

波形综合机载雷达地杂波模拟方法性能分析

江朝抒, 汪学刚, 陈祝明

(电子科技大学电子工程学院 成都 610054)

【摘要】根据机载雷达地杂波的形成原理及其特点,提出了一种基于波形综合的机载雷达地杂波建模方法。该方法产生的地杂波可以控制杂波的时域幅度起伏和功率谱,在时域和频域同时具有与实际雷达地杂波相近的分布特性,从而可为机载雷达系统的测试提供可靠的数据来源。

关键词 机载雷达; 地杂波模拟; 波形综合; 零记忆非线性
中图分类号 TN957.51 文献标识码 A

Performance Analysis of Waveform Synthesis for Modeling Airborne Radar Ground Clutter

JIANG Chao-shu, WANG Xue-gang, CHEN Zhu-ming

(School of Electronic Engineering, Univ. of Electron. Sci. & Tech. of China Chengdu 610054)

Abstract The performance of airborne radar strongly depends on the statistical distribution, the power spectral character and the fluctuation of the ground clutter. This paper presents a clutter modeling method using waveform synthesis theory in order to provide ground clutter simulation for analyzing airborne radar system. Compared with conventional modeling method that uses the distribution and power spectrum of clutter, this method can generate ground clutter data with a given distribution, power spectrum and fluctuation simultaneously. Comparison of simulation results and real radar clutter indicates that this method can model ground clutter of airborne radar more accurate than the conventional method.

Key words airborne radar; clutter returns simulation; waveform synthesis; zero-memory nonlinearity

经典的地杂波模拟主要包括:(1)统计特性的模拟;(2)功率谱特性的模拟。关于统计特性的模拟已有许多成熟的方法^[1-5]。功率谱特性的模拟常采用零记忆非线性(ZMNL)变换方法^[6],该方法先产生给定分布的白噪声,然后通过数字滤波获得所需要的幅度功率谱,其模拟结果与实际的机载雷达回波尽管幅度功率谱相符,在时域上幅度和相位起伏特性则与实际情况相差甚远。

本文提出了基于波形综合的机载雷达地杂波谱的建模方法,从机载雷达地杂波谱的形成原理着手,采用波形综合的方法建立地杂波谱模型,通过和实测数据的对比,证明该方法能够有效地解决功率谱和时域的同时模拟的问题。

1 机载雷达地杂波谱形成原理与特点

地面散射体通常按其是否随风运动分成固定散射体与运动散射体两类,其回波分量分别用固定分量和起伏分量表示。实测数据表明,对平台固定雷达,固定分量与起伏分量之比(与地面植被及气象条

件有关^[7])严重影响到地杂波的功率谱^[8]。事实上,对起伏分量而言,散射体的径向运动影响的是回波脉冲之间的相位差,而散射体相对于雷达的姿态角的变化则导致其雷达截面积变化,从而引起回波脉冲的幅度闪烁,二者均可引起回波脉冲的功率谱的展宽。在一般的气象条件下,从实测的雷达数据看,若去除天线方向图调制的影响(相当于在一个CPI间隔内波束驻留在一个波位),则在一个CPI(通常从数十微秒到数十毫秒)的间隔内,脉冲间回波幅度的变化较小。说明在此时间内,姿态角的变化所引起的幅度闪烁较小。因此,引起功率谱展宽的主要因素为散射体的径向往复运动所引起的回波脉冲之间的相位变化。

对于机载雷达而言,若忽略平台在一个CPI内的不稳定因素(即平台处于匀速直线运动状态),则地面散射体的机载雷达地杂波谱与平台固定雷达地杂波谱相比,仅对于不同方向的散射体加入了对应的恒定多普勒分量。因此,如何在散射体回波脉冲间起伏较小的情况下,对散射体的展宽回波功率谱进行仿真

是其核心问题。

传统的ZMNL方法可以获得所需的幅度功率谱。然而,由于数字滤波等效于在时域进行强相关处理,会造成同一散射体仿真回波高达数十分贝的脉间幅度起伏,与实际的杂波起伏情况相差甚远。

