مجلهٔ فیزیک زمین و فضا، دوره ۳۷، شماره ۱، ۱۳۹۰، صفحهٔ ۱۵۳– ۱۶۸

برآورد موجک چشمه لرزه‌ای

امین روشندل کاهو[۱*] و حمیدرضا سیاهکوهی[۲]

[۱] دانشجوی دکتری ژئوفیزیک، گروه فیزیک زمین، مؤسسهٔ ژئوفیزیک دانشگاه تهران، ایران
[۲] دانشیار، گروه فیزیک زمین، مؤسسهٔ ژئوفیزیک، دانشگاه تهران، ایران

(دریافت: ۸۸/۴/۲۸ ، پذیرش نهایی: ۸۸/۱۲/۱۸)

چکیده

برآورد موجک تولید شده از چشمه لرزه‌ای یکی از مراحل مهم در پردازش و تفسیر داده‌های لرزه‌ای بازتابی است. دقت در برآورد موجک در اجرای واهمامیخت و تهیه ردلرزه مصنوعی تاثیر بسزایی دارد. در این مقاله با نوفه فرض کردن سری بازتاب، به حذف آن از لگاریتم طیف دامنه ردلرزه پرداخته و از این طریق موجک چشمه لرزه‌ای برآورد می‌شود. برای حذف نوفه از سه روش تبدیل موجک گسسته، تجزیه مد تجربی و فیلتر نقطه بیشینه زمان–بسامد استفاده شده است. نتایج اِعمال الگوریتم روی داده‌های لرزه‌ای مصنوعی و واقعی موفقیت هر سه روش در برآورد موجک چشمه لرزه‌ای را نشان می‌دهد. همچنین می‌توان دید که موجک برآورد شده با استفاده از دو روش تجزیه مد تجربی و فیلتر نقطه بیشینه زمان–بسامد از کیفیت بهتری برخوردار است.

واژه‌های کلیدی: موجک چشمه لرزه‌ای، تبدیل موجک گسسته، تجزیه مد تجربی و فیلتر نقطه بیشینه زمان– بسامد

Seismic wavelet estimation

Roshandel Kahoo, A.[1] and Siahkoohi, H. R.[2]

[1]*Ph.D. student of Geophysics, Earth Physics Department, Institute of Geophysics, University of Tehran, Iran*
[2]*Associate Professor, Earth Physics Department, Institute of Geophysics, University of Tehran, Iran*

(Received: 19 July 2009 , Accepted: 9 March 2010)

Abstract

Based on the convolutional model, a seismic trace is the convolution of seismic source wavelet and reflection coefficient series of the earth. Seismic source wavelet estimation is one of the most important stages in processing and interpretation of seismic data. Accurate estimation of wavelet increases the efficiency of the deconvolution and temporal resolution of seismic data. On the other hand, the most important stage of seismic data interpretation is the inversion of seismic data to seismic impedance. The quality of inversion depends on the correlation of synthetic and real seismic traces in the well position. With increased accuracy in estimating source wavelet, the correlation increases.

Different methods have been introduced for estimating seismic source wavelet, such as homomorphic deconvolution, least squares method, autoregressive method and Hopfield neural network method.

In this paper, we used frequency behavior of reflection coefficient series and seismic source wavelet, and then attenuated the effect of reflection coefficient series of the earth from seismic trace and estimated the seismic source wavelet. The amplitude spectrum of reflection coefficients series behaves as a signal with high frequency content, whereas the amplitude spectrum of seismic source wavelet behaves as a signal with low frequency

[*]نگارنده رابط: تلفن: ۰۲۷۳-۳۳۹۲۲۰۴ دورنگار: ۰۲۷۳-۳۳۳۴۴۱۹ E-mail: roshandel@ut.ac.ir

content.

So, the amplitude spectrum of the trace is the product of two high frequency signals (amplitude spectrum of reflection coefficient series) and low frequency signal (amplitude spectrum of seismic wavelet). Therefore, we can consider the amplitude spectrum of the reflection series as a noise and the amplitude spectrum of the wavelet as a signal.

Most of the denoising methods attenuate the additive noise from signals. In our case, the noise is the multiplicative type. We used the logarithm operator to convert the multiplicative type of noise to be additive. Now, we can estimate the seismic wavelet by denoising the logarithm of the amplitude spectrum of seismic trace.

In this paper, we used three different denoising methods, discrete wavelet transform, empirical mode decomposition and time – frequency peak filtering to denoise the logarithm of the amplitude spectrum of seismic trace.

The efficiency of the above- mentioned three denoising methods to estimate the seismic source wavelet are tested on both synthetic and real seismic data. The obtained results show that the three introduced methods estimate the seismic source wavelet accurately. As can be seen from the results, the estimated wavelets by EMD and TFPF methods have higher accuracy than that of the DWT method.

Key words: Seismic source wavelet, Discrete wavelet transform, Empirical mode decomposition, Time-frequency peak filtering

۱ مقدمه

امروزه در پردازش داده‌های لرزه‌ای برآورد موجک به منظور طراحی عملگر واهمامیخت بسیار مهم است. برآورد دقیق موجک باعث افزایش کارایی واهمامیخت و افزایش قدرت تفکیک زمانی داده‌ها می‌شود. از طرفی در مرحلهٔ تعبیر و تفسیر، مهم‌ترین مرحله وارون‌سازی داده‌ها به‌منظور تهیهٔ مدل امپدانسی است. کیفیت وارون‌سازی به همبستگی ردلرزه‌های مصنوعی و واقعی در محل چاه‌ها بستگی دارد. با افزایش دقت در برآورد موجک چشمه، این همبستگی افزایش می‌یابد.

محققان روش‌های متفاوتی برای برآورد موجک معرفی کرده‌اند. از این جمله می‌توان به روش همریخت (هومومورفیک) (اولریچ، ۱۹۷۱)، روش حداقل مربعات (برخوت، ۱۹۷۷)، روش خودبرگشتی (نیر، ۱۹۸۳) و روش شبکهٔ عصبی هاپفیلد (ونگ و مندل، ۱۹۹۲) اشاره کرد. در این مقاله از سه روش متفاوت معرفی شده برای حذف نوفه شامل تبدیل موجک گسسته (مالات، ۱۹۹۹)، تجزیه مد تجربی (هوانگ و همکاران، ۱۹۹۸) و فیلتر نقطه بیشینه زمان–بسامد (بوآشاش و مصباح، ۲۰۰۴) برای برآورد موجک چشمهٔ لرزه‌ای استفاده شده است. هر سه روش فوق در این تحقیق به‌منظور حذف سری بازتاب در نظر گرفته شده‌اند. در تحقیق حاضر برای تفکیک سری ضرایب بازتاب و موجک، از ویژگی طیف دامنه سری ضرایب بازتاب استفاده شده است. طیف دامنه سری ضرایب بازتاب رفتاری همچون سیگنالی با محتوای بسامدی زیاد دارند، درحالی‌که طیف دامنه موجک چشمه لرزه‌ای رفتاری مانند یک سیگنال با محتوای بسامدی کم دارد. کارایی هرکدام از سه روش روی داده‌های مصنوعی و واقعی بررسی شد و نتایج به‌دست آمده، موفقیت هر سه روش در برآورد موجک را نشان داد.

۲ مبانی نظری

مدل همامیختی یک ردلرزه را می‌توان به صورت رابطه (۱) نشان داد (رابینسون، ۱۹۵۴).

$$\begin{aligned} x(t) &= r(t) * w(t) + n(t) \\ &= \overline{x}(t) + n(t) \end{aligned} \qquad (۱)$$

که در آن، $x(t)$ ردلرزه به همراه نوفه، $\overline{x}(t)$ ردلرزه بدون نوفه، $r(t)$ سری بازتاب زمین، $w(t)$ موجک چشمه لرزه‌ای و $n(t)$ نوفه جمع شونده و اتفاقی با توزیع گاوسی، میانگین صفر و واریانس σ است.

