文章编号:1001 - 893X(2012)07 - 1129 - 04

一种瞬时测频改进算法*

陈 铸

(中国西南电子技术研究所,成都 610036)

摘 要:在保持实时测量的基础上对传统的短时傅里叶变换(STFT)测频算法加以改进,采用了基于多相结构的短时测频算法和 CZT 算法,大大缩短了瞬时测频的运算时间,提高了测频精度,减少了运算资源,更加利于工程实现。

关键词:瞬时测频;多相结构;短时 FFT 变换;CZT 变换

中图分类号:TN97 **文献标志码**:A doi:10.3969/j.issn.1001 - 893x.2012.07.016

An Improved Algorithm for Instant Frequency Measurement

CHEN Zhu

(Southwest China Institute of Electronic Technology, Chengdu 610036, China)

Abstract: The traditional STFT(Short Time Fourier Transform) frequency measurement algorithm is improved. By adopting the STFT frequency measurement algorithm based on multi-phase structure and the chirp Z transform (CZT) algorithm, the computation time is reduced greatly, the frequency measurement precision is improved, the resource occupation is saved. In conclusion, the improved algorithm has great engineering practicability.

Key words: instant frequency measurement; multi-phase structure; short-time Fourier transform(STFT); chirp Z transform(CZT)

1 引 言

在电子对抗和电子侦察领域,突发信号的到达时间和瞬时频率是两个非常重要的参数。军事信号频段宽、持续时间短、跳速高、抗干扰能力强的特点使传统的定点侦收和阻塞式对抗已经远远不能满足现代军事侦察和对抗的需求。为了保证侦收信号的完整性和准确性,实现对短突发信号的细微特征分析、精确测向和灵巧作战,必须对信号的到达时间和频率有一个相对精确的估计。

传统的突发信号到达时间的估计主要有包络检波法和频域的能量判决法,一般来说包络检波法要准确估计出突发信号的到达时间,突发信号信噪比至少需要15 dB以上[1],对于现代侦察和对抗来说,这是难以实现的;频域的能量判决方法采用数字测频技术,利用突发信号到达时频域的能量变化来估计信号的到达时间。

对信号的频率测量一般采用快速博里叶变换(FFT)的方法,但是对宽带突发和高跳速的信号来说,直接采用 FFT 进行测频可能会引起信号的频率模糊和频率信息丢失。

文献[1]提出采用短时博里叶变换(Short Time Fourier Transform, STFT)算法来进行突发信号的频率测量和到达时间估计,这种算法能够实时估计出突发信号的到达时间,有效避免直接 FFT 测频引起的频率模糊和频率信息丢失;但是 STFT 算法测频精度与所需要的运算资源和运算速度相互矛盾,测频精度越高,需要的 FFT 点数越长,占用资源越大,运算速度越慢。对于宽带的跳频信号和雷达信号来说,传统的 STFT 算法不利于工程实现。

* 收稿日期:2012 - 01 - 04;修回日期:2012 - 04 - 11

为了准确估计突发信号的到达时间,避免宽带信号频率信息丢失,同时提高测频精度和运算速度,节省运算资源,本文采用基于多项结构的 STFT 算法和 CZT 算法对传统的瞬时测频算法进行改进。仿真结果表明,新算法结构简单、高效,同时还具有很好的工程实现性。

2 基于 STFT 算法的传统瞬时测频技术

文献[1]提出了 STFT 算法的数学模型,采用滑动 FFT 的方式进行运算。为了便于比较,本文 FFT 都采用相同结构(基 2 或基 4 等),每次滑动一位,每次参与运算的数据长度为 n_1(n_1小于每个短突发信号的采样点数 n),FFT 点数为 N_{fft},每滑动一次进行一次能量最大值判决,最大值对应的频率值为短时 FFT 测频的结果。STFT 运算滑动原理如图 1 所示。

