

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Заграй Н.П., Козаченко Р.А.* Использование ультразвука повышенной интенсивности в биоматериалах // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2009. – № 9 (98). – С. 245-248.
2. *Иванов Н.М., Милославский Ю.К., Митько В.Н.* Результаты разработки многочастотных преобразователей гидроакустических станций методом конечных элементов // Сборник научных докладов юбилейной научно-технической конференции «Проблемы прикладной гидроакустики». – Ростов-на-Дону, 2004. – С. 65-70.
3. *Иванов Н.М., Милославский Ю.К., Митько В.Н., Пашня А.С.* Гидроакустическая многочастотная антенна для систем обнаружения и пеленгации малогабаритных подводных объектов и контроля экологической обстановки // Труды X Всероссийской конференции «Прикладные технологии гидроакустики и гидрофизики». – СПб., 2010. – С. 191-192.

Статью рекомендовал к опубликованию к.т.н. П.П. Пивнев.

Козаченко Роман Александрович – Технологический институт федерального государственного автономного образовательного учреждения высшего профессионального образования «Южный федеральный университет» в г. Таганроге; e-mail: romkoz2009@mail.ru; 347928, г. Таганрог, пер. Некрасовский, 44; тел.: 88634681890; кафедра электрогидроакустической и медицинской техники; аспирант.

Пашня Анна Сергеевна – e-mail: anna.paschnya@yandex.ru; кафедра электрогидроакустической и медицинской техники; аспирантка.

Kozachenko Roman Aleksandrovich – Taganrog Institute of Technology – Federal State-Owned Autonomy Educational Establishment of Higher Vocational Education “Southern Federal University”; e-mail: romkoz2009@mail.ru; 44, Nekrasovskiy, Taganrog, 347928, Russia; phone: +78634681890; the department of hydroacoustics and medical engineering; postgraduate student.

Pashnja Anna Sergeevna – e-mail: anna.paschnya@yandex.ru; the department of hydroacoustics and medical engineering; postgraduate student.

УДК 681.5

Л.К. Самойлов, М.М. Клопот

**АВТОМАТИЧЕСКАЯ РЕГУЛИРОВКА ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ
(ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ, ПРОБЛЕМЫ, РЕАЛИЗАЦИЯ)**

Показано, что для повышения помехоустойчивости информационно-измерительных систем в измерительных каналах целесообразно использовать аналоговые фильтры нижних частот с регулируемой полосой пропускания. Рассмотрены вопросы определения величины текущей граничной частоты и выбора частоты среза управляемого фильтра. Представлены результаты аналитического моделирования способа оценки текущей граничной частоты на основе адаптивной дискретизации. Предложена структурная схема устройства для автоматической регулировки полосы пропускания.

Автоматическая регулировка; полоса пропускания фильтра; мгновенный спектр; адаптивная дискретизация.

L.K. Samoilov, M.M. Klopot

**AUTOMATIC BANDWIDTH ADJUSTMENT
(STATEMENT OF PROBLEM, PROBLEMS, REALIZATION)**

The paper is shown that for increase of a noise stability of information-measuring systems in measuring channels it is expedient to use analog filters of the bottom frequencies with an adjustable pass-band. The questions of value definition of current boundary frequency and choice of operated filter cutoff frequency are considered. The results of analytical modeling of the method for

evaluating the current boundary frequency on the basis of adaptive digitization are presented. The block diagram of the device for automatic adjustment of a pass-band is offered.

Automatic adjustment; filter bandwidth; instant spectrum; adaptive sampling.

Постановка задачи. Для современного производства, промышленных и лабораторных испытаний машин и другого оборудования, а также для экспериментальных научных исследований характерно разнообразие процессов с широким частотным диапазоном измеряемых сигналов. При этом реальные измерительные сигналы на входах информационно-измерительных систем (ИИС) всегда представляют собой сумму полезного сигнала и сигнала помехи как сумму линейно независимых составляющих [1]. Кроме того, непрерывно растет энерговооруженность предприятий и плотность оборудования, что ухудшает помеховую обстановку. В результате вопросы повышения помехоустойчивости ИИС и качества измеренных данных выходят на первый план.

