

doi: 10.3788/gzxb20144306.0610002

基于复数经验模式分解的空中颤振目标成像

徐艺萌¹, 管桦¹, 王国正², 张群¹, 罗迎¹

(1 空军工程大学 信息与导航学院, 西安 710077)

(2 空军工程大学 理学院, 西安 710051)

摘要: 针对毫米波雷达照射条件下, 逆合成孔径雷达成像过程中目标主体颤振引起的微多普勒效应对成像造成的干扰问题, 在建立颤振目标成像模型、分析目标颤振对回波造成的微多普勒调制以及对成像的影响的基础上, 提出了基于复数经验模式分解的颤振目标成像方法. 该方法利用复数经验模式分解的自适应特性, 将目标回波信号分解为多个不同频率的分量信号; 进而采用复杂度的概念对各分量信号进行区分; 并结合各分量信号所占的能量百分比, 剔除微动信号分量, 有效消除了由于目标颤振所造成的微多普勒调制. 采用复杂度与能量百分比相结合的方法有效地提高了准确度和空中颤振目标的成像质量.

关键词: 逆合成孔径雷达; 目标成像; 毫米波雷达; 颤振; 微多普勒; 复数经验模式分解; 自适应

中图分类号: TN958

文献标识码: A

文章编号: 1004-4213(2014)06-0610002-9

Imaging of Fluttering Target Based on Complex-valued Empirical-mode Decomposition Algorithm

XU Yi-meng¹, GUAN Hua¹, WANG Guo-zheng², LUO Ying¹, ZHANG Qun¹

(1 Institute of Information and Navigation, Air Force Engineering University, Xi'an 710077, China)

(2 Institute of Science, Air Force Engineering University, Xi'an 710051, China)

Abstract: In the process of inverse synthetic aperture radar imaging with the millimeter wave radar, the micro-Doppler effect caused by extensive fluttering in the target's body may introduce interference into imaging. To solve this problem, an inverse synthetic aperture radar imaging model of a fluttering target was established, the effect on the imaging made by fluttering was analyzed. A novel inverse synthetic aperture radar imaging method for fluttering target was proposed, based on complex-valued empirical-mode decomposition algorithm. Firstly, taking advantage of the adaptivity of complex-valued empirical-mode decomposition, the target echo signal was decomposed into component signals of different frequency; then the concept of complexity was used to distinguish the component signals; finally the micro motion signal component was excluded according to comparison of all components' energy percentage, and the micro-Doppler effect can be eliminated effectively. Using the combination of the concept of the complexity and the energy percentage, this method can improve the imaging precision. Simulations show the effectiveness of the proposed method.

Key words: Inverse synthetic aperture radar; Target imaging; Millimeter wave radar; Flutter; Micro-Doppler; Complex-valued Empirical-mode Decomposition (CEMD); Self-adaption

OCIS Codes: 100.4999; 280.4750; 100.3010; 100.3020

0 引言

逆合成孔径雷达 (Inverse Synthetic Aperture

Radar, ISAR) 可以实现对运动目标的成像, 为目标识别提供重要信息, 在目标探测识别领域具有十分重要的应用价值^[1-4]. 现代小型飞行器为了改善速度和操控

基金项目: 国家自然科学基金 (No. 61172169) 和国家自然科学基金青年基金 (Nos. 61201369, 61102109) 资助

第一作者: 徐艺萌 (1989-), 男, 硕士研究生, 主要研究方向为雷达成像与目标识别. Email: xuxi_aoman@163.com

导师: 张群 (1964-), 男, 教授, 博士, 主要研究方向为雷达信号处理与电子对抗. Email: zhangqunnus@gmail.com

收稿日期: 2013-09-16; 录用日期: 2013-12-11

<http://www.photon.ac.cn>

性,设计时普遍采用细长机身+小展弦比大后掠机翼的机动构型,但是大后掠翼导致了飞行器的横向稳定性不佳^[5],加重了飞行器整体结构出现的颤振现象(结构在高速气流中发生的一种自激振动现象,在超音速和高超音速飞行器上易发生^[6]),特别是在目标进行非合作机动时(大攻角俯冲、大仰角攀升等),颤振现象会在一定的姿态角范围内对雷达的载波进行调制,产生含有周期性调制成分的雷达回波信号,这种现象被称为雷达目标的“微多普勒”效应^[7-10],导致目标点在方位向上出现散焦,对成像造成污染.在雷达分辨率较低、成像准确度较低的情况下,由于颤振幅度较小,这种污染并不明显.对成像的污染往往来自目标所包含的旋转部件,对此西安电子科技大学的白雪茹提出了基于复数经验模式的含旋转部件目标成像方法,有效地将目标回波信号中的旋转部件回波信号剔除^[11].但是随着对雷达准确度要求的不断提高,毫米波雷达已经取得了长足的发展并得到了广泛的应用,毫米波雷达在具备高分辨力、宽工作频带、大数值的多普勒频带响应、短波长易获得目标细节特征和清晰轮廓成像特点^[12],适用于目标分类和识别的战术要求,但是对目标的微动也更为敏感.并且,由于颤振散射点本身为目标的刚体散射点,因此不能采用将颤振散射点回波直接剔除的方法进行成像.国防科学技术大学的李斌、万建伟等人提出了基于 Chirplet 变换的振动目标 ISAR 成像方法^[13].然而在目标颤振条件下,颤振目标上大部分散射点具有振动运动,并且各振动散射点的振动参量也各不相同,Chirplet 变换的运算量较大,因此有必要研究针对毫米波雷达条件下的颤振目标 ISAR 成像方法.

本文提出了一种基于复数经验模型分解(Complex-valued Empirical-Mode Decomposition, CEMD)算法^[12,14-16]的颤振目标 ISAR 成像方法.以大时宽频带的线性调频信号为雷达发射信号形式,在对目标微动特性以及对回波所造成的微多普勒调制分析的基础上,实现了目标回波信号中微多普勒干扰信号的剔除.仿真结果表明,本文提出的方法可以有效提高毫米波雷达条件下颤振目标的成像质量.

