



طراحی فیلترهای دیجیتال IIR با تأخیر کم با استفاده از الگوریتم‌های بهینه‌سازی فرآبتكاری

یاسر مقصودی و مهدی کماندار*

دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه تحصیلات تکمیلی صنعتی و فناوری پیشرفته، کرمان، ایران

چکیده

طراحی فیلترهای دیجیتال IIR مبتنی بر کمینه‌کردن اختلاف پاسخ فرکانسی فیلتر طراحی شده و دلخواه به همراه قیودی همچون پایداری، فاز خطی و کمینه‌فازی توسط الگوریتم‌های بهینه‌سازی فرآبتكاری معرفی شده است. در این مقاله جهت طراحی یک فیلتر با تأخیر کم، مفهوم انرژی جزئی وزن دار پاسخ ضربه فیلتر پیشنهاد شده است. با کمینه‌کردن این معیار، انرژی پاسخ ضربه فیلتر در ابتدای آن متمرکز شده و باعث سریع تر از بین رفتن پاسخ گذرا و همچنین کاهش تأخیر فیلتر در پاسخ به ورودی می‌شود. این خاصیت در کنار کمینه‌فازی منجر به مشخصات زمانی خوب علاوه بر مشخصات خوب فرکانسی برای فیلتر می‌شود، به این معنی که پاسخ پله فیلتر به پله نزدیک می‌شود که در بسیاری از کاربردها ضروری است. در تابع هزینه پیشنهادی برای افزایش حاشیه پایداری از کمینه‌کردن معیار بزرگ‌ترین اندازه قطب‌ها، جهت کمینه‌فازی از کمینه‌کردن تعداد صفرهای بیرون دایره واحد و جهت دست‌یابی به فاز خطی از معیار تأخیر گروهی ثابت استفاده شده است. کمینه‌کردن تابع هزینه پیشنهادی بدليل نا محدود بودن و تعداد زیادی بهینه‌های محلی توسط الگوریتم‌های فرآبتكاری GSA و GA انجام شده است. نتایج گزارش شده، قابلیت و انعطاف‌پذیری روش پیشنهادی را در طراحی انواع فیلترهای دیجیتال فرکانس گزین، مشتق گیر و انتگرال گیر، همسان‌ساز و هیلبرت با مشخصات فرکانسی و زمانی خوب در مقایسه با روش‌های رایج را نشان می‌دهد. فیلتر طراحی شده با استفاده از روش پیشنهادی تنها ۱/۷۹ نمونه تأخیر دارد که برای بیشتر کاربردها ایده‌آل است.

وازگان کلیدی: پردازش سیگنال دیجیتال، طراحی فیلتر دیجیتال IIR، تأخیر کم، انرژی جزئی وزن دار، الگوریتم‌های بهینه‌سازی فرآبتكاری

Low latency IIR digital filter design by using metaheuristic optimization algorithms

Yaser maghsoudi & mehdi kamandar*

Department of Electrical and Computer Engineering, Graduate University of Advanced Technology, Kerman, Iran

Abstract

Filters are particularly important class of LTI systems. Digital filters have great impact on modern signal processing due to their programmability, reusability, and capacity to reduce noise to a satisfactory level. From the past few decades, IIR digital filter design is an important research field. Design of an IIR digital filter with desired specifications leads to a non convex optimization problem. IIR digital filter which design by minimizing the error between frequency response of desired and designed filters with some constraints such as stability, linear phase, and minimum phase by meta heuristic algorithms has gained increasing attention. The aim of this paper is to develop an IIR digital filter designing method that can provide relatively good time response characterizations beside good frequency response ones. One of the most important required time characterizations of digital filters for real time applications is low latency. To design a low latency digital filter, minimization of weighted partial energy of impulse response of the filter is used, in this paper.

* Corresponding author

*نویسنده عهده‌دار مکاتبات

• تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۷/۴/۱۷ • تاریخ پذیرش: ۱۳۹۷/۶/۲۴ • تاریخ انتشار: ۱۳۹۹/۰۴/۰۱ • نوع مطالعه: پژوهشی

سال ۱۳۹۹ شماره ۱ پیاپی ۴۳

By minimizing weighted partial energy of impulse response, energy of impulse response concentrates on its beginning, consequently low latency for responding to inputs. This property beside minimum phase property of designed filter leads to good time specifications. In the proposed cost function in order to ensure the stability margin the term maximum pole radius is used, to ensure the minimum phase state the number of zeros outside the unit circle is considered, to achieve linear phase the constant group delay is considered. Due to no convexity of proposed cost function, three meta-heuristic algorithms GA, PSO, and GSA are used for optimization processes. Reported results confirmed the efficiency and the flexibility of the proposed method for designing various types of digital filters (frequency selective, differentiator, integrator, Hilbert, equalizers, and ...) with low latency in comparison with the traditional methods. Designed low pass filter by proposed method has only 1/79 sample delay, that is ideal for most of the applications.

Keywords: Digital signal processing, IIR digital filter design, Low latency, Weighted partial energy, Meta-heuristic optimization algorithms.

مورد استفاده در آنالیز چندتفکیکی از جمله تبدیل موجک است. اگرچه طراحی و پیاده‌سازی فیلترهای IIR به دلیل حضور قطب‌ها درتابع تبدیل فیلتر آن پیچیده‌تر است، اما فیلترهای TIR قابلیت دستیابی به مشخصه‌های فرکانسی بهتری نظیر باند گذر باریک‌تر، باند عبور هموار‌تر و تضعیف بیشتر در باند حذف با مرتبه کمتر و درنتیجه تأخیر و پیچیدگی محاسباتی کمتر در مقایسه با نوع FIR را دارد.

در این مقاله، ما مسئله طراحی فیلترهای IIR را به دلیل مزیت‌های آن مورد مطالعه و بررسی قرار خواهیم داد. دو رویکرد در طراحی فیلترهای IIR وجود دارد: ۱- رویکرد مبتنی بر طراحی فیلتر آنالوگ. ۲- رویکرد مبتنی بر بهینه‌سازی. مزایای رویکرد نخست پیچیدگی محاسباتی کم و تضمین پایداری فیلتر و عیب آن، عدم کنترل بر فاز و نیاز به داشت طراحی فیلترهای آنالوگ است.

در این مقاله جهت تعیین فیلتر با مشخصات مورد نیاز از رویکرد مبتنی بر بهینه‌سازی استفاده شده است. یکی از مشکلات اساسی در این رویکرد وجود قیدهایی مانند پایداری، کمینه فازی، فاز خطی و تأخیر کم فیلتر است. وجود این قیود غیر محدب باعث می‌شود که روش‌های برنامه‌ریزی محدب کلاسیک کارایی چندانی نداشته باشند [2]. خطی‌سازی و محدب‌سازی قیود نسبت به ضرایب فیلتر جهت استفاده از روش‌های بهینه‌سازی برنامه‌ریزی خطی و محدب نیز باعث محدودشدن فیلترهای طراحی شده به یک زیرمجموعه کوچک از فیلترهای پایدار می‌شود که ما را از رسیدن به فیلتر بهینه دور می‌کند؛ ازین‌رو در سال‌های اخیر استفاده از روش‌های بهینه‌سازی فرآبتكاری که توانایی خوبی در مواجه با توابع هزینه و قیود غیر محدب و فرار از بهینه‌های محلی دارند، مورد استفاده قرار گرفته‌اند [3].

الگوریتم‌های بهینه‌سازی فرآبتكاری با الهام از طبیعت پایه‌ریزی شده و به صورت جمعیتی عمل می‌کنند. هر چند ممکن است، پیچیدگی محاسباتی بیشتر این الگوریتم‌ها در

۱ - مقدمه

امروزه پردازش دیجیتالی سیگنال‌ها به دلیل کاربردهای وسیع آن به بخشی جدایی‌ناپذیر از زندگی بشر تبدیل شده و رشد چشم‌گیری در زمینه‌های مختلفی مانند سامانه‌های کنترل، سامانه‌های پردازش گفتار، موسیقی، تصویر و ویدئو، سامانه‌های مخابراتی و پزشکی به وجود آورده است. یکی از مباحث مورد توجه پژوهش‌گران در حوزه پردازش سیگنال، استفاده از فیلترهای دیجیتال به جای فیلترهای آنالوگ به دلیل شاخه‌های بالهیمتی مانند پاسخ فرکانسی مطلوب، قابلیت اطمینان بالا، اندازه فیزیکی کوچک، کم‌بودن حساسیت اجزا به نوافه و دما و امکان انجام پردازش‌های چندنفرخی است. مشخصه‌های یک فیلتر دیجیتال می‌تواند به سادگی و با دست‌کاری جزئی حافظه‌ها تغییر کند، بدون اینکه نیازی به تغییر سخت‌افزار باشد. فیلترهای دیجیتال قابلیت پردازش و استخراج پارامترهای مفید سیگنال‌های باریک باند از جمله سیگنال‌های حیاتی، گفتار، موسیقی و زمین شناختی را دارند و نتایج خوبی در این زمینه‌ها ارائه می‌دهند.

