

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ



دانشکده معدن، نفت و ژئوفیزیک

گروه ژئوفیزیک

پایان نامه کارشناسی ارشد

تضعیف نوفه‌های تصادفی در داده‌های لرزه‌ای با استفاده از ترکیب تبدیل زمان - فرکانس و تجزیه مُد تجربی

فرید کریمی

اساتید راهنما

امین روشندل کاهو

حمیدرضا سیاه کوهی

استاد مشاور

علیرضا جواهری نیستانک

شهریور ۹۲

تقدیم به پدر و مادر عزیزتر از جانم

با آرزوی آنکه پروردگار منان سایه ایشان را بر من مستدام نمایند

و دعاهای خیر ایشان را لایق من بدانند

زیرا هر آنچه دارم و خواهم داشت از سر لطف و دعاهای آنهاست.

سپاس‌گزاری

در طول تحصیل در دانشگاه صنعتی شاهرود به عنوان دانشجوی کارشناسی ارشد، افتخار آشنایی با اساتید برجسته‌ای داشتم. به ویژه استاد راهنمای خود، جناب آقای دکتر امین روشندل کاهو به لحاظ راهنمایی‌های مناسب، ایده‌های نو و تشویق به پژوهش در طول انجام این پایان‌نامه، و از اینکه با صبر و منانت من را راهنمایی کرده‌اند، نهایت قدردانی را دارم. علاوه بر مطالب علمی و فنی، نکات ارزنده‌ای از شخصیت والا، تجربه فراوان و اخلاق حرفه‌ای ایشان آموختم. همچنین از رهنمودهای آقای دکتر حمیدرضا سیاه‌کوهی که در این پایان‌نامه استاد راهنمای دوم اینجانب بوده‌اند، تشکر می‌نمایم.

از مدیریت ملی اکتشاف نفت ایران و اداره ژئوفیزیک آن مجموعه که زحمات زیادی را در فراهم کردن داده‌های مورد نظر و حمایت‌های مالی تقدیر و تشکر می‌شود. همچنین از جناب آقای مهندس علیرضا جواهری نیتانک مشاور صنعتی پایان‌نامه به جهت راهنمایی‌ها و زحمات ایشان تقدیر و تشکر می‌شود.

چکیده

تصویرسازی لرزه‌ای به شدت به کیفیت داده‌های لرزه‌ای وابسته است. تفسیر ساختاری و چینه‌ای مقاطع لرزه‌ای که حاوی کمترین میزان نوفه تصادفی و همدوس می‌باشند، به مراتب راحت‌تر است. نوفه‌های متعددی در مقاطع لرزه‌ای دیده می‌شود که دسته مهمی از آن‌ها، نوفه‌های تصادفی‌اند. تضعیف این دسته از نوفه‌ها، بخصوص زمانی که نسبت سیگنال به نوفه کم باشد، بسیار دشوار است. تا کنون روش‌های مختلفی برای تضعیف نوفه‌های تصادفی ارائه شده است که هر کدام مزایا و معایب مربوط به خود را دارد.

در این پایان‌نامه سعی شده است که از روش جدیدی برای تضعیف نوفه‌های تصادفی در حوزه $t-f$ استفاده شود. برای این کار با استفاده از تبدیل S تعمیم‌یافته مقطع لرزه‌ای از حوزه $t-x$ به حوزه $t-f-x$ انتقال داده می‌شود و سپس در این حوزه تجزیه مُد تجربی Empirical Mode Decomposition (EMD) در راستای مکان برای یک زمان و فرکانس خاص اعمال می‌گردد. اولین تابع مُد ذاتی به‌دست آمده از روش تجزیه مُد تجربی، سریع‌ترین نوسانات را در داده‌ها نشان می‌دهد. به این معنی که بزرگ‌ترین مؤلفه‌های عدد موج (مربوط به نوفه) در اولین تابع مُد ذاتی موجود می‌باشد. بنابراین برای افزایش نسبت سیگنال به نوفه می‌توان اولین تابع مُد ذاتی را از سیگنال اصلی کسر کرد. نوفه تصادفی شامل همه فرکانس‌ها می‌باشد و برای این که بتوان نوفه تصادفی را در مقاطع لرزه‌ای تضعیف نمود، می‌توان برای هر فرکانسی روش حذف اولین تابع مُد ذاتی را اعمال کرد. حذف اولین تابع مُد ذاتی به دلیل باقی ماندن نوفه‌ها در سایر توابع مُد ذاتی، عملکرد بهینه‌ای ندارد. همچنین در مواردی که رویدادهای با شیب زیاد در مقطع لرزه‌ای وجود داشته باشد، به دلیل محتوای عدد موج بالای آن‌ها دستخوش تغییرات می‌گردند.

روش جدید دیگری که در این پایان‌نامه برای تضعیف نوفه توابع مُد ذاتی مورد استفاده قرار گرفته است، مبتنی بر آستانه‌گذاری بازه‌ای بر روی توابع مُد ذاتی به جای حذف اولین تابع مُد ذاتی می‌باشد.

استفاده از این الگوریتم جدید علاوه بر تضعیف نوفه بیشتر نسبت به روش متداول، رویدادهای شیب‌دار بدون تغییر باقی می‌مانند. در این پایان‌نامه الگوریتم مذکور بر روی مقاطع لرزه‌ای مصنوعی و واقعی اعمال شده و با روش ترکیب تبدیل فوریه و تجزیه مُد تجربی مقایسه شده است. نتایج به دست آمده، عملکرد مناسب روش‌های معرفی شده در این پایان‌نامه را نشان می‌دهد. همچنین نشان داده شده است که حذف اولین تابع مُد ذاتی در رکورد چشمه مشترک می‌تواند در تضعیف نوفه‌های همدوس زمین‌غلت کارآمد باشد.

کلید واژه: مقاطع لرزه‌ای، نوفه‌های تصادفی، تبدیل S، تعمیم‌یافته، تجزیه مُد تجربی، توابع مُد ذاتی، آستانه‌گذاری بازه‌ای.

لیست مقالات مستخرج از پایان نامه

- ۱- تضعیف نوفه‌های تصادفی داده‌های لرزه‌ای با استفاده از فیلتر میانگین غیرمحلّی، مجله ژئوفیزیک ایران، ۱۳۹۲.
- ۲- تبدیل S بهبود یافته برای تحلیل نمایش زمان- فرکانس داده‌های لرزه‌ای، کنفرانس ملی برق و کامپیوتر، ۱۳۹۱.
- ۳- تضعیف نوفه‌های تصادفی مقاطع لرزه‌ای با استفاده از ترکیب تبدیل زمان-فرکانس و تجزیه مد تجربی، مجله ژئوفیزیک ایران، ۱۳۹۲.
- ۴- تضعیف نوفه لرزه‌ای همدوس با استفاده از ترکیب تبدیل S تعمیم‌یافته و تجزیه مد تجربی، مجله پژوهش نفت ایران، ۱۳۹۲.
- ۵- تضعیف نوفه تصادفی داده لرزه‌ای با استفاده از ترکیب تبدیل زمان - فرکانس و فیلتر میانگین غیر محلّی، سمینار ژئوفیزیک اکتشافی نفت، ۱۳۹۲.

فهرست مطالب

۱.....	فصل اول: مقدمه
۶.....	فصل دوم: تجزیه مُد تجربی
۷.....	۱-۲ مقدمه.....
۸.....	۲-۲ فرکانس لحظه‌ای
۱۲.....	۳-۲ تجزیه مُد تجربی (EMD).....
۲۴.....	فصل سوم: تبدیل‌های زمان – فرکانس
۲۵.....	۱-۳ مقدمه.....
۲۶.....	۲-۳ نمایش سیگنال.....
۲۹.....	۳-۳ روش‌های زمان-فرکانس
۳۰.....	۴-۳ تبدیل فوریه زمان کوتاه.....
۳۶.....	۵-۳ تحلیل با قدرت تفکیک چندگانه.....
۳۷.....	۶-۳ تبدیل موجک پیوسته
۴۱.....	۷-۳ تبدیل S.....
۴۳.....	۱-۷-۳ بدست آوردن تبدیل S از STFT.....
۴۴.....	۲-۷-۳ تبدیل S به عنوان یک هم‌میخت
۴۵.....	۳-۷-۳ بدست آوردن تبدیل S از تبدیل موجک.....
۴۶.....	۸-۳ تبدیل S گسسته.....
۴۷.....	۹-۳ تبدیل S وارون گسسته
۵۰.....	۱۰-۳ تبدیل S تعمیم‌یافته.....
۵۶.....	فصل چهارم: نوفه در داده‌های لرزه‌ای
۵۷.....	۱-۴ نوفه
۵۷.....	۲-۴ نوفه هم‌دوس
۵۸.....	۳-۴ نوفه تصادفی
۵۹.....	۱-۳-۴ خصوصیات نوفه تصادفی.....
۶۲.....	۲-۳-۴ روش‌های تضعیف نوفه تصادفی.....

۶۲ فیلترهای فرکانسی ۱-۲-۳-۴
۶۳ ویرایش ردلرزه ۲-۲-۳-۴
۶۳ فیلتر میانه ۳-۲-۳-۴
۶۳ <u>$f - x$</u> فیلتر پیشگو در حوزه ۴-۲-۳-۴
۶۶ تضعیف نوفه تصادفی با استفاده از ترکیب تبدیل فوریه و تجزیه مُد تجربی ۵-۲-۳-۴
۶۷ تضعیف نوفه تصادفی با استفاده از تجزیه مُد تجربی ۶-۲-۳-۴
۷۰ تضعیف نوفه تصادفی با استفاده از روش EMD در حوزه t-f-x ۷-۲-۳-۴
۷۳ فصل پنجم: تضعیف نوفه در مقاطع لرزه‌ای مصنوعی و واقعی
۷۴ اعمال بر روی مقطع لرزه‌ای ۱-۵
۷۴ اعمال بر روی داده مصنوعی ۱-۱-۵
۸۳ اعمال بر روی داده واقعی ۲-۱-۵
۹۴ فصل ششم: نتیجه‌گیری و پیشنهادات
۹۵ نتیجه‌گیری ۱-۶
۹۶ پیشنهادات ۲-۶
۹۷ منابع و مأخذ

فهرست تصاویر

- شکل ۲-۱. الف) صفحه فاز برای تابع $x(t) = \alpha + \sin(t)$ برای $(a) \rightarrow \alpha = 0$ ، $(b) \rightarrow \alpha < 1$ ، $(c) \rightarrow \alpha > 1$ ؛ ب) فرکانس لحظه‌ای محاسبه شده مطابق رابطه (۲-۴)؛ ج) مدل تابع فاز (هوانگ و همکاران، ۱۹۹۸)..... ۱۱
- شکل ۲-۲. سیگنال آزمایشی برای استخراج IMF ها..... ۱۴
- شکل ۲-۳. داده اصلی (منحنی آبی رنگ)، منحنی‌های پوش بالایی و پایینی (منحنی‌های سبز رنگ) که توسط بیشینه‌ها و کمینه‌های محلی تعریف شده‌اند و مقدار میانگین منحنی‌های پوش بالایی و پایینی که با رنگ قرمز نشان داده شده است..... ۱۴
- شکل ۲-۴. منحنی داده اصلی (منحنی آبی رنگ) و منحنی جزء اول h_1 (منحنی صورتی رنگ)..... ۱۵
- شکل ۲-۵. جداسازی سیگنال در مرحله h_1 و m_2 ۱۶
- شکل ۲-۶. اولین IMF (c_1) بعد از سه مرحله..... ۱۷
- شکل ۲-۷. نمودار گردشی تجزیه یک سیگنال به مدهای تجربی (تعمیم‌یافته از هوانگ و همکاران، ۱۹۹۸)..... ۲۲
- شکل ۲-۸. تجزیه مد تجربی سیگنال سینوسی مطابق رابطه (۲-۱۸) به پنج مؤلفه IMF..... ۲۳
- شکل ۳-۱. الف) یک سیگنال چیرپ سینوسی شکل که فرکانس آن به طور خطی با زمان کاهش می‌یابد؛ ب) سیگنال چیرپ مشابه قسمت (الف) با این تفاوت که فرکانس آن به طور خطی با زمان افزایش می‌یابد؛ ج) طیف دامنه سیگنال شکل ۳-۱(الف)؛ د) طیف دامنه سیگنال شکل ۳-۱(ب)؛ ه) طیف فاز سیگنال شکل ۳-۱(الف)؛ و) طیف فاز سیگنال شکل ۳-۱(ب)..... ۲۹
- شکل ۳-۲. نمایش گرافیکی نحوه پنجره کردن سیگنال ناپایا به منظور محاسبه تبدیل فوریه زمان کوتاه (صیادی، ۱۳۸۷)..... ۳۲
- شکل ۳-۳. شکل توابع پنجره (الف) گوسی؛ ب) همینگ؛ ج) بلکمن؛ د) هنینگ مطابق روابط جدول ۳-۱..... ۳۴
- شکل ۳-۴. تبدیل فوریه زمان کوتاه شکل ۳-۱(ب) با پنجره همینگ (الف) با طول پنجره ۵۱ نمونه؛ ب) با طول پنجره ۲۱ نمونه..... ۳۵
- شکل ۳-۵. جعبه هایزنبرگ برای اتم زمان-فرکانس (مالات، ۱۹۹۹)..... ۳۶
- شکل ۳-۶. الف) نمایش شماتیک اصل عدم قطعیت در صفحه زمان-فرکانس $STFT$ ، جعبه عدم قطعیت هایزنبرگ در تمام صفحه ثابت است؛ ب) نمایش شماتیک اصل عدم قطعیت در صفحه زمان-فرکانس در تبدیل موجک پیوسته، جعبه عدم قطعیت هایزنبرگ در هر زمان و فرکانس تغییر می‌کند (مالات، ۱۹۹۹ و ۲۰۰۹)..... ۳۹
- شکل ۳-۷. تقسیم‌بندی شماتیک صفحه زمان-فرکانس در الف) نمایش زمانی؛ ب) نمایش فرکانسی؛ ج) تبدیل موجک؛ د) تبدیل فوریه زمان کوتاه (بوآشاش، ۲۰۰۳)..... ۴۰
- شکل ۳-۸. الف) نمودار سیگنال مربوط به رابطه (۳-۳۴)؛ ب) نمودار طیف زمان-فرکانس تبدیل S مربوط به رابطه (۳-۳۴)..... ۵۰
- شکل ۳-۹. پنجره گوسی نرمالیزه شده بازای مقادیر متفاوت p ۵۱
- شکل ۳-۱۰. پنجره گوسی نرمالیزه شده برای مقادیر متفاوت δ به ازای تک فرکانس ۲۵ هرتز..... ۵۴

شکل ۳- ۱۱. الف) سیگنال مصنوعی ناپایای موجک ریکر با فرکانس‌های ۲۵، ۳۵ و ۴۵ هرتز؛ ب) نمودار صفحه زمان-فرکانس تبدیل S معمولی مربوط به سیگنال شکل ۳-۱۱ (الف)؛ ج) نمودار صفحه زمان-فرکانس تبدیل S تعمیم یافته مربوط به سیگنال شکل ۳-۱۱ (الف)..... ۵۵

شکل ۴- ۱. الف) سری زمانی تصادفی با نرخ نمونه‌برداری ۲ میلی‌ثانیه؛ ب) طیف دامنه سری زمانی تصادفی؛ ج) خود همبستگی سری زمانی تصادفی..... ۶۰

شکل ۴- ۲. الف) ردلرزه بدون نوفه؛ ب) ردلرزه حاوی نوفه تصادفی (۹ دسی‌بل)؛ ج) طیف دامنه ردلرزه بدون نوفه و د) طیف دامنه ردلرزه حاوی نوفه تصادفی..... ۶۱

شکل ۴- ۳. نحوه آستانه‌گذاری مستقیم و بازه‌ای. الف) تابع مُد ذاتی اولیه (خط خاکستری) و نتایج آستانه‌گذاری مستقیم (خط چین سیاه) و بازه‌ای (خط قرمز). ب) تابع مُد ذاتی اولیه در بازه‌ی مشخص شده، ج) نتیجه آستانه‌گذاری مستقیم و د) نتیجه آستانه‌گذاری بازه‌ای (با تغییر از کوپسینیس و مک لاولین، ۲۰۰۸)..... ۶۹

شکل ۴- ۴. نمودار گردشی تضعیف نوفه تصادفی با استفاده از ترکیب تبدیل زمان-فرکانس و تجزیه مُد تجربی..... ۷۲

شکل ۵- ۱. مقطع لرزه‌ای مصنوعی (الف) بدون نوفه تصادفی و (ب) همراه نوفه تصادفی با نسبت سیگنال به نوفه ۸ دسی‌بل..... ۷۵

شکل ۵- ۲. نتایج نوفه‌زدایی با استفاده از الف) TFX-EMDIT ؛ ب) TFX-EMD ؛ ج) اختلاف میان مقطع لرزه‌ای مصنوعی حاوی نوفه با نتیجه (الف) و د) اختلاف میان مقطع لرزه‌ای مصنوعی حاوی نوفه با نتیجه (ب)..... ۷۶

شکل ۵- ۳. نتایج نوفه‌زدایی با استفاده از الف) FX-EMDIT ؛ ب) FX-EMD ؛ ج) اختلاف میان داده لرزه‌ای مصنوعی حاوی نوفه با نتیجه (الف) و د) اختلاف میان داده لرزه‌ای مصنوعی حاوی نوفه با نتیجه (ب)..... ۷۷

شکل ۵- ۴. نمونه ۱۵ امین ردلرزه از مقطع لرزه‌ای مصنوعی (الف) ردلرزه بدون نوفه؛ ب) مقدار نوفه تصادفی وارد شده و ج) ردلرزه حاوی نوفه تصادفی..... ۷۹

شکل ۵- ۵. طیف دامنه الف) ۱۵ امین ردلرزه مقطع مصنوعی بدون نوفه؛ ب) مقدار نوفه اضافه شده و ج) ردلرزه حاوی نوفه..... ۸۰

شکل ۵- ۶. ۱۵ امین ردلرزه مصنوعی و نوفه‌زدا شده با استفاده از الف) TFX-EMDIT ؛ ب) TFX-EMD ؛ ج) FX-EMDIT و د) FX-EMD..... ۸۱

شکل ۵- ۷. طیف دامنه ۱۵ امین ردلرزه مصنوعی و نوفه‌زدا شده با استفاده از الف) TFX-EMDIT ؛ ب) TFX-EMD ؛ ج) FX-EMDIT و د) FX-EMD..... ۸۲

شکل ۵- ۸. داده لرزه‌ای واقعی مورد استفاده مربوط به یکی از میادین نفتی جنوب غرب ایران..... ۸۳

شکل ۵- ۹. نتایج نوفه‌زدایی با استفاده از الف) TFX-EMDIT ؛ ب) TFX-EMD ؛ ج) FX-EMDIT و د) FX-EMD..... ۸۴

شکل ۵- ۱۰. (الف) اختلاف میان داده لرزه‌ای واقعی با نتیجه شکل ۵-۹(الف)، (ب) اختلاف میان داده لرزه‌ای واقعی با نتیجه شکل ۵-۹(ب)، (ج) اختلاف میان داده لرزه‌ای واقعی با نتیجه شکل ۵-۹(ج) و (د) اختلاف میان داده لرزه‌ای واقعی با نتیجه شکل ۵-۹(د)..... ۸۵

شکل ۵- ۱۱. ۵۰ امین ردلرزه مصنوعی و نوفه‌زدا شده با استفاده از الف) TFX-EMDIT ؛ ب) TFX-EMD ؛ ج) FX-EMDIT و د) FX-EMD..... ۸۷

شکل ۵- ۱۲. ۵۰۰ امین ردلرزه مصنوعی و نوفه‌زدا شده با استفاده از الف) TFX-EMDIT ؛ ب) TFX-EMD ؛ ج) FX-EMDIT و د) FX-EMD..... ۸۸

شکل ۵- ۱۳. رکورد چشمه مشترک واقعی..... ۸۹

شکل ۵- ۱۴. نتایج نوفه‌زدایی با استفاده از الف) FX-EMD ؛ ب) TFX-EMD ؛ ج) اختلاف میان رکورد واقعی حاوی نوفه با نتیجه (الف) و (د) اختلاف میان رکورد واقعی حاوی نوفه با نتیجه (ب)..... ۹۰

شکل ۵- ۱۵. نتایج تضعیف نوفه زمین‌غلت با استفاده از الف) TFX-EMD ؛ ب) FX-EMD ؛ مقایسه طیف دامنه قبل و بعد از تضعیف نوفه همدوس با استفاده از ج) TFX-EMD و د) FX-EMD..... ۹۲

شکل ۵- ۱۶. نتایج تضعیف نوفه زمین‌غلت با استفاده از الف) TFX-EMD ؛ ب) FX-EMD ؛ مقایسه طیف دامنه قبل و بعد از تضعیف نوفه همدوس با استفاده از ج) TFX-EMD و د) FX-EMD..... ۹۳

فهرست جداول

جدول ۳-۱. نام، رابطه و مشخصات توابع پنجره متداول (مالات، ۱۹۹۹ و ۲۰۰۹)..... ۳۴

جدول ۵-۱. مقایسه نسبت سیگنال به نوفه..... ۷۸

فهرست علائم اختصاری

اختصار لاتین	لاتین	توضیحات
CEEMD	Complete Ensemble Empirical Mode Decomposition	تجزیه مُد تجربی گروهی کامل
CWT	Continuous Wavelet Transform	تبدیل موجک پیوسته
EMD	Empirical Mode Decomposition	تجزیه مُد تجربی
EEMD	Ensemble Empirical Mode Decomposition	تجزیه مُد تجربی گروهی
EMD- DT	Empirical Mode Decomposition Direct Thresholding	تجزیه مُد تجربی آستانه‌گذاری مستقیم
EMD- IT	Empirical Mode Decomposition Interval Thresholding	تجزیه مُد تجربی آستانه‌گذاری بازه‌ای
EMD- IIT	Empirical Mode Decomposition Iterative Interval Thresholding	تجزیه مُد تجربی آستانه‌گذاری بازه‌ای
IMF	Intrinsic Mode Function	تابع مُد ذاتی
ST	S Transform	تبدیل S
STFT	Short Time Fourier Transform	تبدیل فوریه زمان کوتاه
GST	Generalized S Transform	تبدیل S تعمیم‌یافته

فصل اول

مقدمه

روش‌های لرزه‌ای بازتابی یکی از روش‌های مطالعه ساختار زیرسطحی به منظور اکتشافات هیدروکربن می‌باشد. سیگنال‌های لرزه‌ای که از داخل زمین بازتاب می‌شوند، حاوی اطلاعات مهمی از لایه‌های زمین می‌باشند. بنابراین کیفیت بالای داده‌ها می‌تواند در استخراج این اطلاعات از ردلرزه کمک شایانی بکند (شریف و جلدارت، ۱۹۹۵). داده‌های لرزه‌ای خام همواره شامل انرژی‌های ناخواسته هستند. از این انرژی‌های ناخواسته و نامطلوب در لرزه‌شناسی به عنوان نوفه^۱ یاد می‌شود. حضور این نوفه‌ها و تداخل آن‌ها با سیگنال مطلوب باعث تغییر شکل سیگنال اصلی شده و در نهایت باعث تغییر یا از بین رفتن اطلاعات مورد نیاز می‌گردد. نوفه‌های متعددی در داده‌های لرزه‌ای دیده می‌شود که دسته مهمی از آن‌ها، نوفه‌های تصادفی^۲ می‌باشند که به صورت نوسان‌های تصادفی در تمام زمان‌ها و فرکانس‌ها مشاهده می‌شوند. تضعیف این دسته از نوفه‌ها، به خصوص زمانی که نسبت سیگنال به نوفه پایین باشد، بسیار دشوار می‌باشد. تضعیف نوفه^۳ تصادفی از داده لرزه‌ای یکی از مراحل مهم در پردازش می‌باشد که تاثیر بسزایی در تفسیر داده‌های لرزه‌ای ایفا می‌کند.

تا به حال روش‌های مختلفی برای تضعیف نوفه تصادفی یا به عبارت دیگر بالا بردن نسبت سیگنال به نوفه ارائه شده است. یکی از روش‌های قدیمی برای تضعیف نوفه‌های تصادفی، روش برانبارش^۴ می‌باشد که از خاصیت تصادفی نوفه‌ها در جهت تضعیف آن‌ها استفاده می‌کند. واهمامیخت پیشگو^۵ یکی دیگر از روش‌های تضعیف نوفه تصادفی می‌باشد. این روش که ابتدا توسط کانالز^۶ (۱۹۸۴) مطرح شد از قابلیت پیش‌بینی سیگنال در راستای مکان استفاده می‌کند. این روش را می‌توان در دو حوزه زمان - مکان (t-x) و فرکانس - مکان (f-x) استفاده نمود (گالبرایت^۷، ۱۹۹۱؛ هریس^۸ و وایت^۹، ۱۹۹۷؛

1 . Noise

2 . Random noises

3 . Noise attenuation

4 . Stacking

5 . Predictive deconvolution

6 . Canales

7 . Galbraith

8 . Haris

9 . White

ابما^۱ و کلربات^۲، ۱۹۹۵ و ارجمند پور و سیاه کوهی، (۱۳۸۴). گروهی نیز با تکیه بر تجزیه مقدار تکین^۳ (اولریچ^۴ و همکاران، ۱۹۹۹) و یا تبدیل کارهونن-لاو^۵ (همون^۶ و مکه^۷، ۱۹۷۸؛ جونز^۸ و لوی^۹، ۱۹۸۷ و الیچی^{۱۰}، ۱۹۹۱) سعی در بالا بردن نسبت سیگنال به نوفه داشته‌اند. ژانگ^{۱۱} و همکاران (۲۰۰۶) از برازش چندجمله‌ای برای تضعیف نوفه‌های تصادفی از داده‌های لرزه‌ای استفاده کردند.

روش تجزیه مُد تجربی^{۱۲} (هوانگ^{۱۳} و همکاران، ۱۹۹۸)، روشی تجربی برای تجزیه یک سیگنال به تعدادی متناهی از توابع نوسانی دارای تبدیل هیلبرت خوش رفتار است که به آنها توابع مُد ذاتی^{۱۴} (IMF) گفته می‌شود. روش تجزیه مُد تجربی (EMD) یک شیوه آنالیز است که مفاهیم زیادی را در جهت درک بهتر مفاهیم فیزیکی سیگنال‌ها در اختیار ما قرار می‌دهد. تا کنون چندین روش برای تضعیف نوفه‌های تصادفی لرزه‌ای با کمک این روش مطرح شده‌اند. امینی (۱۳۹۰) و ناصری^{۱۵} و سیاه کوهی^{۱۶} (۲۰۱۱) با استفاده از EMD در حوزه فرکانس-مکان، نوفه‌های تصادفی را در داده‌های لرزه‌ای تضعیف نمودند. روشندل و نجاتی (۱۳۹۰) با استفاده از الگوریتم‌های مبتنی بر آستانه‌گذاری بازه‌ای^{۱۷} بر روی توابع مُد ذاتی مختلف، به تضعیف نوفه‌های تصادفی در داده‌های لرزه‌ای بازتابی در حوزه زمان - مکان پرداختند.

-
- 1 . Abma
 - 2 . Claerbout
 - 3 . Singular value decomposition
 - 4 . Ulrych
 - 5 . Karhunen-Love
 - 6 . Hemon
 - 7 . Mace
 - 8 . Jones
 - 9 . Lovey
 - 10 . Al-Yahya
 - 11 . Zhong
 - 12 . Emprical Mode Decomposition (EMD)
 - 13 . Huang
 - 14 . Intrinsic Mode Functions (IMF)
 - 15 . Naseri
 - 16 . Siahkahi
 - 17 . Interval Thresholding

در روش‌های فوق، ناپایا^۱ بودن سیگنال لرزه‌ای مورد توجه قرار نگرفته است. این موضوع می‌تواند در نتیجه نهایی روش‌های مذکور تأثیر بسزایی داشته باشد. امروزه تبدیل‌های زمان - فرکانس به‌عنوان ابزاری متداول برای بررسی سیگنال‌های ناپایا، بخصوص سیگنال‌های لرزه‌ای تبدیل شده‌اند (سینها^۲ و همکاران، ۲۰۰۵؛ لین^۳ و همکاران، ۲۰۰۷ و لیته^۴ و همکاران، ۲۰۰۸). روش‌های متعددی برای تضعیف نوفه‌های لرزه‌ای در حوزه زمان - فرکانس مطرح شده‌اند. لین و همکاران (۲۰۰۷) با استفاده از روش فیلتر کردن قله‌های تبدیل زمان - فرکانس (بوآشاش^۵، ۲۰۰۳) به تضعیف نوفه‌های تصادفی از داده‌های لرزه‌ای پرداختند. عسکری^۶ و سیاه‌کوهی (۲۰۰۸) با استفاده از تبدیل S در حوزه مکان-فرکانس - عدد موج (x-f-k) نوفه‌های همدوس زمین‌غلت^۷ را از داده‌های لرزه‌ای تضعیف نمودند.

روش‌های مطرح شده در بالا هر یک دارای مزایا و معایب مربوط به خود می‌باشند. بنابراین ارائه روش‌هایی که بتواند با ترکیب روش‌های فوق، مزایای آن‌ها را حفظ و در عین حال معایب آن‌ها را تضعیف کند، در تضعیف نوفه‌های تصادفی داده‌های لرزه‌ای بسیار مهم می‌باشد. در این پایان‌نامه سعی می‌شود با ترکیب روش تجزیه مُد تجربی و تبدیل زمان - فرکانس (هن- پنگ^۸ و همکاران، ۲۰۱۱) نوفه‌های تصادفی در داده‌های لرزه‌ای بازتابی تضعیف شوند. در واقع این روش در راستای ادامه کار امینی (۱۳۹۰) می‌باشد. ایشان از ترکیب تبدیل فوریه^۹ و تجزیه مد تجربی به تضعیف نوفه در داده‌های لرزه‌ای پرداخته بودند که ناپایا بودن داده‌های لرزه‌ای را در نظر نگرفته بودند.

البته در روش هن- پنگ و همکاران (۲۰۱۱) به هنگام استفاده از تجزیه مُد تجربی در حوزه زمان-فرکانس- مکان فقط به حذف اولین تابع مُد ذاتی بسنده کرده‌اند. اما در این پایان‌نامه از مفاهیم و

¹ . Non- stationary

² . Sinha

³ . Lin

⁴ . Leite

⁵ . Boashash

⁶ . Askari

⁷ . Ground roll

⁸ . Han-Peng

⁹ . Fourier transform

الگوریتم آستانه‌گذاری بازه‌ای در حوزه زمان- فرکانس مکان نیز استفاده شده است که کار جدیدی به شمار می‌آید و عملکرد بهتری در تضعیف نوفه تصادفی نسبت به روش هن- پنگ و همکاران (۲۰۱۱) دارد.

در این پایان‌نامه ابتدا در فصل دوم به معرفی روش تجزیه مُد تجربی و فرآیند غربال کردن به منظور محاسبه توابع مد ذاتی خواهیم پرداخت. در فصل سوم به معرفی روش‌های تبدیل زمان- فرکانس و روش‌های بدست آوردن تمرکز انرژی بالا در تبدیل S می‌پردازیم. در فصل چهارم ابتدا به معرفی نوفه و دسته‌بندی نوفه‌های لرزه‌ای پرداخته می‌شود و در ادامه به روش‌های تضعیف نوفه در داده‌های لرزه‌ای خواهیم پرداخت. در فصل پنجم به معرفی روش مورد استفاده در این پایان‌نامه خواهیم پرداخت و در ادامه روش مذکور بر روی مقاطع مصنوعی و حقیقی اعمال می‌گردد. در فصل ششم به نتیجه‌گیری کلی در این پایان‌نامه پرداخته شده است.

فصل دوم

تجزیه مُد تجربی

۱-۲ مقدمه

در گذشته شیوه مرسوم تحلیل داده‌ها همگی بر پایه دو فرض استوار بود: داده‌های خطی و پایا. در طی چند دهه اخیر روش‌هایی برای تحلیل داده‌های غیرخطی و ناپایا معرفی گردیده است. به‌عنوان مثال تبدیل موجک و توزیع ویگنر-ویل از این دسته روش‌ها می‌باشند که برای تحلیل داده‌های ناپایا و البته خطی مورد استفاده قرار می‌گیرند (فلاندرین^۱، ۱۹۹۹؛ گروچینگ^۲، ۲۰۰۱). یک شرط ضروری برای بیان داده‌های غیرخطی و ناپایا داشتن یک پایه تطبیقی است. روش‌های تطبیقی محدودی برای تحلیل سیگنال وجود دارند که توسط ویندرو^۳ و استیرنز^۴ (۱۹۸۵) گردآوری شدند. البته روش‌های موجود در کتاب آن‌ها برای فرآیندهای پایا طراحی شده‌اند. برای فرآیندهایی که هم غیرخطی و ناپایا هستند، هنوز روش مناسبی ارائه نشده است. روش جدیدی که توسط هوانگ و همکاران (۱۹۹۹-۱۹۹۸) ارائه گردیده است می‌تواند پاسخگوی این نیاز باشد. این روش به تبدیل هیلبرت-هوانگ (HHT) معروف می‌باشد.

روش HHT شامل دو بخش می‌باشد: تجزیه مدهای تجربی (EMD) و تحلیل طیفی هیلبرت (HSA). این روش برای تحلیل داده‌های ناپایا و غیرخطی مخصوصاً برای بیان منحنی زمان-فرکانس-انرژی بسیار مناسب است. به‌علاوه این روش در بسیاری از موارد یک مفهوم فیزیکی را نشان می‌دهد. به هر حال این روش در عین توانمند بودن یک روش تجربی است (هوانگ و شن^۵، ۲۰۰۵).

¹ . Flandrin
² . Grochenig
³ . Windrow
⁴ . Stearns
⁵ . Shen

۲-۲ فرکانس لحظه‌ای^۱

مفهوم انرژی لحظه‌ای^۲ و پوش لحظه‌ای^۳ برای محققان به خوبی پذیرفته شده است، اما در مورد تعریف فرکانس لحظه‌ای بحث‌های زیادی وجود دارد. دو مشکل اساسی در پذیرش تعریف فرکانس لحظه‌ای وجود دارد. اولی از تأثیر عمیق تحلیل طیف فوریه برمی‌خیزد. در تحلیل فوریه سنتی، فرکانس برای تابع سینوسی یا کسینوسی که طول کل داده با دامنه ثابت را پوشش می‌دهد، تعریف می‌شود (هوانگ و همکاران، ۱۹۹۸). به‌عنوان تعمیمی از این تعریف، فرکانس لحظه‌ای باید به یک تابع سینوسی یا کسینوسی مربوط باشد. بنابراین، حداقل به یک تناوب کامل موج سینوسی یا کسینوسی برای تعریف مقدار فرکانس محلی نیاز می‌باشد. با توجه به این استدلال، چیزی کوتاه‌تر از یک موج کامل فایده ندارد. چنین تعریفی برای داده ناپایا که مقادیر فرکانس لحظه به لحظه تغییر می‌کند، معنی نمی‌دهد. مشکل دوم یک راه یکسان و مشخص برای تعریف فرکانس لحظه‌ای وجود ندارد. البته، مشکل دوم با تعریف تبدیل هیلبرت و استفاده از آن به‌عنوان ابزاری برای ایجاد داده‌های تحلیلی حل شده است (هوانگ و همکاران، ۱۹۹۸).

