

بررسی کاهش نویز در سیگنال گسیل‌های صوتی برانگیخته گذرای گوش با استفاده از توابع پایه مناسب موجک

حبیب‌علیزاده دیزجی^۱، دکتر محمد جواد ابوالحسنی^۲، دکتر علیرضا احمدیان^۳، یوسف سلیم‌پور^۴

^۱ کارشناس ارشد مهندسی پزشکی دانشگاه علوم پزشکی تهران، ایران

^۲ دانشیار گروه فیزیک و مهندسی پزشکی دانشگاه علوم پزشکی تهران، ایران

^۳ استادیار گروه فیزیک و مهندسی پزشکی دانشگاه علوم پزشکی تهران، ایران

^۴ دانشجوی دکترای علوم اعصاب شناختی مرکز تحقیقات علوم و تکنولوژی در پزشکی

چکیده

زمینه و هدف: تطبیق یک تابع پایه موجک بهینه به گروهی از سیگنال‌ها و کاربرد آن در آنالیز چند تفکیکی سیگنال‌ها با استفاده از آنالیز موجک می‌تواند نقش مؤثری در کاهش نویز و فشرده سازی سیگنال‌های مربوطه داشته باشد. با توجه به اینکه سیگنال گسیل‌های صوتی برانگیخته گذرا با نویز آلوده می‌شوند، در این مقاله سعی شده است با استفاده از الگوریتم‌های تطبیقی، تابع پایه موجک متعامد بهینه‌ای برای سیگنال‌های گسیل صوتی برانگیخته گذرا با استفاده از منحنی کوک شنوایی طراحی شود تا بتوان نویز را با دقت بیشتری در این سیگنال‌ها حذف کرد.

روش بررسی: از آنجایی که سیستم شنوایی انسان مانند موجک عمل می‌کند، تطبیق تابع موجک روی منحنی‌های کوک شنوایی صورت گرفت. عمل تطبیق در دو مرحله به صورت جداگانه بر روی اندازه و فاز طیف انجام شد. تابع مقیاس از موجک پایه‌ی تطبیقی محاسبه گردید و با کمک این توابع برای بانک فیلتری و آنالیز و ترکیب سیگنال گسیل‌های صوتی برانگیخته، فیلترهای پایین‌گذر و بالاگذر طراحی شدند. اثرات نویز در مرحله ترکیب سیگنال با استفاده از پنجره‌های زمانی کاهش داده شده است.

یافته‌ها: آنالیز انجام شده بهبود در بازسازی سیگنال نسبت به آنالیز موجک بر پایه تابع پایه Coiflet5 را نشان می‌دهد، با اعمال الگوریتم کاهش نویز طراحی شده بر اساس پنجره‌های زمانی می‌توان نسبت سیگنال به نویز را تا ۷ دسی‌بل بهبود داد.

نتیجه گیری: موجک حاصل از این الگوریتم بسیار شبیه به موجک‌های دو تعامدی می‌باشند. از این رو، با تطبیق موجک دو تعامدی با منحنی کوک فرانسی و استفاده از آنالیز بسته‌ای موجک، آنالیز اجزاء زمانی - فرانسی سیگنال گسیل‌های صوتی با دقت بیشتری امکانپذیر می‌گردد.

واژگان کلیدی: گسیل‌های صوتی برانگیخته گذرا، منحنی‌های کوک شنوایی، تابع پایه موجک تطبیقی، آنالیز چند تفکیکی، پنجره زمانی، کاهش نویز

(وصول مقاله: ۸۵/۱۱/۱۹، پذیرش: ۸۶/۷/۱۶)

مقدمه

گسیل‌های صوتی برانگیخته گذرا صداهایی با شدت کم می‌باشند که در طی فرایند هنجار شنیدن بوسیله گوش داخلی تولید می‌شوند. اولین توضیحات علمی در مورد گسیل‌های صوتی برانگیخته گذرا در سال ۱۹۷۸ توسط Kemp منتشر شد. وی در مقاله‌اش متذکر شد گسیل‌های صوتی برانگیخته گذرا در انواع مشخصی از افت شنوایی کاهش می‌یابند یا از بین می‌روند. (۱-۳).

گسیل‌های صوتی در فرکانس‌های موجود در موج محرک اتفاق می‌افتند. (۲ و ۱) از آنجایی که گسیل‌های صوتی برانگیخته گذرا سیگنال‌های ضعیفی هستند به وسیله نویزهای خارجی و داخلی بدن آلوده می‌شوند. منابع اصلی نویز که گسیل‌های صوتی برانگیخته گذرا را آلوده می‌کند عبارتند از نویزهای داخل بدن و محیطی که بیشتر

روش بررسی

تهیه و آماده‌سازی اطلاعات خام

اطلاعات استفاده شده، گسیل‌های صوتی برانگیخته گذرا حاصل از پنجاه فرد هنجار و بیمار (با بیماری‌های مختلف) بود که با استفاده از دستگاه ILO88DP ساخت کمپانی Otodynamics انگلستان، واقع در بخش گوش و حلق و بینی بیمارستان ولیعصر وابسته به مجتمع بیمارستانی امام‌خمینی(ره) دانشگاه علوم پزشکی تهران جمع‌آوری شد.

اطلاعات مربوط به منحنی‌های کوک فرکانسی شنوایی از پایگاه داده سایت اینترنتی دانشگاه بوستون (۸) تهیه شد و از این منحنی‌ها به عنوان سیگنال پایه برای طراحی تابع پایه موجک استفاده گردید.

آنالیز چند تفکیکی متعامد و طراحی موجک

تئوری تبدیل موجک و کاربرد آن برای آنالیز چند تفکیکی سیگنال‌ها در دهه‌ی گذشته توسعه داده شد و به صورت مدون ارائه گردید. (۹)، الگوریتم‌های مختلفی برای طراحی یک تابع پایه موجک برای آنالیز سیگنال‌ها وجود دارد. در اغلب این روش‌ها سعی شده است با بهینه کردن تابع موجک‌های معمول و تطبیق آنها با سیگنال مورد نظر، تابع بهینه را بدست آورند. روشی که در این مقاله برای رسیدن به تابع پایه موجک برای سیگنال‌های اتواکوستیک در نظر گرفته‌ایم بر پایه الگوریتمی است که توسط Rao و Chapa پیشنهاد شده است. در این الگوریتم بهینه شده، تطبیق تابع پایه موجک بر روی اندازه و فاز طیف سیگنال به صورت جداگانه صورت می‌گیرد. (۹)

در ابتدا خلاصه‌ای از آنالیز چند تفکیکی متعامد (Orthogonal Multiresolution Analysis: OMRA) بررسی می‌شود.

