

ВОСПРОИЗВЕДЕНИЕ ФРАГМЕНТА СИГНАЛА С ПРЯМОУГОЛЬНЫМ ЛИНЕЙЧАТЫМ СПЕКТРОМ СИСТЕМЫ ИЗМЕРЕНИЯ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ФИЛЬТРОВ НИЖНИХ ЧАСТОТ

С. С. Фролов✉, О. В. Худорожков, А. А. Лукьянчиков, 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; прямоугольный спектр; равноамплитудный косинусоидальный ряд; равноамплитудный комплексный спектр; равноамплитудный полином.

Аннотация: Показана целесообразность измерения частотных характеристик (ЧХ) фильтров нижних частот (ФНЧ) при воздействии целым числом периодов дискретизированного сигнала с ограниченным равноамплитудным комплексным спектром (СОРКС), а также целесообразность синхронизации операции дискретного преобразования Фурье отклика ФНЧ с процессом формирования указанного СОРКС. Предлагаемые синхронизация и целое число периодов дискретизированного СОРКС позволяют получить спектр воздействия, близкий к равномерному линейчатому спектру непрерывного периодического СОРКС и без эффекта растекания. Тем самым упрощаются измерения ЧХ ФНЧ с малой погрешностью. Исследованы зависимости степени искажения спектра СОРКС, вызванного квантованием, от разрядности цифроаналогового преобразователя.

Введение

В процессе производства и установки радиоэлектронных [1], измерительных [2], инфо- и телекоммуникационных систем [3] востребованы процедуры автоматизированного контроля их частотных характеристик (ЧХ). Подобные системы автоматического анализа ЧХ выпускаются, например, группой компаний ZETLAB (Зеленоград, Россия) [4]. Для некоторых современных осциллографов резервируется операция автоматического построения диаграмм Боде четырехполюсников как дополнительная опция на заказ [5].

При автоматическом анализе ЧХ фильтров применяются следующие методы:

1) воздействие ЛЧМ-импульсом (ЛЧМ – линейная частотная модуляция) (сви́пирование частоты) с индикацией или анализом результата детектирования отклика [6 – 8];

2) воздействие на четырехполюсник шумом, близким к «белому» [9, 10];

3) автоматизация метода «генератор синуса – осциллограф» [5, 11].

Первым и вторым методами не измеряется фазочастотная характеристика (ФЧХ). Есть решения [12, 13], где современными ресурсами цифровой обработки сигналов (ЦОС) получают комплексную ЧХ при ЛЧМ-воздействии, но при этом задействуют более громоздкие операции ЦОС, чем в предлагаемой статье. Равномерность амплитуды ЛЧМ-импульса измерителей не меньше 0,3 дБ [6, 8], что соответствует 3,4 %. Что касается времени сви́пирования – для тестирования узлов звуковых устройств требуется от единиц до нескольких десятков секунд.

У промышленных широкополосных генераторов шума электронных приборов и псевд шума неравномерность спектральной плотности мощности не меньше 1 дБ (20 %). Низшая частота анализа – не менее 5 Гц.

Анализ амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) и ФЧХ вторым методом длится от нескольких секунд до десятков секунд.

Исследования в работе [14] связаны с применением функции вида

$$D_N(x) = \frac{\sin\{N x/2\}}{\sin(x/2)}, \quad x = 2\pi f t, \quad N = 2, 3, 4, \dots, \quad (1)$$

где N – число волн на период, с ограниченным равноамплитудным косинусоидальным рядом Фурье (диаграммы функции (рис. 1), пример спектрограммы (рис. 2, а)):

$$D_N(x) = \begin{cases} 1 + 2\cos(x) + 2\cos(2x) + \dots + 2\cos(Kx) & \text{при } N = 2K + 1 \\ 2\cos\left(\frac{x}{2}\right) + 2\cos\left(3\frac{x}{2}\right) + \dots + 2\cos\left((2K-1)\frac{x}{2}\right) & \text{при } N = 2K \end{cases} \quad (2)$$

непрерывным воздействием при анализе ЧХ. В источнике [14] функция (1) названа равноамплитудным полиномом (РАП). В статье используется тот же термин.

Равномерность спектра РАП (см. рис. 2, а) упрощает анализ ЧХ с малой погрешностью – отпадает необходимость приведения к спектру входного воздействия.

Но известные способы воспроизведения деформируют спектр исходной функции. В работе [14] исследованы искажения прямоугольности спектров РАП при цифровом формировании, вызванные дискретизацией (см. рис. 2). Искажения прямоугольности основного спектра (первая полоса на рис. 2, б) усложняют измерения АЧХ с малой погрешностью.

Цель работы – приблизить спектр формируемого РАП к прямоугольному линейчатому идеальной функции (1) и оценить погрешности отклонения, обусловленные математической моделью способа воспроизведения. Проблемы формирования РАП, вызванные дефектами электронных узлов, не рассматриваются.