Как правило, измерительные сигналы, поступающие на вход ИИС, являются низкочастотными полезными сигналами и занимают полосу частот в диапазоне от 0 до ω_{cp} (где ω_{cp} – граничная частота в спектре сигнала). При этом на полезный сигнал накладывается равномерно распределенная в полосе частот помеха. С целью уменьшения влияния помех на результат измерения и обеспечения заданной точности в измерительных каналах используют фильтры нижних частот (ФНЧ). При выборе частоты среза аналогового фильтра нижних частот ориентируются на максимальную величину граничной частоты ω_{cp}^{max} , рассматривая случай, когда активность сигнала является максимальной. В отдельные моменты времени число спектральных составляющих может значительно отличаться от максимального значения, как показано на рис. 1.

Следовательно, для повышения помехоустойчивости ИИС и неискаженной передачи полезного сигнала, необходимо чтобы фильтр, устанавливаемый в измерительном канале, имел возможность регулировать полосу пропускания в зависимости от текущей активности сигнала.

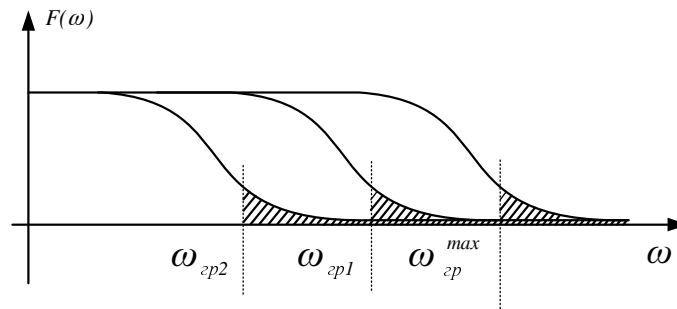


Рис. 1. Огибающая спектра при различной активности сигнала

Решение. Структурная схема устройства для автоматической регулировки полосы пропускания (УАРП) приведена на рис. 2. Для того чтобы управляемый ФНЧ мог производить автоматическую регулировку полосы пропускания, измерительный канал должен содержать устройство оценки максимума мгновенного спектра сигнала или текущей граничной частоты спектра сигнала. Реакция фильтра на изменения спектра сигнала не должна быть мгновенной, так как это может привести к существенному искажению сигнала, поэтому УАРП должно иметь блок интегрирования с определенной постоянной времени.

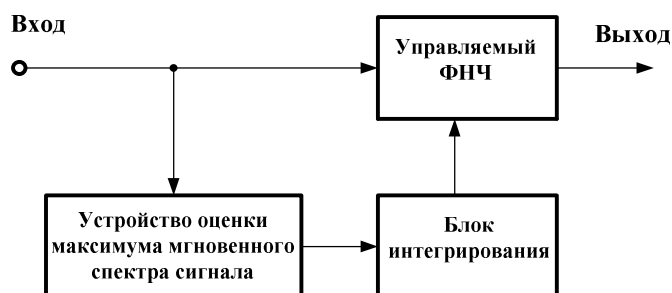


Рис. 2. Структурная схема устройства для автоматической регулировки полосы пропускания

Как показал проведенный анализ, выбор оптимальной структуры УАРП связан с решением следующих вопросов:

- 1) выбора границы полосы пропускания фильтра относительно мгновенного спектра сигнала;
- 2) нахождения оптимальной структуры устройства для оценки мгновенного спектра сигнала;
- 3) выбор структуры управляемого ФНЧ.

Выбор границы полосы пропускания ФНЧ относительно мгновенного спектра сигнала. Управляемый ФНЧ реагирует на изменение спектра сигнала с запаздыванием. Проведенный анализ процессов, которые происходят при работе УАРП, позволяет выделить две ситуации:

- 1) спектр сигнала уменьшается относительно установленной полосы пропускания ФНЧ;
- 2) спектр сигнала увеличивается относительно установленной полосы пропускания ФНЧ.

Первая ситуация не накладывает каких-либо особых условий на алгоритм работы и параметры УАРП. Управляемый ФНЧ будет реагировать на изменение спектра с какой-то задержкой. Этот процесс не исказит сигнал, а только незначительно снизит эффективность устройства регулирования.