آنالیز چند تفکیکی متعامد

در یک آنالیز چند تفکیکی متعامد، یک سیگنال $f(x) \in V_{-1}$ را می‌شود به بی‌نهایت سری از توابع جزیی $\{g_i(x)\}$ تجزیه کرد. (۱۰ و ۹)

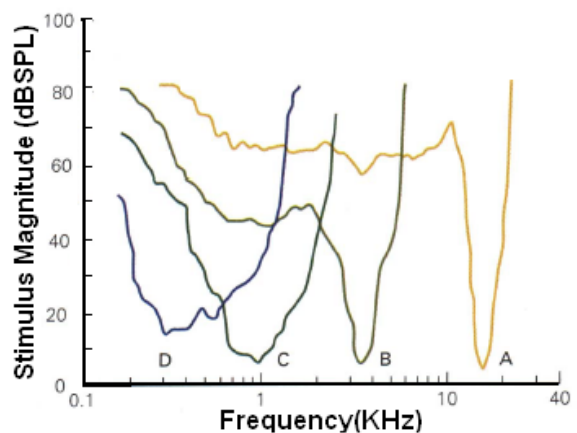
$$f(x) = \sum_{j=1}^{\infty} g_j(x) \quad [1]$$

اولین مرحله تجزیه سیگنال با تصویر کردن $f(x)$ بر روی دو زیر فضای (subspace) متعامد W_0 و V_0 صورت می‌-

در فرکانس‌های پایین ظاهر می‌شوند. از جمله این نویزها می‌توان صدای تنفس، مالش پروب به لباس، نویزهای حرکتی و صدای جریان خون را نام برد. (۱، ۳ و ۴)، نویزهای فرکانس بالا که این سیگنال‌ها را آلوده می‌کنند اغلب ناشی از دستگاه‌های الکترونیکی می‌باشند. (۱)، بنابراین قبل از آنالیز سیگنال‌ها توسط متخصصان، کاهش نویز در آنها لازم به نظر می‌رسد.

روش‌های مختلفی برای آنالیز و کاهش نویز در سیگنال گسیل‌های صوتی برانگیخته گذرا ارائه شده است، اما با توجه به اینکه اجزاء فرکانسی با زمان نهفتگی‌های مختلفی در سیگنال ظاهر می‌شوند، یعنی اجزاء فرکانس بالا با زمان نهفتگی کوتاه و اجزاء فرکانس پایین با زمان نهفتگی بیشتری ظاهر می‌شوند می‌توان عملکرد سیستم شنوایی انسان به خصوص حلزون را در همانند یک بانک فیلتری با پایه موجک در نظر گرفت (شکل ۱). (۴، ۵ و ۶)، بنابراین می‌توان با استفاده از یک روش آنالیز چند تفکیکی سیگنال گسیل‌های صوتی برانگیخته گذرا، که بر پایه یک موجک مناسب برای این سیگنال‌ها باشد، آنالیز بهتری روی آنها انجام داد و نویز موجود را با دقت بیشتری کاهش داد.

تابع‌های پایه موجک مختلفی برای پیاده‌سازی آنالیز چند تفکیکی این سیگنال‌ها استفاده شده است که متداول‌ترین آنها تابع پایه Coiflet5 می‌باشد. انتخاب این تابع به خاطر شباهت شکل آن با سیگنال گسیل‌های صوتی برانگیخته گذرا می‌باشد. (۶ و ۷)، اما هدف این مطالعه، بررسی کاهش نویز در سیگنال گسیل‌های صوتی برانگیخته گذرای گوش با استفاده از توابع پایه مناسب موجک است.



شکل ۱- منحنی‌های کوک فرکانسی حاصل از اعصاب شنوایی

که این شرایط به روابط زیر برای ψ و ϕ منتهی می‌شود:

$$\langle \phi_{j,k}, \phi_{j,m} \rangle = \delta_{k,m} \quad [۶]$$

$$\langle \phi_{j,k}, \psi_{j,m} \rangle = 0 \quad [۷]$$

$$\langle \psi_{j,k}, \psi_{l,m} \rangle = \delta_{j,l} \cdot \delta_{k,m} \quad [۸]$$

تبدیل فوریه معادله ۶ جمع پواسون را نتیجه می‌دهد که مقدار آن برای تمام ω ها برابر ۱ است. (۹)

$$\sum_{m=-\infty}^{\infty} |\Phi(\omega + 2\pi m)|^2 = 1 \quad [۹]$$

از آنجایی که $\phi(x) \in V_0 \subset V_{-1}$ و $\psi(x) \in W_0 \subset V_{-1}$ می‌باشند می‌توان آنها را به صورت یک ترکیب خطی از پایه‌های عضو زیرفضای V_{-1} نوشت. (۹)

$$\phi(x) = 2 \sum_{k=-\infty}^{\infty} h_k \phi(2x - k) \quad [۱۰]$$

$$\psi(x) = 2 \sum_{k=-\infty}^{\infty} g_k \phi(2x - k) \quad [۱۱]$$

و در حوزه فرکانس داریم:

$$\Phi(\omega) = H\left(\frac{\omega}{2}\right) \Phi\left(\frac{\omega}{2}\right) \quad [۱۲]$$

$$\Psi(\omega) = G\left(\frac{\omega}{2}\right) \Phi\left(\frac{\omega}{2}\right)$$

سری‌های h_k و g_k در معادلات ۱۰ و ۱۱ پاسخ ضربه، فیلترهای آینه‌ای تریبی (Quadrature Mirror Filters: QMF) را برای یک آنالیز چند تفکیکی مشخص می‌کنند که دارای خواص زیر می‌باشند:

$$|H(\omega)|^2 + |G(\omega)|^2 = 1 \quad [۱۳]$$

$$H(\omega)\overline{H(\omega + \pi)} + G(\omega)\overline{G(\omega + \pi)} = 0 \quad [۱۴]$$

$H(\omega)$ و $G(\omega)$ تبدیل فوریه h_k و g_k می‌باشند و با دوره 2π متناوب می‌باشند. (۹ و ۱۱)، در این مقاله h_k و g_k به صورت زیر تعریف شده‌اند که شرط ۱۴ را برآورده می‌کنند. [۱۵]

$$g_k = (-1)^{k+1} h_{1-k} \Leftrightarrow G(\omega) = e^{-i\omega} \overline{H(\omega + \pi)}$$

گیرد که $V_{-1} = V_0 \oplus W_0$ و \oplus یک عملگر جمع می‌باشد. تصویر حاصل، $f_0(x) \in V_0$ یک تخمین با رزولوشن پایین از $f(x)$ و $g_0(x) \in W_0$ جزئیاتی است که از تصویر $f(x)$ به دست می‌دهیم. ادامه عمل تجزیه با تصویر کردن $f(x)$ روی V_1 و W_1 صورت می‌گیرد. پایه‌های متعامدی از V_j و W_j را به صورت زیر می‌توان تعریف کرد.

$$\psi_{j,k} = 2^{-j/2} \psi(2^{-j}x - k) \quad [۲]$$

$$\phi_{j,k} = 2^{-j/2} \phi(2^{-j}x - k)$$

که $\psi(x)$ یک تابع پایه موجک و $\phi(x)$ یک تابع مقیاس (scaling function) می‌باشد و شرایط زیر در آنها صدق می‌کند. (۹-۱۱)

$$\int \psi(x) dx = 0 \Leftrightarrow \Psi(0) = 0 \quad [۳]$$

$$\int \phi(x) dx = 1 \Leftrightarrow \Phi(0) = 1$$

و $\Psi(\omega)$ و $\Phi(\omega)$ به ترتیب تبدیل فوریه $\psi(x)$ و $\phi(x)$ می‌باشند و معادلات تصویر سیگنال به صورت زیر است:

$$g_j(x) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} d_k^j 2^{-(j/2)} \psi(2^{-j}x - k) \quad [۴]$$

$$d_k^j = \langle f_{j-1}(x), \psi_{j,k} \rangle$$

$$f_j(x) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_k^j 2^{-(j/2)} \phi(2^{-j}x - k) \quad [۵]$$

$$c_k^j = \langle f_{j-1}(x), \phi_{j,k} \rangle$$

که در معادلات بالا d_k^j و c_k^j ضرایب تصاویر و $\langle \cdot, \cdot \rangle$ ضرب داخلی می‌باشد. توالی‌های تو در تو در $\{V_j\}$ آنالیز چند تفکیکی را تشکیل می‌دهند. برای اینکه یک آنالیز چند تفکیکی متعامد باشد لازم است شرایط زیر برقرار باشد:

۱- $\psi_{j,k}$ و $\phi_{j,k}$ باید دو پایه متعامد به ترتیب از زیرفضاهای W_j و V_j باشند.