فیلترهای دیجیتال به دو دسته فیلترهای با پاسخ ضربه متناهی^۱ (FIR) و فیلترهای با پاسخ ضربه نامتناهی^۲ (IIR) تقسیم‌بندی می‌شوند [1]. طراحی و پیاده‌سازی فیلترهای FIR به دلیل پایداری ذاتی و امکان حصول فاز به طور دقیق خطی و تبدیل‌شدن مسئله طراحی آنها به یک مسئله بهینه‌سازی محدب بسیار آسان‌تر از فیلترهای IIR است. عیب اصلی این گونه فیلترها مرتبه بالای مورد نیاز برای رسیدن به مشخصه‌های دلخواه و درنتیجه تأخیر و پیچیدگی محاسباتی بیشتر این فیلترها است. کاربرد غالب این گونه فیلترها در فیلترهای وفقی و بانک‌های فیلتر

^۱ Finite Impulse Response

^۲ Infinite Impulse Response

محدب به اثبات رسانده‌اند، جهت طراحی یک فیلتر IIR و دست‌یابی به ضرایب بهینه آن صورت گرفته است.

سازمان‌دهی مقاله بدین‌صورت است: در بخش دوم تابع هزینه پیشنهادی جهت طراحی فیلترهای IIR ارائه شده و بخش‌های مختلف آن تشریح می‌شود. در بخش سوم الگوریتم‌های PSO، GSA و GA به اختصار مرور و نحوه عملکرد آنها در بهینه‌سازی تابع هزینه آورده شده است. در بخش چهارم شبیه‌سازی‌ها با روش پیشنهادی صورت گرفته و نتایج با مقایسه با روش‌های رایج گزارش شده است. درنهایت در بخش پنجم نتیجه‌گیری و جمع‌بندی کار ارائه شده است.

۲- طراحی فیلترهای دیجیتال IIR با تابع هزینه پیشنهادی

یک دسته‌های فیلترهای LTI^1 سببی با قابلیت طراحی، تحلیل و پیاده‌سازی آسان، فیلترهای با تابع تبدیل گویا مطابق رابطه زیر می‌باشند.

$$H(z) = \sum_{m=0}^M b_m z^{-m} \quad (1)$$

به هنگام پیاده‌سازی شرط کمکی سکون اولیه می‌باشد. در رابطه (1) $\{b_m\}_{m=0}^M$ و $\{a_k\}_{k=0}^N$ مجموعه ضرایب فیلتر بوده و از اینجا به بعد $[a_0, a_1, \dots, a_N] b_M, \dots, b_1, b_0] = [a_0, a_1, \dots, a_N]$ بردار ضرایب فیلتر نامیده می‌شود. ریشه‌های مخرج تابع تبدیل $\{P_k\}_{k=1}^N$ قطب‌های محدود فیلتر و ریشه‌های صورت تابع تبدیل $\{Z_m\}_{m=1}^M$ صفرهای محدود فیلتر هستند. پاسخ فرکانسی فیلتر بالا به صورت زیر محاسبه می‌شود.

$$H(f) = H(z)|_{z=e^{j2\pi f}} = \frac{\sum_{m=0}^M b_m e^{-j2\pi f m}}{\sum_{k=0}^N a_k e^{-j2\pi f k}} = |H(f)| e^{j\varphi(f)} \quad (2)$$

که f فرکانس نرمالیزه است. پاسخ ضربه یک فیلتر سببی و پایدار با تابع انتقال بالا (تمام قطب‌ها داخل دایره واحد) نیز با رابطه زیر محاسبه می‌شود:

$$h[n] = \begin{cases} 0 & n < 0 \\ -\sum_{i=1}^N a_i h[n-i] + b_n & 0 \leq n \leq M \\ -\sum_{i=1}^N a_i h[n-i] & n > M \end{cases} \quad (3)$$

⁶ Linear Time Invariant

مقایسه با روش‌های کلاسیک یک نقص به حساب آید؛ اما با توجه به اینکه طراحی فیلترها اغلب به صورت غیر همزمان صورت می‌پذیرند محدودیت زمانی زیاد مطرح نیست. الگوریتم‌های بهینه‌سازی فرآینداری نیازی به اطلاعات گردیدن تابع هزینه ندارند و تنها از مقدار آن برای هدایت جستجوی بهینه استفاده می‌کنند؛ بنابراین اگر تابع هزینه و قیود به درستی طراحی شود، ما را به پاسخ مطلوب خواهند رساند. از این نمونه الگوریتم‌های بهینه‌سازی می‌توان به الگوریتم وراثتی با الهام از علم وراثت و تکامل (GA²) [4]، الگوریتم ایمنی با شبیه‌سازی دستگاه دفاعی انسان (IA³) [5]، الگوریتم جستجوی جمعیت مورچگان (ACO⁴) [6] و الگوریتم بهینه‌سازی جمعیت ذرات با تقليید از رفتار اجتماعی پرندگان (PSO⁵) [8] اشاره کرد.

در زمینه طراحی فیلترهای دیجیتال FIR و IIR با بهره‌گیری از الگوریتم‌های فرآینداری در چند دهه اخیر جهت رسیدن به مشخصه‌های مطلوب زمانی و فرکانسی کارهای زیادی صورت گرفته است [9-14]. مشخصه‌هایی مانند پایداری، کمینه فازی، و فاز خطی علاوه‌بر اندازه پاسخ فرکانسی خوب نیز به طراحی اعمال شده است. یکی از مشخصه‌های زمانی مهم انواع فیلترها در کاربردهای همزمان، تأخیر کم است که مورد توجه خاص نبوده است. ایده اصلی در این مقاله کمینه‌سازی انرژی جزئی وزن دار پاسخ ضربه فیلتر است که منجر به کوتاه‌شدن پاسخ ضربه فیلتر و در نتیجه پاسخ دهی سریع‌تر فیلتر می‌شود که این ترم می‌تواند برای طراحی انواع فیلترها با تأخیر کم استفاده شود.

در این پژوهش سعی می‌شود با ارائه یک تابع هزینه جامع در مقایسه با روش‌های رایج، شناس دست‌یابی به طراحی بهینه افزایش یابد. در این مقاله قیودی مانند پایداری، کمینه فاز، فاز خطی و تأخیر کم به صورت ترم‌های پنالتی به تابع هزینه اضافه شده است. در انتها مسئله طراحی فیلتر به کمینه‌سازی یک تابع هزینه بدون قید تبدیل شده است. کمینه‌سازی تابع هزینه پیشنهادی توسط الگوریتم‌های PSO و GSA که قابلیت خود را در رسیدن به بهترین جواب ممکن در کمترین زمان در بسیاری از مسائل غیر

¹ Genetic Algorithm

² Immune Algorithm

³ Ant Colony Optimization

⁴ Gravitational Search Algorithm

⁵ Particle Swarm Optimization

در باندهای حذف بوده، $|a|$ و $|c|$ نیز تعداد اعضای این مجموعه‌ها را نمایش می‌دهند. از معیار بیشینه خطای باندهای عبور استفاده شده است که با کمینه کردن آن بیشترین همواری در پاسخ اندازه باندهای عبور ایجاد می‌شود. همچنین از معیار میانگین مرباعات خطای باندهای حذف استفاده شده است که با کمینه کردن آن بیشینه تضعیف باندهای توقف حاصل می‌شود.