برای یک سری زمانی دلخواه $X(t)$ ، می‌توان تبدیل هیلبرت $Y(t)$ به‌صورت رابطه (۱-۲) بدست آورد (هوانگ و همکاران، ۱۹۹۸).

$$Y(t) = \frac{1}{\pi} P \int_{-\infty}^{\infty} \frac{X(t')}{t - t'} dt' \quad (1-2)$$

که P نشان‌دهنده‌ی مقدار اصلی کاوچی^۴ می‌باشد.

¹ . Instantaneous Frequency
² . Instantaneous Energy
³ . Instantaneous Envelope
⁴ . Cauchy

این تبدیل برای تمام توابع از کلاس L^p وجود دارد (برای مثال ببینید، تیکمارش^۱، ۱۹۴۸). با این تعریف، $X(t)$ و $Y(t)$ یک جفت مزدوج مختلط را تشکیل می‌دهند، بدین ترتیب یک سیگنال تحلیلی، $Z(t)$ ، به صورت رابطه (۲-۲) تعریف می‌شود (هوانگ و شن، ۲۰۰۵).

$$Z(t) = X(t) + iY(t) = a(t) e^{i\theta(t)} \quad (۲-۲)$$

که در آن،

$$a(t) = [X^2(t) + Y^2(t)]^{1/2}, \theta(t) = \arctan\left(\frac{Y(t)}{X(t)}\right) \quad (۳-۲)$$

تبدیل هیلبرت یک راه برای تعریف قسمت موهومی فراهم می‌کند تا نتیجه یک تابع تحلیلی شود. در اصل معادله (۱-۲) تبدیل هیلبرت را به صورت هم‌میخت $X(t)$ با $\frac{1}{\pi t}$ تعریف می‌کند. بنابراین، بر خصوصیات محلی $X(t)$ تأکید دارد. معادله (۲-۲) که بیان دیگری در مختصات قطبی می‌باشد، بهترین بیان تابع $X(t)$ به وسیله یک تابع مثلثاتی با دامنه و فرکانس متغیر است. حتی با تبدیل هیلبرت، همچنان بحث‌های قابل توجهی در تعریف فرکانس لحظه‌ای به صورت زیر وجود دارد:

$$\omega = \frac{d\theta(t)}{dt} \quad (۴-۲)$$

رابطه (۴-۲) کوهن^۲ (۱۹۹۵) را به معرفی عبارت تابع تک مؤلفه‌ای هدایت نمود. در اصل، بعضی محدودیت‌ها برای داده لازم است، زیرا فرکانس لحظه‌ای داده شده در رابطه (۴-۲) یک تابع تک مقداری از زمان است. در هر زمان داده شده فقط یک مقدار فرکانس وجود دارد، بنابراین فقط یک مؤلفه را می‌تواند نمایش دهد، بنابراین تک مؤلفه‌ای می‌باشد. متأسفانه، هیچ تعریف واضحی برای سیگنال تک مؤلفه‌ای داده نشده است تا بتوان تشخیص داد که سیگنال تک مؤلفه‌ای است یا خیر. به

^۱ . Titchmarsh

^۲ . Cohen

دلیل نبود تعریف دقیق، باند باریک به‌عنوان محدودیت روی داده برای اینکه فرکانس لحظه‌ای معنی‌دار شود انتخاب شد (شوارتز^۱ و همکاران، ۱۹۹۶).

برای اینکه فرکانس لحظه‌ای معنی‌دار بدست آید، شرایط سختی بر داده باید اعمال شود. همانطور که گابور^۲ (۱۹۴۶)، بدروزیان^۳ (۱۹۶۳) و اخیراً بوآشاش (۱۹۹۲) بحث کردند، برای اینکه فرکانس لحظه‌ای معنی‌دار داشته باشد، قسمت حقیقی تبدیل فوریه آن فقط باید فرکانس‌های مثبت داشته باشد. این شرط همانطور که تیکمارش (۱۹۴۸) نشان داد به‌صورت ریاضی قابل اثبات است، ولی همچنان سراسری است. برای تحلیل داده، باید این شرط را به مراحل قابل اعمال فیزیکی برگردانده تا یک روش ساده برای استفاده بدست آید. به همین منظور، باید شرایط مورد نیاز را از حالت سراسری به محلی اصلاح کرد.

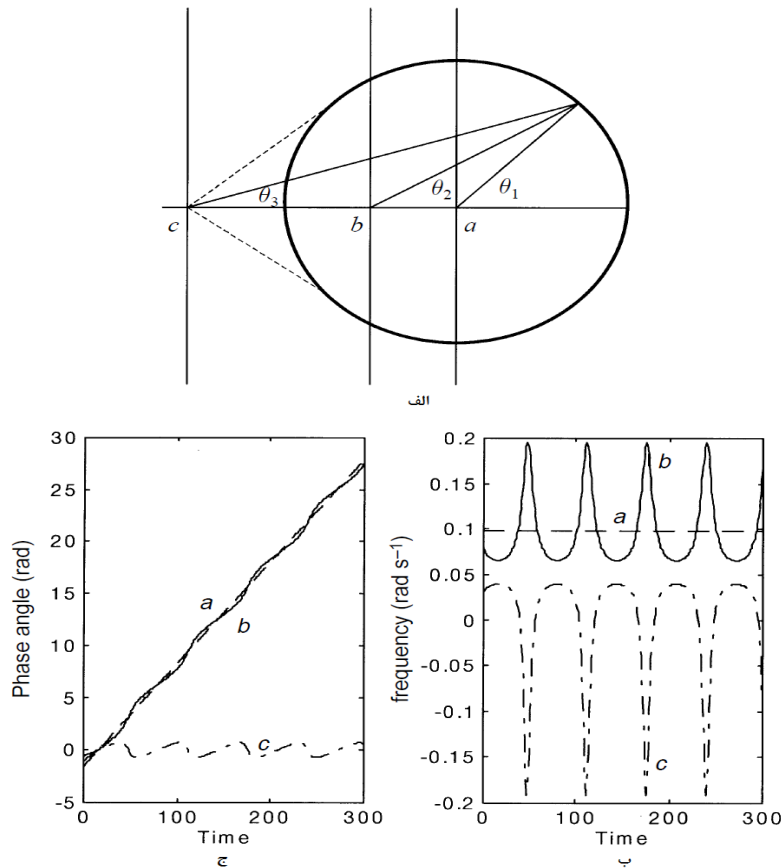
برای واضح شدن موضوع مثال ساده‌ای بیان می‌شود. تابع $x(t)$ به‌صورت یک سینوس ساده مفروض است.

$$x(t) = \sin(t) \quad (5-2)$$

تبدیل هیلبرت تابع فوق، تابع $\cos(t)$ می‌باشد. همانطور که در شکل ۱-۲ (الف) نشان داده شده است، صفحه فاز $x-y$ یک دایره به شعاع واحد است و همانطور که در شکل ۱-۲ (ج) مشاهده می‌شود، تابع فاز یک خط صاف است. فرکانس لحظه‌ای نشان داده شده در شکل ۱-۲ (ب)، همانطور که انتظار می‌رفت عدد ثابت است. اگر مقدار α به تابع اضافه شود.

$$x(t) = \alpha + \sin t \quad (6-2)$$

¹ . Schwartz
² . Gabor
³ . Bedrosian



شکل ۲-۱. الف) صفحه فاز برای تابع $x(t) = \alpha + \sin(t)$ برای $(a) \rightarrow \alpha = 0$, $(b) \rightarrow \alpha < 1$, $(c) \rightarrow \alpha > 1$ ؛ ب) فرکانس لحظه‌ای محاسبه شده مطابق رابطه (۲-۴)؛ ج) مدل تابع فاز (هوانگ و همکاران، ۱۹۹۸).

صفحه فاز $x - y$ همچنان بدون توجه به مقدار α یک دایره ساده است، ولی مرکز دایره به مقدار α جابجا خواهد شد که در شکل ۲-۱ الف) نشان داده شده است. اگر $\alpha < 1$ باشد، مرکز نمودار همچنان داخل دایره است و تابع همچنان دارای صفر است و رفتار قبلی خود را تا حدی حفظ می‌کند. این مسئله در نمودار فاز که در شکل ۲-۱ ج) (a, b) نشان داده شده است، به خوبی مشخص است. ولی در نمودار مربوط به فرکانس لحظه‌ای که در شکل ۲-۱ ب) نشان داده شده است این تغییرات بیشتر نمایان است. البته همچنان فرکانس لحظه‌ای حول فرکانس اصلی تغییر می‌نماید. در حالت $\alpha > 1$ ، تابع هیچ صفری ندارد و مرکز نمودار خارج از دایره قرار دارد. در این حالت هر دو تابع فاز و فرکانس لحظه‌ای شکل کاملاً متفاوتی دارند و دارای مقادیر منفی هستند (شکل ۲-۱ ب) و ج)) که از لحاظ فیزیکی بی‌معنی می‌باشد. این مثال ساده بطور فیزیکی نشان می‌دهد که برای یک سیگنال ساده مثل

تابع سینوسی بیان شده در رابطه (۲-۱۳) تابع فرکانس لحظه‌ای تنها زمانی دارای معنای فیزیکی است که تابع مورد نظر دارای تقارن محلی نسبت به میانگین صفر باشد و این یک محدودیت بزرگ برای استفاده از فرکانس لحظه‌ای است (هوانگ و همکاران، ۱۹۹۸).

در حالت کلی و برای داده‌های عمومی، اکثر موج‌های دینامیکی (امواج دینامیکی امواجی ساده‌تر هستند، که مشهورترین آنها امواج صوت، امواج زلزله و امواج آب است) دارای خصوصیات شبیه مورد $\alpha > 1$ و $\alpha < 1$ از لحاظ محلی می‌باشد. بنابراین برای استفاده از فرکانس لحظه‌ای باید راهی پیدا کرد که بر این مشکل فائق آید. اگر بتوان با استفاده از یک روش، تابع کلی را به یک سری اجزای دیگر (IMF) تجزیه نمود که هر کدام از این اجزا دارای خصوصیات محلی مناسب باشند، بدین معنی که هر کدام از اجزا دارای میانگین نزدیک به صفر محلی باشد که بتوان برای هر کدام از آنها یک تعریف درست از فرکانس لحظه‌ای تعریف نمود. محدودیت موجود که در بالا مطرح شد، روی تبدیل هیلبرت که یک تعریف کلی و عمومی می‌باشد، نیست و صرفاً روی تعریف فرکانس لحظه‌ای برای بدست آوردن یک تابع فرکانس لحظه‌ای است که دارای معنا و تعبیر فیزیکی درست و واقعی باشد (هوانگ و همکاران، ۱۹۹۸).

۲-۳ تجزیه مُد تجربی (EMD)

همانطور که در مقدمه گفته شد، EMD روشی است که پیش‌نیاز تحلیل داده‌های ناپایا و غیرخطی می‌باشد. در قیاس با روش‌های گذشته، این روش یک روش شهودی، مستقیم و تطبیقی می‌باشد که جهت تحلیل چنین داده‌هایی مناسب است. این روش بر پایه فرض استوار است که هر سری از داده‌ها شامل تعداد محدودی از مُدهای ذاتی و متفاوت باهم است. هر مُد ذاتی، خواه خطی یا غیرخطی، بیانگر یک مُد ارتعاشی ساده‌تر است که در آن تعداد اکسترمم‌ها و صفرها (محل تقاطع با محور زمان) باهم برابر می‌باشد. علاوه بر این ارتعاش بایستی نسبت به کمینه محلی متقارن باشد. در هر زمان دلخواه، سیگنال ممکن است شامل تعدادی مُد باشد که اثرات غالبی بر سایر مُدهایی که

ممکن است در زمان دیگری غالب باشند، داشته باشد. نتیجه ترکیب این مُدها، سیگنال پیچیده اصلی می‌باشد. هر کدام از این مُدهای ارتعاشی، یک تابع مُد ذاتی نامیده می‌شود و دارای خصوصیات زیر است (هوانگ و همکاران، ۱۹۹۸).

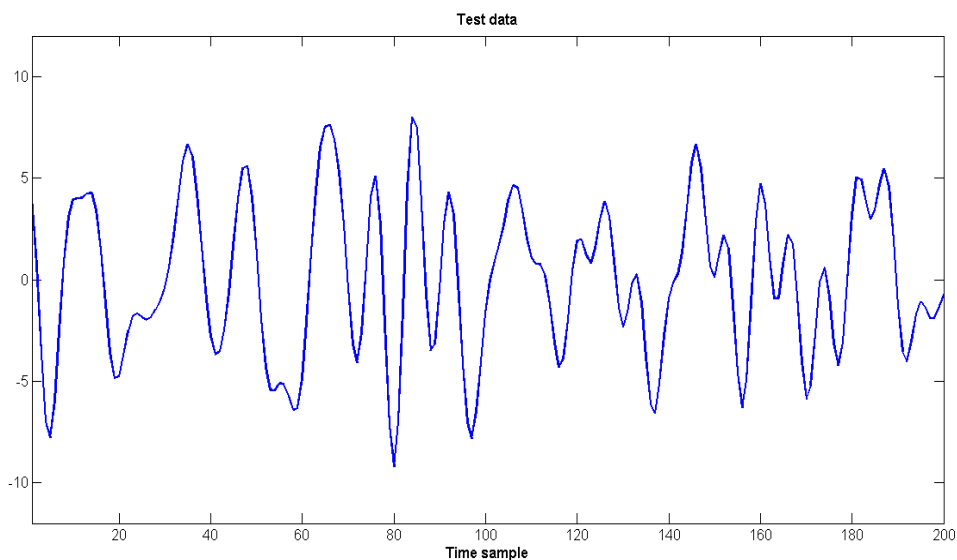
الف) در طول کل داده، تعداد اکستریم‌ها و تعداد صفر گذرها یا باید مساوی باشند یا یک واحد باهم اختلاف داشته باشند.

ب) در هر نقطه، مقدار میانگین پوش تعریف شده توسط بیشینه‌های محلی و پوش تعریف شده توسط کمینه‌های محلی باید صفر باشد. به عبارت دیگر یک IMF باید تابعی متقارن حول صفر باشد.

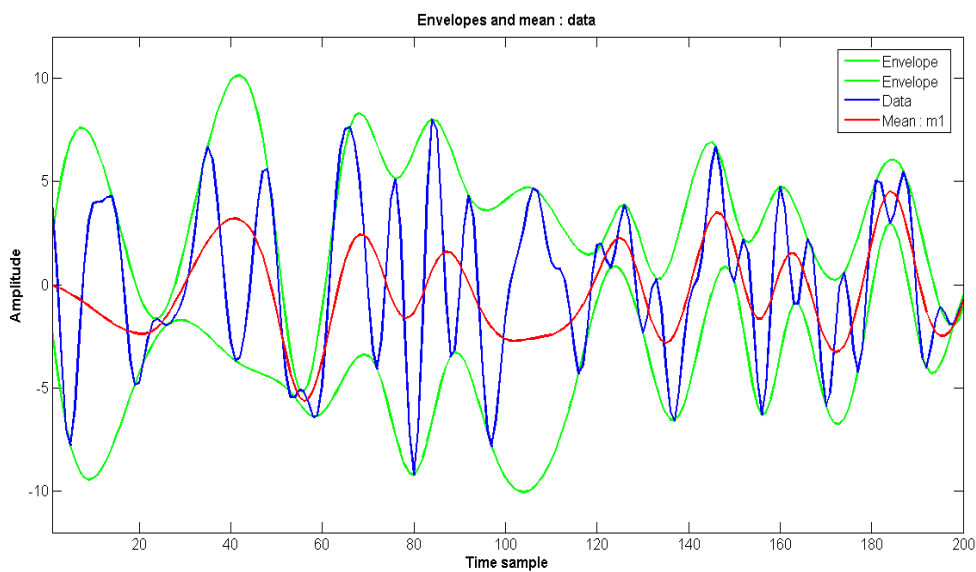
یک IMF به نوعی شبیه به تابع هارمونیک ساده پس از جداسازی می‌باشد، اما این تابع بسیار کلی‌تر می‌باشد. در حقیقت بجای دامنه و فرکانس ثابت در یک تابع هارمونیک ساده، یک IMF می‌تواند دارای دامنه و فرکانس متغیر باشد. با استفاده از تعاریف بالا می‌توان هر تابع دلخواه را به تعداد محدودی از مُدهای ذاتی آن تجزیه نمود. این کار با استفاده از یک مثال در ادامه توضیح داده خواهد شد. یک سیگنال نمونه در شکل ۲-۲ مفروض است که مراحل استخراج IMF ها از این سیگنال گام به گام توضیح داده خواهد شد:

ابتدا تمامی اکستریم‌های محلی شناسایی می‌گردند، سپس تمام بیشینه‌های محلی توسط یک منحنی پوش با استفاده از روش درون‌یابی اسپلاین مکعبی^۱ به هم وصل می‌گردند. این عمل برای کمینه‌های محلی نیز تکرار می‌گردد تا بدین ترتیب منحنی پوش پایینی نیز تشکیل گردد. منحنی‌های پوش بالا و پایین همانطور که در شکل ۲-۳ نشان داده شده است، باید تمامی داده‌ها را در بین خود پوشش دهد.

^۱ . Cubic spline



شکل ۲-۲. سیگنال آزمایشی برای استخراج IMF ها.



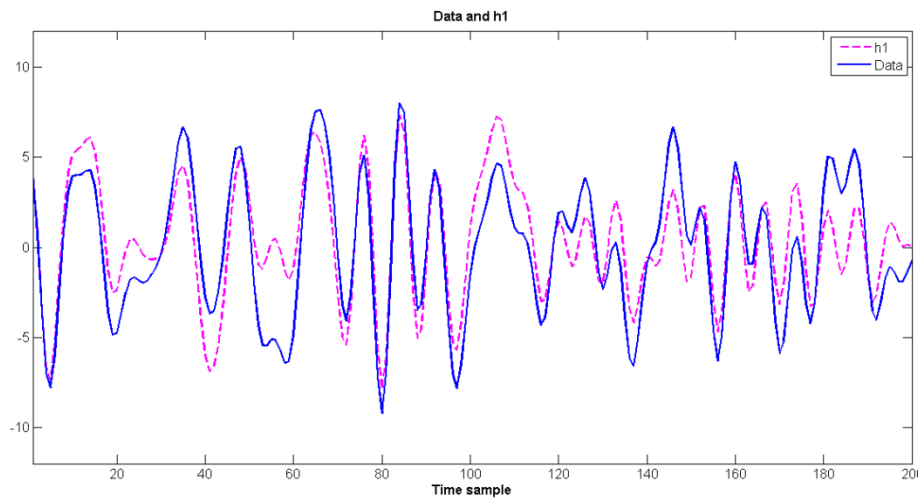
شکل ۲-۳. داده اصلی (منحنی آبی رنگ)، منحنی‌های پوش بالایی و پایینی (منحنی‌های سبز رنگ) که توسط بیشینه‌ها و کمینه‌های محلی تعریف شده‌اند و مقدار میانگین منحنی‌های پوش بالایی و پایینی که با رنگ قرمز نشان داده شده است.

منحنی میانگین آن‌ها نیز که با m_1 مشخص گردیده در شکل ۳-۲ نشان داده شده است.

تفاضل بین داده اصلی و منحنی m_1 اولین جزء بدست آمده h_1 می‌باشد که در شکل ۴-۲ نشان

داده شده است. یعنی:

$$h_1(t) = x(t) - m_1(t) \quad (7-2)$$



شکل ۴-۲. منحنی داده اصلی (منحنی آبی رنگ) و منحنی جزء اول h_1 (منحنی خط چین صورتی رنگ).

به طور ایده‌آل، h_1 باید شرط ذکر شده در تعریف IMF را ارضا کند. دستور العمل ذکر شده در ساخت h_1 باعث می‌شود که تابع تولید شده متقارن بوده و تمام بیشینه‌های آن مثبت و کمینه‌های آن منفی گردد. بعد از اولین مرحله جداسازی، خمیدگی‌های جزئی ممکن است به اکستریم محلی تبدیل گردند. اکستریم‌های جدید تولید شده می‌تواند دلالت بر مدهای پنهان شده‌ای باشد که در تجزیه اولیه پنهان شده بودند. در واقع با جداسازی‌های متوالی، فرآیند جداسازی می‌تواند سیگنال‌هایی که بیانگر موج‌های دینامیکی با دامنه کم است را پوشش دهد.

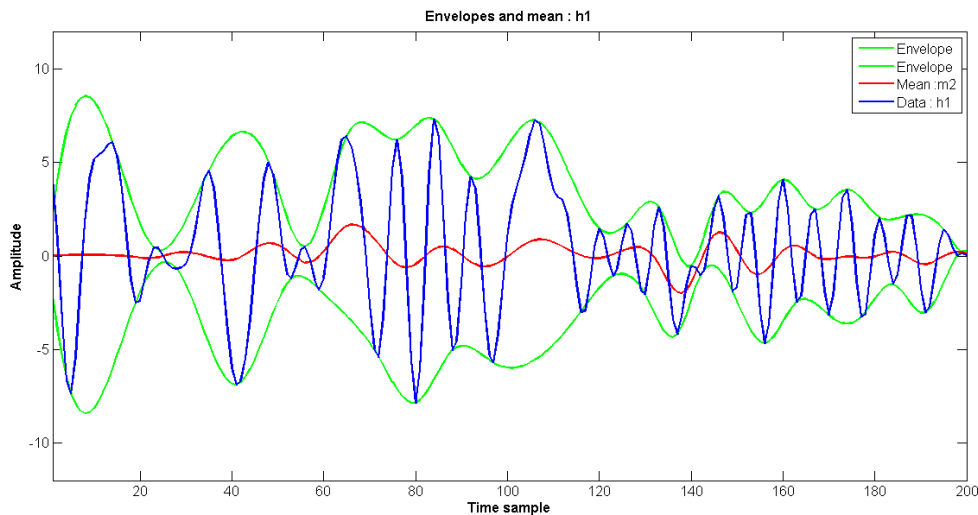
فرآیند جداسازی دو عمل را انجام می‌دهد: از بین بردن موج‌های متحرک و متقارن تر کردن موج. تحقق هدف اول باعث می‌شود که تبدیل هیلبرت یک فرکانس لحظه‌ای معنی‌دار بدست دهد و نیز تحقق هدف دوم نیز در مواردی که دامنه امواج همجوار ناهمخوانی دارند ضروری به نظر می‌رسد. برای

رسیدن به این هدف، فرآیند جداسازی بایستی تا زمانی که سیگنال به یک IMF تبدیل گردد، ادامه یابد. در مرحله بعدی جداسازی، h_1 به عنوان یک IMF اولیه در نظر گرفته می شود. در مرحله بعدی h_1 به عنوان داده اصلی در نظر گرفته می شود. بنابراین:

$$h_{11}(t) = h_1(t) - m_{11}(t) \quad (8-2)$$

بعد از تکرار این فرآیند به تعداد k بار که در شکل ۲-۵ یک مرحله دیگر از آن نشان داده شده است، h_{1k} تبدیل به IMF می گردد، یعنی:

$$h_{1k}(t) = h_{1(k-1)}(t) - m_{1k}(t) \quad (9-2)$$



شکل ۲-۵. جداسازی سیگنال در مرحله h_1 و m_2 .

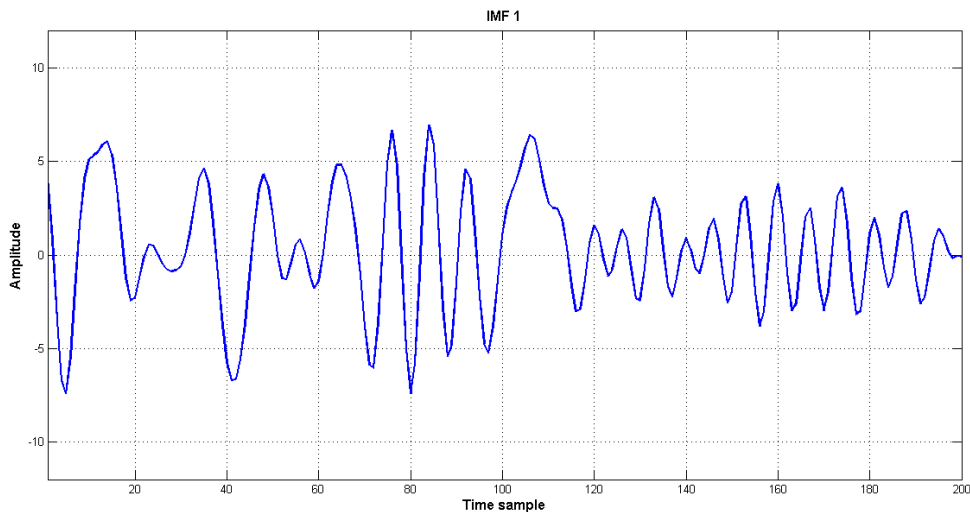
سپس این IMF بدست آمده به صورت رابطه (۲-۱۰) نشان داده می شود.

$$c_1(t) = h_{1k}(t) \quad (10-2)$$

اولین IMF در شکل ۲-۶ نشان داده شده است. این مؤلفه بعد از سه مرحله جداسازی بدست آمده است. در روند تعیین IMFها، معیار پایان روند بسیار مهم می باشد. به طور معمول دو معیار مختلف برای این منظور استفاده شده است. اولین معیار که توسط هوانگ و همکاران (۱۹۹۸) استفاده شده

است یک آزمون همگرایی از نوع کوشی را بکار می‌گیرد. در این آزمایش انحراف معیار^۱ که حاصل از مربع تفاضل بین دو فرآیند جداسازی می‌باشد و در رابطه (۱۱-۲) بیان شده است، باید کوچک باشد. یک مقدار نوعی برای SD می‌تواند بین ۰/۲ تا ۰/۳ در نظر گرفته شود (هوانگ و همکاران، ۱۹۹۸).

$$SD = \sum_{t=0}^T \left| \frac{(h_{1(k-1)}(t) - h_{1k}(t))^2}{h_{1(k-1)}^2(t)} \right| \quad (11-2)$$



شکل ۲-۶. اولین IMF (C_1) بعد از سه مرحله.

در صورتی که این مقدار از یک مقدار از پیش تعیین شده کوچک‌تر باشد، روند جداسازی خاتمه می‌یابد. در این روش دو سؤال اساسی باید پاسخ داده شود. اول اینکه مقدار تعیین شده تا چه حد باید کوچک باشد. ثانیاً این معیار بستگی به تعریف IMF ندارد. ممکن است که مقدار تعیین شده در رابطه (۱۱-۲) خیلی کوچک باشد، اما تضمینی وجود ندارد که به‌عنوان مثال تابع به‌دست آمده دارای صفرها و اکسترمم‌های برابر باشد. این مسئله باعث می‌شود که معیار جدیدی بر پایه برابری تعداد صفرها و اکسترمم‌ها ایجاد گردد.

^۱ . Standard Deviation

در این روش یک مقدار S که از پیش تعیین شده است، در نظر گرفته می‌شود. روند جداسازی بعد از S مرتبه متوالی هنگامی که تعداد صفرها و اکستریم‌ها بعد از مدتی باهم برابر می‌شود یا یک واحد باهم اختلاف داشته باشند، متوقف می‌گردد. این روش دوم نیز مشکلاتی در بر دارد. چگونگی تعیین مقدار S بزرگ‌ترین مشکل این روش است. نکته‌ای که روشن است این است که هر انتخاب برای مقدار S موقتی می‌باشد و نیاز به تأیید در مراحل بعدی دارد. در یک تحقیق اخیر در مورد این معیار (هوانگ و همکاران، ۲۰۰۳)، تعداد زیادی حالت مختلف با مقادیر S گوناگون مورد بررسی قرار گرفت. در این تحقیق یک مقدار بهینه تجربی برای مقدار S مشخص گردید. نشان داده شد که برای بهینه‌سازی فرآیند جداسازی، بهتر است مقدار S در بازه بین ۴ تا ۸ انتخاب گردد.

حال فرض می‌شود که معیار خاتمه انتخاب گردیده و اولین IMF یعنی c_1 به دست آمده است. در حالت کلی c_1 بایستی کوتاه‌ترین دوره تناوب را داشته باشد. این IMF باید از مابقی سیگنال کم گردد.

$$r_1 = x(t) - c_1 \quad (12-2)$$

از آنجایی که در باقیمانده r_1 همچنان تغییرات تناوبی موجود می‌باشد، این باقیمانده به‌عنوان سیگنال جدید در نظر گرفته می‌شود و تمام مراحل تعیین IMF بعدی روی این سیگنال اعمال می‌گردد. این روند برای سایر باقیمانده‌های به دست آمده دیگر نیز ادامه می‌یابد.

$$\begin{cases} r_2 = r_1 - c_1 \\ \vdots \\ r_n = r_{n-1} - c_{n-1} \end{cases} \quad (13-2)$$

روند جداسازی را می‌توان با استفاده از یکی از دو معیار از پیش تعیین شده برای پایان آن خاتمه داد: زمانی که جزء c_n یا باقیمانده r_n از یک مقدار تعیین شده کوچک‌تر گردد، یا زمانی که باقیمانده r_n یک تابع یکنواخت گردد و در نتیجه IMF دیگری از آن قابل استخراج نباشد. با جمع کردن

تساوی‌های موجود در رابطه (۲-۱۲) و (۲-۱۳) رابطه (۲-۱۴) حاصل می‌گردد.

$$X(t) = \sum_{i=1}^n c_i + r_n \quad (2-14)$$

بنابراین تجزیه داده اصلی به n مُد تجربی صورت پذیرفت و یک مقدار باقیمانده r_n نیز که می‌تواند روند کلی داده یا یک تابع ثابت باشد، به دست آمد. برای اعمال روش EMD نیاز نیست که میانگین داده‌ها صفر باشد، بلکه با دانستن موقعیت اکستریم‌ها می‌توان روش EMD را اعمال نمود. مقدار صفر برای مرجع یا میانگین در اثر فرآیند جداسازی به دست می‌آید. از مزایای این روش این است که خود روش، بطور خودکار مقدار میانگین را برای داده‌هایی با میانگین غیر صفر، صفر می‌کند (هوانگ و شن، ۲۰۰۵).

مفهوم EMD بسط سیگنال به مجموعه‌ای از توابع تعریف شده توسط خود سیگنال به نام IMF ها است. تجزیه تطبیقی سیگنال بوسیله آنالیز مؤلفه اصلی (PCA) نیز بسط سیگنال به توابع اصلی تعریف شده توسط خود سیگنال است. ولی PCA با EMD متفاوت است، چون PCA مبتنی بر ویژگی‌های آماری سیگنال است در حالیکه EMD قطعی بوده و مبتنی بر ویژگی‌های مکانی یا محلی سیگنال می‌باشد (هوانگ و همکاران، ۱۹۹۸).

زمانی که برای نمایش فرکانس‌های یک سیگنال از تبدیل فوریه استفاده شود، محدودیت اصل عدم قطعیت وجود دارد. برای سیگنال‌های با طول نامحدود، می‌توان اطلاعات دقیقی از فرکانس‌های سیگنال بدست آورده شود، ولی زمانی که به تحلیل سیگنال‌های با طول محدود انجام می‌شود، مرزی بر روی دقت فرکانس‌هایی که می‌توان آشکارسازی کرد بوجود می‌آید. فرکانس لحظه‌ای، فرکانس سیگنال را در یک زمان خاص بدون هیچ اطلاعاتی درباره سیگنال در زمان‌های دیگر ارائه می‌دهد. تعاریف مختلفی برای فرکانس لحظه‌ای وجود دارد که یکی از معمول‌ترین آنها مشتق فاز سیگنال

است. یک سیگنال معمولاً شامل فرکانس‌های ذاتی زیادی است و اینجاست که EMD برای تجزیه سیگنال به IMF‌هایش مورد استفاده قرار می‌گیرد.

بطور خلاصه فرآیند غربال کردن برای یافتن IMF‌های یک سیگنال در مراحل ذیل آورده شده است (هوانگ و همکاران، ۱۹۹۸):

الف) تعیین تمام اکستریم‌های محلی سیگنال $X(t)$ (شامل بیشینه‌ها و کمینه‌ها محلی سیگنال)؛
 ب) درون‌یابی کمینه‌های نسبی و بیشینه‌های نسبی با استفاده از روش اسپلاین مکعبی برای بدست آوردن پوش پایینی سیگنال، $X_L(t)$ و پوش بالایی سیگنال، $X_u(t)$ ؛

ج) محاسبه پوش میانگین پوش‌های بالایی و پایینی سیگنال:

$$m(t) = \frac{X_L(t) + X_u(t)}{2} \quad (15-2)$$

د) کم کردن سیگنال میانگین پوش از سیگنال ورودی.

$$h_1(t) = X(t) - m(t) \quad (16-2)$$

مراحل الف تا د یک تکرار از فرآیند غربال کردن را نشان می‌دهد. چنانچه $h_1(t)$ دارای دو شرط مربوط به توابع مُد ذاتی باشد، به‌عنوان یک تابع مُد ذاتی سیگنال در نظر گرفته می‌شود و فرآیند غربال کردن متوقف می‌شود. اما چنانچه $h_1(t)$ دارای دو شرط مذکور نباشد، بایستی مراحل الف تا د بر روی $h_1(t)$ تکرار شود تا شرط‌های مذکور در آن وجود داشته باشد.

ه) پس از محاسبه تابع مُد ذاتی در ۴ مرحله قبل، جهت محاسبه سایر توابع مُد ذاتی سیگنال، بایستی تابع مُد ذاتی بدست آمده از سیگنال کسر شود و فرآیند غربال بر روی سیگنال باقیمانده تکرار شود.

