

СПОСОБ ПОСТРОЕНИЯ ЧАСТОТНОГО АНАЛИЗАТОРА КВАЗИСТАЦИОНАРНЫХ СИГНАЛОВ

Колоколов А.С.¹, Любинский И.А.², Яхно В.П.³
(ФГБУН Институт проблем управления
им. В.А. Трапезникова РАН, Москва)

Предложен способ частотного анализа полигармонических сигналов на основе частотно-временной обработки спектрального паттерна. В предложенном способе нахождение амплитудного спектра осуществляется в два этапа. На первом этапе оценивается амплитудный спектр анализируемого сигнала с помощью гребенки цифровых полосовых фильтров с сильно перекрывающимися частотными характеристиками. Для нахождения амплитудного спектра выходные сигналы полосовых фильтров выпрямляются и сглаживаются низкочастотными фильтрами. На втором этапе производится обработка полученного спектра с помощью однослойной сети из нейроподобных элементов с задержанными латеральными тормозными связями. Применение такой сети позволяет улучшить характеристики частотного анализатора, а именно, при заданной точности и частотном разрешении существенно уменьшить как пульсации спектральной огибающей, так и время анализа, что делает возможным анализ более коротких сигналов. Работоспособность предложенного способа была проверена на примерах анализа гармонического и речевого сигналов для случая использования гребенки цифровых полосовых фильтров второго порядка с равными относительными полосами пропускания и центральными частотами, равномерно расставленными в логарифмической шкале частот. Такой выбор параметров фильтров частотного анализатора обеспечивал равную точность анализа гармонических составляющих исследуемого сигнала.

Ключевые слова: обработка сигналов, спектральный анализ, гармонический и речевой сигналы, уровень пульсаций.

1. Введение

Благодаря разработке компьютеров и алгоритмов быстрого преобразования Фурье (БПФ) методы непараметрического частотного анализа [11, 12] стали общедоступными и получили широкое распространение в различных областях науки и техни-

¹ Александр Сергеевич Колоколов, к.т.н., доцент (kolokolov_as@mail.ru).

² Игорь Анатольевич Любинский, к.т.н., с.н.с. (lubianat@mail.ru).

³ Виктор Павлович Яхно, к.т.н., с.н.с. (vic_iakhno@mail.ru).

ки. Совершенствование методов, основанных на БПФ, сводилось к расширению арсенала весовых функций, обеспечивающих желаемую форму частотной характеристики фильтров анализатора и требуемый уровень ее боковых лепестков. С этой целью предлагались весовые функции как во временной [2, 6, 7], так и в частотной областях [3].

Заметим, что частотный анализ на основе БПФ эквивалентен использованию гребенки фильтров с одинаковыми частотными характеристиками и центральными частотами, равномерно расставленными по шкале частот. Вследствие этого время анализа всех гармонических составляющих исследуемого сигнала независимо от их частоты является постоянным. Это значит, что анализируемый гармонический сигнал будет представлен разным числом периодов в зависимости от его частоты.

Этот недостаток частотного анализа на основе БПФ устраняется при использовании специально спроектированных гребенок фильтров. Примером таких решений является применение гребенок полосовых фильтров с одинаковыми относительными полосами пропускания и центральными частотами, равномерно расставленными вдоль логарифмической шкалы частот. Такие гребенки могут быть построены как на основе цифровых фильтров с конечными или бесконечными импульсными характеристиками [11, 12], так и с использованием комплексных вейвлетов, примерами которых являются вейвлеты Морле и Гаусса [1].

В качестве еще одного подхода к построению частотного анализатора можно упомянуть использование в нем гребенки полосовых фильтров, с полосами пропускания, выбранными в соответствии с зависимостью критической полосы слуха от частоты, и с резонансными частотами, равномерно расставленными по субъективной шкале частот [13, 14]. Преимущество такого подхода продемонстрировано на примере частотного анализа речевых сигналов [4].

Заслуживает внимания подход к частотному анализу, базирующийся на моделировании слухового анализатора с использованием гребенки низкочастотных полосовых фильтров, дополненной нейронной сетью, осуществляющей частотно-временную обработку спектрального паттерна. Использование нейронной сети позволяет при заданной точности и частотном

разрешении сократить время анализа. Блок-схема такого анализатора, состоящего из набора сильно перекрывающихся полосовых фильтров, амплитудных детекторов (Д) и фильтров низкой частоты (ФНЧ), выходные сигналы которых обрабатываются однослойной сетью из нейроподобных элементов (ОСНЭ) с латеральными тормозными связями [8–10] изображена на рис. 1.