Во второй ситуации возможно искажение сигнала: ФНЧ будет ограничивать спектр сигнала в течение времени задержки управления (τ_{AC}). Исключить это отрицательное явление можно путем постоянного завышения полосы пропускания ФНЧ относительно текущего значения спектра. Это снизит эффективность работы рассматриваемого устройства, но исключит возможные искажения сигнала. Величина завышения спектра будет зависеть от скорости изменения спектра и интервала интегрирования в блоке интегрирования.

В этом случае частота среза управляемого ФНЧ (ω_{cp}) должна определяться следующим образом:

$$\omega_{cp} = \omega_{cp}^{mek} + \Delta\omega_{cp}, \quad (1)$$

где $\Delta\omega_{cp}$ – апертура граничной частоты, ω_{cp}^{mek} – текущая граничная частота спектра полезного сигнала. Тогда увеличение текущей граничной частоты спектра полезного сигнала ω_{cp}^{mek} до величины $\omega_{cp}^{mek} + \Delta\omega_{cp}$ не приведет к появлению дополнительной погрешности.

В качестве упрощенной модели такого сигнала можно принять частотно-модулированный сигнал. Такой сигнал во временной области может быть представлен в виде

$$s(t) = A \cdot \cos\left(\varphi_0 + \omega_0 t + \frac{\alpha(t) \cdot t^2}{2}\right), \quad (2)$$

где t – время, A – амплитуда, φ_0 – начальная фаза, ω_0 – начальная частота, $\alpha(t) = \frac{d\omega(t)}{dt}$ – скорость изменения частоты полезного сигнала.

Учитывая (1) и (2), получим условие для выбора величины апертуры граничной частоты:

$$\frac{\Delta\omega_{ep}}{\tau_{AC}} \geq \alpha_{max} = \max\left(\frac{d\omega(t)}{dt}\right), \quad (3)$$

где α_{max} – максимум скорости изменения частоты полезного сигнала.

Нахождения оптимальной структуры устройства для оценки мгновенного спектра сигнала. Вычислить текущую граничную частоту спектра ω_{ep}^{mek} можно, решив задачу нахождения практической ширины спектра сигнала. Практическая ширина спектра сигнала, ограниченного частотой ω_{ep}^{mek} , определяется следующим образом:

$$\int_0^{\omega_{ep}^{mek}} S^2(\omega) d\omega = \gamma \int_0^{\infty} S^2(\omega) d\omega, \quad (4)$$

где $S(\omega)$ – модуль спектральной функции сигнала, γ – коэффициент, величина которого зависит от энергии, заключенной в части спектра, не влияющей существенно на форму сигнала. На практике γ принимается равным (0,9 – 0,99). Основные методы нахождения практической ширины спектров реальных сигналов рассмотрены в [2] и не подходят для решения поставленной задачи, поскольку либо требуют выполнения сложных математических операций и ресурсоемки, либо не позволяют производить оценку ω_{ep}^{mek} в режиме реального времени.

Наиболее оптимальным вариантом, с точки зрения быстродействия и простоты реализации, является косвенная оценка граничной частоты ω_{ep}^{mek} в спектре сигнала на основе адаптивной дискретизации: величина мгновенного спектра обратно пропорциональна временному интервалу адаптивной дискретизации. Данный метод дает оценку на основе динамических характеристик сигнала.

Получим выражение для оценки текущей граничной частоты ω_{ep}^{mek} . Для этого сначала рассмотрим более простой случай равномерной временной дискретизации (РВД) и от него перейдем к АД. В первом приближении погрешность произведения можно оценить первым отброшенным членом полинома [3]:

$$\delta(t) = s(t) - s^*(t) \approx a_{n+1} \cdot \varphi_{n+1}(t), \quad (5)$$

где φ_{n+1} – базисная функция, a_{n+1} – координата сигнала, $s(t)$ – исходный сигнал, $s^*(t)$ – сигнал, восстановленный по дискретным отсчетам. То есть предполагается, что сигнал описывается полиномом степени (n+1), откуда следует уравнение

$$\max|a_{n+1} \cdot \varphi_{n+1}(t)| = \delta, \quad (6)$$

решение которого дает приближенную формулу для расчета шага РВД.

