

基于相位分析CAPES的信号参数估计方法

闫海^{1,2}, 李龙³, 李国辉¹, 曹原², 董啸虎⁴

(1. 国防科技大学信息系统与管理学院 长沙 410073; 2. 空军装备研究院雷达与电子对抗研究所 北京 海淀区 100085;
3. 中国电子科技集团公司第54所 石家庄 050002; 4. 空军工程大学装备管理与安全工程学院 西安 710051)

【摘要】由于存在栅栏效应,传统方法对单频信号参数估计时可能会存在精度下降问题。针对这一问题该文提出了一种基于相位分析的联合幅度与相位估计(CAPES)方法。采样数据的不同数据段之间因延时会存在相位差,该方法在估计信号参数时利用两数据段的相位差包含的信号频率信息来减小频率估计的偏差,进而提高信号频率、幅度和相位的估计精度。仿真实验表明该方法的参数估计精度高于传统的CAPES方法。将该方法应用于超视距雷达的海杂波对消中,实测数据的处理结果也表明了该方法的有效性。

关键词 CAPES; 参数估计; 相位分析; 海杂波对消

中图分类号 TN957.51 **文献标志码** A **doi**:10.3969/j.issn.1001-0548.2016.02.003

Signal Parameter Estimation Using the Phase-Analysis Based CAPES Method

YAN Hai^{1,2}, LI Long³, LI Guo-hui¹, CAO Yuan², and DONG Xiao-hu⁴

(1. Information System and Management Institute, National University of Defense Technology Changsha 410073;
2. Radar and ECCM Institute of Air force Armament Academy Haidain Beijing 100085;
3. The 54th Institute of China Electronic Technology Group Corporation Shijiazhuang 050002;
4. Armament Management and Safety Engineering Institute, Air Force Engineering University Xi'an 710051)

Abstract A phase-analysis based Capon-amplitude phase estimation of a sinusoid (CAPES) method is proposed for parameter estimation of single frequency signal. The proposed method uses the phase difference between two data segments to reduce frequency estimation error caused by the picket fence effect and therefore to improve the estimation accuracy of frequency, amplitude and phase. Computer simulation indicates the new method can achieve better parameter estimation performance than that of the traditional CAPES method. We applied the proposed method to experimental data collected by a trail over-the-horizon radar (OTHR) and the results validates the effectiveness of the proposed method.

Key words CAPES; parameter estimation; phase-analysis; sea clutter cancellation

信号参数的估计是雷达、声纳、遥感以及电子对抗等领域信号处理的一个重要问题。许多应用场合对信号参数的估计精度有着较高的要求^[1-8]。传统方法中的离散傅里叶变换(discrete Fourier transform, DFT)算法由于运算速度快在参数估计中被广泛采用,但基于DFT的各种算法的频率分辨率和频率估计精度取决于信号的观测时间长度。为提高DFT方法的参数估计精度,文献[6]提出一种基于相位分析的DFT方法,该方法利用分段DFT处理后信号的相位差对粗略估计出的频率进行补差修正,

从而提高了频率估计精度,但是DFT相位分析法的频率分辨率和DFT法一样受到信号观测时间的限制。

为了克服DFT法分辨率低的缺点,人们提出很多超分辨参数估计方法,其中有一种被称为联合Capon-APES,即CAPES方法^[4-5,8]。这种联合Capon法和幅度与相位估计(APES)法的超分辨谱估计方法兼有两种方法各自的优点,在实现频率超分辨的同时还能准确地估计出信号谱的幅度与相位信息。在实际工作中,受运算量的限制,CAPES方法的频率取样间隔不可能取得无限小,因此信号频率的估计

收稿日期: 2015-07-15; 修回日期: 2015-10-21

基金项目: 总装十二五预研项目(51307060301)

作者简介: 闫海(1974-),男,博士,高级工程师,主要从事雷达系统、雷达信号处理方面的研究。

精度会受到离散频率取样间隔的影响。当离散频率取样间隔很小或者信号真实频率恰好位于某个频率采样点上时, 参数估计精度较高。但信号真实频率和频率取样点有一定的偏差时, CAPES方法会将频率采样点对应的频率作为信号的估计频率, 导致频率参数的估计精度较低, 还会导致后续采用APES方法估计幅度和相位的精度降低, 这就是栅栏效应对参数估计精度的影响。