مراحل فوق تا زمانی ادامه پیدا می‌کند که سیگنال باقیمانده دو شرط مربوط به توابع مُد ذاتی را نداشته باشد. در این حالت سیگنال باقیمانده را به‌عنوان باقیمانده (r_n) در فرآیند تجزیه مُد تجربی

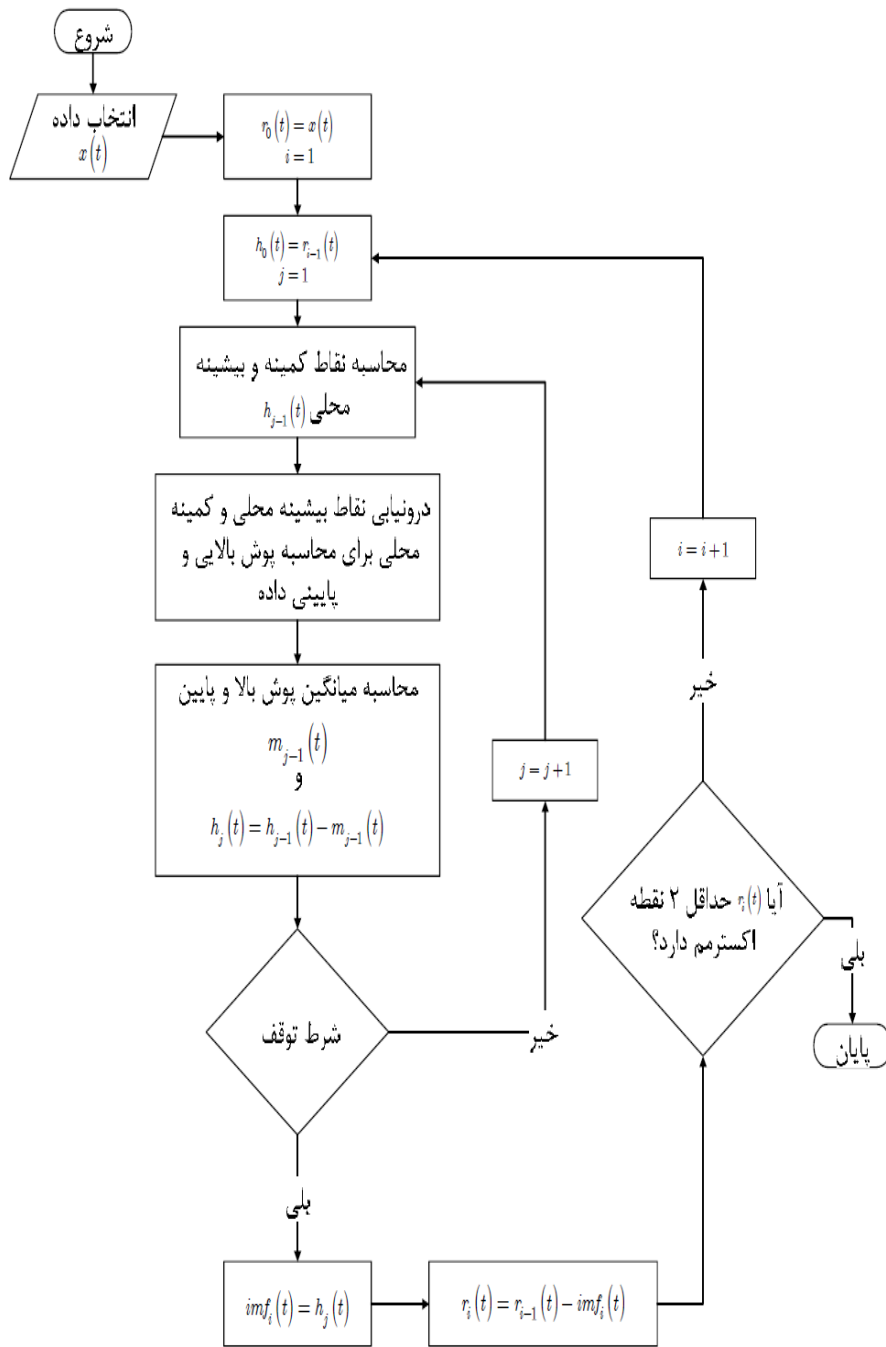
در نظر می‌گیرند. بنابراین یک سیگنال مانند $x(t)$ را می‌توان پس از تجزیه به مُدهای تجربی به صورت رابطه (۱۷-۲) نمایش داد:

$$x(t) = \sum_{i=1}^n IMF_i(t) + r_n(t) \quad (17-2)$$

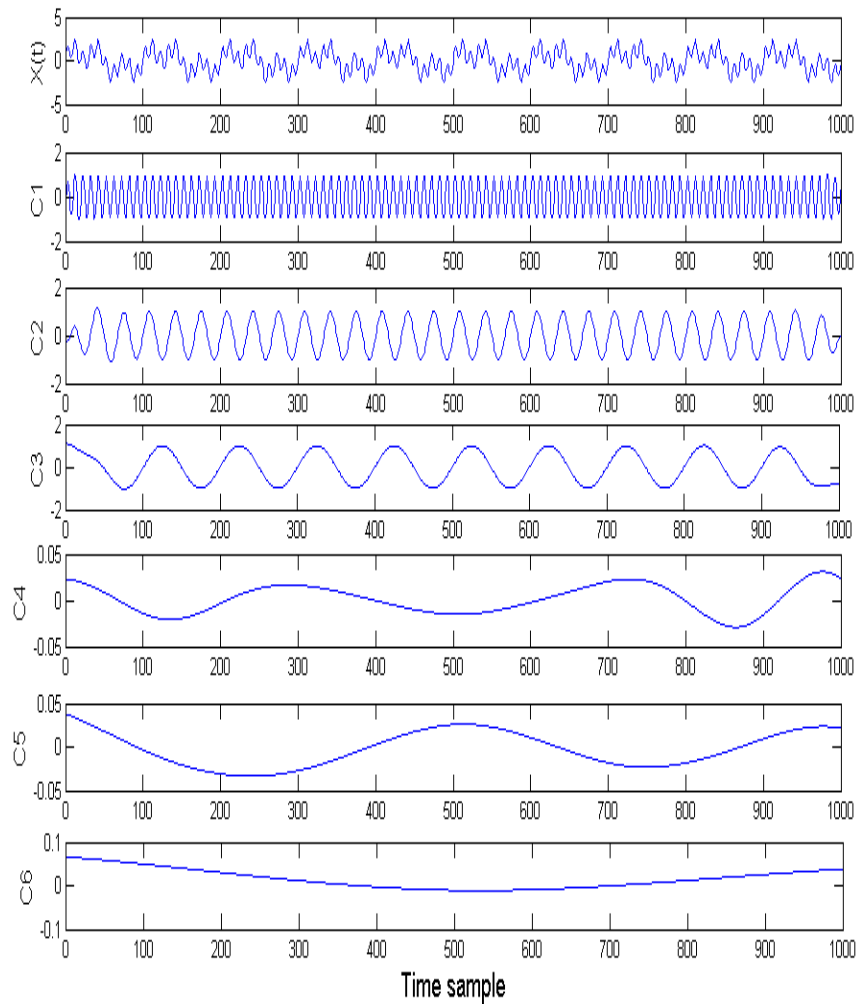
در شکل ۷-۲ نمودار گردشی تجزیه یک سیگنال به مُدهای تجربی آن نشان داده شده است و در شکل ۸-۲ نیز تجزیه سیگنالی نمایش داده شده است که از سه موج سینوسی با فرکانس‌های متفاوت مطابق رابطه (۱۸-۲) درست شده است. EMD این سیگنال را به پنج مؤلفه IMF تجزیه کرده است.

$$t = .0001 : .0001 : .1 \quad (18-2)$$

$$X(t) = \sin(2\pi 100 t) + \sin(2\pi 300 t) + \sin(2\pi 1000 t)$$



شکل ۲-۷. نمودار گردش تجزیه یک سیگنال به مدهای تجربی (تعمیم یافته از هوانگ و همکاران، ۱۹۹۸).



شکل ۲-۸. تجزیه مُد تجربی سیگنال سینوسی مطابق رابطه (۲-۱۸) به پنج مؤلفه IMF.

فصل سوم

تبدیل‌های زمان – فرکانس

۳-۱ مقدمه

در یک نگاه کلی، هدف از اعمال یک تبدیل ریاضی بر یک سیگنال، بدست آوردن اطلاعات اضافی است که در سیگنال خام اولیه قابل دسترس نمی‌باشند. در اغلب رویکردهای پردازشی در لرزه‌شناسی، منظور از سیگنال خام اولیه، سیگنال مورد نظر در حوزه زمان است. شایان ذکر است که واژه سیگنال به مفهوم عام آن بیان شده است.

همان‌گونه که عنوان شد، در لرزه‌شناسی اکثر سیگنال‌های مورد استفاده در عمل، در حوزه زمان هستند. به عبارت دیگر، درایه‌های سیگنال، جدای از آنچه سیگنال مورد بحث اندازه‌گیری می‌کند، تابعیت زمانی خواهد داشت. بدین سان به هنگام رسم سیگنال، دامنه مقادیر مختلف سیگنال بر حسب زمان رسم می‌گردند. به‌طور طبیعی این نحوه نمایش، بهترین شکل برای توصیف یک سیگنال نخواهد بود. در بسیاری موارد، اطلاعات سودمند سیگنال در محتوای فرکانسی آن نهفته‌اند که اصطلاحاً به آن طیف سیگنال گفته می‌شود. به بیان ساده، طیف یک سیگنال نشان دهنده فرکانس‌های موجود در آن سیگنال است.

از دیدگاه علمی، اگر یک متغیر ریاضی یا فیزیکی دارای تغییراتی سریع در زمان باشد، به آن پرفرکانس (یا فرکانس بالا) گفته می‌شود و در مقابل اگر تغییرات سیگنال در زمان ناچیز باشد، اصطلاحاً سیگنال را فرکانس پایین می‌نامند. به بیان صریح‌تر می‌توان گفت که مفهوم فرکانس در حقیقت نشان دهنده نرخ تغییرات متغیر متناظر با آن است.

۲-۳ نمایش سیگنال

به طور کلی می‌توان روش‌های پردازش سیگنال را به سه دسته تقسیم کرد (دبِنث^۱، ۲۰۰۳):

- روش‌های حوزه زمان
- روش‌های حوزه فرکانس
- روش‌های حوزه زمان-فرکانس

در قرن ۱۹ میلادی، یک ریاضی‌دان فرانسوی به نام جوزف فوریه نشان داد که هر تابع متناوب را می‌توان طبق رابطه (۱-۳) بر حسب مجموع نامتناهی از توابع پایه سینوسی و کسینوسی (و یا تابع نمایی متناوب مختلط) نوشت (پروکیس^۲ و مانولاکیس^۳، ۲۰۰۷).

$$f(x) = a_0 + \sum_k (a_k \cos(kx) + b_k \sin(kx))$$
$$a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T f(x) dx$$
$$a_k = \frac{1}{T} \int_0^T f(x) \cos(kx) dx$$
$$b_k = \frac{1}{T} \int_0^T f(x) \sin(kx) dx$$

(۱-۳)

سال‌ها بعد از کشف این خاصیت شگفت‌انگیز توابع متناوب، این ایده تحت عنوان تبدیل فوریه به سایر توابع نیز تعمیم داده شد. تبدیل فوریه، یک سیگنال را به مجموعی از تعداد نامتناهی تابع نمایی مختلط افراز می‌کند که هر کدام از آن‌ها دارای فرکانس‌های مختلفی می‌باشند. بنابراین تبدیل فوریه ابزاری است که خصوصیات طیفی فرکانسی سیگنال را مطالعه می‌کند. طبق تعریف، تبدیل فوریه سیگنال پیوسته در زمان $x(t)$ به صورت رابطه (۲-۳) بدست می‌آید (پروکیس و مانولاکیس، ۲۰۰۷).

¹ . Debnath

² . Proakis

³ . Manolakis

$$X(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) e^{-j2\pi ft} dt \quad (2-3)$$

که در آن t زمان و f فرکانس است. معکوس تبدیل فوریه سیگنال به صورت رابطه (۳-۳) می‌باشد (پروکیس و مانولاکیس، ۲۰۰۷).

$$x(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} X(f) e^{j2\pi ft} df \quad (3-3)$$

در مورد یک سری زمانی گسسته N نقطه‌ای با فاصله نمونه‌برداری T ، تبدیل فوریه گسسته با رابطه (۴-۳) نشان داده می‌شود (استاکول^۱، ۲۰۰۷).

$$H\left(\frac{n}{NT}\right) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} h(kT) e^{-\frac{j2\pi nk}{N}} \quad (4-3)$$

و رابطه معکوس آن به صورت رابطه (۵-۳) نشان داده می‌شود.

$$h(kT) = \sum_{n=0}^{N-1} H\left(\frac{n}{NT}\right) e^{\frac{j2\pi nk}{N}} \quad (5-3)$$

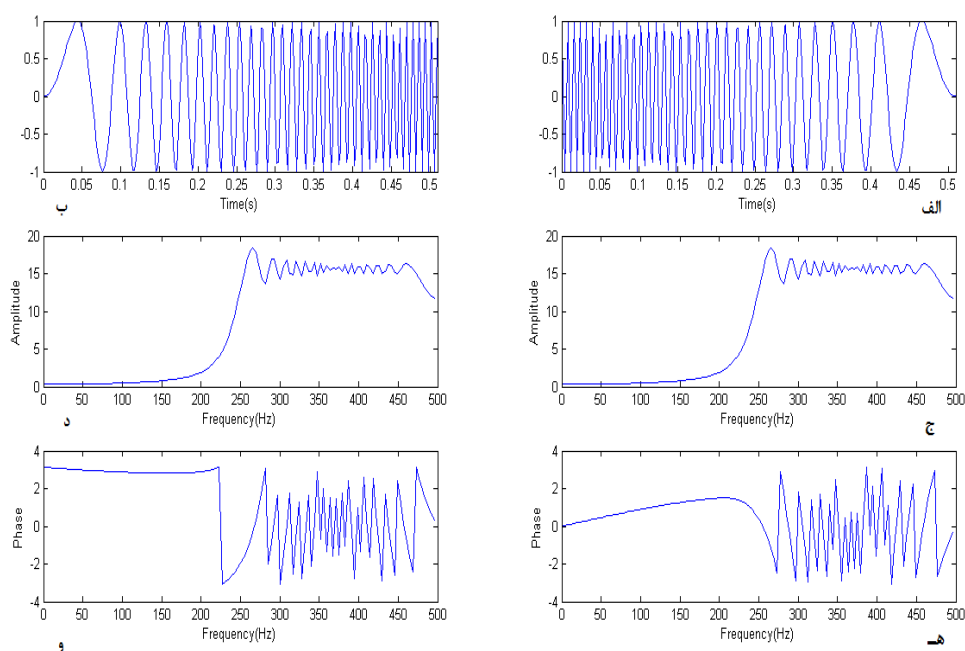
که $k = 0, \dots, N-1$ و $n = 0, \dots, N-1$.

شایان ذکر است، انتگرال تبدیل فوریه بر روی متغیر زمان گرفته می‌شود، حال آنکه سمت چپ معادله (۲-۳) بر حسب فرکانس است. بنابراین رابطه (۲-۳) باید به ازای کلیه مقادیر f محاسبه گردد. دقت به این نکته که حدود انتگرال از $-\infty$ تا $+\infty$ می‌باشد، از اهمیت ویژه‌ای برخوردار است. چرا که با این تعبیر، هیچ تفاوتی ندارد که فرکانس f در کجای زمان حضور داشته باشد. به بیان دیگر، یک فرکانس غالب، صرف نظر از اینکه که در چه زمانی در سیگنال ظاهر شود، حاصل انتگرال را

¹. Stockwell

به یک میزان تحت تأثیر قرار می‌دهد. این نکته، ناکارآمدی تبدیل فوریه را در تحلیل سیگنال‌هایی که فرکانس متغیر با زمان دارند، نشان می‌دهد. این گونه سیگنال‌ها در اصطلاح ناپایا نامیده می‌شوند.

از بحث بالا می‌توان چنین نتیجه‌گیری نمود که تبدیل فوریه تنها بیان کننده این است که فرکانس f در سیگنال مورد نظر وجود دارد یا خیر، اما هیچ نوع اطلاعاتی در مورد بازه زمانی متناظر با پدیداری آن فرکانس در اختیار نمی‌گذارد. لذا توجه به پایا بودن یا نبودن سیگنال، پیش از انجام تحلیل فوریه الزامی است. همانطور که در شکل ۱-۳ در مورد تابع چیرپ ساده نشان داده شده است، داده‌های بسیار متفاوت، با فیزیک بسیار متفاوت، می‌توانند طیف توان مشابه داشته باشند. شکل ۱-۳ بیانگر یک سیگنال سینوسی است که فرکانس آن با زمان بطور خطی کاهش (قسمت الف) و یا افزایش (قسمت ب) می‌یابد. همانطور که در شکل ۱-۳ (ج) و ۱-۳ (د) دیده می‌شود، طیف دامنه برای هر دو سری زمانی یکسان است که این نشان دهنده‌ی این است که هیچ اطلاعاتی وجود ندارد که فرکانس‌های متفاوت در سری زمانی در چه زمان‌هایی وجود دارد. اطلاعات محلی زمانی در مقدار فاز طیف در شکل‌های ۱-۳ (ه) و ۱-۳ (و) پنهان است، اما این اطلاعات به سادگی قابل دستیابی نیستند. از این دیدگاه، هدف از نمایش‌های زمان-فرکانس این است که این اطلاعات زمانی را به یک شکل قابل درک‌تر نشان داده شود.



شکل ۳-۱. الف) یک سیگنال چیرپ سینوسی شکل که فرکانس آن به طور خطی با زمان کاهش می‌یابد؛ ب) سیگنال چیرپ مشابه قسمت الف) با این تفاوت که فرکانس آن به طور خطی با زمان افزایش می‌یابد؛ ج) طیف دامنه سیگنال شکل ۳-۱ الف)؛ د) طیف دامنه سیگنال شکل ۳-۱ ب)؛ ه) طیف فاز سیگنال شکل ۳-۱ الف)؛ و) طیف فاز سیگنال شکل ۳-۱ ب).

۳-۳ روش‌های زمان - فرکانس

روش‌های حوزه زمان و فرکانس از دیرباز مورد توجه بوده است. حوزه فرکانس، می‌تواند اطلاعات بسیار سودمندی را در مورد سیگنال ارائه دهد. با این حال روش‌هایی که عمدتاً بر مبنای تبدیل فوریه می‌باشند، تنها در مورد سیگنال‌های با محتوای فرکانسی نامتغیر نسبت به زمان کاربرد دارند.

پردازش زمان-فرکانس یکی از شاخه‌های پردازش سیگنال بوده که در چند دهه اخیر اهمیت ویژه‌ای پیدا کرده است. روش‌های ارائه شده در این زمینه، در گستره علوم و رشته‌های مختلفی همچون مخابرات، مهندسی نرم‌افزار، پردازش سیگنال‌های حیاتی، ریاضیات و پردازش سیگنال‌های لرزه‌ای کاربردهای ویژه‌ای پیدا کرده‌اند. اساس و مبنای این روش‌ها بررسی سیگنال در حوزه زمان و حوزه فرکانس به صورت همزمان می‌باشد. به همین علت در تحلیل سیگنال‌های با محتوای فرکانسی

متغیر با زمان، این روش‌ها تنها گزینه کارآمد محسوب می‌شوند. توسط این روش‌ها می‌توان چگونگی تغییر محتوای فرکانسی با زمان را مشاهده نمود. یک نمایش زمان-فرکانس ایده‌آل تنها اطلاعات در مورد فرکانس رخ دهنده در یک لحظه‌ی خاص تدارک می‌بیند بدون اینکه در مورد لحظات مجاور اطلاعاتی بدست بدهد (استانکوویچ^۱، ۱۹۹۴؛ گروچینگ، ۲۰۰۱). بنابراین هدف اصلی از توابع توزیع زمان-فرکانس این است که تا حد امکان به نمایش‌های ایده‌آل زمان-فرکانس نزدیک شود، یعنی اینکه یک تابع چگالی طیفی متغیر با زمان، با تفکیک بالا بدست بیاورد و بر هر تداخل احتمالاً موجود غلبه کند (جوروویچ^۲ و استانکوویچ، ۱۹۹۹).

۳-۴ تبدیل فوریه زمان کوتاه^۳

مشاهده شد که تبدیل فوریه در تحلیل سیگنال‌های ناپایا ضعف دارد. ساده‌ترین ایده‌ای که به ذهن می‌رسد این است که می‌توان بخش کوتاهی از یک سیگنال ناپایا را پایا فرض نمود. بنابراین می‌توان با پنجره‌ای کردن سیگنال، بخشی از سیگنال که قرار است پایا فرض شود را استخراج نمود. البته باید دقت داشت که اندازه پنجره به نحوی انتخاب شود که فرض پایا بودن برای تمام بخش‌های جدا شده توسط آن، برقرار باشد. گابور (۱۹۴۶) با معرفی تبدیل فوریه‌ای پنجره‌ای یا به عبارت دیگر تبدیل فوریه زمان کوتاه (STFT) ایده‌ی جدیدی برای مطالعه سیگنال‌ها در حوزه مشترک زمان-فرکانس مطرح نمود.

در این نوع تحلیل زمان-فرکانس هر دو تحلیل در حوزه‌های زمان و فرکانس ترکیب می‌شوند به این ترتیب که در حوزه زمان سیگنال پنجره می‌شود (بخش کوچکی از سیگنال برداشته می‌شود) و سپس تبدیل فوریه روی بخش پنجره شده اعمال می‌شود تا اطلاعات زمان-فرکانس محلی بدست

^۱ . Stankovic

^۲ . Djurovic

^۳ . Short Time Fourier Transform (STFT)

آیند. نقشه زمان-فرکانس حاصل طیف نگاشت نامیده می‌شود (ریول^۱ و فلاندرین، ۱۹۹۲؛ ریول و وترلی^۲، ۱۹۹۱).

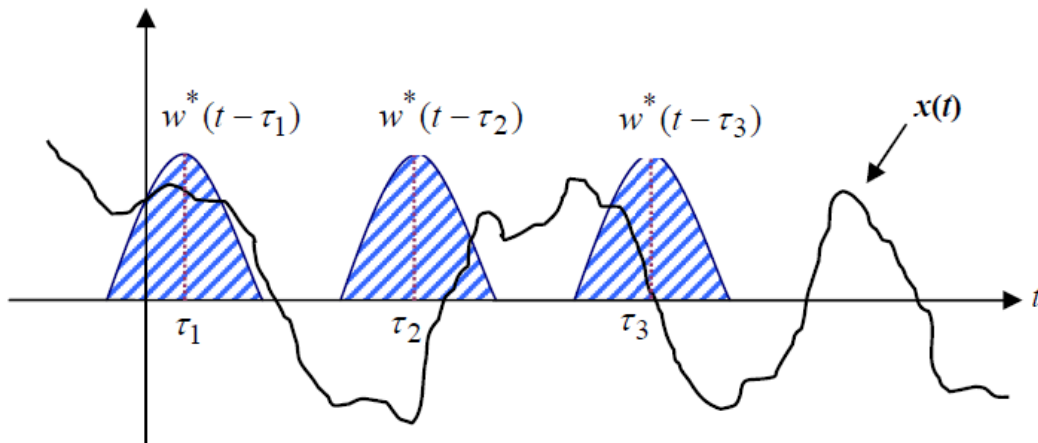
با توجه به نکات بالا می‌توان دید که بین تبدیل فوریه و نسخه زمان کوتاه آن تفاوت چندانی وجود ندارد. تنها تفاوت این است که در تبدیل $STFT$ ، سیگنال به بخش‌های به حد کافی کوچکی تقسیم می‌شود، به نحوی که بتوان این قسمت‌ها را پایا فرض نمود. بدین منظور از یک تابع پنجره $w(t)$ استفاده می‌شود که طول آن برابر است با حداقل طول مورد نیاز برای آنکه فرض پایا بودن قطعات جدا شده سیگنال، معتبر باشد. بدین ترتیب، تبدیل فوریه زمان کوتاه سیگنال $x(t)$ با استفاده از پنجره زمانی $w(t)$ به صورت رابطه (۳-۶) تعریف می‌شود (کوهن، ۱۹۹۵).

$$STFT_x^w(\tau, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) w^*(t - \tau) e^{-j2\pi ft} dt \quad (۳-۶)$$

که f متغیر فرکانسی و τ متغیر زمانی است. با شروع از ابتدای سیگنال، تابع پنجره در سیگنال ضرب شده و سپس تبدیل فوریه این سیگنال پنجره شده محاسبه می‌گردد. در گام بعد، پنجره به میزان τ شیفت می‌یابد و روند قبل، مجدداً تکرار می‌شود. بنابراین برای هر مقدار τ و f ، تبدیل فوریه زمان کوتاه محاسبه می‌گردد. نحوه محاسبه تبدیل فوریه زمان کوتاه و نقش تابع پنجره در شکل ۳-۲ به صورت گرافیکی نشان داده شده است.

^۱. Rioul

^۲. Vetterli



شکل ۳-۲. نمایش گرافیکی نحوه پنجره کردن سیگنال ناپایا به منظور محاسبه تبدیل فوریه زمان کوتاه (صیادی، ۱۳۸۷).

در تبدیل فوریه، در حوزه فرکانس هیچ گونه مشکل قدرت تفکیک فرکانسی وجود نداشت، زیرا دقیقاً مشخص است چه فرکانس‌هایی در سیگنال موجود می‌باشد (اما از محل زمانی آنها اطلاعی در دست نبود). به طور مشابه، در حوزه زمان، مقدار سیگنال در هر نمونه زمانی مشخص می‌باشد و لذا هیچ مشکلی با قدرت تفکیک زمانی وجود نداشت. بالعکس، قدرت تفکیک زمانی در حوزه فرکانس و قدرت تفکیک فرکانسی در حوزه زمان در تبدیل فوریه صفر است، زیرا حوزه مورد نظر، هیچ گونه اطلاعاتی از آنها در اختیار قرار نمی‌دهد. از طرف دیگر باید دقت داشت آنچه که سبب می‌شود در حوزه فرکانس بهترین قدرت تفکیک فرکانسی را داشته باشد، در حقیقت همان هسته نمایی $\exp(-j2\pi ft)$ است که در تمام زمان‌ها، از $-\infty$ تا $+\infty$ حضور دارد. حال آنکه در تبدیل فوریه زمان کوتاه، طول پنجره مورد استفاده متناهی است که سبب کاهش قدرت تفکیک فرکانسی می‌گردد. بدین سان در تبدیل فوریه زمان کوتاه دقیقاً واضح نیست چه مؤلفه فرکانسی در سیگنال موجود است، بلکه تنها یک محدوده (یک باند فرکانسی) وجود دارد. لذا به دلیل محدود بودن طول پنجره، قدرت تفکیک فرکانسی تبدیل فوریه زمان کوتاه، بهترین نخواهد بود. هرچه طول پنجره مورد استفاده بزرگ‌تر باشد، تبدیل فوریه زمان کوتاه به تبدیل فوریه نزدیک می‌شود. بنابراین با انتخاب پنجره زمانی بزرگ، قدرت تفکیک فرکانسی افزایش می‌یابد. حال آن که قدرت تفکیک زمانی یک پنجره بزرگ، کم

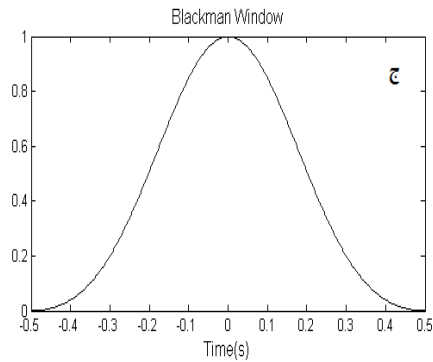
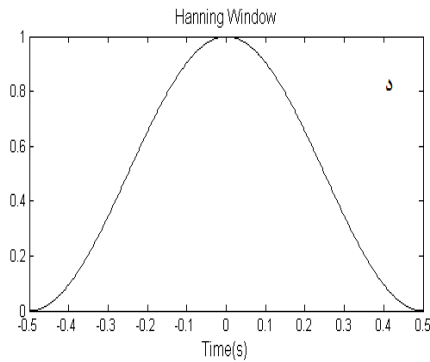
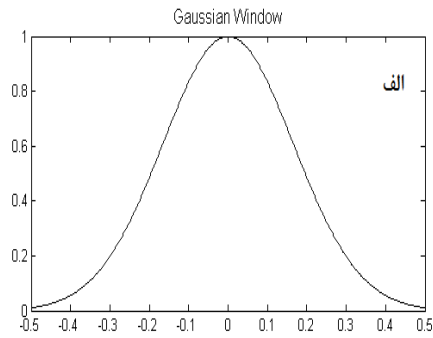
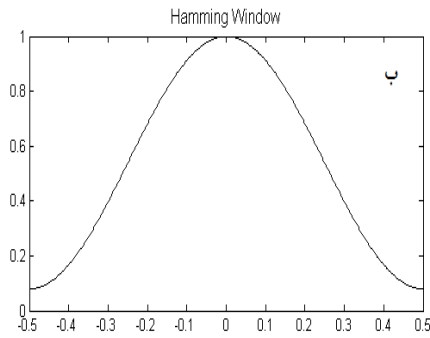
است. در نقطه مقابل، با انتخاب پنجره زمانی کوچک، قدرت تفکیک زمانی مناسب خواهد بود اما قدرت تفکیک فرکانسی نامناسب است. از آنجا که پنجره به کار رفته در محاسبه تبدیل فوریه زمان کوتاه ثابت است، لذا بر حسب سیگنال مورد تحلیل، بایستی نوعی مصالحه بین قدرت تفکیک زمانی و فرکانسی قائل شد، زیرا نمی توان همزمان هر دو را افزایش داد (اوگر^۱ و همکاران، ۱۹۹۶-۱۹۹۵).

اگر تابع پنجره انتخاب شده مربعی باشد، قسمتی از سیگنال را که در همسایگی t قرار دارد، بدون کوچکترین تغییری جدا می کند و سیگنال را در بقیه زمانها تضعیف می کند و در عین حال باعث بوجود آمدن پدیده گیبس^۲ در طیف فرکانسی سیگنال می شود (کوهن، ۱۹۹۵). پدیده گیبس وابسته به رفتار نوسانی پاسخ طیف فرکانسی یک سیگنال بریده شده می باشد. شدت و ضعف این پدیده به نوع پنجره استفاده شده در بریدن سیگنال وابسته است. برای کاهش این پدیده می توان از پنجره هایی که در کناره ها دارای دامنه کمتری هستند، مانند همینگ^۳، هنینگ^۴، گوسی^۵ و بلکمن^۶ استفاده کرد (حسین^۷ و همکاران، ۲۰۱۱). در جدول ۱-۳ نام، رابطه و مشخصات تعدادی از توابع پنجره که کاربرد بیشتری دارند، آورده شده است. شکل این توابع نیز در شکل ۳-۳ نشان داده شده است.

^۱ . Auger
^۲ . Gibbs phenomens
^۳ . Hamming
^۴ . Hanning
^۵ . Gaussian
^۶ . Blackman
^۷ . Hussain

جدول ۳-۱. نام، رابطه و مشخصات توابع پنجره متداول (مالات^۱، ۱۹۹۹ و ۲۰۰۹).

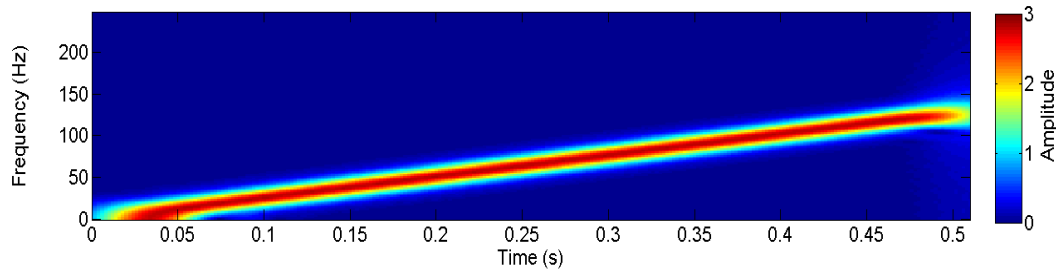
Name	$W(t)$	$\Delta\omega$	A	P
Rectangular	1	0.89	-13dB	0
Hamming	$0.54 + 0.46 \cos(2\pi t)$	1.36	-43dB	0
Hanning	$\cos^2(\pi t)$	1.44	-55dB	0
Blackman	$0.42 + 0.5 \cos(2\pi t) + 0.08 \cos(4\pi t)$	1.68	-32dB	2
Gaussian	$e^{(-18t^2)}$	1.55	-58dB	2



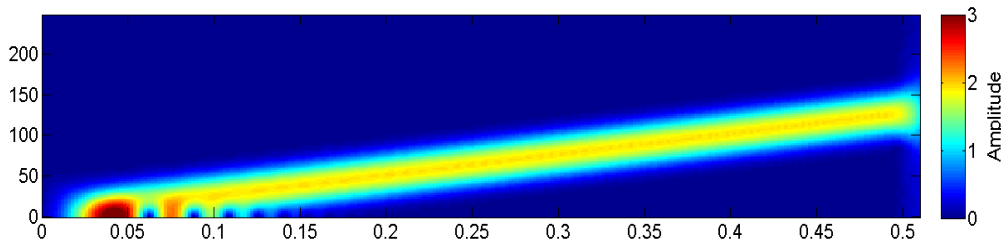
شکل ۳-۳. شکل توابع پنجره الف) گوسی؛ ب) همینگ؛ ج) بلکمن؛ د) هنینگ مطابق روابط جدول ۳-۱.

¹ . Mallat

برای آشنایی بیشتر با نحوه عملکرد تبدیل فوریه زمان کوتاه، نتایج حاصل از اعمال این تبدیل بر سیگنال شکل ۳-۱ با استفاده از دو پنجره با طول‌های کوتاه و بلند در شکل ۳-۴ آورده شده‌اند.



(الف)



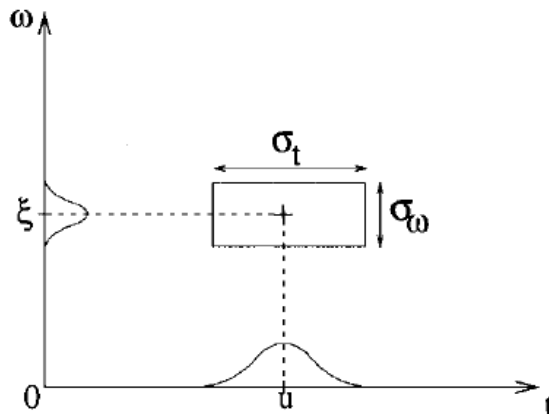
(ب)

شکل ۳-۴. تبدیل فوریه زمان کوتاه شکل ۳-۱ (ب) با پنجره همینگ الف) با طول پنجره ۵۱ نمونه؛ ب) با طول پنجره ۲۱ نمونه.

قدرت تفکیک تبدیل‌های زمان-فرکانس در صفحه زمان فرکانس (t, ω) با جعبه هایزنبرگ^۱ نمایش داده می‌شود (شکل ۳-۵). در تحلیل طیفی لحظه‌ای آنچه مورد نظر است این است که تا حد امکان قدرت تفکیک زمان-فرکانس بالایی ایجاد شود، به عبارت دیگر پنجره زمان-فرکانس در حد امکان کوچک باشد. اما از طرفی اصل عدم قطعیت هایزنبرگ یک کران را برای سطح پنجره لازم می‌دارد (مالات، ۱۹۹۹).

$$\sigma_t \sigma_\omega \geq \frac{1}{2} \quad (۷-۳)$$

^۱. Heisenberg box



شکل ۳-۵. جعبه هایزنبرگ برای اتم زمان-فرکانس (مالات، ۱۹۹۹).

