

УДК 621.372

doi: 10.26102/2310-6018/2019.24.1.023

А.В. Смирнов
**МНОГОКРИТЕРИАЛЬНАЯ ОПТИМИЗАЦИЯ
ХАРАКТЕРИСТИК ПОЛОСОВЫХ ФИЛЬТРОВ С ПРИМЕНЕНИЕМ
ЭВРИСТИЧЕСКОГО АЛГОРИТМА**
*МИРЭА – Российский технологический университет,
Москва, Россия*

Цель работы - исследовать методы получения аппроксимаций передаточных функций (ПФн) полосовых фильтров (ПФ), оптимальных по показателям качества (ПоК), характеризующим АЧХ и ФЧХ. Задача одновременной оптимизации АЧХ и ФЧХ актуальна для многих современных радиоэлектронных систем. Ее решением должно быть множество Парето-оптимальных аппроксимаций ПФн (фронт Парето). Аналитически эта задача не решается, и необходимо использование эвристических алгоритмов. Проведено сравнение двух методов. В соответствии с первым из них сначала получают оптимальные по АЧХ и ФЧХ ПФн фильтров нижних частот (ФНЧ), которые затем преобразуют в ПФ. По второму методу непосредственно осуществляется поиск оптимальных ПФн ПФ. В обоих случаях используется эвристический алгоритм, основанный на многократном повторении локального поиска. Для нахождения какой-либо точки фронта Парето значения ПоК, относящихся к АЧХ, фиксируются путем задания для них достаточно больших коэффициентов в целевой функции, и минимизируется нелинейность ФЧХ. Выполненные исследования показывают, что в случаях, характеризующихся широкой полосой пропускания ПФ и относительно невысокими ПоК АЧХ, второй метод позволяет найти решения с меньшей нелинейностью ФЧХ по сравнению с первым методом, при сохранении значений ПоК АЧХ. То есть, в этих случаях при преобразовании ФНЧ в ПФ Парето-оптимальность не сохраняется. В случаях же узкой полосы пропускания ПФ или относительно высоких ПоК АЧХ непосредственный поиск не дает выигрыша, и можно пользоваться первым методом, требующим выполнения меньшего объема вычислений.

Ключевые слова: передаточная функция, полосовой фильтр, аппроксимация, оптимальность по Парето, эвристический алгоритм.

Введение. Полосовые фильтры (ПФ), АЧХ которых характеризуются малым затуханием в пределах полосы пропускания (ПП) $\omega_{p1} \leq \omega \leq \omega_{p2}$ и большим затуханием в полосах задерживания (ПЗ) ПЗ1 $0 \leq \omega \leq \omega_{s1}$ и ПЗ2 $\omega_{s2} \leq \omega < \infty$, находят широкое применение в различных радиоэлектронных устройствах.

Передаточная функция (ПФн) электрического фильтра в общем случае имеет вид

$$H(p) = \frac{N(p)}{D(p)}, \quad (1)$$

где $N(p)$ и $D(p)$ – полиномы, корни которых являются, соответственно, нулями и полюсами ПФн. Первым этапом проектирования фильтра является аппроксимация, то есть поиск степеней и коэффициентов этих полиномов, обеспечивающих требуемые характеристики фильтра, в число которых, помимо АЧХ, входят ФЧХ, импульсная и переходная характеристики. Все они могут быть получены из комплексной ПФн (1).

Для оценки соответствия полученных характеристик заданным требованиям определяются показатели качества (ПоК). Задача поиска наилучшей аппроксимации ПФн является задачей оптимизации по совокупности ПоК или многокритериальной оптимизации. Найти решение, при котором одновременно оптимизируются все ПоК, как правило, невозможно, так как улучшение значений одних ПоК приводит к ухудшению других [1]. Поэтому в многокритериальных задачах применяется понятие оптимальности по Парето. Решение является Парето-оптимальным, если любое его изменение, дающее улучшение какого-либо ПоК, приводит к ухудшению хотя бы одного из остальных ПоК. Множество Парето-оптимальных решений образует в пространстве значений ПоК фронт Парето.