本文将相位分析的思想 and CAPES方法相结合, 提出一种基于相位分析的CAPES方法, 该方法和原CAPES方法相比具有更高的参数估计精度。

1 CAPES方法

CAPES方法是将Capon和APES两种谱估计方法结合使用的一种方法, Capon法的频率分辨率较高, APES法的幅度估计较准确。CAPES方法是用Capon法估计信号的频率, 再使用APES方法估计所得频率处的谱幅度, 它结合了两种方法各自的优点, 具有频率分辨率高和幅度估计准确的特点^[4-5,8]。

使用CAPES方法估计信号的频率等参数时, 由于信号真实频率是未知的, 需将整个频率轴离散化, 确定一定数目的频率取样点, 然后估计信号在各个频率取样点上的频谱, 幅度最大的谱线对应的频率即为信号频率的估计值。当信号真实频率恰好落在某个频率取样点上时, 信号的频率和幅度估计是准确的。而当信号真实频率落在两个频率取样点之间时, 估计频率和真实频率之间就有一个固定偏差 f_s 。当真实频率恰好落在两个频率采样点的中点时, 频率估计的偏差达到最大, 此时由于频率估计不准, 幅度和相位的估计值也会和真实值有一定的偏差。增加频率取样点的数量可以减小频率取样间隔, 从而减小频率估计的偏差, 在一定程度上降低栅栏效应的影响, 却无法将其完全消除。

2 基于相位分析的CAPES方法

实际上, 信号的相位能够反映信号的频率信息, 如果能够有效利用相位信息计算出偏差 f_s , 则能够提高信号频率的估计性能。基于此, 本文利用相位信息来提高信号参数的估计精度, 在现有CAPES方法的基础上, 利用相位信息提高信号参数的估计精度。为分析方便, 以单频复信号为例。任意一个单频复正弦序列可以表示为:

$$x(n) = A \exp[j(2\pi f_0 n T + \phi_0)] \quad (1)$$

式中, A 、 f_0 、 ϕ_0 分别表示信号的幅度、频率和相

位; $n=0,1,\dots,N-1$; T 为取样时间间隔; N 为取样点数。将信号序列分为前后两段, 得到两段长度相同的子序列 $x_1(n)$ 和 $x_2(n)$, 即:

$$x_1(n) = A \exp[j(2\pi f_0 n T + \phi_0)] \quad (2)$$

$$x_2(n) = x_1(n) \exp(j\pi f_0 N T) \quad (3)$$

式中, $n=0,1,\dots,N/2-1$ 。先对 $x_1(n)$ 和 $x_2(n)$ 分别做Capon谱分析, 采用Capon方法进行谱分析时离散频率点的个数为 L 。理论上 L 可以取任意值, 但为了分析方便, 假定频率取样点数为 $L=PN/2$, P 为大于1的整数。 P 的取值越大, 频率点个数越多, 频率估计的精度越高, 但运算量随之增加。因此 P 取值不宜太大, 一般在2~8之间为宜。根据Capon谱分析方法可以得到 L 个离散频率点对应的滤波器系数和幅度谱分别为:

$$h_{\text{Capon}}(f_l) = \frac{\mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}(f_l)}{\mathbf{a}^H(f_l) \mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}(f_l)} \quad (4)$$

$$\hat{\beta}_{\text{Capon}}(f_l) = \mathbf{h}_{\text{Capon}}^H(f_l) \mathbf{g}(f_l) \quad (5)$$