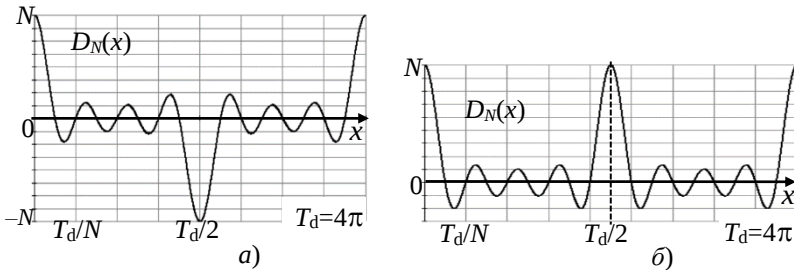


Рис. 1. Равноамплитудные полиномы при четном (а) и нечетном (б) N

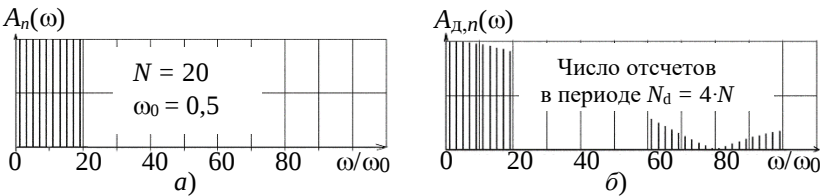


Рис. 2. Амплитудный спектр исходного (а) и дискретизированного равноамплитудного полинома при ступенчатой аппроксимации (б)

Проблемы формирования тестовых сигналов с прямоугольным линейчатым спектром в микропроцессорных системах

В работе [14] спектры, аналогичные рис. 2, б, рассчитаны без учета квантования, в предположении, что технически функция (1) формируется на выходе ЦАП, вид ее аппроксимации – ступенчатый.

Но дефекты (см. рис. 2, б) имеет смысл учитывать, если:

- либо измеритель спектра аналоговый;
- либо это специализированный анализатор с функцией быстрого преобразования Фурье (БПФ) или цифровой осциллограф с той же встроенной операцией БПФ (рис. 3) с частотой выборки $F_{s,2}$ на порядки большей частоты $F_{s,1}$ формирования РАП

$$F_{s,2} \gg F_{s,1}. \quad (3)$$

На практике условие (3) трудно выполнимо. Представленный на дисплее РАП (рис. 4) получен микроконтроллером платы NUCLEO-L073RZ (см. рис. 3) и состоит из $N_1 = 2048$ отсчетов. Из числа периодов N_p на дисплее ($\approx 17,5$) и параметра Time следует число отсчетов осциллографа $N_2 = 12\,000$ на фрагмент T и частота дискретизации формирователя $F_{s,1} \approx 15\,000\text{ с}^{-1} > F_{s,2} = S_a = 5\,000\text{ с}^{-1}$ (см. рис. 4). В итоге, для достижения только события $F_{s,2} > F_{s,1}$ следует уменьшить число периодов N_p минимум в 6 раз при том же числе отсчетов N_2 , сузив развертку Time. Условие (3) при этом обеспечивается недостаточно.

Известно, анализаторы спектра обрабатывают ограниченный отрезок функции, и от фрагмента периодического сигнала получают спектральную плотность, а не линейчатый спектр (см. рис. 4). Кроме того, максимумы при всех частотах гармоник РАП на дисплее неравномерны (на рис. 2 неравномерность наблюдается только в области правой границы основной полосы). Похожая деформация при дискретном преобразовании Фурье (ДПФ) косинуса в учебном пособии названа *растеканием спектра* [15].

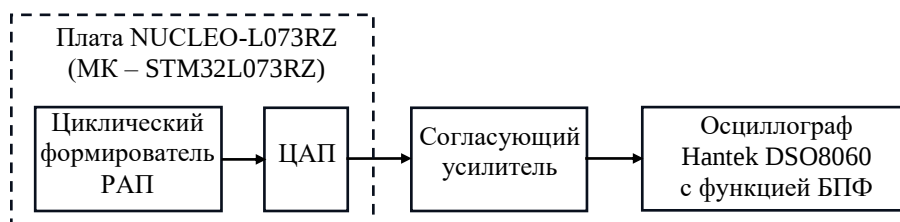


Рис. 3. Экспериментальная система исследования спектра РАП



Рис. 4. РАП и результат его БПФ на дисплее осциллографа при $N = 16$

Для приближения спектра (см. рис. 4) к линейчатому и сужения растеканий вокруг максимумов принято увеличивать длительность фрагмента T . Для выполнения условия (3) фрагмент следует уменьшить, оставив то же число отсчетов. То есть число периодов РАП следует уменьшить в 6 раз, сократив во столько же время анализа БПФ и усилив растекание спектра.

Условия получения дискретизированного равноамплитудного полинома с прямоугольным линейчатым спектром

В учебном пособии [15] обозначено условие эффекта растекания – ДПФ подвергается фрагмент с нецелым числом периодов. В программе MathCAD выполнены эксперименты с ДПФ для РАП при невыполнении соотношения

$$T = N_p T_d, N_p = \{1, 2, 3, \dots\}, \quad (4)$$

где T – длительность фрагмента, с; T_d – период РАП, с (см. рис. 1).

Итоги расчетов при разных комбинациях чисел N и нецелых значений N_p разного порядка подтвердили неравномерность локальных максимумов (рис. 5, а).

