li Xing-guo, Wan Yuan. Modeling and simulation of short-distance MMW doppler target simulator[J]. Journal of System Simulation, 2009, 21(16): 4954-4957. (in Chinese)

Chinese)

- [4] Cédric Chauviere, Jan S Hesthaven, Lucas C Wilcox. Efficient computation of RCS from scatterers of uncertain shapes[A]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation 2007[C]. St Petersburg, Russia: IEEE Antennas and Propagation Society, 2007. 1437 – 1448.
- [5] Hsieh Sung-Nien, Tseng Chao-Hsiung, Chu Tah-Hsiung. A three-element retro-directive antenna array [A]. Microwave Conference Proceedings, 2005[C]. 2005.
- [6] Yazid Yusuf, Gong Xun. A low-cost patch antenna phased array with analog beam steering using mutual coupling and reactive loading[A]. Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE [C]. IEEE Antennas and Propagation Society, 2008. 1536 – 1225.
- [7] Sui Miao, Xu Xiao-jian. A novel procedure for high resolution radar signature prediction of near field targets[A]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation[C]. IEEE Antennas and Propagation Society, 2010. 2981 – 2993.
- [8] 王谷, 方宁, 苗俊刚. 复杂目标角闪烁序列的混沌特性[J]. 电子学报, 2009, 37(7): 1506 – 1508.

WANG Gu, FANG Ning, MIAO Jun-gang. The chaos feature of glint series for complex targets[J]. Acta Electronica Sinica, 2009, 37(7): 1506 – 1508. (in Chinese)

作者简介



郑 哲 男, 1975 年 7 月出生于黑龙江, 博士后, 现任北京理工大学讲师. 主要从事超近程雷达复杂目标与杂波模拟技术、直扩信号动态信道模拟技术等方面的研究工作.

E-mail: zhengzhebit@bit.edu.cn

姜 洁 女, 1985 年 1 月出生于辽宁阜新, 硕士, 现任北京理工大学外聘教师.

吴嗣亮 男, 1964 年 8 月出生于安徽省绩溪县, 博士后, 现任北京理工大学雷达技术研究所副所长、信号与信息处理学科首席教授. 主要从事雷达系统理论与技术、电子系统仿真与信号模拟、现代信号处理理论与应用、扩频信号处理理论与技术及其在无线电测控与卫星导航定位中的应用等方面的研究.