式中, \mathbf{R} 为信号序列的协方差矩阵; $\mathbf{a}(f_l) = [1, \exp(j2\pi f_l), \dots, \exp(j2\pi m f_l)]$, f_l 为各频率取样点对应的频率, $f_l = l/(LT)$, $l=0,1,2,\dots,L-1$, m 表示滤波器阶数; $\mathbf{g}(f_l)$ 的构造和采样序列 $x(n)$ 有关, 详见文献[4]。

$$\hat{f} = l_0 \Delta f \quad (6)$$

式中, \hat{f} 表示粗测频率; l_0 为谱峰对应的取样点的序号; Δf 为频率取样间隔且 $\Delta f = 2/(PNT)$ 。

由于APES方法在估计信号谱复幅度时比Capon法更准确, 因此CAPES方法在利用Capon方法获得频率估计后使用APES方法进行幅度和相位的估计。因此本文在获得两个子序列的频率估计后, 利用APES方法分别计算两子序列 $x_1(n)$ 和 $x_2(n)$ 在粗测频率 \hat{f} 处的复幅度谱为:

$$h_{\text{APES}}(\hat{f}) = \frac{\mathbf{Q}^{-1}(\hat{f}) \mathbf{a}(\hat{f})}{\mathbf{a}^H(\hat{f}) \mathbf{Q}^{-1}(\hat{f}) \mathbf{a}(\hat{f})} \quad (7)$$

$$\beta_{\text{APES}}(\hat{f}) = \mathbf{h}_{\text{APES}}^H(\hat{f}) \mathbf{g}(\hat{f}) \quad (8)$$

式中, \mathbf{Q} 为信号序列的协方差矩阵, $\mathbf{a}(\hat{f}) = [1, \exp(j2\pi \hat{f}), \dots, \exp(j2\pi m \hat{f})]$; $\mathbf{Q}(\hat{f}) = \mathbf{R} - \mathbf{g}(\hat{f}) \mathbf{g}^H(\hat{f})$ 。记两子序列 $x_1(n)$ 和 $x_2(n)$ 在粗测频率 \hat{f} 处的APES复幅度谱为 $\beta_1(\hat{f})$ 和 $\beta_2(\hat{f})$, 有:

$$\beta_1(\hat{f}) = \hat{A}_1 \exp(j\hat{\phi}_1) \quad (9)$$

$$\beta_2(\hat{f}) = \hat{A}_2 \exp(j\hat{\phi}_2) \quad (10)$$

式中, $\hat{\phi}_1$ 和 $\hat{\phi}_2$ 表示分别表示两子序列在最大谱线处的相位估计值。由于两个子序列仅存在由于信号频

率引起的固定相位差,理论上两子序列的频谱也仅存在固定的相位差,由于存在噪声的影响其幅度 \hat{A}_1 和 \hat{A}_2 是相近的。

由式(2)和式(3)可知:

$$\Delta\varphi = \hat{\varphi}_2 - \hat{\varphi}_1 = \pi f_0 NT = \frac{2\pi}{P} \frac{f_0}{\Delta f} \quad (11)$$

由式(11)可以看出,理论上两个子序列的相位差仅与信号频率有关。实际上,由于频域取样间隔的存在,信号的真实频率并不一定落在频域取样点上,此时由式(11)得到的两个子序列的相位差中也就包含着频率差的信息。

当真实频率 f_0 落在两个离散频率采样点之间时,式(11)第2个乘数项分解为一个整数项 l_0 (l_0 是幅度最大的谱线的序号)和一个小数项 s ,即:

$$f_0 = l_0 \Delta f + s \Delta f = \hat{f} + s \Delta f \quad (12)$$

令 $\Delta\varphi_0 = \frac{2\pi}{P} s$,将式(12)代入到式(11),可得:

$$\Delta\varphi_0 = \pi f_0 NT - l_0 \frac{2\pi}{P} = \pi NT (f_0 - \hat{f}) \quad (13)$$

f_0 在 $(l_0 \pm 0.5)\Delta f$ 范围内变化时,由式(13)可知, $\Delta\varphi_0$ 在 $-\pi/P \sim \pi/P$ 之间变化,这种变化是一一对应的。因此可以利用 $\Delta\varphi_0$ 对 f_0 与粗测频率 \hat{f} 的偏差 f_s 进行估计,有:

$$\hat{f}_s = \frac{\Delta\varphi_0}{\pi NT} \quad (14)$$

则正弦信号真实频率的估计值为:

$$\hat{f}_0 = \hat{f} + \hat{f}_s \quad (15)$$

最后在信号频率估值 \hat{f}_0 处使用APES方法利用全部数据即可估计出信号的幅度 \hat{A} 和相位 $\hat{\varphi}_0$,此时由于频率估计更加准确,信号幅度和相位的估计相对CAPES方法更加准确。