В данной работе рассматривается задача поиска аппроксимаций ПФ, оптимальных по совокупности ПоК, характеризующих АЧХ и ФЧХ. Применительно к ФНЧ аналитическое решение такой задачи для некоторых частных случаев было дано в [2]. Известен также метод, основанный на численном поиске аппроксимации ПФн по критерию равноволновости функции, учитывающей отклонения АЧХ и ФЧХ от заданных [3]. В этом методе сложно по отдельности варьировать требуемые значения ПоК.

В настоящее время для решения сложных многокритериальных задач оптимизации, в том числе в области радиоэлектроники, все шире применяются эвристические алгоритмы [4]. Примерами применения таких методов для оптимального проектирования фильтров и других радиотехнических устройств могут служить работы [5–7] и другие. В работах [8–10] был развит метод поиска Парето-оптимальных аппроксимаций ПФн электрических фильтров с использованием эвристического алгоритма для нахождения экстремумов целевой функции (ЦФ) в пространстве координат полюсов и нулей ПФн. Задача оптимизации решалась применительно к ФНЧ-прототипам. Представляет интерес распространение применения этого метода на ПФ с учетом их специфики.

Совместная оптимизация АЧХ и ФЧХ ПФ актуальна для многих современных радиоэлектронных систем, например, систем связи с квадратурной амплитудной модуляцией.

Один из возможных способов получения оптимальных ПФн ПФ состоит в поиске Парето-оптимальной ПФн ФНЧ-прототипа с помощью эвристического алгоритма [8,9], и последующем применении к результату поиска преобразования частоты, имеющего вид [2,3]

$$s = \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \left(\frac{p}{\omega_0} + \frac{\omega_0}{p} \right), \quad (2)$$

где s, p – комплексные частоты в ПФн, соответственно, ФНЧ и ПФ; $\omega_0 = \sqrt{\omega_{p1}\omega_{p2}}$ – центральная частота ПФ; $\Delta\omega = \omega_{p2} - \omega_{p1}$ – ширина ПП.

В результате преобразования (2) сохраняются значения неравномерности затухания в ПП и минимального затухания в ПЗ. Однако значения ПоК, характеризующих линейность ФЧХ, при этом изменяются. Увеличение отклонения ФЧХ от линейной функции оказывается тем больше, чем широкополоснее ПФ, то есть, чем больше отношение $\omega_0/\Delta\omega$ [2,3]. Вопрос, сохраняется ли при таком преобразовании Парето-оптимальность ПФн по ПоК, характеризующим АЧХ и ФЧХ, ранее не исследовался.

Другой способ состоит в непосредственном поиске Парето-оптимальной ПФн ПФ с применением эвристического алгоритма. Однако такой поиск может оказаться значительно сложнее, чем в случае ФНЧ, так как для получения у ПФ таких же, как у ФНЧ ПоК, характеризующих АЧХ, необходимо, в соответствии с преобразованием (2), увеличить порядок фильтра в два раза. При этом соответственно увеличивается размерность пространства поиска. В то же время, если такой вариант позволит получать нелинейность ФЧХ ПФ меньше, чем первый способ, при сохранении заданных значений ПоК АЧХ, то его применение окажется целесообразным.

Задача данной работы – исследовать возможность получения путем непосредственного поиска ПФн ПФ, превосходящих по совокупности ПоК ПФн, получаемые путем преобразования из оптимальных ПФн ФНЧ.

Материалы и методы. Все расчеты выполнялись в нормированных шкалах частот. Для ФНЧ нормировка имеет вид $\Omega_L = \omega/\omega_p$, где ω_p – верхняя граничная частота ПП, а для ПФ – $\Omega_B = \omega/\omega_{p1}$. Индексы L и B здесь и далее

относятся, соответственно, к ФНЧ (LPF) и ПФ (BPF). Нормированные ширина ПП $\Delta\Omega_B$ и центральная частота ПФ Ω_0 определяются равенствами

$$\Delta\Omega_B = \frac{\omega_{p2} - \omega_{p1}}{\omega_{p1}}, \quad \Omega_0 = \sqrt{1 + \Delta\Omega_B}. \quad (3)$$

Далее приведем определения ПоК, в основном следуя работе [10].