۵-۳ تحلیل با قدرت تفکیک چندگانه^۱

مشکل قدرت تفکیک ثابت در تبدیل فوریه زمان کوتاه ریشه در اصل عدم قطعیت هایزنبرگ دارد. طبق این اصل نمی‌توان توصیف زمان - فرکانس یک سیگنال را به طور دقیق داشت. یعنی نمی‌توان تشخیص داد که در یک سیگنال به طور دقیق چه مؤلفه‌های فرکانسی در چه زمان‌هایی وجود دارد، بلکه تنها می‌توان تعیین نمود که در کدام بازه‌های زمانی، چه باند فرکانسی موجود است. این اصل به طور مستقیم به مفهوم قدرت تفکیک برمی‌گردد. اگرچه مشکلات قدرت تفکیک زمان و فرکانس در نتیجه یک پدیده فیزیکی (اصل عدم قطعیت هایزنبرگ) بوده و ربطی به نوع تبدیل مورد استفاده ندارد، می‌توان از یک رویکرد جایگزین برای تحلیل سیگنال‌ها استفاده نمود که اصطلاحاً تحلیل با قدرت تفکیک چندگانه نامیده می‌شود (گاسکو^۲ و همکاران، ۱۹۹۹).

منظور از تحلیل با قدرت تفکیک چندگانه، تحلیل سیگنال در فرکانس‌های مختلف با قدرت تفکیک‌های متفاوت است. بدین ترتیب، بر خلاف تبدیل فوریه زمان-کوتاه، در تحلیل با قدرت تفکیک

^۱ . Multi resolution analysis

^۲ . Guskov

چندگانه، با هر یک از مؤلفه‌های فرکانسی به طور یکسان رفتار نمی‌شود. در حقیقت هدف تحلیل با قدرت تفکیک چندگانه، ارائه قدرت تفکیک زمانی مناسب و قدرت تفکیک فرکانسی نادقیق در فرکانس‌های بالا و در مقابل، قدرت تفکیک فرکانسی خوب و قدرت تفکیک زمانی ضعیف در فرکانس‌های پایین است (گاسکو و همکاران، ۱۹۹۹).

۳-۶ تبدیل موجک پیوسته^۱

زمینه ریاضی تحلیل موجک به کار جوزف فوریه در قرن نوزدهم برمی‌گردد (تورنس^۲ و کامپو^۳، ۱۹۹۸). فوریه با تئوری تحلیل فرکانس، اساس کار را پایه‌گذاری کرد، ولی کلاً از دیدگاه تاریخی تحلیل موجک روش جدیدی است (کیزر^۴، ۱۹۹۴). نخستین عبارت موجک در سال ۱۹۰۹ در پایان‌نامه آلفرد هار^۵ ثبت شده است. مفهوم موجک در شکل تئوری فعلی بوسیله جین مورلت^۶ ژئوفیزیکدان فرانسوی پیشنهاد شده است (هیل^۷ و والنات^۸، ۱۹۸۹؛ گلدترینگ^۹، ۱۹۹۳).

البته این تبدیل بطور مستقیم نمایش زمان-فرکانس تولید نمی‌کند، بلکه نمایش سیگنال در حوزه زمان-مقیاس را تولید می‌کند که مقیاس و فرکانس ارتباطی معکوس با یکدیگر دارند. در تبدیل فوریه زمان کوتاه، ابعاد جعبه‌هایزنبورگ مستقل از زمان و فرکانس می‌باشد. به عبارت دیگر طول پایه زمان-فرکانس ثابت است و یا به بیانی دیگر قدرت تفکیک زمانی و فرکانسی در صفحه زمان-فرکانس ثابت است (روشندل کاهو، ۱۳۸۸).

تبدیل موجک پیوسته به‌عنوان روشی جایگزین بر تبدیل فوریه زمان کوتاه ارائه گردید و هدف آن، فائق آمدن بر مشکلات مربوط به قدرت تفکیک در تبدیل فوریه زمان کوتاه است. در آنالیز موجک،

^۱ . Continuous Wavelet Transform

^۲ . Torrence

^۳ . Campo

^۴ . Kaiser

^۵ . Alfred Haar

^۶ . Jean Morlet

^۷ . Heil

^۸ . Walnut

^۹ . Goldering

مشابه با تبدیل فوریه زمان کوتاه، سیگنال مورد نظر در یک تابع (موجک) ضرب می‌شود که در حقیقت نقش همان تابع پنجره را دارد و تبدیل موجک به طور جداگانه بر روی قطعه‌های زمانی مختلف سیگنال انجام می‌شود. اما ماهیتاً دو اختلاف عمده با تبدیل فوریه زمان کوتاه دارد که عبارتند از (مورلت و همکارن، ۱۹۸۲):

الف- در تبدیل موجک، از سیگنال پنجره شده، تبدیل فوریه گرفته نمی‌شود.

ب- در تبدیل موجک، عرض پنجره به موازات تغییر مؤلفه‌های فرکانسی تغییر می‌کند که به طور حتم مهمترین ویژگی تبدیل موجک است.

بر این اساس، تبدیل موجک پیوسته به صورت رابطه (۸-۳) تعریف می‌گردد (مورلت و همکاران، ۱۹۸۲).

$$CWT_x^\psi(\tau, s) = \Psi_x^\psi(\tau, s) = \frac{1}{\sqrt{s}} \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \psi^*\left(\frac{t-\tau}{s}\right) dt \quad (8-3)$$

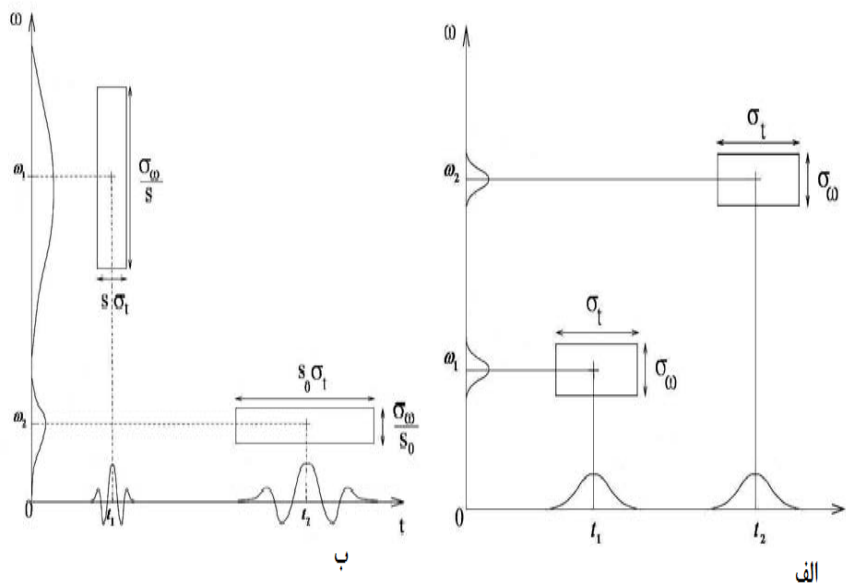
که در آن، τ و s به ترتیب پارامترهای انتقال^۱ و مقیاس^۲ می‌باشند. مفهوم انتقال دقیقاً مشابه با مفهوم انتقال زمانی در تبدیل فوریه زمان کوتاه است که میزان جابجایی پنجره را معلوم می‌کند و به وضوح، اطلاعات زمانی تبدیل را دربردارد. اما برخلاف تبدیل فوریه زمان-کوتاه، در تبدیل موجک به طور مستقیم پارامتر فرکانس وجود ندارد. در عوض، پارامتر مقیاس مطرح است که به طور معکوس با فرکانس ارتباط دارد، به عبارت دیگر $S \propto \frac{1}{f}$. در رابطه (۸-۳) تابع پنجره است که اصطلاحاً موجک مادر نامیده می‌شود. واژه موجک به معنای موج کوچک است که دلیل استفاده از واژه کوچک، محدود بودن و کوتاه بودن تابع پنجره می‌باشد و علت استفاده از واژه موج نیز به دلیل ماهیت نوسانی این تابع است. واژه مادر نیز به این منظور به کار برده می‌شود که تمامی نسخه‌های انتقال یافته و مقیاس

^۱. Translation

^۲. Scaling

شده، همگی از روی یک تابع اولیه بدست می‌آیند که اصطلاحاً موجک مادر نامیده می‌شود. به بیان علمی، موجک مادر، یک تابع الگو جهت تولید سایر پنجره‌ها می‌باشد (مالات، ۲۰۰۹).

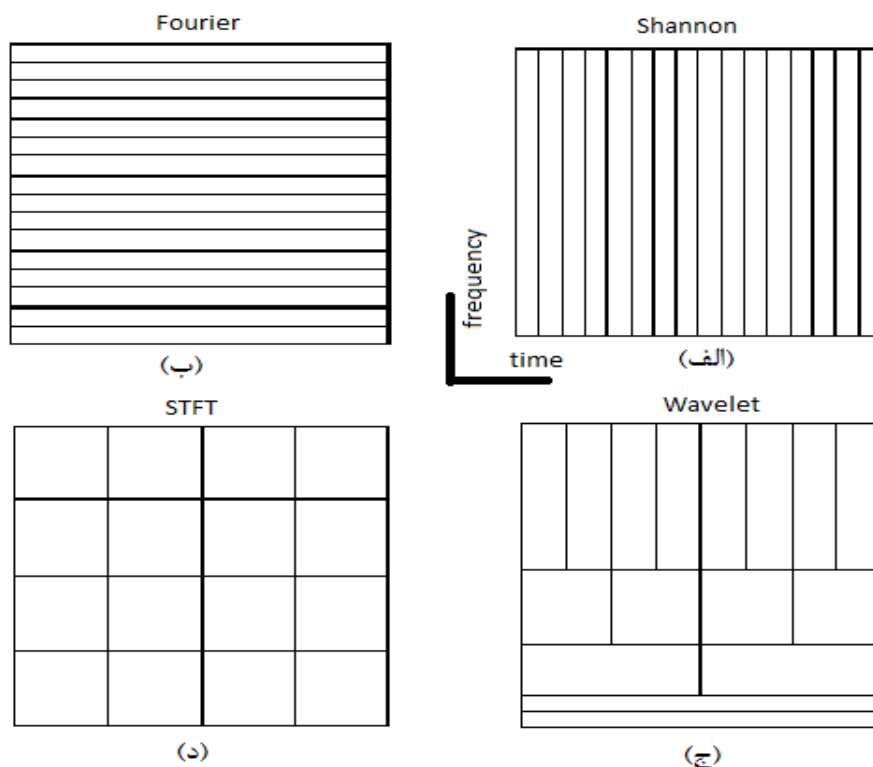
بنابراین در شکل ۳-۶، در مقایسه با تبدیل $STFT$ تبدیل موجک پیوسته در فرکانس‌های بالا دارای قدرت تفکیک زمانی خوب و در فرکانس‌های پایین دارای قدرت تفکیک فرکانسی خوب است.



شکل ۳-۶. الف) نمایش شماتیک اصل عدم قطعیت در صفحه زمان-فرکانس $STFT$ ، جعبه عدم قطعیت هایزبرگ در تمام صفحه ثابت است؛ ب) نمایش شماتیک اصل عدم قطعیت در صفحه زمان-فرکانس در تبدیل موجک پیوسته، جعبه عدم قطعیت هایزبرگ در هر زمان و فرکانس تغییر می‌کند (مالات، ۱۹۹۹ و ۲۰۰۹).

جهت مقایسه، نحوه تقسیم صفحه زمان-فرکانس در نمایش زمانی، نمایش فرکانسی، تبدیل موجک و تبدیل فوریه زمان کوتاه، به طور شماتیک در شکل ۳-۷ نشان داده شده است. در تبدیل موجک، طول و عرض جعبه‌های مستطیلی که در حقیقت المان‌های قدرت تفکیک می‌باشند، تغییر می‌کند اما همچنان مساحت آنها ثابت می‌ماند. به بیان دیگر، هر جعبه نشان دهنده یک بخش یکسان از صفحه زمان-فرکانس است که البته در جاهای مختلف، به زمان و فرکانس سهم متفاوتی اختصاص یافته است. باید توجه نمود که در مقیاس‌های بالا (فرکانس‌های پایین)، ارتفاع جعبه‌ها کوتاه‌تر است

که متناظر با قدرت تفکیک فرکانسی بهتر است و عرض جعبه‌ها بزرگ‌تر است که بیان کننده قدرت تفکیک زمانی ضعیف می‌باشد. در نقطه مقابل، در مقیاس‌های پایین (فرکانس‌های بالا)، عرض جعبه‌ها کاهش یافته تا قدرت تفکیک زمانی بهبود یابد و در عوض ارتفاع آنها افزایش می‌یابد تا در جایی که نیازی به قدرت تفکیک مناسب نیست، قدرت تفکیک کمتر شود. شایان ذکر است که مساحت جعبه‌ها به نامساوی هایزنبرگ مربوط می‌شود و بستگی به نوع موجک مادر به کار رفته دارد. می‌توان نشان داد که فارغ از این که موجک مادر به کار رفته چه باشد، کران پائین مساحت جعبه‌ها به عدد $\frac{\pi}{4}$ محدود می‌شود، زیرا بر اساس اصل عدم قطعیت هایزنبرگ، نمی‌توان عرض جعبه‌ها را تا جای ممکن کم کرد (بوآشاش، ۲۰۰۳).



شکل ۳-۷. تقسیم‌بندی شماتیک صفحه زمان-فرکانس در (الف) نمایش زمانی؛ (ب) نمایش فرکانسی؛ (ج) تبدیل موجک؛ (د) تبدیل فوریه زمان کوتاه (بوآشاش، ۲۰۰۳).

۳-۷ تبدیل S^۱

تبدیل S یک نمایش زمان-فرکانس از یک سری زمانی تولید می‌کند. اولین بار تبدیل S توسط استاکول و همکاران (۱۹۹۶) انتشار یافت و از آن زمان کاربردهای بسیار زیادی از تبدیل S دیده شده است (استاکول، ۲۰۰۷). تبدیل S یک تابع $h(t)$ عبارت است از (استاکول و همکاران، ۱۹۹۶):

$$S(\tau, f) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t) \frac{|f|}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(\tau-t)^2 f^2}{2}} e^{-j2\pi ft} dt \quad (۹-۳)$$

برای یک سیگنال، $S(\tau, f_0)$ ، به عنوان یک تابع یک بعدی از زمان برای یک فرکانس ثابت f_0 تعریف می‌شود که نشان می‌دهد که دامنه و فاز برای این فرکانس خاص بر حسب زمان چگونه تغییر می‌کند و یک طیف محلی^۲، $S(\tau_0, f)$ ، یک تابع یک بعدی از فرکانس برای یک زمان ثابت τ_0 می‌باشد (استاکول، ۲۰۰۷).

تبدیل S مانند تبدیل فوریه زمان کوتاه از تبدیل فوریه پنجره‌ای استفاده می‌کند، با این تفاوت که مانند تبدیل موجک عرض و دامنه پنجره به فرکانس وابسته است. تبدیل S در داشتن قدرت تفکیک مشابه با تبدیل موجک پیوسته است، اما بر خلاف تبدیل موجک، این روش اطلاعات فازی را حفظ می‌کند (استاکول و همکاران، ۱۹۹۶). تبدیل S با تعریف یک پنجره خاص یعنی یک تابع گاوسی نرمالیزه شده بیان می‌شود (استاکول و همکاران، ۱۹۹۶):

$$w(t) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{t^2}{2\sigma^2}} \quad (۱۰-۳)$$

$$\text{که } \sigma = \frac{1}{|f|}$$

^۱ . S Transform (ST)

^۲ . Local spectrum

پنجره گوسی به دلایل زیر انتخاب می‌شود (استاک‌ول، ۲۰۰۷):

الف) پنجره‌ی گوسی به صورت منحصر به فرد توزیع درجه دوم لحظه‌ای زمان-فرکانس را در حدود نقطه زمان-فرکانس به حداقل می‌رساند.

ب) تابع گوسی در زمان و فرکانس متقارن است (تبدیل فوریه تابع گوسی، گوسی است).

ج) اثر لبه‌ای در تابع گوسی وجود ندارد.

روش تبدیل S با توجه به پنجره‌ی متغیری که دارد، قدرت تفکیک متغیری نیز دارد که این باعث می‌شود توانایی زیادی در تحلیل بسیاری از سیگنال‌ها داشته باشد. این روش تفکیک وابسته به فرکانس را با فاز ترکیب می‌کند و بنابراین میانگین زمانی تبدیل S برابر با تبدیل فوریه است (استاک‌ول و همکاران، ۱۹۹۶). این یکی از ویژگی‌های تبدیل S است که برگشت‌پذیری کامل آن را تضمین می‌کند.

$$\int_{-\infty}^{+\infty} S(\tau, f) d\tau = H(f) \quad (11-3)$$

این روش همزمان طیف دامنه محلی و طیف فاز محلی را تخمین می‌زند، در حالی که رویکرد موجک تنها قادر است طیف توان/ دامنه محلی را بررسی کند (استاک‌ول، ۲۰۰۷). تبدیل S طیف فرکانس‌های مثبت و منفی را مورد بررسی قرار می‌دهد، در حالی که بعضی از رهیافت‌های موجک مانند تبدیل موجک پیوسته قادر به کاربرد در مورد سری‌های زمانی مختلط نیستند. این روش بر خلاف روش تبدیل موجک پیوسته که نمونه‌برداری دلخواهی دارد، در فرکانس‌های تبدیل فوریه گسسته نمونه‌برداری می‌شود (استاک‌ول و همکاران، ۱۹۹۶). تبدیل S یک تبدیل خطی است و می‌تواند هم به‌عنوان یک ابزار تحلیل و هم به‌عنوان یک ابزار ترکیب استفاده شود که در مورد بعضی

از تبدیلات دوسویه مثل توزیع ویگنر- ویل این طور نیست (جورویچ و همکاران، ۲۰۰۸). چندین روش برای رسیدن به تبدیل S وجود دارد که در اینجا به سه مورد اشاره می شود.

۳-۷-۱ بدست آوردن تبدیل S از STFT

اگر سری زمانی $h(t)$ با یک تابع پنجره‌ی $w(t)$ ، پنجره شود (ضرب نمونه در نمونه شود) آنگاه طیف حاصل عبارت است از:

$$H(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t) w(t) e^{-j2\pi ft} dt \quad (12-3)$$

تبدیل S ابتدا با تعریف یک تابع پنجره‌ی خاص یعنی یک تابع گاوسی نرمالیزه شده بیان می شود (استاکول و همکاران، ۱۹۹۶):

$$w(t) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{t^2}{2\sigma^2}} \quad (13-3)$$

سپس اجازه داده می شود که این تابع گاوسی تابعی از انتقال τ و اتساع σ (پهنای پنجره) باشد:

$$S^*(\tau, f, \sigma) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t) \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(\tau-t)^2}{2\sigma^2}} e^{-j2\pi ft} dt \quad (14-3)$$

اگر σ دارای یک مقدار خاص باشد، این تعریف مشابه با تعریف $STFT$ خواهد بود. این یک مورد خاص از تبدیل فوریه با قدرت تفکیک چندگانه است. چون این رابطه تابعی از سه متغیر مستقل است، استفاده از آن به صورت یک ابزار برای تحلیل غیر عملی است. ساده سازی با اضافه کردن یک قید به صورتی که پهنای پنجره σ متناسب با تناوب (یا وارون فرکانس) باشد انجام می شود (استاکول و همکاران، ۱۹۹۶؛ استاکول، ۲۰۰۷):

$$\sigma = \frac{1}{|f|} \quad (15-3)$$

بنابراین رابطه (۱۶-۳) برای تبدیل S بدست می آید.

$$S(\tau, f) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t) \frac{|f|}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(\tau-t)^2 f^2}{2}} e^{-j2\pi ft} dt \quad (16-3)$$

۲-۷-۳ تبدیل S به عنوان یک همامیخت

تبدیل S را می توان به عنوان همامیختی از دو تابع روی متغیر t تعریف کرد (استاکول، ۲۰۰۷)

$$S(\tau, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} p(t, f) g(\tau - t, f) dt \quad (17-3)$$

یا

$$S(\tau, f) = p(\tau, f) * g(\tau, f) \quad (18-3)$$

که در آن،

$$p(\tau, f) = h(\tau) e^{-j2\pi f\tau} \quad (19-3)$$

و

$$g(\tau, f) = \frac{|f|}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{\tau^2 f^2}{2}} \quad (20-3)$$

اگر $B(\alpha, f)$ تبدیل فوریه $S(\tau, f)$ از τ به α باشد، از نظریه همامیخت، همامیخت در حوزه ی

τ (زمان) بصورت حاصلضرب در حوزه ی α (فرکانس) می شود:

$$B(\alpha, f) = P(\alpha, f) G(\alpha, f) \quad (21-3)$$

که، $P(\alpha, f)$ و $G(\alpha, f)$ تبدیل فوریه $p(\tau, f)$ و $g(\tau, f)$ هستند، بنابراین بدست می آید (استاکول،

:۲۰۰۷)

$$B(\alpha, f) = H(\alpha + f) e^{-\frac{2\pi^2\alpha^2}{f^2}} \quad (22-3)$$

که، $H(\alpha + f)$ تبدیل فوریه (۱۹-۳) است و عبارت نمایی، تبدیل فوریه‌ی تابع گاوسی (۲۰-۳) است. بنابراین تبدیل S، تبدیل فوریه‌ی معکوس معادله (۲۲-۳) از α به τ برای $f \neq 0$ است.

$$S(\tau, f) = \int_{-\infty}^{\infty} H(\alpha + f) e^{-\frac{2\pi^2\alpha^2}{f^2}} e^{j2\pi\alpha\tau} d\alpha \quad (23-3)$$

تابع نمایی در معادله‌ی (۲۳-۳) پنجره‌ی متمرکز وابسته به فرکانس است و گاوسین سیگنال نامیده می‌شود. این پنجره در اطراف فرکانس صفر در مرکز قرار می‌گیرد و بنابراین نقش فیلتر کوتاه‌گذر را برای سیگنال خاص بازی می‌کند. این در مقایسه با موجک یا فیلتر باندگذر، روشی برای نمایش زمان-فرکانس سیگنال محاسبه شده است (استاکول و همکاران، ۱۹۹۶).

۳-۷-۳ بدست آوردن تبدیل S از تبدیل موجک

تبدیل موجک پیوسته به عنوان مجموعه‌ای از همبستگی‌های سری زمانی با تابعی به نام موجک تعریف می‌شود (استاکول، ۲۰۰۷):

$$W(\tau, s) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t) \frac{1}{\sqrt{s}} \psi\left(\frac{t-\tau}{s}\right) dt \quad (24-3)$$

تبدیل S تابع $h(t)$ به عنوان یک CWT با یک موجک مادر خاص در یک فاکتور تصحیح و سپس جابجا کردن d با وارون فرکانس f تعریف می‌شود (استاکول، ۲۰۰۷):

$$S(\tau, f) = \sqrt{\frac{f}{2\pi}} e^{-j2\pi f\tau} W(\tau, f) \quad (25-3)$$

که موجک مادر به صورت رابطه (۲۶-۳) تعریف می‌شود:

$$\psi(t-\tau, f) = e^{-\frac{(t-\tau)^2 f^2}{2}} e^{-j2\pi f(t-\tau)} \quad (26-3)$$

موجک در رابطه (26-3) شرط پذیرش¹ داشتن میانگین صفر را برآورد نمی‌کند و بنابراین رابطه (24-3) یک CWT نیست (استاکول و همکاران، ۱۹۹۶). فاکتور فاز $e^{-j2\pi ft}$ و فاکتور نرمالیزه کننده $|f|/\sqrt{2\pi}$ وجه تمایز تبدیل S و CWT است.

۳-۸ تبدیل S گسسته

در مورد تبدیل S گسسته، فواید محاسباتی در استفاده از معادل تعریف حوزه‌ی فرکانس تبدیل S وجود دارد. اگر $H(\frac{n}{NT})$ تبدیل فوریه N نقطه سری زمانی $h(kT)$ باشد (استاکول، ۲۰۰۷).

$$S(jT, \frac{n}{NT}) = \sum_{m=0}^{N-1} H(\frac{m+n}{NT}) G(m, n) e^{\frac{i2\pi mj}{N}} \quad n \neq 0 \quad (27-3)$$

$$G(m, n) = e^{-\frac{2\pi^2 m^2}{n^2}}$$

و برای سیگنال حالت $n=0$ ، تبدیل معادل با یک ثابت بصورت رابطه (28-3) است (استاکول، ۲۰۰۷):

$$S(jT, 0) = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} h(mT) \quad (28-3)$$

که $j, m, n = 0 \dots N-1$. نمونه‌برداری تبدیل S طوری است که $S(jT, \frac{n}{NT})$ یک نقطه در هر نمونه زمانی و در هر نمونه فرکانسی فوریه دارد (استاکول، ۲۰۰۷).

¹. Admissibility

برای محاسبه و کدنویسی راحت تبدیل S گسسته مراحل زیر بایستی طی شود (ساهو^۱ و همکاران، ۲۰۰۹)

الف) انجام تبدیل فوریه گسسته از سری زمانی $h(kT)$ (با N نقطه و فاصله نمونه برداری T) برای بدست آوردن $H(f)$ با استفاده از تبدیل فوریه سریع (FFT).

ب) محاسبه $G(m, n)$ برای فرکانس n / NT مورد نیاز.

ج) تغییر مکان طیف $H(\frac{m}{NT})$ به $H(\frac{m+n}{NT})$ برای فرکانس n / NT .

د) ضرب داخلی $H(\frac{m+n}{NT})$ با $G(n, m)$ انجام شده و $B(\frac{n}{NT}, \frac{m}{NT})$ بدست می آید.

ه) تبدیل فوریه معکوس $B(\frac{n}{NT}, \frac{m}{NT})$ محاسبه شده، سطر $S(\frac{n}{NT}, jT)$ مطابق با فرکانس $\frac{n}{NT}$ را می دهد.

و) مراحل ج، د و ه تا زمانی که سطرهای $S(\frac{n}{NT}, jT)$ مطابق با همه فرکانسهای گسسته $\frac{n}{NT}$ که تعیین شده است بدست آید، تکرار می گردد.

۳-۹ تبدیل S وارون گسسته

تبدیل S وارون گسسته از یک مرحله میانی محاسبه‌ی تبدیل فوریه‌ی گسسته اجرا می شود. با جمع بستن ماتریس تبدیل S یک سیگنال در امتداد سطرها برای $n \neq 0$ بدست می آید (استاکول، ۲۰۰۷):

¹.Sahu

$$\sum_{j=0}^{N-1} S\left(\frac{n}{NT}, jT\right) = \sum_{j=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} H\left(\frac{m+n}{NT}\right) e^{-\frac{2\pi^2 m^2}{n^2}} e^{\frac{i2\pi mj}{N}} \quad (29-3)$$

با مرتب‌سازی مجدد مجموع‌ها می‌توان نوشت:

$$\sum_{j=0}^{N-1} S\left(\frac{n}{NT}, jT\right) = \sum_{m=0}^{N-1} H\left(\frac{m+n}{NT}\right) e^{-\frac{2\pi^2 m^2}{n^2}} \sum_{j=0}^{N-1} e^{\frac{i2\pi mj}{N}} \quad (30-3)$$

از ویژگی تعامد، مجموع روی j صفر است به جز برای $m=0$ که برای آن معادل با N است.

بنابراین میانگین سیگنال‌های $S\left(\frac{n}{NT}, jT\right)$ عبارت است از

$$\sum_{j=0}^{N-1} S\left(\frac{n}{NT}, jT\right) = \sum_{m=0}^{N-1} N \delta_{m,0} H\left(\frac{m+n}{NT}\right) e^{-\frac{2\pi^2 m^2}{n^2}} \quad (31-3)$$

$$\frac{1}{N} \sum_{j=0}^{N-1} S\left(\frac{n}{NT}, jT\right) = H\left(\frac{n}{NT}\right) \quad (32-3)$$

بنابراین وارون گسسته‌ی تبدیل S بازای هر n مطابق رابطه (32-3) نشان داده می‌شود (استاکول و همکاران، ۱۹۹۶):

$$h(kT) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ \sum_{j=0}^{n-1} S\left(\frac{n}{NT}, jT\right) \right\} e^{\frac{i2\pi nk}{N}} \quad (33-3)$$

این ارتباط مستقیم با تبدیل فوریه و برگردان آسان تبدیل S به حوزه‌ی زمان یکی از خصوصیات

برجسته و جذاب این روش زمان-فرکانس برای محققین بوده است (استاکول و همکاران، ۱۹۹۶).

همانطور که گفته شد تبدیل S مزایای زیادی دارد، اما با وجود این مزایا، این روش از تمرکز انرژی

ضعیف در بعضی وضعیت‌ها رنج می‌برد (لین^۱ و ژیاوفنگ^۲، ۲۰۱۱؛ ساهو و همکاران، ۲۰۰۹؛ جورویچ

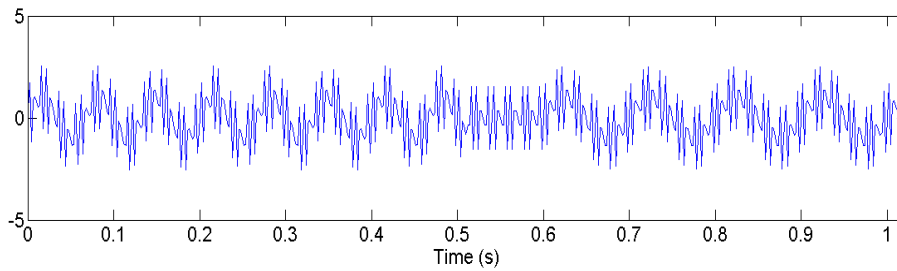
^۱. Lin

^۲. Zhiaofeng

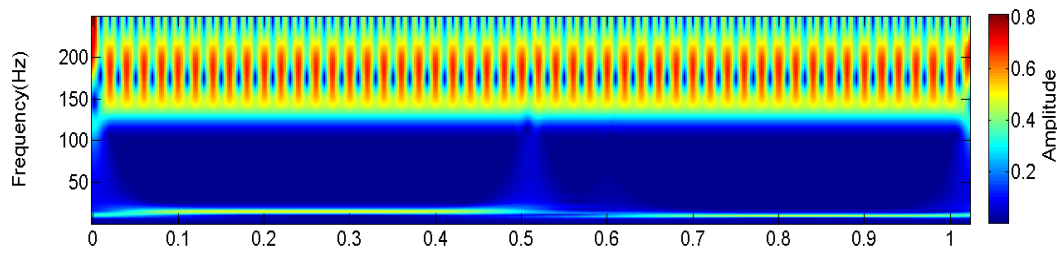
و همکاران، ۲۰۰۸؛ مان^۱ و همکاران، ۲۰۰۷؛ سیدیچ^۲ و همکاران، ۲۰۰۷؛ پینگار^۳ و مانسینها^۴، ۲۰۰۳). خصوصاً تمرکز انرژی ضعیف در فرکانس‌های بالا وجود دارد (بسته به نوع کاربرد فرکانس بالا به فرکانسی اطلاق می‌شود که نزدیک به آخرین فرکانسی باشد که قرار است تحلیل شود). برای مثال برای ساخت سیگنال مصنوعی یک سیگنال سینوسی با فرکانس‌های ۱۵، ۱۵۰، ۱۰، ۲۰۰ هرتز که مطابق رابطه (۳-۳۲) ترکیب شده‌اند، مفروض است. در شکل ۳-۸ طیف زمان-فرکانس سیگنال نشان داده شده است.

$$\begin{aligned}
 t &= 0 : .002 : .51; \\
 t1 &= .6 : .002 : 1.022; \\
 t3 &= 0 : .002 : 1.022; \\
 x1 &= \sin(2\pi 15 t); \\
 x1(257 : 300) &= 0; \\
 x1(301 : 512) &= \sin(2\pi 10 t1); \\
 x2 &= \sin(2\pi 150 t3) + \sin(2\pi 200 t3); \\
 x2 &= x1 + x2;
 \end{aligned}
 \tag{۳-۳۴}$$

¹ . Man
² . Sejdic
³ . Pinnegar
⁴ . Mansinha



(الف)



(ب)

شکل ۳-۸. الف) نمودار سیگنال مربوط به رابطه (۳-۳۴)؛ ب) نمودار طیف زمان-فرکانس تبدیل S مربوط به رابطه (۳-۳۴).

بنابراین چندین مورد بهبود نمایش زمان-فرکانس تبدیل S گزارش شده که از آن به عنوان تبدیل S تعمیم یافته^۱ ذکر می شود که در اینجا برخی از روش ها آورده شده است.

۳-۱۰ تبدیل S تعمیم یافته

مکفادن^۲ و همکاران (۱۹۹۹) و بعد پینگار و مانسینها (۲۰۰۳) تبدیل S تعمیم یافته را معرفی کردند که شامل پنجره هایی است که نامتقارن هستند و بنابراین کنترل بیشتری روی تابع پنجره دارد. تبدیل S تعمیم یافته با رابطه (۳-۳۵) تعریف می شود (پینگار و مانسینها، ۲۰۰۴).

$$S(\tau, f) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t) w(\tau - t, f, p) e^{-i2\pi ft} dt \quad (3-35)$$

^۱ . Generalized S transform

^۲ . McFadden

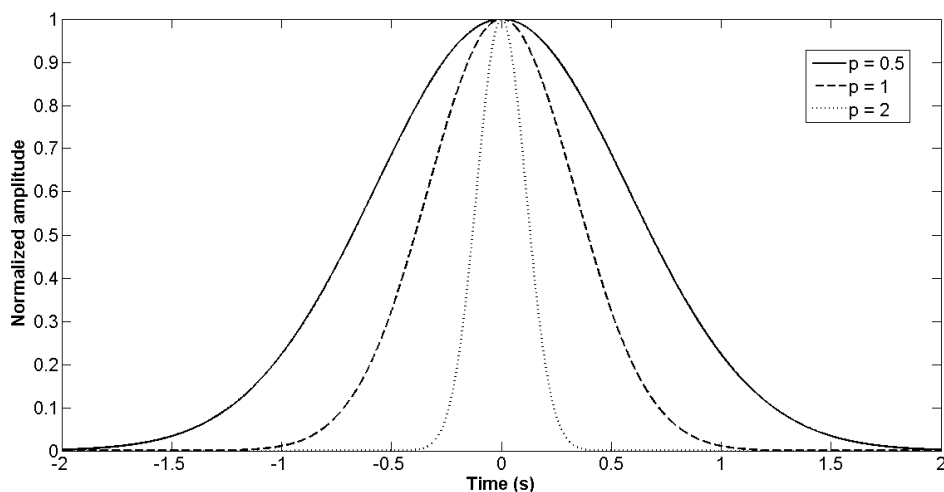
که p دلالت بر مجموعه‌ای از پارامترها دارد که شکل و ویژگی‌های $w(t)$ را تعیین می‌کند و $w(t)$ دلالت بر پنجره‌ی تبدیل S دارد، به طوری که

$$w(\tau, f, p) = \frac{|f|^p}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{t^2 f^{2p}}{2}} \quad (36-3)$$

پنجره، شرط نرمالیزه شده رابطه (37-3) را برآورد می‌کند.

$$\int_{-\infty}^{\infty} w(\tau, f, p) d\tau = 1 \quad (37-3)$$

این تبدیل S تعمیم‌یافته ویژگی وارون‌پذیری تبدیل S اصلی استاکول و همکاران و رابطه‌اش با تبدیل فوریه را حفظ می‌کند. پارامتر p می‌تواند پهنای پنجره را کنترل کند. با پیدا کردن مقدار مناسب p ، تمرکز زمان-فرکانسی که بدست آورده می‌شود بهبود می‌یابد. تابع پنجره بازای سه مقدار متفاوت p در شکل 3-9 نشان داده شده است.



