

**ОЦЕНКА ПРОИЗВОДИТЕЛЬНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ
ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ФИЛЬТРОВ
НИЖНИХ ЧАСТОТ ПРИ ТЕСТИРОВАНИИ СИГНАЛОМ
С РАВНОАМПЛИТУДНЫМ КОМПЛЕКСНЫМ РЯДОМ**

С. С. Фролов✉, О. В. Худорожков, П. А. Павлов

*Кафедра промышленной электроники и информационно-измерительной техники,
frolovsergey7@mail.ru, ФГБОУ ВО «Оренбургский государственный
университет», Оренбург, Россия*

Ключевые слова: автоматизированное измерение; измерение частотных характеристик; ЛЧМ-импульс; прямоугольный спектр; равноамплитудный косинусоидальный ряд; равноамплитудный комплексный спектр; равноамплитудный полином; свипирование.

Аннотация: Приведены результаты исследования минимального времени измерения частотных характеристик (ЧХ) фильтров нижних частот (ФНЧ) при воздействии сформированным цифровым способом фрагментом сигнала с ограниченным равноамплитудным комплексным спектром. Сравнительный анализ процессов измерения ЧХ ФНЧ Чебышева шестого порядка показал – время установления спектра отклика ФНЧ на сигнал с ограниченным равноамплитудным комплексным спектром значительно меньше времени свипирования частоты с помощью ЛЧМ-сигнала.

Введение

Работа связана с исследованием перспектив применения тестового сигнала с ограниченным равноамплитудным комплексным спектром [1] (рис. 1)

$$D_N(x) = \frac{\sin\{N x/2\}}{\sin\{x/2\}} = \begin{cases} \sum_{k=-0,5(N-1)}^{0,5(N-1)} e^{ikx} & \text{при } N = 2K + 1; \\ \sum_{k=-0,5N}^{0,5N-1} e^{i(2k+1)\frac{x}{2}} & \text{при } N = 2K \end{cases} \quad (1)$$

в автоматизированных измерительных системах ЧХ линейных четырехполюсников. Указанные системы востребованы при производстве и установке радиоэлектронных [2], измерительных [3], инфо- и телекоммуникационных систем [4]. В работе [1] функция (1) названа равноамплитудным полиномом (РАП).

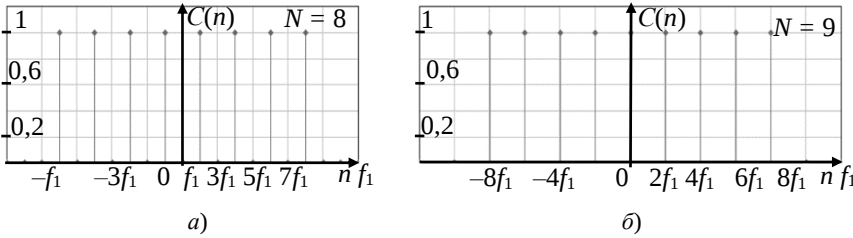


Рис. 1. Спектры комплексного ряда Фурье непрерывных РАП:
а – $N = 2K$; б – $N = 2K + 1$

Ранее установлено – при формировании целого числа периодов T_d дискретизированного фрагмента РАП (1), то есть с длительностью

$$T = N_p T_d, N_p = \{1, 2, 3, \dots\}, \quad (2)$$

и при целом числе отсчетов на одну волну

$$N_s = (T_d/N)/\Delta t = T_d F_{s,1}/N = 2, 3, 4, \dots, \quad (3)$$

эффекта растекания спектра [5, 6] не наблюдается (рис. 2), и он достаточно близок к линейчатому спектру непрерывного РАП (см. рис. 1). Имеет место лишь неравномерность менее 0,1 % обусловленная квантованием при разрядности $N_b \geq 12$.

Однако инерционность реакции фильтра (рис. 3) приводит к появлению составляющих спектра вне частот гармоник непрерывного РАП и грубому отклонению огибающей спектра отклика от ЧХ (рис. 4).

Распространенный простейший прием уменьшения дефектов (см. рис. 4) – растекания спектра и отклонения его от установившегося – увеличение длительности анализируемого фрагмента. Но для достижения заметного эффекта требуется от одного до нескольких десятков периодов, что существенно увеличит время анализа. Также точность измерения амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) существенно зависит и от длительности ЛЧМ-импульса.

Цель работы – уменьшение времени измерения ЧХ при тестировании ФНЧ сигналом РАП, обусловленного инерционностью установления спектра, а также сравнение времени анализа с длительностью свипирования ЛЧМ-импульсом.

В работе не рассматривались полосовые фильтры, режекторные и фильтры верхних частот.