1 颤振目标 ISAR 成像回波建模

雷达成像分析中,通常假设目标为散射点模型^[17],本文给出了振动散射点在三维坐标系下的运动模型.图 1 中 $OXYZ$ 为全局坐标系, $oxyz$ 为本地坐标系,三个坐标轴分别与 $OXYZ$ 的对应坐标轴平行, o 点在坐标系 $OXYZ$ 中的初始坐标为 (X_o, Y_o, Z_o) . 雷达位于原点 O . 假设目标由 $oxyz$ 以速度 $\boldsymbol{v} = (v_x, v_y, v_z)^T$ 平动到 $o'x'y'z'$, 同时,目标在平动的同时,位于其上的某个散射点 P 沿着某定向轴以 C 点为中心振幅 D_v 、频率

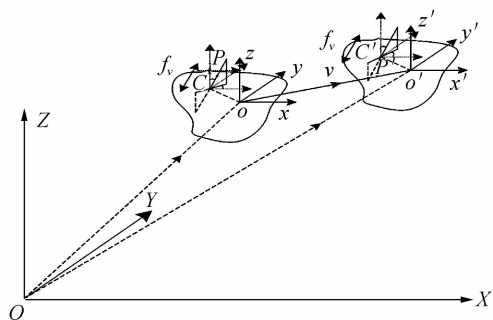


图 1 雷达和含振动部件目标几何关系图
Fig. 1 The geometric diagram of radar and target with vibration

f_v 做周期性振动,令 $\Omega = 2\pi f_v$,定向轴在本地坐标系中的方位角和仰角分别为 α_P 和 β_P , C 点在本地坐标系 $oxyz$ 中的坐标为 (x_C, y_C, Z_C) . 假设雷达发射信号为线性调频信号:载频为 f_c ,调频率是 μ ,脉冲宽度是 T_p ,当 $-1/2 \leq t \leq 1/2$ 时, $\text{rect}(t) = 1$. 基于“stop-go”近似模型,目标回波信号可表示为

$$s(\hat{t}, \tau_m) = \sigma \text{rect} \left(\frac{\hat{t} - 2R_P(\tau_m)/c}{T_p} \right) \exp \left\{ j2\pi \left[f_c \left(\hat{t} - \frac{2R_P(\tau_m)}{c} \right) + \frac{1}{2} \mu \left(\hat{t} - \frac{2R_P(\tau_m)}{c} \right)^2 \right] \right\} \quad (1)$$

当取 o 点为参考点,根据图中几何关系,参考信号可表示为^[17]

$$s_{\text{ref}}(\hat{t}, \tau_m) = \sigma \text{rect} \left(\frac{\hat{t} - 2R_0(\tau_m)/c}{T_{\text{ref}}} \right) \exp \left\{ j2\pi \left[f_c \left(\hat{t} - \frac{2R_0(\tau_m)}{c} \right) + \frac{1}{2} \mu \left(\hat{t} - \frac{2R_0(\tau_m)}{c} \right)^2 \right] \right\} \quad (2)$$

将回波信号与参考信号共轭相乘,令 $t' = \hat{t} - 2R_{\text{ref}}(\tau_m)/c$,关于 t' 做傅里叶变换(Fourier Transform, FT),并去除 RVP 项和包络“斜置”项^[15]后得到回波信号在快时间频率域(f 域)的表达式为

$$S_d(f, \tau_m) = \sigma T_p \text{sinc} \left\{ T_p \left[f + \frac{2\mu}{c} \Delta R(\tau_m) \right] \right\} \cdot \exp \left[-j \frac{4\pi}{c} f_c \Delta R(\tau_m) \right] \quad (3)$$

当 P 点以 C 点为中心做振动运动时, τ_m 时刻雷达与目标的几何关系可以重画为图 2. 雷达位于远场的

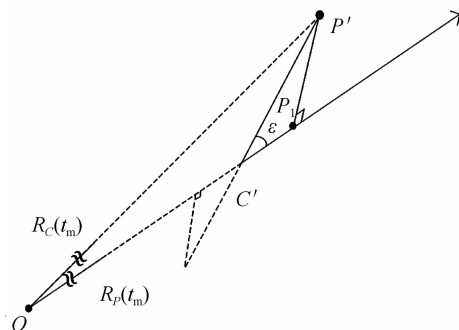


图 2 雷达和含振动部件目标几何简化模型
Fig. 2 The simple geometric model of radar and target with vibration part

O 点, \overline{OC} 的长度为 $R_C(\tau_m)$, \overline{OP} 的长度为 $R_P(\tau_m)$, \mathbf{n} 为雷达视线方向的单位向量. 由于 $\|\overline{CP}\| \approx \|\overline{OP}\|$ 和 $\|\overline{C'P'}\| \approx \|\overline{OC'}\|$, 有

$$R_P(\tau_m) = \|\overline{OC'} + \overline{C'P'}\| \approx \|\overline{OC'}\| + \|\overline{C'P'}\| = R_C(\tau_m) + D_v \sin(2\pi f_v \tau_m + Q) \cos \epsilon \quad (4)$$

式中 P_1 点是 P' 点在雷达视线方向上的投影, ϵ 为 \mathbf{n} 与振动轴之间的夹角, θ 为初相, $R_C(\tau_m)$ 为慢时间 τ_m 时刻 C' 点到雷达的距离, 即

$$R_C(\tau_m) = \|\overline{Oo} + \overline{oC} + \nu\tau_m\| \approx R_C(0) + \frac{(X_o + x_c)\nu_x + (Y_o + y_c)\nu_y + (Z_o + z_c)\nu_z}{\sqrt{(X_o + x_c)^2 + (Y_o + y_c)^2 + (Z_o + z_c)^2}} \tau \quad (5)$$

假设散射点散射系数为归一化系数时, 可得

$$S_d(f, \tau_m) = T_p \text{sinc} \left\{ T_p \left\{ f + \frac{2\mu}{c} [\hat{d} + \hat{f}\tau_m + \hat{r} \sin(\hat{\Omega}\tau_m + \hat{\theta})] \right\} \right\} \exp \left\{ -j \frac{4\pi}{\lambda} [\hat{d} + \hat{f}\tau_m + \hat{r} \sin(\hat{\Omega}\tau_m + \hat{\theta})] \right\} \quad (6)$$

式中

$$\begin{cases} \Delta R(\tau_m) = R_P(\tau_m) - R_0(\tau_m) \approx (R_C(0) - R_0(0)) + \frac{x_c\nu_x + y_c\nu_y + z_c\nu_z}{\sqrt{X_o^2 + Y_o^2 + Z_o^2}} \tau_m + D_v \sin(2\pi f_v \tau_m + \theta) \cos \epsilon \\ \hat{r} = D_v \cos \epsilon, \hat{r} = D_v \cos \epsilon, \hat{\Omega} = \Omega, \hat{\theta} = \theta, \\ \hat{f} = \frac{x_c\nu_x + y_c\nu_y + z_c\nu_z}{\sqrt{X_o^2 + Y_o^2 + Z_o^2}} \end{cases} \quad (7)$$