چنانچه در رابطه (۱) نوفه صفر فرض شود، تبدیل فوریه رابطه (۱) را می‌توان به صورت رابطه (۲) نوشت:

$$\mathrm{F}[x(t)] = \mathrm{F}[r(t) * w(t)] = \mathrm{F}[r(t)] \cdot \mathrm{F}[w(t)] = [\mathrm{A}_r(f) \cdot \mathrm{A}_w(f)] e^{i \cdot [\Phi_r(f) + \Phi_w(f)]} \qquad (۲)$$

که در آن، $\mathrm{F}[\bullet]$ عملگر تبدیل فوریه، $\mathrm{A}(f)$ طیف دامنه و $\Phi(f)$ طیف فاز را نشان می‌دهد. با توجه به خواص تبدیل فوریه، طیف دامنه ردلرزه حاصل‌ضرب طیف دامنه موجک چشمه لرزه‌ای و طیف دامنه سری بازتاب زمین و طیف فاز ردلرزه حاصل‌جمع طیف فاز موجک چشمه لرزه‌ای و طیف فاز سری بازتاب زمین است. سری بازتاب زمین معمولا یک سیگنال با پهنای باند بسامدی گسترده است و با توجه به خواص سری بازتاب، روند طیف دامنه آن دارای نوسانات شدیدی است و به‌عبارت‌دیگر، رفتار طیف دامنه سری بازتاب را می‌توان مانند یک سیگنال با محتوای بسامدی زیاد در نظر گرفت. در مقابل، طیف دامنه موجک‌های حاصل از چشمه‌های لرزه‌نگاری مرسوم (در مقایسه با سری ضرایب) دارای رفتاری کاملا هموار و مانند سیگنالی با بسامد غالب کم است (موندیم و همکاران، ۲۰۰۶). اساس روش برآورد موجکی که در این مقاله معرفی می‌شود، بر مبنای این دو مشاهده است.

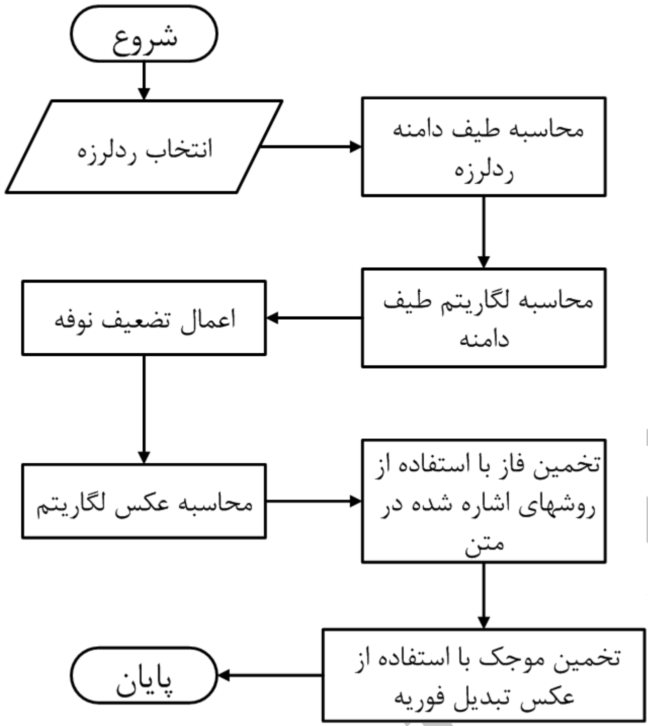
در واقع طیف دامنه ردلرزه حاصل‌ضرب دو سیگنال بسامد زیاد (طیف دامنه سری بازتاب) و بسامد کم (طیف دامنه موجک) است و لذا می‌توان طیف دامنه موجک را درحکم سیگنال و طیف دامنه سری بازتاب را به‌منزلهٔ نوفه فرض کرد. بنابراین با حذف نوفه از طیف دامنه ردلرزه می‌توان طیف دامنه موجک را به‌دست آورد و با استفاده از فاز برآورد شده موجک چشمه لرزه‌ای را به‌دست آورد. در حالتی که موجک دارای فاز صفر است، طیف فاز صفر در نظر گرفته می‌شود و در حالتی که موجک دارای فاز کمینه است، فاز از روش کولموگوروف (دی و لاینز، ۱۹۹۸) برآورد می‌شود.

اغلب روش‌هایی که برای حذف نوفه از یک سیگنال معرفی شده‌اند، نوفه را به صورت جمع‌شونده (additive) فرض می‌کنند. در مسئله برآورد موجک مطرح شده نوفه به صورت ضرب‌شونده (multiplicative) است. در این مقاله برای رفع این مشکل از عملگر لگاریتم استفاده می‌شود. مطابق رابطه (۳) با گرفتن لگاریتم از طیف دامنه ردلرزه، ضرب به جمع تبدیل می‌شود و می‌توان با روش‌های گوناگون حذف نوفه، لگاریتم طیف دامنه موجک چشمه لرزه‌ای را به‌دست آورد. با معکوس کردن مراحل صورت گرفته روی نتیجه حاصل و برآورد طیف فاز برای موجک، می‌توان موجک چشمه لرزه‌ای را برآورد کرد.

$$\mathrm{A}_x(f) = \mathrm{A}_r(f) \times \mathrm{A}_w(f) \xrightarrow{\ln} \ln[\mathrm{A}_x(f)] = \ln[\mathrm{A}_r(f)] + \ln[\mathrm{A}_w(f)] \qquad (۳)$$

در شکل ۱ نمودار گردشی، برآورد موجک به روش پیش‌گفته را نشان داده است.

روش‌های گوناگونی برای حذف نوفه وجود دارد. در این مقاله برای حذف نوفه از لگاریتم طیف دامنه ردلرزه، سه روش تبدیل موجک گسسته، تجزیه مد تجربی و فیلتر نقطه بیشینه زمان–بسامد مورد استفاده قرار گرفته است که در ادامه معرفی می‌شوند.



شکل۱. نمودار گردشی برآورد موجک.

۳ تبدیل موجک گسسته (Discrete Wavelet Transform, DWT)

تبدیل موجک تابع $x(t)$ به صورت رابطه (۴) بیان می‌شود (پولاریکاس، ۲۰۰۰).

$$W_x(a,b)=\int x(t)\Psi^*_{a,b}(t)dt \qquad (۴)$$

که در آن، * نشان دهنده مزدوج مختلط، $\Psi_{a,b}(t)$ موجک، a بیانگر مقیاس و b مرکز پنجره موجک یا بیانگر جابه‌جایی در راستای محور زمان است. $\Psi_{a,b}(t)$ نسخه مقیاس شده (a) و انتقال یافته در زمان (b) موجک مادر است که با استفاده از رابطه (۵) ساخته می‌شود.

$$\Psi_{a,b}(t)=\frac{1}{\sqrt{a}}\Psi\left(\frac{t-b}{a}\right) \qquad (۵)$$

در تبدیل موجک پیوسته $a\in\mathbb{R}^+-\{0\}\ ,\ b\in\mathbb{R}$ است. به‌عبارت‌دیگر محاسبات برای همهٔ مقادیر مقیاس و انتقال صورت می‌گیرد. اما در تبدیل موجک گسسته $a=2^j\ ,\ b=k2^j\ ,\ (j,k)\in\mathbb{Z}^2$ است و این به آن معنا است که محاسبات تبدیل موجک گسسته، در مقایر خاصی از مقیاس و انتقال (دودویی (dyadic)) به انجام می‌رسد.

مالات (۱۹۸۹) با معرفی الگوریتم تبدیل موجک سریع، روشی بر مبنای فیلترها برای محاسبه ضرایب تبدیل موجک گسسته معرفی کرد. این فیلترها به صورت جفت فیلترهای بالاگذر و پایین‌گذر در هر مرحله از تجزیه بر روی سیگنال اِاعمال و پس از آن تعداد نمونه‌ها کاهش می‌یابد. نتایج حاصل شامل یک سیگنال تقریب کلی (cA) و یک سیگنال جزئیات (cD) است. در مرحلهٔ بعد می‌توان دوباره سیگنال تقریب کلی را تجزیه و عمل را تا هر مرحله از تجزیه ادامه داد. تبدیل موجک گسسته را می‌توان به صورت سری بانک فیلتر در نظر گرفت که روی سیگنال اِعمال می‌شوند. در شکل (۲) تبدیل موجک

گسسته به صورت طرحوار (شماتیک) نشان داده شده است. در این مقاله به‌منظور حفظ تعداد نمونه‌ها از تبدیل موجک گسسته پایا (stationary discrete wavelet transform) استفاده می‌شود. این تبدیل مانند تبدیل گسسته معمولی است با این تفاوت که دیگر کاهش تعداد نمونه‌ها صورت نمی‌گیرد و سیگنال پس از تجزیه تعداد نمونه‌هایش ثابت است.