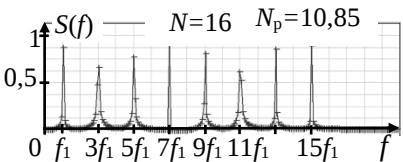


Рис. 2. Эффект растекания спектра при нецелом числе периодов

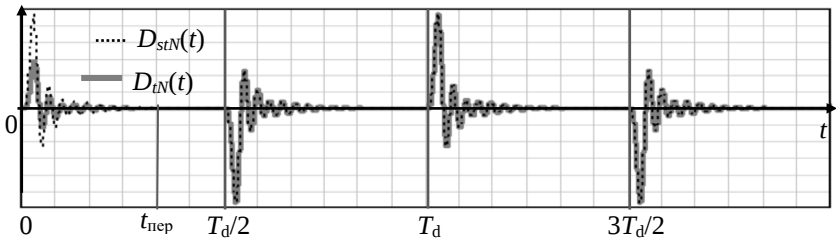


Рис. 3. Неустановившийся D_{stN} и установившийся D_{stN} отклики на РАП

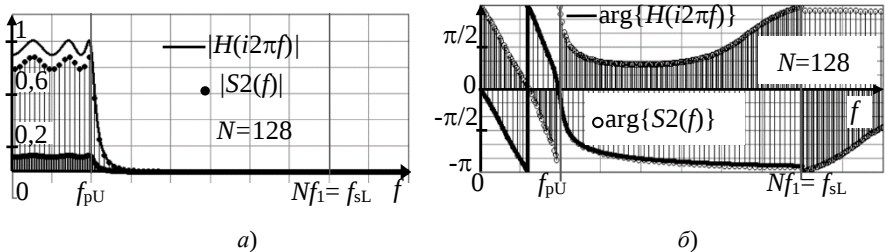


Рис. 4. ДПФ отклика ФНЧ-6 с учетом переходного процесса на фоне частотных характеристик при четном N :

a – амплитудный спектр на фоне АЧХ, b – фазовый спектр на фоне ФЧХ

Измерения частотных характеристик с учетом инерционности фильтра

Переходной процесс отклика на РАП рассмотрим на примере ФНЧ Чебышева (рис. 5) с параметрами ЛАЧХ (рис. 6, а)

$$H_0 = 0 \text{ дБ}, \Delta H = 1 \text{ дБ}, H_s = 60 \text{ дБ}, f_{sL} = 4f_{pU}, \quad (4)$$

передаточная функция (ПФ) каждого звена которого описывается выражением

$$H_{2i}(p) = \frac{a_{0,i}\omega_c^2}{b_{2,i}p^2 + b_{1,i}\omega_c p + b_{0,i}\omega_c^2}, \quad i = \{0, 1, 2\}, \quad \omega_c = 2\pi f_{pU}. \quad (5)$$

По методике [7] рассчитаны порядок ФНЧ $n_f = 6$ и параметр ε_p (см. рис. 6, б), затем функцией $\text{cheby}(n_f, \varepsilon_p)$ MathCAD – коэффициенты ПФ (5) звеньев.

Операторным методом рассчитана импульсная характеристика (ИХ) $h(t)$ ФНЧ-6 и переходной процесс $D_{tN}(t)$ (см. рис. 3, сплошная линия) интегралом свертки

$$D_{tN}(t) = \int_0^t D_N(\tau)h(t-\tau)d\tau = \begin{cases} \sum_{n=-K}^{K-1} \sum_{j=0}^{n_f-1} A_j \frac{e^{i(2n+1)2\pi f_1 t} - e^{p_j t}}{i(2n+1)2\pi f_1 - p_j}, & N = 2K; \\ \sum_{n=-K}^K \sum_{j=0}^{n_f-1} A_j \frac{e^{i(2n)2\pi f_1 t} - e^{p_j t}}{i(2n)2\pi f_1 - p_j}, & N = 2K + 1 \end{cases} \quad (6)$$

при:

- $t \in [0, N_p T_d]$ для разных $N_p \geq 3$;
- поглощении спектром РАП (см. рис. 6, б) границ полос АЧХ (f_{pU} и f_{sL})

$$N f_1 \geq f_{sL}; \quad (7)$$

- условию – за полпериода T_d переходной процесс успевает установиться

$$0,5T_d > 5/\min\{|\alpha_j|\} \Rightarrow 0,5/f_1 > 5/\min\{|\alpha_j|\} \Rightarrow 0,5N/f_{sL} > 5/\min\{|\alpha_j|\} \Rightarrow \\ \Rightarrow N > 10f_{sL}/\min\{|\alpha_j|\}. \quad (8)$$

В выражении переходного процесса (6) и в условии (8):

- A_j, p_j – коэффициенты вычетов и полюса передаточной функции ФНЧ-6;
- α_j – действительные части полюсов p_j .

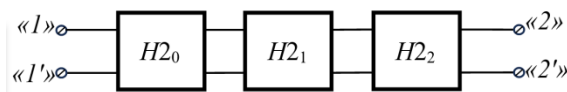


Рис. 5. Структурная схема ФНЧ

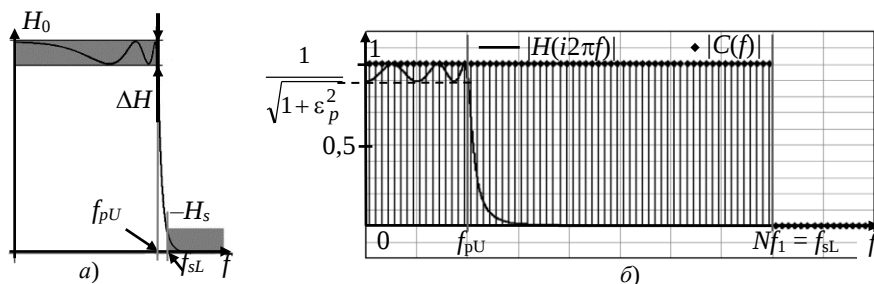


Рис. 6. Параметры ЛАЧХ ФНЧ (а), АЧХ ФНЧ-6 на фоне спектра РАП (б)

Для ФНЧ-6 с параметрами (4) неравенство (8) выполнимо при $N > 102$.