分析式(6)可知, 目标回波距离-慢时间像的相位既包括了由目标微动引起的余弦项, 还包括了由目标主体相对雷达运动引起的关于 τ_m 的一次项. 对于某个给定的 f , 对式(6)的相位关于 τ_m 求导并除以 2π , 即得到信号的瞬时频率, 即

$$f_d(\tau_m) = -\frac{2}{\lambda} \hat{f} + \frac{2}{\lambda} \hat{\Omega} \hat{r} \cos(\hat{\Omega}\tau_m + \hat{\theta}) \quad (8)$$

式(8)右边第一项为目标主体的多普勒频率, 第二项则为微动点的微多普勒频率. 当 $\hat{r} = 0$ 时, 式(6)则表示了目标上主体散射点的回波信号, 因此该式实际上给出了目标上主体点和微动点回波的统一表达式. 令 $B = 4\pi \hat{r} / \lambda$, 对式(8)相位项采用第一类 Bessel 函数展开并关于慢时间 τ_m 做傅里叶变换, 得到^[1,13]

$$S'_d(f, f_m) = T_m T_p \text{sinc} \left\{ T_p \left\{ f + \frac{2\mu}{c} [R_P \sin \theta_p + r \sin(\Omega\tau_m)] \right\} \right\} \exp \left(-j \frac{4\pi}{\lambda} \hat{d} \right) \sum_{k=-n}^n J_k(B) \cdot \text{sinc} [T_m (f_m - 2\hat{f}/\lambda - k\Omega_v)] \quad (9)$$

式中

$$J_k(B) = \frac{2}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \exp(j(B \sin u - ku)) du \quad (10)$$

式中 T_m 为方位向相干积累时间. 这表明由振动引起

的微多普勒信号在做方位向压缩时, 将产生以主体多普勒频率 $2\hat{f}/\lambda$ 为中心, 以振动频率 f_v 为间隔的等间隔分布的峰值, 从而生成方位向上的条带干扰, 设 ρ_a 为横向分辨率, 在图像中将产生以 $T_m \rho_a \Omega_v / 2\pi$ 为间距的像元, 可见振动散射点在方位向上造成散焦现象, 并在目标的 ISAR 成像中产生干扰.

2 基于复数经验模式分解的颤振目标成像

2.1 复数经验模式分解

由于不是所有信号都可以讨论瞬时频率, 只有当信号具有复数形式 $z(t) = a(t)e^{j\theta(t)}$ 或者实数形式 $s(t) = s(t) \cos \varphi(t)$ 时才能计算瞬时频率, 因此美国的 N. E. Huang 等人于 1998 年提出了经验模型分解(EMD)-Hilbert 频谱分析算法^[15]. 该算法是把信号通过“筛分(sifting)”处理将信号分解为一系列“本征模态函数(Intrinsic Mode Function, IMF)”分量, 而这些 IMF 分别对应从快变到慢变的振动分量, Huang 对 IMF 做了如下限定: 在整个数据范围内, 零点个数和极点个数相等或者相差一个; 对于任意点, 通过局部极大值获得的包络和通过极小值获得的包络的均值为零. 这样就可以对 IMF 讨论瞬时频率, 对 IMF 的组合来研究信号的瞬时频率. 信号可以进行 EMD 分解是有条件的: 首先信号至少包含两个极值点, 一个极大值点一个极小值点; 信号时间尺度(连续极值点之间的时间段)的特性由极值点之间的时间确定.

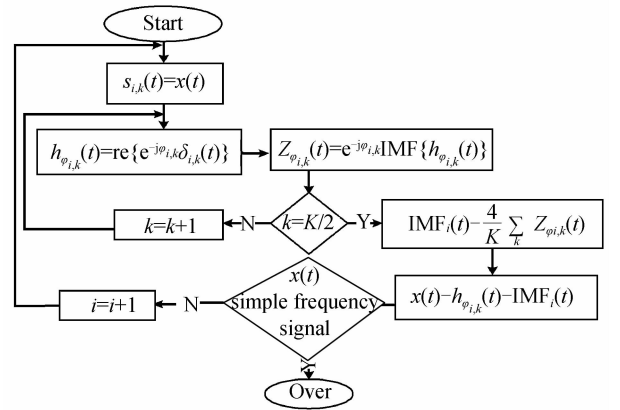


图3 CEMD 流程图

Fig. 3 The flow-process diagram of CEMD

EMD 算法的基本步骤如下:

- 1) 设定带分解信号为 $x(t)$, 其中 $t \in [t_a, t_b]$, 取 $i = 1, k = 1$;
- 2) 计算信号的局部极大值, 并通过三次样条插值获得信号的上包络线 $x_{up}(t)$;
- 3) 计算信号的局部极小值, 并通过三次样条插值获得信号的下包络线 $x_{low}(t)$;
- 4) 定义平均包络 $m_{i,k}(t) = [x_{up}(t) + x_{low}(t)]/2$;

5) 分解原始模态函数 $h_{i,k}(t) = x(t) - m_{i,k}(t)$;

6) 重复上述筛选过程 k 次, 直至 $h_{i,k}(t)$ 满足 IMF 所需要的条件: 第 k 次筛选过程得到的两个相邻结果记为 $h_{i,(k-1)}(t)$ 和 $h_{i,k}(t)$ 满足对应的停止判别标准差 $SD \in [0.2, 0.3]$ ^[12], 标准差的定义如式(11)所示, 判别标准差保证 IMF 在幅度和频率调制上有足够的物理意义且防止出现恒定幅度的线性调频信号。

$$SD = \sum_{t_i}^{t_{i+1}} \left[\frac{|h_{i,(k-1)}^2(t) - h_{i,k}^2(t)|^2}{h_{i,(k-1)}^2(t)} \right] \quad (11)$$

将 $h_{i,k}(t)$ 定义为第 i 个 IMF: $c_i(t) = h_{i,k}(t)$, 然后将 $c_i(t)$ 从原信号中剔除, 即 $r_i(t) = x(t) - c_i(t)$, 并将 $r_{i+1}(t)$ 视为新信号再次重复上述步骤 1) 至 6) 的迭代, 最终得到一组 IMF: $c_i(t)$ 和余项: $r_{n+1}(t)$ 。