1. Максимальная неравномерность АЧХ в ПП, измеряемая в дБ.

$$DHp = 20 \lg \left(\frac{\max(K(\Omega))}{\min(K(\Omega))} \right), \quad \Omega \in \text{ПП}. \quad (4)$$

2. Минимальное значение затухания в ПЗ, выраженное в дБ.

$$Hs = -20 \lg(\max(K(\Omega))), \quad \Omega \in \text{ПЗ}. \quad (5)$$

В случае ФНЧ нижняя граница ПЗ бралась равной $\Omega_{SL} = 2$. В случае ПФ в качестве ПЗ бралось объединение ПЗ1 и ПЗ2. Их, соответственно, верхняя Ω_{SB1} и нижняя Ω_{SB2} граничные нормированные частоты рассчитывались по вытекающим из (2) формулам

$$\begin{aligned} \Omega_{SB1} &= \sqrt{\frac{\Omega_{SL}^2 \Delta\Omega_B^2}{4} + \Omega_0^2} - \frac{\Omega_{SL} \Delta\Omega_B}{2}; \\ \Omega_{SB2} &= \sqrt{\frac{\Omega_{SL}^2 \Delta\Omega_B^2}{4} + \Omega_0^2} + \frac{\Omega_{SL} \Delta\Omega_B}{2}. \end{aligned} \quad (6)$$

3. Максимальное превышение АЧХ в полосе (полосах) перехода между ПП и ПЗ над максимальным значением АЧХ в ПП $K_{p\max} = \max(K(\Omega))$, $\Omega \in \text{ПП}$.

$$DHt = \begin{cases} \max(K(\Omega) - K_{p\max}), & K(\Omega) > K_{p\max}; \\ 0, & K(\Omega) \leq K_{p\max}. \end{cases} \quad (7)$$

В случае ФНЧ $\Omega \in (1, \Omega_{SL})$, а в случае ПФ $\Omega \in (\Omega_{SB1}, 1) \cup (1 + \Delta\Omega_B, \Omega_{SB2})$. Этот ПоК использовался для предотвращения возникновения выбросов АЧХ в полосах перехода.

4. Максимальное значение относительной неравномерности времени задержки в ПП, рассчитываемое как относительная дифференциальная нелинейность ФЧХ.

$$DTd = 2 \cdot \frac{\max(d\varphi(\Omega)) - \min(d\varphi(\Omega))}{\max(d\varphi(\Omega)) + \min(d\varphi(\Omega))} 100\%, \quad \Omega \in \text{ПП}. \quad (8)$$

Здесь $d\varphi$ - абсолютная величина приращения фазового сдвига при фиксированном малом приращении нормированной частоты $d\Omega$.

Для получения Парето-оптимальных аппроксимаций ПФн применялся метод, ранее описанный в работах [8–10] и заключающийся в поиске глобального экстремума ЦФ посредством многократного запуска локального поиска экстремума, в качестве которого применялся алгоритм *pattern search* [11]. При этом выбор стартовой точки каждого цикла локального поиска производился с заданными вероятностями в окрестности конечной точки предыдущего цикла, или в окрестности наилучшей из ранее найденных точек, или в случайной новой точке. Такой эвристический алгоритм обеспечивает как детальное обследование перспективных областей, так и разведку в других областях.