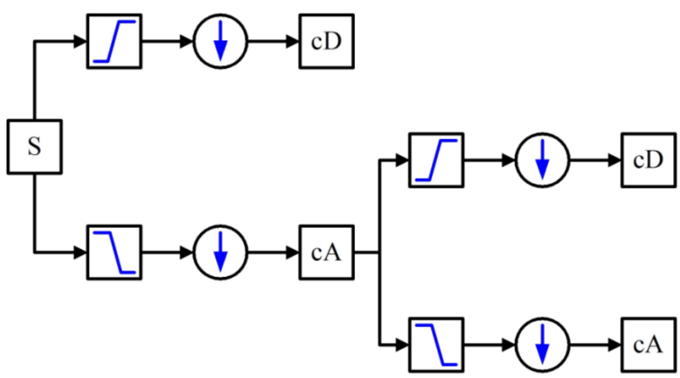
با توجه به تنک بودن (sparse) سیگنال‌های بدون نوفه، سیگنال بدون نوفه را می‌توان با تعداد محدودی از ضرایب تبدیل موجک نشان داد که دارای دامنه بزرگی هستند که مربوط به اغلب ضرایب موجک حاصل از نوفه است. بنابراین، فرایند حذف نوفه با استفاده از تبدیل موجک گسسته را می‌توان به سه مرحله تقسیم کرد (شکل۳):

- اِعمال تبدیل موجک گسسته روی سیگنال حاوی نوفه.
- انتخاب حد آستانه به روش حد آستانه نرم (دونوهو، ۱۹۹۵) و اِعمال آن روی ضرایب موجک در هر تراز.
- وارون‌سازی تبدیل موجک گسسته روی ضرایب تبدیل موجک فیلتر شده.

۴ تجزیه مد تجربی (Empirical Mode Decomposition, EMD)

تجزیه مد تجربی مبتنی بر فرضیه ساده‌ای است. طبق این فرضیه هر داده‌ای شامل مدهای ذاتی نوسانی ساده و متفاوتی است. هر مد ذاتی، خطی یا غیرخطی، یک نوسان ساده است که دارای نقاط اکسترما (extrema) و نقاط صفر (zero-cross) یکسانی است (هوانگ و شن، ۲۰۰۵). به‌عبارت‌دیگر، نوسان‌های حول میانگین محلی، متقارن است. یک داده ممکن است در یک زمان دارای چندین مد ذاتی باشد. این مدهای نوسانی را با توابع مد ذاتی (Intrinsic Mode Function, IMF) که به صورت زیر تعریف می‌شود نشان می‌دهند:

- در کل داده، تعداد نقاط اکسترمم و نقاط صفر با هم برابر و یا حداکثر یکی تفاوت داشته باشند.
- در هر نقطه میانگین پوش برازش داده شده بر نقاط بیشینه محلی و پوش برازش داده شده بر نقاط کمینه محلی باید صفر باشد.



شکل۲. طرح کلی از روند محاسبات در تبدیل موجک گسسته (موندیم و همکاران، ۲۰۰۶).

شکل۳. فرایند حذف نوفه با تبدیل موجک گسسته.

در واقع یک تابع مد ذاتی مشابه یک هماهنگ است با این تفاوت که مانند یک هماهنگ (هارمونیک) دارای دامنه و بسامد ثابت نیست و بسامدهای متفاوت با دامنه‌های متفاوت دارد. با توجه به تعریف تابع مد ذاتی می‌توان الگوریتم زیر را برای به‌دست آوردن توابع مد ذاتی یک سری زمانی مانند $x(t)$ معرفی کرد (هوانگ و همکاران، ۱۹۹۸؛ هوانگ و شن، ۲۰۰۵):

۱- تعیین نقاط بیشینه و کمینه محلی سری زمانی (ξ).

۲- به‌دست آوردن پوش بالایی و پایینی سری زمانی با استفاده از برازش نقاط بیشینه و کمینه محلی به روش کوبیک اسپلاین (cubic spline).

۳- محاسبه میانگین پوش بالا و پایین داده با نام $m_1(t)$

۴- محاسبه اختلاف میان داده و میانگین پوش بالا و پایین مطابق رابطه (۶). چنانچه $h_1(t)$ شرایط مربوط به یک تابع مد ذاتی را داشته باشد، درحکم اولین تابع مد ذاتی، $imf_1(t)$، در نظر گرفته و ادامه به مرحله بعد الگوریتم منتقل می‌شود. درغیراین‌صورت مراحل ۱ تا ۴ دوباره تکرار می‌شود؛ با این تفاوت که الگوریتم به جای سری زمانی اولیه $x(t)$ روی $h_1(t)$ اِعمال می‌شود.

$$h_1(t) = x(t) - m_1(t) \tag{۶}$$

۵- محاسبه باقی‌مانده مطابق رابطه (۷).

$$r_1(t) = x(t) - imf_1(t) \tag{۷}$$

۶- چنانچه باقی‌مانده دارای حداقل دو اکسترمم باشد، مراحل ۱ تا ۵ تکرار و درغیراین‌صورت الگوریتم متوقف می‌شود و آخرین باقی‌مانده درحکم باقی‌مانده سری زمانی اولیه در نظر گرفته می‌شود.

درنهایت می‌توان رابطه (۸) را برای تجزیه مدهای تجربی سیگنال $x(t)$ نوشت.

$$x(t) = \sum_{i=1}^{n} imf_i(t) + r_n(t) \tag{۸}$$

در شکل ۲ نمودار گردشی مربوط به محاسبه تجزیه مدهای تجربی نشان داده شده است.

ایده اولیه برای حذف نوفه با استفاده از روش تجزیه مدهای تجربی، از روش حذف نوفه با استفاده از تبدیل موجک گسسته گرفته شده است. البته می‌توان با تغییراتی در نحوه اِاعمال حد آستانه، کارآیی روش حذف نوفه با استفاده تجزیه مدهای تجربی را افزایش داد. در ساده‌ترین حالت (EMD-DT)، حد آستانه را می‌توان مطابق رابطه (۹) اِعمال کرد.

$$\overline{imf}_i(t) = \begin{cases} imf_i(t) & |imf_i(t)| > T_i \\ 0 & |imf_i(t)| \le T_i \end{cases} \tag{۹}$$

که در آن، T_i حد آستانه‌ای برای هر تابع مد ذاتی متغیر است. اما از آن‌جاکه، طبق خواص توابع مد ذاتی نمی‌توان براساس دامنه مطلق، سیگنال و نوفه را از یکدیگر جدا کرد (کوپسینیس و مک‌لاولین، ۲۰۰۸ و ۲۰۰۹). برای اِاعمال حد آستانه روش‌های گوناگونی وجود دارد. در روشی دیگر، حد آستانه در یک تابع مد ذاتی به صورت بازه‌ای اِاعمال می‌شود (EMD-IT). کوپسینیس و مک‌لاولین (۲۰۰۸ و ۲۰۰۹) روشن ساختند که در یک بازه کوچک K_j^i از یک تابع مد ذاتی، چنانچه فقط اکسترمم این بازه، ξ_j^i، از حد آستانه بیشتر باشد، بازه شامل سیگنال است و درغیراین‌صورت، بازه حاوی نوفه است (رابطه (۱۰)).

$$\overline{imf}_i\left(K_j^i\right) = \begin{cases} imf_i\left(K_j^i\right) & \left|imf_i\left(\xi_j^i\right)\right| > T_i \\ 0 & \left|imf_i\left(\xi_j^i\right)\right| \le T_i \end{cases} \tag{۱۰}$$

به‌لحاظ نظری روش EMD-IT به روش حذف 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. به طور مشابه در روش EMD-IT نیز طول بازه برای ترازهای متفاوت توابع مد ذاتی تغییر می‌کند. در روش دیگر اِعمال حد آستانه به صورت

بازه‌ای و چرخشی صورت می‌گیرد (EMD-IIT). در اینجا در هر تکرار سیگنالی که نوفه از آن حذف شده به‌دست می‌آید و در نهایت، میانگین آنها درحکم سیگنال بدون نوفه در نظر گرفته می‌شود (کوپسینیس و مک‌لاولین، ۲۰۰۸ و ۲۰۰۹).