2 基于波形综合的地杂波建模方法

从以上分析可知,对于地面散射体的杂波的仿真问题可以归结为已知回波幅度功率谱,在回波时域幅度基本恒定下,时域回波波形的求解问题。

根据波形设计和综合理论,在时带积较大(通常要求大于20)的情况下,应用相位驻留原理,可以得到时域回波的近似相位分布^[9]。对机载侧视雷达,若雷达工作波长为 λ ,天线水平孔径为 D ,地面散射体与雷达的斜距为 R ,则其回波的方位时带积为 $2\lambda R/D^2$ ^[10],故在一般情况下能满足相位驻留条件。对机载非侧视雷达,设天线波束偏离侧视方向 θ 角,则其回波的方位时带积为 $2\lambda R\cos\theta/D^2$,方位时带积随着雷达波束越接近前视而减小,但对于满足 $\cos\theta < 10D^2/(\lambda R)$ 的波束指向,仍然能满足相位驻留条件。

在满足相位驻留条件下,设要求的杂波幅度功率谱为 $U_m^2(f)$,一个CPI时间为 T ,则在时域回波幅度恒定的情况下,时域回波相位的调频特性为:

$$M_m(f) = K \int_{-\infty}^f U_m^2(f) df \quad (1)$$

式中 K 为 $M_m(f)|_{f=\infty} = T$ 的解。因此,时域的相位特性为:

$$\varphi_m(t) = 2\pi \int_{-\infty}^t M_m^{-1}(x) dx \quad (2)$$

考虑回波相位及谱宽的随机性,在式(2)中加入随机初始相位 φ_{0m} 和随机谱宽调制系数 k_m ,可得:

$$\varphi_m(t) = \varphi_{0m} + 2\pi k_m \int_{-\infty}^t M_m^{-1}(x) dx \quad (3)$$

3 波形综合法机载雷达地杂波仿真

对于机载雷达的地杂波的仿真,本文采用文献[11]的网格映像法,对所要仿真的波束指向的距离单元进行网格划分,每个网格单元对应于一个距离-方位散射单元。

每一距离-方位散射单元包含了大量散射体,本文对每个散射体的幅度统计特性,按照式(3)进行相位特性的模拟。将所有散射体回波进行相干叠加,作为该距离-方位散射单元的起伏分量,然后对每一距离方位单元加入固定分量,从而获得每个距离方位单元的回波。

由于机载雷达平台的运动会不同的方位-距

离散射单元回波引入不同的多普勒频移,且由于天线对不同的方位-距离散射单元具有不同的增益,因此,需要进行多普勒频移和天线方向图加权处理,然后进行方位叠加。

若需模拟多个距离单元,则需对每个距离单元进行上述模拟,然后根据雷达距离方程对不同的距离单元进行幅度加权。

4 高斯杂波谱仿真实例

本文采用波形综合的方法对具有高斯谱的散射体回波进行模拟。由于由大量随机晃动的散射元所组成的回波功率幅度谱具有高斯谱形状^[8],因此这种模型适合于具有一定植被的地表回波。

高斯谱形状为:

$$U_m^2(f) = \exp\left(-\frac{f^2}{2\sigma_f^2}\right) \quad (4)$$

则:

$$M_m(f) = K \int_{-\infty}^f U_m^2(f) df = \sqrt{2\pi} K \sigma_f \Phi\left(\frac{f}{\sigma_f}\right) \quad (5)$$

式中 $K = \frac{T}{\sqrt{2\pi}\sigma_f}$, 则有:

$$M_m(f) = T \Phi(f/\sigma_f) \quad (6)$$

则有:

$$\varphi_m(t) = 2\pi \int_{-\infty}^t M_m^{-1}(x) dx = 2\pi \sigma_f \int_{-\infty}^t \Phi^{-1}(x/T) dx \quad (7)$$