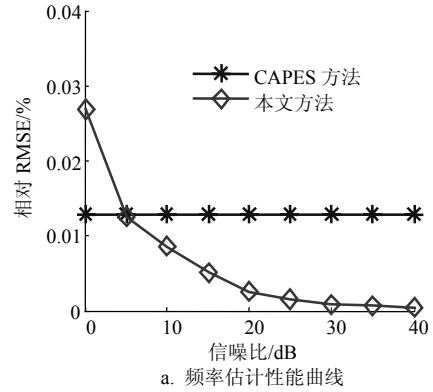
综上,本文方法能够提高参数估计精度的本质原因是计算出了信号真实频率和粗测频率的偏差 f_s ,此偏差最小为0,最大为频率采样间隔的一半。尽管这个值通常很小,但是会使幅度和相位的估计产生较大的偏差,因此不容忽视。

3 计算机仿真结果及分析

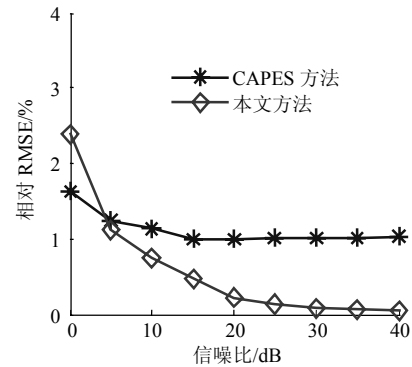
为了比较本文提出的方法和CAPES方法的参数精度,采用蒙特卡罗试验的方法,仿真结果如图1所示。仿真信号采用单频复信号加高斯白噪声,信号频率为1.994 Hz,初相位为 $\pi/3$,采样频率10 Hz,采样点数为128点, P 的取值为4。定义参数估计的相对均方根误差为:

$$\text{相对RMSE} = \frac{\sqrt{\frac{1}{K} \sum_k (\hat{\theta} - \theta)^2}}{|\theta|} \times 100\%$$

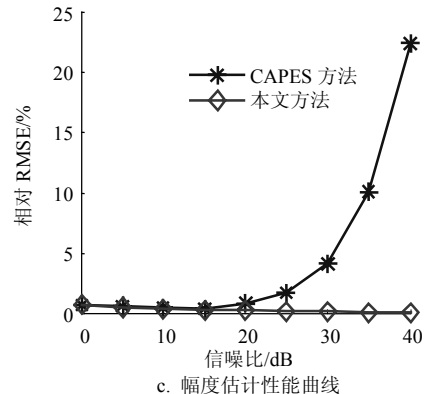
式中, $\hat{\theta}$ 为参数估计值; θ 为参数真实值,本文实验中 θ 可以是幅度、频率或相位; K 为蒙特卡罗实验次数。



a. 频率估计性能曲线



b. 相位估计性能曲线



c. 幅度估计性能曲线

图1 正弦信号参数估计性能曲线图

由图1a和图1b可知,由于信号真实频率和临近的频率采样点之间存在固定偏差,因此CAPES方法的频率估计的RMSE为固定值,可通过将信号真实频率值和临近的频率取样点对应频率做差直接求出。相位估计的偏差同时受到噪声和频率估计偏差的影响,但随着信噪比的增大,受噪声影响越来越小,信噪比足够大时相位的估计偏差就基本只受频率估计偏差的影响。而本文方法由于利用了相位差