- فاز خطی

فاز دلخواه در باندهای عبور و انتقال فیلترهای فرکانس گزین فاز خطی است. ترم $(\cdot)_c$ جهت حصول فاز خطی در باند عبور و انتقال اضافه شده است. فاز خطی در باند عبور معادل ثابت‌بودن تأخیر گروهی در باند عبور و انتقال است که به صورت زیر تعریف می‌شود.

$$\tau(f) = -\frac{1}{2\pi} \frac{d}{df} \{\varphi(f)\} \quad (7)$$

که $\varphi(f)$ فاز فیلتر طراحی شده در فرکانس نرمالیزه f است. تأخیر گروهی، میزان تأخیر زمانی پوش یک سیگنال باند باریک اطراف f را نشان می‌دهد. در صورت ثابت‌بودن تأخیر گروهی فیلتر، تمام مؤلفه‌های فرکانسی سیگنال به مقدار یکسان تأخیر زمانی پیدا می‌کنند و درنتیجه اعوجاج فاز نخواهیم داشت. جهت حصول فاز خطی در باندهای عبور و انتقال از ترم زیر استفاده شده است:

$$C_1^p(a) = \sum_{f \in P+T} |\tau(f) - med_r| \quad (8)$$

که med_r مقدار میانه مقادیر تأخیر گروهی در باند عبور و انتقال است. به دلیل تغییرات شدید فاز و در بی آن تأخیر گروهی بزرگ در باند انتقال، از میانه مقادیر تأخیر گروهی که در چنین مواردی نماینده بهتری از میانگین برای توزیع است بپره گرفته شده است. با کمینه شدن این ترم، مقدار تأخیر گروهی در باندهای عبور و انتقال به سوی یک مقدار ثابت سوق داده می‌شود و درنتیجه اعوجاج فاز سیگنال عبوری به کمینه ممکن می‌رسد.

- پایداری

ترم $(\cdot)_c$ جهت تضمین پایداری فیلتر طراحی شده به تابع هزینه اضافه شده است. پایداری فیلتر معادل داخل دایره واحد بودن تمام قطب‌های آن است. بنابراین ترم زیر جهت تضمین پایداری استفاده شده است:

$$C_2(a) = \max_k |p_k| \quad (9)$$

این دسته از فیلترها می‌توانند هر فیلتر سببی و پایدار با پاسخ ضربه دلخواه $[n] h_d$ و یا پاسخ فرکانسی دلخواه $H_d(f)$ را با دقت دلخواه با انتخاب مرتبه به اندازه کافی بزرگ تقریب بزنند. مسأله طراحی فیلتر با استفاده از مدل بالا عارت است از پیدا کردن مجموعه ضرایب، به گونه‌ای که باشد. علاوه بر این، باید به پایداری و ویژگی‌های حائز اهمیت دیگری مانند کمینه فازی، فاز خطی و تأخیر کم فیلتر نیز پرداخته شود.

۲-۱- تابع هزینه پیشنهادی

در این بخش یک تابع هزینه جامع جهت طراحی انواع فیلترها با استفاده از مدل انتقال گویا پیشنهاد می‌شود. این تابع هزینه شامل ترم‌های اختلاف پاسخ فرکانسی فیلتر دلخواه و فیلتر طراحی شده و قیود پایداری، کمینه فازی، فاز خطی، تأخیر کم و یکتاپی ضرایب فیلتر طراحی شده به صورت زیر است:

$$C(a) = \sum_{i=1}^5 w_i c_i(a) \quad (4)$$

که w_i ها ضرایبی نامنفی جهت تنظیم اثر هر کدام از ترم‌های تابع هزینه هستند که مقدار آنها بنا به اهمیت هر کدام از ترم‌ها تعیین می‌شوند.

جهت کمینه کردن اختلاف پاسخ فرکانسی فیلتر دلخواه و طراحی شده ترم مرباعات خطای وزن دار استفاده شده است که با کمینه کردن آن این اختلاف کمینه می‌شود:

$$C_1(a) = \sum_f \omega(f) \times |H(f) - H_d(f)|^2 \quad (5)$$

که $\omega(f)$ یک تابع وزنده نامنفی و H مجموعه‌ای از فرکانس‌های نرمالیزه با فاصله یکسان در بازه $[0, 0.5]$ است. برای فیلترهای فرکانس گزین فقط اختلاف اندازه پاسخ فرکانسی فیلتر دلخواه و طراحی شده مورد توجه بوده و خطی بودن فاز در باندهای عبور کفايت می‌کند، بنابراین ترم (5) برای فیلترهای فرکانس گزین با دو ترم خطای اندازه و خطی بودن فاز به صورت زیر جایگزین می‌شود:

- خطای اندازه

خطای اندازه برای یک فیلتر فرکانس گزین در این مقاله به صورت زیر انتخاب شده است:

$$C_1^m(a) = \max_{f \in P} |H(f)| - 1 + \frac{1}{|S|} \sum_{f \in S} |H(f)|^2 \quad (6)$$

که P مجموعه‌ای از فرکانس‌های نرمالیزه با فاصله یکسان در باندهای عبور و S مجموعه‌ای از فرکانس‌های با فاصله یکسان

$$C_4(\underline{a}) = -E_{wp}[k] \quad (14)$$

و کمینه‌کردن آن باعث می‌شود انرژی پاسخ ضربه فیلتر سبی در ابتدای آن متمرکز شود، به این معنی که پاسخ ضربه به ضربه و پاسخ پله‌به‌پله نزدیک می‌شود و فیلتر به یک سامانه بدون حافظه نزدیک می‌شود. این امر منجر به تأخیر کم در پاسخدهی به ورودی و سریع ازبین‌رفتن پاسخ گذراي فیلتر به هنگام اعمال و صفرشدن ورودی می‌شود. از آنجا که این معیار فقط برای فیلترهایی با قطب‌های داخل دایره واحد معتبر است، درصورت تولید جواب‌هایی با قطب‌های بیرون دایره واحد در جمعیت هر تکرار، این قطب‌ها به داخل دایره واحد منعکس می‌شوند.

- یکتایی فیلتر بهینه

با توجه به رابطه (۱)، اگر \underline{a}^* بردار ضرایب فیلتر بهینه باشد، آنگاه $b = k\underline{a}^*$ ($k \neq 0$) نیز یک جواب در چرخه طراحی ۱ = در برای حل مشکل یکتایی جواب در چرخه طراحی $a_0 = 1$ در نظر گرفته می‌شود و درنتیجه ضرایب فیلتر بهینه، یکتا خواهد شد. در این مقاله برای یکتاکردن بردار ضرایب فیلتر بهینه از قید $\|\underline{a}\| = 1$ استفاده شده است. جهت اعمال این قید پنالتی زیر به تابع هزینه اضافه شده است:

$$C_5(\underline{a}) = \|\underline{a}\| - 1 \quad (15)$$

کمینه‌کردن این عبارت منجر به جستجوی بردار ضرایب بهینه در یک زیرفضای کوچک با شاعع یک شده و از پوش‌ها و جستجوهای بی‌دلیل و سردرگم‌شدن الگوریتم کمینه‌ساز جلوگیری می‌کند که این امر منجر به هم‌گرایی سریع‌تر الگوریتم می‌شود.

تابع هزینه پیشنهادی یک تابع هزینه جامع برای طراحی انواع فیلترها است. البته در طراحی فیلترهای مختلف ممکن است فقط برخی از این ترمها استفاده شود. حال برای پیداکردن بردار ضرایب بهینه باید تابع هزینه را نسبت به آن کمینه کرد. با توجه به نامحدودبودن و کمینه‌های محلی زیاد تابع هزینه پیشنهادی، الگوریتم‌های برنامه‌ریزی محدب کارایی ندارند. در اینجا برای کمینه‌سازی تابع هزینه بالا از الگوریتم‌های بهینه‌ساز فرا ابتکاری استفاده شده است. این الگوریتم‌ها برای حرکت به سوی کمینه سراسری فقط از مقدار تابع استفاده می‌کنند و توانایی فرار از کمینه‌های محلی را نیز دارند.

با کمینه‌کردن عبارت بالا تمام قطب‌های تابع تبدیل به سمت مبدأ و درنتیجه داخل دایره واحد رانده می‌شوند. برای یک سامانه پایدار مقدار عبارت $\max_k |p_k| - 1$ حاشیه پایداری شناخته می‌شود و هرچقدر بزرگ‌تر باشد در زمان پیاده‌سازی با مشکلات کمتری از جمله تابع پایداری به دلیل کوانتیزاسیون ضرایب فیلتر و خطاهای ناشی از سرریزشدن و گردکردن نتایج محاسبات روبه‌رو می‌شویم. با انتخاب ضریب w_2 بزرگ حاشیه پایداری خوبی حاصل می‌شود.