Процесс (6) сравнили с установившейся составляющей реакции на РАП D_{stN} (см. рис. 3, точечная линия), рассчитанной суммой комплексного ряда Фурье

$$D_{stN}(t) = \begin{cases} \sum_{k=-0,5N}^{0,5(N-1)} H\{i(2n+1)2\pi f_1\} e^{i(2n+1)2\pi f_1 t} & \text{при } N = 2K; \\ \sum_{k=-0,5(N-1)}^{0,5(N-1)} H\{i(2n)2\pi f_1\} e^{i(2n)2\pi f_1 t} & \text{при } N = 2K + 1. \end{cases} \quad (9)$$

Расчеты (6), (9) выполнены:

- при разных значениях $N = \{128, 256, 512, 768, 1024\}$;
- разных комбинациях границ спектра и полосы задерживания (ПЗ)

$$Nf_1 = \{f_{sL}, 1,5f_{sL}, 2f_{sL}\}. \quad (10)$$

Сверка D_{tN} и D_{stN} показала – переходные процессы успокаиваются за время

$$t_{\text{пер}} < 0,5T_d, \quad (11)$$

следующие пульсации D_{tN} периодически повторяются (см. рис. 3).

Очевидно – отсчеты ДПФ от D_{tN} «не впишутся» в ЧХ (см. рис. 4 и 7).

Исправить спектры пробуем не ростом длительности РАП, а исключением из ДПФ интервала переходного процесса с запасом. Итог – для отсчетов D_{tN} на

$$t \in [T_d, N_p T_d] \quad (12)$$

отличия ДПФ переходного процесса от ЧХ при частотах спектра незаметны (рис. 8 и 9). Результаты детальной оценки отличий показаны ниже.

Итого, минимальное число периодов РАП для анализа ЧХ данного ФНЧ-6

$$N_{p,\min} = 2. \quad (13)$$

Кроме рассмотренного ФНЧ-6 выполнены аналогичные расчетные эксперименты для ФНЧ 1-го, 2-го и 4-го порядков при разных соотношениях между границами полос f_{pU} и f_{sL} с аналогичными результатом.

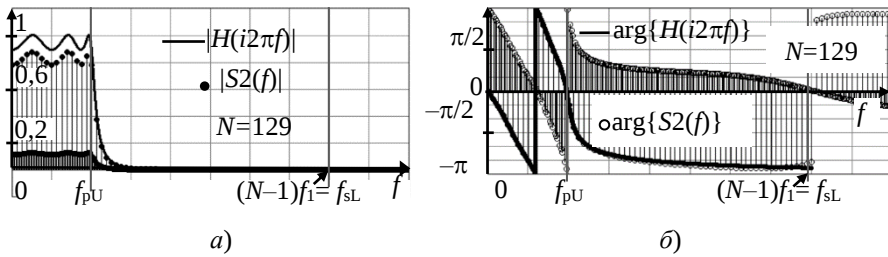


Рис. 7. ДПФ отклика ФНЧ-6 с учетом переходного процесса на фоне частотных характеристик при нечетном N :

a – амплитудный спектр на фоне АЧХ, b – фазовый спектр на фоне ФЧХ

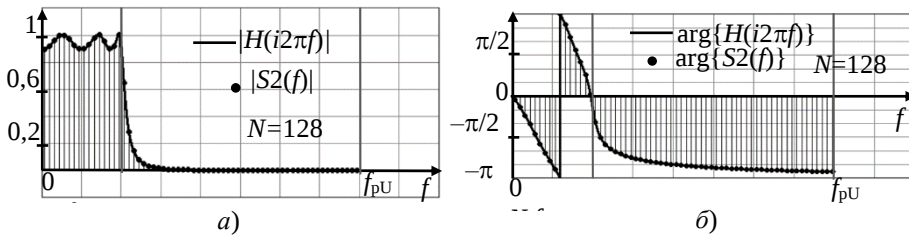


Рис. 8. ДПФ установившейся реакции ФНЧ-6 на фоне ЧХ:

a – АЧХ и амплитудный спектр; b – ФЧХ и фазовый спектр

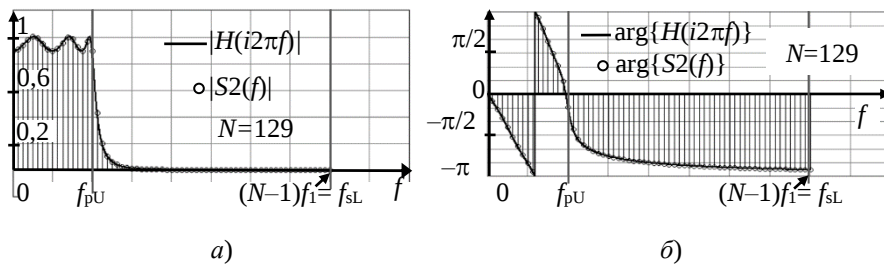


Рис. 9. ДПФ установившейся реакции ФНЧ-6 на фоне ЧХ при нечетном числе N :
 a – амплитудный спектр на фоне АЧХ, b – фазовый спектр на фоне ФЧХ