۵ فیلتر نقطه بیشینه زمان- بسامد

بسامد لحظه‌ای برای سیگنال تحلیلی $z(t)=a(t)e^{j2\pi\varphi(t)}$ که در آن $a(t)$ دامنه لحظه‌ای و $\varphi(t)$ فاز لحظه‌ای است. به صورت رابطه (۱۱) بیان می‌شود (بوآشاش و مصباح، ۲۰۰۴):

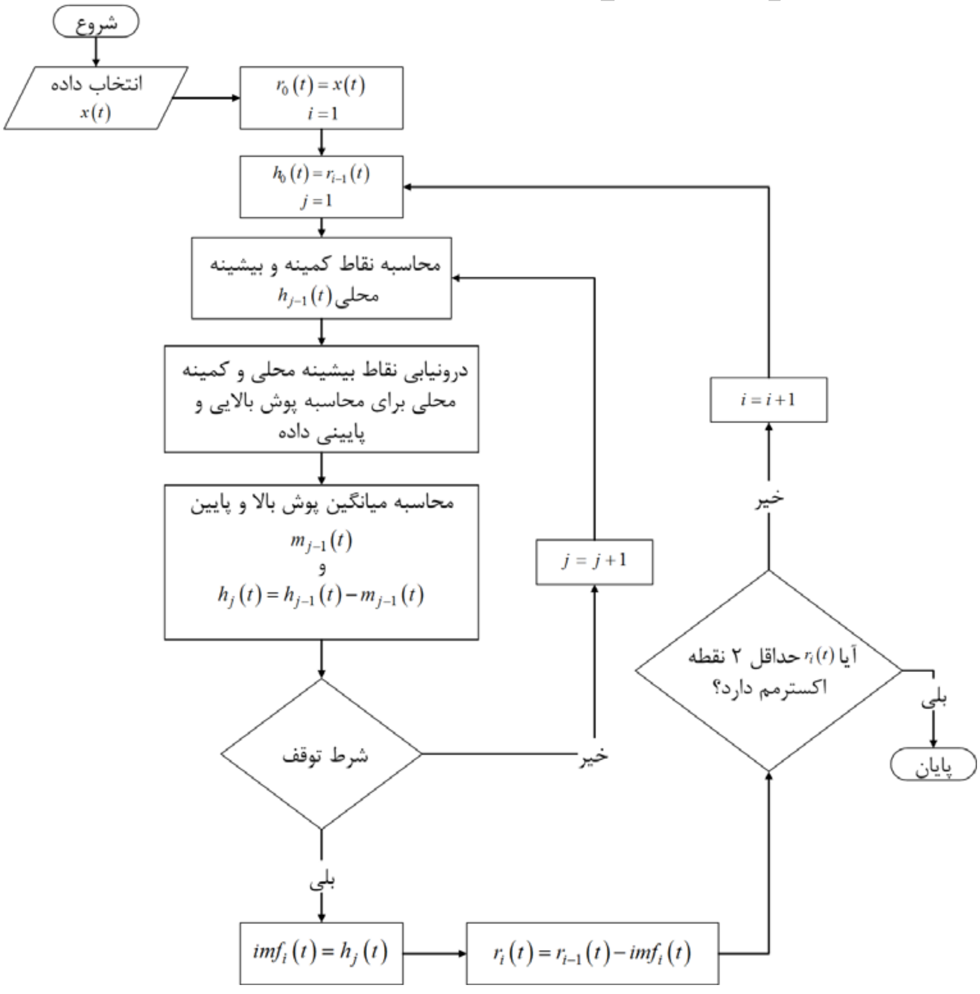
$$f_z(t)=\frac{d\varphi(t)}{dt} \tag{۱۱}$$

بنابراین می‌توان سیگنال تحلیلی را به صورت رابطه (۱۲) نوشت:

$$z(t)=a(t)e^{j2\pi\int_{-\infty}^{t}f_z(\lambda)d\lambda} \tag{۱۲}$$

روش‌های گوناگونی برای برآورد بسامد لحظه‌ای بکار رفته است (بوآشاش، ۱۹۹۲؛ بوآشاش و اوشی، ۱۹۹۴؛ کادکونیک و استانکویچ، ۱۹۹۸). در این مقاله نقاط بیشینه توزیع ویگنر- وایل (Wigner-Ville) (بوآشاش، ۲۰۰۳) به عنوان بسامد لحظه‌ای سیگنال در نظر گرفته شده است (رابطه (۱۳)).

$$\hat{f}_z(t)=\arg_f\max\left[\mathrm{WVD}_z(t,f)\right] \tag{۱۳}$$



شکل ٤. نمودار گردشی محاسبه تجزیه مدهای تجربی.

که در آن، $\hat{f}_z(t)$ بسامد لحظه‌ای سیگنال $z(t)$ است. تحقیقات (بوآشاش، ۲۰۰۳) روشن ساخته است که معمولا تمرکز انرژی یک سیگنال تحلیلی با دامنه ثابت و بسامد لحظه‌ای به‌صورت چندجمله‌ای، حول بسامد لحظه‌ای توزیع ویگنر- وایل آن است. براساس همان تحقیق، هرگاه بسامد لحظه‌ای سیگنال به‌جای چندجمله‌ای دارای مقداری ثابت یا تابعی خطی باشد، در محل بسامد لحظه‌ای در توزیع ویگنر- وایل تابع دلتا ظاهر می‌شود، و بسامد لحظه‌ای برآورد شده دارای دقت زیادی خواهد بود. در حالتی که بسامد لحظه‌ای به‌صورت چندجمله‌ای باشد، بیشینه توزیع ویگنر –وایل آن از بسامد لحظه‌ای دور است یا به‌عبارت‌دیگر برآورد بسامد لحظه‌ای در این حالت اُریبی (bias) می‌شود. در تحقیق حاضر به منظور رفع این مشکل از شکل "بازچینی توزیع ویگنر- وایل نمای هموار شده" استفاده شد (آوگر و فلاندرین، ۱۹۹۵). در این توزیع که در واقع حالت پنجره‌ای توزیع ویگنر-وایل است، پنجره به گونه‌ای انتخاب می‌شود که در آن بسامد لحظه‌ای تا حد ممکن خطی یا ثابت باشد. طول پنجره از رابطه (۱۴) محاسبه می‌شود (بوآشاش و مصباح، ۲۰۰۴؛ بوآشاش، ۲۰۰۳).

$$\text{Window Length} \le \frac{0.384 f_s}{f_d} \qquad (۱۴)$$

که در آن، f_s بسامد نمونه برداری و f_d بسامد غالب داده‌ها است. استفاده از شکل "بازچینی توزیع ویگنر- وایل نمای هموار شده" سبب افزایش دقت در برآورد بسامد لحظه‌ای می‌شود و کیفیت نتیجه حذف نوفه افزایش چشمگیری خواهد داشت. با توجه به مطالب بیان شده می‌توان یک روش دو مرحله‌ای برای برآورد سیگنال بدون نوفه از سیگنال نوفه‌دار عرضه کرد. این فرایند دو مرحله‌ای شامل:

مرحله اول کددار کردن سیگنال نوفه‌دار و مرحله دوم برآورد بسامد لحظه‌ای است. کددار کردن سیگنال نوفه‌دار، $s(t)$، طبق رابطه (۱۵) صورت می‌گیرد:

$$Z(t) = e^{j2\pi\mu\int_0^t s(\lambda)d\lambda} \qquad (۱۵)$$

که در آن، μ پارامتر مقیاس کردن است که مشابه شاخص سوارسازی بسامدی (frequency modulation index) است (کارلسون و همکاران، ۲۰۰۲) و $Z(t)$ سیگنال کددار شده است. این عمل سبب می‌شود که سیگنال درحکم بسامد لحظه‌ای سیگنال کددار ظاهر شود. به‌خاطر تجمع انرژی سیگنال در حوزه زمان–بسامد حول بسامد لحظه‌ای سیگنال کددار، می‌توان سیگنال بدون نوفه را با برآورد کردن بسامد لحظه‌ای سیگنال کددار به‌دست آورد.

مرحله دوم محاسبه تبدیل زمان–بسامد سیگنال کددار شده و سپس محاسبه بسامد لحظه‌ای با استفاده از رابطه (۱۶) است.

$$\hat{x}(t) = \hat{f}_z(t) = \frac{\arg_f \max\left[\mathrm{TFD}_Z(t,f)\right]}{\mu} \qquad (۱۶)$$

که در آن، $\hat{x}(t)$ سیگنال بازسازی شده است. چنانچه سیگنال حاصل همچنان دارای نوفه باشد، می‌توان فرایند را دوباره با سیگنال جدید تکرار کرد. در شکل ۵ نمودار گردشی روش حذف نوفه با استفاده از فیلتر نقطه بیشینه نشان داده شده است.