- کمینه فازی

اصطلاح کمینه فاز، برای فیلترهای سبی و پایداری که معکوس سبی و پایداری نیز دارند به کار می‌رود. در این سامانه‌ها علاوه‌بر قطب‌ها تمامی صفرها نیز باید درون دایره واحد قرار بگیرند. فیلترهای کمینه فاز در مقایسه با فیلترهای ناکمینه فاز با پاسخ اندازه یکسان تأخیر کمتری دارند. از ترم زیر جهت حصول یک فیلتر کمینه فاز استفاده شده است:

$$C_3(\underline{a}) = \# \text{ of zeros outside UC } \quad (10)$$

با کمینه‌کردن ترم بالا صفرهای تابع تبدیل نیز به داخل دایره واحد رانده خواهند شد. به دلیل اینکه در مورد صفرها حاشیه امنی قائل نیستیم، تنها داخل دایره واحد قرار گرفتن آن‌ها کافیست می‌کند. کمینه فازبودن فیلتر باعث بهبود خواص زمانی فیلتر می‌شود.

- تأخیر کم

جهت تأخیر کم فیلتر (تأخیر زمانی کم بین ورودی و خروجی) باید انرژی پاسخ ضربه فیلتر در شروع آن متمرکز شود. در این مقاله برای رسیدن به این هدف از کمینه‌کردن انرژی جزئی وزن‌دار که به صورت زیر تعریف می‌شود استفاده شده است:

$$E_{wp}[k] = \sum_{i=0}^k \alpha_i |h[i]|^2 \quad (11)$$

در رابطه بالا $h[.]$ پاسخ ضربه فیلتر و k یک عدد بهاندازه کافی بزرگ است. آزمایش‌ها نشان می‌دهد مقدار مناسب برای k به صورت زیر است:

$$k = M + N \quad (12)$$

همچنین ضرایب α_i ها برای بیشینه‌کردن مقادیر ابتدایی دنباله پاسخ ضربه به صورت کاهشی و مطابق رابطه زیر در نظر گرفته شده است:

$$\alpha_i = \frac{0.9^i}{\sum_{j=0}^k 0.9^j} \quad (13)$$

وارد بر اجسام، شتاب و سرعت هر کدام تعیین شده و موقعیت آنها به روز می‌شود. این فرایند به صورت تکرارشونده انجام می‌شود. اجسام با تابع هزینه کمتر جرم بزرگتری دارند و سنتگین ترند. در نتیجه سایر اجسام را به سمت خود جذب و بعد از چند تکرار جواب‌های مطلوب‌تری به دست می‌آید. در پایان شبه کد مراحل عمده طراحی فیلترهای دیجیتال با استفاده از الگوریتم‌های فرالبتکاری یادشده و تابع هزینه پیشنهادی در جدول (۱) آورده شده است.

(جدول-۱): شبه کد طراحی فیلتر با الگوریتم‌های فرالبتکاری

(Table-1): The pseudo-code of designing digital filters by meta-heuristic algorithms.

مرحله اول: مقداردهی اولیه
در این مرحله اندازه جمعیت، مرتبه فیلتر (مقادیر ۷,۱۴)، پارامترهای کنترلی الگوریتم‌ها، مقادیر بیشینه و کمینه ضرایب و سایر پارامترهای دیگر مقداردهی اولیه شده و پاسخ فرکانسی یک فیلتر ایده‌آل همانند (f) II داده خواهد شد.
مرحله دوم: تولید بردارهای تصادفی از ضرایب فیلتر با توجه به محدودیت‌های حاکم بر آن.
مرحله سوم: محاسبه مقدار کمینه تابع هزینه و به دست آوردن بهترین بردارهای جمعیتی.
مرحله چهارم: ذخیره و بهروزرسانی بهترین مقادیری که تابه‌حال به دست آمده است.
مرحله پنجم: محاسبه دوباره تابع هزینه جهت به دست آوردن بردارهای جمعیتی مطلوبتر.
مرحله ششم: اگر شرط توقف برقرار شده باشد، الگوریتم متوقف می‌شود در غیر این صورت مراحل ۳ تا ۵ تکرار می‌گردد.

به طور معمول شرط توقف الگوریتم‌ها دست‌یابی به میزان قابل قبولی از خطای پاسخ به بیشینه تعداد تکرارها تعریف می‌شود. در این پژوهش بیشینه تعداد تکرارها به عنوان شرط توقف در نظر گرفته شده است.

۴- نتایج آزمایش‌ها

جهت ارزیابی کارایی تابع هزینه پیشنهادی و الگوریتم‌های بهینه‌سازی فرالبتکاری در طراحی فیلتر ابتدا سعی می‌شود یک فیلتر دیجیتال پایین‌گذر نیم‌باند، کمینه فاز با فاز خطی در باند عبور، حاشیه پایداری خوب به همراه مشخصه‌های پاسخ زمانی مناسب (تأخير کم) طراحی شود. اندازه پاسخ فرکانسی دلخواه فیلتر به صورت زیر است.

$$|H_d(f)| = \begin{cases} 1 & |f| \leq .25 \\ 0 & .25 < |f| < .5 \end{cases} \quad (16)$$

۳- کمینه‌سازی تابع هزینه پیشنهادی با استفاده از الگوریتم‌های فرالبتکاری

الگوریتم‌های بهینه‌سازی فرالبتکاری از جمله روش‌های جستجوی اکتشافی محسوب می‌شوند که با به کارگیری ویژگی‌های تصادفی، انطباق‌بندی و یادگیری در جهت تولید و دست‌یابی به طرح‌های بهینه، هوشمند عمل می‌کنند. در ادامه سازوکار الگوریتم‌های GSA، PSO و GSA برای هدف طراحی و مقایسه عملکرد فیلترهای دیجیتال IIR به طور با اختصار آورده شده است.

- الگوریتم وراثتی

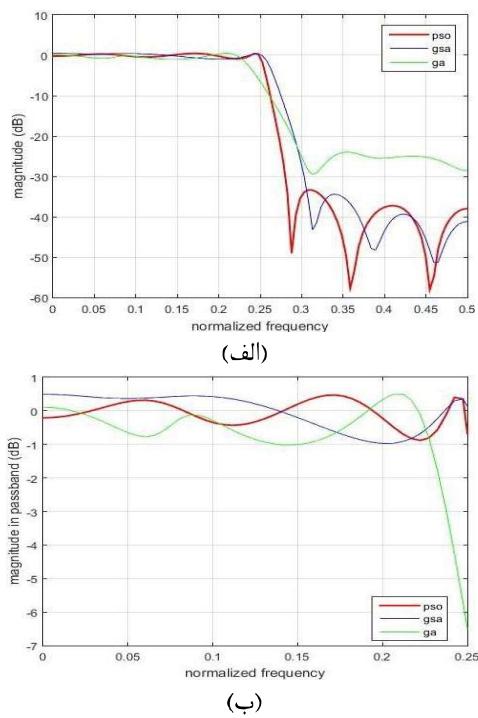
الگوریتم وراثتی [4] استاندارد یک روش جستجوی تصادفی است که با الهام از اصول انتخاب طبیعی و نظریه تکامل داروین طراحی شده است. این الگوریتم با یک جمعیت اولیه تصادفی از جواب‌های ممکن شروع می‌کند. این جمعیت در یک حلقه تکرارشونده به روزرسانی می‌شود. در ابتدای حلقه، اعضا با یک تابع هزینه ارزیابی و سپس عملکردهای اصلی الگوریتم شامل انتخاب، جهش و همبُری به ترتیب اجرا شده، جمعیت جدید تولید می‌شود. با تکرار این عملکرها، و به دلیل اثرات تکامل، اعضا جمعیت به مرور شایسته‌تر می‌شوند؛ یعنی توابع هزینه آنها مقادیر کمتری به خود می‌گیرند.

- الگوریتم بهینه‌سازی جمعیت ذرات

الگوریتم بهینه‌سازی جمعیت ذرات (PSO) [8] الهام گرفته شده از حرکت جمعی ذرات و رفتار اجتماعی پرندگان در جستجوی غذا است. PSO شامل یک جمعیت تصادفی از ذرات است که دارای موقعیت (x) و سرعت (v) هستند. موقعیت و سرعت هر ذره در هر تکرار به روزرسانی می‌شود. PSO با حافظه بوده و سرعت هر ذره با توجه به بهترین موقعیت خود ذره و نیز بهترین موقعیت کل جمعیت تعیین می‌شود. با توجه به این که ذرات به سمت نقاط با تابع هزینه کمتر سرعت می‌گیرند، بعد از چند تکرار مقادیر مطلوب‌تری به دست می‌آید.