Область поиска в пространстве координат полюсов \mathbf{P} и нулей \mathbf{Z} ПФн в случае ФНЧ определялась неравенствами

$$\begin{aligned} -2 \leq \operatorname{Re}(\mathbf{P}) \leq -0,01; & \quad 0,01 \leq \operatorname{Im}(\mathbf{P}) \leq 2; \\ \operatorname{Re}(\mathbf{Z}) = 0; & \quad 1 \leq \operatorname{Im}(\mathbf{Z}) \leq 10; \end{aligned} \quad (9)$$

а в случае ПФ неравенствами

$$\begin{aligned} -0,1 \leq \operatorname{Re}(\mathbf{P}) \leq -0,001; & \quad \Omega_{SB1} \leq \operatorname{Im}(\mathbf{P}) \leq \Omega_{SB2}; \\ \operatorname{Re}(\mathbf{Z}) = 0; & \quad (0 \leq \operatorname{Im}(\mathbf{Z}) \leq 1) \vee (1 + \Delta\Omega_B \leq \operatorname{Im}(\mathbf{Z}) \leq 10). \end{aligned} \quad (10)$$

Особенностью алгоритма поиска в случае ПФ является необходимость использования существенно различающихся величин шага по разным координатам при локальном поиске. Это обусловлено значительно меньшим размером области поиска по действительным составляющим координат полюсов, по сравнению с мнимыми составляющими.

На каждом шаге поиска по текущим координатам полюсов и нулей ПФн рассчитывались АЧХ и ФЧХ, а по ним – значения ПоК в соответствии с равенствами (5–8), после чего вычислялось значение ЦФ

$$GF = W_p T(DH_p - DH_{p_t}) + W_s T(H_{s_t} - H_s) + W_d T(DTd - DTd_t) + W_t H_t. \quad (11)$$

Здесь индексом t (target) отмечены задаваемые предельные значения ПоК, W_x – весовые коэффициенты, пороговая функция $T(x)$ определяется как

$$T(x) = \begin{cases} x, & x \geq 0; \\ 0, & x < 0. \end{cases}$$

ПоК H_s должен максимизироваться, и значение H_{s_i} задается равным минимально допустимому затуханию в ПЗ, в то время как остальные ПоК минимизируются и их целевые значения могут задаваться равными нулю.

Алгоритм был реализован в виде программы на языке C++, которая также выполняла экспорт результатов поиска в MS Excel, отображение графиков АЧХ и ФЧХ и ряд других функций.

Второй использовавшийся в работе алгоритм реализует преобразование ФНЧ в ПФ в соответствии с (2) и включает следующие операции.

1. Считывание входных данных, представляющих координаты полюсов и нулей ФНЧ, найденные описанным выше алгоритмом поиска.

2. Расчет коэффициентов квадратного трехчлена, получаемого из каждой пары комплексно-сопряженных полюсов или нулей.

3. Расчет коэффициентов полинома 4-го порядка, получаемого посредством преобразования (2) из квадратного трехчлена. Расчет выполняется по формулам, приведенным в [12], с использованием заданных значений $\Delta\Omega_B$ и Ω_0 .

4. Вычисление корней полученного в п.3 полинома.

5. Расчет коэффициентов двучлена из координат одиночного действительного полюса, если такой присутствует, преобразование этого двучлена в квадратный трехчлен с помощью формул из [12] и вычисление корней полученного трехчлена.

6. Объединение результатов выполнения пп.2–5 в наборы координат полюсов и нулей ПФн ПФ.

7. Дополнение набора нулей ПФн ($NPL - NZL$) нулями при $\Omega = 0$, где NPL и NZL – количества полюсов и нулей ПФн исходного ФНЧ. Данная операция обусловлена наличием переменной p в знаменателе (2).

8. Расчет АЧХ и ФЧХ ПФ, вычисление значений ПоК.

Описанный алгоритм был реализован в системе Matlab.

Результаты. Исследование выполнялось для фильтров различных порядков и с различными значениями затухания в ПЗ. Каждый цикл экспериментов включал следующие действия.

1. Задавались параметры ФНЧ NPL , NZL и требуемое минимальное затухание Hs_t .