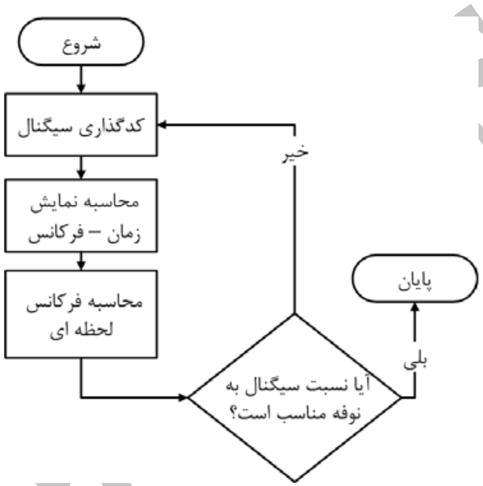
۶ اِعمال روش برای برآورد موجک در داده‌های مصنوعی و واقعی

به منظور بررسی کارآیی روش‌های معرفی شده در این مقاله برای برآورد موجک چشمه لرزه‌ای، هر سه الگوریتم روی داده‌های مصنوعی با موجک با فاز صفر و فاز کمینه در دو حالت بدون نوفه و همراه نوفه اِعمال شد. در ساخت ردلرزه مصنوعی موجک با فاز صفر مورد استفاده، موجک ریکر با بسامد غالب ۲۵ هرتز است و موجک با

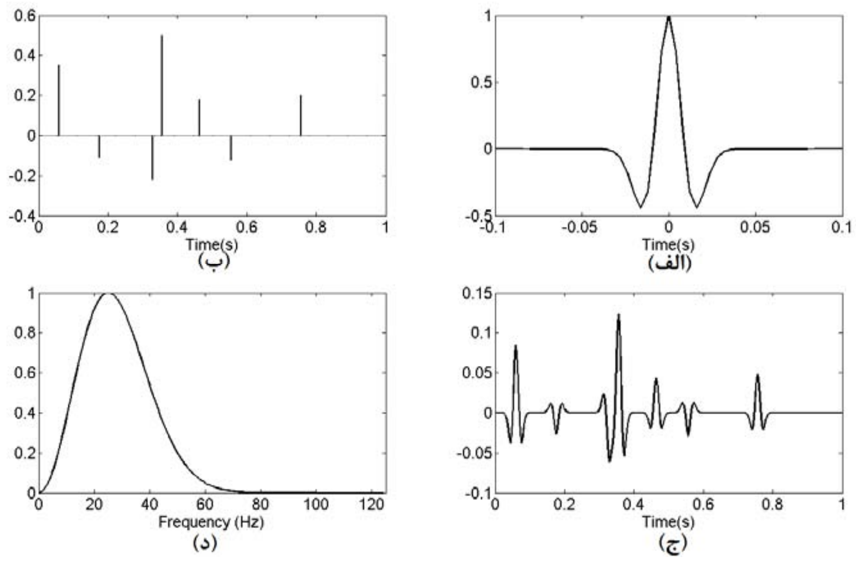
فاز کمینه مطابق رابطه (۱۷) که تبدیل Z آن است، محاسبه می‌شود (چی و مندل، ۱۹۸۴).

$$V(z)=\frac{0.0378417-0.0306517z^{-2}}{1-3.4016497z^{-1}+4.5113732z^{-2}-2.7553363z^{-3}+0.6561z^{-4}} \qquad (۱۷)$$

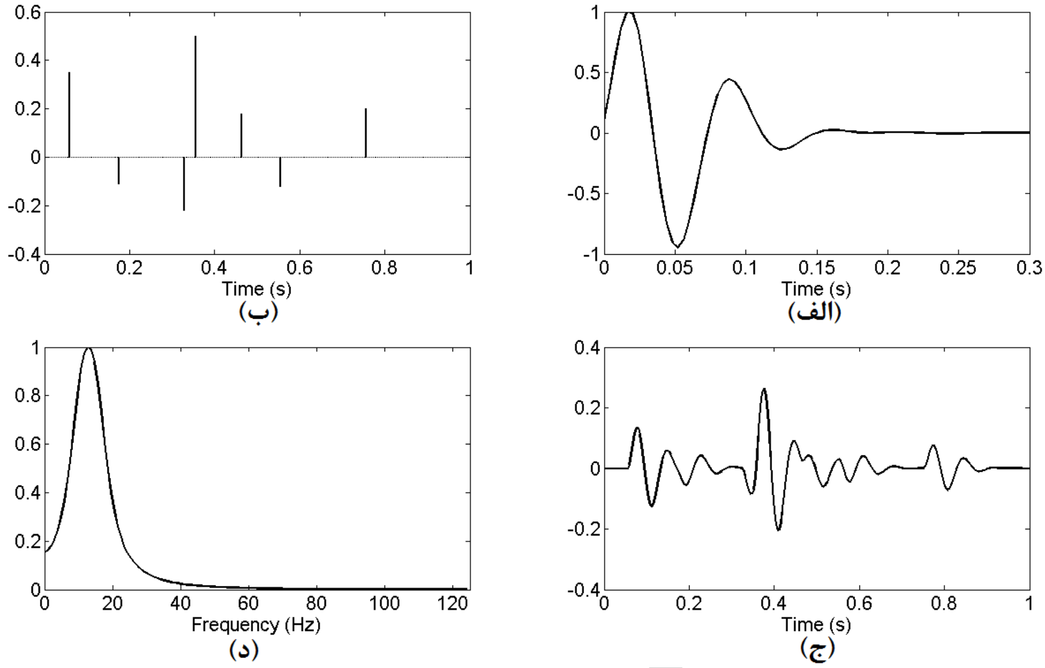
شکل موجک، سری بازتاب، ردلرزه حاصل و طیف دامنه موجک با فاز صفر در شکل ۶ و برای موجک با فاز کمینه در شکل ۷ در حالت بدون نوفه نشان داده شده است.
در شکل‌های ۸ و ۹ به ترتیب نتایج برآورد موجک چشمه با استفاده از سه روش معرفی شده در این مقاله برای دو داده مصنوعی شکل‌های ۶ و۷ نشان داده شده است. فاز موجک در حالت فاز کمینه از روش کولموگوروف (دی و لاینز، ۱۹۹۸) محاسبه می‌شود. خط‌چین سرخ نشان دهنده موجک واقعی، طیف دامنه و فاز آن در شکل‌های مربوطه است. همان‌طورکه مشاهده می‌شود، موجک برآورد شده با روش‌های تجزیه مد تجربی و فیلتر نقطه بیشینه زمان- بسامد، نسبت به روش تبدیل موجک گسسته از دقت بیشتری برخوردارند. این برتری، هم در شکل ظاهری موجک و هم در طیف دامنه و فاز (در مورد موجک فاز کمینه) موجک به‌راحتی قابل مشاهده است.



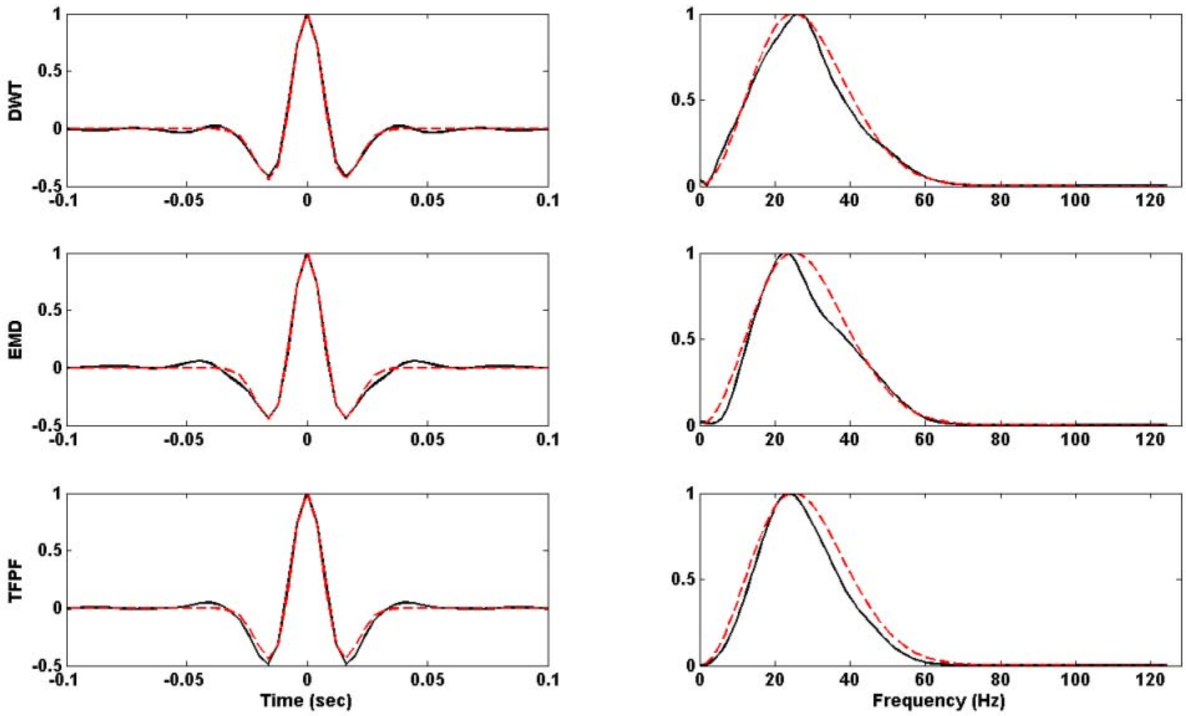
شکل ۵. نمودار گردشی حذف نوفه با استفاده از روش TFPF.