Эксперименты при условии (4) и целом числе выборок на волну (см. рис. 1)

$$N_s = (T_d/N)/\Delta t = T_d F_{s,1}/N, N_s = 2, 3, 4 \dots, \quad (5)$$

показали, что значения ДПФ – ненулевые только при частотах гармоник линейчатого спектра непрерывного РАП (рис. 5, б), причем все – одинаковые и вещественные.

Рассмотрим последнее явление. При условии (5) число выборок на период T_d

$$N_1 = N_s N, \quad (6)$$

а на N_p периодов

$$N_2 = N_1 N = N_p N_s N. \quad (7)$$

Дискретное преобразование Фурье рассчитываем на интервале частот

$$f \in (-0,5 N_2 df, 0,5 N_2 df) \quad (8)$$

с помощью выражения

$$S(n_1) = \frac{1}{N_2} \sum_{k=0}^{N_2-1} \left\{ D_N(k \Delta t) \exp \left(-i \frac{2\pi n_1}{N_2} k \right) \right\}, \quad (9)$$

где df – частотный шаг между выборками из спектра (9) с номерами n_1

$$df = 1/T = 1/(N_p T_d) = f_1/N_p, \quad (10)$$

величина f_1 – частота повторения РАП и расстояние между составляющими линейчатого спектра непрерывного РАП.

Из (10) следует, что

$$f_1 = N_p df,$$

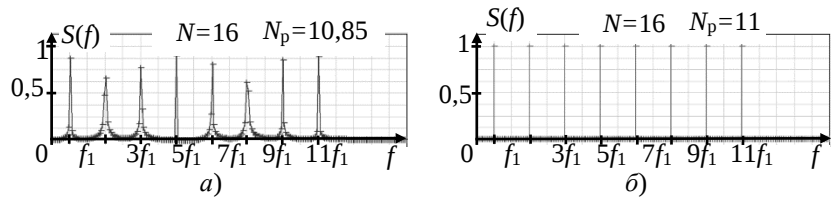


Рис. 5. Спектры при нецелом (а) и целом (б) числе периодов

n -й гармонике линейчатого спектра соответствует отсчет ДПФ с номерами

$$n1 = N_p n. \quad (11)$$

В рамках статьи за период (1) принято одинаковое значение $T_d = 4\pi$ для равноамплитудных полиномов и с четными, и с нечетными N (см. рис. 1).

С учетом (4) и (7) преобразуем выражение ДПФ (9)

$$S(n1) = \frac{1}{N1N_p} \sum_{k=0}^{N1-1} \left(D_{N,k} e^{-i \frac{2\pi n1}{N1N_p} k} \left\{ \sum_{k_p=0}^{N_p-1} e^{-i \frac{2\pi n1}{N_p} k_p} \right\} \right). \quad (12)$$

Разберем внутреннюю сумму (12) – сумму геометрической прогрессии

$$\sum_{k_p=0}^{N_p-1} e^{-i \frac{2\pi n1}{N_p} k_p} = \frac{1 - e^{-i \frac{2\pi n1}{N_p} N_p}}{1 - e^{-i \frac{2\pi n1}{N_p}}} = \frac{1 - e^{-i 2\pi n1}}{1 - e^{-i \frac{2\pi n1}{N_p}}} = \begin{cases} N_p & \text{при } n1 = nN_p \\ 0, & \text{в остальных случаях.} \end{cases}$$

Следовательно, спектр (12) ненулевой только при $n1 = nN_p$

$$S(nN_p) = \frac{1}{N1} \sum_{k=0}^{N1-1} D_{N,k} e^{-i \frac{2\pi n}{N1} k}. \quad (13)$$

В итоге, при условии (4) спектр (9) ненулевой только при частотах, кратных f_1 – при частотах составляющих *сумм комплексных рядов Фурье (КРФ)* непрерывного РАП (1). Выражения для КРФ получим из косинусоидальных (2):

– при $N = 2K$

$$D_N(x) = \sum_{k=-0,5N}^{0,5N-1} e^{i(2k+1)\frac{x}{2}}; \quad (14)$$

– при $N = 2K+1$

$$D_N(x) = \sum_{k=-0,5(N-1)}^{0,5(N-1)} e^{ikx}. \quad (15)$$

Просчитаем расхождения между значениями выражения ДПФ (13) и спектра непрерывного РАП (рис. 6). Последний описывается выражениями:

– при $N = 2K$

$$C(n) = \begin{cases} 1 & \text{при } n = 2k+1, \quad -(N-1) \leq n \leq N-1 \\ 0, & \text{в остальных случаях;} \end{cases} \quad (16)$$

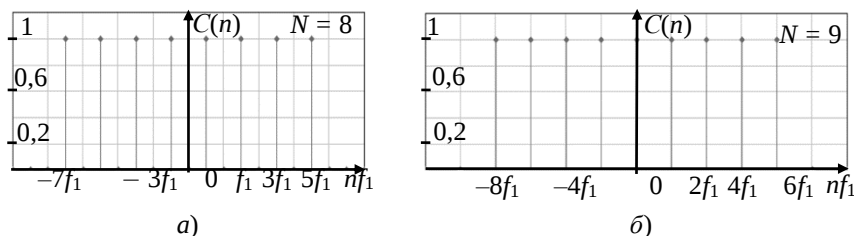


Рис. 6. Спектры комплексного ряда Фурье непрерывных РАП:

$a - N = 2K$; $b - N = 2K + 1$

– при $N = 2K + 1$

$$C(n) = \begin{cases} 1 & \text{при } n = 2k, \quad -(N-1) \leq n \leq N-1 \\ 0, & \text{в остальных случаях.} \end{cases} \quad (17)$$

Преобразуем ДПФ (13) при $N = 2K$, подставив вместо $D_{N,k}$ сумму (14):

$$S(nN_p) = \frac{\sum_{k=0}^{N1-1} \left[\sum_{n'=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} e^{i(2n'+1)\frac{4\pi k}{2N1}} e^{-i\frac{2\pi n}{N1}k} \right]}{N1} = \frac{\sum_{n'=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} \left[\sum_{k=0}^{N1-1} e^{i(2n'+1-n)\frac{2\pi k}{N1}} \right]}{N1}.$$

Вторая сумма – тоже сумма геометрической прогрессии, следовательно

$$\begin{aligned} \sum_{k=0}^{N1-1} e^{i(2n'+1-n)\frac{2\pi k}{N1}} &= \frac{1 - e^{i2\pi(2n'+1-n)}}{1 - e^{i\frac{2\pi(2n'+1-n)}{N1}}} = \begin{cases} N1 & \text{при } n = 2n'+1 \\ 0, & \text{в остальных случаях,} \end{cases} \Rightarrow \\ \Rightarrow S(nN_p) &= \begin{cases} 1 & \text{при } n = 2k+1, \quad -(N-1) \leq n \leq N-1 \\ 0, & \text{в остальных случаях} \end{cases} = C(n). \end{aligned} \quad (18)$$

Рассматривая ДПФ (13) при $N = 2K+1$, заменим $D_{N,k}$ суммой ряда Фурье (15)

$$S(nN_p) = \frac{\sum_{k=0}^{N1-1} \left[\sum_{n'=-\frac{N-1}{2}}^{\frac{N-1}{2}} e^{i\frac{4\pi k}{N1}} e^{-i\frac{2\pi n}{N1}k} \right]}{N1} = \frac{\sum_{n'=-\frac{N-1}{2}}^{\frac{N-1}{2}} \left[\sum_{k=0}^{N1-1} e^{i(2n'-n)\frac{2\pi k}{N1}} \right]}{N1}$$

и преобразуем аналогичную сумму геометрической прогрессии

$$\begin{aligned} \sum_{k=0}^{N1-1} e^{i(2n'-n)\frac{2\pi k}{N1}} &= \frac{1 - e^{i2\pi(2n'-n)}}{1 - e^{i\frac{2\pi(2n'-n)}{N1}}} = \frac{1 - e^{i2\pi(2n'-n)}}{1 - e^{i\frac{2\pi(2n'-n)}{N1}}} = \begin{cases} N1 & \text{при } n = 2n' \\ 0, & \text{в остальных случаях} \end{cases} \Rightarrow \\ \Rightarrow S(nN_p) &= \begin{cases} 1 & \text{при } n = 2k, \quad -(N-1) \leq n \leq N-1 \\ 0, & \text{в остальных случаях} \end{cases} = C(n). \end{aligned} \quad (19)$$

Результаты (18) и (19) проверены в программе MathCAD (рис. 7, а, б) при числах N разного порядка (единицах, десятках, сотнях, тысячах).

Следовательно, спектр (9) дискретизированного РАП при условии (4) достаточно близок спектру непрерывного и сохраняет прямоугольность (см. рис. 6 и 7).

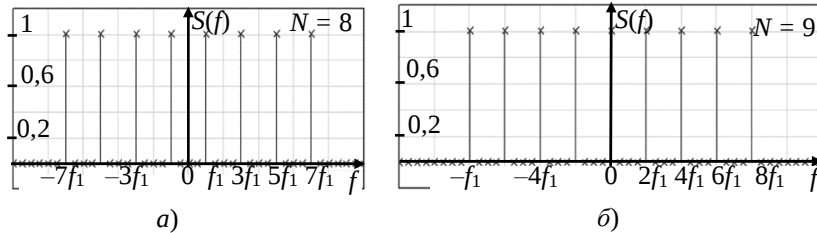


Рис. 7. Спектры целого числа периодов дискретизированных равноамплитудных полиномов при четном (а) и нечетном (б) числе N