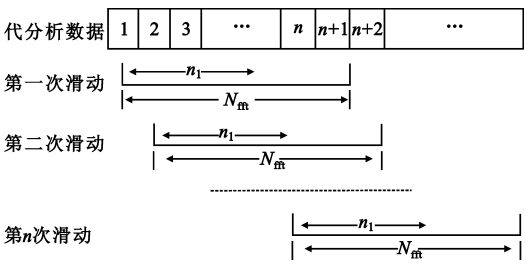


图 1 传统短时 FFT 运算滑动原理

Fig.1 Slippage theory of traditional STFT algorithm

一个符号则要进行 n 次 N_{fft}点的 FFT 运算,假设宽带跳频信号采样率为 f_s,信号带宽为 B,跳频点数为 N,频率间隔为 Δf,符号速率为 f_{sym},则根据带通采样定理,采样率 $f_s \geqslant 2\times B \geqslant 2\times(N\times\Delta f)$,如图 2 所示。

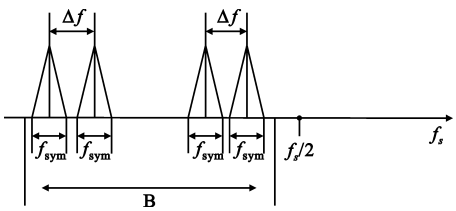


图 2 宽带跳频信号频谱示意图

Fig.2 Sketch map of spectrum of wideband hop-frequency signal

每个符号上的采样点数

$$n = floor(f_s/f_{\mathrm{sym}}) \geqslant floor(2N\times\Delta f/f_{\mathrm{sym}}) \tag{1}$$

由于宽带跳频信号和雷达信号的接收带宽很宽,f_s很大,从公式(1)可以看出,n 很大,导致每一个符号的运算时间非常长。同时,由于采样率很高,在 FFT 长度受限的情况下,信号的测频精度非常低。

为了在使用较小 N_{fft}的情况下提高测频精度,并提高算法的运算速度,本文对 STFT 算法进行改进。

3 基于 STFT 算法的瞬时测频技术改进

3.1 基于多相结构的 STFT 算法

STFT 变换运算的结果是符号速率为f_{sym}的基带信号 $X(k)$,如果对 STFT 运算的结果进行 D 倍抽取,满足采样定理的情况下,不会影响后续的计算,但是从前面的分析知道其运算速度慢。下面推导一种基于多相结构的 STFT,将计算后的抽取放在 FFT 运算之前运行。设接收的信号为 $x(n)$,则其 FFT 变换为

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N_{\mathrm{fft}}-1} x(n)\, W_{N_{\mathrm{fft}}}^{kn} \tag{2}$$

对公式(2)进行求和式展开:

$$\begin{aligned}
X(k) = {} & x(0)W_{N_{\mathrm{fft}}}^{0} + x(1)W_{N_{\mathrm{fft}}}^{k} + x(2)W_{N_{\mathrm{fft}}}^{2k} + \cdots + \\
& x(N_{\mathrm{fft}}-1)W_{N_{\mathrm{fft}}}^{k(N_{\mathrm{fft}}-1)} = \\
& x(0)W_{N_{\mathrm{fft}}}^{0} + x(D)W_{N_{\mathrm{fft}}}^{kD} + x(2D)W_{N_{\mathrm{fft}}}^{2kD} + \\
& \cdots + x(1)W_{N_{\mathrm{fft}}}^{1k} + x(D+1)W_{N_{\mathrm{fft}}}^{k(D+1)} + \\
& x(2D+1)W_{N_{\mathrm{fft}}}^{k(2D+1)} + \cdots + \\
& x(D-2)W_{N_{\mathrm{fft}}}^{k(D-2)} + x(2D-2)W_{N_{\mathrm{fft}}}^{k(2D-2)} + \\
& x(3D-2)W_{N_{\mathrm{fft}}}^{k(3D-2)} + \cdots x(D-1)W_{N_{\mathrm{fft}}}^{k(D-1)} + \\
& x(2D-1)W_{N_{\mathrm{fft}}}^{k(2D-1)} + x(3D-1)W_{N_{\mathrm{fft}}}^{k(3D-1)} + \cdots = \\
& \sum_{t=0}^{D-1}\sum_{n=0}^{floor(\frac{N_{\mathrm{fft}}-1}{D})} x(nD+t)W_{N_{\mathrm{fft}}}^{k(nD+t)} = \\
& \sum_{t=0}^{D-1}\sum_{n=0}^{floor(\frac{N_{\mathrm{fft}}-1}{D})} x(Dn+t)W_{N_{\mathrm{fft}}}^{D}W_{N_{\mathrm{fft}}}^{kt}
\end{aligned} \tag{3}$$