一般 $r_{n+1}(t)$ 为信号的平均趋势, 为常量序列或单调序列, 将所有 IMF 以及余项求和, 便可重构原信号 $x(t)$ 为

$$x(t) = \sum_{i=1}^n c_i(t) + r_{n+1}(t) \quad (12)$$

信号分解后, 可以通过 Hilbert 变换得到信号的解析函数, 进而用式(13)得到信号分解后各分量的瞬时频率。

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi(t)}{dt} \quad (13)$$

式中 $\phi(t)$ 为解析函数的相位。该算法可获得原始信号能量随频率-时间的二维分布, 即 Hilbert 谱。从上述分析中可以看出, 由于新的筛选总是基于上一筛选过程的剩余信号, 因此 EMD 的作用与具有不同频率通带的滤波器组类似, 但该滤波器组不是事先设置好的, 而是基于数据自身特征自适应、时变的。

在实际应用中, 接收端通常采用正交采样方式, 得到具有幅度和相位信息的复信号。如果利用实信号的经验模态分解进行回波信号分离, 则必须对信号求取模值, 从而丢失了相位信号, 导致分解误差加大, 为此 G. Rilling 等人^[15]把 EMD 扩展到复数域, 基于快速旋转分量层叠在慢速旋转分量上的思想提出复数据经验模型分解 (CEMD) 算法, 其流程图如图 3 所示, 其中 $x(t)$ 为待分解信号, $h_{\varphi_{i,a}}(t)$ 为 $e^{-j\varphi_{i,a}}$ 方向上的投影的实部, $Z_{\varphi_{i,a}}(t)$ 为 $e^{-j\varphi_{i,a}}$ 方向的本征模态函数。该算法实质上也是一组自适应滤波过程, 根据旋转频率将信号逐阶分解开, 产生一系列复数据 IMF。从本质比较来说, EMD 算法是用于提取零均值振荡成分, 而 CEMD 算法是通过提取零均值的旋转分量来计算信号局部细节, 并将信号分解为从快变到慢变的旋转矢量。

2.2 L-Z 复杂度指标

复杂度的概念首先是由 Kolmogorov 提出来的, 其能通过少量的数据对非线性系统特征进行度量, 主要用来描述时间序列信号的复杂程度^[19]。简单说就是一件事物的复杂性可以用来描写这事物所需的计算机语

言的长度来衡量。一般认为描述一件事物的计算机语言的长度越长, 该事物就越复杂。20 世纪 70 年代 Lemple 等对随机序列复杂性给出了定义, 认为复杂性反映了一个时间序列随其长度的增加出现新模式的速率, 表现了序列接近随机的程度^[20]。80 年代末期 Kasper 等提出了随机序列复杂性测度的具体算法, 这套算法得到的复杂性测度被称为 L-Z 复杂度的计算方法。L-Z 复杂度适用于符号序列, 所以要对接收到的信号进行符号化也即所谓的粗粒化。首先对有限长信号进行预处理, 对信号序列 $\{x(i) | i=1, 2, \dots, n\}$, 令

$$X_{\text{avg}} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x(i) \quad (14)$$

X_{avg} 为这一时间序列的平均值, 设 $S = \{s(1), s(2), \dots, s(n)\}$ 为一个与 $\{x(i)\}$ 同等的空符号串。当信号序列中某一元素 $x(i) > X$ 时, 则取符号 $x(i) > X$, 则取符号 $s(i)$ 值为 1, 否则为 0, 进而对整个 S 序列赋值, 经过粗粒化操作后, 设 $c(n)$ 为信号序列的复杂度, 则有

$$\lim_{n \rightarrow \infty} c(n) = b(n) = n / \log_2 n \quad (15)$$

$b(n)$ 是随机序列的渐进行为, 用来对 $c(n)$ 归一化, 称为归一化复杂度

$$C(n) = c(n) / b(n) \quad (16)$$

$C(n)$ 反映了雷达复合干扰信号序列中出现新模式的速率。 $C(n)$ 越大, 说明干扰信号随时间出现的新变化越多, 发生新变化的速率越快, 表明这一时期的信号变化无序而复杂的; $C(n)$ 越小, 则说明发生新变化的速率越慢, 数据变化时规则的, 信号周期性越强。完全随机序列复杂度趋于 1 而规则序列则趋于 0。 $C(n)$ 值越大, 说明信号越复杂; $C(n)$ 值越小, 信号规律性就越明显。

2.3 基于复数经验模式分解的颤振微多普勒调制分离

由于筛选过程是从剩余分量中提取的, 分解得到的 IMF 分量的频率由高到低, 即第一个 IMF 分量的过零点数最多, 随着 IMF 阶数的增加, 对应的过零点数降低^[11]。根据这一性质, 通过对信号的瞬时频率进行经验模型分解, 最后可以得到余量 $r_n(t)$ 即为信号的趋势项是由平动产生的。CEMD 算法是对回波信号的固有特性进行分析, 因此, 这种方法是可行、有效的。在颤振目标 ISAR 成像中, 运动补偿之后, 目标转动所引起的多普勒分量一般较小, 通常位于频谱的低频部分。如第二节所分析, 振动所引起的微多普勒频率为从负到正变换的宽谱, 如果直接用加窗方法对低频和低频分量进行分离, 由于窗函数的准确度不够, 微动调制分量中频率较低的部分仍会对成像造成影响。采用 CEMD 算法可自适应的将回波信号分解为不同频率模式的复信号, IMF 包含了从高频到低频变换的旋转矢量, 从而可以精确分离微动调制信号和目标转动所引起的调制信号。针对原始信号分解得到的多个 IMF 分量, 需要设置合适的判别法则进行分离, 因此采用 2.2 节所介

绍的 L-Z 复杂度指标和信号能量百分比相结合的方法进行分类。

如 2.2 节所介绍,复杂度越高信号随机性越明显,随着 IMF 分量的频率升高,其所对应的复杂度也逐渐增大,因此可以通过设置复杂度的门限对代表不同频率分量的 IMF 分量进行分离. 当一个距离单元仅存在一个振动散射点时,采用复杂度门限可以快速高效地分离微动调制分量,但是当一个距离单元之内同时存在振动散射点和平动散射点时,由于振动所产生的微多普勒分量和平动所产生的多普勒分量之间存在相互干扰,单一的复杂度指标的可分性将降低,容易导致将包含平动散射点的 IMF 分量剔除. 由于平动散射点具有良好的聚焦性,因此可以同时对各 IMF 分量百分比进行分析对比,以进一步提高分离的准确性. 由式(9)可知对于振动散射点,原始信号中的能量往往集中在振动所造成的谱线的两侧的高频谱线中,同理 CEMD 分解后,总能量也往往集中在高频 IMF 中,低频 IMF 的能量仅占总体能量的很小部分^[14]. 但是当距离单元中同时存在平动散射点时,由于平动散射点的良好聚焦性,其能量也会相对集中,并且由于位置关系,平动散射点的 IMF 分量的复杂度有可能略高于微动散射点的中心频率复杂度.