信息,可以获得更高的频率估计精度,因此在满足一定的信噪比条件下本文方法对信号频率、幅度和相位等参数的估计均优于基本的CAPES方法。

同时,由图1c中的幅度估计曲线可以看出,在信噪比增加至某个临界值(本文实验为15 dB)以后,随着信噪比的增加,CAPES方法幅度估计的RMSE不断增大,这种反常现象可以通过APES的滤波器特性做出解释。APES滤波器的设计原则在保证当前的估计频率分量无失真通过的同时最大限度地抑制其他频率的分量,这种抑制作用是通过在当前取样频率以外的大功率频率处产生较小的幅频响应来实现的。被抑制频率分量的功率越大,所对应频率处滤波器的幅频响应就越小。当栅栏效应存在时,待估计的频率点与信号的真实频率存在一定的偏差,此时接收信号中的信号分量有可能成为算法抑制的对象,从而导致幅度估计误差增加。本文方法通过对频率轴离散取样而产生的频率偏差进行补偿,使得估计的频率更加接近真实频率,进而获得精确的幅度估值。由于本文方法用到了相位信息,因此对信噪比有一定的要求,信噪比越高,本文方法的优势越明显。

本文算法的参数估计性能相当于CAPES方法的频率离散取样点数趋于无穷大的情况。此时CAPES方法的参数估计只受噪声的影响,性能接近最大似然估计^[4]。因此本文算法的性能可通过最大似然估计的相关理论进行描述。在后续工作中将对本方法的参数估计性能和工程实现做进一步研究。

4 实际应用

海杂波是影响海上目标检测的重要因素之一,为解决海杂波条件下的目标检测问题,许多学者针对不同场景提出了一些解决方法^[9-14]。对于超视距雷达来说,海杂波一阶谱是限制其低速目标检测的重要因素,加之受电离层分层特性的影响,会产生多径传播效应,进一步增加了超视距雷达低速目标检测的难度。为有效检测低速目标有研究人员提出了海杂波循环对消的方法^[11]。海杂波对消的核心是将海杂波一阶回波信号看做复正弦信号,通过估计该复正弦信号的幅度、频率和相位估计,构造出该复正弦信号并将其从回波信号中减去,从而达到海杂波抑制的目的。因此海杂波循环对消本质上是一个参数估计问题,海杂波对消的效果的好坏依赖于—阶峰参数的估计精度,杂波—阶峰参数估计得越准

确,对消处理后的剩余杂波就越少。

由于采用了大孔径的天线阵列和自适应信号处理技术,超视距雷达的回波信号中的杂噪比通常高达几十分贝,完全满足了本文方法对信噪比的要求。

本文实验使用的数据为某超视距雷达的实测数据,观测时间约为6 s,收集了256个脉冲重复周期的数据。因为该数据是在存在多模传播时记录的,在同一距离单元的回波谱中存在多对—阶峰,每个—阶峰对应一个频率的复正弦信号。由于相干积累时间较短,基于DFT的方法由于频率分辨率低而无法分离得较近的多个—阶峰,因此对于该组实验数据基于DFT的方法是失效的,这里仅比较CAPES法和本文方法的对消效果。

杂波对消次数设定为7次(对消次数和—阶峰的个数有关,每次对消可以消去一个—阶峰,对消次数取值应近似等于—阶峰的个数,本组数据的一阶峰个数为6个,在实际应用中可通过观测电离层的状态来确定对消次数)。图2为目标所在距离单元的处理结果,图中虚线为杂波抑制前的回波频谱,使用Capon法求得。零频附近的多个谱峰为海杂波—阶峰,理论上一阶峰是以零频对称的谱峰,但由于多模传播的存在,图中出现了3对—阶Bragg峰,而这3对Bragg峰分别对应于经过不同电离层传播的海杂波信号,点划线为使用CAPES方法进行杂波抑制的结果,黑色实线是使用本文提出的方法进行杂波抑制得到的结果。从图中可以看出,虽然CAPES方法和本文方法都可以抑制杂波,凸显目标,但使用本文方法处理后回波谱的剩余杂波更少。因此,将本文提出的基于相位分析的CAPES方法用于超视距雷达的海杂波抑制是可行的。