Каждый из элементов ОСНЭ суммирует с заранее заданными коэффициентами сигналы, приходящие на его входы, и обнуляет отрицательные значения суммы.

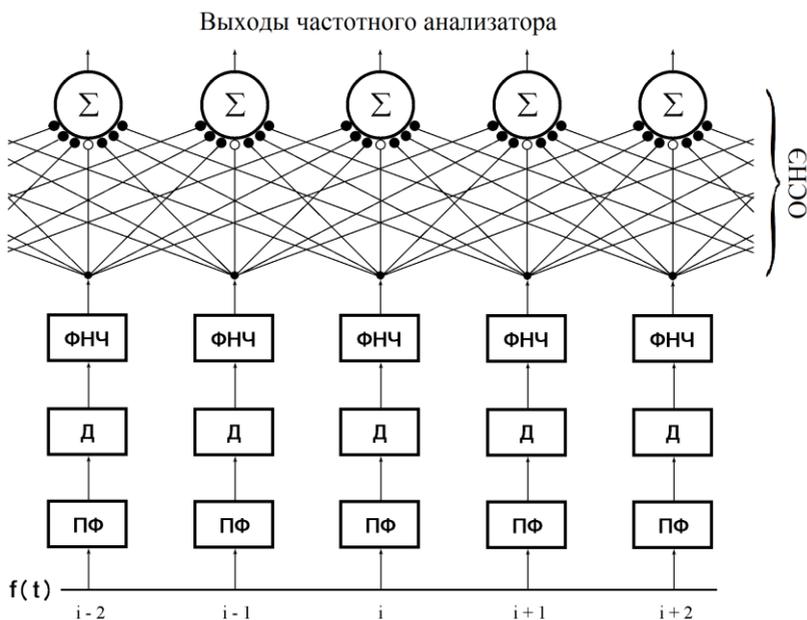


Рис. 1. Блок-схема параллельного спектроанализатора:
 Σ – сумматор, отсекающий отрицательный выходной сигнал;
 i – номер канала анализатора; \circ – вход сумматора с коэффициентом w_{ij} ; \bullet – инвертируемый вход сумматора с коэффициентом w_{ij} , моделирующий торможение в ОСНЭ

Сущность обработки, реализуемой ОСНЭ, состоит в том, что путем введения связей между соседними полосовыми фильтрами образуется фронт корректирующих сигналов, который

затем вычитается из фронта выходных сигналов ПФ (см. рис. 2). Это позволяет компенсировать погрешность, возникающую в выходном сигнале вследствие значительного перекрытия полос соседних ПФ. Требуемое время анализа, определяемое длительностью участка стационарности, обеспечивается выбором ширины полосы пропускания ПФ, а необходимая точность – выбором расстояния по оси частот между соседними фильтрами.

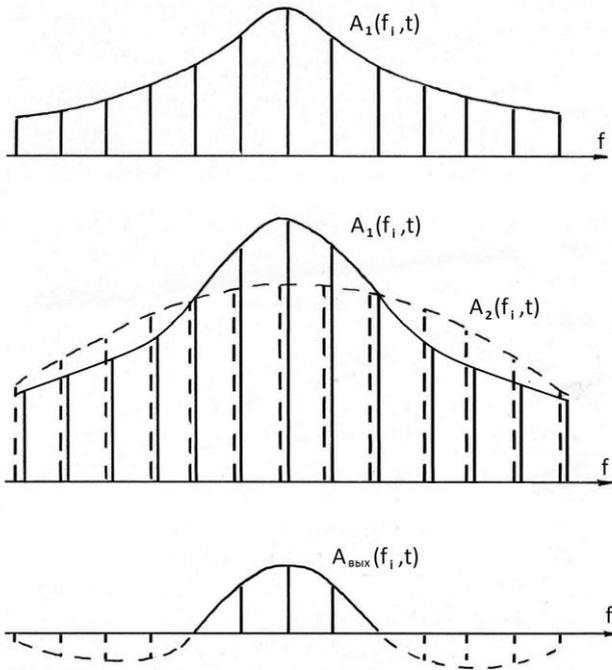


Рис. 2. Обработка ОСНЭ выходных сигналов ПФ, где: $A_1(f_i, t)$ – распределение выходных сигналов ПФ; $A_2(f_i, t)$ – корректирующий сигнал, $A_{\text{вых}}(f_i, t)$ – выходной сигнал, полученные в момент времени t