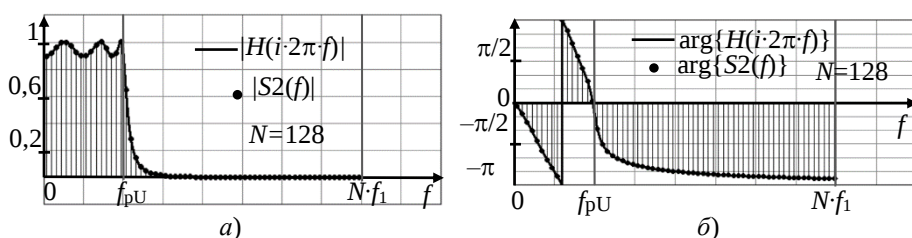


Рис. 8. Дискретное преобразование Фурье установившейся реакции ФНЧ-6 на фоне частотных характеристик:

a – АЧХ и амплитудный спектр; *б* – ФЧХ и фазовый спектр

Для возможности *систематического* получения анализатором Фурье результатов, аналогичных рис. 7, необходимо выполнение равенств (4) и (5). Последнее условие легко достижимо, если ДПФ подвергалась последовательность отсчетов $D_{N,k}$ при тех же фазовых значениях x_k , что и формировалась, то есть

$$F_{s,2} = F_{s,1}. \quad (20)$$

Соответственно, при выполнении условий (4), (5) и (20) не проявляется расхождение спектра и уменьшается погрешность ДПФ *установившейся* функции отклика исследуемого ФНЧ, улучшается точность анализа ЧХ (рис. 8).

Обеспечить длительность подвергаемого ДПФ фрагмента T , строго удовлетворяющую условию (4), технически возможно, если воздействовать дополнительным тактовым сигналом с тем же периодом T_d , или кратно меньшим ему на вход синхронизации цифрового осциллографа, выполняющего Фурье-анализ.

Но функции синхронизации самого процесса дискретизации в анализаторах Фурье пока не предусмотрено, соответственно, *систематическое* обеспечение условий (5) или (20) в измерительной схеме (см. рис. 3) пока трудно достижимо.

Обеспечить выполнение условий (4), (5) и (20) проще, если и формирование РАП и ДПФ отклика будут выполняться в одном микропроцессорном устройстве (рис. 9), фиксируя k -й отсчет отклика ФНЧ через АЦП непосредственно после установления напряжения k -й выборки РАП на выходе ЦАП. Для корректного функционирования системы необходимо выполнение условия

$$\Delta t \geq t_{DAC} + t_{ADC}, \quad (21)$$

где t_{DAC} и t_{ADC} – полное время преобразований соответственно ЦАП и АЦП с учетом времени установления аналоговых напряжений на их выводах.

Так как в рамках статьи не ставилась задача оценки технических возможностей предлагаемого метода, то скрупулезной оценки шага дискретизации относительно условия (21) не приведено. Известно только – при встроенных в микроконтроллер STM32L073 (см. рис. 3) ЦАП и АЦП он должен быть меньше 25 мкс.

Современные АЦП осциллографов и ЦАП генераторов сигналов произвольной формы могут функционировать на три-четыре порядка быстрее.

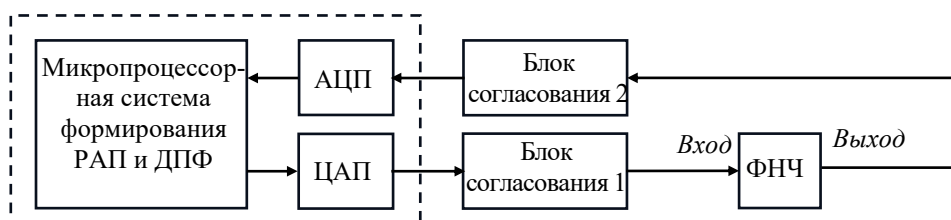


Рис. 9. Схема измерения ЧХ фильтров нижних частот с синхронизацией формирования целого числа периодов равноамплитудного полинома и ДПФ отклика

Исследование влияния квантования

Исследуем влияние квантования (диаграмма квантованной функции $D_{qN}(t, f_1)$, рис. 10), неизбежного при операции ЦАП, на погрешность измерения ЧХ.

Квантованные значения при числе разрядов Nb определены соотношением

$$D_{qN}(k \, dt) = \text{round} \left\{ \frac{D_N(k \, dt)}{N} (2^{Nb-1} - 1) \right\} \frac{N}{2^{Nb-1} - 1}, \quad (23)$$

где первый множитель в операции округления round – цифровой код, а РАП, как функция времени, рассчитывается

$$D_N(t) = \frac{\sin \{N \, 2\pi \, f_1 \, t\}}{\sin(2\pi \, f_1 \, t)}. \quad (24)$$

Так как значения РАП – обоих знаков, при квантовании (23) максимуму N поставлена в соответствие половина цифровой шкалы $2^{Nb-1} - 1$ (см. рис. 10).

При поддержании равенства (4) при «оцифровке» РАП (24) в результатах ДПФ функции (23) ожидается следующее (рис. 11):

- отличие от единицы амплитуд элементов спектра в полосе $f \in (-Nf_1, Nf_1)$;
- ненулевые отсчеты ДПФ при частотах, кратных f_1 вне полосы $f \in (-Nf_1, Nf_1)$;
- на основании выкладок (12) – (13) выборки ДПФ при частотах, не кратных f_1 – нулевые, как и соответствующие отсчеты ДПФ неквантованных РАП.

Результаты ДПФ функции (23) в MathCAD подтвердили перечисленные ожидания. Кроме того, они не нулевые не просто для частот, кратных f_1 , а при:

- $f = (2k + 1) \cdot f_1$ при четных N (рис. 11, а);
- $f = 2k \cdot f_1$ при четных N (рис. 11, б).