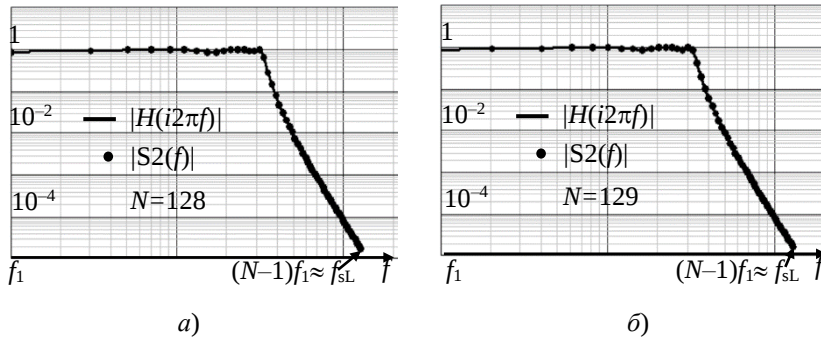


Рис. 10. Амплитудные спектры отклика ФНЧ-6 на РАП на фоне ЛАЧХ:
 a – амплитудный спектр на фоне АЧХ, b – фазовый спектр на фоне ФЧХ

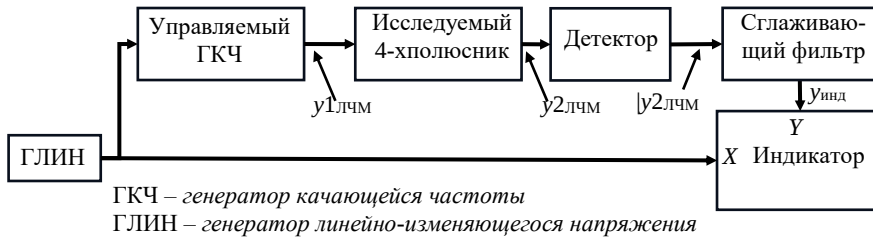


Рис. 11. Упрощенная структура измерителя АЧХ свипированием

Приемлемое сходство амплитудного спектра отклика и АЧХ имеет место и за пределами полосы пропускания (рис. 10), при $f_{pU} < f < f_{sL}$.

Анализ времени измерения АЧХ методом свипирования

Сравним время анализа ЧХ посредством РАП и ЛЧМ-сигнала (рис. 11).

Точность получения «импульса» АЧХ $y_{инд}$ (рис. 12, б) связана с соотношением длительностей свипирования T_{swp} и переходной характеристики ФНЧ [8 – 10]. С последней в статье коррелирована частота РАП f_1 (8). Моделированием в MathCAD исследуем эту взаимосвязь и определим минимальное T_{swp} , при котором погрешность измерения АЧХ – не выше 0,1 %.

В исследованиях применен типовой ЛЧМ-сигнал

$$y_{1\text{ЛЧМ}}(t) = Y_m \sin \left(\omega_0 t + \frac{\mu t^2}{2} \right), \quad Y_m = 1, \quad (14)$$

где

$$\mu = \Delta\omega / T_{swp} = 2\pi f_{sL} / T_{swp}, \quad (15)$$

а частота несущей $\omega_0 = 0$ – так целесообразней при анализе АЧХ ФНЧ.

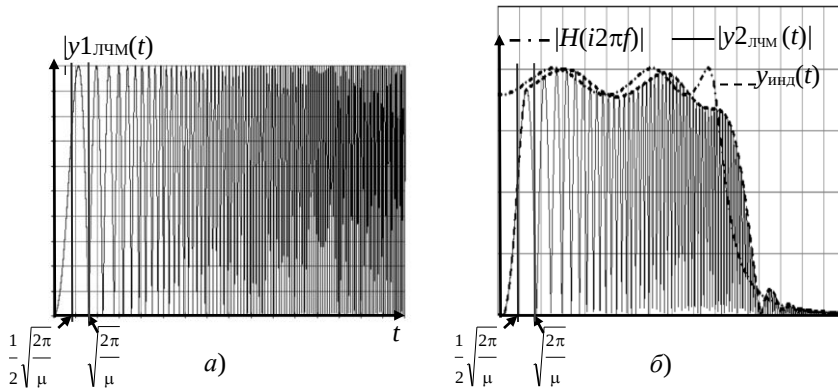


Рис. 12. Модуль ЛЧМ-сигнала (а), модуль реакции на него и АЧХ (б)

Функции индикатора $y_{\text{инд}}(t)$ моделировали исходя из допущения – детектор и сглаживающий фильтр (см. рис. 11) функционируют идеально без дефектов, то есть диаграммы $y_{\text{инд}}(t)$ – огибающая модуля отклика $|y2_{\text{ЛЧМ}}(t)|$ (см. рис. 12, б). Саму функцию отклика получили интегралом свертки

$$y2_{\text{ЛЧМ}}(t) = \int_0^t \sin(0,5\mu\tau^2) h_{lf}(t-\tau) d\tau \Rightarrow \quad (16)$$

$$\Rightarrow y2_{\text{ЛЧМ}}(t) = \sum_{k=0}^{n_f-1} \left(A_k \int_0^t \left\{ e^{p_k(t-\tau)} \sin(0,5\mu\tau^2) \right\} d\tau \right), \quad (17)$$

где $n_f = 6$ – порядок фильтра; p_k – комплексно-сопряженные собственные частоты, A_k – вычеты ИХ, то же комплексно-сопряженные.