Результатом применения ОСНЭ является получение разности распределения выходных сигналов ФНЧ $A_1(f_i, t)$ и распреде-

ления корректирующих сигналов $A_2(f_i, t)$, рассчитываемого по выходным сигналам соседних каналов:

$$A_2(f_i, t) = \sum_{i-m}^{i+m} w_{ij} A_1(f_i, t),$$

где $A_1(f_i, t)$ – амплитуда на выходе ФНЧ i -го канала; f_i – центральная частота i -го ПФ; τ – постоянная времени ФНЧ; w_{ij} – функция связи, определяющая вклад j -го канала в i -й; m – радиус связей i -го канала. Выходной сигнал частотного анализатора $A_{\text{вых}}(f_i, t)$ представляет собой положительную разность сигналов $A_1(f_i, t)$ и $A_2(f_i, t)$, т.е.

$$(1) \quad A_{\text{вых}}(f_i, t) = L[A_1(f_i, t) - A_2(f_i, t)],$$

где

$$L(x) = \begin{cases} x & \text{при } x > 0, \\ 0 & \text{при } x \leq 0. \end{cases}$$

Процесс обработки амплитудного спектра, получаемого с помощью ОСНЭ, поясняет рис. 2. Можно видеть, что в результате обработки происходит подчеркивание (локализация) спектрального максимума, соответствующего гармоническому сигналу.

В настоящей работе предлагается усовершенствование вышеописанного способа за счет модификации обработки спектрального паттерна, описываемой формулой (1). Новизна предложенного способа подтверждена патентом [5].

2. Описание предлагаемого способа частотного анализа

Снижение амплитуды выходного сигнала, происходящее при введении корректирующего сигнала, приводит к увеличению относительного уровня пульсаций. Для сохранения заданного уровня пульсаций необходимо увеличивать постоянную времени ФНЧ, что влечет за собой увеличение времени анализа. Чтобы избежать этого предлагается вводить задержку корректирующего сигнала

$$(2) \quad A_{\text{вых}}(f_i, t) = L[A_1(f_i, t) - A_2(f_i, t - \Delta t)],$$

где Δt – величина задержки. Покажем, что задержку Δt можно выбрать так, что время установления выходного сигнала анализатора t_y будет равно величине этой задержки. Пусть в момент времени $t = 0$ появляется гармонический сигнал с постоянной амплитудой и с частотой f . Тогда на выходах каналов частотного анализатора появится сигнал

$$A_1(f_i)[1 - \exp(-t/\tau)],$$

где τ – постоянная времени установления в i -м канале.

В соответствии с (2)

$$A_{\text{вых}} = \begin{cases} A_1(f_i)[1 - \exp(-t/\tau)] & \text{при } t \leq \Delta t, \\ A_1(f_i)[1 - \exp(-t/\tau)] - A_2(f_i)[1 - \exp(-(t - \Delta t)/\tau)] & \text{при } t > \Delta t. \end{cases}$$

Таким образом, при $t > \Delta t$ для i -го канала

$$A_{\text{вых}}(f_i, t) = [A_1(f_i) - A_2(f_i)] - \exp(-t/\tau) \times \\ \times [A_1^0(f_i) - A_2^0(f_i) \exp(\Delta t/\tau)].$$

Если выбрать задержку Δt^* из условия

$$(3) \quad A_1(f_i) - A_2(f_i) \exp(\Delta t^*/\tau) = 0,$$

то при $t \geq \Delta t^*$ сигнал на выходе i -го канала достигнет установившегося значения, а время установления выходного сигнала будет равно

$$t_y = \Delta t^* = \tau \ln[A_1(f_i)/A_2(f_i)].$$

Тогда при значениях отношения $A_1(f_i, t)/A_2(f_i, t)$, близких к 1, величина t_y может быть значительно меньше τ .