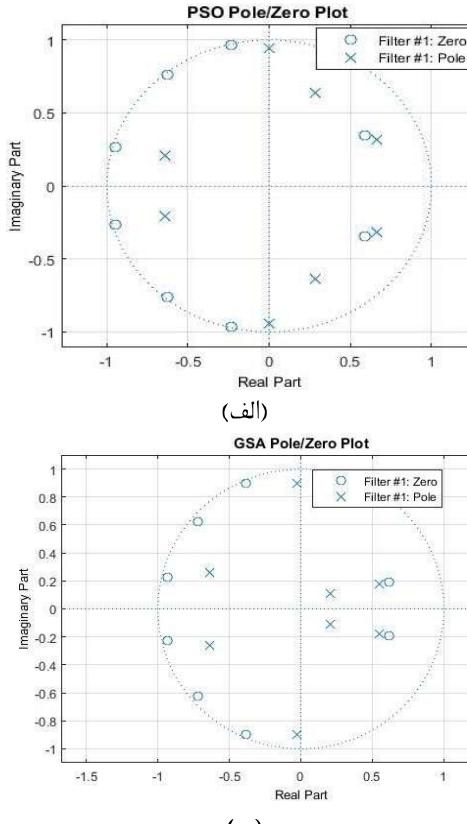
- الگوریتم جستجوی گرانشی

در الگوریتم جستجوی گرانشی [7]، بهینه‌سازی به کمک طرح قوانین گرانشی و حرکت در یک سامانه مصنوعی یا زمان گسسته انجام می‌شود. عامل‌های جستجوکننده در GSA مجموعه‌ای از اجسام هستند. مقدار جرم هر جسم، با توجه به هزینه آن تعیین شده، سپس با محاسبه نیروهای



(شکل-۱): a) اندازه فیلتر پایین گذر مرتبه هشت طراحی شده با PSO و GSA. b) بزرگنمایی شده آن در باند عبور.

(Figure-1): a) Magnitude of 8-th order designed low pass filters by PSO, GA, and GSA. b) Magnitude in passband.



سال ۱۳۹۹ شماره ۱ پیاپی ۴۳

در این طراحی تعداد نمونه‌های فرکانسی برابر با یکصد نمونه و به طور یکنواخت توزیع شده با فواصل یکسان در بازه $[0, 0.5]$ در نظر گرفته شده‌اند. در این طراحی درجه $M = N = 9$ انتخاب شده‌اند. بنابراین هجده ضریب، توسط هر یک از الگوریتم‌های بهینه‌ساز جهت کمینه کردن تابع هزینه محاسبه شده و نتایج حاصله جهت مقایسه عملکرد آن‌ها آورده شده است. مقادیر پارامترهای کنترلی در نظر گرفته شده برای هر سه الگوریتم و تعداد تکرارها در جدول (۲) آمده است.

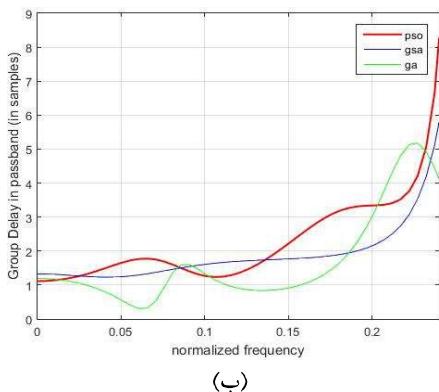
فرایند طراحی یکصدبار به طور مستقل تکرار شده و بهترین طراحی از بین یکصدبار تکرار گزارش شده است. شکل (۱-الف) نمودار اندازه فیلترهای طراحی شده را نمایش می‌دهد. میزان تغییرات اندازه در باند عبور در شکل (۱-ب) آورده شده است.

(جدول-۲): پارامترهای کنترلی برای هر سه الگوریتم

(Table-2): Control parameters of three used algorithms.

پارامترها	GSA	PSO	GA
اندازه جمعیت	200	200	200
تعداد تکرارها	100	100	100
نرخ همبزی	-	-	1
همبری	-	-	تک نقطه
نرخ جهش	-	-	0.01
جهش	-	-	گوسی
انتخاب	-	-	رولت
C_1	-	2	-
C_2	-	1.2	-
V_i^{min}	-	0.01	-
V_i^{max}	-	1	-
w_{max}	-	0.7	-
w_{min}	-	0.4	-
α	20	-	-
G_0	1000	-	-
r_{norm}	2	-	-
r_{power}	1	-	-
ϵ	$1e-4$	-	-

با توجه به ضرایب بدست‌آمده، نقشه صفر و قطب هر کدام از فیلترها، برای نمایش پایداری و کمینه فازی سامانه‌های طراحی شده، در شکل (۲) به تصویر کشیده شده و بیشینه اندازه قطب‌ها، جهت تعیین حاشیه پایداری برای هر طراحی در جدول (۳) آورده شده است.



(ب)

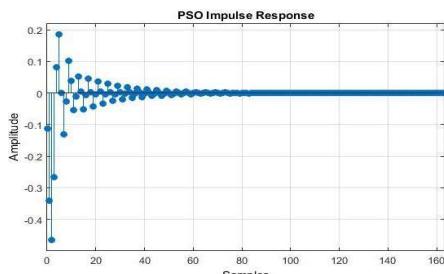
(شکل-۳): (الف) تأخیر گروهی فیلترهای طراحی شده و (ب) بزرگنمایی شده آنها در باند عبور.

(Figure-3): a) Group delay of designed filters and b) in pass band.

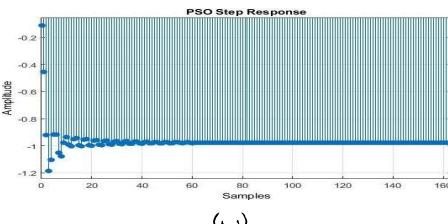
(جدول-۴): مشخصه‌های فیلترهای پایین گذر از مرتبه هشت طراحی شده با روش پیشنهادی

(Table-4): Specifications of 8-th order designed lowpass filter by proposed method.

میانگین در band عبور	واریانس در band عبور	$\frac{1}{\omega_c}$ rad/s	تضعیف در باند (dB) حذف	اندازه گیری		پیشنهادی
				بیشینه	کمینه	
1.796	0.327	0.06	87.00	34.87	0.07	PSO
1.567	0.065	0.07	51.88	34.40	0.16	GSA
1.117	0.241	0.09	29.53	23.99	0.17	GA



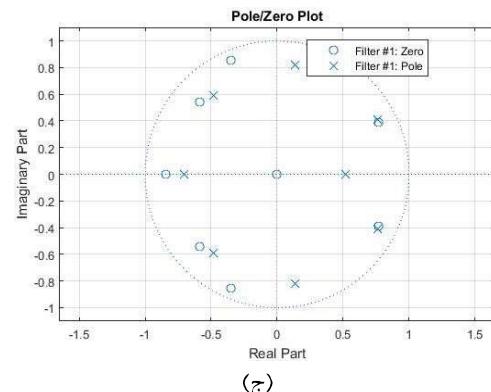
(الف)



(ب)

(شکل-۴): (الف) پاسخ ضربه و (ب) پاسخ پله فیلتر پایین گذر طراحی شده با PSO

(Figure-4): a) impulse and b) step response of designed filters by PSO.



(ج)

(شکل-۲): نقشه صفر و قطب فیلترهای پایین گذر طراحی شده با

الگوریتم‌های (الف) PSO، (ب) GSA و (ج) GA.

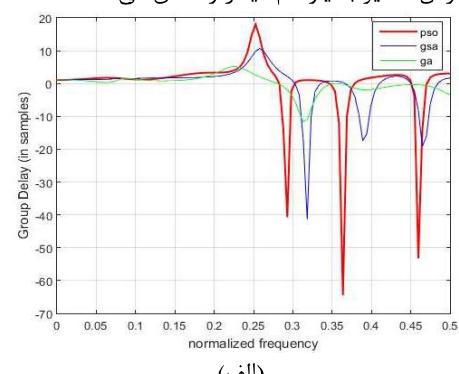
(Figure-2): Zero-pole plot of designed low pass filters a) PSO, b) GSA, and C) GA.