根据相位驻留原理,将 $\varphi_m(t)$ 在 $t=0$ 附近作泰勒展开,有:

$$\varphi_m(t) \approx \varphi_m(0) + \varphi_m'(t)t = \varphi_m(0) + 2\pi\sigma_f \Phi^{-1}(t/T)t \quad (8)$$

因为 $\text{erf}(x) = 0.5 + 0.5\Phi(x/\sqrt{2})$, 有:

$$\varphi_m(t) \approx \varphi_m(0) + 2\pi\sqrt{2}\sigma_f \left[\text{erfinv}\left(\frac{2t}{T} - 1\right) \right] t \quad (9)$$

式中 $\text{erfinv}(\cdot)$ 为 $\text{erf}(\cdot)$ 的反函数。将 $\varphi_m(0)$ 作为随机初始相位 φ_{0m} ,并加入随机谱宽调制系数 k_m (谱宽由散射体相对运动引起的起伏分量决定),可得该散射体的回波相位为:

$$\varphi_m(t) \approx \varphi_{0m} + 2\pi k_m \sqrt{2}\sigma_f \left[\text{erfinv}\left(\frac{2t}{T} - 1\right) \right] t \quad (10)$$

设第 r 个距离单元的第 n 个距离-方位散射单元包含 M 个散射体, M 个散射体的回波幅度服从相应的统计分布,该统计特性由散射体的性质所决定。本例假设这些散射体均由许多均匀分布的小的散射体所构成,故其幅度 U_{rnm} 服从瑞利分布, U_{rnm} 可用Monte-Carlo的方法产生。对于其他分布的情况,可按照相应的模拟方法产生 U_{rnm} ^[1-4]。设该距离-方位

散射单元回波中固定分量为 C_{rn} (固定分量为散射单元的平均回波电压, 由散射单元内固定散射体的截面积决定); 另外, 则由于雷达平台的运动, 及各距离-方位散射单元方位角的差异, 造成其多普勒频移差异, 因此该距离-方位散射单元的杂波电压为:

$$U_{rn} = (C_{rn} + \sum_{m=1}^m U_{rnm} \exp[j\phi_{rnm}(t)]) \exp(-j2\pi f_d n t) \quad (11)$$

设天线双程方向图为 $F(\theta)$, 则对第 r 个距离单元的所有距离-方位散射单元进行加权方位叠加后可得第 r 个距离单元的杂波电压为:

$$U_r = \sum_{n=1}^N F(\theta_n) U_{rn} \quad (12)$$

若欲对多个距离单元地杂波进行模拟, 则可根据雷达距离方程对回波电压进行幅度加权即可。

5 仿真结果与实际地杂波比较

图1所示为波形综合所产生的高斯功率谱。归一化谱宽为0.01, 时域波形幅度为常数。图2~3分别给出了波形综合法和ZMNL法的仿真结果。从图2和图3可以看出, 对同一散射体一个CPI(33个脉冲)回波进行仿真时(未加入平台运动所引起得多普勒频率), 在获得相近的功率谱特性的前提下, 采用波形综合法模拟的回波的脉间幅度起伏远远低于ZMNL法的结果。这是由于ZMNL法相当于采用ARMA模型对白噪声进行强相关处理引起大的时域幅度起伏。而采用波形综合法在时域的幅度起伏则完全由对 U_{rnm} 的控制而确定, 因此可以做到较小的幅度起伏。与ZMNL法相比, 波形综合法更能灵活的分别对散射体回波的时域幅度和相位进行单独控制, 是一种更为精确的杂波模型。