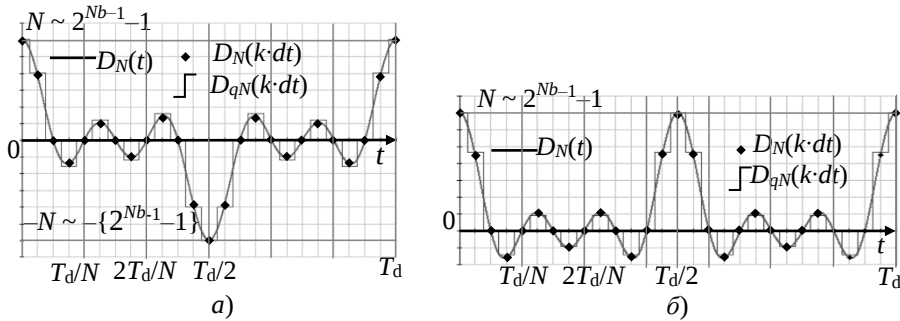


Рис. 10. Диаграммы квантованных РАП (разрядность $Nb = 5$):

а – $N = 6$, б – $N = 7$

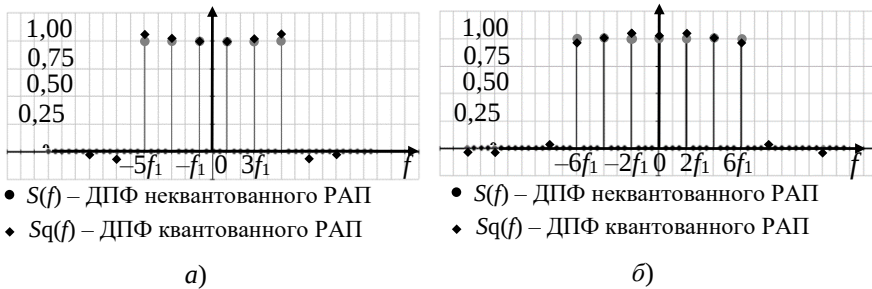


Рис. 11. Спектры при $N = 6$ (а) и $N = 7$ (б), число периодов $N_p = 2$

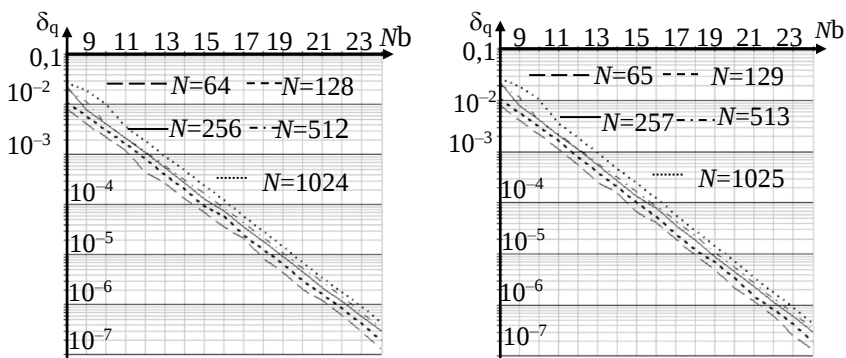


Рис. 12. Зависимость искажения спектра РАП, обусловленных квантованием, от разрядности Nb

Следовательно, в полосе $f \in (-Nf_1, Nf_1)$ спектр квантованного РАП существует в тех же точках, что и дискретизированного неквантованного.

Расчеты при разных числах N и разрядностях Nb показали – спектр S_q квантованного РАП тоже реальный, фазы при $f \in (-Nf_1, Nf_1)$ – нулевые (см. рис. 11).

Искажения, вносимые в спектр квантованием, оценили по СКО критерию

$$\delta_q = \sum_{n=0}^{N/2-1} \sqrt{\frac{[|S_n| - |S_{qn}|]^2}{0,5 N 1}}, \quad (25)$$

где $0,5N1$ в знаменателе – число ненулевых отсчетов в ДПФ квантованного РАП.

Зависимости искажений (25) от разрядности (рис. 12) просчитаны для

$$Nb = 8 \dots 24. \quad (26)$$

Максимум в (26) – максимальная разрядность современных ЦАП.

Диаграммы зависимостей (см. рис. 12) показывают следующее:

- ожидаемое убывание искажений δ_q при росте разрядности Nb ;
- при максимальной разрядности $Nb = 12$ встроенных в микроконтроллеры ЦАП можно уменьшить искажения спектра до 0,1 % при $N = 128 \dots 512$;
- при одной и той же разрядности Nb с ростом N искажения увеличиваются.

Последнее объясняется малыми кодами амплитуд неосновных полутонов (см. рис. 10), обратно пропорциональными числу N

$$n_q \sim (2^{Nb-1} - 1)/N. \quad (27)$$

Заключение

Синхронное формирование целого числа периодов тестового равноамплитудного полинома и дискретного преобразования Фурье отклика фильтров нижних частот в единой микропроцессорной системе анализа частотных характеристик позволяет: избежать растекания спектров, получить прямоугольный спектр дискретизированного фрагмента РАП, с высокой степенью точности близкий спектру такого же непрерывного периодического воздействия.