3 实验仿真

为验证所提方法的有效性,本文采用点散射模型进行仿真. 仿真中,采用雷达的参量为:发射信号载频 $f_c=95$ GHz, PRF=4 000 Hz, 带宽 2.5 GHz, 距离分辨率 0.5 m, 目标本地坐标系原点 O 在雷达坐标系中的坐标为(10 000, 0)m, 平动速度为 300 m/s. 设置了两种条件下的散射点模型,模型 1 如表 1.

表 1 散射点参量

Table 1 The parameters of the scattering points

NO.	Coordinates /m	Form of micromotion	Frequency /Hz	Range /m	Coefficient of scatterings
1	(0, 4)	vibration	30	0.01	1
2	(3, 0)	vibration	60	0.02	1
3	(-3, 0)	vibration	60	0.02	1
4	(-6, -4)	vibration	90	0.03	1
5	(6, -4)	vibration	90	0.03 </td <td>1</td>	1

图 4(a)为模型 1 的目标散射点模型图. 图 5(a)为剔除微多普勒干扰之前直接采用 RD(距离多普勒算法)^[14]方法所得成像结果,可以看出由于微多普勒效应所导致的散焦导致同一散射点形成了多个像元. 图 6(a)为对第 2 374 个距离单元所进行短时傅里叶变换的结果,可以看出其瞬时频率呈现从 -4 000 Hz 到 +4 000 Hz 的正弦变换. 对该信号进行 CEMD 分解之后得到的 7 个 IMF 分量和一个趋势项,图 7(a)为各个 IMF 分量所对应的复杂度. 由图 7(a)可以看出各个

IMF 分量的复杂度呈现递减的趋势,其中 6~8 个 IMF 分量所对应的复杂度明显小于前 5 个分量. 图 8(a)和图 8(b)分别为第 3 个和第 8 个 IMF 分量的时频分析图,可以看出随着复杂度的降低 IMF 分量逐渐趋向于正弦调制中的低频调制分量进而达到振动散射点对应的转动调制分量. 图 6(b)和图 7(b)也分别为第 2 474 个距离单元(距离单元所表达的物理意义为距离向上的各采样点所代表的对应距离跨度范围,假设有 n 个均匀采样点,采样时间为 m 秒, c 为光速,则各采样点所对应的距离跨度范围为 $c \cdot m/2n$ 米.)之内的内信号的时频分析图和 IMF 分量所对应的复杂度,所做的分析得到了进一步验证,因此可以通过选取复杂度较低的 IMF 分量进而将微多普勒调制信号剔除. 剔除微多