Эмпирически установлено – для MathCAD форма (17) более оптимальна по совокупности критериев скорости вычисления, сходимости и простоты формулы.

Все экстремумы интервала $t \in [0, T_{\text{swp}}]$ определяли численным решением

$$y2'_{\text{ЛЧМ}}(t_{\text{extr},k}) = 0 \quad (18)$$

с помощью функции программы MathCAD

$$t_{\text{extr},k} \leftarrow \text{root}[y2'_{\text{ЛЧМ}}(t0), t0, t1, t2], \quad (19)$$

вставленной в *многоцикличную программу*.

Первый ненулевой экстремум $t_{\text{extr},1}$ определялся на интервале

$$[t1, t2] = \left[\frac{1}{2} \sqrt{\frac{2\pi}{\mu}}, \sqrt{\frac{2\pi}{\mu}} \right], \quad (20)$$

где $t2$ – второй ноль функции (14) (см. рис. 12, а). На диаграмме $|y2_{\text{ЛЧМ}}(t)|$ (см. рис. 12, б) первый ненулевой экстремум так же находится между $t1$ и $t2$, как и экстремум $y1_{\text{ЛЧМ}}(t)$. В расчетных экспериментах указанная ситуация наблюдалась при любых соотношениях между частотой f_{pU} и временем свипирования T_{swp} .

Начальное приближение $t0$ – середина интервала $[t1, t2]$. Для поиска каждого следующего k -го экстремума границы интервала поиска изменяем так:

- начало следующего k -го интервала – конец предыдущего – $t1 = t2$;
- изначально концу интервала ставим в соответствие k -й ноль $y1_{\text{ЛЧМ}}(t)$ (14)

$$t_2 = \sqrt{\frac{k2\pi}{\mu}}; \quad (21)$$

– если при текущем значении t_2 не выполняется условие

$$y_{2'ЛЧМ}(t_1) y_{2'ЛЧМ}(t_2) < 0 \quad (22)$$

расширяем интервал

$$t_2 = t_2 + 0,1 \left\{ \sqrt{\frac{(k+1)2\pi}{\mu}} - \sqrt{\frac{k2\pi}{\mu}} \right\} \quad (23)$$

до невыполнения (22). При коррекции (23) «перебросов» за значение $\sqrt{(k+1)2\pi/\mu}$ не наблюдалось.

Для расчета производной в (19) и (22) продифференцирована функция (17)

$$y_{2'ЛЧМ}(t) = \sum_{k=0}^{n_f-1} \left(A_k p_k \int_0^t \left\{ e^{p_k(t-\tau)} \sin(0,5\mu\tau^2) \right\} d\tau \right). \quad (24)$$

Окончательно функция огибающей $y_{инд}(t)$ (рис. 12, б) получена по принципу:

– на интервале $t \in [0, t_{extr,1}]$ огибающая повторяет первую «квази-четверть волны» отклика (17) на ЛЧМ-импульс

$$y_{инд}(t) = y_{2ЛЧМ}(t); \quad (25)$$

– на интервале $t \in (t_{extr,1}, T_{swp}]$ это функция интерполяции MathCAD

$$y_{инд}(t) = \text{interp}(Y_2, t_{extr}, y_{2extr}, t), \quad (26)$$

соединяющая экстремумы реакции на ЛЧМ импульс $(t_{extr,k}, y_{2extr,k})$, где

$$y_{2extr,k} = |y_{2ЛЧМ}(t_{extr,k})|. \quad (27)$$

Массив Y_2 – результат одной из функций сплайнов программы MathCAD

$$Y_2 = \text{lspline}(t_{extr}, y_{2extr}). \quad (28)$$

Эксперименты выполнены при $\Delta f = f_{s,L} = 128f_1$, при времени свипирования

$$T_{swp} = \{5T_d, 15T_d, 50T_d, 100T_d, 150T_d, 500T_d\}, \quad (29)$$

что соответствует базе $B = T_{swp}\Delta f = \{640, 1920, 6400, 12800, 19200, 64000\}$.

На рисунке 13 показаны некоторые результаты анализа. Если не принимать во внимание начальный участок от 0 до первого экстремума $f_{extr,1}$, визуальная полученная огибающая не отличается от АЧХ только при $T_{swp} \geq 500T_d$ (см. рис. 13, в).

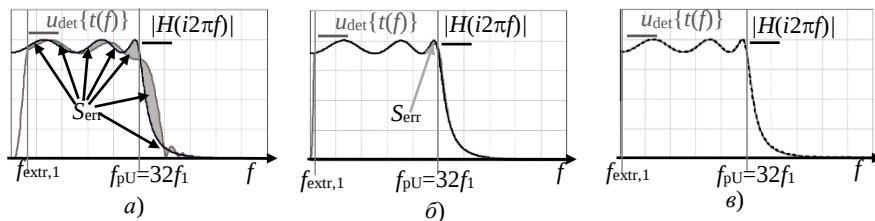


Рис. 13. Отклики ФНЧ-6 на ЛЧМ-сигнал на фоне расчетной АЧХ:

а – $B=640$, $T_{swp}=5T_d$; б – $B=6400$, $T_{swp}=50 \cdot T_d$; в – $B=64000$, $T_{swp}=500T_d$

Погрешности аппроксимации АЧХ при помощи РАП и ЛЧМ сравним сопоставлением суммарных площадей областей ошибки S_{err} , ограниченных кривой расчетной АЧХ и аппроксимирующими огибающими (рис. 13, 14).