2. Осуществлялся поиск оптимальных аппроксимаций ФНЧ с заданными в п.1 параметрами и различными значениями DHr_t . При этом весовой коэффициент для Hs при расчете ЦФ (11) выбирался достаточно большим (например, 500), чтобы обеспечить фиксацию этого ПоК в результате поиска на заданном минимальном значении. Весовой коэффициент для DHr брался существенно меньше, например, 50, чтобы оставить возможность незначительных отклонений этого ПоК от целевого значения при поиске экстремума ЦФ. Весовой коэффициент для DTd задавался наименьшим, например, 1. Этот ПоК минимизировался при заданных значениях двух предыдущих ПоК. Наконец, весовой коэффициент для Ht выбирался наибольшим, например, 5000, чтобы предотвратить появление выбросов АЧХ в полосах перехода между ПП и ПЗ.

Получаемые в результате выполнения п.2 результаты представляют собой множество точек на двумерном срезе трехмерного фронта Парето в пространстве (DHr, Hs, DTd) при фиксированном Hs .

3. Для каждого оптимального ФНЧ, полученного в п.2, выполнялось преобразование в ПФ. При этом задавались значения нормированной ширины полосы частот ПФ $\Delta\Omega_B = 0,2; 0,1; 0,05; 0,02; 0,01$. Для каждого случая рассчитывались значения ПоК.

4. Осуществлялся непосредственный поиск оптимальных аппроксимаций ПФ путем минимизации DTd при задании тех же значений DHr_t и Hs_t , как в п.2. Границы ПЗ1 и ПЗ2 задавались такими же, как рассчитанные по формулам (6) в процессе преобразования, выполненного в п.3.

Во всех случаях поиск оптимальной аппроксимации содержал от 3000 до 10000 циклов локального поиска и занимал от 1 до 10 минут на компьютере с процессором Intel Core i7-4500U, тактовой частотой 1,8/2,4 ГГц, ОЗУ 8 ГБ и 64-разрядной операционной системой Windows 10.

Некоторые характерные результаты представлены на Рисунке 1.