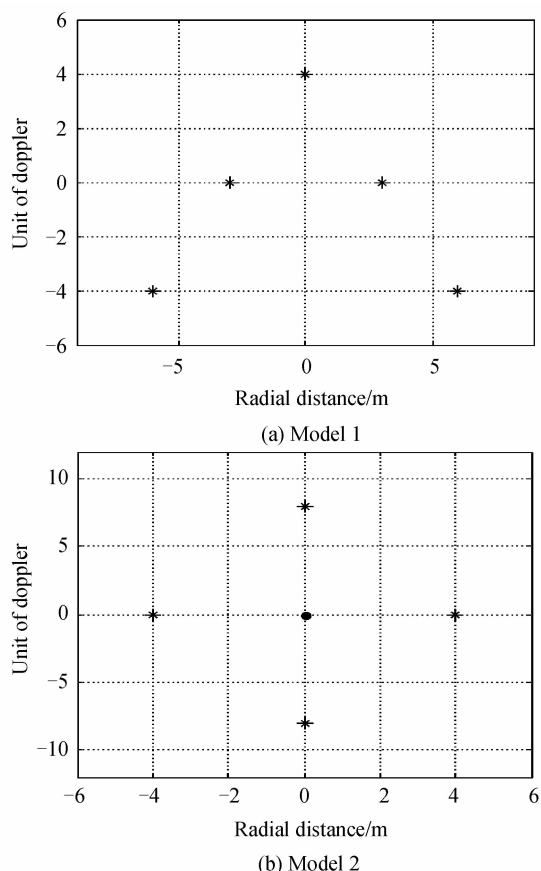


图 4 目标散射点模型

Fig. 4 Target scattering model

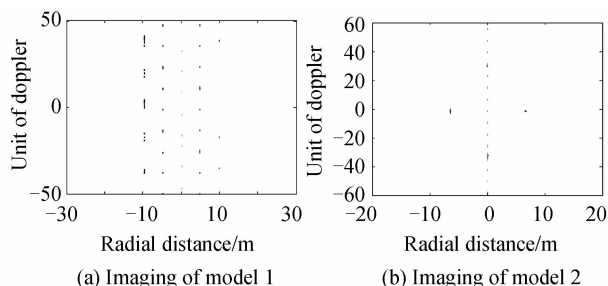


图 5 目标 ISAR 成像

Fig. 5 ISAR Imaging of target

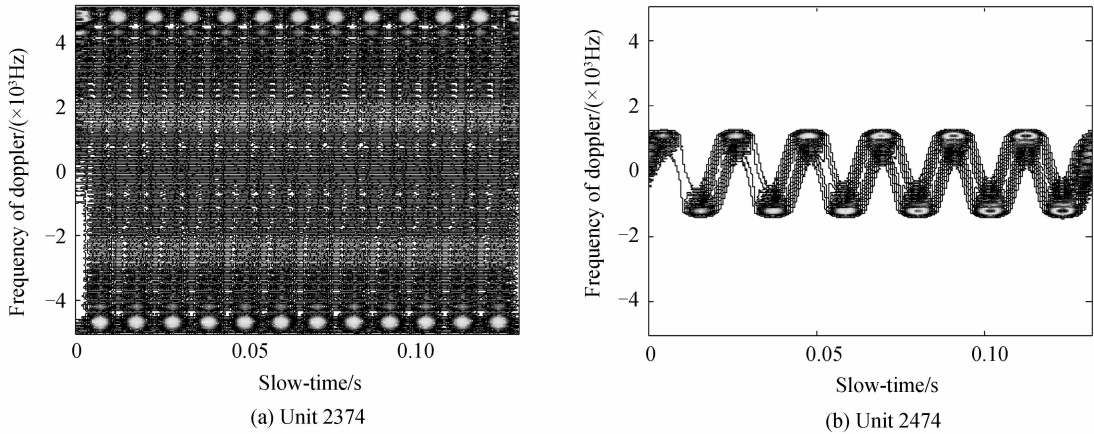


图 6 距离单元的 STFT
Fig. 6 The STFT of the unit of distance

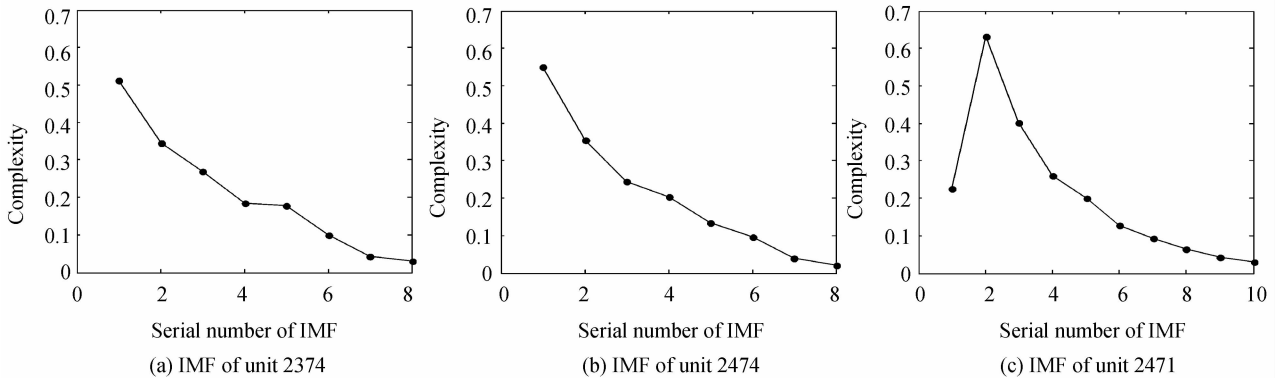


图 7 各 IMF 分量的复杂度
Fig. 7 The complexity of the each IMF

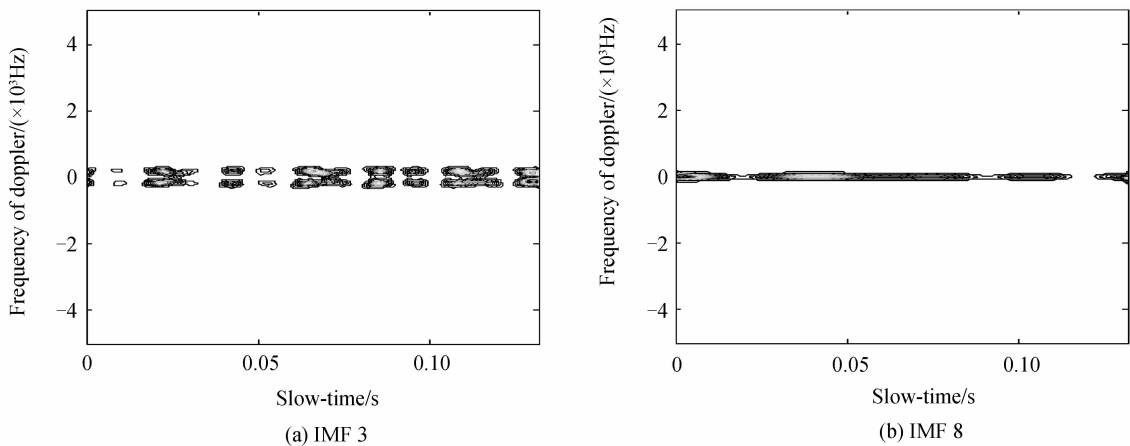


图 8 IMF 分量的 STFT
Fig. 8 The STFT of IMF

普勒干扰后可以得到振动散射点聚焦良好的图像如图 9 所示. 模型 2 如表 2 所示, 展示了同一距离单元之内同时存在振动点和非振动点的情况. 目标散射点模型如图 4(b) 所示, 中间圆点“·”为颤振散射点. 图 5(b) 为剔除微动干扰之前的成像结果, 可以看出振动散射点的多个像元对非振动散射点也同时造成了影响. 以包含 1、4、5 散射点的第 2471 个距离单元为例, 回波的时频分析如图 10(a) 所示, 其中两条直线对应两个刚体

散射点的多普勒分量, 而正弦线则对应的振动散射点的多普勒. 对第 2471 个距离单元回波进行 CEMD 分解之后, 对应的各 IMF 分量所对应的复杂度如图 7(c) 所示, 可以看出复杂度变化趋势呈现总体递减局部上升的趋势, 在前三个 IMF 分量的复杂度趋势可以看出, 对于微动调制信号其表示高频部分的 IMF 分量的复杂度低于表示低频部分的 IMF 分量的复杂度. 图 11 给出了不同 IMF 分量所占信号总能量的百分比, 由于

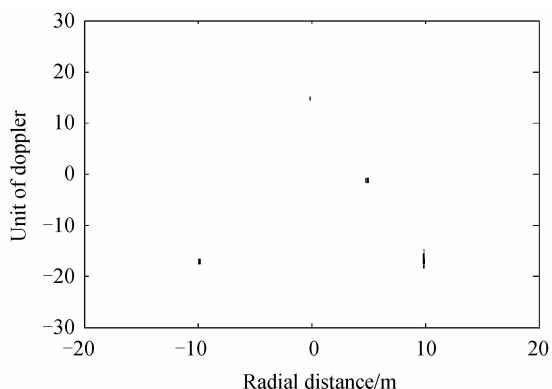


图 9 目标 ISAR 成像
Fig. 9 ISAR Imaging of target

表 2 散射点坐标及运动状态

Table 2 The coordinates and the motion states of the scattering points

NO.	Coordinates	Form of micromotion	Frequency Range		Coefficient of scatterings
	/m		/Hz	/m	
1	(4,0)	none	none	none	1
2	(-4,0)	none	none	none	1
3	(0,0)	vibration	60	0.02	2
4	(0,8)	none	none	none	1
5	(0,-8)	none	none	none	1

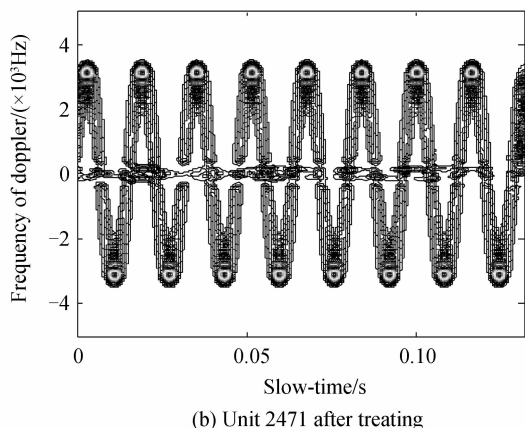
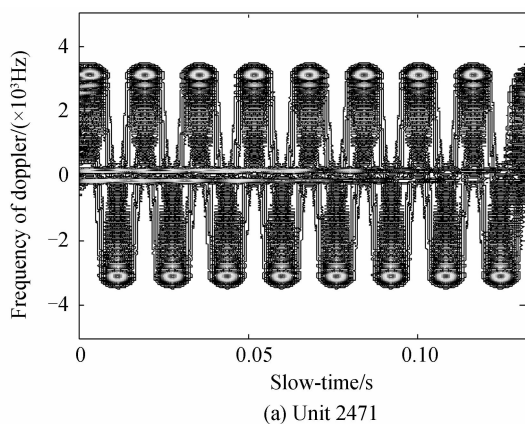