شکل 3-9. پنجره گوسی نرمالیزه شده بازای مقادیر متفاوت p .

همانطور که در شکل ۳-۹ مشاهده می‌شود $p=1$ متناظر با پنجره تبدیل S معمولی می‌باشد. برای $p < 1$ و $p > 1$ به ترتیب پنجره در حوزه زمان پهن‌تر و باریک‌تر می‌گردد. استانکوویچ (۲۰۰۱) مقدار بهینه p را بر اساس اندازه‌گیری تمرکز انرژی بدست آورد که عملکرد بهتری در مقایسه با اندازه‌گیری تمرکز انرژی (جونز و پارکز^۱، ۱۹۹۰؛ سانگ^۲ و ویلیامز^۳، ۱۹۹۵؛ ویلیامز و براون^۴، ۱۹۹۱) داشت. این اندازه‌گیری براساس تعیین خودکار پارامتر توزیع زمان-فرکانسی برای هر نمایش زمان-فرکانسی تمرکز انرژی را کمینه می‌کند. این اندازه‌گیری به‌صورت رابطه (۳-۳۸) تعریف می‌شود.

$$CM(p) = \frac{1}{\int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} |S_x^p(t, f)| dt df} \quad (3-38)$$

که CM معیاری برای اندازه‌گیری تمرکز انرژی است.

سیدیچ^۵ و همکاران (۲۰۰۸) از رهیافت تمرکز انرژی در حوزه زمان-فرکانس در زمینه بهینه‌سازی پنجره استفاده شده در تبدیل S استفاده کردند. آن‌ها رابطه بین پهنای پنجره با فرکانس را بصورت رابطه (۳-۳۹) در نظر گرفتند و در دو روش p بهینه و پهنای متناظر بهینه را بدست آوردند: اولی با پهنای پنجره ثابت (سیگنال‌های با تغییرات کند فرکانس با زمان) و دیگری پهنای پنجره متغیر با زمان (سیگنال‌های با تغییرات تند فرکانس با زمان). آن‌ها برای هر یک از دو روش معیار تمرکز جداگانه‌ای در نظر گرفتند.

$$\sigma(f) = \frac{1}{|f|^p} \quad (3-39)$$

¹ . Parks

² . Sang

³ . Williams

⁴ . Brown

⁵ . Sejdic

ساهو و همکاران (۲۰۰۹) یک پنجره گوسی اصلاح شده پیشنهاد کردند که با فرکانس بصورت

می‌توان به صورت رابطه (۴۰-۳) نوشت (ساهو و همکاران، ۲۰۰۹).

$$S_x(\tau, f) = \int_{-\infty}^{\infty} X(\alpha + f) W(\alpha, f, \beta) e^{j2\pi\alpha\tau} d\alpha \quad (40-3)$$

که،

$$X(\alpha + f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j2\pi(\alpha+f)t} dt \quad (41-3)$$

و،

$$W(\alpha, f, \beta) = \int_{-\infty}^{\infty} w(t, f, \beta) e^{-j2\pi\alpha t} dt \quad (42-3)$$

در روش ساهو و همکاران (۲۰۰۹) تابع پنجره، همان پنجره گوسی باقی می‌ماند، زیرا کمترین مقدار

اصل عدم قطعیت را برآورد می‌کند. پارامتر اضافی δ در تعریف انحراف معیار استفاده می‌شود و

بصورت رابطه (۴۳-۳) تغییر می‌کند (ساهو و همکاران، ۲۰۰۹).

$$\sigma(f) = \frac{\delta}{|f|} \quad (43-3)$$

بنابراین تبدیل S تعمیم یافته به صورت رابطه (۴۴-۳) خواهد بود.

$$S_x(t, f, \delta) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau) \frac{|f|}{\sqrt{2\pi}\delta} e^{-\frac{(t-\tau)^2 f^2}{2\delta^2}} e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (44-3)$$

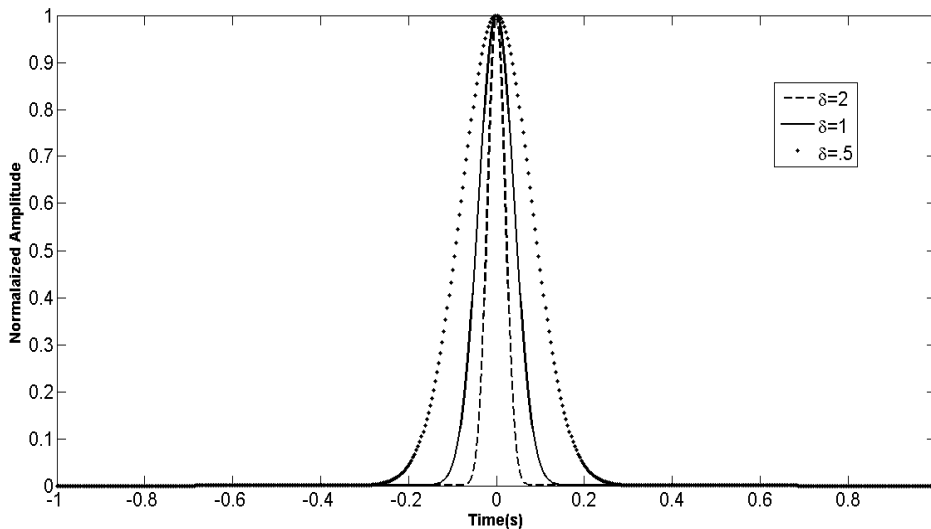
$$w(\tau, f, \delta) = \frac{|f|}{\sqrt{2\pi}\delta} e^{-\frac{\tau^2 f^2}{2\delta^2}}$$

که پنجره گوسی در حوزه فرکانس بصورت رابطه (۴۵-۳) بدست می‌آید.

$$W(\alpha, f, \delta) = e^{-\frac{2\pi^2\alpha^2\delta^2}{f^2}} \quad (45-3)$$

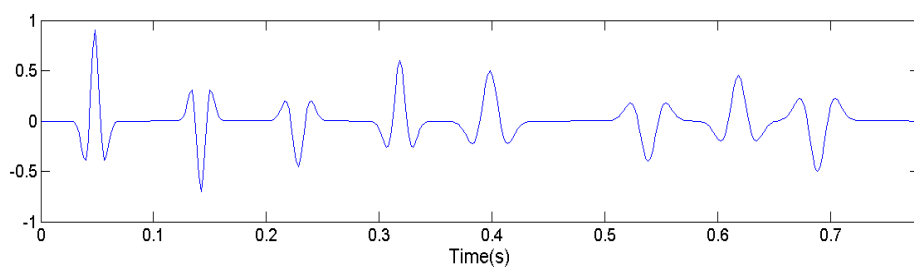
اگر در رابطه (۳-۴۳) δ کوچک باشد، پنجره گوسی پهن تر می شود. بنابراین وضوح فرکانسی در فرکانس های بالا کاهش می یابد. اگر δ بزرگ باشد پنجره گوسی باریک تر می شود که نتیجه آن کاهش وضوح زمانی در فرکانس های پایین می باشد. بنابراین مقادیر پارامتر δ باید هوشمندانه تغییر یابد تا قدرت تفکیک بهتری در صفحه زمان- فرکانس ایجاد شود. تغییرات پهنای تابع پنجره با مقادیر δ به ازای فرکانس ۲۵ هرتز در شکل ۳-۱۰ نشان داده شده است. ساهو و همکاران (۲۰۰۹) تغییرات پارامتر δ با فرکانس را به صورت رابطه (۳-۴۶) اعمال کردند.

$$\delta(f) \approx \alpha f \quad (۳-۴۶)$$

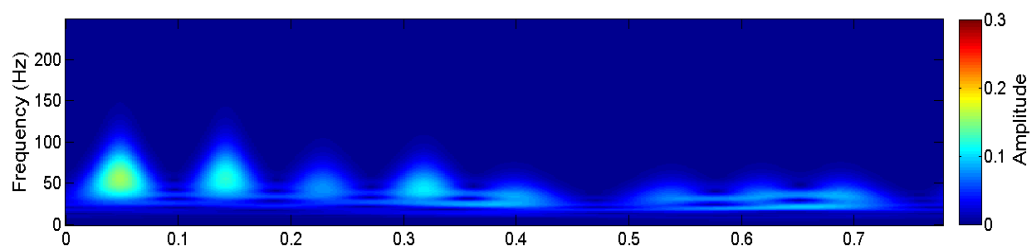


شکل ۳-۱۰. پنجره گوسی نرمالیزه شده برای مقادیر متفاوت δ به ازای تک فرکانس ۲۵ هرتز.

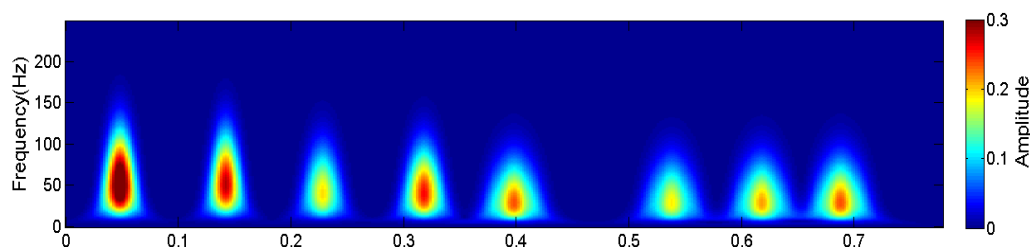
که α شیب خط است و مثبت در نظر گرفته می شود. برای نشان دادن ویژگی های این تبدیل S تعمیم یافته روی یک سیگنال مصنوعی ناپایا با موجک های ریکر با فرکانس های ۲۵، ۳۵ و ۴۵ هرتز تولید شد و طیف دامنه تبدیل S معمولی و تعمیم یافته آن با یکدیگر مقایسه گردید که در شکل ۳-۱۱ نشان داده شده است.



(الف)



(ب)



(ج)

شکل ۳-۱۱. الف) سیگنال مصنوعی ناپایای موجک ریگر با فرکانس‌های ۲۵، ۳۵ و ۴۵ هرتز؛ ب) نمودار صفحه زمان-فرکانس تبدیل S معمولی مربوط به سیگنال شکل ۳-۱۱ (الف)؛ ج) نمودار صفحه زمان-فرکانس تبدیل S تعمیم یافته مربوط به سیگنال شکل ۳-۱۱ (الف).

فصل چهارم

نوفه در داده‌های لرزه‌ای

۴-۱ نوفه

برای اینکه بتوان نوفه را که به عنوان قسمت نامطلوب سیگنال نامبرده می‌شود از سیگنال اصلی تشخیص داد و در مرحله بعد دست به جداسازی و تضعیف آن زد، ابتدا نیاز است که روشن شود نوفه چیست؟ و چه مفهومی دارد؟

در مسائل مربوط به لرزه‌شناسی اکتشافی، نوفه به صورت سیگنال‌های لرزه‌ای کاذب ناشی از حرکت زمین که ربطی به بازتابنده‌ها ندارند تعریف می‌شود (دوبرین^۱ و ساویت^۲، ۱۹۹۸). در این تعریف به امواج سطحی^۳، تکراری‌ها^۴ و از این قبیل اشاره شده است. به عبارت دیگر، سیگنال‌های همدوس و ناخواسته را در نظر داشته‌اند. در واژه‌نامه لغتی شلومبرژه^۵ نوفه به این صورت تعریف شده است که هر چیزی به غیر از داده مطلوب نوفه است و نوفه شامل اختلالات و یا نوفه‌هایی است که به وسیله انرژی‌های لرزه‌ای شناخته شده یا ناشناخته به وجود می‌آید، مانند انفجارهای تولید کننده زمین‌گلت، اثرات حرکت آب و باد، فعالیت‌های انسانی و یا رخدادهای تصادفی در زمین. در حالت کلی نوفه به دو گروه اصلی نوفه همدوس^۶ و نوفه ناهمدوس^۷ (تصادفی) تقسیم می‌شود.

۴-۲ نوفه همدوس

نوفه همدوس اکثر اوقات شکلی شبیه سیگنال واقعی دارند. این نوفه را می‌توان از یک ردلرزه به ردلرزه دیگر دنبال کرد (شلومبرژه، ۲۰۱۲). به عبارت دیگر، نوفه همدوس مؤلفه‌هایی از شکل موج‌هایی هستند که اکثراً به وسیله چشمه‌های لرزه‌ای در طول عملیات تولید می‌شوند. اما برای

¹ . Dobrin

² . Savit

³ . Surface waves

⁴ . Multiples

⁵ . Schlumbergers oilfield glossary

⁶ . Coherent noise

⁷ . Incoherent noise

داده‌های نهایی، ناخواسته و نامطلوب هستند (کی ری^۱ و همکاران، ۲۰۰۲). نوفه‌های همدوس خود به دو گروه تقسیم می‌شوند، خطی و غیرخطی. نوفه‌های همدوس خطی نوفه‌هایی هستند که اثرشان به صورت یک پدیده شیب‌دار خطی در داده لرزه‌ای دیده می‌شود. از نوفه‌های همدوس خطی، امواج راهنما^۲، امواج ریلی^۳ و نوفه‌های کشتی در عملیات دریایی را می‌توان نام برد. نوفه‌های همدوس غیرخطی نوفه‌هایی هستند که به صورت تناوبی در داده لرزه‌ای دیده می‌شود. از نوفه‌های همدوس غیرخطی، چندگانه‌ها و امواج شبح^۴ را می‌توان نام برد. روش‌های گوناگونی برای تضعیف نوفه همدوس وجود دارد. به عنوان مثال، فیلترهای $f-k$ و واهمامیخت^۵ برای تضعیف نوفه همدوس غیرخطی استفاده می‌شوند (ایلماز^۶، ۲۰۰۱).

۳-۴ نوفه تصادفی

همانطور که از نام نوفه تصادفی پیداست، این نوفه کاملاً تصادفی است و روشن است که پدیده‌های تصادفی از روند خاصی تبعیت نمی‌کنند. ولی به طور کلی نوفه تصادفی شامل نوفه در راستای زمان برای یک ردلرزه و یا به طور خاص، نوفه‌ای است که از یک ردلرزه به ردلرزه دیگر ناهمبستگی داشته باشد. به عبارت دیگر، نوفه تصادفی هم در جهت زمانی و هم در جهت مکانی تعریف می‌شود. نوفه تصادفی زمانی معمولاً در زمان‌های بیشتر نسبت به زمان‌های کمتر، قوی‌تر ظاهر می‌شود و برای تضعیف این نوع نوفه، معمولاً از فیلترهای میان‌گذر^۷ متغیر با زمان^۸ استفاده می‌شود. منابع تولید این نوفه زیاد و در برخی موارد غیرقابل تشخیص می‌باشد که می‌توان از آن برای تشخیص و اعمال فیلتر برای تضعیف آن استفاده کرد. در ادامه برخی از خواص این نوع نوفه بیان خواهد شد.

^۱ . Kearey
^۲ . Guided waves
^۳ . Rayleigh waves
^۴ . Ghost
^۵ . Deconvolution
^۶ . Yilmaz
^۷ . Band pass
^۸ . Time variant pass

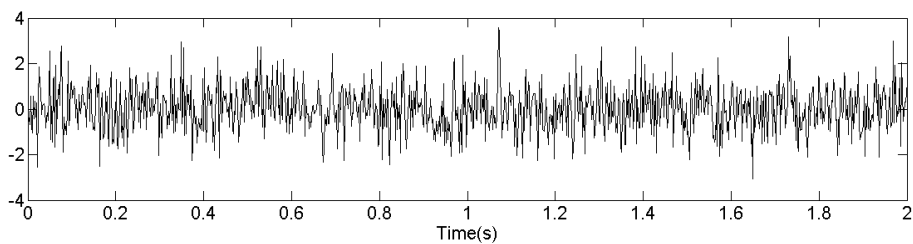
۴-۳-۱ خصوصیات نوفه تصادفی

مطابق شکل ۴-۱(الف) اگر یک سری زمانی تصادفی، با نرخ نمونه برداری ۲ میلی ثانیه در نظر گرفته شود و تبدیل فوریه آن محاسبه و طیف دامنه آن ترسیم شود، همانطور که در شکل ۴-۱(ب) مشهود است، برای همه فرکانسها دامنه وجود دارد. به عبارت دیگر، می توان گفت فرکانسها نسبت به همدیگر برتری خاصی ندارند. نکته دیگری که می توان به آن اشاره کرد این است که انتظار می رود حاصل خودهمبستگی^۱ برای یک سری زمانی کاملاً تصادفی در تأخیر^۲ صفر بیشینه و برای تأخیرهای دیگر صفر باشد. همانطور که در شکل ۴-۱(ج) مشاهده می شود، بیشینه خود همبستگی در تأخیر صفر است و در سایر تأخیرها مقادیر خودهمبستگی نزدیک صفر است. علت اینکه برای تأخیرهای دیگر مقدار خود همبستگی صفر نیست به این دلیل است که سری زمانی تصادفی تولید شده به علت الگوریتم ریاضی موجود کاملاً تصادفی نیست. حال به منظور بررسی اثر حضور نوفه تصادفی بر روی یک سیگنال لرزه ای، مطابق شکل ۴-۲(الف) یک سیگنال لرزه ای به طول ۱۰۲۴ نمونه که حاصل همامیخت یک سری بازتابی با دو ضریب بازتاب متفاوت در شماره نمونه های ۳۰۰ و ۷۰۰، با موجک ریکر^۳ که فرکانس غالب آن ۲۰ هرتز است، تولید گردید. اگر به این ردلرزه نوفه تصادفی ۹ دسی بل اضافه شود، شکل ردلرزه به صورت شکل ۴-۲(ب) خواهد شد. حال اگر طیف دامنه دو ردلرزه بدون نوفه و نوفه دار مطابق شکل ۴-۲(ج) و (د) رسم شود، برای ردلرزه بدون نوفه تصادفی، در طیف دامنه، فرکانسهای بزرگتر از ۵۰ هرتز وجود ندارد، ولی ردلرزه حاوی نوفه تصادفی در همه فرکانسها، دامنه دارد. این بدان معنی است که حضور نوفه باعث می شود که طیف فرکانسی دچار تغییر شده و برای همه فرکانسها مقدار داشته باشد. به عبارت دیگر حضور نوفه تصادفی بر روی همه فرکانسها تأثیرگذار است.

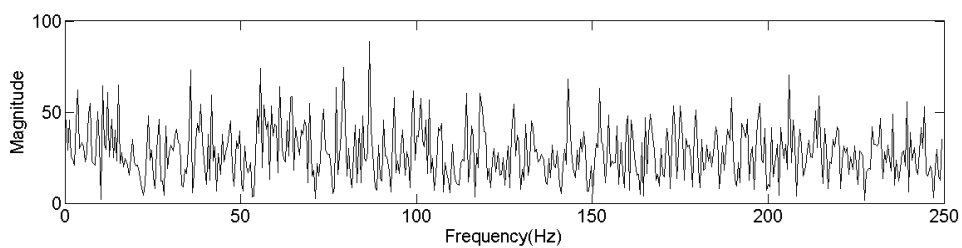
^۱ . Autocorrelation

^۲ . Lag

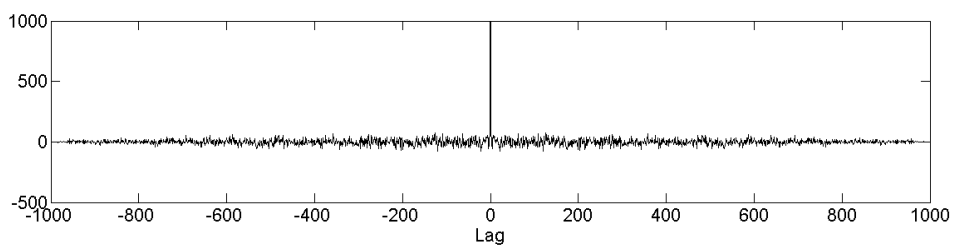
^۳ . Ricker Wavelet



(الف)

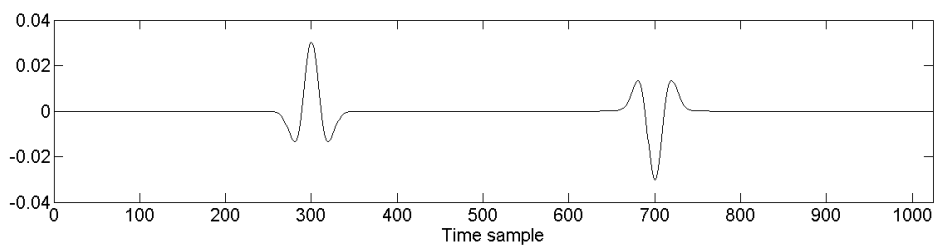


(ب)

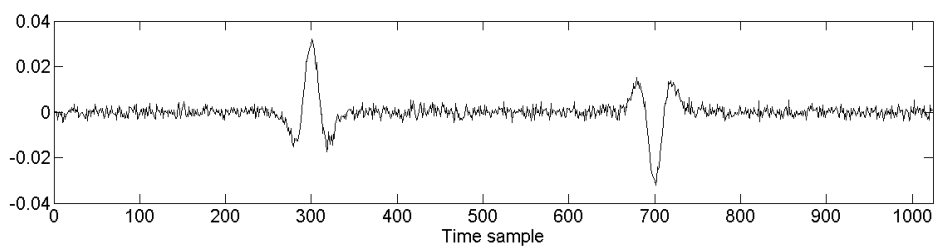


(ج)

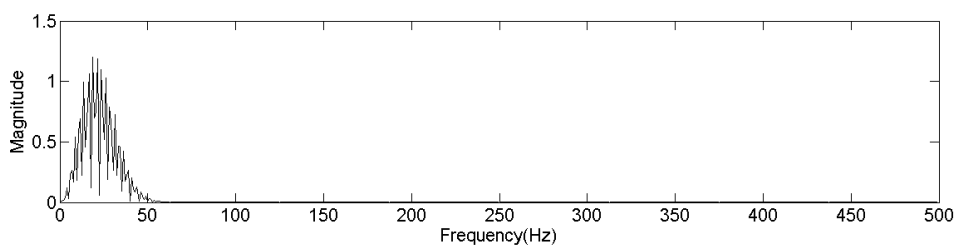
شکل ۴-۱. الف) سری زمانی تصادفی با نرخ نمونه‌برداری ۲ میلی‌ثانیه؛ ب) طیف دامنه سری زمانی تصادفی؛ ج) خود همبستگی سری زمانی تصادفی.



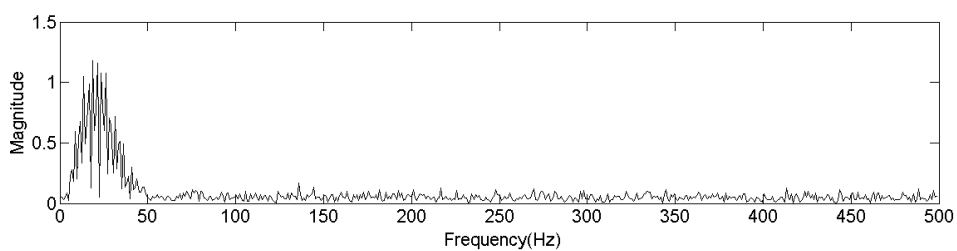
(الف)



(ب)



(ج)



(د)

شکل ۴-۲. الف) ردلرزه بدون نوفه؛ ب) ردلرزه حاوی نوفه تصادفی (۹ دسی بل)؛ ج) طیف دامنه ردلرزه بدون نوفه و د) طیف دامنه ردلرزه حاوی نوفه تصادفی.

۲-۳-۴ روش‌های تضعیف نوفه تصادفی

همانطور که قبلاً اشاره شد دلایل تولید نوفه تصادفی زیاد می‌باشد. از مهم‌ترین این دلایل می‌توان به نواقص ژئوفون‌های بکار رفته در هنگام عملیات، جریان باد، حرکت‌های کوتاه و گذرا در نزدیکی خطوط برداشت در هنگام رکوردگیری (فعالیت‌های انسانی)، فعالیت موجودات دریایی و حرکت آب که باعث تکان خوردن کابل‌ها در عملیات دریایی می‌شود و نوفه‌های الکتریکی حاصل از دستگاه‌ها و تجهیزات بکار رفته در عملیات اشاره کرد.

روش‌های زیادی برای تضعیف نوفه تصادفی ارائه شده است. یکی از روش‌های مرسوم و متداول برانبارش می‌باشد. از جمله تکنیک‌های برانبارش که به طور رایج بر اندازه‌گیرهای ژئوفیزیکی اعمال می‌شود، میانگین‌گیری از ردلرزه‌های داده بازتابی لرزه‌ای در یک نقطه مشترک، است. دلیل موفقیت بسیار خوب برانبارش نقطه میانی مشترک، توانایی آن برای جداسازی نوفه از سیگنال هم فرکانس است. تقریباً تمام پردازش‌های لرزه‌ای دیگر، یا سیگنال و نوفه را به طور یکسان برجسته می‌کنند و یا تنها دامنه سیگنال و نوفه را بدون تغییر نسبت تغییر می‌دهند (راشد^۱ و ناکاگاوا^۲، ۲۰۰۶).

۱-۲-۳-۴ فیلترهای فرکانسی

متداول‌ترین فیلترهای فرکانسی مورد استفاده برای تضعیف نوفه‌های تصادفی، فیلترهای پایین، بالا و میان‌گذر هستند که همگی می‌توانند با فاز صفر باشند. به این معنی که آن‌ها تنها طیف دامنه سیگنال را تغییر دهند. این فیلترها اغلب در حوزه فرکانس طراحی می‌شوند، زیرا در این حوزه ویژگی‌های خواسته شده یا خصوصیات مدنظر راحت‌تر قابل طراحی است. بعد از طراحی فیلتر فرکانسی، سیگنال نیز به حوزه فرکانس برده شده و در فیلتر ضرب خواهد شد و یا فیلتر طراحی شده در حوزه فرکانس به حوزه زمان برده شده و با سیگنال هم‌مییخت می‌شود. در نهایت سیگنال فیلتر شده به دست خواهد آمد (ایلماز، ۲۰۰۱).

¹ . Rashed

² . Nakagawa

۴-۳-۲-۲ ویرایش ردلرزه^۱

ویرایش ردلرزه شامل روش‌های گوناگونی است و اگر قبل از مراحل پردازشی دیگر با استفاده از این روش، ردلرزه‌های آلوده حذف شوند، ممکن است به پوشش^۲ آسیب وارد کند. ولی در مناطقی که نوفه به تعدادی ردلرزه محدود می‌شود، این روش می‌تواند مفید باشد. ردلرزه‌های دارای نوفه تصادفی کاهش دامنه با زمان را نشان نمی‌دهند و این می‌تواند به‌عنوان یک شناسه برای تشخیص این ردلرزه‌ها باشد (مک‌کورمک^۳ و همکاران، ۱۹۹۰).

۴-۳-۳-۳ فیلتر میانه

فیلتر میانه یک روش ساده و موثر در پردازش سیگنال می‌باشد که می‌تواند اثر نوفه را کاهش دهد و به ویژه در پردازش سیگنالی که خصوصیات آماری آن با زمان (مکان) تغییر می‌کند، نوفه‌هایی به شکل اسپایک را تضعیف کند. اما این فیلتر ممکن است ساختارهای جزئی کوچک‌تر از پنجره‌ی فیلتر را نیز تضعیف کند. ولی به‌کارگیری فیلتر میانی چند مرحله‌ای^۴ می‌تواند از آسیب دیدن جزئیات مورد نظر جلوگیری کند. این فیلتر می‌تواند به‌طور مؤثری سیگنال را از نوفه جدا کند، ساختارهای جزئی را حفظ کند و نوفه تصادفی را کاهش دهد. همچنین این فیلتر به‌طور مؤثری نوفه‌های تصادفی فرکانس بالا را کاهش می‌دهد (لیو^۵ و همکاران، ۲۰۰۶).

۴-۳-۴ فیلتر پیشگو در حوزه $f-x$

خانواده‌ای از فیلترها که در حال حاضر برای تضعیف نوفه‌های تصادفی کاربرد زیادی دارند، فیلترهای پیشگو هستند. اگر سیگنال به‌گونه‌ای باشد که از روی ردلرزه‌های مجاور قابل پیش‌بینی باشد و در مقابل آن، نوفه‌ها از روی ردلرزه‌های مجاور غیرقابل پیش‌بینی باشند. یا به عبارتی دیگر تصادفی بودن نوفه‌ها از یک ردلرزه به ردلرزه دیگر مدنظر باشد، این فیلترها عملکرد خوبی دارند. بنابراین آنچه در

^۱ . Trace editing

^۲ . Fold

^۳ . McCormack

^۴ . Multistage median filter (MLM)

^۵ . Liu

این مورد حائز اهمیت است، تصادفی بودن نوفه یا پیوستگی سیگنال در بعد مکان است. با این شرایط الگوریتمی مورد نیاز است که قادر باشد انرژی همدوس را از یک ردلرزه به ردلرزه دیگر در بعد مکان پیش‌بینی کند. بر همین اساس فیلتر پیشگویی‌کننده در حوزه فرکانس - مکان طراحی شده است که این فیلتر پیشگویی‌کننده مکانی با نام فیلتر پیشگویی‌کننده واهمامیخت $f-x$ شناخته می‌شود (کانالز، ۱۹۸۴).

روش فیلتر پیشگویی مکانی در حوزه فرکانس - مکان ابتدا توسط کانالز (۱۹۸۴) معرفی شد و این روش توسط گولونی^۱ (۱۹۸۶) تکمیل گردید که هر دو نفر از سری‌های مختلف تریتل^۲ (۱۹۷۴) برای کار خود استفاده کرده‌اند. کانالز (۱۹۸۴) از فیلتر پیشگو در حوزه فرکانس - مکان برای کاهش نوفه‌های تصادفی استفاده کرد و گولونی (۱۹۸۶) ترکیبی از ایده کانالز (۱۹۸۴) و سری تریتل (۱۹۷۴) را بکار گرفت که توصیفی از فیلتر وینر مختلط^۳ است. نام‌های دیگری که در اشاره به این روش توسط افراد مختلف بکار رفته است عبارتند از: فیلتر پیشگو $f-x$ (وانگ^۴ و وست^۵، ۱۹۹۴)، فیلتر پیشگوی وینر در حوزه $f-x$ (هورن بوستل^۶، ۱۹۹۱)، فیلتر پیشگو $f-x$ (ابما و کلربات، ۱۹۹۵) و فیلتر پیشگوی مکانی (ایلماز، ۲۰۰۱).

فیلترهای پیشگو روی داده‌های دوبعدی توسط کانالز (۱۹۸۴) و برای داده‌های سه‌بعدی توسط چیز^۷ (۱۹۹۲) طراحی شدند. خانواده‌ی دیگری از این گروه تضعیف نوفه‌ها تبدیل کارهونن - لایو (جونز و لوی، ۱۹۸۷) است. به طور کلی این روش از نظر محاسباتی پرهزینه و سنگین است (الیحیی، ۱۹۹۱). درست است که فیلتر پیشگوی مکانی در حوزه فرکانس - مکان از جمله فیلترهای دوبعدی است، ولی روش به‌صورتی است که برای هر فرکانس و تنها در بعد مکان فیلتر مورد نظر را طراحی و سپس اعمال می‌کند.

¹ . Gulunay

² . Treitel

³ . Complex Wineer Filter

⁴ . Wang

⁵ . West

⁶ . Hornbostel

⁷ . Chase

مسئله کاملاً ساده است، به این طریق که در حوزه فرکانس - مکان رویدادهای خطی و یا حتی رویدادهای شبه خطی را می‌توان به‌عنوان ترکیبی از هارمونیک‌ها در نظر گرفت. این جریان، فیلتری چندکاناله است که از آن برای تفکیک قسمت همدوس داده‌های لرزه‌ای از بخش تصادفی آن استفاده می‌شود. در پاره‌ای از موارد نیز احتمال دارد انرژی همدوس غالب را عبور دهد ولی شیب‌های با انرژی پایین را حذف نماید. اما اگر بخشی از داده‌های لرزه‌ای تنها شامل ترکیبی از داده‌های لرزه‌ای با شیب‌های کم باشد، در این صورت داده‌های مذکور در ردلرزه به‌صورت خطی در مکان قابل پیش‌بینی خواهد بود. با این توصیف هر انرژی که قابل پیش‌بینی نباشد و نتواند توسط این فیلتر پیش‌بینی شود حکم نوفه را خواهد داشت و باید تضعیف شود.

به منظور اطمینان از خطی بودن رویدادها، مقطع لرزه‌ای باید به پنجره‌هایی که این شرط را ارضا کند، تقسیم شود و سپس مراحل زیر برای هر پنجره انجام گیرد.

الف) تبدیل داده‌های لرزه‌ای از حوزه زمان - مکان به حوزه فرکانس - مکان با استفاده از تبدیل فوریه.

ب) طراحی یک فیلتر پیشگوی مختلط برای هر فرکانس، یک‌بار در جهت مستقیم و یک‌بار در جهت معکوس و سپس میانگین‌گیری از این دو فیلتر.

ج) اعمال نتایج به‌دست آمده بر روی ورودی اولیه، برای هر فرکانس از کل پنجره.

د) انتقال پنجره‌های فیلتر شده از حوزه فرکانس - مکان به حوزه زمان - مکان با استفاده از معکوس تبدیل فوریه.

ه) کنار هم گذاشتن پنجره‌های فیلتر شده در حوزه زمان - مکان و به‌دست آوردن مقطع لرزه‌ای فیلتر شده.

۴-۳-۲-۵ تضعیف نوفه تصادفی با استفاده از ترکیب تبدیل فوریه و تجزیه مد تجربی

در فصل ۳ همانطور که مشاهده شد اولین IMF به دست آمده از روش EMD سریع‌ترین نوسانات را در داده‌ها نشان می‌دهد، به این معنی که بزرگ‌ترین مؤلفه‌های عدد موج در اولین IMF (EMD) در راستای x اعمال می‌شود) موجود می‌باشند. بنابراین برای افزایش نسبت سیگنال به نوفه می‌توان از اولین IMF صرف‌نظر کرد یا به عبارتی دیگر اولین IMF را از سیگنال اصلی تفریق کرد (بکارا و وندریان، ۲۰۰۹).

امینی (۱۳۹۰) برای تضعیف نوفه تصادفی با استفاده از ترکیب تبدیل فوریه و تجزیه مد تجربی در حوزه $f-x$ ، مراحل ذیل را طی نمود.

الف) انتخاب مقطع لرزه‌ای و تبدیل آن از حوزه $t-x$ به حوزه $f-x$.

ب) برای هر فرکانس

- جدا کردن قسمت‌های حقیقی و موهومی به صورت دنباله‌های مکانی.