Рассмотрим случай, когда аппроксимирующим полиномом является полином Тейлора степени $n=0$ (ступенчатая экстраполяция):

$$s^*(t) = T_0(t) = s(t_i), \quad t \in \Delta t. \quad (7)$$

Здесь предполагается, что сигнал описывается полиномом Тейлора первой степени

$$s(t) \approx T_1(t) = s(t_i) + s'(t_i)(t - t_i), \quad (8)$$

где $s'(t)$ – производная исходного сигнала.

Текущая погрешность равна

$$\delta(t) = s(t) - s^*(t) = s'(t_i)(t - t_i). \quad (9)$$

Погрешность $\delta(t)$ максимальна в конце участка экстраполяции при $t=t_{i+1}$:

$$\max_{t \in \Delta t} |\delta(t)| = |s'(t_i)| \max(t - t_i) = |s'(t_i)|(t_{i+1} - t_i). \quad (10)$$

Тогда для случая РВД имеем

$$\max_{t \in t_m} |\delta(t)| = \max_{t \in t_m} |s'(t_i)| \cdot \Delta t = \delta. \quad (11)$$

Откуда получаем формулу для расчета шага РВД для случая ступенчатой экстраполяции

$$\Delta t = \frac{\delta}{M_1} \quad (12)$$

и формулу для оценки граничной частоты спектра

$$\omega_{Гр} = \frac{\pi \cdot M_1}{\delta}. \quad (13)$$

В случае адаптивной временной дискретизации (АВД) нулевого порядка (аппроксимирующий полином – полином Тейлора при $n=0$), когда $\Delta t = var$ получим [4]

$$\Delta t_{acp} = \frac{\Delta e}{|s'(t)|_{cp}} = \frac{\delta}{|s'(t)|_{cp} \cdot K}, \quad (14)$$

где Δt_{acp} – средний такт измерения при АВД, K – коэффициент уменьшения

($K \geq 1$), $\Delta e = \frac{\delta}{K}$ – апертура АВД нулевого порядка, $|s'(t)|_{cp}$ – среднее значение модуля первой производной сигнала,

$$|s'(t)|_{cp} = \begin{cases} \frac{1}{t_m} \int_0^{t_m} |s'(t)| dt & \text{– для реализации;} \\ M \llbracket s' \rrbracket = \int |s'| p(s') ds' & \text{– для процесса,} \end{cases} \quad (15)$$

где M – знак математического ожидания, $p(s')$ – плотность вероятности первой производной сигнала. Тогда формула для оценки граничной частоты спектра примет вид

$$\omega_{зр}^{mek} = \frac{\pi}{\Delta t_{acp} \cdot K}, \quad (16)$$

где Δt_{acp} – средний такт измерения при АВД. Основой адаптивных ИИС являются каналные процессоры (КП) [5]. КП задают интервал дискретизации Δt_a в зави-

симости от текущих динамических свойств сигнала. Этот интервал легко определить, что позволяет получить усредненное за конечное время значение текущего интервала $\Delta t_{аср}$ как среднее значение q соседних интервалов.

Для определения эффективности косвенной оценки граничной частоты $\omega_{ср}^{mek}$ (практической ширины спектра) было проведено аналитическое моделирование в программе Mathcad. В качестве исходного сигнала использовалась гармоническая функция вида

$$s(t) = U_1 \cdot \cos(\omega_1 t) + U_2 \cos(\omega_2 t), \quad (17)$$

где $U_1=1$ В, $U_2=2$ В, $\omega_1=2\pi f_1$, $\omega_2=2\pi f_2$, $f_1=10$ Гц, $f_2=40$ Гц. В результате расчетов была получена граничная частота $\omega_{ср}^{mek} = 253,54 \frac{рад}{с}$ или $f_{ср}^{mek} = 40,352$ Гц.

Видно, что данный способ оценки дает достаточно точные результаты для использования его в УАРП, погрешность определения текущей граничной частоты в данном случае составляет 0,88 %. Следует отметить, что на точность результатов оценки по (16) влияет время интегрирования $\Delta t_{аср}$. Малый интервал интегрирования может привести к большой погрешности при определении $\omega_{ср}^{mek}$. При моделировании с другими видами сигналов наблюдается аналогичная картина.