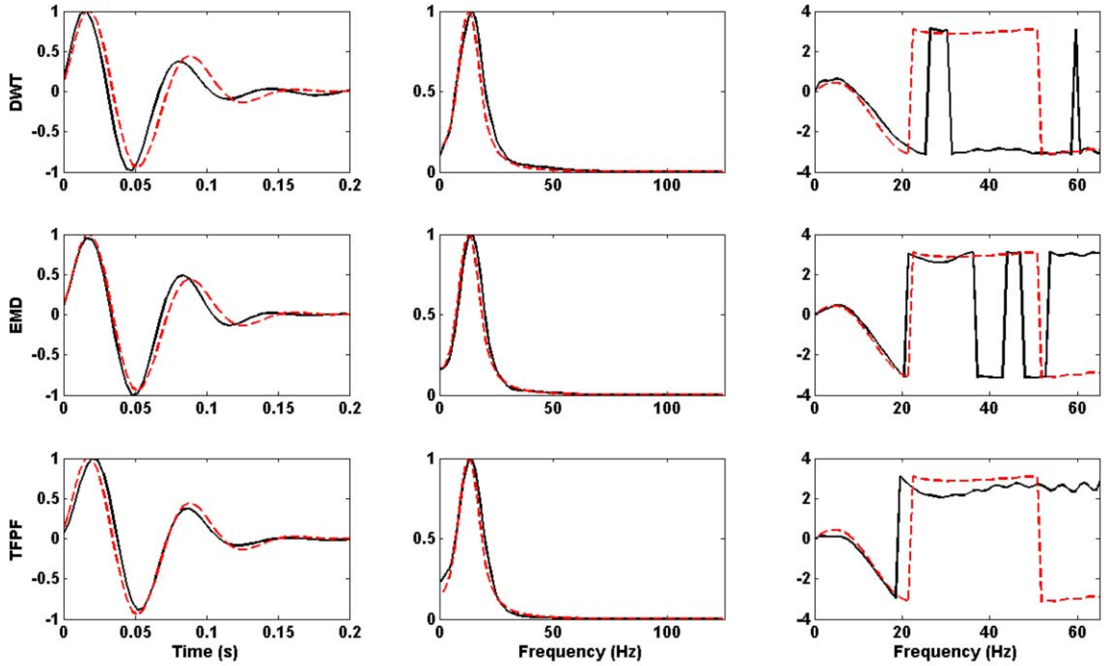
شکل٦. (الف) موجک با فاز صفر، (ب) سری بازتاب، (ج) ردلرزه مصنوعی حاصل و (د) طیف دامنه موجک مصنوعی.



شکل۷. (الف) موجک با فاز کمینه، (ب) سری بازتاب، (ج) ردلرزه مصنوعی حاصل و (د) طیف دامنه موجک مصنوعی.

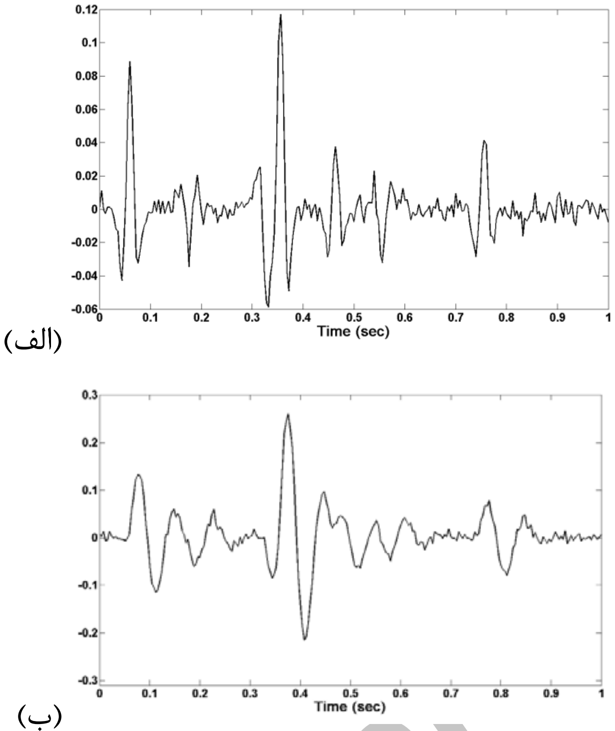


شکل۸. نتایج موجک برآورد شده (سیاه‌رنگ – خط پر) برای موجک با فاز صفر و بدون نوفه و موجک واقعی (سرخ‌رنگ – خط‌چین) (ستون چپ) و طیف دامنه موجک برآورد شده (سیاه‌رنگ – خط پر) و موجک اصلی (سرخ‌رنگ – خط‌چین) (ستون راست) با استفاده از سه روش (ردیف بالا) تبدیل موجک گسسته، (ردیف وسط) تجزیه مدهای تجربی و (ردیف پایین) فیلتر نقطه بیشینه زمان–بسامد.

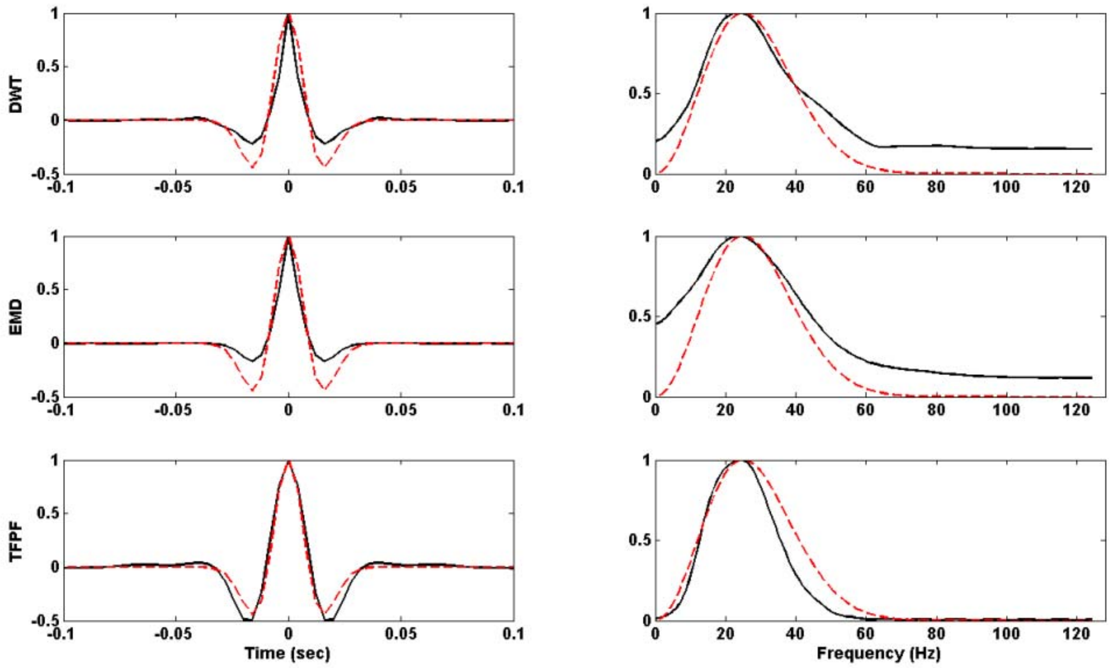


شکل۹. نتایج موجک برآورد شده (سیاه‌رنگ – خط پر) برای موجک با فاز کمینه و بدون نوفه و موجک واقعی (سرخ‌رنگ – خط‌چین) (ستون چپ) و طیف دامنه موجک برآورد شده (سیاه‌رنگ – خط پر) و موجک اصلی (سرخ‌رنگ – خط‌چین) (ستون وسط) و طیف فاز موجک برآورد شده (سیاه‌رنگ – خط پر) و موجک اصلی (سرخ‌رنگ – خط‌چین) (ستون راست) با استفاده از سه روش (ردیف بالا) تبدیل موجک گسسته، (ردیف وسط) تجربه مدهای تجربی و (ردیف پایین) فیلتر نقطه بیشینه زمان-بسامد.