۲- برای تمام $j \neq k$ رابطه $W_j \perp W_k$ برقرار باشد.

۳- $W_j \perp V_k$

شرایط انتخاب تابع پایه موجک بهینه

با فرض اینکه با استفاده از یک بانک فیلتری تطبیق داده شده که بر اساس یک تبدیل موجک عمل می‌کند، موجک مربوطه برای سیگنال مورد نظر طراحی شده است و جزئیات خروجی از بانک فیلتری بیشترین مقدار را داراست، می‌توان معادله تصویر را برای جزئیات سیگنال که در معادله ۴ آمده است و یک ضرب داخلی است با استفاده از رابطه پارسوال Parseval's identity در حوزه فرکانس به صورت زیر نوشت:

$$d_k^j = \langle f(x), \psi_{j,k} \rangle = \langle F(\omega), \Psi_{j,k}(2^j \omega) \rangle \quad [16]$$

که $\Psi_{j,k}(2^j \omega)$ تبدیل فوریه $\psi_{j,k}(x)$ است. انرژی d_k^j در مقیاس j_0 و انتقال k_0 به صورت زیر می‌باشد:

$$|d_{k_0}^{j_0}|^2 = \left| \langle F(\omega), \Psi_{j_0, k_0}(2^{j_0} \omega) \rangle \right|^2 \quad [17]$$

با اعمال نامساوی کوشی - شوارتز بر طرف راست معادله

۱۷ خواهیم داشت:

$$\left| \langle F(\omega), \Psi_{j_0, k_0}(2^{j_0} \omega) \rangle \right|^2 \leq \langle F(\omega), F(\omega) \rangle \quad [18]$$

$$\langle \Psi_{j_0, k_0}(2^{j_0} \omega), \Psi_{j_0, k_0}(2^{j_0} \omega) \rangle$$

نامساوی بالا وقتی حالت برابری پیدا می‌کند که:

$$F(\omega) = K \Psi_{j_0, k_0}(2^{j_0} \omega) \quad [19]$$

بنابراین $|d_{k_0}^{j_0}|^2$ وقتی بیشترین مقدار را دارد که طیف

فرکانسی $\psi_{j_0, k_0}(x)$ منطبق بر طیف فرکانسی $f(x)$ باشد. (۹)

با توجه به معادله ۱۹، در این الگوریتم تطبیقی سعی شده

است، طیف فرکانسی تابع پایه موجک با طیف فرکانسی سیگنال

مورد نظر تطبیق داده شود و این تطبیق با در نظر گرفتن شرایط

آنالیز چند تفکیکی متعامد صورت گیرد. شرط تعامد با رعایت

معادله ۹ (جمع پواسون) فقط روی اندازه طیف اعمال می‌شود. (۹)

یکی دیگر از مشکلات تطبیق مستقیم طیف تابع پایه

موجک به سیگنال مورد نظر این است که شرایط آنالیز چند

تفکیکی متعامد روی تابع مقیاس می‌باشد (جمع پواسون)، بنابراین

باید شرط تعامد از روی تابع مقیاس به تابع پایه موجک انتقال

داده شود ولی تطبیق روی تابع موجک صورت می‌گیرد، برای حل

این مشکل بدست آوردن رابطه‌ای بین تابع موجک و تابع مقیاس ضروری است به طوری که بتوان تابع مقیاس را از روی تابع موجک بدست آورد. (۹)

بدست آوردن تابع مقیاس از روی تابع پایه موجک

اولین مرحله اعمال شرایط آنالیز چند تفکیکی متعامد به اندازه طیف تابع پایه موجک پیدا کردن ابزار است که بتوان بوسیله آن تابع مقیاس را از تابع پایه موجک بدست آورد. پیدا کردن تابع پایه موجک از تابع مقیاس با استفاده از فرمول ۱۱ امکان‌پذیر است ولی عکس آن ممکن نمی‌باشد.

شرایط ۳۶ و ۱۲ برای $\phi(x)$ لازم است تا یک آنالیز چند تفکیکی متعامد ایجاد کند، که این آنالیز شرایط ۱۴-۶ را برآورده کند. با استفاده از معادلات ۱۲ و ۱۳ می‌توان عبارت زیر را نتیجه گرفت: (۹ و ۱۰)

$$|\Phi(\omega)|^2 = |\Psi(2\omega)|^2 + |\Phi(2\omega)|^2 \quad [20]$$

با جایگذاری مقدار $|\Phi(2^k \omega)|^2$ برای $k \geq 1$ در معادله

(۲۰) می‌توان عبارت زیر را بدست آورد:

$$|\Phi(\omega)|^2 = \sum_{j=1}^{\infty} |\Psi(2^j \omega)|^2 \quad [21]$$

حال با داشتن عبارتی که به توان بوسیله آن $|\Phi|$ را از

$|\Psi|$ بدست آورد، لازم است $|\Psi|$ را طوری بدست آورد که شرط

لازم و کافی را برای تعامد $\phi_{j,k}$ در زیر فضای V_j برآورده

کند. برای حصول این شرط فرض می‌شود که طیف تابع مقیاس

دارای باند فرکانسی محدود و دارای تعداد محدودی صفر است. با

این فرض‌ها $\Phi(\omega)$ را در محدوده $\omega \in [-\omega_m, \omega_m]$ تعریف

می‌کنیم که:

$$\omega_m \leq \pi + \alpha \quad 0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{3} \quad [22]$$

شرایط زیر برای $|\Phi(\omega)|$ شرط لازم و کافی است تا یک

تابع مقیاس متعامد با باند فرکانسی محدود داشته باشیم: (۹)

[۲۳]

$$|\Phi(\omega)| = 1 \quad \text{for} \quad |\omega| < \pi - \alpha$$

$$|\Phi(\omega)|^2 + |\Phi(2\pi - \omega)|^2 = 1$$

$$\text{for} \quad \pi - \alpha < |\omega| < \pi + \alpha$$

الف- تطبيق اندازه طيف

تطبيق اندازه طيف تابع پايه موجك به اندازه طيف سيگنال مورد نظر با بدست آوردن كمترين مقدار تابع خطاي زير صورت گرفته است:

$$E(Y, \alpha) = \int [W(\omega) - \alpha Y(\omega)]^2 d\omega \quad [28]$$

که $W(\omega) = |F(\omega)|^2$ ، $Y(\omega) = |\Psi(\omega)|^2$ و α ضريب مقياس می‌باشد. مقدار مناسب برای $Y(\omega)$ که از معادله ۲۸ بدست می‌آید، به صورت زیر است. (۹)

$$Y(\omega) = \frac{1}{2} - \frac{1}{4\alpha} [W(2\pi - \omega) - W(\omega) + W(2\omega) - W(4\pi - 2\omega)] \quad [29]$$