(جدول-۳): اندازه بزرگ‌ترین قطب و حاشیه پایداری

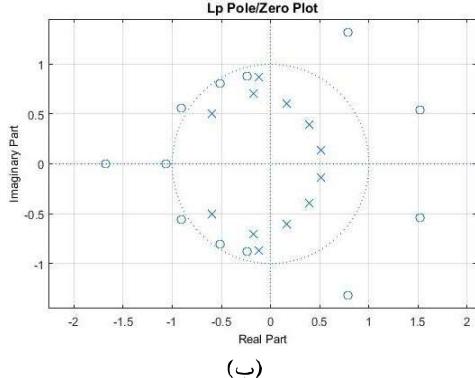
(Table-3): Radius of outermost pole and stability margin.

PSO	GA	GSA	الگوریتم
0.8941	0.8660	0.9000	پیشنهادی

در شکل (۳) تأخیر گروهی فیلترهای طراحی شده و میانگین تأخیر گروهی برای هر فیلتر در باند عبور به همراه دیگر مشخصه‌ها در جدول (۴) گزارش شده است. میانگین تأخیر گروهی کم در باند عبور معیاری از تأخیر کم فیلتر و واریانس تأخیر گروهی کم در باند عبور معیاری از ثابت بودن تأخیر گروهی و درنتیجه اعوجاج فاز کم فیلتر است. یکی از گزینه‌های تحقق فیلتر با تأخیر گروهی ثابت فیلترهای متقارن و ضد متقارن FIR است. با استفاده از روش پارکز - مک کللان یک فیلتر FIR ضد متقارن با مشخصات اندازه فیلتر طراحی شده توسط PSO دارای مرتبه ۱۲۷ است که معادل ۶۳ نمونه تأخیر است، در حالی که فیلتر طراحی شده توسط $1/79$ PSO نمونه تأخیر دارد. شکل (۴) نیز پاسخ ضربه و پله فیلتر طراحی شده با الگوریتم PSO را نمایش می‌دهد. پاسخ پله فیلتر به خوبی خواص زمانی خوب فیلتر به خصوص تأخیر بسیار کم فیلتر را نشان می‌دهد.



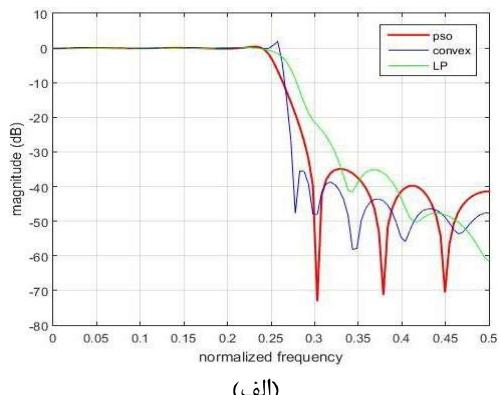
(الف)



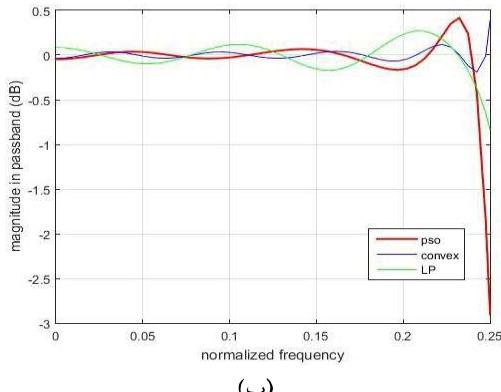
(شکل-۶): نمودار صفر و قطب فیلترهای غیر کمینه فاز طراحی شده با روش‌های (الف) Convex و (ب) LP.

(Figure-6): Zero-pole plot of non-minimum phase filters designed by a) convex and b) LP methods.

شکل (۷) پاسخ اندازه را برای هر سه روش نمایش می‌دهد. تأخیر گروهی هر سه الگوریتم نیز در شکل (۸) آورده شده است. همچنین در جدول (۵) مشخصه‌های مربوط به فیلترهای طراحی شده با هر سه روش گزارش شده است.



(الف)

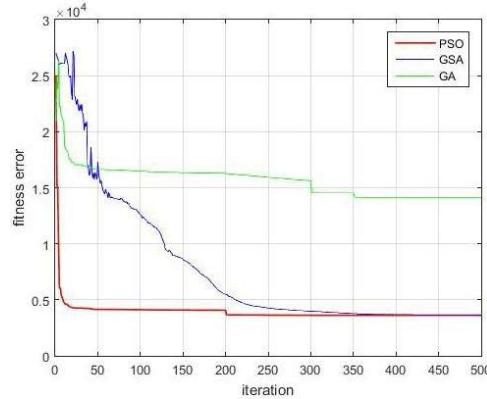


(ب)

(شکل-۷): پاسخ اندازه فیلتر پایین گذار طراحی شده با روش بهینه‌سازی PSO و برنامه‌ریزی محدب و برنامه‌ریزی خطی.

(Figure-7): Magnitude of designed lowpass filters in passband by PSO, convex, and LP methods.

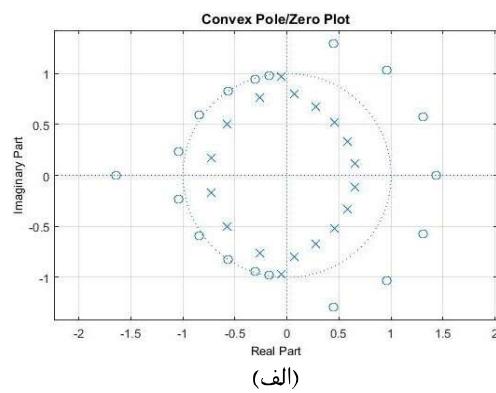
در ادامه برای مقایسه سرعت هم‌گرایی الگوریتم‌های فراابتکاری برای تابع هزینه پیشنهادی، در شکل (۵) مقادیر تابع هزینه برای پانصد تکرار نمایش داده شده است. همان‌گونه که مشخص است الگوریتم PSO سرعت هم‌گرایی بسیار بالایی به سمت جواب بهینه دارد.



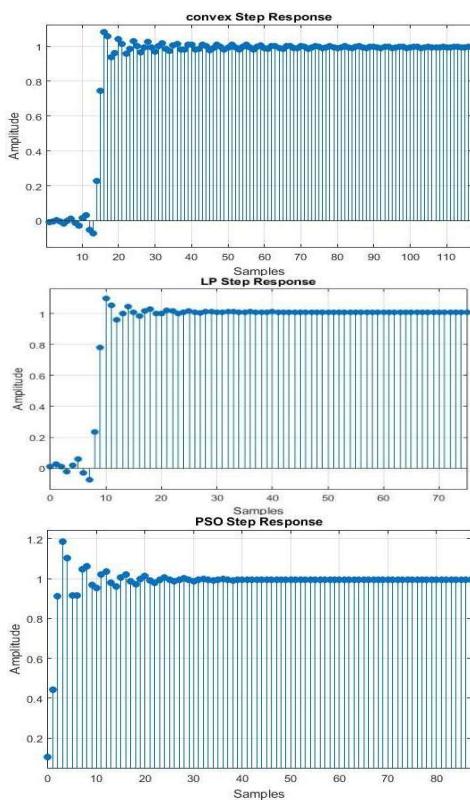
(شکل-۵): نمودار میزان خطای تابع هزینه بر حسب تعداد تکرارها برای سه الگوریتم PSO, GSA و GA.

(Figure-5): Error vs. iterations for algorithms PSA, GSA, and GA.

در ادامه این بخش، نتایج حاصل از طراحی‌های انجام گرفته، با دو روش برنامه‌ریزی خطی [15] و برنامه‌ریزی محدب [16] برای مقایسه و بررسی عملکرد روش پیشنهادی آورده شده است. با توجه به نتایج به دست آمده تاکنون، الگوریتم PSO در طراحی‌های آینده برای مقایسه انتخاب شده است. ضرایب فیلترهای پایین گذار طراحی شده با دو روش برنامه‌ریزی خطی و برنامه‌ریزی محدب از مراجع [15] و [16] گرفته شده است. فیلترهای طراحی شده با روش‌های برنامه‌ریزی محدب و برنامه‌ریزی خطی به ترتیب از مرتبه‌های ۱۴ و ۱۲ هستند. خاطرنشان می‌شود در این طراحی‌ها مطابق با نمودار صفر - قطب، کمینه فازی در نظر گرفته نشده است (شکل ۶).