令 $x(t) = \sum_{n=0}^{floor(\frac{N_{\mathrm{fft}}-1}{D})} x(Dn+t)(W_{N_{\mathrm{fft}}}^{D})^{kn}$,式(3)可以写为

$$X(k) = \sum_{t=0}^{D-1} X(t)\, W_{N_{\mathrm{fft}}}^{kt} \tag{4}$$

令 $T = floor(\frac{N_{\mathrm{fft}}-1}{D})$,根据公式(4),得到基于多相结构的 STFT 滑动原理如图 3 所示。

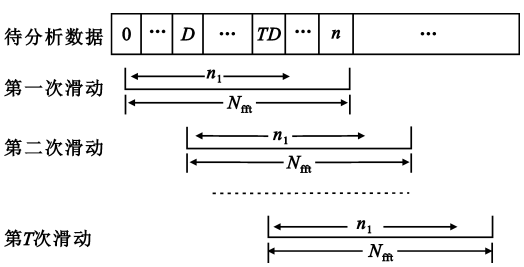


图 3 基于多相结构的 STFT 滑动模型

Fig.3 Slippage model of STFT based on multi-phase structure

从图中可以看出,在进行滑动时每次滑动 D 个数据,这样在 FFT 运算之后分辨率没有改变,运算速度比传统算法提高 D 倍。运算后基带信号的采样率为$f_s' = f_s/D$,为了便于后续计算,取$f_s' \geqslant 4B$,B 为每一跳的最宽带宽,这样 STFT 运算后保证每个符号有 4 个以上采样点。

3.2　基于频率细化的 STFT 算法

如果直接对宽带信号采用 STFT 变换,要满足一定的测频精度时,则要求 FFT 的点数很高,可以先对信号进行抽取滤波,但是抽取滤波再做测频可能需要大量的原始采样数据,测频反应速度较慢同时对一些短突发信号也不适用。为了适应要求,采用 CZT[2-4]算法,该算法利用少量的数据就可以对信号频率进行细化。

CZT 算法核心是计算输入信号 $x(n)(n=0\sim N-1$,N 为参与 CZT 运算的样点数)在指定点$z_k(k=0\sim M-1)$上的复频谱,其表达式为

$$X(z) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) z^{-n} \tag{5}$$

取$z_k = AW^{-k}(k=0\sim M-1)$,则

$$CZT(x(n)) = X(z_k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) A^{-n} W^{nk} \tag{6}$$

其中,$A = A_0 e^{j\theta_0}$,$W = W_0 e^{j\varphi_0}$。当 $A_0 = 1$、$W_0 = 1$ 时,$X(z_k)$是在 Z 平面内单位圆上一段密集分布,如图 4 所示。

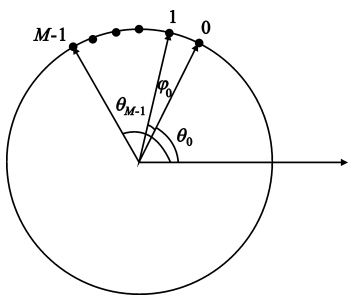


图 4　CZT 变换 Z 平面频率点分布图

Fig.4 Distribution map of CZT transformation on Z plane

图 4 中,θ_0 是输入信号的起始频点对应的角度,

$$\theta_0 = 2\pi f_0/f_s \tag{7}$$

式中,f_0 为观察频段的起始频率,$\theta_{M-1} = 2\pi f_{M-1}/f_s$,$f_{M-1}$为观察频段的结束频率;$\varphi_0$ 为旋转角度,决定了 CZT 变换的频率精度:

$$\varphi_0 = -2\pi(f_{M-1} - f_0)/((M-1)f_s) \tag{8}$$

CZT 变换相比单位圆上均匀分布的 Z 变换而言,其测频精度主要是由 M 和观测频段$(f_{M-1} - f_0)$决定,观测频段划分的频点越多,频率测频精度就越高;L 点 CZT 变换的测频精度相当于采样率为 f_s 的信号做N_{fft}点 FFT 运算的测频精度。

$$N_{\text{fft}} = f_s \times (M-1)/(f_{M-1} - f_0) \tag{9}$$

单位圆上的 CZT 变换可以用快速 FFT 变换来实现,文献[4]中有专门的介绍,这里只给出公式不进行详细推论:

$$CZT(x(n)) = iFFT(FFT(y(n)) * FFT(h(n))) \tag{10}$$

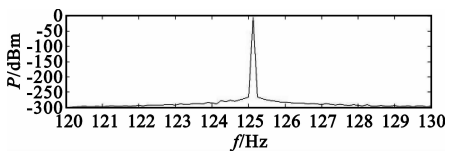
其中:

$$y(n) = \begin{cases} x(n) A^{-n} W^{\frac{n^2}{2}}, & 0 \leqslant n \leqslant N-1 \\ 0, & N \leqslant n \leqslant L-1 \end{cases} \tag{11}$$

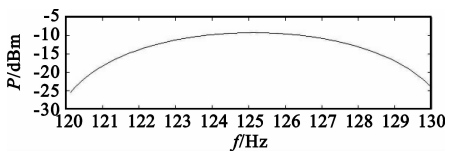
$$h(n) = \begin{cases} W^{\frac{n^2}{2}}, & 0 \leqslant n \leqslant N-1 \\ W^{-(L-n)^2/2}, & N \leqslant n \leqslant L-1 \end{cases} \tag{12}$$

$L = N + M - 1$ 为 CZT 快速 FFT 的运算点数,一个 CZT 变换需要做 3 次 FFT 运算和 L 点的乘法运算。在 M、L 固定的情况下,$FFT(h(n))$为一固定数组,那么一个 CZT 变换则需要做两次长度为 L 的 FFT 运算。

以一个 $f_s = 1\ 024$、中心频率为125 Hz的单音信号为例,分别做 $N_{\text{fft}} = 8\ 192$点的 FFT 和 $f_0 = 120$、$f_{M-1} = 130$、$M = 80$、$N = 177$(即 $L = M + N - 1 = 256$ 点)的快速 CZT 的频谱图对比如图 5 所示。



(a)8 192 点 FFT 运算频谱



(b)256 点 CZT 变换频谱

图 5　FFT 测频与 CZT 测频比较

Fig.5 Comparison of frequency measurement between FFT and CZT

从公式(9)知道两者的精度相同,但是 CZT 变换运算总长度为 2×256 点,远远小于 FFT 运算所需要的8 192点,大大节约了资源,便于工程实现。

4　算法验证与性能分析

以上的改进可以结合起来运用,也可以分开运

用。下面为了说明改进效果,将两种改进结合起来进行测试。假设跳频信号工作频段为 72 ~ 87 MHz,跳频信号在工作频段内按照1 MHz均匀分为 16 个跳频点,跳频速率为20 000 hop/s,采用 2FSK 调制,信号符号速率为160 kHz,频率间隔为160 kHz,f_s = 200 MHz,每一个符号采样点为 n = 1 250;采用基于 CZT 变换的改进型短时傅里叶变换,取f_0 = 71 MHz,f_{M-1} = 88 MHz,M = 1 600,代入公式(7)和(8),得到 θ_0 = 2.230 5,φ_0 = −0.000 333 79,每次 CZT 变换参与计算的点数为 N = 448 点(L = 2 048),加 hann 窗(加窗防止频谱泄露);STFT 每一次滑动点数为 312 点,速度相比传统测频算法提高 312 倍,其测频结果如图 6 所示。