Без учета дефектов ЦАП, АЦП и согласующих усилителей искажения прямоугольности тестового спектра обусловлены только квантованием равноамплитудного полинома и зависят от разрядности ЦАП и АЦП. При разрядности 12 современных ЦАП и $N = 128 \dots 512$ вносимая квантованием неравномерность спектра меньше 0,1 %.

Полученные результаты полезны при разработке более точных автоматизированных систем анализа частотных характеристик фильтров нижних частот. Ограничение диапазона частот анализа зависит от ограничений на частоту дискретизации, зависящей от максимальной тактовой частоты микропроцессорной системы РАП и ДПФ.

Список литературы

1. 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 Ленинградское высшее инженерное морское училище им. адм. С.О. Макарова, патентообладатель Государственная морская академия им. адм. С.О. Макарова. – № 4676485/09; заявл. 11.04.1989; опубл. 30.12.1994, Бюл. № 36. – 15 с.
2. 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.
3. Петросьянц, В. В. Автоматизация процесса снятия амплитудно-частотных характеристик электронных устройств / В. В. Петросьянц, А. Д. Бурындина // Молодой ученый. Технические науки. – 2017. – № 22 (156). – С. 65 – 68.
4. Антонов, А. Ю. Снятие АЧХ в автоматическом режиме. – Текст электронный / А. Ю. Антонов // ЗЭТЛАБ – Зелиноградская ЭлектроТехническая ЛАБоратория. – URL : <https://zetlab.com/podderzhka/vibrometriya-i-akustika/kalibrovka-i-prakticheskoe-primenenie-akselerometrov/avtomatizatsiya-proizvodstvennyih-protssosov-snyatie-achh/> (дата обращения: 10.09.2023).
5. RIGOL. Digital Oscilloscope. MSO5000 Series. Features – Текст электронный. – URL : <https://www.rigol.eu/products/oscillosopes/MSO5000%20series.html> (дата обращения: 10.09.2023).
6. Прибор для исследования амплитудно-частотных характеристик X1-40. Техническое описание и инструкция по эксплуатации. – Текст электронный. – М.: ВО «МАШПРИБОРИНТОРГ». – 1980. – 102 с. – URL : <https://www.qrz.ru/schemes/download/12917> (дата обращения: 02.09.2023).
7. Прибор для исследования амплитудно-частотных характеристик X1-42. Техническое описание и инструкция по эксплуатации. – Текст электронный. – URL : https://www.astena.ru/DOWNLOAD/x1-42_teh.zip (дата обращения: 02.09.2023).
8. Прибор для исследования амплитудно-частотных характеристик X1-55. Техническое описание и инструкция по эксплуатации. – Текст электронный. – URL : <https://www.astena.ru/DOWNLOAD/x1-55.zip> (дата обращения: 02.09.2023).
9. Г2-59. Генератор шума. – Текст электронный / Приборэлектрo. – URL : <https://priborelektro.ru/radioizmeritelnye-i-elektroizmeritelnye-pribory/generatory/generatory/product-23146/> (дата обращения: 02.09.2023).
10. Г2-12. Генератор шума. – Текст электронный / СтандартПрибор. – URL : <https://standart-pribor.com.ua/product/g2-12-generator-shuma/> (дата обращения: 02.09.2023).
11. Анализатор частотных характеристик АЧХИ-102. Руководство по эксплуатации. Паспорт. – Текст электронный / Общество с ограниченной ответственностью «Челэнергоприбор». – Челябинск. – 2020 г. – 31 с. – URL : https://www.terra-kip.ru/files/products/094b8c44-4911-11e4-940c-00155d00120a_fac8d276-9363-11eb-80eb-00155d001238.pdf (дата обращения: 02.09.2023).

12. Ильин, Н. В. Моделирование регистрируемого спектра и восстановление передаточной функции широкополосного коротковолнового ионосферного радиоканала при зондировании ЛЧМ-сигналом / Н. В. Ильин, М. А. Давыденко, В. В. Хахинов // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. – 2007. – Т. 50, № 5. – С. 387 – 395.

13. Реализация метода восстановления передаточной функции ионосферного радиоканала по результатам зондирования ионосферы непрерывным ЛЧМ сигналом / А. В. Подлесный, В. П. Лебедев, Н. В. Ильин, В. В. Хахинов // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2014. – Т. 19, № 1. – С. 63 – 70.

14. 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.

15. Сергиенко, А. Б. Цифровая обработка сигналов / А. Б. Сергиенко. – СПб. : Питер, 2002. – 608 с.

Reproduction of a Signal Fragment with a Rectangular Line Spectrum of a Measuring System for Frequency Characteristics of Low-Pass Filters

S. S. Frolov✉, O. V. Khudorozhkov, A. A. Lukyanchikov, 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; rectangular spectrum; equal-amplitude cosine series; equal-amplitude complex spectrum; equal-amplitude polynomial.

Abstract: The article shows the expediency of measuring the frequency responses (FR) of low-pass filters (LPF) when exposed to an integer number of periods of a sampled signal with a limited equal-amplitude complex spectrum (LEACS), as well as the expediency of synchronizing the operation of discrete Fourier transform of the LPF response with the process of forming the specified. The proposed synchronization and an integer number of periods of the discretized LEACS make it possible to obtain an impact spectrum close to the uniform line spectrum of a continuous periodic LEACS and without the spreading effect. This simplifies measurements of the frequency response of low-pass filters with a small error. The dependence of the degree of distortion of the LEACS spectrum caused by quantization on the bit capacity of the digital-to-analog converter has been studied.