При свипировании при базе $B = 640$ области ошибки хорошо заметны (см. рис. 13, а), при $B = 6400$ видна только одна область (см. рис. 13, б).

При аппроксимации АЧХ спектром РАП области ошибки S_{err} образованы кривой АЧХ и ломаной огибающей спектра (см. рис. 14, а – при четном N , см. рис. 14, б – нечетном N). Представлено при $N < 102$ для лучшей наглядности.

Оценка площадей областей ошибки S_{err} выполнена методом трапеций при соотношении между границами спектра РАП и АЧХ – $Nf_1 = f_{sL} = \Delta f$.

При ЛЧМ шаг трапеции по частоте – $hf = f_1/100$, по времени – $h_t = 0,01T_{\text{swp}}/N$.

При выводе выражения ошибки интервал $0, \dots, f_{\text{extr},1}$ в расчет не принимался

$$\delta_{\text{ЛЧМ},S} = \left\{ \sum_{L=1}^{N_{\text{swp}}} 0,5 |S_{\text{АЧХ},L} - S_{\text{swp},L}| \right\} / \sum_{L=1}^{N_{\text{swp}}} S_{\text{АЧХ},L}, \quad (30)$$

где $N_{\text{swp}} = (f_{sL} - f_{\text{extr},1})/hf$ – число трапеций; $S_{\text{АЧХ},L}$ – площадь трапеции АЧХ с индексом L

$$S_{\text{АЧХ},L} = 0,5hf(|H(i2\pi\{f_{\text{extr},1} + Lhf\})| + |H(i2\pi\{f_{\text{extr},1} + (L-1)hf\})|),$$

$S_{\text{swp},L}$ – площадь трапеции с номером L под линией $y_{\text{инд}}(t)$

$$S_{\text{swp},L} = 0,5hf\{y_{\text{инд}}(2\pi f_{\text{extr},1}/\mu + Lh_t) + y_{\text{инд}}(2\pi f_{\text{extr},1}/\mu + (L-1)h_t)\}.$$

Оценки (30) выполнены при шести значениях времени свипирования T_{swp} (29), построена графическая зависимость в логарифмическом масштабе (рис. 15).

Для оценки ошибки при использовании РАП площадь под ломаной его амплитудного спектра разбита на «грубые» трапеции (см. рис. 14). Длины оснований k -й трапеции – модули спектра РАП $|S_2(f_k)|$ и $|S_2(f_{k+1})|$, высоты – $h = 2f_1$. Но у первой трапеция при четном N высота в два раза меньше – $h = f_1$ (рис. 14, а).

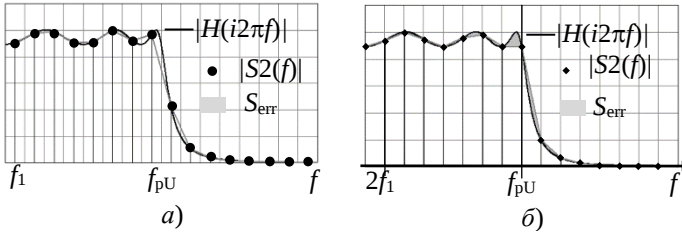


Рис. 14. Площади ошибок при тестировании посредством РАП:
а – $N = 64$; б – $N = 65$

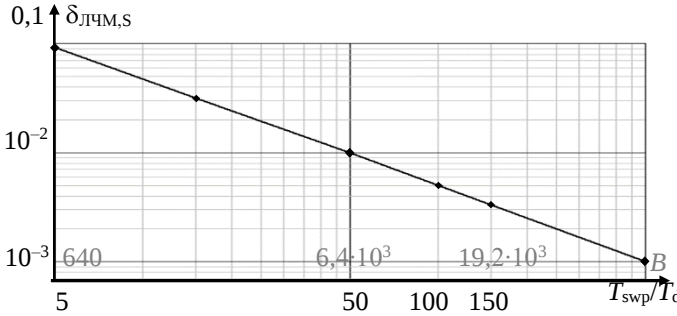


Рис. 15. Ошибка анализа АЧХ свипированием при разной длительности

Амплитудно-частотную характеристику разбиваем чаще. Одной трапеции спектра РАП соответствует 200 фигур АЧХ, а первой при четном $N - 100$, то есть высота трапеций АЧХ $h_f = 0,01 f_1$.

Оценка погрешности при использовании РАП выполнена по принципу

$$\delta_{РАП} = \frac{\sum_k |S_{АЧХ,k} - S_{РАП,k}|}{\sum_k S_{АЧХ,k}}. \quad (31)$$

Выражения для элементарных площадей в (31) при четных N (см. рис. 14, а):
– при $k = 0$

$$S_{АЧХ,0} = \sum_{L=0}^{99} (K(f_{L+1}) + K(f_L)) \frac{h_f}{2},$$

$$S_{РАП,0} = \{ |S2(f_1)| + K(0) \} \frac{f_1}{2};$$

– при $k = 0 \dots 0,5N - 2$

$$S_{АЧХ,k} = \sum_{L=0}^{199} \{ K(f_k + f_{L+1}) + K(f_k + f_L) \} \frac{h_f}{2},$$

$$S_{РАП,k} = \{ |S2(f_{k+1})| + |S2(f_k)| \} f_1.$$

Здесь $f_L = h_f L$, $f_k = (2k + 1)f_1$, $K(f) = |H(i2\pi f)|$ – функция АЧХ.