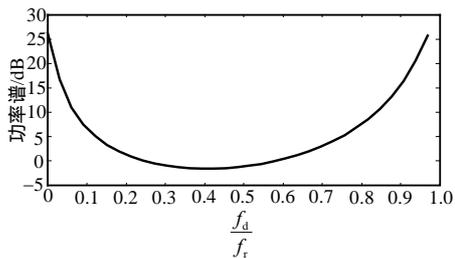
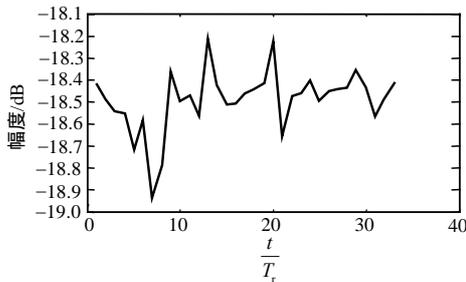
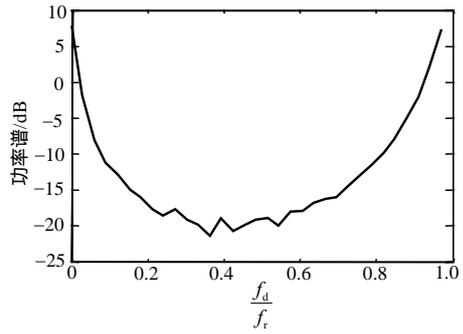


图1 波形综合所产生的高斯功率谱

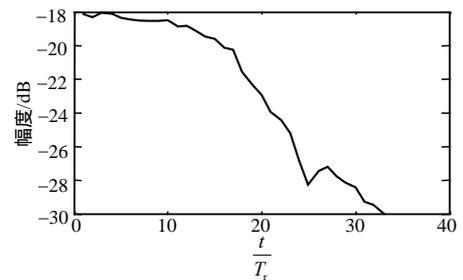


a. 时域幅度波形

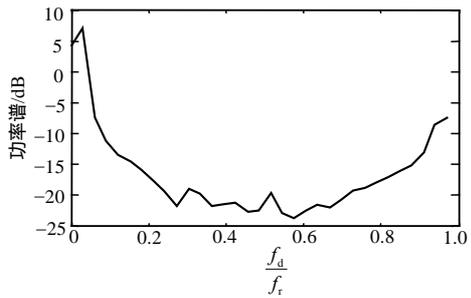


b. 幅度功率谱

图2 波形综合法仿真的单个散射体回波



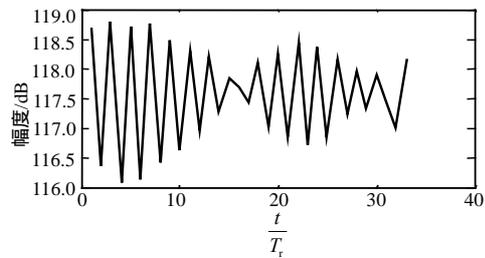
a. 时域幅度波形



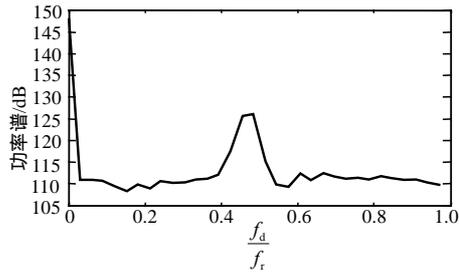
b. 幅度功率谱

图3 ZMNL法仿真的单个散射体回波

图4~5分别为采用波形综合法和ZMNL法仿真的多个距离单元的时域波形平均和功率谱平均。脉冲数为33。为了切合机载雷达的实际情况所示, 本文对机载雷达的高度线杂波进行了仿真。图6所示为机载雷达的实际雷达数据的多个距离单元的时域波形平均和功率谱平均。该图的数据来源于华东电子工程研究所的机载侧视雷达试飞数据作脉压处理后的结果。