References

1. 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.).

2. 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.).

3. 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.)
4. Antonov A.Yu. [Removing the frequency response in automatic mode], available at: <https://zetlab.com/podderzhka/vibrometriya-i-akustika/kalibrovka-i-prakticheskoe-primeneniye-akselerometrov/avtomatizatsiya-proizvodstvennyih-protseessov-snyatie-achh/> (accessed 10 September 2023).
5. available at: <https://www.rigol.eu/products/oscillosopes/MSO5000%20series.html> (accessed 10 September 2023).
6. available at: <https://www.qrz.ru/schemes/download/12917> (accessed 10 September 2023).
7. available at: https://www.astena.ru/DOWNLOAD/x1-42_teh.zip (accessed 02 September 2023).
8. available at: <https://www.astena.ru/DOWNLOAD/x1-55.zip> (accessed 02 September 2023).
9. available at: <https://www.priborelektro.ru/product/catalog/g2-generatory-shuma-6/137.html> (accessed 02 September 2023).
10. available at: <https://standart-pribor.com.ua/product/g2-12-generator-shuma/> (accessed 02 September 2023).
11. available at: https://www.terra-kip.ru/files/products/094b8c44-4911-11e4-940c-00155d00120a_fac8d276-9363-11eb-80eb-00155d001238.pdf (accessed 02 September 2023).
12. Ilyin N.V., Davydenko M.A., Khakhinov V.V. [Modeling of the recorded spectrum and restoration of the transfer function of a broadband short-wave ionospheric radio channel when sounding with a chirp signal], *Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedeniy. Radiofizika* [News of higher educational institutions. Radiophysics], 2007, vol. 50, no. 5, pp. 387-395. (In Russ., abstract in Eng.)
13. Podlesny A.V., Lebedev V.P., Ilyin N.V., Khakhinov V.V. [Implementation of a method for restoring the transfer function of an ionospheric radio channel based on the results of sounding the ionosphere with a continuous chirp signal], *Elektromagnitnyye volny i elektronnyye sistemy* [Electromagnetic waves and electronic systems], 2014, vol. 19, no. 1, pp. 63-70. (In Russ., abstract in Eng.)
14. Frolov S.S. *PhD Dissertation (Engineering)*, Samara, 2008, 192 p. (In Russ.)
15. Sergiyenko A.B. *Tsifrovaya obrabotka signalov* [Digital signal processing], St. Petersburg: Piter, 2002, 608 p. (In Russ.)

Wiedergabe von Signalfragmenten mit einem rechteckigen linearen Spektrum des Frequenzgangmesssystems der Tiefpassfilter

Zusammenfassung: Es ist gezeigt, wie zweckmäßig es ist, die Frequenzcharakteristik (FC) von Tiefpassfiltern (LPF) zu messen, wenn sie einer ganzen Anzahl von Perioden des digitalisierten Signals mit einem begrenzten komplexen Spektrum gleicher Amplitude (EACS) ausgesetzt sind, und wie zweckmäßig es ist, die diskrete Fourier-Transformation der LPF-Antwort mit dem Prozess der Bildung des oben erwähnten EACS zu synchronisieren. Die vorgeschlagene Synchronisation und eine ganzzahlige Anzahl von Perioden des digitalisierten SORCS ermöglichen es, ein Einfluss-Spektrum zu erhalten, das einem gleichmäßigen linearen Spektrum des kontinuierlichen periodischen SORCS nahe kommt und keinen Spreizeffekt aufweist. Dadurch werden die Messungen der VLF MTF mit einem kleinen Fehler vereinfacht. Es ist die Abhängigkeit des Grads der durch Quantisierung verursachten Verzerrung des SORCS-Spektrums von der Bitkapazität des Digital-Analog-Wandlers untersucht.

Reproduction d'un fragment de signal à spectre linéaire rectangulaire du système de mesure de réponse en fréquence des filtres passe-bas

Résumé: Est montrée l'utilité de la mesure des caractéristiques de fréquence (CF) des filtres passe-bas (FPB) lorsqu'ils sont exposés à un nombre entier de fréquences d'un signal échantillonné à spectre complexe à amplitude égale limitée (SESCAEL), ainsi que de la synchronisation de l'opération de la transformion discrète de la réponse de Fourier FPB avec le processus de formation SESCOEL. La synchronisation proposée et le nombre entier de périodes de SESCOEL discrétisé permettent d'obtenir un spectre de rendement proche du spectre linéaire uniforme de SESCOEL périodique continu et sans effet d'étalement. Ainsi sont simplifiées les mesures de CF FPB avec une faible erreur. Sont étudiées les dépendances du degré de distorsion du spectre de SESCOEL causées par la quantification à partir du nombre de bits du convertisseur numérique-analogique.

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; *Лукьянчиков Алексей Андреевич* – магистрант; *Павлов Павел Александрович* – студент, ФГБОУ ВО «Оренбургский государственный университет», Оренбург, Россия.