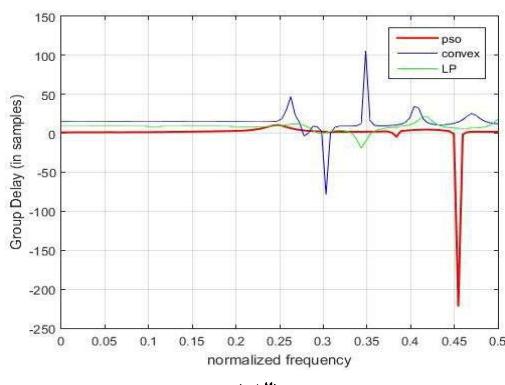
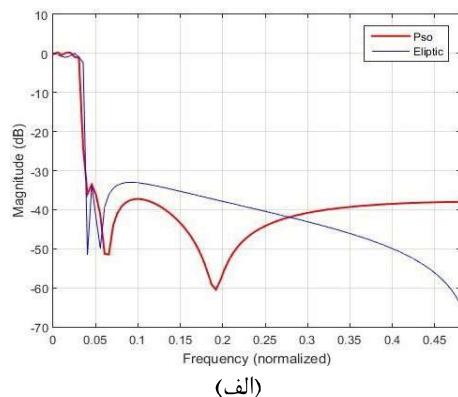


(الف)

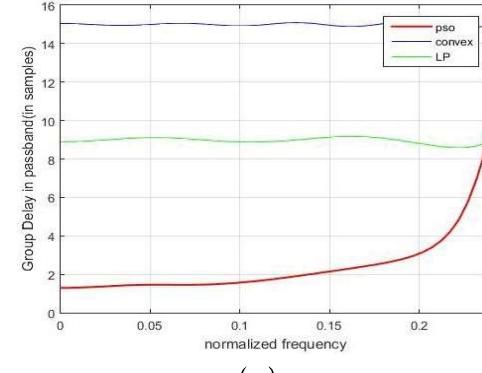


شکل-۹: پاسخ پله فیلترهای PSO و Lp،Convex (Figure-9): Step response of designed filters by proposed, convex, and LP methods.

در این بخش جهت مقایسه عملکرد فیلترهای طراحی شده با روش پیشنهادی و طراحی مبتنی بر فیلترهای آنالوگ، حذف نویه از سیگنال باند باریک $[n]x$ با پهنهای باند 0.03×10^3 انجام شده است. برای بازبایی سیگنال $[n]x$ و حذف نویه، از فیلترهای پایین‌گذر کمینه فاز با فرکانس قطع 0.03×10^3 با بهره‌گیری از الگوریتم PSO و فیلتر بیضوی طراحی شده با جعبه‌ابزار FDATOOL از نرم‌افزار متلب استفاده شده است. مرتبه فیلترهای طراحی شده هشت است. پاسخ اندازه و تأخیر گروهی فیلترهای طراحی شده در شکل (۱۰) آورده شده است.



(الف)



(ب)

(شکل-۸): تأخیر گروهی فیلتر پایین‌گذر طراحی شده با PSO و برنامه‌ریزی محدب و برنامه‌ریزی خطی (شکل الف) و در باند عبور (شکل ب).

(Figure-8): a) Group delay of designed lowpass filters by PSO, convex, and LP methods and b) in passband.

برای مقایسه خصوصیات زمانی فیلترهای طراحی شده پاسخ پله مربوط به هر کدام در شکل (۹) نمایش داده شده است. همان‌گونه که مشخص است، پاسخ پله فیلتر طراحی شده با روش پیشنهادی نزدیک‌ترین پاسخ را به پله دارد.

(جدول-۵): مشخصه‌های فیلترهای پایین‌گذر طراحی شده با روش پیشنهادی و برنامه‌ریزی محدب و برنامه‌ریزی خطی

(Table-5): Specifications of designed lowpass filter by proposed, convex, and LP methods.

میانگین grd	عرض باند انتقال در باند عبور	تضعیف باند حذف (db)	تیکه‌های کمینه		
			پیشینه	کمینه	تیکه‌های کمینه
1.796	0.065	87.00	34.87	0.069	PSO
15.005	0.018	67.32	35.12	0.171	Convex
9.012	0.108	61.48	35.09	0.049	LP

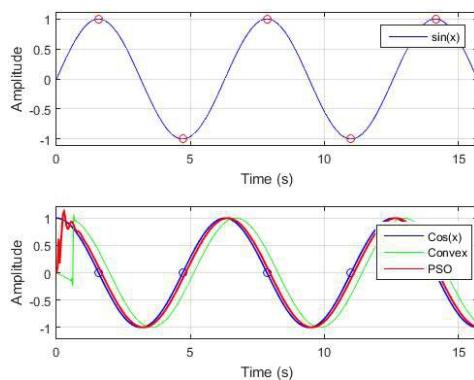
مهندسی رادار کاربرد دارد. برای مثال در رادارها سرعت و شتاب اهداف می‌تواند با محاسبه مشتق مختصات مکانی اندازه‌گیری شده، تعیین شود. پاسخ فرکانسی یک مشتق‌گیر ایده‌آل به صورت زیر است:

$$H_d(f) = j2\pi F_s f, \quad |f| \leq .5 \quad (17)$$

که F_s فرکانس نمونه‌برداری است. یکی از سختی‌های طراحی این فیلتر ناپیوستگی فاز فیلتر در فرکانس نرمالیزه .۵ است. با اضافه کردن یک تأخیر نیم نمونه فاز فیلتر در این فرکانس پیوسته می‌شود. پاسخ فرکانسی بعد از تأخیر نیم نمونه به صورت زیر در می‌آید:

$$H_d(f) = j2\pi F_s f e^{-j.5(2\pi f)}, \quad |f| \leq .5 \quad (18)$$

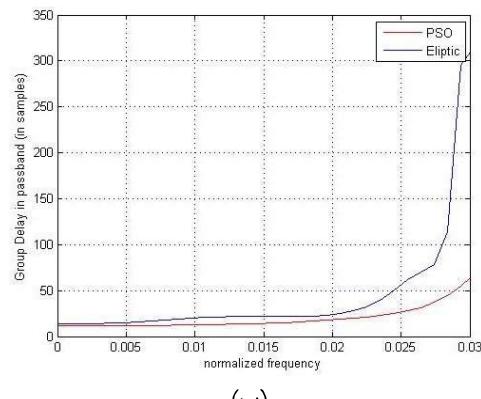
البته ناپیوستگی فاز در فرکانس نرمالیزه صفر باقی می‌ماند که به دلیل صفر بودن اندازه فیلتر اهمیتی ندارد. برای تقریب این فیلتر می‌توان از هر دو نوع فیلتر FIR و IIR گرفت، اما به دلیل نیاز به مرتبه بالا در حالت FIR، ما از IIR برای تقریب آن استفاده می‌کنیم. درجه صورت و مخرج تابع تبدیل فیلتر یکسان و برابر با $M = N = 9$ انتخاب شده‌اند. در ادامه با به کار گیری الگوریتم PSO با پارامترهای کنترلی یادشده شده (جدول ۲) ۱۸ ضریب فیلتر، با کمینه کردن تابع هزینه محاسبه شده است. میانگین تأخیر گروهی مشتق‌گیر طراحی شده با PSO و محدب به ترتیب برابر با $5/1657$ و $16/0918$ نمونه محاسبه شده است، بنابراین تأخیر خروجی مشتق‌گیر نسبت به ورودی آن با مشتق‌گیر طراحی شده با تابع هزینه پیشنهادی و الگوریتم PSO با توجه به شکل، مقدار بسیار کمتری است و این ویژگی کاربرد آن را در پردازش‌های همزمان ممکن می‌سازد.



(شکل-۱۲): سیگنال سینوس و مشتق آن با دو مشتق‌گیر

طراحی شده با PSO و برنامه‌ریزی محدب

(Figure-12): a sinusoidal signal and its derivative by filters designed with proposed and convex methods.

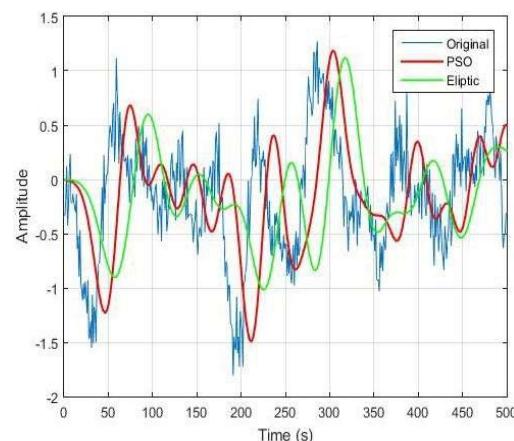


(شکل-۱۰): (الف) پاسخ اندازه (ب) تأخیر گروهی فیلترهای

طراحی شده با PSO و فیلتر بیضوی.