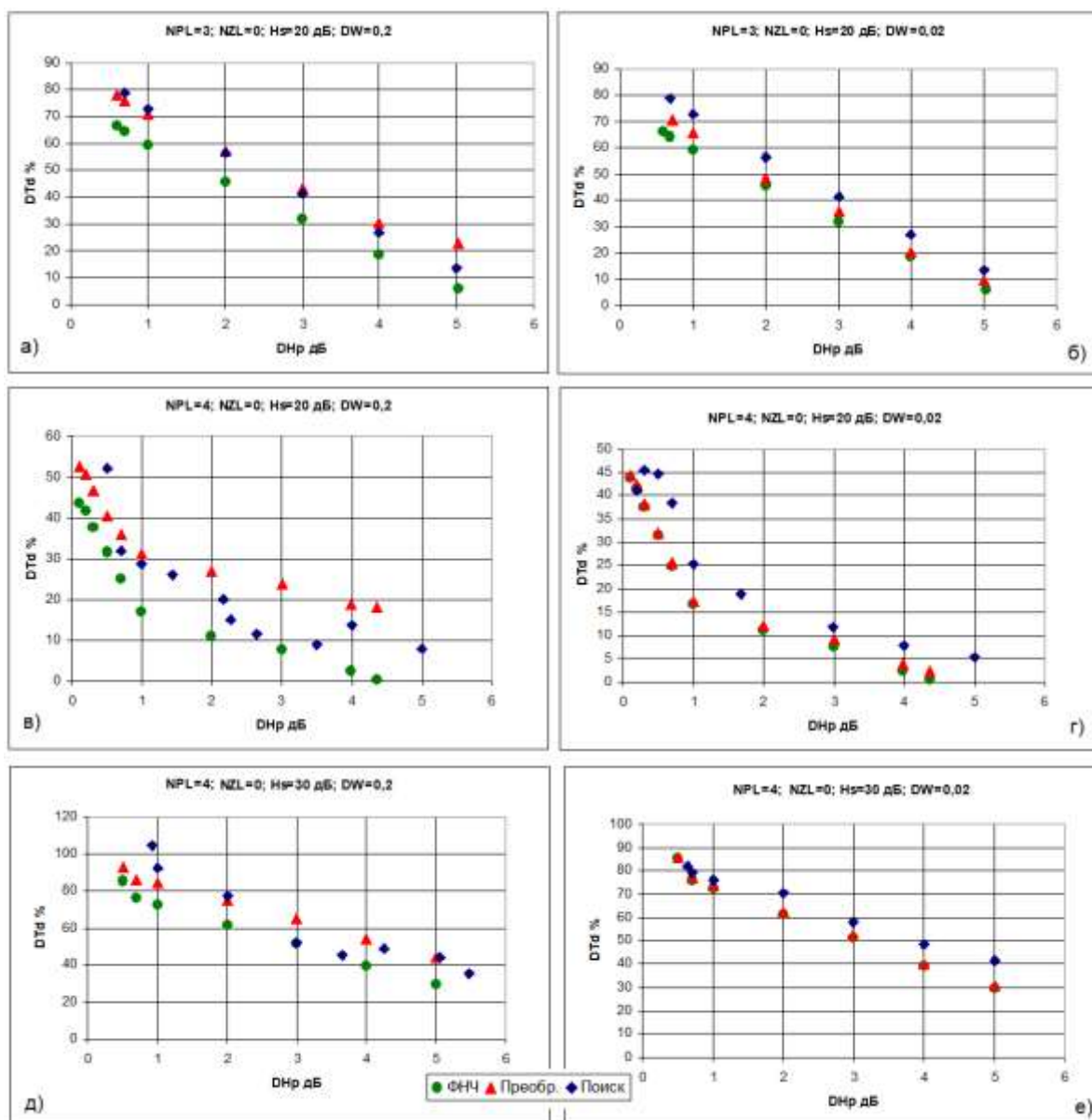


Рисунок 1 – Зависимости неравномерности длительности задержки DTd в пределах ПП от неравномерности АЧХ DH_p

Каждый график отображает зависимости неравномерности длительности задержки DTd от неравномерности АЧХ в ПП DH_p при заданных количествах полюсов NPL и нулей $NPLZ$ исходного ФНЧ, минимальном затухании H_s и ширине ПП ПФ $DW = \Delta\Omega_B$. На каждом графике приведены три зависимости: для найденной оптимальной аппроксимации ФНЧ, для полученной из нее путем преобразования аппроксимации ПФ (Преобр.) и для аппроксимации ПФ, полученной непосредственно путем поиска (Поиск).

Обсуждение результатов. В левой колонке графиков на Рисунке 1 показаны зависимости, полученные при ширине ПП ПФ равной 0,2. Такой ПФ можно считать широкополосным. Для всех представленных случаев преобразование ФНЧ в ПФ приводит к существенному ухудшению линейности ФЧХ и, следовательно, увеличению ПоК Dtd . Эти результаты на качественном уровне соответствует теоретическому анализу, проделанному в [2,3], и дают количественные оценки эффекта, отсутствовавшие в указанных работах.

Непосредственный поиск оптимальных аппроксимаций ПФ в этих случаях позволил получить меньшие значения Dtd по сравнению с преобразованием ФНЧ в ПФ. Это видно на Рисунках 1(а) и 1(в) и, частично, на Рисунке 1(д). Улучшение достигается только при достаточно больших значениях DHr , то есть в случаях, когда допускается значительная неравномерность АЧХ в ПП. Такое улучшение, но в меньшей степени, получалось и при $\Delta\Omega_B=0,1$.

Отметим, что получение выигрыша по Dtd достигалось при наличии упомянутой выше возможности отклонений значений DHr от задаваемых значений DHr_t . Поэтому точки зависимостей «Поиск» на Рисунках 1(в) и 1(д) во многих случаях смещены по горизонтали относительно точек других зависимостей.

В правой колонке графиков на Рисунке 1 показаны результаты для узкополосных ПФ с величиной $DW=\Delta\Omega_B=0,02$. Здесь преобразование ФНЧ в ПФ не приводит к ухудшению линейности ФЧХ в пределах ПП. В то же время результаты непосредственного поиска оказываются хуже. Сходные результаты получались и при значениях $\Delta\Omega_B$ равных 0,05 и 0,01.