در حالت گسسته برای تطبيق تابع پايه همانند حالت پيوسته ابتدا سعی بر يافتن عبارتی است که بوسیله آن بتوان $|\Phi|$ را از $|\Psi|$ بدست آورد. حالت گسسته معادله ۲۱ به صورت زیر است.

$$\left| \Phi\left(\frac{\pi k}{2^\ell}\right) \right|^2 = \sum_{p=0}^{\ell} \left| \Psi\left(\frac{2\pi k}{2^p}\right) \right|^2 \quad \text{for } k \neq 0$$

و برای رعایت شرط تعامد، جمع پواسون را به معادله ۳۰ اعمال می‌شود، که نتیجه حاصل به صورت زیر خواهد بود:

$$\sum_{p=0}^{\ell} \sum_{m=-\infty}^{\infty} Y\left(\frac{2^\ell}{2^p}(k + 2^{\ell+1}m)\right) = 1$$

where $[31]$

$$2^{\ell-1}/3 < \left| \frac{2^\ell}{2^p}(k + 2^{\ell+1}m) \right| < 2^{\ell+2}/3$$

که با رعایت شرط ۳۱ و حل معادله ۲۹ اندازه طيف تابع پايه موجك بدست می‌آید. (۹)

ب- تطبيق فاز طيف

برای تطبيق فاز تابع پايه موجك به سيگنال مورد نظر سعی شده است تا تطبیقی بین تأخیر گروهی تابع پايه موجك و سيگنال مورد نظر از روش كمترين مربعات (least squares) صورت گیرد. بدین منظور خطای γ را تعريف می‌کنیم که با کمینه کردن خطای زير تطبيق فازی طيف را انجام می‌دهیم. (۹)

در یک آنالیز چند تفکیکی متعامد که تابع مقياس آن دارای باند فرکانسی محدود است، تابع پايه موجك مطابق آن روی محدوده فرکانسی زير تعريف می‌شود:

$$|\omega| \in [\pi - \alpha, 2\pi + 2\alpha] \quad \text{for } 0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{3} \quad [24]$$

شرط لازم و کافی برای تعامد تابع پايه موجك با توجه به معادله ۲۴ و با توجه به اینکه $\Psi(\omega)$ در $\frac{4\pi}{3}$ متقارن است، به صورت زیر تعريف می‌شود: (۹)

$$|\Psi(\omega)| = |\Psi(4\pi - 2\omega)| \quad \text{for } \pi - \alpha < |\omega| < \frac{4\pi}{3} \quad [25]$$

$$|\Psi(\omega)|^2 + |\Psi(2\pi - \omega)|^2 = 1 \quad \text{for } \pi - \alpha < |\omega| < \frac{4\pi}{3}$$

خواص فاز طيف موجك

اگرچه در قسمت قبل توضیح داده شد که شرط تعامد فقط بر روی اندازه تابع مقياس اعمال می‌شود ولی برای تطبيق تابع پايه، روی فاز این تابع نیز تمرکز می‌کنیم. در ابتدا سعی شده است رابطه‌ای بین تأخیر گروهی $\Phi(\omega)$ و تأخیر گروهی $\Psi(\omega)$ بدست آوریم. با جایگذاری معادله ۱۵ در معادله ۱۲ و محاسبه فاز Ψ خواهیم داشت:

$$\theta_\Psi(\omega) = -\frac{\omega}{2} - \theta_\Phi(\omega + 2\pi) + \theta_\Phi\left(\frac{\omega}{2} + \pi\right) + \theta_\Phi\left(\frac{\omega}{2}\right) \quad [26]$$

تأخیر گروهی $\Psi(\omega)$ را به صورت زیر تعريف می‌کنیم:

$$\Gamma_\Psi(\omega) = \Lambda_\Psi(\omega) + \frac{1}{2}$$

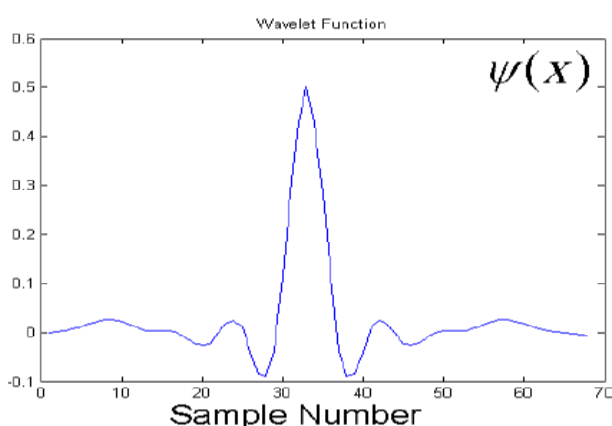
$$\Gamma_\Psi(\omega) = -\Lambda_\Phi(\omega + 2\pi) + \frac{1}{2}\Lambda_\Phi\left(\frac{\omega}{2} + \pi\right) + \frac{1}{2}\Lambda_\Phi\left(\frac{\omega}{2}\right)$$

که در این معادلات $\Lambda_\Psi(\omega) = \frac{d\theta_\Psi(\omega)}{d\omega}$ و $\Lambda_\Phi(\omega) = \frac{d\theta_\Phi(\omega)}{d\omega}$ می‌باشند. (۹)

تطبيق تابع موجك

شرایطی که برای آنالیز چند تفکیکی متعامد در قسمت-های قبلی بررسی شد برای تطبيق تابع موجك متعامد به سيگنال $f(x)$ مورد استفاده قرار می‌گیرد.

حال با داشتن تابع پایه و تابع مقیاس موجک برای پیاده‌سازی یک آنالیز چند تفکیکی متعامد کافی است با استفاده از معادلات ۱۰ و ۱۱ ضرایب موجک و مقیاس را برای مراحل آنالیز و سنتز محاسبه کنیم، که نتایج حاصل برای فیلترهای g_0, h_0, g_1, h_1 در حوزه زمان در شکل ۵ آورده شده است. فیلترهای g_k و h_k به ترتیب فیلترهای پایین‌گذر و بالاگذر در مرحله آنالیز و فیلترهای g_k و h_k فیلترهای پایین‌گذر و بالاگذر در مرحله سنتز می‌باشند.