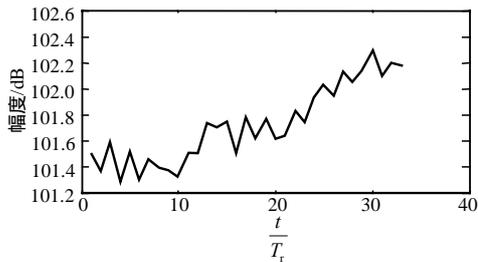


a. 时域幅度波形平均

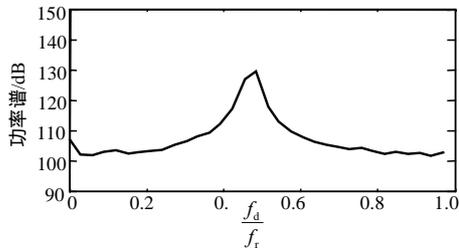


b. 幅度功率谱平均

图4 波形综合法仿真的机载雷达地杂波



a. 时域幅度波形平均



b. 幅度功率谱平均

图5 ZMNL法仿真的机载雷达地杂波

将图4~5进行比较可以发现,采用波形综合法的仿真结果在平均时域波形和平均功率幅度谱上与实际回波数据更接近。主要的失真是由于波束仿真模型(采用sinc平方波束模型)偏离实际波束所造成。而ZMNL法尽管功率谱也与实际回波数据接近,但时域幅度波形偏离实际情况。

6 结 论

本文从机载雷达地杂波的形成原理出发,利用波形综合的方法模拟机载雷达地杂波,可以单独对杂波的时域幅度起伏和功率谱进行仿真,因此可以同时获得较好的频域和时域逼真度,为检验和测试雷达系统的性能提供更加可靠的数据来源。

参 考 文 献

- [1] SZAJNOWSKI W J. Generation of correlated log-normal clutter samples[J]. Electronics Letters, 1976,12(19): 497-498.
- [2] SZAJNOWSKI W J. The Generation of correlated weibull clutter for signal detection problems[J]. IEEE Trans-AES, 1977, 13(5): 536-541.
- [3] JAMES L M. Correlated K-distributed clutter generation for radar detection and track[J]. IEEE Trans-AES, 1995, 31(2): 106-115.
- [4] 曹太强, 丁庆生. 雷达信号数据采集与处理[J]. 实验科学与技术, 2005, 3(4): 4-6.
- [5] 鲍丹, 杨绍全. 非中心化chi平方伽玛分布杂波模型[J]. 电子学报, 2004, 32(12): 1971-1973.
- [6] 胡小川, 田增山, 汪学刚, 等. 一种新的机载相控阵雷达杂波模拟及实现[J]. 电波科学学报, 2001, 16(3): 310-314.
- [7] 陈轶, 金亚秋. 非均匀植被地表散射的Monte Carlo数值模拟与实验观测[J]. 电波科学学报, 2000, 16(1): 61-65.
- [8] 朗 M W. 薛德镛, 译. 陆地和海面的雷达波散射特性[M]. 北京: 科学出版社, 1981.
- [9] 林茂庸. 信号理论与应用[M]. 北京: 电子工业出版社, 1990.
- [10] COOK C E, BERNFELD M. Radar signal[M]. New York: Academic Press, 1967.
- [11] 米切尔 R L. 雷达系统模拟[M]. 北京: 科学出版社, 1983.

编辑 黄莘

(上接第163页)

参 考 文 献

- [1] GROVER W D, STAMATELAKIS D. Stamatelakis. Cycle-oriented distributed preconfiguration: ring-like speed with Mesh-like capacity for self-planning network restoration[C]//In: Proc. ICC 1998. [地址不祥]: IEEE, 1998: 537-543
- [2] GROVER W D. New options and insights for survivable transport networks[J]. IEEE Communication Magazine, 2002, 40(1): 92-104.
- [3] SCHUPKE D A, GRUBER C G, AULENRIETH A. Optimal configuration of p-cycles in WDM networks[C]//In: Proc. ICC 2002. [地址不祥]: IEEE, 2002: 2761-2765.
- [4] GROVER W D, DOUCETTE J E. Advances in optical network design with p-cycles: joint optimization and pre-selection of candidate p-cycles[C]//In: Proc. of IEEE-LEOS Summer Topical Meeting. [地址不祥]: IEEE, 2002: 49-50.
- [5] SCHUPKE D A, MATTHAIS C. Configuration of p-cycles in WDM networks with partial wavelength conversion[J]. Photonic Network Communications, 2003, 6(3): 239-252.

编辑 刘文珍