Наблюдаемое ухудшение по сравнению с преобразованием из ФНЧ говорит об ограниченных возможностях использованного метода поиска глобального экстремума ЦФ. По-видимому, в случаях узкополосных ПФ рельеф ЦФ оказывается слишком сложным, и алгоритм не может найти существующее решение, получаемое преобразованием. Это относится также к случаям с малыми значениями DHr в левой колонке графиков на Рисунке 1. Для дальнейшего изучения рассматриваемого вопроса необходимо совершенствование алгоритма поиска с использованием новейших достижений в этой области.

Заключение. Выполненные численные эксперименты показывают, что в случаях, характеризующихся широкой полосой пропускания ПФ и относительно невысокими ПоК АЧХ, метод непосредственного поиска

аппроксимаций ПФ позволяет найти решения с меньшей нелинейностью ФЧХ по сравнению с преобразованием оптимальных аппроксимаций ФНЧ в ПФ, при сохранении значений ПоК АЧХ. В этих случаях при преобразовании ФНЧ в ПФ Парето-оптимальность не сохраняется, и для получения Парето-оптимальных аппроксимаций ПФ следует применять их непосредственный поиск. В то же время, в случаях узкой полосы пропускания ПФ или относительно высоких ПоК АЧХ непосредственный поиск не дает выигрыша. Последний вывод, однако, может быть связан, хотя бы частично, с несовершенством используемого алгоритма поиска.

Для определения количественных критериев выбора одного из рассмотренных методов необходимо проведение дальнейших исследований. Интерес может также представлять задача оптимизации ПФ при независимом задании требований в ПЗ1 и ПЗ2

Полученные результаты еще раз показывают перспективность применения эвристических алгоритмов для решения задач в различных разделах радиоэлектроники с получением новой информации, недоступной аналитическим методам.

ЛИТЕРАТУРА

1. Гуткин Л.С. Оптимизация радиоэлектронных устройств по совокупности показателей качества. – М.: Сов. радио, 1975. – 368 с.
2. Роудз Дж. Д. Теория электрических фильтров: Пер. с англ. – М.: Сов. радио, 1980. – 240 с.
3. Трифонов И. И. Расчет электронных цепей с заданными частотными характеристиками. – М.: Радио и связь, 1988. – 304 с.
4. Bio-inspired computation in telecommunications. – Elsevier, 2015. – 330 p.
5. Na He, Dianguo Xu, Huang, L. The Application of Particle Swarm Optimization to Passive and Hybrid Active Power Filter Design // IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, Vol.56, No.8, P. 2841 – 2851.
6. Vural R.A., Yildirim T., Kadioglu T. , Basargan A. Performance Evaluation of Evolutionary Algorithms for Optimal Filter Design // IEEE Transactions on Evolutionary Computation, 2012, Vol.16, No.1, P. 135 – 147.

7. Львович И.Я., Преображенский А.П., Чопоров О.Н., Ружицкий Е. Моделирование метало-диэлектрической антенны на основе комбинированного подхода. (на англ. языке) // Моделирование, оптимизация и информационные технологии, 2018, Том 6, №4. URL: https://moit.vivt.ru/wp-content/uploads/2018/10/LvovichSoavtors_4_18_1.pdf
8. Смирнов А.В. Оптимальные по Парето аппроксимации передаточных функций электрических фильтров // Актуальные проблемы гуманитарных и естественных наук. 2015. №05 (76). Часть 1, С.74–78.
9. Смирнов А.В. Метод поиска оптимальных дробно-чебышевских аппроксимаций АЧХ // Журнал радиоэлектроники. 2018. №3. URL: <http://jre.cplire.ru/jre/mar18/7/text.pdf>.
10. Смирнов А.В. Метод одновременной оптимизации характеристик электрических фильтров в частотной и временной областях // Российский технологический журнал. 2018. №6, С. 20–33. URL: <https://rtj.mirea.ru/journal-archive/two-thousand-eighteen/volume-6-no-6/>.
11. Arora J.S. Introduction to optimum design. Forth edition. – Elsevier, 2017. – 946 p.
12. Гадзиковский В.И. Методы проектирования цифровых фильтров. – М.: Горячая линия – Телеком, 2007. – 416 с.