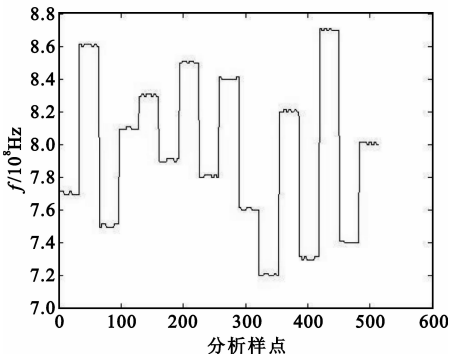


图 6 基于多相结构短时 CZT 变换测频结果
Fig.6 Frequency measurement result of CZT transform based on multi-phase structure

通过多相结构短时 CZT 测频,每次只需要 448 点数据进行计算,测频精度为10 kHz,不仅能给出每一跳所对应的频率,也给出了每个 FSK 调制码元的频率,对后续信号的跳频拼接、基带解调带来了极大的方便。

5 结束语

本文结合工程的实际需要,对传统的基于 STFT 算法的测频算法加以改进,重点分析了基于多项结构 STFT 的算法原理和 CZT 频率细化的原理,并对改进算法和传统算法进行了比较,结果表明:

(1)改进的基于多相结构的 STFT 算法运算速度相对于传统的 STFT 算法有明显提高,改进算法的运算速度是传统算法的 D 倍(D 为抽取倍数),信号带宽相对采样率越窄,D 越大,运算速度改进的效果越明显;

(2)采用 CZT 算法能够利用有限的数据对信号频率进行细化,适合突发信号的频率测量,通过公式(9)可知在测频精度相同的情况下,采用 CZT 变换可以大大减少测频运算的计算长度。

在实际运用中可以将改进基于多相结构 STFT 算法与 CZT 算法结合起来(基于多项结构的 CZT 算法),工程实现简单,测频率精度高,运算速度快,具有很好的工程应用价值。

参考文献:

[1] 刘刚,植强,吕镜清.一种提取雷达脉冲时间到达的方法[J].电子对抗,2003(4):10 – 13.
LIU Gang,ZHI Qiang,LV Jing – qing.Study on the New TOA Calculating Method for Radar Pulse[J].Electronic Warfare,2003(4):10 – 13.(in Chinese)

[2] 谷云高,石彦君,王文谦.一种基于 Chirp Z 变换的频谱细化实现方案与仿真[J].电讯技术,2009,49(5):93 – 95.
GU Yun – gao,SHI Yan – jun,WANG Wen – qian. A Spectrum Zooming Scheme Based on Chirp Z Transform(CZT) and its Simulation[J]. Telecommunication Engineering,2009, 49(5): 93 – 95. (in Chinese)

[3] 刘平,靳成英,陈曾平.一种基于短时 FFT 的宽带数字侦察接收机设计[J].信号处理,2008(6):988 – 991.
LIU Ping,JIN Cheng – ying,CHEN Zeng – ping.A Short – Time fft Based Design for Wideband Digital Reconnaissance Receiver[J].Signal Processing,2008(6):988 – 991.(in Chinese)

[4] 丁康,潘成灏, 李巍华. ZFFT 与 Chirp – Z 变换细化选带的频谱分析对比[J].振动与冲击,2006(6):9 – 12.
DING Kang,PAN Cheng – hao,LI Wei – hua.Spectrum Analysis Comparison between Zfft and Chirp – Z Transform[J].Journal of Vibration and Shock,2006(6):9 – 12.(in Chinese)

作者简介:

陈 铸(1977—),男,四川广元人,工程师,主要研究方向为通信侦察领域信号处理及信号分析等。

CHEN Zhu was born in Guangyuan, Sichuan Province, in 1977.He is now an engineer.His research concerns signal processing and analysis in communication reconnaissance.

Email:chenzhu1977@126.com