Покажем, что введение задержки корректирующего сигнала позволяет уменьшать время установления, не увеличивая пульсаций на выходе анализатора. Пусть постоянная времени ФНЧ равна τ_1 , тогда коэффициент пульсаций сигнала с периодом T приближенно равен $\lambda_1 = 1 - \exp(-T/\tau_1)$, а время установления $t_y^{(1)} = 2,3\tau_1$.

Увеличим постоянную времени ФНЧ до величины τ_2 , вычислим корректирующий сигнал и введем задержку $\Delta t_2^* = \tau_2 \ln[A_1(f_i)/A_2(f_i)]$, тогда время установления будет равно $t_y^{(2)} = \Delta t_2^*$. Оценим в этом случае амплитуду пульсаций в выходном сигнале:

$$\lambda_2 \leq \frac{A_1(f_i)[1 - \exp(-T/\tau_2)] + A_2(f_i)[1 - \exp(-T/\tau_2)]}{A_1(f_i) - A_2(f_i)} =$$

$$= \frac{A_1(f_i) + A_2(f_i)}{A_1(f_i) - A_2(f_i)} (1 - \exp(-T/\tau_2)).$$

Потребовав равенства $\lambda_1 = \lambda_2$, получим:

$$1 - \exp(-T/\tau_1) = A_1(f_i) + A_2(f_i) \times$$

$$\times [1 - \exp(-T/\tau_2)] / (A_1(f_i) - A_2(f_i)).$$

Если $\tau_1 \gg T$ и $\tau_2 \gg T$, то

$$\tau_2 = \frac{A_1(f_i) + A_2(f_i)}{A_1(f_i) - A_2(f_i)} \tau_1,$$

а $t_y^{(2)} = \tau_2 \ln[A_1(f_i)/A_2(f_i)]$.

Если $A_1(f_i) \approx A_2(f_i)$, то $t_y^{(2)} \approx \tau_1 [A_1(f_i) + A_2(f_i)] / A_2(f_i) \approx 2\tau_1$.

Поскольку $t_y^{(2)} = \Delta t_2 = 2\tau_1$, выполнено соотношение $t_y^{(2)} \leq t_y^{(1)}$. Следовательно, увеличение постоянной времени ФНЧ и последующая обработка полученного текущего спектра с помощью ОСНЭ с задержанным корректирующим сигналом позволяет уменьшить амплитуду пульсаций в обработанном спектре $A_{\text{вых}}(f_i, t)$ и одновременно сохранить неизменным время анализа.

Следует также заметить, что обработка текущего спектра ОСНЭ с задержанным корректирующим сигналом сопровождается кратковременным расширением отклика частотного анализатора в ответ на начало гармонического сигнала. Отмеченный эффект может быть использован для повышения качества обнаружения и сегментации гармонических составляющих анализируемого сигнала.

3. Экспериментальная проверка предлагаемого способа анализа

Для экспериментальной проверки работоспособности предложенной структуры фильтрового спектрального анализатора была использована гребенка аналоговых полосовых фильтров второго порядка с добротностью $Q = 5$ и резонансными частотами f_i , равномерно расположенными в логарифмическом масштабе ча-

стот в диапазоне 310–3000 Гц так, чтобы $f_{i+1}/f_i = 1,028$. Выходы фильтров детектировались и сглаживались фильтром низкой частоты второго порядка.

На рис. 3 и 4 изображен временной ход сигналов каналов 8, 11 и 14 соответственно.

Из рис. 4. видно, что введение задержки и увеличение постоянной времени ФНЧ позволяет добиться желаемого снижения пульсаций без увеличения времени установления.