شکل ۳- تابع پایه موجک طراحی شده

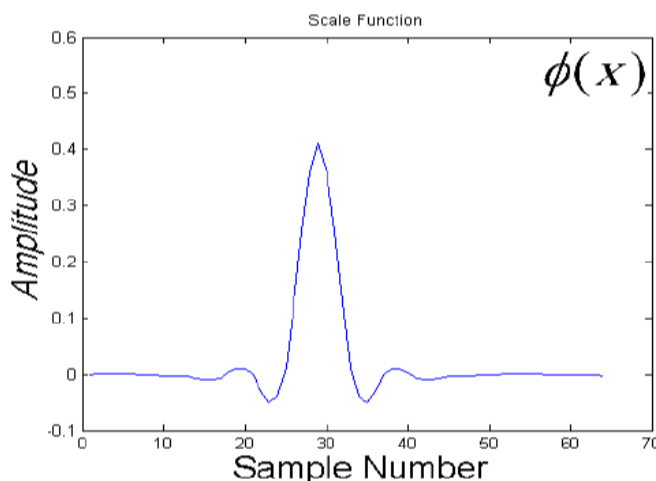
$$\gamma = \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} (\Gamma_F(n) - \Gamma_\Psi(n))^2 \quad [32]$$

که در فرمول بالا $\Gamma_F(n)$ و $\Gamma_\Psi(n)$ به ترتیب تأخیر گروهی سیگنال مورد نظر و تأخیر گروهی تابع پایه موجک است.

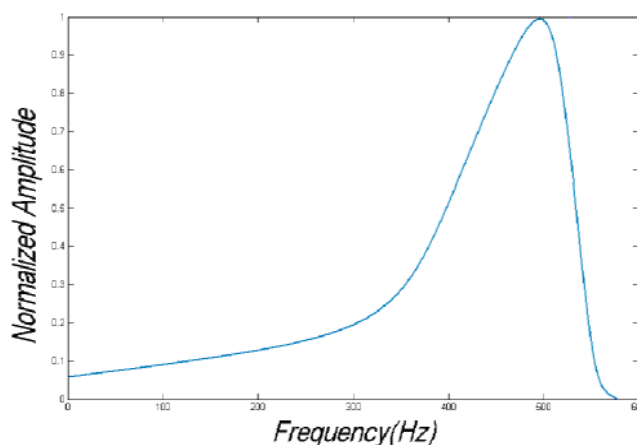
طراحی تابع موجک

با استفاده از الگوریتم طراحی موجک که در بخش قبل توضیح داده شد و انتخاب منحنی فرکانسی شنوایی به عنوان تابع مورد نظر $F(\omega)$ ، طراحی موجک انجام شده است که از مقدار عددی منحنی شکل ۲ به بدین منظور استفاده شده است.

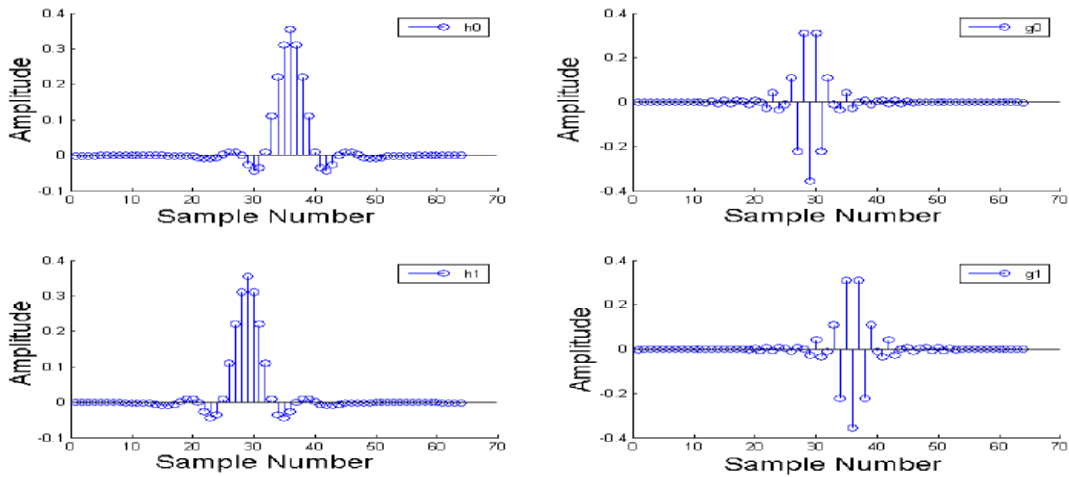
با قرار دادن مقدار $F(\omega)$ در معادله (۲۸) و تعریف خطای $E(Y, \alpha)$ و کمینه کردن مقدار این خطا با استفاده از حل معادله (۲۹) مقدار عددی اندازه تابع پایه موجک بدست می‌آید. همچنین با کمینه کردن مقدار خطای تعریف شده γ در معادله ۳۲ تطبیق فازی بین تابع پایه موجک و منحنی شنوایی انسان صورت می‌گیرد. مقدار عددی منحنی شکل ۳ به عنوان تابع پایه موجک طراحی شده می‌باشد و مطابق آن با استفاده از فرمول ۳۰ تابع مقیاس حاصل به صورت شکل ۴ می‌باشد.



شکل ۴- تابع مقیاس موجک



شکل ۲- منحنی فرکانسی نرمال شده شنوایی انسان (۸)



شکل ۵- فیلترهای پایین گذر و بالا گذر مراحل آنالیز و سنتز بانک فیلتری

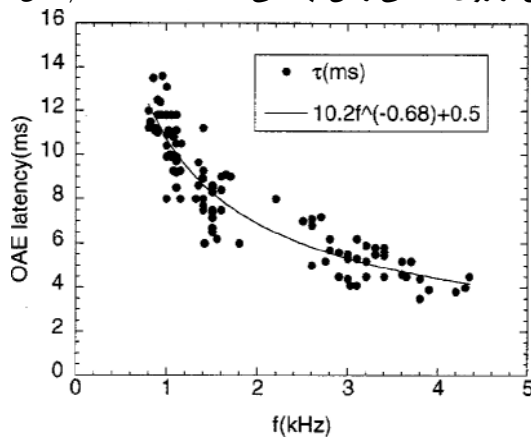
آنالیز سیگنال و کاهش نویز با استفاده از پنجره‌های زمانی

منشاء اصلی سیگنال گسیل‌های صوتی برانگیخته گذرا، بخش حلزون گوش داخلی می‌باشد. با توجه به اینکه سلول‌های حساس به فرکانس‌های بالا در قسمت ابتدا و سلول‌های حساس به فرکانس پایین در قسمت انتهای حلزون قرار دارند، از این رو انتظار می‌رود در ظهور سیگنال گسیل‌های صوتی برانگیخته گذرا وابستگی زمانی دیده شود، بدین ترتیب که در زمان‌های کوتاه پاسخ فرکانس بالا ظاهر شود و هر چه زمان بیشتری سپری شود فرکانس پاسخ نیز کاهش یابد (۱۲) با توجه به این خاصیت و همچنین با استفاده از پنجره‌های زمانی که پس از آنالیز چند تفکیکی سیگنال به مقیاس‌های مختلف اعمال می‌گردد می‌توان با دقت بیشتری سیگنال گسیل صوتی برانگیخته گذرا را از نویز جدا کرد. زمان تقریبی ظاهر شدن هر فرکانس خاص را می‌توان با استفاده از منحنی زمان نهفتگی (latency curve) (شکل ۶) بدست آورد. (۱۲)، برای بدست آوردن این منحنی، از فیلترهای مختلف روی سیگنال گسیل‌های صوتی برانگیخته گذرای چند فرد هنجار استفاده شده و قله‌های پاسخ بدست آمده نسبت به فرکانس مرکزی فیلتر ترسیم شده است. معادله حاصل از درون‌یابی این نقاط به صورت معادله ۳۲ می‌باشد: (۱۲)