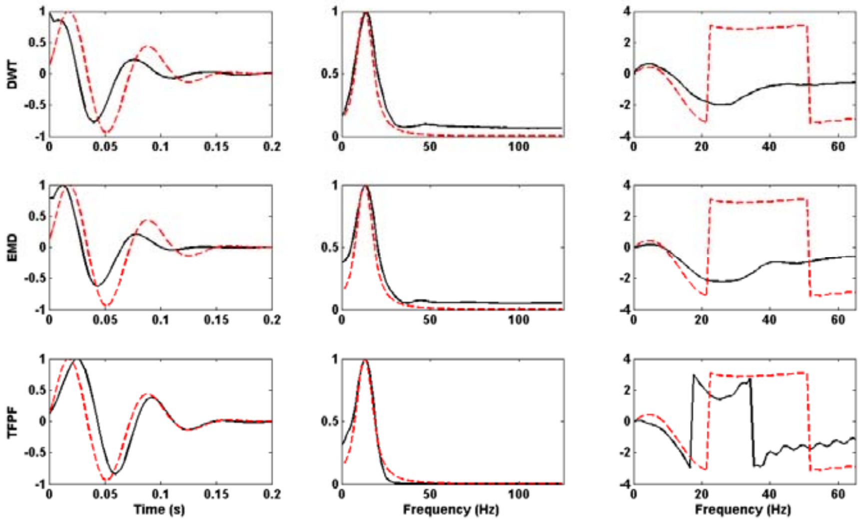
در ادامه نتایج برای حالتی که ردلرزه حاوی نوفه است، نشان داده می‌شود. شکل ۱۰ ردلرزه‌های شکل‌های ۶ و ۷ را به همراه نوفه اتفاقی نمایش می‌دهد. شکل‌های ۱۱ و ۱۲ نیز موجک برآورد شده برای حالت نوفه‌دار و موجک‌های با فاز صفر و فاز کمینه را نشان می‌دهند. همان‌طورکه در شکل‌های ۱۱ و ۱۲ مشاهده می‌شود، در حضور نوفه، موجک چشمه برآورد شده به روش فیلتر نقطه بیشینه زمان- بسامد دارای دقت بیشتری نسبت به دو روش دیگر است. محدوده باند بسامدی موجک برآورد شده توسط روش‌های تبدیل موجک گسسته و تجزیه مد تجربی نسبت به موجک به‌کار رفته در ساخت ردلرزه مصنوعی گسترش یافته و بسامدهای بالاتر از ۶۰ هرتز در مورد موجک با فاز صفر و بالاتر از ۵۰ هرتز در مورد موجک با فاز کمینه در طیف دامنه آنها به‌راحتی قابل مشاهده است و همین امر باعث تغییر شکل ظاهری موجک برآورد شده می‌شود. در مقابل موجک برآورد شده با استفاده از روش فیلتر نقطه بیشینه پهنای باند بسامدی مشابه موجک اولیه دارد و شکل ظاهری آن به‌مراتب به موجک اولیه شبیه‌تر است. همچنین فاز محاسبه شده به روش کولموگوروف برای موجک با فاز کمینه از طیف دامنه در روش فیلتر نقطه بیشینه زمان- بسامد به طیف فاز موجک اولیه شبیه‌تر است.



شکل ۱۰. ردلرزه حاوی نوفه برای (الف) موجک با فاز صفر و (ب) موجک با فاز کمینه.

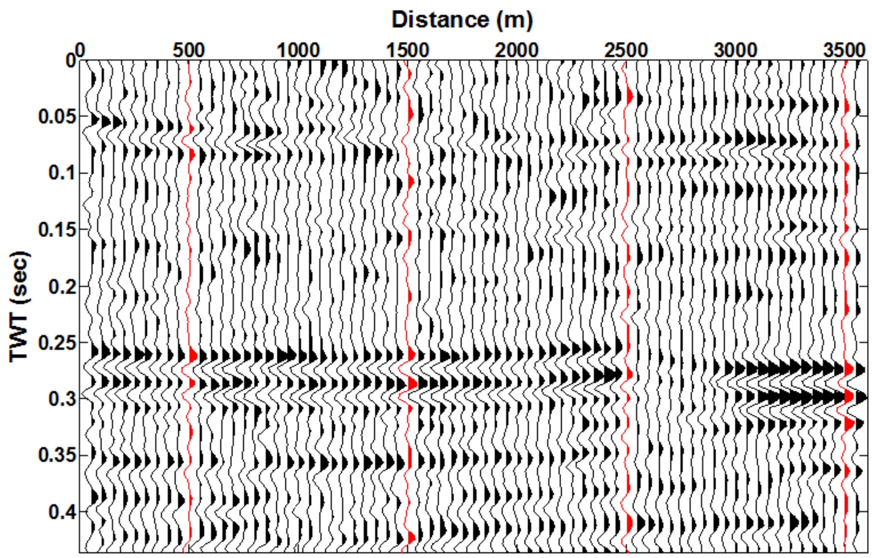


شکل ۱۱. نتایج موجک برآورد شده (سیاه‌رنگ – خط پر) برای موجک با فاز صفر همراه نوفه و موجک واقعی (سرخ‌رنگ – خط‌چین) (ستون چپ) و طیف دامنه موجک برآورد شده (سیاه‌رنگ – خط پر) و موجک اصلی (سرخ‌رنگ – خط‌چین) (ستون راست) با استفاده از سه روش (ردیف بالا) تبدیل موجک گسسته، (ردیف وسط) تجریه مدهای تجربی و (ردیف پایین) فیلتر نقطه بیشینه زمان-بسامد.



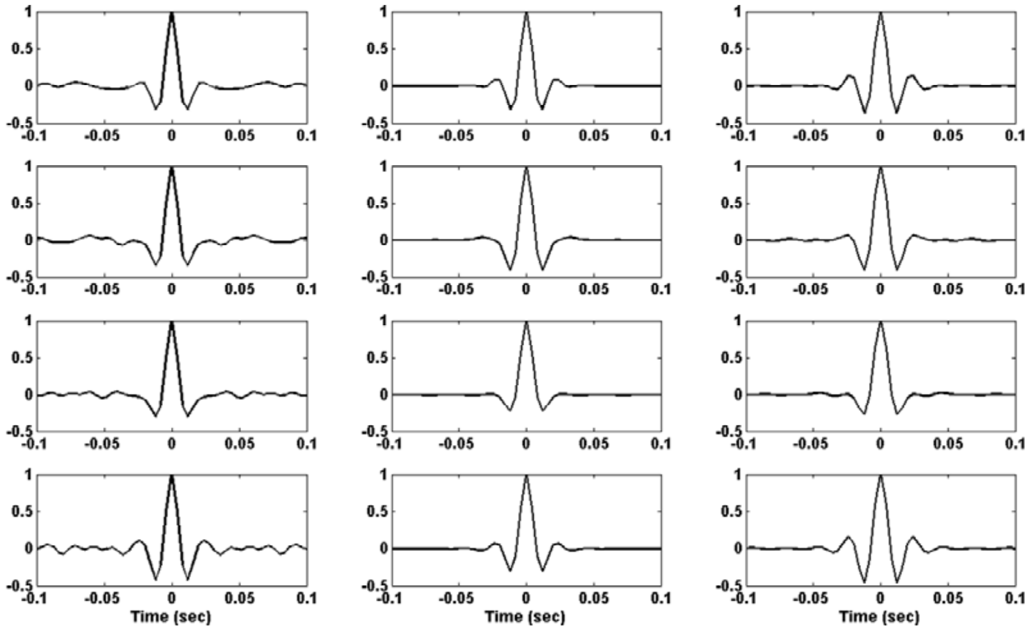
شکل۱۲. نتایج موجک برآورد شده (سیاه‌رنگ– خط پر) برای موجک با فاز کمینه و همراه نوفه و موجک واقعی (سرخ‌رنگ – خط‌چین) (ستون چپ) و طیف دامنه موجک برآورد شده (سیاه‌رنگ– خط پر) و موجک اصلی (سرخ‌رنگ – خط‌چین) (ستون راست) و طیف فاز موجک برآورد شده (سیاه‌رنگ– خط پر) و موجک اصلی (سرخ‌رنگ – خط‌چین) (ستون راست) با استفاده از سه روش (ردیف بالا) تبدیل موجک گسسته، (ردیف وسط) تجربه مدهای تجربی و (ردیف پایین) فیلتر نقطه بیشینه زمان–بسامد.