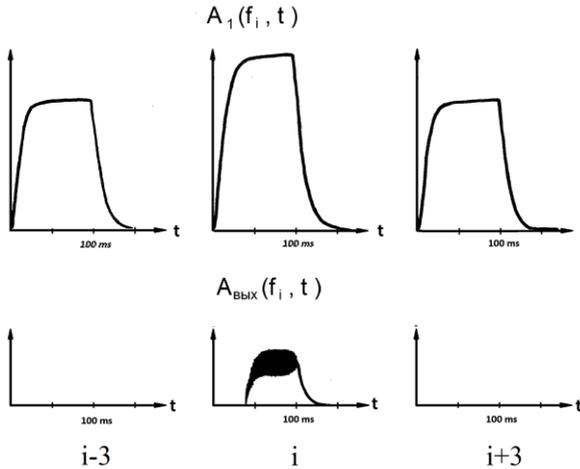


Рис. 3. Временной ход сигналов каналов $i - 3$, i и $i + 3$ с резонансными частотами 379 Гц, 412 Гц и 445 Гц при подаче на вход анализатора чистого тона с частотой 412 Гц без задержки корректирующего сигнала

Для демонстрации предложенного способа в среде Matlab был реализован частотный анализатор на основе гребенки из 600 цифровых полосовых фильтров второго порядка. Получение амплитудного спектра осуществлялось путем подачи выходных сигналов полосовых фильтров на однополупериодные выпрямители и последующего сглаживания ФНЧ. Центральные частоты полосовых фильтров анализатора располагались равномерно по логарифмической шкале частот от 100 до 6300 Гц. Все фильтры имели равные добротности $Q = 20$ и, как следствие, равные относительные полосы пропускания.

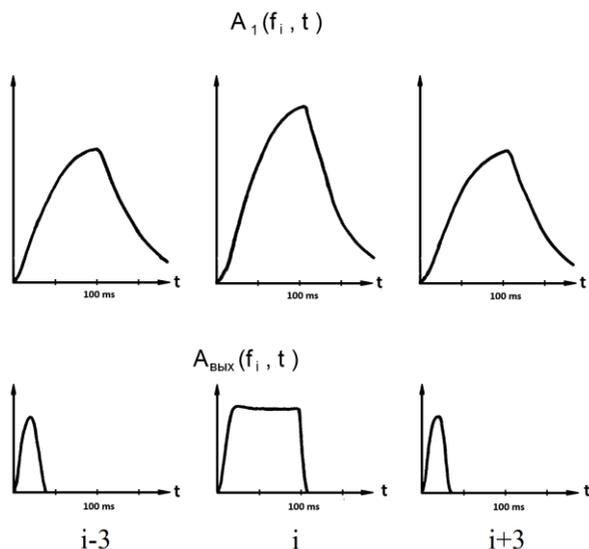


Рис. 4. Временной ход сигналов каналов $i-3$, i и $i+3$ с резонансными частотами 379 Гц, 412 Гц и 445 Гц при подаче на вход анализатора чистого тона с частотой 412 Гц при введении задержки корректирующего сигнала

В качестве ФНЧ применялись цифровые фильтры первого порядка с постоянными времени, равными $\tau_i = \alpha / f_i$, где f_i – центральная частота полосового фильтра, α – постоянный для всех фильтров коэффициент. Использовались значения α , равные 5 и 50. При получении динамических спектрограмм интенсивность регистрируемых частотных составляющих передавалась 256-ю градациями серого оттенка.

Как пример анализировался речевой сигнал «четыре», изображенный на рис. 5.

На рис. 6 и 7 показаны текущие спектры этого сигнала, полученные с помощью гребенки полосовых фильтров без использования ОСНЭ для случаев использования ФНЧ с постоянными времени $5/f_i$ и $50/f_i$.

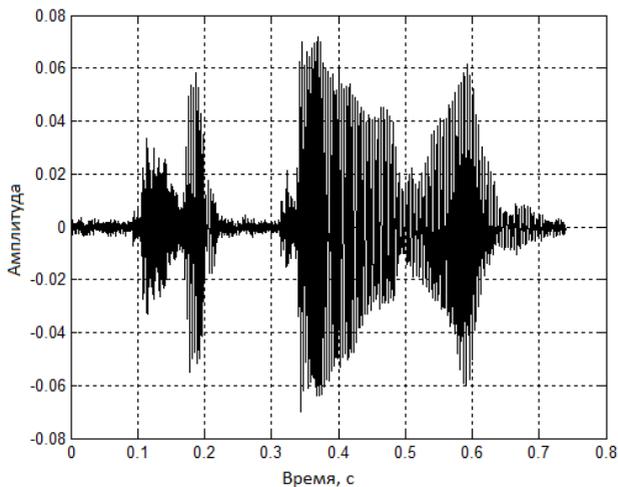


Рис. 5. Речевой сигнал слова «четыре»