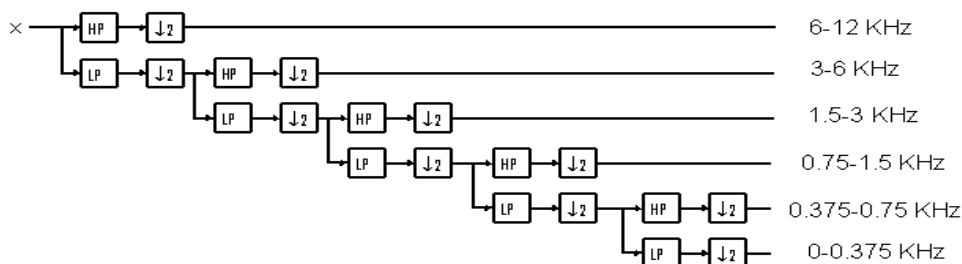
$$\tau = 10.2f^{-0.68} + 0.5 \quad (32)$$

پنجره‌های زمانی استفاده شده مستطیلی می‌باشند که مدت آنها از روی منحنی زمان نهفتگی بدست می‌آید. برای اعمال

پنجره‌های زمانی ابتدا سیگنال را با استفاده از تابع پایه موجک طراحی شده و یک آنالیز ۵ تفکیکی مطابق شکل ۷ به اجزاء زمانی - فرکانسی‌اش تجزیه کرده و با توجه به محدوده فرکانسی سیگنال گسیل‌های صوتی برانگیخته گذرا در مرحله سنتز، تنها شاخه‌هایی که در محدوده فرکانسی سیگنال قرار دارند، بعد از اعمال پنجره‌های زمانی در بازایی سیگنال شرکت می‌کنند. پنجره‌های زمانی اعمال شده به شاخه‌های بانک فیلتری در محدوده فرکانس‌های ۳ تا ۶ کیلوهرتز، ۱/۵ تا ۳ کیلوهرتز، ۰/۷۵ تا ۱/۵ کیلوهرتز و ۰/۳۷۵ تا ۰/۷۵ کیلوهرتز به ترتیب در فاصله‌های زمانی ۳/۵۱۶ تا ۵/۳۳۲ میلی‌ثانیه، ۵/۳۳۲ تا ۸/۲۴۲ میلی‌ثانیه، ۸/۲۴۲ تا ۱۲/۹ میلی‌ثانیه و ۱۲/۹ تا ۲۰/۱۹ میلی‌ثانیه قرار دارند که این محدوده زمانی از روی منحنی زمان نهفتگی بدست آمده است. (شکل ۸)



شکل ۶- منحنی زمان نهفتگی



شکل ۷- بانک فیلتری برای آنالیز سیگنال گسیل‌های صوتی برانگیخته گذرا

معیار بررسی عملکرد الگوریتم

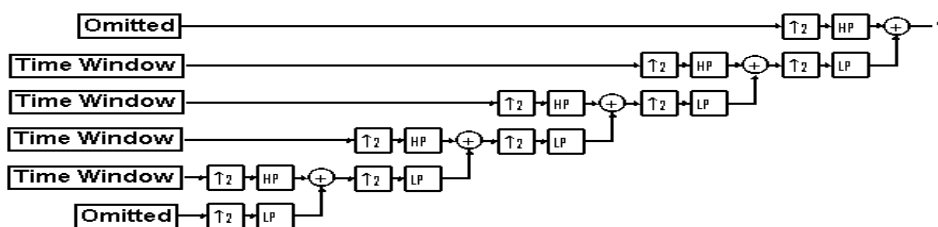
معیاری که برای بررسی عملکرد الگوریتم در نظر گرفته شده است، میزان افزایش نسبت سیگنال به نویز می‌باشد. با توجه به اینکه تعریف نویز در این سیگنال‌ها متفاوت با سایر سیگنال‌ها می‌باشد، معیار نسبت سیگنال به نویز در این سیگنال‌ها به صورت متفاوتی تعریف گردیده است. تعریفی که از نویز برای این سیگنال‌ها صورت گرفته به این صورت است که سیگنال گسیل‌های صوتی برانگیخته ثبت شده از گوش به صورت یک در میان در دو بافر متفاوت A و B به تعداد ۵۱۲ نمونه سیگنال در هر بافر ذخیره شده و پس از میانگین‌گیری از این سیگنال‌ها در هر بافر، اختلاف بین دو سیگنال حاصل از میانگین‌گیری، $A(n)$ و $B(n)$ ، به عنوان نویز تعریف می‌شود که نمودی از یک سیگنال گذرا می‌باشد.

یافته‌ها

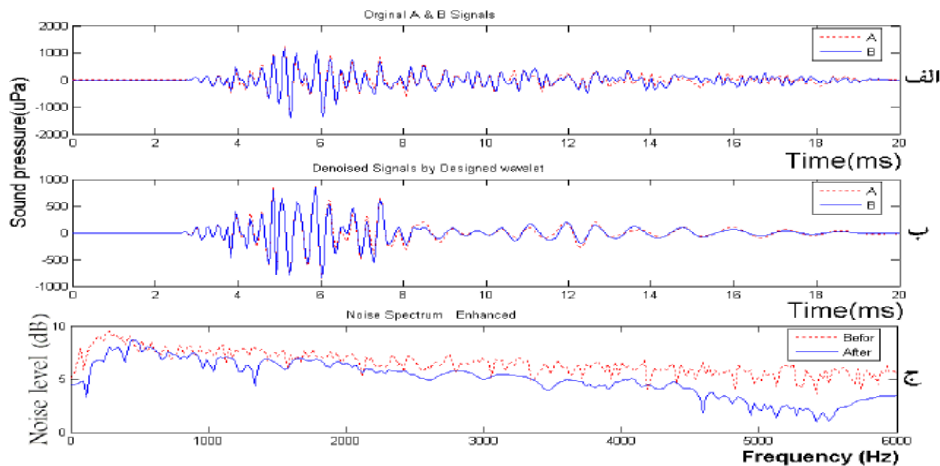
نتایجی که بعد از اعمال الگوریتم کاهش نویز بر سیگنال‌های گسیل صوتی برانگیخته گذرا با استفاده از تابع پایه موجک و پنجره‌های زمانی طراحی شده بدست آمده بهبود و کاهش نویز در این سیگنال‌ها را نشان می‌دهد. مبنای بررسی کاهش نویز در این مقاله بهبود نسبت سیگنال به نویز است که بررسی انجام شده

نشان‌دهنده ۳ تا ۷ دسی‌بل بهبود در این نسبت می‌باشد. شکل ۹ نمونه‌های سیگنال گسیل‌های صوتی برانگیخته گذرا قبل و بعد از اعمال الگوریتم کاهش نویز را نشان می‌دهد. همانگونه که از شکل ۹-ب نمایان است دو سیگنال A و B همبستگی بیشتری نسبت به قبل از اعمال الگوریتم کاهش نویز دارند. مقدار بهبود نسبت سیگنال به نویز در این سیگنال‌ها بعد از اعمال الگوریتم پیشنهادی ۷ دسی‌بل می‌باشد.