图 10 距离单元的 STFT
Fig. 10 The STFT of the unit of distance

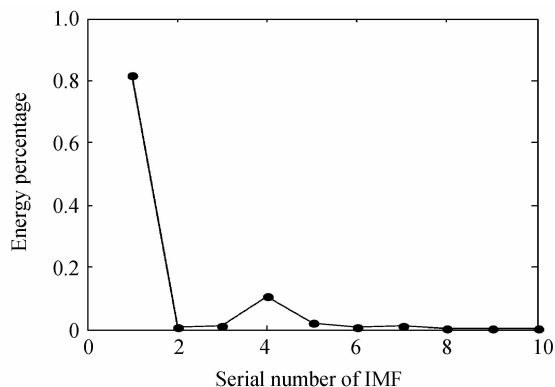


图 11 各 IMF 分量的能量百分比
Fig. 11 The percentage of energy of each IMF

振动散射点的能量集中于第一个 IMF 中,所以可以判断刚体散射点的回波能量集中在第 4 个 IMF 分量中,图 10(b)表现了剔除第 4 个 IMF 分量后的时频分析与图 10(a)相比进一步验证了以上的判断,其中间部位的虚直线部分为振动散射点所对应的转角分量,因此结合对模型所采用的方法同时保留其相对能量较高的非振动散射点能量对其他距离单元进行处理,最终得到了具有良好聚焦性的图 12.

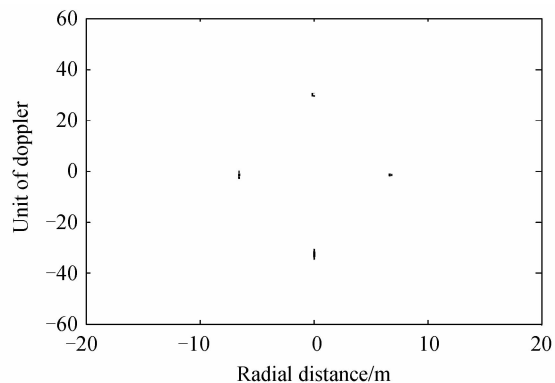


图 12 目标 ISAR 成像
Fig. 12 ISAR Imaging of target

在现实条件下,目标的颤振往往是非周期性的,然而,对于非周期性颤振,在较短的时间窗内,其仍可以近似为周期性颤振.因此,在目标颤振非周期性的条件下,本文提出的方法仍然有效.如图 13(a)所示,将表 2 中振动散射点的振动频率设置为随时间而递增,且振动幅度也在不断增大,并将其他散射点去除,首先采用 CEMD 对信号进行分解,运算时间为 0.0615 s,将分解所得的 IMF 分量组合后所得的信号的短时间傅里叶变换如图 13(b)所示.采用本节所提方法对微多普勒调制分量剔除后所得信号的短时间傅里叶变换如图 14(a)所示,可见在非周期条件下微多普勒调制分量被有效滤除.

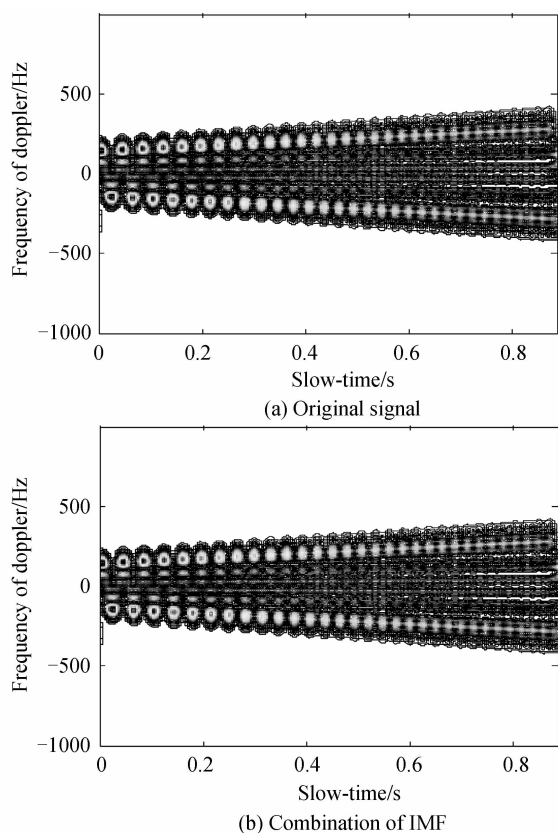


图 13 距离单元的 STFT

Fig. 13 The STFT of the unit of distance

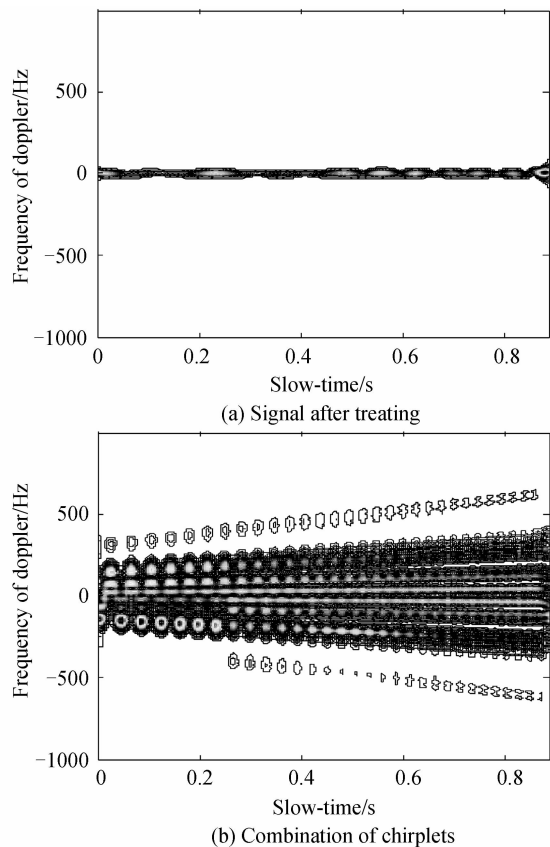


图 14 距离单元的 STFT

Fig. 14 The STFT of the unit of distance

然后采用 Chirplet 变换^[10]方法将信号分解为 70 个 Chirplet 变换原子,运算时间为 169.770 096 s,将所有 Chirplet 变换原子组合后所得信号的短时间傅里叶变换如图 14(b)所示.从运算效率来看可以看出复数经验模式分解方法的效率相对较高.