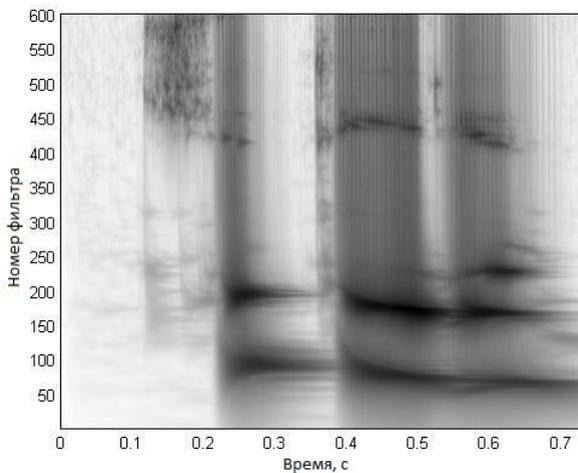


Рис. 6. Текущий спектр слова «четыре», постоянная времени ФНЧ равна $5/f_i$

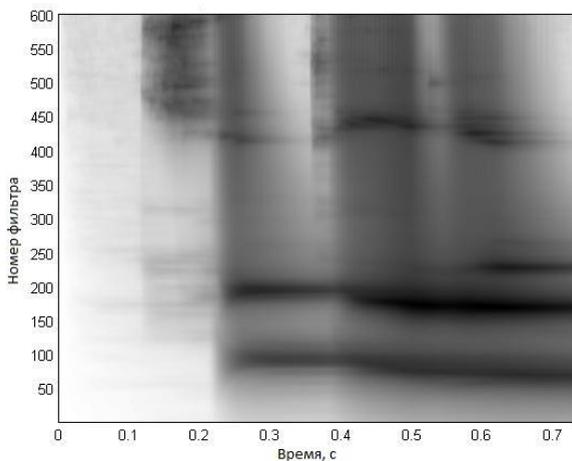


Рис. 7. Текущий спектр слова «четыре», постоянная времени ФНЧ равна $50/f_i$

Результат применения ОСНЭ без введения задержки в корректирующий сигнал иллюстрируют рис. 8 и 9.

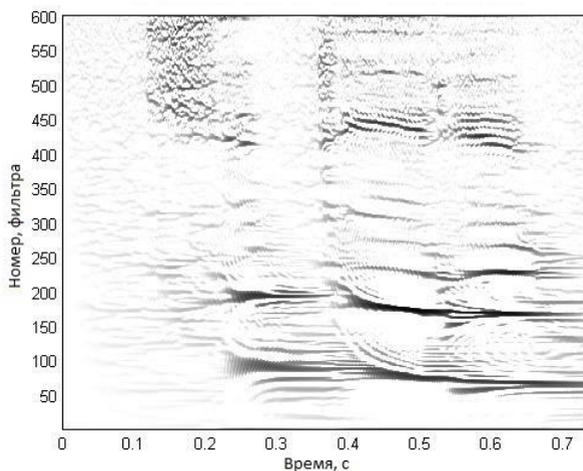


Рис. 8. Текущий спектр слова «четыре», полученный с применением ОСНЭ; постоянная времени ФНЧ равна $5/f_i$, $\Delta t = 0$

На рис. 10 показан текущий спектр, полученный в случае использования нейронной сети с задержкой Δt в корректирующем сигнале.

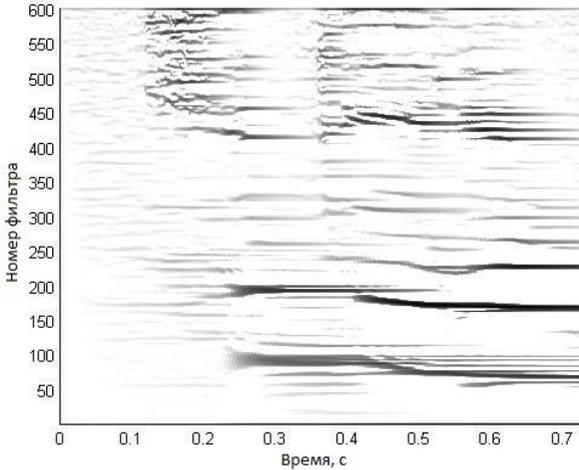


Рис. 9. Текущий спектр слова «четыре», полученный с применением ОСНЭ; постоянная времени ФНЧ равна $50/f_i$, $\Delta t = 0$