همچنین عملکرد الگوریتم، در برابر نویز سفید اعمال شده به سیگنال‌های دینویز شده یک فرد هنجار نشان‌دهنده نتایج عملکرد خوب این الگوریتم می‌باشد. علت انتخاب نویز سفید وجود تمامی فرکانس‌های در این نویز می‌باشد. شکل ۱۰-الف سیگنال‌های آلوده شده با نویز سفید که دامنه آن برابر ۳ درصد دامنه خود سیگنال می‌باشد را نشان می‌دهد که با اعمال نویز به این سیگنال‌ها مقدار نسبت سیگنال به نویز ۹/۱ دسی‌بل کاهش یافته است و با اعمال الگوریتم کاهش نویز این نسبت به مقدار ۸/۲ دسی‌بل بهبود یافته است. حذف نویز در شکل ۱۰-ب کاملاً نمایان است.



شکل ۸- بانک فیلتری برای سنتز سیگنال گسیل‌های صوتی برانگیخته گذرا بعد از اعمال پنجره‌های زمانی

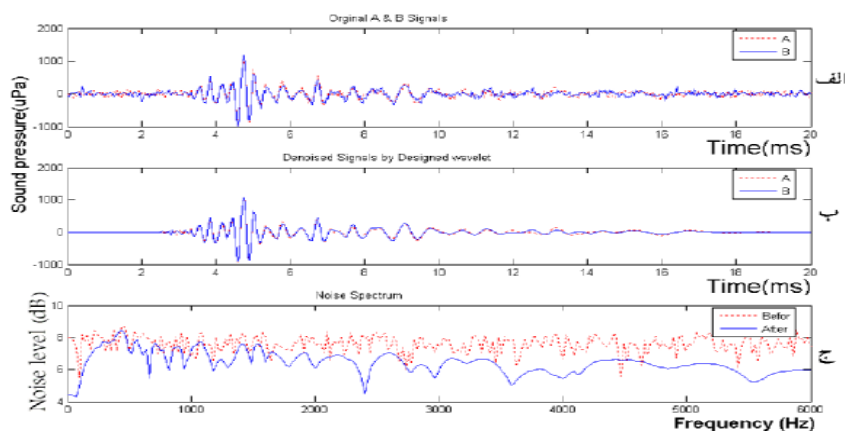


شکل ۹- الف) سیگنال‌های گسیل صوتی برانگیخته گذرای A و B گوش سالم قبل از اعمال الگوریتم کاهش نویز. ب) سیگنال‌های گسیل صوتی برانگیخته گذرای A و B بعد از اعمال الگوریتم کاهش نویز. ج) طیف نویز قبل و بعد از اعمال الگوریتم کاهش نویز

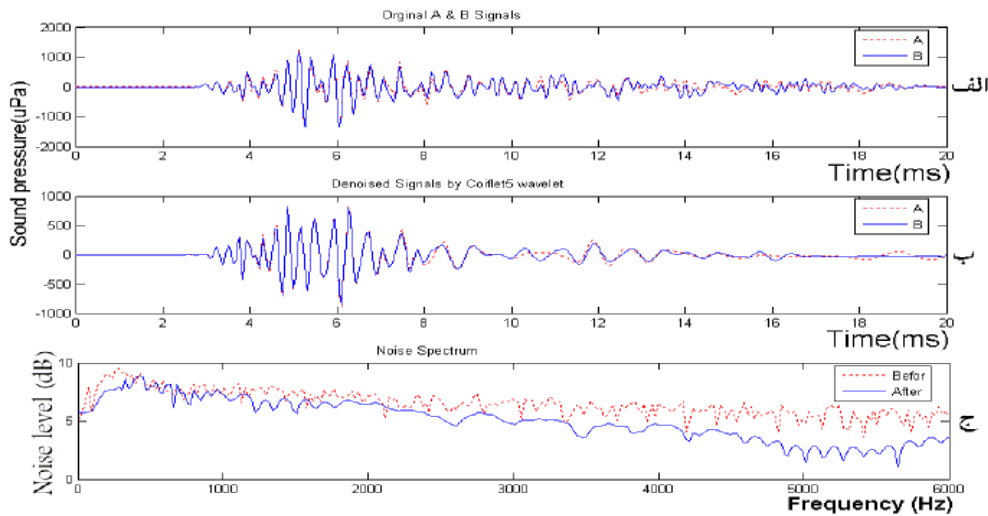
بحث

موجک با تابع پایه Coiflet5 بوده و کاهش نویز با آستانه‌گذاری روی مقیاس‌های ۵، ۶و۷ که شامل بیشتر انرژی سیگنال می‌شود صورت گرفته است، منجر به بهبودی نسبت سیگنال به نویز تا ۲/۶ دسی‌بل شده است. (۶و۷)، همچنین در بررسی که آنالیز سیگنال با استفاده از تبدیل موجک با تابع پایه Coiflet5 صورت گرفته است و برای کاهش نویز از پنجره‌های زمانی استفاده شده است بهبودی ۵/۱ دسی‌بل در نسبت سیگنال به نویز مشاهده شده است. (۳)، شکل ۱۱ سیگنال‌های شکل ۹-الف را نشان می‌دهد که با الگوریتم مشابه الگوریتم پیشنهادی ولی با انتخاب تابع Coiflet5 به عنوان تابع پایه موجک آنالیز و دینویز شده‌اند. مقدار

نتایج حاصل از این تحقیق نشان می‌دهد که با استفاده از تابع پایه موجک طراحی شده می‌توان آنالیز بهتری بر روی سیگنال اعمال کرد. با جدا سازی اجزاء زمانی - فرکانسی سیگنال و کاهش نویز شنوایی‌شناسان می‌توانند بررسی بالینی بهتری روی سیگنال گسیل‌های صوتی برانگیخته گذرا انجام دهند. برای بررسی عملکرد الگوریتم پیشنهادی اشاره‌ای به نتایج مطالعات قبلی می‌کنیم. عمده‌ترین روش کاهش نویز در سیگنال برانگیخته صوتی گوش استفاده از میانگین‌گیری می‌باشد که با این روش پس از ۵۱۲ بار میانگین‌گیری می‌توان نویز را تا ۳/۲ دسی‌بل کاهش داد. (۲۰۱)، در بررسی دیگری که الگوریتم آنالیز سیگنال بر پایه



شکل ۱۰- الف) سیگنال‌های A و B که با نویز سفید آلوده شده است. دامنه نویز ۳٪ دامنه سیگنال می‌باشد. ب) سیگنال‌های A و B پس از کاهش نویز ج) طیف نویز قبل و بعد از اعمال الگوریتم کاهش نویز



شکل ۱۱- کاهش نویز با استفاده از الگوریتم پیشنهادی و تابع Coiflet5 به عنوان تابع پایه موجک. الف- سیگنال گسیل‌های صوتی برانگیخته گذرای A و B گوش سالم قبل از اعمال الگوریتم کاهش نویز ب- سیگنال گسیل‌های صوتی برانگیخته گذرای A و B بعد از اعمال الگوریتم کاهش نویز ج- طیف نویز قبل و بعد از اعمال الگوریتم کاهش نویز

این تابع به تابع‌های پایه دو تعامدی (biorthogonal) می‌توان با بهینه کردن این توابع برای سیگنال‌های گسیل صوتی برانگیخته گذرا و اعمال آنالیز بر پایه تبدیل موجک بسته‌ای (wavelet packet) اجزاء زمانی - فرکانسی سیگنال را در مقیاس‌های مختلف با دقت بیشتری استخراج کرد و مقیاس‌هایی از اجزاء سیگنال را که در آنها بیشتر انرژی سیگنال متمرکز شده است، به شاخه‌های بیشتری تجزیه کرده و با اعمال پنجره‌های زمانی کوچکتر نویز را با دقت بیشتری، در این سیگنال‌ها کاهش داد.