При нечетных N (см. рис. 14, б)

$$S_{АЧХ,k} = \sum_{L=0}^{199} \{ K(f_k + f_{L+1}) + K(f_k + f_L) \} \frac{h_f}{2},$$

$$S_{РАП,k} = \{ |S2(f_{k+1})| + |S2(f_k)| \} f_1,$$

где $f_k = 2kf_1$, $k = 0 \dots 0,5(N - 1) - 1$.

Оценено при $N = \{64, 65, 128, 129, 256, 255, 512, 513, 1024, 1025\}$ (рис. 16).

График показывает, что погрешность измерения с помощью ЛЧМ соизмерима с погрешностью аппроксимации спектром РАП (при $N \geq 128$) при времени свипирования, соответствующем 50 периодам РАП, что в 25 раз больше.

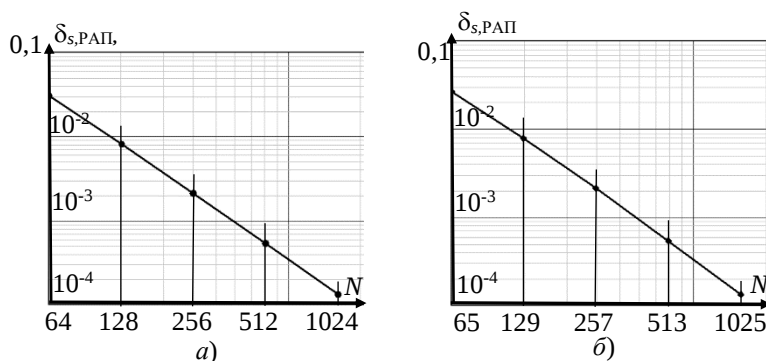


Рис. 16. Ошибка анализа АЧХ с помощью РАП при четном (а) и нечетном (б) N

Заключение

При анализе частотных характеристик с помощью равноамплитудного полинома с погрешностью менее 1 % требуется время измерения на порядок меньше, чем время свипирования. При измерении частотных характеристик узлов звуковых систем – это доли секунды. Полученные результаты полезны при разработке более быстродействующих автоматизированных систем анализа частотных характеристик фильтров нижних частот. Диапазон частот анализа зависит от ограничений на частоту дискретизации, связанной с максимальной тактовой частотой микропроцессорной системы формирования равноамплитудного полинома и вычисления дискретного преобразования Фурье.

Список литературы

1. Фролов, С. С. Разработка методов повышения точности информационно-измерительных систем параметров амплитудно-фазочастотных характеристик : дис. ... канд. техн. наук : 05.11.16 / Фролов Сергей Сергеевич. – Самара, 2008. – 192 с.
2. Пат. 2025899 Российская Федерация, МПК H04B 3/46. Устройство для контроля и настройки амплитудно-частотных характеристик / К. А. Семенов, В. А. Марков, В. П. Шаров, С. Н. Булкин, В. В. Зинковский, В. Б. Турчаков, А. Н. Маринич, Е. В. Комиссаров, В. И. Баландин, В. А. Шалаев ; заявитель Ленингр. высшее инж. морское училище им. адм. С. О. Макарова ; патентообладатель Гос. морская акад. им. адм. С.О. Макарова. – № 4676485/09 ; заявл. 11.04.1989 ; опубл. 30.12.1994, Бюл. № 36. – 15 с.
3. Пат. 2721018 Российская Федерация, МПК G01R 27/28. Способ контроля амплитудно-частотной характеристики фильтра / Ю. Н. Цыбин ; заявитель и патентообладатель АО «Научно-исследовательский институт командных приборов». – № 2019108858 ; заявл. 26.03.2019 ; опубл. 15.05.2020, Бюл. № 14. – 7 с.
4. Петросьянц, В. В. Автоматизация процесса снятия амплитудно-частотных характеристик электронных устройств / В. В. Петросьянц, А. Д. Бурьдина // Молодой ученый. Технические науки. – 2017. – № 22 (156). – С. 65 – 68.
5. Спектральный анализ ограниченных во времени сигналов. Эффект растекания спектра. – Текст электрон. / Ресурс DSPLIB.org. – URL: https://ru.dsplib.org/content/spectral_leakage/spectral_leakage.html (дата обращения: 02.09.2023).
6. Сергиенко, А. Б. Цифровая обработка сигналов / А. Б. Сергиенко. – СПб. : Питер, 2002. – 608 с.
7. Расчет аналогового нормированного фильтра. Постановка задачи и способы аппроксимации АЧХ идеального нормированного ФНЧ. – Текст электронный / Ресурс DSPLIB.org // – URL: <http://www.dsplib.ru/content/filters/ch2/ch2.html> (дата обращения 10.07.2023).
8. Прибор для исследования амплитудно-частотных характеристик X1-40. Техническое описание и инструкция по эксплуатации. – Текст электрон.– М. : ВО «МАШПРИБОРИНТОРГ», 1980. – 102 с. –URL : <https://www.qrz.ru/schemes/detail/12917.html> (дата обращения: 02.09.2023).
9. Прибор для исследования амплитудно-частотных характеристик X1-42. Техническое описание и инструкция по эксплуатации. – Текст электрон. – URL :https://www.astena.ru/DOWNLOAD/x1-42_teh.zip (дата обращения: 02.09.2023).
10. Прибор для исследования амплитудно-частотных характеристик X1-55. Техническое описание и инструкция по эксплуатации. – Текст электрон. – URL : <https://www.astena.ru/DOWNLOAD/x1-55.zip> (дата обращения: 02.09.2023).