- محاسبه اولین IMF از قسمت حقیقی و تفریق آن برای بدست آوردن سیگنال فیلتر شده.

- تکرار قسمت دوم ب برای قسمت موهومی.

- ترکیب کردن قسمت حقیقی و موهومی برای بدست آوردن سیگنال مختلط فیلتر شده.

ج) برگرداندن مقطع از حوزه $f-x$ به حوزه $t-x$.

بر خلاف روش واهمامیخت در حوزه $f-x$ که برای تضعیف نوفه از یک فیلتر با طول ثابت برای

همه فرکانس‌ها استفاده می‌کند، روش EMD برای هر فرکانسی مجزا با استفاده از IMF مربوط به

همان تک فرکانس پیشنهاد می‌کند که کاملاً از فرکانس‌های دیگر مستقل هستند.

۴-۳-۲-۶ تضعیف نوفه تصادفی با استفاده از تجزیه مُد تجربی

ایده اولیه برای تضعیف نوفه با استفاده از روش تجزیه مُدهای تجربی از روش آستانه‌گذاری بر روی جزئیات بدست آمده از تبدیل موجک گسسته گرفته شده است. البته می‌توان با تغییراتی در نحوه اعمال حد آستانه، کارایی روش تضعیف نوفه با استفاده از تجزیه مُدهای تجربی را افزایش داد. کوپسینیس^۱ و مک‌لاولین^۲ (۲۰۰۸) سه روش آستانه‌گذاری مستقیم، بازه‌ای و بازه‌ای تکراری را برای نوفه‌زدایی توابع مُد ذاتی ارائه نمودند. در روش آستانه‌گذاری مستقیم (EMD-DT) که ساده‌ترین حالت است، حد آستانه سخت و نرم را می‌توان مطابق رابطه (۴-۸) و (۴-۹) اعمال کرد (کوپسینیس و مک‌لاولین، ۲۰۰۸؛ روش‌سندل و نجاتی، ۱۳۹۱).

$$\overline{imf}_i(t) = \begin{cases} imf_i(t) & |imf_i(t)| > T_i \\ 0 & |imf_i(t)| \leq T_i \end{cases} \quad (۴-۸)$$

$$\overline{imf}_i(t) = \begin{cases} \text{sgn}(imf_i(t))(|imf_i(t)| - T_i) & |imf_i(t)| > T_i \\ 0 & |imf_i(t)| \leq T_i \end{cases} \quad (۴-۹)$$

که در آن T_i حد آستانه است و مقدار آن برای هر تابع مُد ذاتی به صورت رابطه (۴-۹) می‌باشد.

$$T_i = C\sqrt{E_i 2 \ln N} \quad (۴-۹)$$

که C یک مقدار ثابت بوده و برابر 0.7 در نظر گرفته می‌شود. انرژی imf_i (E_i) می‌تواند مستقیماً براساس تخمین واریانس اولین IMF از رابطه زیر استفاده می‌شود (کوپسینیس و مک‌لاولین، ۲۰۰۹).

$$\hat{E}_i = \frac{E_1^2}{\beta} \rho^{-i}, \quad i = 2, 3, 4, \dots \quad (۴-۱۰)$$

که E_1^2 انرژی اولین imf به تعداد تکرار غربال استفاده شده، وابسته است. فلاندرین و همکاران (۲۰۰۵) برای پارامترهای β, ρ به ترتیب مقادیر 2.01 و 0.719 پیشنهاد دادند. انرژی اولین imf توسط کوپسینیس و مک‌لاولین (۲۰۰۹) با رابطه (۴-۱۴) به دست آورده شد (مالات، ۱۹۹۹).

^۱ Kopsinis

^۲ McLaughlin

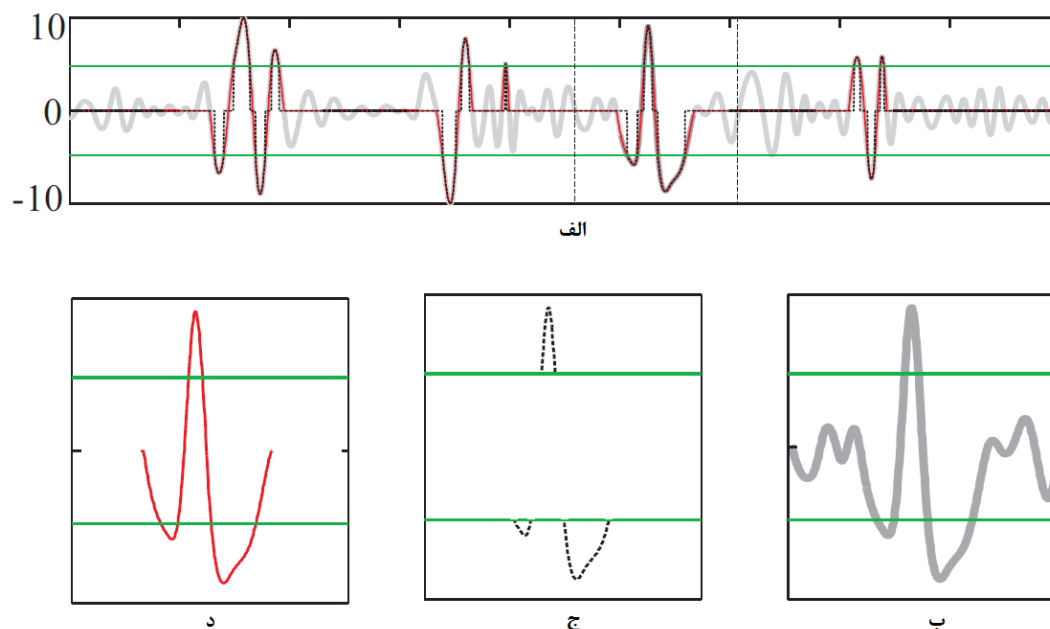
$$E_1 = \frac{\text{median}(|imf_1|)}{0.6745} \quad (11-4)$$

روش آستانه‌گذاری مستقیم نتایج چندان مناسبی تولید نمی‌نماید. از طرفی روش آستانه‌گذاری بازه‌ای تکراری که نتایج نسبتاً بهتری نسبت به آستانه‌گذاری بازه‌ای تولید می‌کند، زمان اجرای بسیار زیادی دارد. لذا در این پایان‌نامه، به‌منظور حفظ نرمی داده‌ها و جلوگیری از ایجاد ناپیوستگی در آن‌ها و همچنین بالا بردن سرعت اجرای برنامه، روش آستانه‌گذاری بازه‌ای (EMD-IT) مورد استفاده قرار گرفت. در این روش، بازه‌ای از تابع مُد ذاتی K_j^i که دارای یک اکستریم ξ_j^i باشد، در نظر گرفته می‌شود. حال آستانه‌گذاری بر مبنای مقدار تابع مد ذاتی در محل اکستریم ξ_j^i درون بازه مورد نظر اعمال می‌گردد. به مانند سایر الگوریتم‌های آستانه‌گذاری، دو نوع حد آستانه سخت و نرم را می‌توان در این مورد استفاده کرد که به ترتیب می‌توان مطابق روابط (4-12) و (4-13) اعمال کرد. چنانچه فقط اکستریم این بازه، ξ_j^i ، از حد آستانه بیشتر باشد، بازه شامل سیگنال است و در غیر این صورت بازه حاوی نوفه است. (کوپسینیس و مک لاولین، 2008).

$$\overline{imf_i(K_j^i)} = \begin{cases} imf_i(K_j^i) & |imf_i(\xi_j^i)| > T_i \\ 0 & |imf_i(\xi_j^i)| \leq T_i \end{cases} \quad (12-4)$$

$$\overline{imf_i(K_j^i)} = \begin{cases} \text{sgn}(imf_i(K_j^i)) \left(|imf_i(K_j^i)| - T_i \right) & |imf_i(\xi_j^i)| > T_i \\ 0 & |imf_i(\xi_j^i)| \leq T_i \end{cases} \quad (13-4)$$

در شکل ۳-۴ تفاوت بین آستانه‌گذاری مستقیم و بازه‌ای نشان داده شده است. به عنوان مثال از یک تابع مُد ذاتی سیگنال آلوده به نوفه استفاده شده است. در شکل ۳-۴(الف) خط ضخیم خاکستری مربوط به تابع مُد ذاتی قبل از آستانه‌گذاری را نشان می‌دهد. در این شکل خط چین سیاه تابع مُد ذاتی بعد از آستانه‌گذاری مستقیم و خط قرمز تابع مُد ذاتی بعد از آستانه‌گذاری بازه‌ای را نشان می‌دهد. خطوط افقی سبز نشان‌دهنده بالا و پایین حد آستانه‌گذاری می‌باشد. جزئیات بدست آمده از اعمال تابع آستانه‌گذاری بر روی قسمتی از تابع مُد ذاتی بین دو خط چین عمودی در شکل ۳-۴(ب)، (ج) و (د) نشان داده شده است.



شکل ۳-۴. نحوه آستانه‌گذاری مستقیم و بازه‌ای. (الف) تابع مُد ذاتی اولیه (خط خاکستری) و نتایج آستانه‌گذاری مستقیم (خط چین سیاه) و بازه‌ای (خط قرمز). (ب) تابع مُد ذاتی اولیه در بازه‌ی مشخص شده، (ج) نتیجه آستانه‌گذاری مستقیم و (د) نتیجه آستانه‌گذاری بازه‌ای (با تغییر از کوپسینیس و مک لاولین، ۲۰۰۸).

از دیدگاه نظری، روش EMD-IT به روش تضعیف نوفه با استفاده از تبدیل موجک گسسته نزدیک‌تر است. زیرا در تبدیل موجک گسسته، هر نمونه تحت تاثیر نمونه‌هایی از سیگنال است که با مقیاس افزایش می‌یابد و با طول موجک تنظیم می‌شود. بطور مشابه در روش EMD-IT نیز طول بازه برای ترازهای متفاوت توابع مُد ذاتی تغییر می‌کند.

ایسائویی^۱ و همکاران (۲۰۱۲) نشان دادند که در تجزیه مُد تجربی، آستانه‌گذاری سخت عملکرد بهتری نسبت به نوع نرم آن دارد.

در روش دیگر اعمال حد آستانه به صورت بازه‌ای و چرخشی (EMD-IIT) صورت می‌گیرد. در این روش در هر تکرار سیگنالی که نوفه از آن حذف شده به دست می‌آید و در نهایت، میانگین آن‌ها در حکم سیگنال بدون نوفه در نظر گرفته می‌شود (کوپسینیس و مک‌لاولین، ۲۰۰۸ و ۲۰۰۹).

۴-۳-۲-۷ تضعیف نوفه تصادفی با استفاده از روش EMD در حوزه $t-f-x$

برای بسیاری از مقاطع لرزه‌ای، بیشتر انرژی عدد موج‌های بالا در حوزه $t-f-x$ را نوفه‌های تصادفی و نوفه همدوس با شیب تند را تشکیل می‌دهند. در فصل دوم مشاهده شد که اولین تابع مُد ذاتی به دست آمده از روش EMD سریع‌ترین نوسانات را در داده‌ها نشان می‌دهد. به این معنی که اگر در راستای مکان در حوزه $t-f-x$ تجزیه مُد تجربی اعمال گردد، بزرگ‌ترین مؤلفه‌های عدد موج در اولین IMF موجود می‌باشد. بنابراین برای افزایش نسبت سیگنال به نوفه می‌توان از اولین IMF صرف‌نظر کرد و یا به عبارتی دیگر اولین IMF را از سیگنال اصلی تفریق کرد (هن- پنگ و همکاران، ۲۰۱۱).

قبل از انجام هرکاری برای محاسبات سریع، یک پنجره از مقطع لرزه‌ای در راستای مکان و زمان گرفته می‌شود. سپس پنجره انتخاب شده با استفاده از تبدیل S تعمیم‌یافته از حوزه $t-x$ به حوزه $t-f-x$ منتقل می‌شود و مراحل تضعیف نوفه به صورت زیر بر روی آن اعمال می‌گردد (هن- پنگ و همکاران، ۲۰۱۱):

الف) برای هر باند فرکانسی یکسان قسمت حقیقی و موهومی از هم جدا می‌شود.

ب) برای قسمت حقیقی، EMD در راستای مکان اعمال گردیده و از اولین IMF به دست آمده صرف‌نظر می‌شود و بقیه IMFها جمع می‌شوند تا مؤلفه‌های جدیدی برای قسمت حقیقی حاصل شود.

¹ . Issaoui

ج) برای قسمت موهومی، EMD در راستای مکان اعمال گردیده و از اولین IMF به دست آمده صرف نظر می شود و بقیه IMFها جمع می شوند تا مؤلفه های جدیدی برای قسمت موهومی حاصل شود.

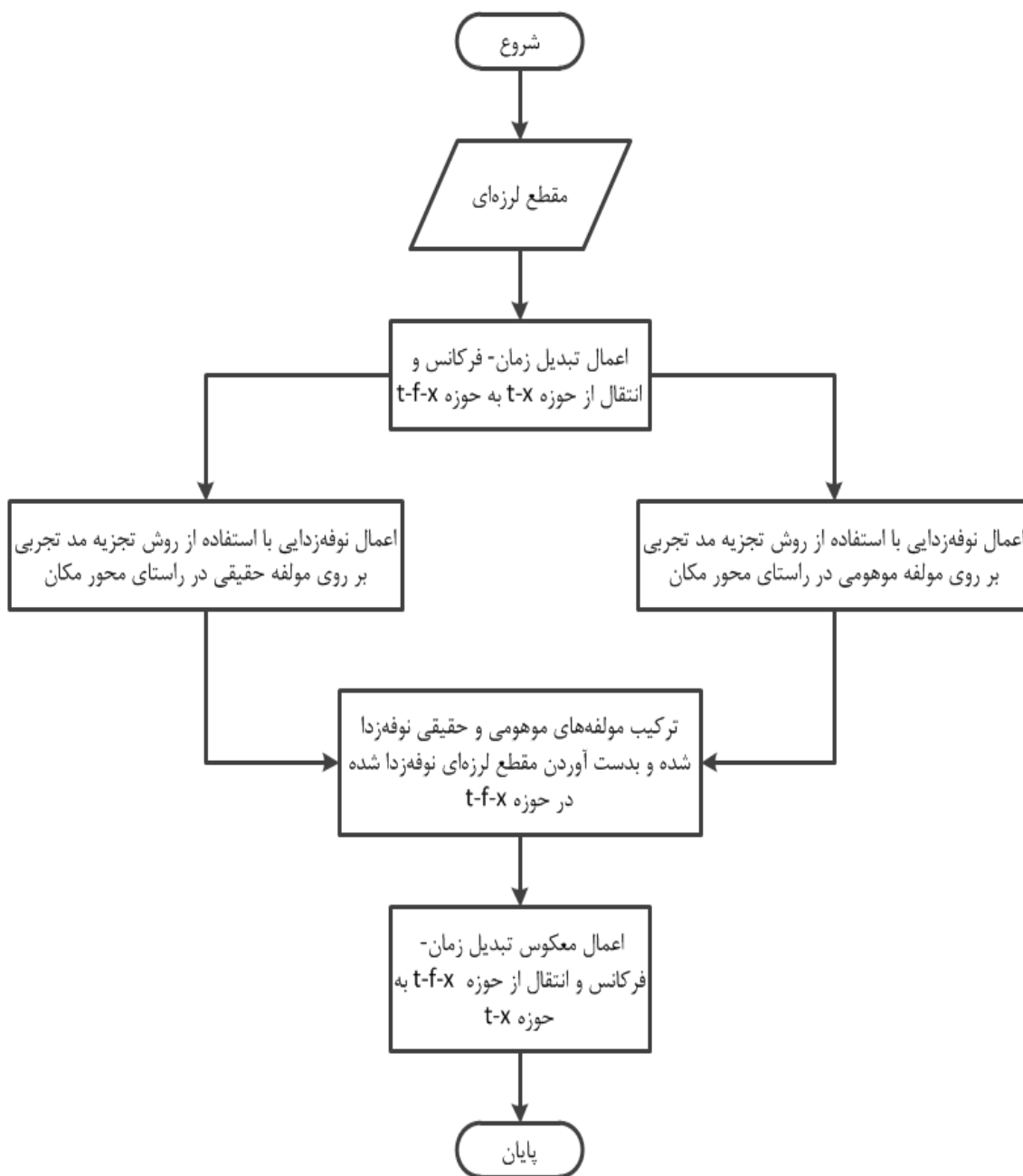
د) نتایج به دست آمده از مرحله ب و ج با هم ترکیب می شوند تا سیگنال مختلط فیلتر شده جدید در حوزه $t-f-x$ به دست آید.

ه) با استفاده از معکوس تبدیل S ، سیگنال مختلط فیلتر شده از حوزه $t-f-x$ به حوزه $t-x$ انتقال داده می شود.

و) دوباره پنجره زمان- مکان دیگر انتخاب شده و کلیه مراحل فوق تکرار می یابد. این کار تا زمانی ادامه می یابد که کل مقطع لرزه ای پردازش شود.

بعد از اتمام مراحل فوق مقطع لرزه ای نوفه زدا شده به دست می آید. نمودار گردش الگوریتم فوق در شکل ۴-۴ نشان داده شده است. در این پایان نامه از روشی جدید برای تضعیف نوفه تصادفی مقطع لرزه ای استفاده شده است که عملکرد بهتری نسبت به روش هن- پنگ و همکاران (۲۰۱۱) دارد. در این روش جدید به خاطر اینکه نوفه تصادفی در تمام توابع مُد ذاتی حضور دارد، از الگوریتم آستانه گذاری بازه ای از نوع سخت در مرحله ب و ج فوق به جای حذف اولین IMF استفاده شده است. بطور کلی در این پایان نامه از چهار روش برای تضعیف نوفه تصادفی مقطع لرزه ای استفاده شده است که به صورت زیر می باشد.

- ترکیب تبدیل فوریه و حذف اولین IMF در EMD (FX-EMD).
 - ترکیب تبدیل S تعمیم یافته و حذف اولین IMF در EMD (TFX-EMD).
 - ترکیب تبدیل فوریه و آستانه گذاری بازه ای IMFها در EMD (FX-EMDIT).
 - ترکیب تبدیل S تعمیم یافته و آستانه گذاری بازه ای IMFها در EMD (TFX-EMDIT).
- دو روش آخر روش های جدیدی هستند که برای اولین بار در این پایان نامه از آن استفاده شده است که عملکرد بهتری در تضعیف نوفه تصادفی مقاطع لرزه ای دارند.



شکل ۴-۴. نمودار گردشی تضعیف نوفه تصادفی با استفاده از ترکیب تبدیل زمان- فرکانس و تجزیه مد تجربی.

فصل پنجم

تضعیف نوفه در مقاطع لرزه‌ای مصنوعی و واقعی

۵-۱ اعمال بر روی مقطع لرزه‌ای

به منظور ارزیابی کارایی روش‌های ذکر شده در بالا در تضعیف نوفه تصادفی، روش‌های مذکور بر روی مقطع لرزه‌ای مصنوعی و واقعی اعمال شده‌اند. برای نشان دادن کارایی فیلترهای مذکور در مقاطع لرزه‌ای مصنوعی از نسبت سیگنال به نوفه رابطه (۵-۱) استفاده شده است (پروکیس و مانولاکیس، ۲۰۰۷). در این رابطه، منظور از سیگنال، همان مقطع لرزه‌ای بدون نوفه می‌باشد و نوفه موجود در مخرج رابطه از تفاضل میان مقطع نوفه‌زدا شده با مقطع بدون نوفه می‌باشد.

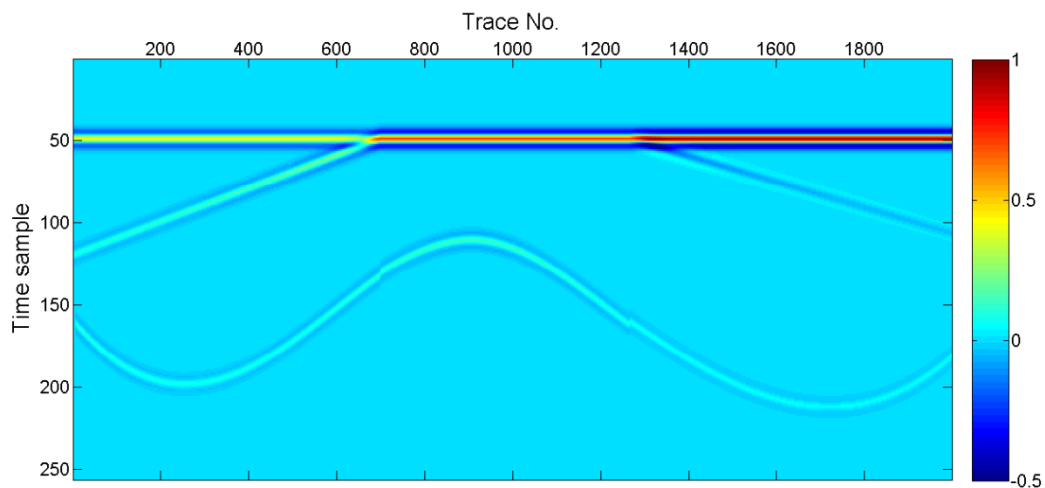
$$SNR = 10 \log_{10} \left(\frac{\text{Energy of Signal}}{\text{Energy of Noise}} \right) \quad (۵-۱)$$

۵-۱-۱ اعمال بر روی داده مصنوعی

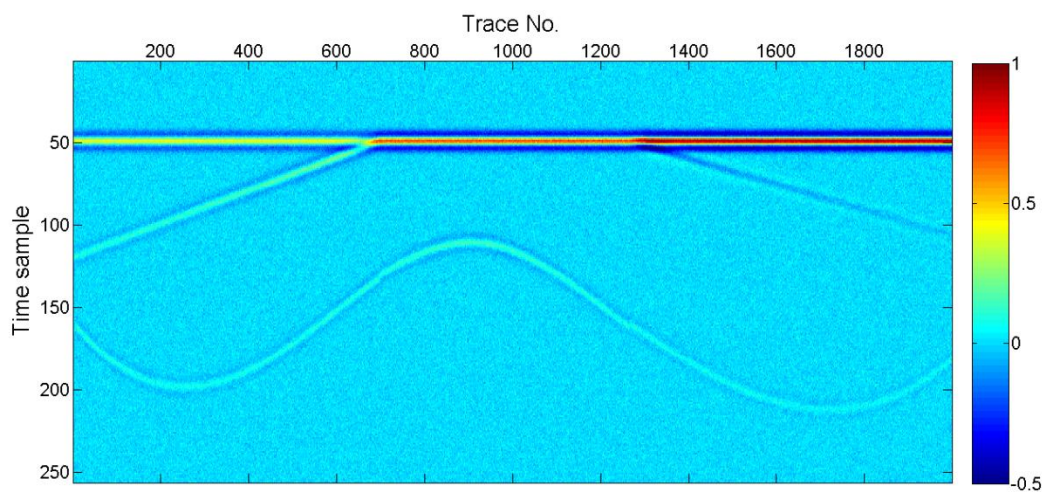
به منظور ارزیابی کارایی روش مذکور مقطع لرزه‌ای مصنوعی توسط نرم‌افزار GX2 با تعداد ۱۹۹۸ ردلرزه و ۲۵۶ نمونه زمانی در هر ردلرزه با فاصله نمونه‌برداری ۲ میلی‌ثانیه مطابق شکل ۵-۱ (الف) تولید گردید و با نوفه تصادفی به نسبت سیگنال به نوفه ۸ دسی‌بل آغشته شده که در شکل ۵-۱ (ب) نشان داده شده است. در محاسبه نسبت سیگنال به نوفه از رابطه (۵-۱) استفاده شده است.

در شکل ۵-۲ (الف) و (ب) به ترتیب نتیجه نوفه‌زدایی با استفاده از روش جدید TFX-EMDIT و نتیجه روش TFX-EMD نشان داده شده است. در شکل ۵-۲ (ج) و (د) به ترتیب اختلاف میان مقطع لرزه‌ای مصنوعی حاوی نوفه (۸ دسی‌بل) با نتیجه شکل ۵-۲ (الف) و (ب) می‌باشد. همان طور که واضح است، الگوریتم آستانه‌گذاری بازه‌ای نوفه تصادفی بیشتری از مقطع لرزه‌ای بیرون کشیده است. برای مقایسه نتایج روش جدید FX-EMDIT و روش FX-EMD به ترتیب در شکل ۵-۳ (الف) و (ب) نشان داده شده و همچنین در شکل ۵-۳ (ج) و (د) به ترتیب اختلاف میان مقطع لرزه‌ای مصنوعی حاوی نوفه (۸ دسی‌بل) با نتیجه شکل ۵-۳ (الف) و (ب) نشان داده شده است. برای مقایسه کمی میان چهار روش مذکور نسبت سیگنال به نوفه نتایج در جدول ۵-۱ آورده شده است. همان طور

که در جدول ۱-۵ مشاهده می‌شود و با توجه به شکل‌های ۲-۵ و ۳-۵ روش جدید TFX-EMDIT عملکرد بهتری در تضعیف نوفه داشته است.

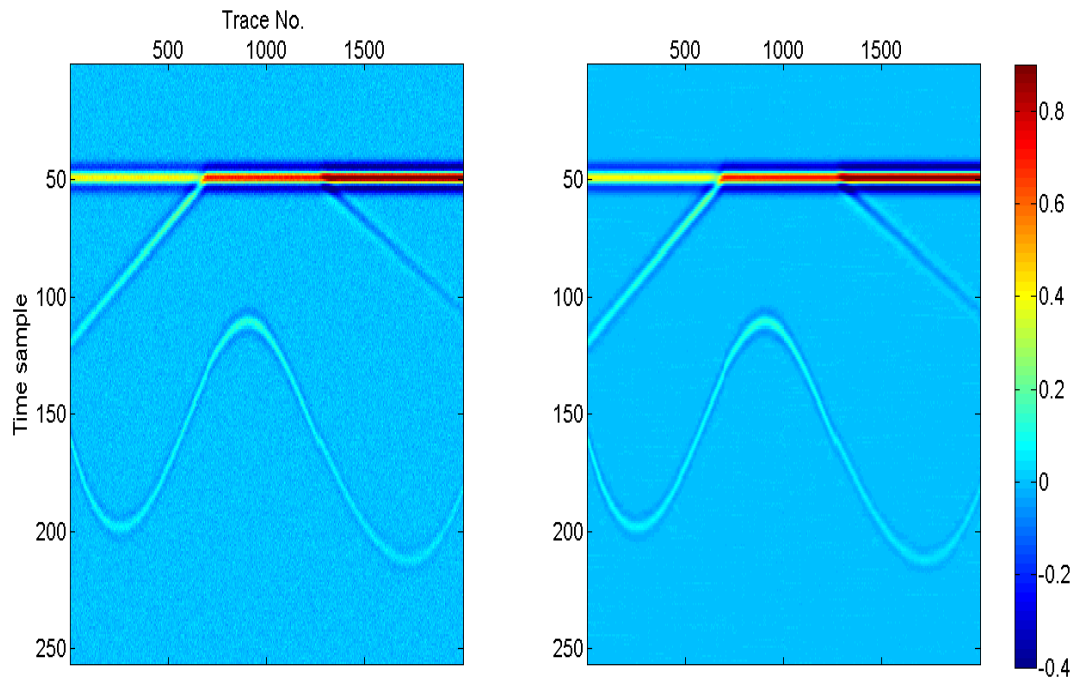


(الف)



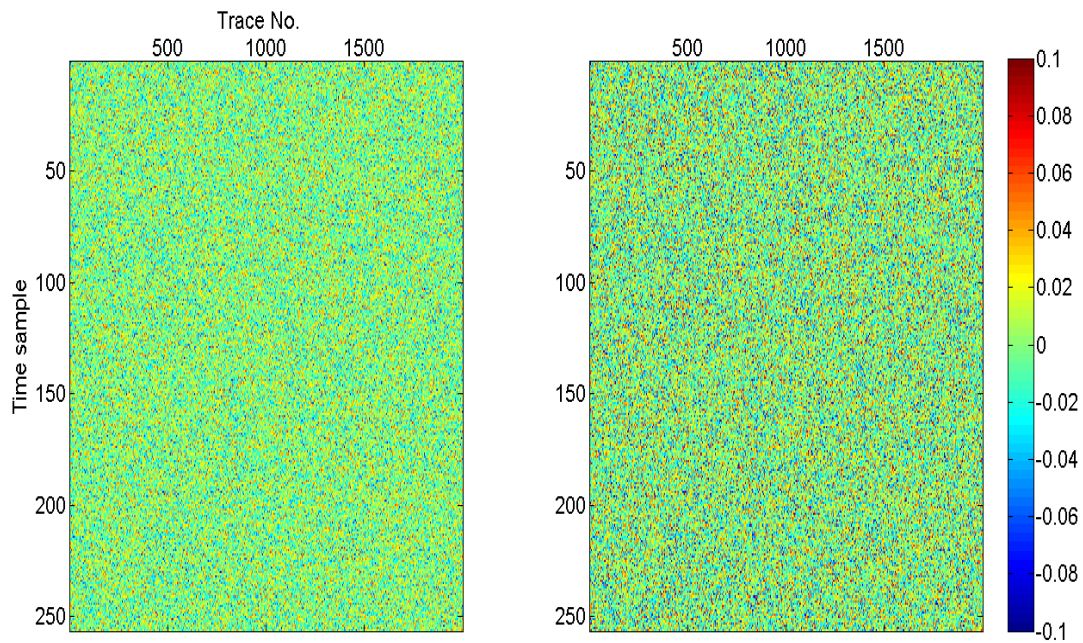
(ب)

شکل ۵-۱. مقطع لرزه‌ای مصنوعی (الف) بدون نوفه تصادفی و (ب) همراه نوفه تصادفی با نسبت سیگنال به نوفه ۸ دسی‌بل.



(ب)

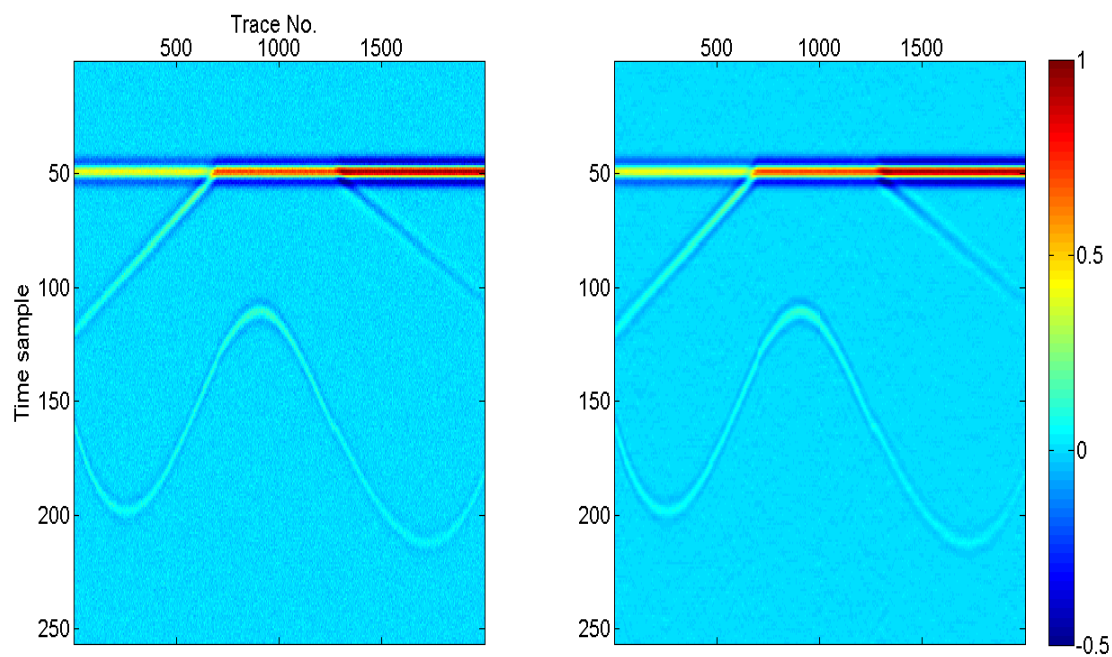
(الف)



(د)

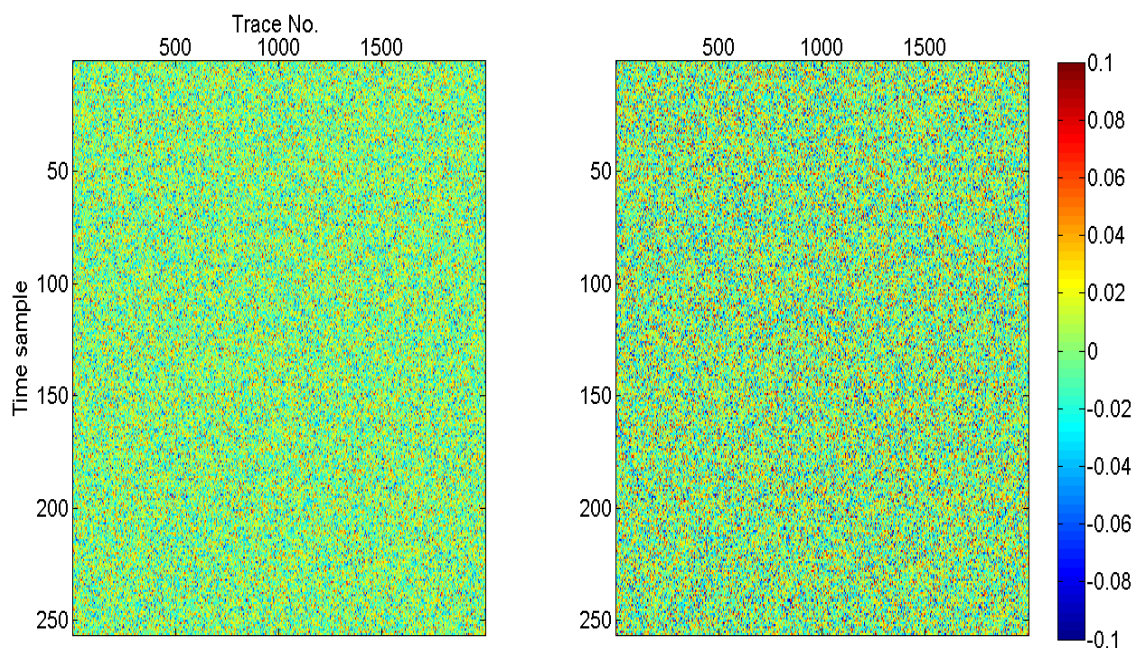
(الف)

شکل ۵-۲. نتایج نوفه‌زدایی با استفاده از الف) TFX-EMDIT ؛ ب) TFX-EMD ؛ ج) اختلاف میان مقطع لرزه‌ای مصنوعی حاوی نوفه با نتیجه ب).
 د) اختلاف میان مقطع لرزه‌ای مصنوعی حاوی نوفه با نتیجه (الف) و (د) اختلاف میان مقطع لرزه‌ای مصنوعی حاوی نوفه با نتیجه (ب).