نتیجه گیری

موجک حاصل از این الگوریتم بسیار شبیه به موجک‌های دو تعامدی می‌باشند. از این رو، با تطبیق موجک دو تعامدی با منحنی کوک فرکانسی و استفاده از آنالیز بسته‌ای موجک، آنالیز اجزاء زمانی- فرکانسی سیگنال گسیل‌های صوتی با دقت بیشتری امکانپذیر می‌گردد.

بهبود نسبت سیگنال به نویز در این مورد $4/8$ دسی‌بل می‌باشد. با مقایسه شکل ۹ - ب و شکل ۱۰ - ب می‌توان تأثیر انتخاب تابع پایه موجک بهینه شده را در مقایسه با انتخاب تابع پایه Coiflet5 مشاهده کرد. مقایسه عملکرد الگوریتم پیشنهادی با الگوریتم‌های بررسی شده در سایر مقالات، نشان‌دهنده بهبود نسبت سیگنال به نویز در این الگوریتم تا 7 دسی‌بل است. علت این بهبود در نسبت سیگنال به نویز با استفاده از الگوریتم پیشنهادی را می‌توان در دو مورد جستجو کرد.

الف- شباهت عملکرد تبدیل موجک و فیلتر بانک طراحی شده با عملکرد حلزون به عنوان گیرنده سیگنال‌های صوتی و تفکیک کننده زمانی-فرکانسی سیگنال‌های صوتی در گوش ب- استفاده از پنجره‌های زمانی طراحی شده از روی منحنی گذرای گوش که نشان‌دهنده زمان حضور فرکانس‌ها مختلف در سیگنال‌های برانگیخته صوتی گوش می‌باشد. با نگاهی دیگر به تابع پایه موجک بهینه شده و شباهت

REFERENCES

1. Whitehead ML, Stagner BB, Lonsbury-Martin BL, Martin GK. Measurement of otoacoustic emissions for hearing assessment. *IEEE Eng Med Biol Mag* 1994;13(2):210-16.
2. Otoacoustic emissions (OAEs) Portal [Online]. 2006 [2006 Nov]; Available from: URL:<http://www.oae.it>.
3. Abolhasani MD, Salimpour Y, Sarkar S. Editors. Reproducibility enhancement of otoacoustic emission based on multirate signal processing. *Proceeding of Xth Mediterranean Conference on Medical and Biological Engineering*; 2004 Jul 31-Aug 5; Ischia, Italy.
4. Salimpour Y, Abolhasani MD, Ahmadian A, Barin K, Editors. Multiresolution analysis of transient evoked otoacoustic emission. *Proceeding of 2005 IEEE Engineering in Medicine and Biology 27th Annual Conference*; 2005, Sep 1-4; Shanghai, China. Los Amalitos, USA: IEEE publication; 2005.
5. Salimpour Y, Abolhasani MD. Auditory wavelet transform based on auditory wavelet families. *proceeding of Engineering in Medicine and Biology Society, EMBS 06 28th EMBS Annual International Conference of the IEEE*; 2006 Aug; NewYork, USA. Los Amalitos, USA: IEEE publication; 2006.
6. Janusauskas A, Sornmo L, Svensson O, Engdahl B. Detection of transient-evoked otoacoustic emissions and the design of time windows. *IEEE Trans Biomed Eng* 2002;49(2):132-9.
7. Janusauskas A, Marozas V, Engdahl B, Hoffman HJ, Svensson O, Sornmo L. Otoacoustic emissions and improve pass/ fail separation using wavelet based denoising. *Med Biol Eng & Comp* 2001;39(1):134-9.
8. A Virtual Laboratory for Auditory Research [Online]. 2006; Available from: URL:<http://earlab.bu.edu/>.
9. Chapa JO, Rao RM. Algorithms for designing wavelets to match a specified signal. *IEEE Trans Signal Process* 2000;48(12): 3395-406.
10. Daubechies I. *Ten Lectures on Wavelet*. Philadelphia: Siam;1992.
11. Mallat SG. A theory for multiresolution signal decomposition: the wavelet representation. *IEEE Trans Pattern Anal and Mach Intel*. 1989; 11(7):674-93.
12. Sisto R, Moleti A. On the frequency dependence of the otoacoustic emission latency in hypoacoustic and normal ears. *J Acoust Soc Am* 2002;111(1pt1):297-308.

Study of denoising in TEOAE signals using an appropriate mother wavelet function

Habib Alizadeh Dizaji¹, Dr.Mohammad Djavad Abolhasani², Dr.Alireza Ahmadian³, Yousef Salimpour⁴

¹- M.Sc. Student in Medical Engineering, Medical Physics and Biomedical Engineering Dept. Medical Sciences/ University of Tehran, Iran

²- Associate Professor of Medical Physics and Biomedical Engineering Dept. Medical Sciences/ University of Tehran, Iran

³- Assisstant Professor Medical Physics and Biomedical Engineering Dept. Medical Sciences/ University of Tehran, Iran

⁴- Ph.D. Student in Cognitive Neuroscience Research Center of Sciences and Technology in Medicine, Medical Sciences/ University of Tehran, Iran

Abstract

Background and Aim: Matching a mother wavelet to class of signals can be of interest in signal analysis and denoising based on wavelet multiresolution analysis and decomposition. As transient evoked otoacoustic emissions (TEOAEs) are contaminated with noise, the aim of this work was to provide a quantitative approach to the problem of matching a mother wavelet to TEOAE signals by using tuning curves and to use it for analysis and denoising TEOAE signals. Approximated mother wavelet for TEOAE signals was calculated using an algorithm for designing wavelet to match a specified signal.

Materials and Methods: In this paper a tuning curve has used as a template for designing a mother wavelet that has maximum matching to the tuning curve. The mother wavelet matching was performed on tuning curves spectrum magnitude and phase independent of one another. The scaling function was calculated from the matched mother wavelet and by using these functions, lowpass and highpass filters were designed for a filter bank and otoacoustic emissions signal analysis and synthesis. After signal analyzing, denoising was performed by time windowing the signal time-frequency component.

Results: Analysis indicated more signal reconstruction improvement in comparison with coiflets mother wavelet and by using the purposed denoising algorithm it is possible to enhance signal to noise ratio up to dB.

Conclusion: The wavelet generated from this algorithm was remarkably similar to the biorthogonal wavelets. Therefore, by matching a biorthogonal wavelet to the tuning curve and using wavelet packet analysis, a high resolution time-frequency analysis for the otoacoustic emission signals is possible.

Keywords: transient evoked otoacoustic emissions, tuning curves, matching mother wavelets, multiresolution analysis, time windowing, denoising.

Corresponding author: Medical Physics and Biomedical Engineering Dept. Medical Sciences/ University of Tehran, Iran, E-mail: abolhasan@sina.tums.ac.ir