A.V. Smirnov

MULTIOBJECTIVE OPTIMIZATION OF BAND-PASS FILTERS CHARACTERISTICS USING HEURISTIC ALGORITHM

MIREA – Russia Technological University,

Moscow, Russia

The problem of multiobjective optimization of band pass filter (BPF) is investigated. There were three objectives considered: a nonuniformity of attenuation in the pass band, a minimum attenuation in the stop band and a nonuniformity of delay time in the pass band. The first method of solution was to derive Pareto-optimal approximations for BPF from such for low pass filter (LPF) by means of reactance frequency transform. The second method was to search optimal approximation for BPF directly. In the both methods the heuristic algorithm was applied. This algorithm searches out the set of Pareto optimal solutions and uses multistart for searching of global extreme for each point of Pareto front. The numerical experiments showed that for cases with wide pass band of BPF and comparatively poor-quality indexes of gain frequency response the second method can give lower nonuniformity of delay time than the first one when other objectives are the same. This result means that Pareto-optimality does

not persist in the frequency transform in such cases. At once in the cases with narrow pass band of BPF or comparatively good quality indexes of gain frequency response the direct search provides no preferences.

Keywords: transfer function, band pass filter, approximation, Pareto optimality, heuristic algorithm.

REFERENCES

1. Gutkin L.S. Optimizatsiia radioelektronnykh ustroystv po sovokupnosti pokazatelei kachestva. – M.: Sovetskoe Radio, 1975. – 368 s.
2. Rouds J. D. Teoria elektricheskikh fil'trov. Per. s angl. – M.: Sovetskoe radio, 1980. – 240 s.
3. Trifonov I.I. Raschet elektronnykh tsepei s zadannymi chastotnymi harakteristikami. – M: Radio i Sviaz', 1988. – 304 s.
4. Bio-inspired computation in telecommunications. – Elsevier, 2015. – 330 p.
5. Na He, Dianguo Xu, Huang, L. The Application of Particle Swarm Optimization to Passive and Hybrid Active Power Filter Design // IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, Vol.56, No.8, pp. 2841 – 2851.
6. Vural R.A., Yildirim T., Kadioglu T., Basargan A. Performance Evaluation of Evolutionary Algorithms for Optimal Filter Design // IEEE Transactions on Evolutionary Computation, 2012, Vol.16, No.1, pp. 135 – 147.
7. Lvovich I. Y., Preobrazhenskiy A. P., Choporov O. N., Ruzhitsky E. The simulation of metal-dielectric antenna on the base of combined approach. // Modelirovanie, optimizatsiia i informatsionnye tehnologii, 2018, Vol.6, No.4. URL: https://moit.vivt.ru/wpcontent/uploads/2018/10/LvovichSoavtors_4_18_1.pdf
8. Smirnov A.V. Optimal'nye po Pareto approximatsii peredatochnykh funktsii elektricheskikh fil'trov. // Aktual'nye problemy gumanitarnykh i estestvennykh nauk, 2015. №.05 (76). Chast' 1, S.74-78.
9. Smirnov A.V. Metod poiska optimal'nykh drobno-chebyshevskikh approximatsii AChH. // Zhurnal radioelektroniki, 2018. №3. URL: <http://jre.cplire.ru/jre/mar18/7/text.pdf>.
10. Smirnov A.V. Metod odnovremennoi optimizatsii harakteristik elektricheskikh fil'trov v chastotnoi i vremennoi oblastiah. // Rossiiskii tehnologicheskii zhurnal, 2018, Tom.6, №.6, S. 13-27. URL: <https://rtj.mirea.ru/journal-archive/two-thousand-eighteen/volume-6-no-6/>.
11. Arora J.S. Introduction to optimum design. Forth edition. – Elsevier, 2017. – 946 p.
12. Gadzikovskii V.I. Metody proektirovaniia tsyfrovyykh fil'trov. – M.: Goriachaia Liniia – Telecom. 2007. – 416 s.