(ب)

(الف)



(د)

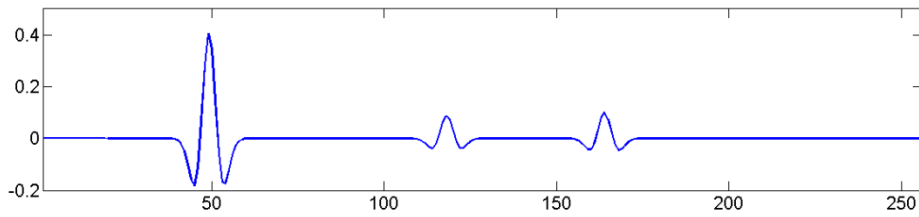
(ج)

شکل ۵-۳. نتایج نوفه‌زدایی با استفاده از الف) FX-EMDIT (ب) FX-EMD؛ ج) اختلاف میان داده لرزه‌ای مصنوعی حاوی نوفه با نتیجه (ب).
 د) اختلاف میان داده لرزه‌ای مصنوعی حاوی نوفه با نتیجه (ب).

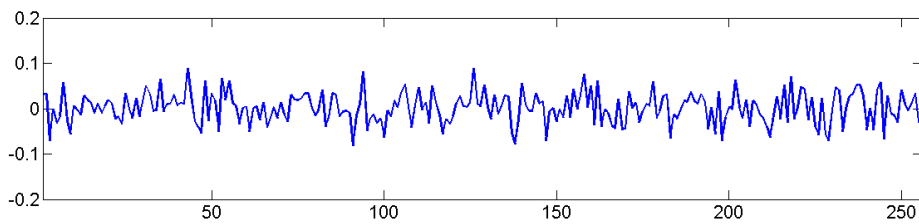
جدول ۵- ۱. مقایسه نسبت سیگنال به نوفه.

روش f-x و حذف اولین تابع مد ذاتی	روش f-x و آستانه‌گذاری بازه‌ای	روش t-f-x و حذف اولین تابع مد ذاتی	روش t-f-x و آستانه‌گذاری بازه‌ای	داده اولیه	روش
۱۱/۶۹	۲۰/۲۹	۱۲/۳۶	۲۵/۱۸	۸	نسبت سیگنال به نوفه (دسی‌بل)

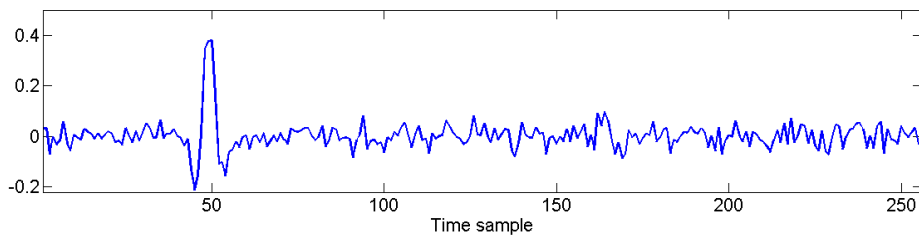
در شکل ۴-۵ به‌طور نمونه ۱۵ امین ردلرزه مقطع مصنوعی همراه با ردلرزه بدون نوفه و با نوفه تصادفی آلوده شده نشان داده شده و همچنین طیف دامنه هر کدام نیز در شکل ۵-۵ نشان داده شده است. برای مقایسه عملکرد تضعیف نوفه تصادفی با استفاده از چهار روش ارائه شده در پایان‌نامه، در شکل ۶-۵ نتایج نوفه‌زدایی برای ردلرزه ۱۵ام با استفاده از چهار روش نشان داده شده است و برای اطمینان از اینکه شکل موجک‌های لرزه‌ای در حین روش مذکور تا چه اندازه تغییر کرده است، ردلرزه تضعیف نوفه شده را با رنگ آبی و ردلرزه اولیه قبل از اضافه کردن نوفه را با رنگ مشکی به صورت خط چین روی هم رسم شده است. همان طور که مشاهده می‌شود روش TFX-EMDIT در شکل موجک‌ها تغییری ایجاد نکرده و نوفه بیشتری را تضعیف نموده است. همچنین مقایسه طیف دامنه برای چهار فیلتر اعمال شده در شکل ۵-۷ نشان داده شده است. طیف دامنه ردلرزه تضعیف نوفه شده را با رنگ آبی و طیف دامنه ردلرزه اولیه قبل از اضافه کردن نوفه را با رنگ مشکی به صورت خط چین روی هم رسم شده است. همان طور که مشاهده می‌شود، روش TFX-EMDIT در مقایسه از نظر محتوای فرکانسی بیشترین شباهت را به ردلرزه قبل از اعمال نوفه داشته و عملکرد بهتری در تضعیف نوفه داشته است.



(الف)

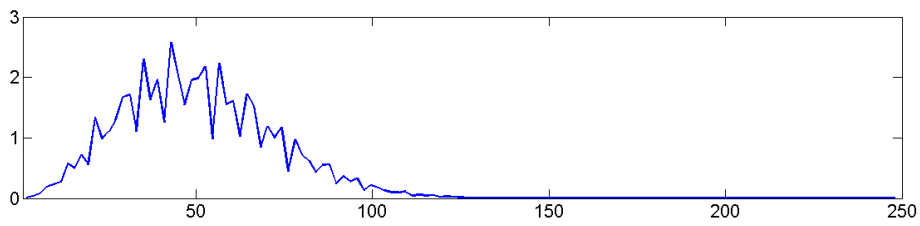


(ب)

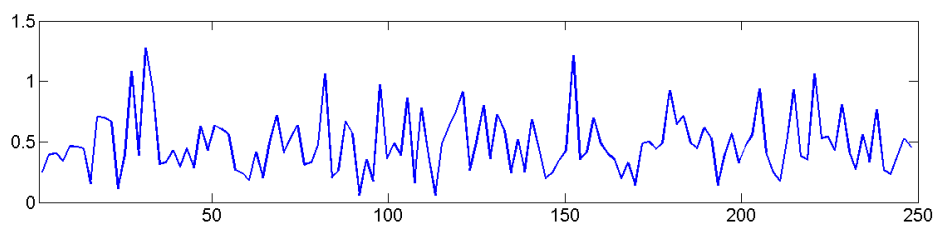


(ج)

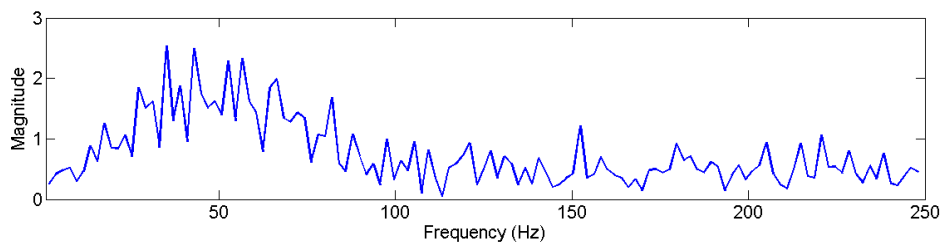
شکل ۴-۵. نمونه ۱۵ امین ردلرزه از مقطع لرزه‌ای مصنوعی الف) ردلرزه بدون نوفه؛ ب) مقدار نوفه تصادفی وارد شده و ج) ردلرزه حاوی نوفه تصادفی.



(الف)

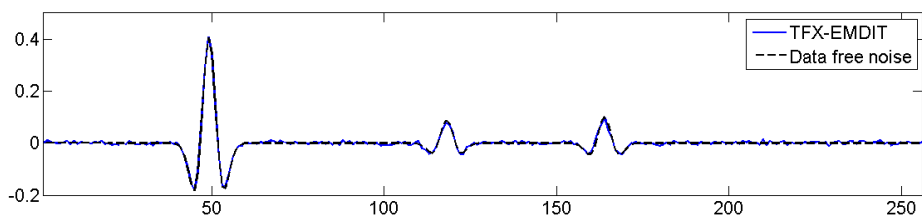


(ب)

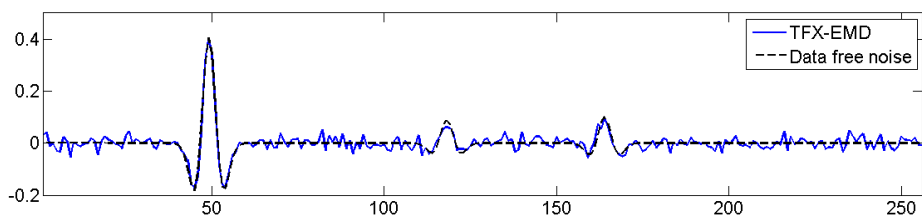


(ج)

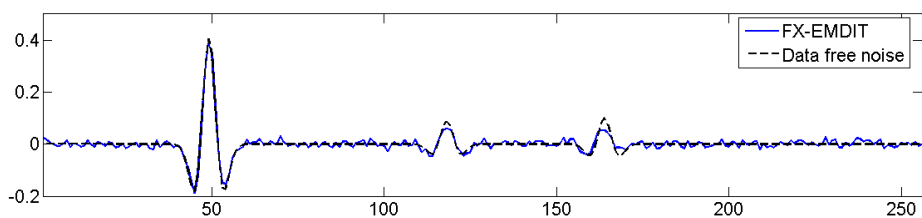
شکل ۵-۵. طیف دامنه الف) ۱۵ امین ردلرزه مقطع مصنوعی بدون نوفه؛ ب) مقدار نوفه اضافه شده و ج) ردلرزه حاوی نوفه.



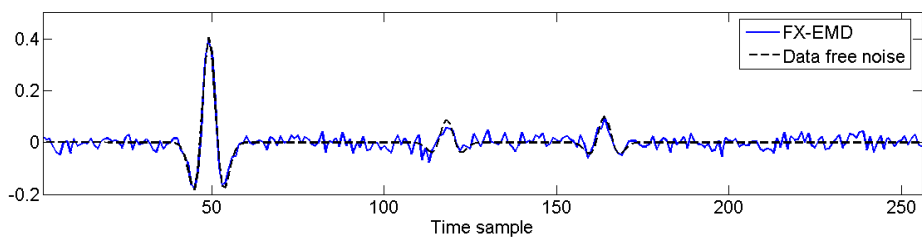
(الف)



(ب)

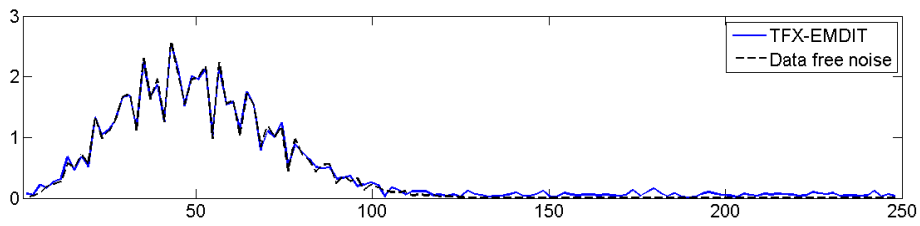


(ج)

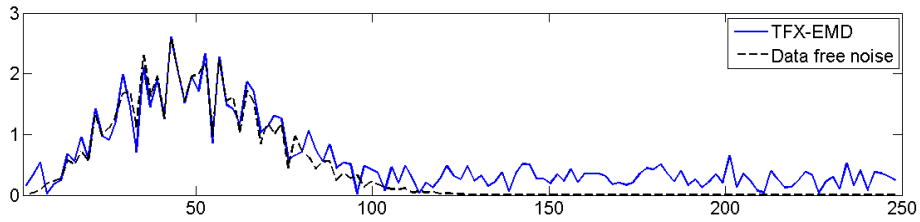


(د)

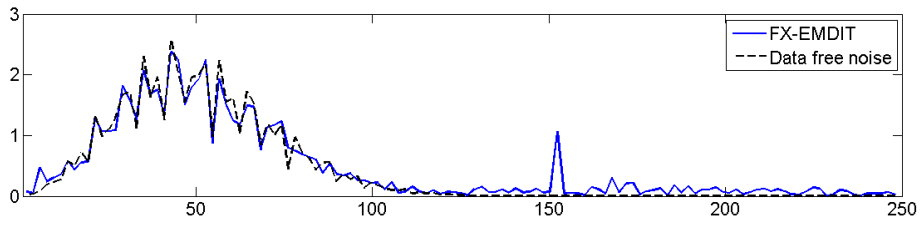
شکل ۵-۶. امین ردلرزه مصنوعی و نوفه‌زدا شده با استفاده از الف) TFX-EMDIT ؛ ب) TFX-EMD ؛ ج) FX-EMDIT و د) FX-EMD.



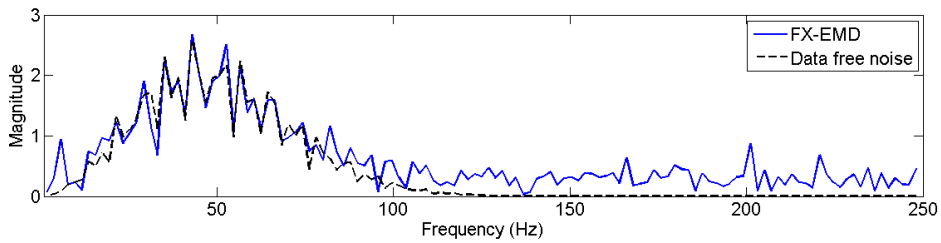
(الف)



(ب)



(ج)

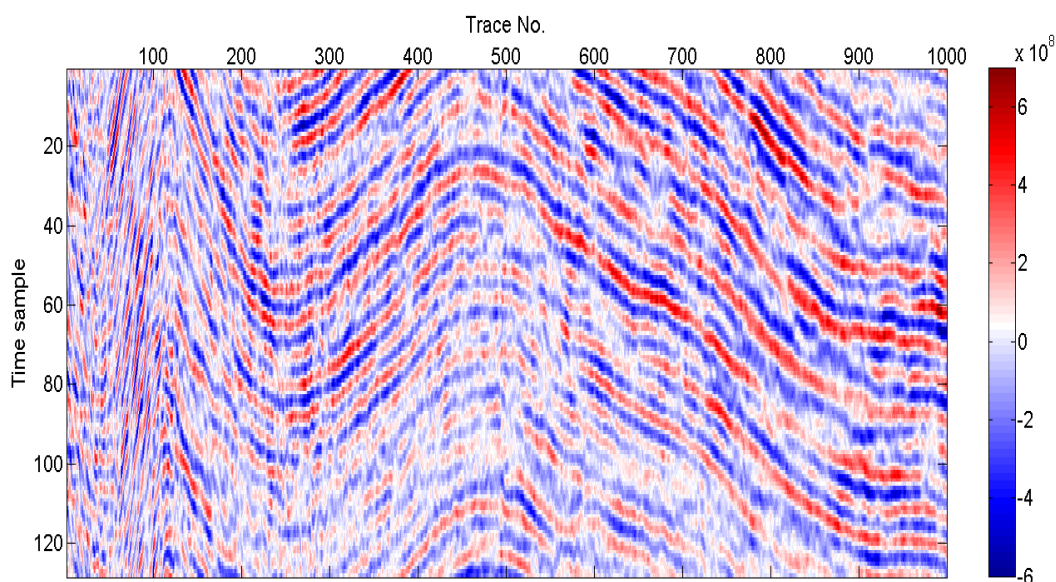


(د)

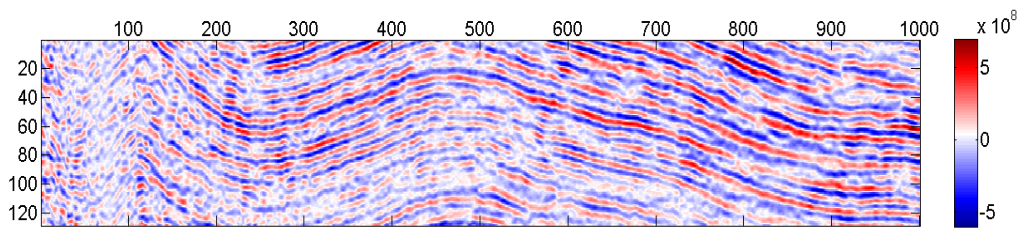
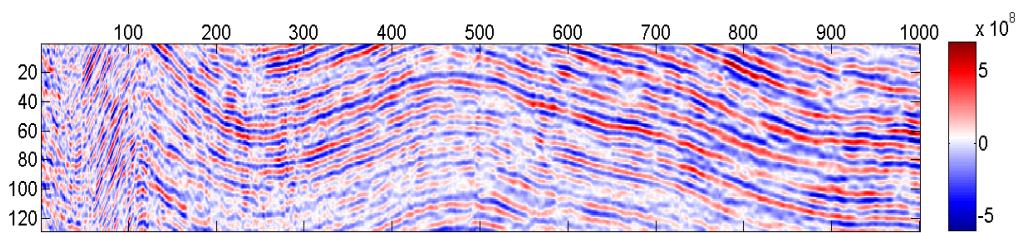
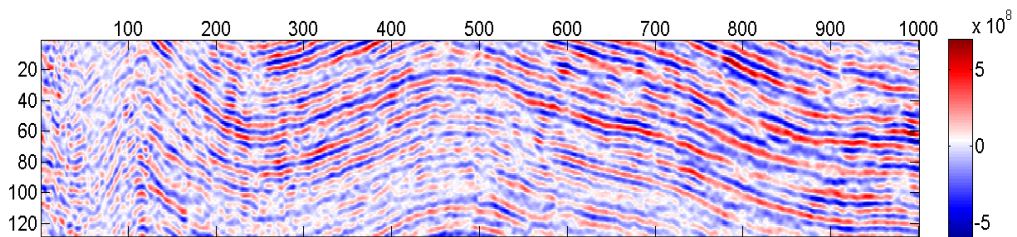
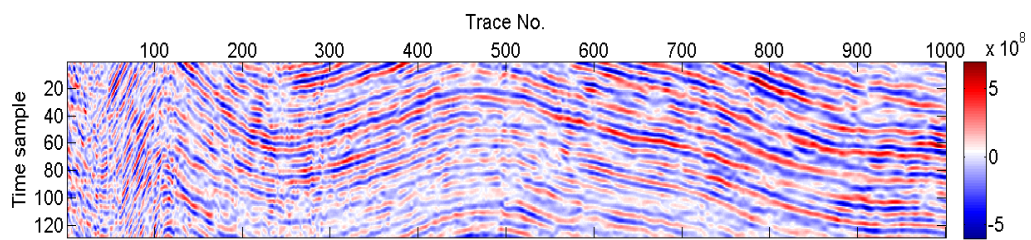
شکل ۵-۷. طیف دامنه ۱۵ امین ردلرزه مصنوعی و نوفه‌زدا شده با استفاده از الف) TFX-EMDIT ؛ ب) TFX-EMD ؛ ج) FX-EMDIT و د) FX-EMD.

۵-۱-۲ اعمال بر روی داده واقعی

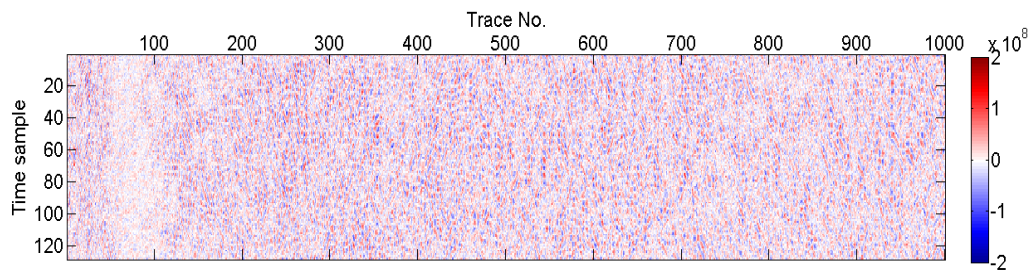
برای ارزیابی کارایی روش بر روی داده واقعی، بخشی از یک مقطع لرزه‌ای مربوط به یکی از میداین نفتی جنوب غرب ایران که دارای ۱۰۰۰ ردلرزه و ۱۲۸ نمونه زمانی در هر ردلرزه با فاصله نمونه‌برداری ۲ میلی‌ثانیه انتخاب گردید که در شکل ۵-۸ نشان داده شده است. ۴ روش مذکور بر روی این مقطع لرزه‌ای اعمال گردید که نتایج آن در شکل ۵-۹ نشان داده شده است. در شکل ۵-۱۰ نیز اختلاف این نتایج با داده اولیه به نمایش در آمده است که در واقع نوفه تصادفی تضعیف شده از مقطع لرزه‌ای می‌باشد. همان طور که مشاهده می‌شود، روش‌های مبتنی بر آستانه‌گذاری بازه‌ای نوفه تصادفی بیشتری را تضعیف نموده و آسیبی به رویدادهای شیب‌دار مقطع وارد نساخته است. اما روش‌های مبتنی بر حذف اولین تابع مُد ذاتی علاوه بر اینکه نوفه تصادفی کمتری نسبت به روش آستانه‌گذاری بازه‌ای تضعیف نموده‌اند، به رویدادهای شیب‌دار مقطع لرزه‌ای آسیب وارد ساخته‌اند. رویدادهایی با شیب زیاد دارای عدد موج ظاهری بالایی بوده و در تابع مُد ذاتی اول حضور خواهند داشت. لذا حذف اولین تابع مُد ذاتی به رویدادهایی با شیب زیاد آسیب وارد می‌نماید.



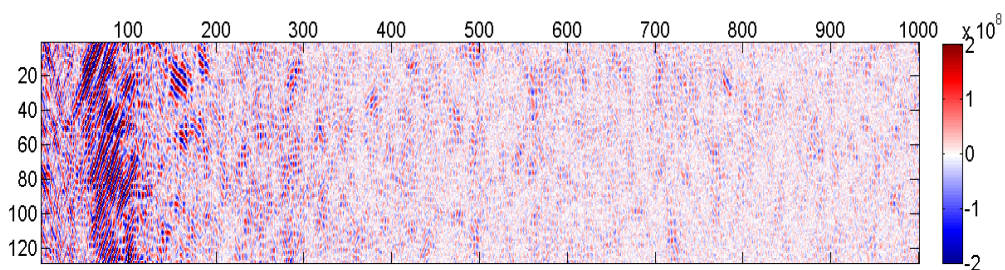
شکل ۵-۸. داده لرزه‌ای واقعی مورد استفاده مربوط به یکی از میداین نفتی جنوب غرب ایران.



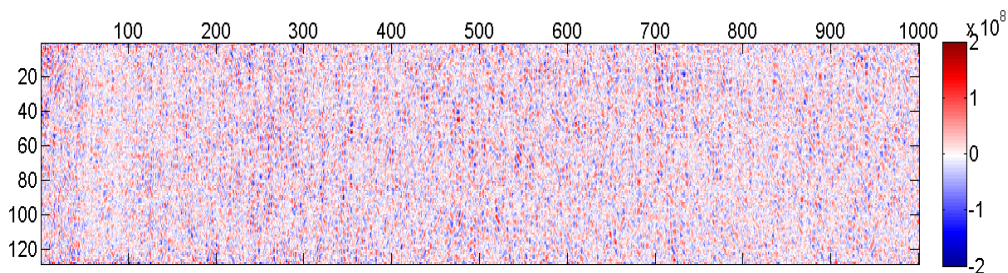
شکل ۵-۹. نتایج نوفه‌زدایی با استفاده از الف) TFX-EMDIT ؛ ب) TFX-EMD ؛ ج) FX-EMDIT و د) FX-EMD.



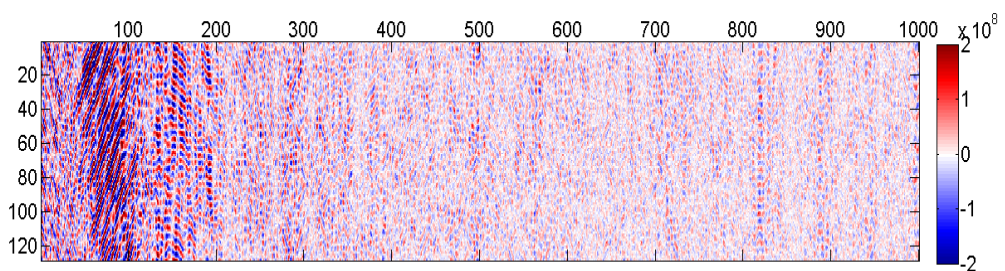
(الف)



(ب)



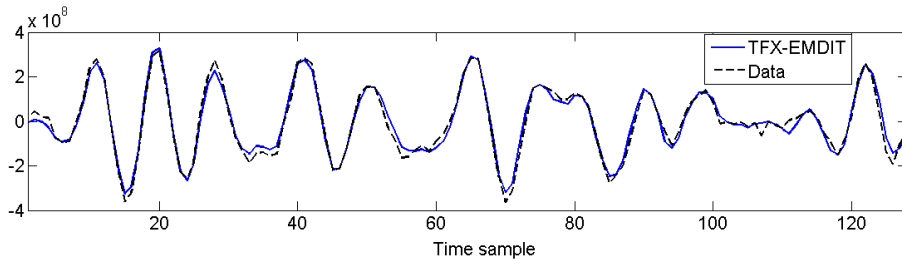
(ج)



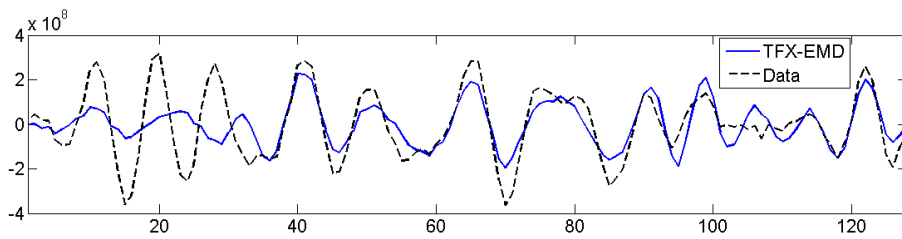
(د)

شکل ۵-۱۰. (الف) اختلاف میان داده لرزه‌ای واقعی با نتیجه شکل ۵-۹(الف)، (ب) اختلاف میان داده لرزه‌ای واقعی با نتیجه شکل ۵-۹(ب)، (ج) اختلاف میان داده لرزه‌ای واقعی با نتیجه شکل ۵-۹(ج) و (د) اختلاف میان داده لرزه‌ای واقعی با نتیجه شکل ۵-۹(د).

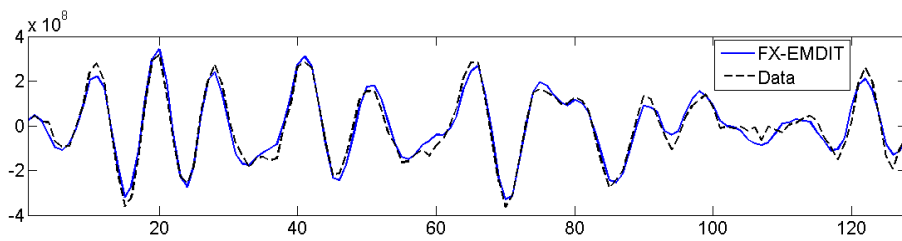
بنابراین برای بررسی عملکرد فیلترهای مورد استفاده بر روی داده واقعی دو ردلرزه به ترتیب ۵۰ و ۵۰۰ امین ردلرزه از مقطع لرزه‌ای شکل ۵-۸ انتخاب شده است. ۵۰ امین ردلرزه به گونه‌ای انتخاب گردید که پدیده شیب‌دار داشته باشد و عملکرد چهار روش فیلتر مورد استفاده در شکل ۵-۱۱ نشان داده شده است. همان طور که مشاهده می‌شود با استفاده از الگوریتم حذف اولین IMF قسمتی از ردلرزه به عنوان پدیده شیب‌دار به طور کلی تضعیف گردیده است، ولی با استفاده از الگوریتم آستانه‌گذاری به جای حذف اولین IMF، پدیده شیب‌دار باقی مانده است. تضعیف پدیده شیب‌دار، به این دلیل است که عدد موج بالایی داشته و در اولین IMF حضور داشته و با حذف اولین IMF، پدیده شیب‌دار تضعیف می‌گردد. ۵۰۰ امین ردلرزه به گونه‌ای انتخاب گردید که پدیده شیب‌دار نداشته باشد و کارایی چهار روش مذکور در شکل ۵-۱۲ نشان داده شده است. همان طور که مشاهده می‌شود روش TFX-EMDIT عملکرد بهتری داشته است.



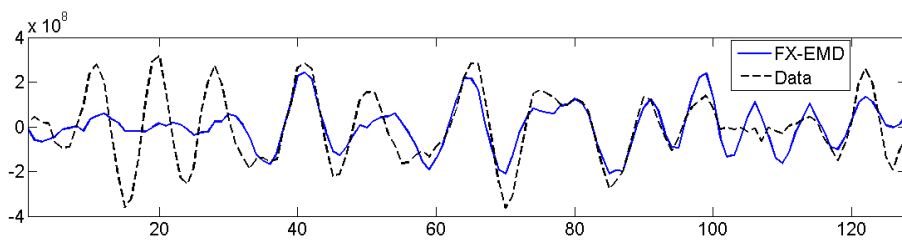
(الف)



(ب)

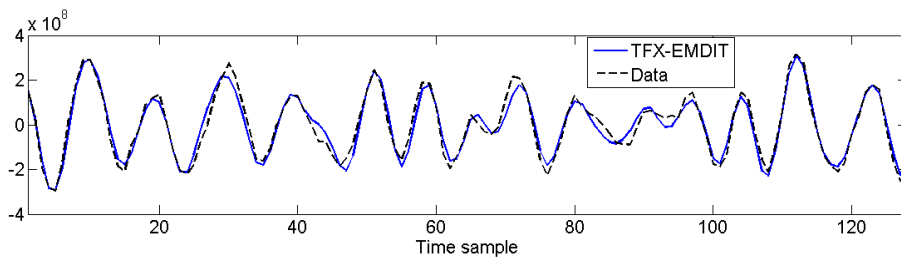


(ج)

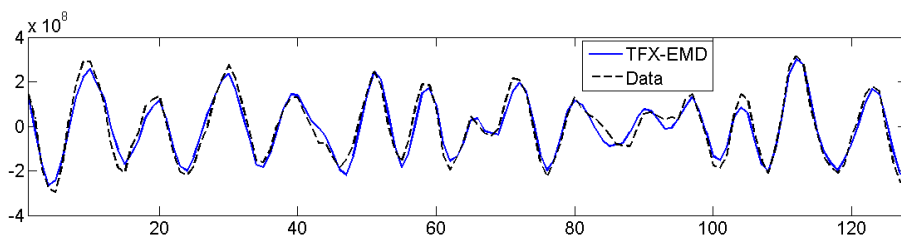


(د)

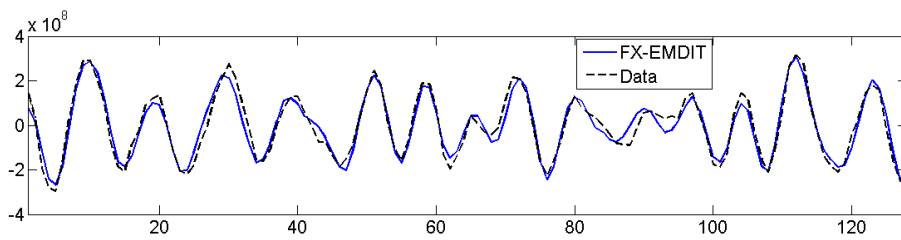
شکل ۵- ۱۱. ۵۰ امین ردلرزه مصنوعی و نوفه‌زدا شده با استفاده از الف) TFX-EMDIT ؛ ب) TFX-EMD ؛ ج) FX-EMDIT و د) FX-EMD.



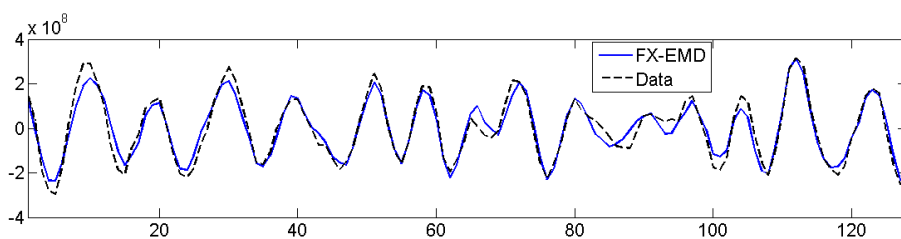
(الف)



(ب)



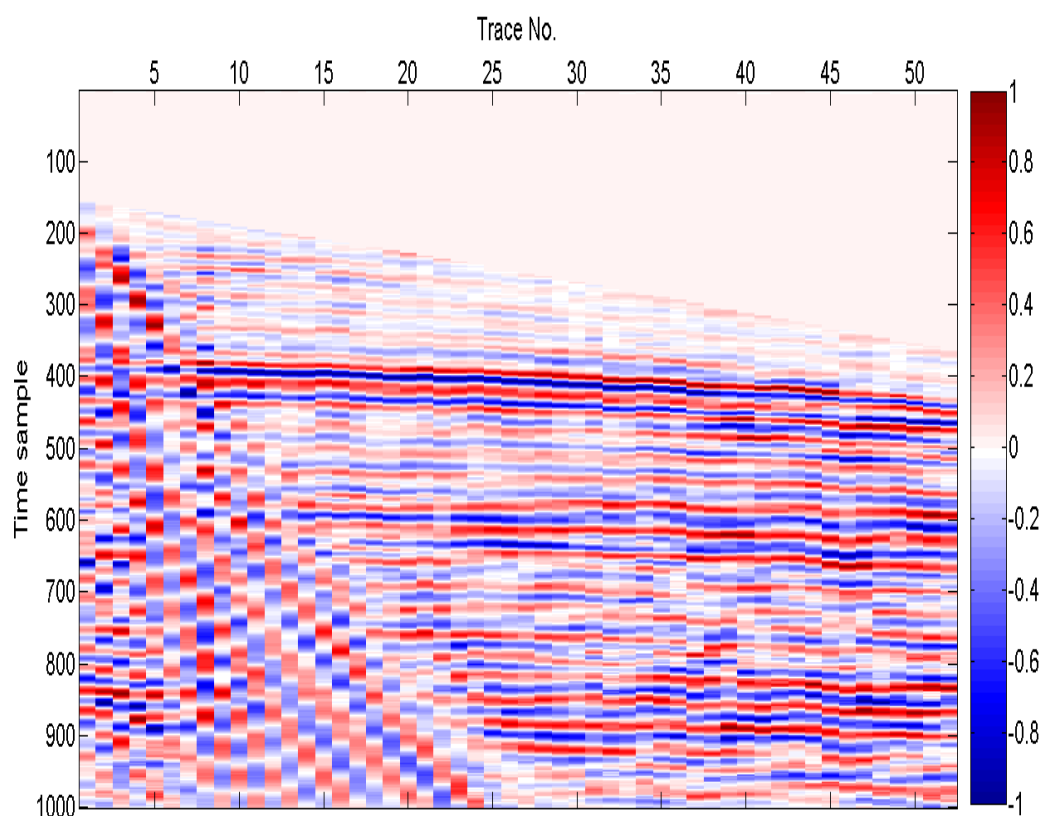
(ج)



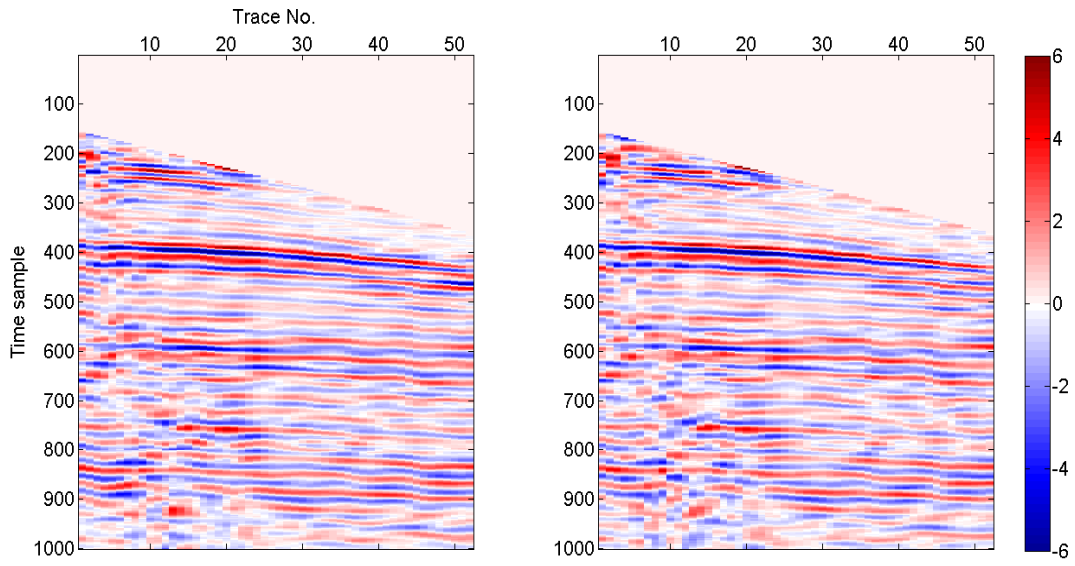
(د)

شکل ۵-۱۲. ۵۰۰ امین ردلرزه مصنوعی و نوفه‌زدا شده با استفاده از الف) TFX-EMDIT ؛ ب) TFX-EMD ؛ ج) FX-EMDIT و د) FX-EMD.