Evaluation of the Performance of Measuring the Frequency Characteristics of Low-Pass Filters when Testing a Signal with an Equal-Amplitude Complex Series

S. S. Frolov✉, O. V. Khudorozhkov, P. A. Pavlov

*Department of Industrial Electronics and Information Measuring Technology,
frolovsergey7@mail.ru, Orenburg State University, Orenburg, Russia*

Keywords: automated measurement; measurement of frequency responses; Chirp pulse; rectangular spectrum; equal-amplitude cosine series; equal-amplitude complex spectrum; equal-amplitude polynomial; sweep.

Abstract: The article presents the results of a study of the minimum time for measuring the frequency responses (FR) of low-pass filters (LPF) when exposed to a digitally method generated fragment of a signal with a limited equal-amplitude complex spectrum (LEACS). A comparative analysis of the processes for measuring the frequency response of a Chebyshev low-pass filter of the sixth order showed that the time to establish the spectrum of the low-pass filter response to the SRCS is significantly less than the sweep time when using a chirp-signal.

References

1. Frolov S.S. *PhD of Doctor's thesis (Eng.)*, Samara, 2008, 192 p. (In Russ.)
2. Semenov K.A., Markov V.A., Sharov V.P., Bulkin S.N., Zinkovsky V.V., Turchakov V.B., Marinich A.N., Komissarov E.V., Balandin V.I., Shalaev V.A. *Ustroystvo dlya kontrola i nastroyki amplitudno-chastotnich charakteristik* [Device for monitoring and adjusting amplitude-frequency characteristics], Russian Federation, 1994, Pat. 2025899 (In Russ.).
3. Tsybin Yu. N. *Sposob kontrola amplitudno-chastotnich charakteristik filtra* [Method for monitoring the amplitude-frequency response of a filter], Russian Federation, 2020, Pat. 2721018 (In Russ.).
4. Petrosyants V.V., Buryndina A.D. [Automation of the process of taking amplitude-frequency characteristics of electronic devices], *Molodoy uchenyy. Tekhnicheskiye nauki* [Young Scientist. Technical Sciences], 2017, no. 22(156), pp. 65-68. (In Russ., abstract in Eng.)
5. Available at: https://ru.dsplib.org/content/spectral_leakage/spectral_leakage.html (accessed 10 September 2023).
6. Sergiyenko, A.B. *Tsifrovaya obrabotka signalov* [Digital signal processing], St. Petersburg, 2002, 608 p. (In Russ.)
7. Available at: <http://www.dsplib.ru/content/filters/ch2/ch2.html> (accessed 10 July 2023).
8. Available at: <https://www.qrz.ru/schemes/detail/12917.html> (accessed 02 September 2023).
9. Available at: https://www.astena.ru/DOWNLOAD/x1-42_teh.zip (accessed 02 September 2023).
10. Available at: <https://www.astena.ru/DOWNLOAD/x1-55.zip> (accessed 02 September 2023).

Bewertung der Messleistung der Frequenzeigenschaften von Tiefpassfiltern beim Testen durch Signal mit einer gleichamplituden-komplexen Reihe

Zusammenfassung: Es sind die Ergebnisse der Studie über die Mindestzeit für die Messung der Frequenzcharakteristik (FC) von Tiefpassfiltern (TPF) unter dem Einfluss eines digital erzeugten Signalfragments mit einem Gleich-Amplituden-Komplexspektrum (SORX) vorgestellt. Die vergleichende Analyse der Messverfahren des Tschebyscheff-NF-LF-LCF-Antwortspektrums sechster Ordnung hat gezeigt, dass die Zeit für die Einstellung des NF-Antwortspektrums auf SORX viel kürzer ist als die Zeit für die Frequenzabtastung mit Hilfe eines TPF-Signals.

Évaluation des performances de mesure des caractéristiques de fréquence des filtres de basses fréquences lors du test du signal avec une série complexe à amplitude égale

Résumé: Sont cités les résultats d'une étude du temps de mesure minimal des caractéristiques de fréquence (CF) des filtres de basses fréquences (FBF) lorsqu'ils sont exposés à un fragment numérique d'un signal à spectre complexe à amplitude égale limitée (SCAEL). L'analyse comparative des processus de mesure de CF FBF de Tchebyshev du sixième ordre a montré que le temps d'établissement du spectre de réponse de la FBF au SCAEL est beaucoup moins long que le temps de balayage de la fréquence à l'aide de la modulation de fréquence linéaire de signal.

Авторы: *Фролов Сергей Сергеевич* – кандидат технических наук, доцент кафедры промышленной электроники и информационно-измерительной техники; *Худорожков Олег Викторович* – кандидат технических наук, доцент, заведующий кафедрой промышленной электроники и информационно-измерительной техники; *Павлов Павел Александрович* – студент, ФГБОУ ВО «Оренбургский государственный университет», Оренбург, Россия.