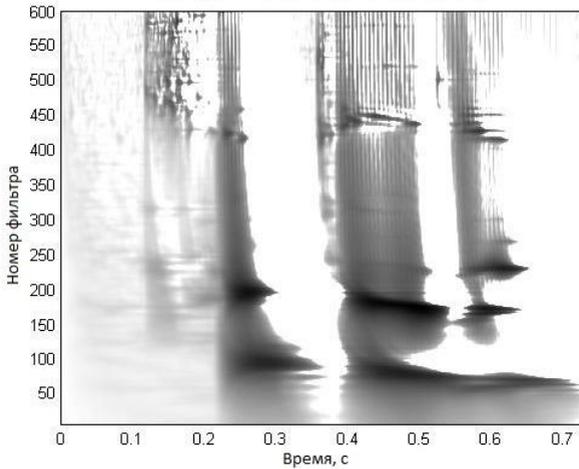


Рис. 10. Текущий спектр слова «четыре», полученный с применением ОСНЭ; Δt выбрано в соответствии с (3), постоянная времени ФНЧ равна $50/f_i$

Полученные на примере речевого сигнала результаты позволяют заключить, что из трех рассмотренных способов частотного анализа предложенный в работе способ лучше выявляет смычки и сегментную структуру сигнала. Это свойство весьма важно при построении систем распознавания речи.

Вместе с этим, сохраняя хорошее быстродействие при использовании ФНЧ с относительно большой постоянной времени, предложенный способ позволяет снизить уровень пульсаций амплитуд гармонических составляющих.

Следует также отметить, что выбор постоянных времени ФНЧ пропорциональными $1/f_i$ не является оптимальным для анализа вокализованных сегментов речевых сигналов. В этом случае в высокочастотных каналах частотного анализатора имеют место выраженные пульсации с частотой основного тона. Для устранения этого эффекта в высокочастотных каналах частотного анализатора следует использовать ФНЧ с большими постоянными времени.

4. Заключение

Предложен способ частотного анализа полигармонических сигналов. В предложенном способе нахождение амплитудного спектра осуществляется в два этапа. На первом этапе оценивается амплитудный спектр анализируемого сигнала с помощью гребенки цифровых полосовых фильтров с сильно перекрывающимися частотными характеристиками. На втором этапе производится коррекция полученного спектра с помощью однослойной сети из нейроподобных элементов с задержанными латеральными тормозными связями.

Применение такой сети позволяет улучшить характеристики частотного анализатора, а именно, при заданной точности и частотном разрешении существенно уменьшить как пульсации спектральной огибающей, так и время анализа, что делает возможным анализ более коротких сигналов. Надо отметить, что предложенный способ является дальнейшей доработкой ранее предложенного авторами частотного анализатора на основе моделирования слухового анализатора человека.

Работоспособность предложенного способа проверена на примерах анализа гармонического и речевого сигналов.

Можно ожидать, что применение предложенного способа будет полезным в задачах распознавания речевых сигналов и неразрушающего контроля агрегатов, машин и их деталей на основе виброакустической диагностики. Перечисленные задачи весьма актуальны при контроле состояния и эксплуатации больших систем.

Литература

1. АСТАФЬЕВА Н.М. *Вейвлет-анализ: основы теории и примеры применения* // УФН. – 1996. – Т. 166, №11. – С. 1145–1170.
2. ДВОРКОВИЧ В.П., ДВОРКОВИЧ А.В. *Оконные функции для гармонического анализа сигналов.* – М.: Техносфера, 2016. – 208 с.
3. КОЛОКОЛОВ А.С. *Улучшение цифрового частотного анализа с помощью сглаживания комплексного спектра* // Автоматика и телемеханика. – 2008. – №11. – С. 154–161.
4. КОЛОКОЛОВ А.С., ЛЮБИНСКИЙ И.А. *Сравнительное исследование нескольких способов кратковременного частотного анализа речевого сигнала* // Автоматика и телемеханика. – 2015. – №10. – С. 144–151.
5. КОЛОКОЛОВ А.С., ЛЮБИНСКИЙ И.А., ЯХНО В.П. *Способ кратковременного спектрального анализа квазистационарных сигналов.* // Патент России №2670702. – Зарег. 24.10.2018.
6. КРАВЧЕНКО В.Ф. *Новые синтезированные окна* // ДАН. – 2002. – Т. 382, №2. – С. 190–198.
7. КРАВЧЕНКО В.Ф., ПУСТОВОЙТ В.И. *Новый класс весовых функций и их спектральные свойства* // ДАН. – 2002. – Т. 386, №1. – С. 38–42.