در ادامه، کارآیی روش‌های معرفی شده برای برآورد موجک چشمه لرزه‌ای روی چهار ردلرزه از یک مقطع لرزه‌ای واقعی که فاز آن صفر شده است، مورد بررسی قرار می‌گیرد. مقطع لرزه‌ای واقعی مورد استفاده دارای ۷۱ ردلرزه به فاصله ۵۰ متر از یکدیگر و ۱۱۰ نمونه زمانی با فاصله نمونه‌برداری ۴ میلی‌ثانیه است. روش‌ها بر ردلرزه‌های ۱۰، ۳۰، ۵۰ و ۷۰ اِعمال شد. در شکل ۱۳ مقطع لرزه‌ای نشان داده شده است. ردلرزه‌های سرخ‌رنگ، همان ردلرزه‌هایی هستند که در الگوریتم برآورد موجک استفاده شده‌اند.

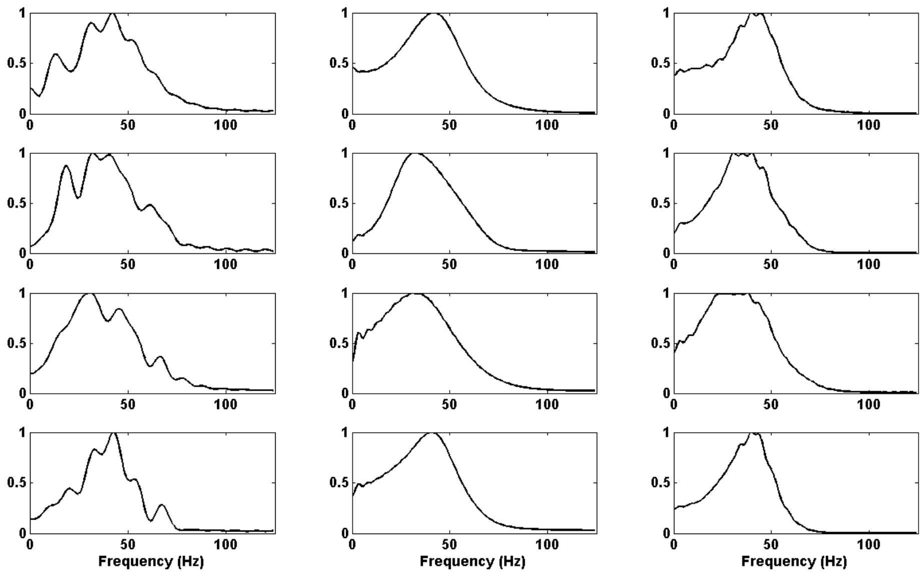


شکل۱۳. مقطع لرزه‌ای واقعی. ردلرزه‌های سرخ‌رنگ برای برآورد موجک به روش‌های معرفی شده در این مقاله مورد استفاده قرار گرفته‌اند.

در شکل ۱۴ موجک‌های برآورد شده با استفاده از سه روش پیش‌گفته نشان داده شده است. نتایج به‌ترتیب از بالا به پایین برای ردلرزه‌های ۱۰، ۳۰، ۵۰ و ۷۰ و از چپ به راست، مربوط به روش تبدیل موجک گسسته، تجزیه مد تجربی و فیلتر نقطه بیشینه زمان-بسامد است. در شکل ۱۵ نیز طیف دامنه موجک‌های برآورد شده به همان ترتیب شکل ۱۴ نشان داده شده است.



شکل ۱۴. موجک برآورد شده برای ردلرزه‌های ۱۰، ۳۰، ۵۰ و ۷۰ (به‌ترتیب از بالا به پایین) و از روش تبدیل موجک گسسته، تجزیه مد تجربی و فیلتر نقطه بیشینه زمان-بسامد (به‌ترتیب از چپ به راست).



شکل ۱۶. طیف دامنه موجک برآورد شده به همان ترتیب شکل ۱۴.

۷ نتیجه‌گیری

در این مقاله از سه روش متفاوت حذف نوفه تبدیل موجک گسسته، تجزیه مد تجربی و فیلتر نقطه بیشینه زمان-بسامد، به منظور برآورد موجک چشمه لرزه‌ای استفاده شده است. در واقع با فرض نوفه بودن سری بازتاب زمین می‌توان با حذف آن از لگاریتم طیف دامنه ردلرزه، موجک چشمه لرزه‌ای را برآورد کرد. کارآیی سه روش در حذف نوفه و برآورد موجک چشمه روی داده‌های مصنوعی بررسی شد. نتایج به‌دست آمده روشن ساخت که هر سه روش در برآورد موجک؛ چه دارای فاز صفر و چه دارای فاز کمینه، عملکرد قابل قبولی دارند و موجک را با دقت خوبی برآورد می‌کنند. اما در میان سه روش پیش‌گفته، دو روش تجزیه مد تجربی و فیلتر نقطه بیشینه زمان-بسامد نتایج بهتری را تولید می‌کنند و در میان این دو روش نیز روش فیلتر نقطه بیشینه زمان-بسامد دقت بیشتری در برآورد موجک دارد. به‌عبارت‌دیگر، موجک برآورد شده با روش تبدیل موجک گسسته دارای نوساناتی در اطراف موجک است و موجک برآورد شده نوفه بیشتری نسبت به موجک برآورد شده با دو روش دیگر دارد. این مطلب، هم در شکل موجک و هم در طیف دامنه آن قابل مشاهده است. همچنین برآورد موجک با سه روش فوق روی داده‌های واقعی نیز مورد آزمایش قرار گرفت.

منابع

Auger, F. and Flandrin, P., 1995, Improving the readability of time-frequency and time-scale representations by the reassignment method: IEEE Trans. on Signal Processing, **43**, 1068-1089.

Berkhout, A. J., 1977, Least-square inverse filtering and wavelet deconvolution, Geophysics, **42**, 1369-1383.

Boashash, B., 1992, Estimating and interpreting the instantaneous frequency of a signal- Part1: fundamentals; Part2: algorithms and applications, Proc. IEEE, **80**, 520-538.

Boashash, B., 2003, Time frequency signal analysis and processing: A comprehensive reference. Elsevier, UK.

Boashash, B., and Mesbah, M., 2004, Signal enhancement by time-frequency peak filtering: IEEE Trans. on Signal Processing, **52**, 929-937.

Boashash, B., and O'Shea, P. J., 1994, Polynomial Wigner-Ville distributions and their relationship to time-varying higher order spectra: IEEE Trans. On Signal Processing, **42**, 216-220.

Carlson, A. B., Crilly, P. B., and Rutledge, J. C., 2002, Communication systems, an introduction to signal and noise in electrical communication. 4th edn., McGraw-Hill Inc, UK.

Chi, C., and Mendel, J. M., 1984, Performance of minimum-variance deconvolution filter: IEEE Trans. on Acoustics, Speech, and Signal Processing, **ASSP-32**, 1145-1153.

Dey, A. K. and Lines, L. R., 1998, Seismic source wavelet estimation and the random reflectivity assumption. CREWES research report, **10**, 1-28.

Donoho, D.L., 1995, De-noising by soft-thresholding: IEEE Trans. on Inf. Theory, **41**, 613-627.

Huang, N. E. and Shen, S. S. P., 2005, Hilbert-Huang transform and its applications. World Scientific Publishing Co. Pte. Ltd., Singapore.

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**, 903–995.

Katkovnik, V., and Stankovic, L. J., 1998, Instantaneous frequency estimation using the Wigner distribution with varying and data driven window length, IEEE Trans. on Signal Processing, **46**, 2315-2325.

Kopsinis, Y. and McLaughlin, S., 2008, Empirical Mode Decomposition Based Soft-Thresholding, EURASIP J. Adv. Signal Process.

Kopsinis, Y. and McLaughlin, S., 2009, Development of EMD-based Denoising Methods Inspired by Wavelet Thresholding: IEEE Trans. on Signal Processing, 57, 1351-1362.

Mallat, S., 1989, A theory for multiresolution signal decomposition: the wavelet representation, IEEE Pattern Anal. and

Machine Intell., 11, 674-693.
Mallat, S., 1999, A wavelet tour of signal processing. Academic Press, New York.
Mundim, E. C., Schots, H. A., and Araujo, J. M., 2006, WTdecon, a colored deconvolution implemented by wavelet transform, The Leading Edge, April, 398-401.
Nair, G. J., 1983, Deconvolution of seismograms by autoregressive method, Geophysics, **48**, 229-233.
Poularikas, A. D., 2000, The transforms and applications Handbook. 2nd edition, CRC Press.
Robinson, E. A., 1954, Predictive decomposition of time series with application to seismic exploration. Ph.D. thesis, MIT, Cambridge, Mass.
Ulrich, T. J., 1971, Application of homomorpic deconvolution to seismology. Geophysics, **36**, 650-660.
Wang, L. X., and Mendel, J. M., 1992, Adaptive minimum prediction-error deconvolution and source wavelet estimation using Hopfield neural networks. Geophysics, **57**, 670-679.