(Figure-10): a) Magnitude and b) Group delay of designed lowpass filter by proposed method and an elliptical filter.

مطابق با شکل (۱۰-ب) تأخیر گروهی فیلتر طراحی شده با PSO در باند عبور هموارتر بوده و همچنین میانگین تأخیر کمتری نیز دارد که این امر موجب کاهش تخریب فاز فیلتر و کاهش تأخیر آن می‌شود. در ادامه شکل (۱۱) سیگنال نویه‌ای $x[n]$ و بازیابی شده آن را به وسیله دو فیلتر طراحی شده با الگوریتم PSO و روش بیضوی را جهت مقایسه نمایش می‌دهد. با توجه به شکل واضح است فیلتر کمینه فاز طراحی شده با PSO سیگنال ورودی را با دقت بیشتر و تأخیر کمتری بازیابی کرده است.



(شکل-۱۱): سیگنال نویه‌ای و بازیابی شده آن با فیلترهای

طراحی شده با الگوریتم‌های PSO و فیلتر بیضوی.

(Figure-11): a noisy signal and its enhanced by filter designed by Proposed method and an elliptical filter.

فیلتر مشتق‌گیر به طور گسترده در زمینه‌هایی از جمله پردازش سیگنال دیجیتال، سامانه‌های کنترل، و

- implicit filtering algorithm applied to electromagnetic design optimization”, In *Soft Computing in Industrial Applications*, pp. 233-240. Springer, Berlin, Heidelberg, 2007.
- [3] S. Ahmad, Design of digital filters using genetic algorithms. PhD diss., 2008.
 - [4] J. H. Holland, “Genetic algorithms and the optimal allocation of trials,” *SIAM Journal on Computing*, Vol. 2, no. 2, pp. 88-105, 1973.
 - [5] S. Bernardino, Heder, and H. Barbosa, “Artificial immune systems for optimization”, *Nature-Inspired Algorithms for Optimisation*, pp. 389-411, 2009.
 - [6] M. Dorigo, and C. Blum. “Ant colony optimization theory: A survey”, *Theoretical computer science*, Vol. 344, no. 2-3, pp. 243-278, 2005.
 - [7] E. Rashedi, H. Nezamabadi-pour, and S. Saryazdi. “GSA: A gravitational search algorithm”, *Information sciences*, Vol. 179, No. 13, pp. 2232-2248, 2009.
 - [8] J. Kennedy, R. Eberhart, “Particle swarm optimization,” *Neural Networks*, 1995.
 - [9] S. Kockanat, and N. Karaboga, “The design approaches of two-dimensional digital filters based on metaheuristic optimization algorithms: a review of the literature ”, *Artificial Intelligence Review*, Vol. 44, No. 2, pp. 265-287, 2015.
 - [10] A. Aggarwal, T. K. Rawat, and D. K. Upadhyay, “Design of optimal digital FIR filters using evolutionary and swarm optimization techniques”, *AEU-International Journal of Electronics and Communications*, Vol. 70, No. 4, pp. 373-385, 2016.
 - [11] A. Gotmare, S. S. Bhattacharjee, R. Patidar, and N. V. George, “Swarm and evolutionary computing algorithms for system identification and filter design: a comprehensive review”, *Swarm and Evolutionary Computation*, Vol. 32, pp. 68-84, 2017.
 - [12] M. Kumar and T. K. Rawat, “Optimal fractional delay-IIR filter design using cuckoo search algorithm”, *ISA transactions*, Vol. 59, pp. 39-54, 2015.
 - [13] J. Dash, B. Dam, and R. Swain, “Optimal design of linear phase multi-band stop filters using improved cuckoo search particle swarm optimization”, *Applied Soft Computing*, Vol. 52, pp. 435-445, 2017.
 - [14] D. Bose, S. Biswas, A. V. Vasilakos, , and S.Laha, “Optimal filter design using an improved artificial bee colony algo-

جهت نشان دادن تأخیر مشتق‌گیرهای طراحی شده با روش PSO و روش برنامه‌ریزی محدب، یک سیگنال سینوس به دو فیلتر اعمال شده و مشتق آن که سیگنالی کسینوس است در شکل (۱۲) برای هر دو فیلتر نمایش داده شده است. همان‌گونه که مشخص است، مشتق‌گیر طراحی شده توسط روش پیشنهادی، مشتق سیگنال را با پاسخ گذراي کوتاه‌تر و تأخیر کمتر محاسبه می‌کند.

۵- نتیجه‌گیری

در این مقاله یکتابع هزینه جامع برای طراحی فیلترهای دیجیتال IIR با مشخصات زمانی و فرکاننسی خوب ارائه شد. عبارت‌های این تابع هزینه شامل اختلاف بین پاسخ فرکاننسی فیلتر طراحی شده و فیلتر دلخواه، تأخیر گروهی ثابت در باند عبور فیلترهای فرکانس گزین، کمینه فازبودن، حاشیه پایداری زیاد و تأخیر کم فیلتر است. جهت طراحی فیلتر با تأخیر کم عبارت انرژی جزئی وزن‌دار پیشنهاد شد. کمینه‌کردن این عبارت منجر به نزدیک‌شدن پاسخ ضربه فیلتر به ضربه و در نتیجه زمان رسیدن به پاسخ ماندگار فیلتر را کم و تأخیر زمانی بین ورودی و خروجی را کاهش می‌دهد. جهت کمینه‌سازی تابع هزینه پیشنهادی از الگوریتم‌های بهینه‌سازی فرا ابتکاری GSA و PSO استفاده شد که توان خود را برای مدیریت این تابع هزینه پیچیده، نشان دادند. کارایی روش پیشنهادی با مثال‌ها و شیوه‌سازی‌های مختلف اعتبارسنجی شده و عملکرد فیلترهای طراحی شده با تعدادی از روش‌های رایج مقایسه شد. بدغونه نمونه، تأخیر گروهی، دامنه ریپل باند عبور، عرض باند انتقال و تضعیف طراحی‌های صورت‌گرفته با روش‌های رایج کلاسیک، نظری برنامه‌ریزی خطی و محدب و همچنین فیلتر بیضوی مقایسه شد. یکی از اهداف اصلی این مقاله رسیدن به فیلترهای با تأخیر کم بود که توانستیم به یک فیلتر پایین‌گذر نیم‌باند با تأخیر ۱/۷۹ نمونه بررسیم که برای کاربردهای همزمان مناسب است.

6- References

۶- مراجع

- [1] G. Bernard, T. G. Stockham, A. V. Oppenheim and C. M. Rader. Digital processing of signals. 1969.
- [2] D. S. Coelho, L. and V. Cocco Mariani. “Combining of differential evolution and



rithm”, *Information Sciences*, Vol. 281, pp. 443-461, 2014.

- [15] A. Chottera and G. Jullien, “A linear programming approach to recursive digital filter design with linear phase”, *IEEE transactions on circuits and systems*, Vol. 29, no. 3, pp. 139-149, 1982.
- [16] A. Jiang. IIR digital filter design using convex optimization, PhD diss., 2010.



مهندی کماندار مدرک کارشناسی خود را در مهندسی برق الکترونیک از دانشگاه شهید باهنر کرمان، کارشناسی ارشد در مهندسی مخابرات سیستم از دانشگاه فردوسی مشهد و دکترای خود را در مهندسی مخابرات سیستم از دانشگاه تربیت مدرس اخذ کرده‌اند. ایشان هم‌اکنون استادیار دانشگاه تحصیلات تکمیلی صنعتی و فناوری پیشرفتہ کرمان هستند. زمینه‌های پژوهشی وی پردازش سیگنال دیجیتال و بازناسی آماری الگو است.

نشانی رایانامه ایشان عبارت است از:
m.kamandar@kgut.ac.ir



یاسر مقصودی مدرک کارشناسی خود را در مهندسی برق الکترونیک از دانشگاه ارومیه و کارشناسی ارشد در مهندسی مخابرات سیستم از دانشگاه تحصیلات تکمیلی صنعتی و فناوری پیشرفتہ کرمان اخذ کرده‌اند.

نشانی رایانامه ایشان عبارت است از:
yaser.maghsoudi69@gmail.com