8. ЛЮБИНСКИЙ И.А., ПОЗИН Н.В. *Принципы информационных преобразований в модели нейронной сети слуховой системы* // Автоматика и телемеханика. – 1968. – №1. – С. 160–166.
9. ЛЮБИНСКИЙ И.А., ПОЗИН Н.В., ШАРАЕВ Г.А., ЯХНО В.П. *Оценка свойств фильтрового спекроанализатора, дополненного моделью нейронного слоя с латеральными связями* // Труды 6-й Всесоюзной акустической конференции. – М.: 1968. – С. 24–27.
10. ЛЮБИНСКИЙ И.А., ПОЗИН Н.В., ЯХНО В.П. *Анализ моделей однородного нейронного слоя с латеральными связями* // Автоматика и телемеханика. – 1967. – №10. – С. 168–181.
11. ОППЕНГЕЙМ А., ШАФЕР Р. *Цифровая обработка сигналов*. – М.: Техносфера, 2012. – 1048 с.
12. РАБИНЕР Л., ГОУЛД Б. *Теория и применение цифровой обработки сигналов*. – М.: Мир, 1978. – 848 с.
13. TRAUNMÜLLER H. *Analytical expressions for the tonotopic sensory scale* // J. Acoust. Soc. Amer. – 1990. – Vol. 88, No. 1. – P. 97–100.
14. ZWICKER E., TERHARDT E. *Analytical expressions for critical-band rate and critical bandwidth as a function of frequency* // J. Acoust. Soc. Amer. – 1980. – Vol. 68, No. 5. – P. 1523–1525.

A METHOD FOR CONSTRUCTING A FREQUENCY ANALYZER OF QUASI-STATIONARY SIGNALS

Alexander Kolokolov, V.A. Trapeznikov Institute of Control Sciences of Russian Academy of Sciences, Moscow, Cand.Sc. (kolokolov_as@mail.ru).

Igor Lubinsky, V.A. Trapeznikov Institute of Control Sciences of Russian Academy of Sciences, Moscow, Cand.Sc. (lubianat@mail.ru).

Viktor Yachno, V.A. Trapeznikov Institute of Control Sciences of Russian Academy of Sciences, Moscow, Russian Federation, Cand.Sc. (vic_iakhno@mail.ru).

Abstract: A method for frequency analysis of polyharmonic signals based on the time-frequency processing of the spectral pattern is proposed. The amplitude spectrum is determined in two steps in the proposed method. The amplitude spectrum of the analyzed signal is estimated by a comb of digital bandpass filters with highly overlapping frequency characteristics at the first stage. In order to find the amplitude spectrum, the output signals of the bandpass filters are rectified and smoothed by lowpass filters. At the second stage, the obtained spectrum is processed using a single-layer network of neural-like elements with delayed lateral inhibitory connections. The use of such a network allows to improve the characteristics of the frequency analyzer, namely, for a given accuracy and frequency resolution, to significantly reduce both the spectral envelope pulsations and the analysis time, which makes it possible to analyze shorter signals. The performance of the proposed method was tested with examples of harmonic and speech signal analysis for the case of using a comb of second-order digital bandpass filters with equal relative bandwidths and central frequencies evenly spaced on a logarithmic frequency scale. Such a choice of filter parameters of a frequency analyzer ensured equal accuracy of the analysis of the harmonic components of the signal under study.

Keywords: signal processing, spectrum analyzer, harmonic and speech signal, level of pulsation.

УДК 519.246.87

ББК 22.32 32.811

DOI: 10.25728/ubs.2019.78.5

Статья представлена к публикации членом редакционной коллегии В.М. Вишневским.

Поступила в редакцию 08.06.2018.

Опубликована 31.03.2019.