4 结论

当空中机动目标出现颤振现象时,振动散射点对雷达回波所造成的微多普勒调制,使得高分辨雷达的成像质量变差.针对该问题,本文提出一种基于复数经验模式的分解微动调制分量的方法.该方法可以有效地将振动散射点的回波信号分解到本征模态函数,从而实现振动调制分量的分离,提高了毫米波雷达下颤振目标的成像质量.最后通过仿真验证了本文提出方法的有效性.

参考文献

- [1] XING Meng-dao. A study of radar imaging based on the real-measured data [D]. Xi'an: doctoral dissertation of Xidian University, 2002.
邢孟道. 基于实测数据的雷达成像方法研究[D]. 西安: 西安电子科技大学博士论文, 2002.
- [2] HE Jin, ZHANG Qun, YANG Xiao-you, *et al.* Sampling technology of ISAIL [J]. *Acta Photonica Sinica*, 2010, **39**(7): 1272-1276.
何劲, 张群, 杨小优, 等. 逆合成孔径成像激光雷达数据采样技术[J]. *光子学报*, 2010, **39**(7): 1272-1276.
- [3] LIU Zhi-chao, YANG Jin-hua, WANG Chen-yang, *et al.* Research on three-dimensional target reconstruction based on spotlight mode inverse synthetic aperture imaging radar group [J]. *Acta Photonica Sinica*, 2013, **42**(8): 973-977.
刘智超, 杨进华, 王晨阳, 赵鑫. 基于聚束逆合成孔径成像雷达组的三维目标重构的研究[J]. *光子学报*, 2013, **42**(8): 973-977.
- [4] ZANG Bo, GUO Rui, TANG Yu, *et al.* Real envelope imaging algorithm for inverse synthetic aperture imaging radar [J]. *Acta Photonica Sinica*, 2010, **39**(12): 2152-2157.
臧博, 郭睿, 唐禹, 等. 逆合成孔径成像激光雷达实包络成像算法[J]. *光子学报*, 2013, **39**(12): 2152-2157.
- [5] LIU Wei, ZHANG Han-xin. Numerical simulation and physical C and rotating targets [J]. *Chinese Journal of Theoretical and Applied Mechanics*, 2005, **37**(4): 385-392.
刘伟, 张函信. 细长机翼摇滚的数值模拟及物理特性分析[J]. *力学学报*, 2005, **37**(4): 385-392.
- [6] QUAN Wei-zhuo, FANG Ming-xia. Flutter study of wing-fuselage combination of supersonic aircrafts [J]. *Noise and Vibration Control*, 2010, **6**(1): 1-4.
全炜倬, 方明霞. 超音速飞行器翼身组合体的颤振研究[J]. *噪音与振动控制*, 2010, **6**(1): 1-4.
- [7] ZHANG Qun, LUO Ying, HE Jin. Review of researches on micro-Doppler effect of radar targets [J]. *Journal of Air Force Engineering University (Natural Science Edition)*, 2011, **12**(2): 22-26.
张群, 罗迎, 何劲. 雷达目标微多普勒效应研究概述[J]. *空军工程大学(自然科学版)*, 2011, **12**(2): 22-26.
- [8] LI H J, FARHAT N, SHEN Y. A new iterative algorithm for extrapolation of data available in multiple restricted regions with application to radar imaging [J]. *IEEE Transactions on*

- Antennas Propagation*, 1987, **35**(5): 581-588.
- [9] CHEN V C, LI F. Analysis of micro-Doppler signatures[J]. *IEE Proc. Radar Sonar Navig.*, 2003, **150**(4): 271-276.
- [10] CHEN V C, LI F Y, HO S S, *et al.* Micro-Doppler effect in radar: phenomenon, model and simulation study[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2006, **42**(1): 2-21.
- [11] SHI Xing. Application and Development of millimetre-wave radars[J]. *Telecommunication Engineering*, 2006, **1**(9): 1-8.
石星. 毫米波雷达的应用和发展[J]. 电讯技术, 2006, **1**(9): 1-8.
- [12] BAI Xue-ru. Study on new techniques for ISAR imaging of aerospace targets[D]. Xi'an: doctoral dissertation of Xidian University, 2012.
白雪茹. 空天目标逆合成孔径雷达成像方法研究[D]. 西安: 西安电子科技大学博士论文, 2012.
- [13] LI Bing, YAO Kang-ze, WANG Yan, *et al.* ISAR based on micro-motion analysis and chirplet separation [J]. *Signal Processing*, 2009, **2**(25): 264-269.
李斌, 姚康泽, 王岩, 等. 基于微动分析和 Chirplet 分解的 ISAR 成像[J]. 信号处理, 2009, **2**(25): 264-269.
- [14] TANAKA T, MANDIC D P. Complex empirical mode decomposition[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2007, **14**(2): 101-104.
- [15] HUANG N E, SHEN Z, LONG S R, *et al.* The empirical mode decomposition and the Hilbert spectrum for nonlinear and non-stationary time series analysis[J]. *Proceedings of the Royal Society of London A-Mathematical Physical & Engineering Sciences*, 1998, **454**(1971): 903-995.
- [16] RILLING G, FLANDRIN P, GONQALVES P, *et al.* Bivariate empirical mode decomposition [J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2007, **14**(12): 936-939.
- [17] 保铮, 邢孟道, 王彤. 雷达成像技术[M]. 北京, 电子工业出版社, 2005.
- [18] 张群, 罗迎. 雷达目标微多普勒效应[M]. 国防工业出版社, 2013.
- [19] ZHANG Dian-Zhong. Research on the correlation between the mutual information and Lempel-Ziv complexity of nonlinear time series[J]. *Acta Physica Sinica*, 2007, **56**(6): 3152-3157.
张佃中. 非线性时间序列互信息与 Lempel-Ziv 复杂度的相关性研究[J]. 物理学报, 2007, **56**(6): 3152-3157.
- [20] LEMPEL A, ZIV J. On the complexity of finite sequences [J]. *Information Theory*, 1976, **22**(1): 75-81.