همان طور که گفته شد، نوفه‌های همدوس با شیب بالا نیز در حوزه $t-f-x$ دارای عدد موج بالایی می‌باشند. بنابراین می‌توان انتظار داشت که با حذف اولین IMF که دارای عدد موج بالایی می‌باشد، نوفه‌های همدوس با شیب بالا نظیر امواج هوا، امواج زمین‌غلت و ... را تضعیف نمود. در این پایان‌نامه از الگوریتم ترکیب تبدیل S تعمیم‌یافته و تجزیه مد تجربی با حذف اولین تابع مد ذاتی برای تضعیف نوفه‌های همدوس خطی در رکورد چشمه مشترک استفاده شده است. برای ارزیابی کارایی این الگوریتم بر روی داده واقعی، یک رکورد چشمه مشترک با ۵۲ ردلرزه به فاصله ۵۰ متر از یکدیگر و فاصله نمونه‌برداری زمانی ۲ میلی‌ثانیه انتخاب گردید که در شکل ۵-۱۳ نشان داده شده است. نتایج تضعیف نوفه همدوس با استفاده از روش حذف اولین تابع مد ذاتی در دو حوزه تبدیل S تعمیم‌یافته و تبدیل فوریه و همچنین اختلاف آن‌ها با داده واقعی در شکل ۵-۱۴ نشان داده شده است.

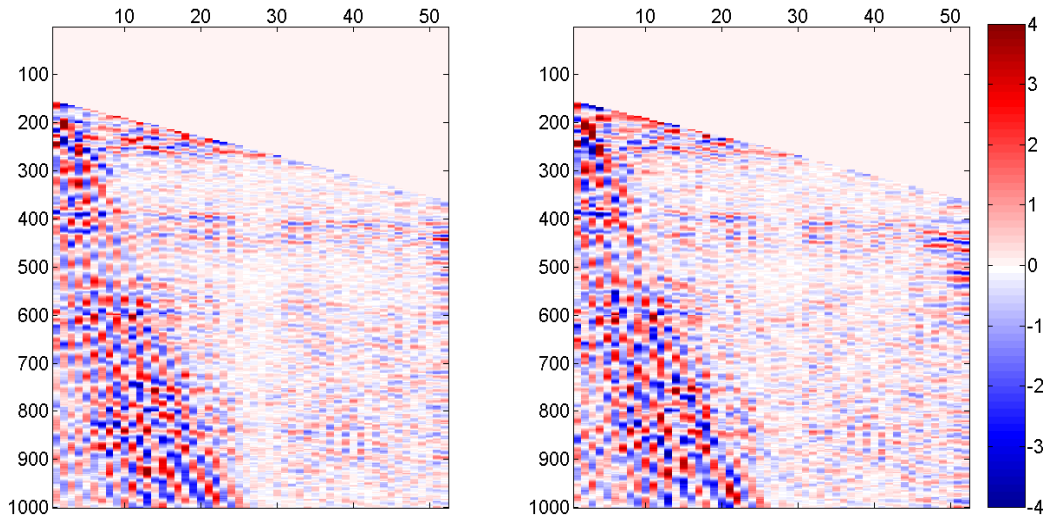


شکل ۵-۱۳. رکورد چشمه مشترک واقعی.



(ب)

(الف)

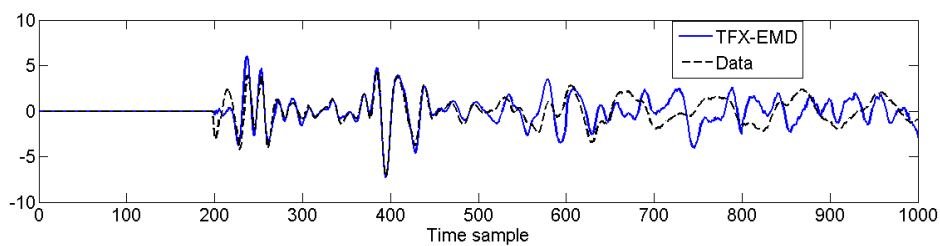


(د)

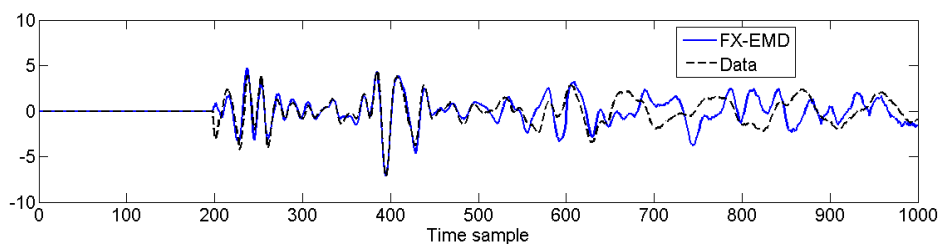
(ج)

شکل ۵-۱۴. نتایج نوفه‌زدایی با استفاده از الف) FX-EMD؛ ب) TFX-EMD؛ ج) اختلاف میان رکورد واقعی حاوی نوفه با نتیجه الف) و د) اختلاف میان رکورد واقعی حاوی نوفه با نتیجه ب).

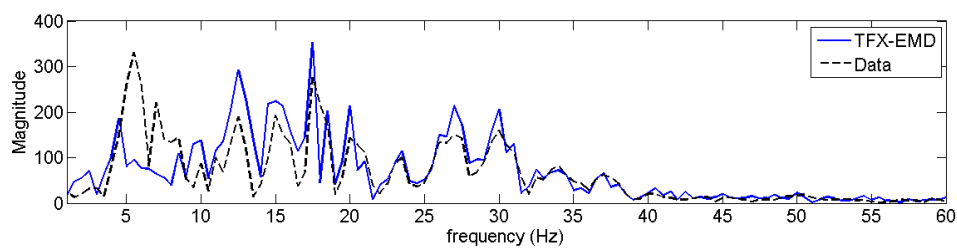
همان طور که مشاهده می‌شود، روش تبدیل S تعمیم‌یافته نسبت به تبدیل فوریه، نوفه زمین‌غلت بیشتری را تضعیف نموده است و همچنین آسیب کمتری به رویدادهای لرزه‌ای وارد نموده است. به منظور بررسی بیشتر، طیف دامنه دو ردلرزه از رکورد لرزه‌ای واقعی محاسبه و با یکدیگر مقایسه گردید. ۱۲ امین ردلرزه رکورد چشمه مشترک انتخاب گردید که نوفه زمین‌غلت در آن وجود داشته باشد و عملکرد دو روش TFX-EMD و FX-EMD بر روی تضعیف آن و تأثیر آن‌ها بر روی سیگنال مورد بررسی قرار گرفت که در شکل ۵-۱۵ نشان داده شده است. ردلرزه دوم که ردلرزه ۵۰ می‌باشد، از ناحیه‌ای انتخاب شده است که نوفه زمین‌غلتی وجود نداشته باشد تا اثر هر دو الگوریتم بر روی سیگنال مورد بررسی قرار گیرد که در شکل ۵-۱۶ نشان داده شده است. از مقایسه طیف دامنه این دو ردلرزه می‌توان مشاهده نمود که در محدوده فرکانسی مربوط به نوفه زمین‌غلت، روش تبدیل S تعمیم‌یافته عملکرد بهتری نسبت به تبدیل فوریه دارد و نوفه زمین‌غلت بیشتری را تضعیف نموده است. همچنین تأثیر مخرب الگوریتم بر روی طیف دامنه و شکل موج مربوط به سیگنال در روش تبدیل فوریه بیشتر از تبدیل S تعمیم‌یافته می‌باشد.



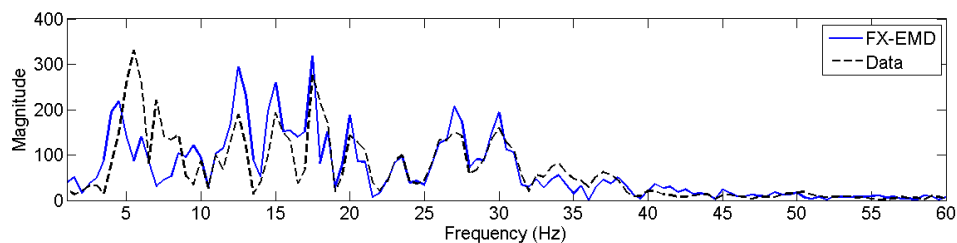
(الف)



(ب)

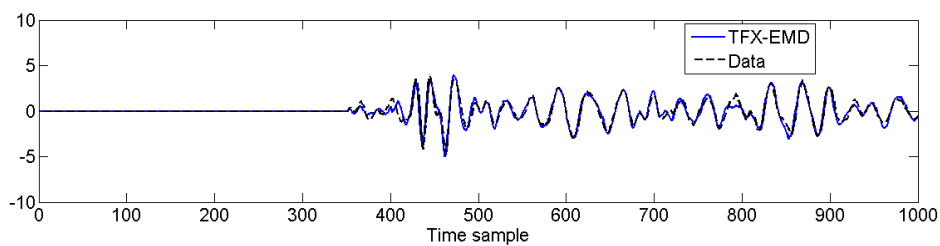


(ج)

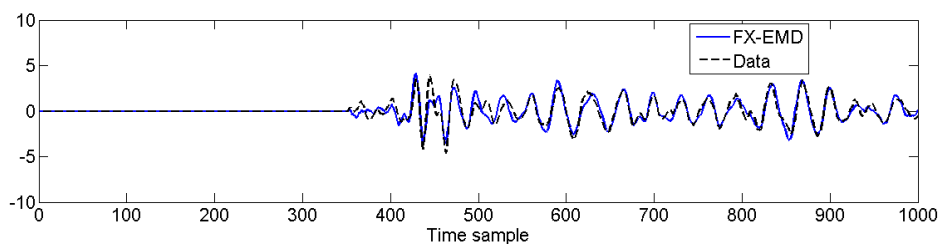


(د)

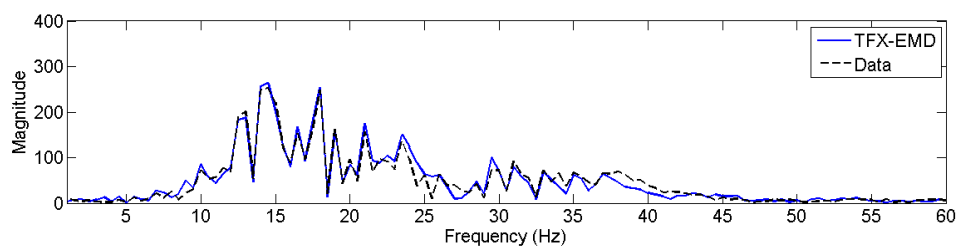
شکل ۵-۱۵. نتایج تضعیف نوفه زمین غلت با استفاده از الف) TFX-EMD؛ ب) FX-EMD؛ مقایسه طیف دامنه قبل و بعد از تضعیف نوفه همدوس با استفاده از ج) TFX-EMD و د) FX-EMD.



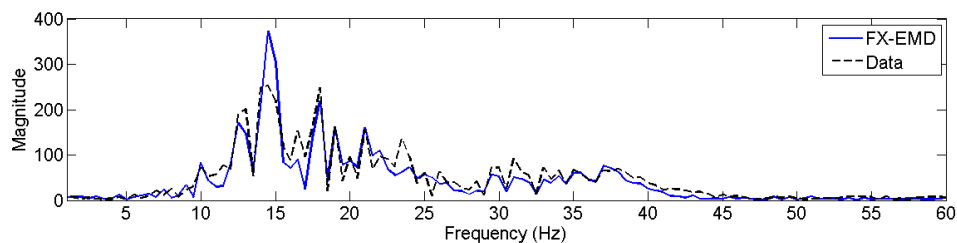
(الف)



(ب)



(ج)



(د)

شکل ۵-۱۶. نتایج تضعیف نوفه زمین‌غلت با استفاده از الف) TFX-EMD؛ ب) FX-EMD؛ مقایسه طیف دامنه قبل و بعد از تضعیف نوفه همدوس با استفاده از ج) TFX-EMD و د) FX-EMD.

فصل ششم

نتیجه‌گیری و پیشنهادات

۱-۶ نتیجه‌گیری

در این پایان‌نامه به منظور تضعیف نوفه تصادفی موجود بر روی مقاطع لرزه‌ای، روش تجزیه مُد تجربی معرفی شد که برای تحلیل داده‌های غیرخطی و ناپایا مناسب می‌باشد. این روش در ترکیب با تبدیل فوریه و تبدیل زمان-فرکانس به منظور تضعیف نوفه‌های تصادفی مورد استفاده قرار گرفت. در روش‌های متداول در این زمینه از حذف اولین تابع مُد ذاتی استفاده شده است. البته روش آستانه‌گذاری بازه‌ای بر روی توابع مُد ذاتی نیز برای اولین بار به جای حذف اولین تابع مُد ذاتی در این پایان‌نامه مورد استفاده قرار گرفت که برای تضعیف نوفه تصادفی عملکرد بهتری داشت. در این پایان‌نامه از روش‌های TFX-EMD، TFX-EMDIT، FX-EMD، FX-EMDIT بر روی مقاطع لرزه‌ای مصنوعی و واقعی به منظور تضعیف نوفه تصادفی استفاده شد. در مقایسه چهار روش نتایج زیر بدست می‌آید:

در اعمال بر روی مقطع لرزه‌ای مصنوعی مشاهده شد که استفاده از فیلتر TFX-EMDIT نسبت به سه روش دیگر نوفه تصادفی بیشتری را تضعیف نموده است. همچنین بررسی طیف دامنه ردلرزه نوفه‌زدا شده نشان دهنده صحت عملکرد این فیلتر در تضعیف نوفه تصادفی می‌باشد. برای بررسی عملکرد این فیلتر در اعمال بر روی داده واقعی مشاهده شد که در موارد حضور لایه‌هایی با شیب زیاد، حذف اولین تابع مُد ذاتی باعث حذف این رویدادها می‌گردد. اما روش آستانه‌گذاری بازه‌ای صدمه‌ای به رویدادهای شیب‌دار وارد نمی‌کند. رویدادهایی با شیب زیاد دارای عدد موج ظاهری بالایی بوده و در تابع مُد ذاتی اول حضور خواهند داشت. لذا حذف اولین تابع مُد ذاتی به رویدادهایی با شیب زیاد آسیب وارد می‌نماید. همچنین روش‌های مبتنی بر آستانه‌گذاری بازه‌ای نوفه تصادفی بیشتری را نسبت به روش‌های مبتنی بر حذف اولین تابع مُد ذاتی تضعیف می‌نمایند. به طور کلی می‌توان نتایج را به صورت زیر خلاصه کرد:

۱. استفاده از روش آستانه‌گذاری بازه‌ای بر روی IMFها نسبت به روش حذف اولین IMF

در یک حوزه خاص (تبدیل GS یا F) عملکرد بهتری دارند.

۲. استفاده از روش نوفه‌زدایی EMD (حذف اولین IMF یا آستانه‌گذاری بازه‌ای) در حوزه

تبدیل GS بهتر از تبدیل F عمل می‌کند.

۳. به طور کلی در تضعیف نوفه تصادفی مقاطع لرزه‌ای روش‌های زیر به ترتیب عملکرد

بهتری دارند (TFX-EMDIT، FX-EMDIT، TFX-EMD، FX-EMD).

البته از ضعف حذف اولین تابع مُد ذاتی در تضعیف رویدادهایی با شیب زیاد می‌توان به منظور

تضعیف نوفه‌های همدوس خطی با شیب زیاد در رکورد چشمه مشترک استفاده کرد. البته به

کارگیری این روش در حوزه زمان-فرکانس نسبت به حوزه فوریه به دلیل در نظر گرفتن ناپایایی

داده‌های لرزه‌ای توانایی بیشتری در تضعیف نوفه‌های همدوس داشته و همچنین آسیب کمتری به

روند اصلی داده‌های لرزه‌ای وارد می‌نماید.

۲-۶ پیشنهادات

در راستای پایان‌نامه پیشنهاد می‌شود که از روش‌های تجزیه مُد تجربی گروهی^۱ (EEMD) و تجزیه مُد

تجربی گروهی کامل^۲ (CEEMD) به جای تجزیه مُد تجربی استفاده شود. به عبارت دیگر می‌توان از

ترکیب تبدیل فوریه یا تبدیل زمان-فرکانس با هر کدام از روش‌های تجزیه مُد تجربی تعمیم‌یافته

فوق فرآیند نوفه‌زدایی را انجام داد. با توجه به ماهیت دو شیوه تجزیه مُد تجربی تعمیم‌یافته، انتظار

می‌رود بتوان به نتایج بهتری رسید.

^۱ . Ensemble Empirical Mode Decomposition (EEMD)

^۲ . Complete Ensemble Empirical Mode Decomposition (CEEMD)

منابع و مأخذ

ارجمندپور، ن. و سیاه‌کوهی، ح.، (۱۳۸۴)، فیلتر پیشگوی مختلط در حوزه فرکانس - مکان، مجله علوم دانشگاه تهران، ۳۱، ۳۱۵-۳۲۷.

امینی، ا.، (۱۳۹۰)، بهبود تضعیف نوفه‌های لرزه‌ای اتفاقی توسط تلفیق دو روش فیلتر کردن فرکانس - مکان و تجزیه مد تجربی، پایان‌نامه کارشناسی ارشد، موسسه ژئوفیزیک، دانشگاه تهران.

روشندل کاهو، ا. و نجاتی کلاته، ع.، (۱۳۹۰)، تضعیف نوفه‌های اتفاقی در داده‌های لرزه‌ای با استفاده از تجزیه مد تجربی، مجله ژئوفیزیک ایران، ۵، ۶۱-۶۸.

روشندل کاهو، ا.، (۱۳۸۸)، رساله دکتری، بهبود تبدیل‌های زمان-فرکانس در مطالعه داده‌های لرزه‌ای، موسسه ژئوفیزیک، دانشگاه تهران، تهران، ایران.

صیادی، ا.، (۱۳۸۷)، آشنایی مقدماتی با تبدیل ویولت.

Abma, R., and J. Claerbout, (1995), Lateral prediction for noise attenuation by t-x and F-X techniques: *Geophysics*, **60**, 1887-1896.

Al-Yahya, K.M., (1991), Application of the partial Karhunen-Loève transform to suppress random noise in seismic sections: *Geophysical Prospecting*, **39**, 77-93.

Askari, R., and Siahkoohi, H. R., (2008), Ground roll attenuation using the S and x-f-k transforms: *Geophysical Prospecting*, **56**, 105-114.

Auger, F., Flandrin, P., Goncalves, P., and Lemoine, O., (1995-1996), Time-frequency toolbox for use with MATLAB: CNRS, France.

Bedrosian, E., (1963), A product theorem for Hilbert transform. *Proc. IEEE*, **51**, 868-869.

Bekara, M., and Van der Baan, M., (2009), Random and coherent noise attenuation by empirical mode decomposition: *Geophysics*, **74**, V89-V98.

Boashash, B., (2003), Time frequency signal analysis: A comprehensive reference, Elsevier, Oxford, UK.

Boashash, B., (1992), Estimating and interpreting the instantaneous frequency of a signal. I. Fundamentals. *Proc. IEEE* **80**, 520-538.

Canales, L., (1984), Random noise reduction: 54th Annual International Meeting, SEG, Expanded Abstracts, 525-527.

Chase, M. K., (1992), Random noise reduction by 3-D spatial prediction filtering: 62nd Ann. Internat. Mtg., Soc. Expl. Geophys., Expanded Abstracts, 1152-1153.

Cohen L., (1995), Time-Frequency Analysis: Prentice-Hall.

Debnath, L., (2003), Wavelets and signal processing, Brikhasure.

- Djurovic, I. and Stankovic, L., (1999), A virtual instrument for time–frequency analysis: IEEE Trans. Instrum. Meas., **48**, 1086–1092.
- Djurovic, I., Sejdic, E. and Jiang, J., (2008), Frequency-based window width optimization for S-transform: Int.J. Electron. Commun., **62**, 245–250.
- Dobrin, M. B., and Savit, C. H., (1988), Introduction to Geophysical Prospecting: McGraw-Hill Book Co., New York.
- Flandrin, P. (1999) , Time-Frequency/Time-Scale Analysis, Academic Press, San Diego, 386 p.
- Flandrin, P., Rilling, G., and Goncalves, P., (2005), EMD equivalent filter banks, from interpretation to applications (in N. E. Huang and S. Shen, Hilbert-Huang Transform and Its Applications), World Scientific Publishing Company, first edition.
- Gabor, D., (1946), Theory of communication: J. IEEE (London),**93**(III), 429-457.
- Galbraith, M., (1991), Random noise attenuation by f - x prediction: A tutorial: 61st Annual International Meeting, SEG, Expanded Abstracts, 1428–1431.
- Goldering, (1993) Applications of Wavelets to Quantization and Random Process Representation. PhD Thesis. Stanford University.
- Guskov, I., Sweldens, W., and Schröder, P., (1999), Multiresolution Signal Processing for Meshes. SIGGRAPH 1999, 325-334.
- Gulunay, N., (1986), fx deconvolution and complex wiener prediction filter: 56th Annual Internat. Mtg., SEG, Expanded Abstracts, 279-281.
- Gröchenig, K., (2001), *Foundations of time-frequency analysis*. Applied and Numerical Harmonic Analysis. Birkhäuser, Boston.
- Han-Peng, C., Zhen-Hua, H., and De-Ji, H., (2011), Seismic data denoising based on mixed time-frequency Methods: APPLIED GEOPHYSICS, **8**, 319-327.
- Harris, P. E., and White, R. E., (1997), Improving the performance f - x prediction filtering at low signal-to-noise ratio: Geophysical Prospecting, **45**, 269-302.
- Heil and Walnut, (1989), Continuous and Discrete Wavelet Transforms, Society for Industrial and Applied Mathematics Review, vol.**31**, No.4, pp.628-666.
- Hemon, M., and Mace, D., (1978), The use of Karhunen-Loeve transform in seismic data prospecting: Geophysical Prospecting, **26**, 600–626.
- Hornbostel, S., (1991), Spatial prediction filtering in the t - x and f - x domains: Geophysics, **56**, 2019-2026.
- Huang, N. E., Long, S. R., Shen, Z., (1996), "The Mechanism for Frequency Downshift in Nonlinear Wave Evolution". Advances in Applied Mechanics, **32**, 59–111.

- Huang, N. E., Shen, Z., Long, S. R., Wu, M. L., Shih, H. H., Zheng, Q., Yen, N. C., Tung C. C. and Liu, H. H., (1998), The empirical mode decomposition and Hilbert spectrum for nonlinear and nonstationary time series analysis: Proc. Roy. Soc. London A, **454**, 903–99.
- Huang, N. E., Shen, Z., Long, R. S., (1999), "A New View of Nonlinear Water Waves - The Hilbert Spectrum" , Annual Review of Fluid Mechanics, **31**, 417–457.
- Huang, N. E., M.-L. C. Wu, W. Qu, S. R. Long, S. S. P. Shen, and J. E. Zhang, (2003), Applications of Hilbert-Huang transform to non-stationary financial time series analysis. Appl. Stoch. Model. BUS., **19**, 245-268.
- Huang, N. E., and Shen, S. S. P., (2005), Hilbert-Huang transform and its applications: World Scientific Publishing Co. Pte. Ltd 5.
- Hussain, Z., Sadik, A., O’Shea, P., (2011), Digital Signal Processing: Springer.
- Issaoui, H., Bouzid, A., Ellouze, N., 2012, Comparison between Soft and Hard Thresholding on Selected Intrinsic Mode Selection, 6th International Conference on Sciences of Electronics, Technologies of Information and telecommunications, 712-715
- Jones, I. F., and Levy, S., (1987), Signal-to-noise ratio enhancement in multichannel seismic data via the Karhunen-Loeve transform: Geophysical Prospecting, **35**, 12-32.
- Jones, D. L., Parks, T. W., (1990), "A high resolution data-adaptive time-frequency representation," IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, vol. 38, no. 12, pp. 2127– 2135.
- Kaiser, (1994), A Friendly Guide to Wavelets, Birkhauser Publisher.
- Kearey, P., Brooks, M. & Hill, I., (2002). An Introduction to Geophysical Exploration, 3rd ed.
- Kopsinis, Y., and McLaughlin, S., (2008), Empirical mode decomposition based softthresholding: 16th Eur. Signal Process. Conf. (EUSIPCO), 42-47.
- Kopsinis, Y., and McLaughlin, S., (2009), Development of EMD-based denoising methods inspired by wavelet thresholding: IEEE Trans. Signal Processing, **57**, 1351-1362.
- Leite, F. E. A., Montagne, R., Corso, G., Vasconcelos, G. L., and Lucena, L. S., (2008), Optimal wavelet filter for suppression of coherent noise with an application to seismic data: Physica A, **387**, 1439-1445.
- Lin, H., Li, Y., and Yang, B., (2007), Recovery of seismic events by time-frequency peak filtering: IEEE International Conference on Image Processing (ICIP) 2007, Expanded Abstract, WA-P6.4.

- Lin W. and Xiaofeng, M., (2011), An adaptive Generalized S-transform for instantaneous frequency estimation: Elsevier, *Signal Processing*, **91**, 1876–1886.
- Liu, C., Liu, Y., Yang, B., Wang, D. and Sun, J., (2006), A 2D multistage median filter to reduce random seismic noise, *Geophysics*, v. **71**, p.V105-V110.
- McCormack, M. D., ARCO Oil and Gas Co., (1990), *Seismic Trace Editing And First Break Picking Using Neural Networks*, Society of Exploration Geophysicists, September 23 - 27, San Francisco, California.
- McFadden, P. D., Cook, J. G. and Forster, L. M., 1999, Decomposition of gear vibration signals by the generalized S-transform: *Mechanical Systems and Signal Processing*, **13**, 691–707.
- Mallat, S., (1999), *A wavelet tour of signal processing: 2nd edition*, Elsevier, USA.
- Mallat, S., (2009), *A wavelet tour of signal processing: 3th edition*, Elsevier, USA.
- Man, W. S., Wu, B. Y., Gao, J. H. and Geng, Y., (2007), *A data-adaptive S-transform: Proceedings of the International Conference on Wavelet Analysis and Pattern Recognition*, Beijing, China.
- Morlet, J., Arens, G., Fourgeau, E., and Giard, D., (1982), Wave propagation and sampling theory: *Geophysics*, **47**,203-236.
- Naseri, J, and Siahkoochi, H. R., (2011), *Random and Coherent Noise Attenuation by Empirical Mode Decomposition: 73rd EAGE Conference & Exhibition*.
- Pinnegar, R. C. and Mansinha, L., (2004), Time-local Fourier analysis with a scalable, phase-modulated analyzing function: the S-transform with a complex window: *Signal Processing*, **84**, 1167-1176.
- Pinnegar, R. C. and Mansinha, L., (2003), The bi-Gaussian S-transform: *SIAM Journal on Scientific Computing*, **24**, 1678-1692.
- Proakis, J. G., and Manolakis, D. G., (2007), *Digital signal processing, principles, algorithms, and applications*, Pearson Prentice Hall.
- Rashed M. & Nakagawa K., (2006), “The effect of different CMP stacking techniques on signal-to-noise ratio of seismic data, two examples from Osaka and Nara”, *Japan. J. Geosciences*, Osaka City University, Vol. **49**, Art. 1, pp. 1-10, March, 2006.
- Rioul, O., and Vetterli, M., (1991), *Wavelets and signal processing: IEEE Signal Processing Magazine*, October 1991.
- Rioul, O., and Flandrin, P., (1992), Time-scale energy distributions: A general class extending wavelet transforms: *IEEE transactions on signal processing*, **40**, 1746-1757.

- Sahu, S. S., Panda, G. and George, N. V., (2009), An Improved S-Transform for Time-Frequency Analysis: IEEE International Advance Computing Conference, Patiala, India.
- Sang, T.-H., Williams, W. J., (1995), "Rényi information and signal-dependent optimal kernel design," in Proceedings of the 20th IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP '95), vol. 2, pp. 997–1000, Detroit, Mich, USA, May 1995.
- Schlumbergers, (2009), <http://www.glossary.oilfield.slb.com>.
- Schwartz, M., Bennett, W. R. & Stein, S., (1966), Communications systems and techniques. New York: McGraw-Hill.
- Sejdic, E., Djurovic, I. and Jiang, J., (2008), A Window Width Optimized S-Transform: EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, doi:10.1155/2008/672941.
- Sejdic, E., Djurovic, I. and Jiang, J., (2007), S-transform with frequency dependent Kaiser window: IEEE, ICASSP, 1165-1168.
- Sheriff, R. E., and Geldart, L. P., (1995), Exploration seismology: Cambridge University Press.
- Sinha, S., Routh, P. S., Anno, P. D., and Castagna, J. P., (2005), Spectral decomposition of seismic data with continuous-wavelet transform: Geophysics, **70**, P19-P25.
- Stankovic, L., (1994), An analysis of some time-frequency and time-scale distributions: Ann Telecommun, **49**, 505–517.
- Stanković, L.J., (2001), "Measure of some time-frequency distributions concentration," Signal Processing, vol. **81**, no. 3, pp. 621–631,
- Stockwell, R. G., (2007), A basis for efficient representation of the S-transform: Digital Signal Processing, **17**, 371–393.
- Stockwell, R. G., (2007), Why use the S-Transform?: AMS Pseudo differential operators: partial differential equations and time-frequency analysis, **52**, 279-309.
- Stockwell, R. G., Mansinha, L. and Lowe, R., (1996), Localization of the complex spectrum: The S-transform, IEEE Trans. Signal Process., **44**, 998–1001.
- Titchmarsh, E. C., (1948), Introduction to the theory of Fourier integrals. Oxford University Press.
- Torrence and Campo, (1998), A practical guide to Wavelet Analysis, Bulletin of the American Meteorological Society, Vol. **79**, No.1, Pages 61-78.
- Treitel, S., (1974), The complex wiener filter: Geophysics, **39**, 169-173.
- Ulrych, T.J., Sacchi, M.D., and Graul, M., (1999), Signal and noise separation: art and science, Geophysics, **64**, 1648-1656.

Wang, W., West, G. F., (1994), F-X Filters With Dip Rejection. Presented at the 64th Annual SEG Meeting, Houston, 1436-1438.

Windrows, B., and S. D. Stearns, (1985), *Adaptive Signal Processing*. Prentice Hall, 474 pp.

Williams, W. J., Brown, M. L. and Hero, A. O., (1991), "Uncertainty, information, and time-frequency distributions," in *Advanced Signal Processing Algorithms, Architectures, and Implementations II*, vol. 1566 of *Proceedings of SPIE*, pp. 144–156, San Diego, Calif, USA, July 1991.

Yilmaz, O., (2001), "Seismic data analysis", SEG.

Zhong, W., Yang, B., and Zhang, Z., (2006), Research on application of polynomial fitting technology in highly noisy seismic data: *Progress in Geophysics*, **21**, 184-189.

Abstrac

Seismic imaging is highly dependent on the quality of seismic data. Structural and stratum interpretation of seismic sections that contain the least amount of coherent noise than random is much easier. There are many noises in seismic sections that random noises are one of the major categories. The attenuation of noise, especially when the signal-to-noise ratio is low, it is very difficult. So far several methods for random noise attenuation are introduced and each one has its own advantages and disadvantages.

In this thesis we have utilized a new method for the attenuation of random noises in t-f-x domain and then applied EMD on each constant frequency slice. The first IMF obtained from EMD method, the data shows rapid oscillations. This means that the largest component of wave number (related to noise) is available on the first IMF. So to increase the signal-to-noise ratio, the first IMF should be subtracted from the original signal. Random noise consists of all frequencies, to attenuate the random noise in seismic sections, one should remove the first IMF for all frequencies. The first IMF to remove the remaining noise in the other IMFs, the performance is not optimal. In cases where there are seismic events with steep dips, due to their high wave numbers, removing of the first IMF will not perform optimally. To overcome this shortcoming another new technique was used in this thesis. Instead of removing first IMFs we used thresholding interval. This new algorithm attenuates more noise than the first method and steep events remain unchanged. In this thesis the introduced algorithms applied on synthetic and real seismic sections and compared with a method based on combination of Fourier Transform and EMD. Results indicate better performance of techniques presented in this thesis. It is also shown that removing of the first IMF in common shot gather can be efficiently attenuate ground roll as a coherent noise.

Key Words: Random noise, Generalized S Transform, Empirical Mode Decomposition, Intrinsic Mode Function, Interval Thresholding.



Shahrood University of Technology
Faculty of Mining, Petroleum and Geophysics Engineering

M.S. Thesis

**Seismic Random Noise Attenuation by combining of Time
Frequency Transform and Empirical Mode Decomposition
Methods**

Farid Karimi

Supervisors:

Dr. Amin Roshandel Kahoo

Dr. Hamidreza Siahkoohi

Advisor

Alireza Javahery Neyestanak

September 2013