Выбор структуры управляемого ФНЧ. В качестве управляемого аналогового ФНЧ можно использовать активный RC-фильтр с перестраиваемыми параметрами, например, МАХ270, либо линейку переключаемых аналоговых фильтров ФНЧ₀ - ФНЧ_п. В этих случаях частота среза управляемого аналогового ФНЧ будет иметь ограниченный набор дискретных значений, а переключение между аналоговыми фильтрами будет вызывать разрыв фазы обрабатываемого сигнала. Для плавного изменения $\omega_{ср}$ в качестве управляемого аналогового ФНЧ возможно использование фильтра на переключаемых конденсаторах (Switched-Capacitor-Filter, SC-фильтр). Частота среза в таких фильтрах линейно зависит от тактовой частоты, подаваемой на фильтр [6]:

$$\omega_{ср} = \frac{\omega_T}{k}, \quad (18)$$

где $k = 25 \div 200$ – масштабный коэффициент, ω_T – тактовая частота. Однако, SC-фильтры требуют установки дополнительных неуправляемых аналоговых фильтров на входе и выходе SC-фильтра. Это необходимо для устранения негативных эффектов [7], обусловленных дискретно-аналоговой природой фильтров на переключаемых конденсаторах.

Общие выводы. Применение УАРП в измерительном канале увеличивает помехоустойчивость ИИС. Приведенная формула (16) позволяет оценить текущую граничную частоту в спектре полезного сигнала в режиме реального времени, а выражения (1) и (3) определяют дополнительные условия к выбору частоты среза управляемого фильтра, что исключает появление дополнительной погрешности при регулировке полосы пропускания фильтра. При этом наиболее перспективным в качестве управляемого фильтра является использование SC-фильтра, который позволяет плавно регулировать частоту среза и упрощает структуру УАРП.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Свиридов В.Г. Основы построения информационно-измерительных систем: Пособие по системной интеграции – М.: Изд-во МЭИ, 2004. – 268 с.
2. Лосев А.К. Линейные радиотехнические цепи – М.: Высшая школа, 1971. – 560 с.

3. *Кавчук С.В.* Теоретические основы информационно-измерительной техники. – Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2000. – Ч. 1. – 127 с.
4. *Кавчук С.В., Донецкая Т.В.* Об одном подходе к априорной оценке числа отсчетов при аналого-цифровом преобразовании с адаптивным шагом временной дискретизации // Вопросы преобразования информации. – Таганрог: Изд-во ТРТИ, 1977. – С. 30-35.
5. *Самойлов Л.К., Палазиенко А.А., Сарычев В.В., Ткаченко Г.И.* Дискретизация сигналов по времени: практика, алгоритмы. – Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2000. – 83 с.
6. *Лутц фон Вангенхайм.* Активные фильтры и генераторы. Проектирование и схемотехника с использованием интегрированных микросхем / Пер. с нем. – М.: Техносфера, 2010. – 416 с.
7. *Семенов В.* Фильтры сигналов низких и инфранизких частот на переключаемых конденсаторах // Современная электроника. – 2008. – № 2. – С. 42-45.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н., профессор Я.Е. Ромм.

Самойлов Леонтий Константинович – Технологический институт федерального государственного автономного образовательного учреждения высшего профессионального образования «Южный федеральный университет» в г. Таганроге; e-mail: samoilov@fep.tti.sfedu.ru; 347928, г. Таганрог, ул. Шевченко, 2; тел.: 88634311193; кафедра автоматизированных систем научных исследований и экспериментов; зав. кафедрой; д.т.н.; профессор.

Клопот Михаил Михайлович – e-mail: klopotmm@gmail.com; 347928, г. Таганрог, пер. Некрасовский, 44; кафедра автоматизированных систем научных исследований и экспериментов; аспирант.

Samoilov Leonty Konstantinovich – Taganrog Institute of Technological – Federal State-Owned Autonomous Educational Establishment of Higher Vocational Education «Southern Federal University»; e-mail: samoilov@fep.tti.sfedu.ru; 2, Shevchenko street, Taganrog, 347928, Russia; Phone: +78634311193; the department of automated research systems; department chair; dr. of eng. sc.; professor.

Klopot Mihail Mixajlovich – e-mail: klopotmm@gmail.com; 44, Nekrasovskiyy, Taganrog, 347928, Russia; the department of automated research systems; postgraduate student.