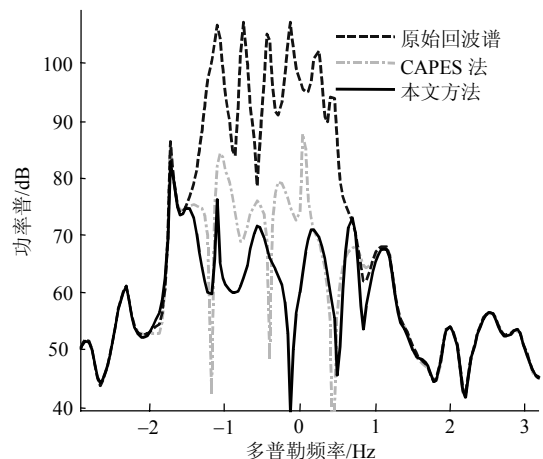


图2 实测数据海杂波对消效果对比图

5 结束语

针对正弦波参数估计中传统方法的不足,提出了一种基于相位分析的CAPES方法。该方法不仅利用了现有CAPES方法频率分辨率高、幅度和相位估计精度高的特点,还利用了信号相位中所包含的频率信息,因此本文所提出的方法具有更高的频率、幅度和相位估计精度。

参 考 文 献

- [1] PANTAZIS Y, ROSEC O, STYLIANOU Y. Iterative estimation of sinusoidal signal parameters[J]. IEEE Signal Processing Letter, 2010, 17(5): 461-464.
- [2] GERKMANN T, KRAWCZYK M. MMSE-optimal spectral amplitude estimation given the STFT-phase[J]. IEEE Signal Processing Letter, 2013, 20(2): 129-132.
- [3] JAKOBSSON A, STOICA P. Combining Capon and APES for estimation of spectral lines[J]. Circuits Systems Signal Process, 2000, 19(2): 159-169.
- [4] LI Jian, STOICA P. An adaptive filtering approach to spectral estimation and SAR imaging[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1996, 44(6): 1469-1484.
- [5] LI Hong-bin, LI Jian, STOICA P. Performance analysis of forward-backward matched-filter-bank spectral estimators [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1998, 46(7): 1954-1965.
- [6] 齐国清, 贾欣乐. 基于DFT相位的正弦波频率和初相的高精度估计方法[J]. 电子学报, 2001, 29(9): 1164-1167.
QI Guo-qing, JIA Xin-le. High accuracy frequency and phase estimation of single-tone based on phase of DFT[J]. Acta Electronica Sinica, 2001, 29(9): 1164-1167.
- [7] CHOQUEUSE V, BELOUCHRANI A, EL BOUCHIKHI E H, et al. Estimation of amplitude, phase and unbalance parameters in three-phase systems: Analytical solutions, efficient implementation and performance analysis[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2014, 62(16): 4064-4076.
- [8] GLENTIS G. Efficient algorithms for adaptive Capon and APES spectral estimation[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2010, 58(1): 84-96.
- [9] GREGERS H, VILHELM M R. An improved empirical model for radar sea clutter reflectivity[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2012, 48(4): 3512-3524.
- [10] DING Tao, ANFINSEN S N, BREKKE C A. Comparative study of sea clutter covariance matrix estimation[J]. Geoscience and Remote Sensing Letters, IEEE, 2014, 11(5): 1010-1014.
- [11] ROOT B T. HF over-the-horizon radar ship detection with short dwells using clutter cancellation[J]. Radio Science, 1998, 33(4): 1095-1111.
- [12] 李吉宁, 凡俊梅, 李雪, 等. 高频海态监测中几种电离层杂波特性及成因分析[J]. 电波科学学报, 2014, 29(2): 334-338, 384.
LI Ji-ning, FAN Jun-mei, LI Xue, et al. The characteristics and causes analysis of ionospheric clutter in HF surface wave radar[J]. Chinese Journal of Radio Science, 2014, 29(2): 334-338, 384.
- [13] 罗欢, 陈建文, 鲍拯. 一种天波雷达多径扩展多普勒杂波抑制方法[J]. 电子与信息学报, 2014, 36(11): 2691-2697.
LUO Huan, CHEN Jian-wen, BAO Zheng. A multipath spread Doppler clutter suppression method for skywave over the horizon radar[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2014, 36(11): 2691-2697.
- [14] LAN H, LIANG Y, PAN Q, et al. An EM algorithm for multipath state estimation in OTHR target tracking[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2014, 62(11): 2814-2826.

编辑 漆蓉