

Теория сигналов и систем

УДК 621.391.823

А.Я. Калюжный, д-р физ.-мат. наук

Адаптивное подавление полигармонических помех при флуктуациях частоты основного тона

Рассмотрена задача подавления помех, представляющих собой суперпозицию квазигармонических компонент с частотами, кратными некоторой частоте основного тона. Предложен метод подавления таких помех на основе многополосной режекторной фильтрации с интерполяцией. В отличие от ранее известных данный метод фильтрации может применяться при произвольном соотношении между частотой дискретизации входных сигналов и частотой основного тона помехи. Также предложена относительно несложная в реализации и устойчивая в работе процедура оценивания частоты основного тона. Эффективность предлагаемого метода подавления подтверждена выполненным в работе имитационным экспериментом.

The task of interference suppression, which consists from quasi-harmonic components with frequencies multiple to some fundamental frequency, is considered. The comb filter with interpolation to reject interference is proposed. In contrast to earlier known filters the proposed one can be applied at arbitrary ratio between sampling rate of input signals and fundamental frequency of the interference. In addition rather simple in implementation and steady in working the estimation procedure for fundamental frequency of interference is proposed. Efficiency of the proposed technique is confirmed by means of computer simulation.

Ключевые слова: аудио сигналы, регистрация, сетевые наводки, подавление помех, квазигармонические компоненты, гребенчатый фильтр, интерполяция, оценивание, частота основного тона, имитационное моделирование.

Введение

В процессе регистрации аудио сигналов на долговременные носители информации полезный сигнал нередко подвергается воздействию помех, представляющих собой суперпозицию квазигармонических компонент с частотами, кратными некоторой частоте основного тона F_0 . Такие помехи возникают, например, в результате наводок напряжения питающей сети переменного тока с $F_0 = 50$ Гц на входные цепи устройств регистрации сигналов.

Из-за перегрузки входных цепей сетевая наводка часто порождает гармоники с частотами $f_k = k \cdot F_0$, где $k = 1, 2, \dots, M$. При этом общее количество M компонент наводки, воспринимаемых слуховым аппаратом человека, определяется не только интенсивностью помехи, но и свойствами субъективного восприятия, для которого характерно подчеркивание острых пиков в спектре сигнала [1].

Цифровые устройства очистки аудио сигналов от полигармонических помех обычно представляют собой режекторные (т. е. «вырезающие») фильтры с M относительно узкими полосами непропускания, настроенными на частоты f_k . Известны два основных способа построения таких фильтров:

- каскадное соединение M однополосных цифровых фильтров, каждый из которых настроен на одну из частот непропускания $f_k = k \cdot F_0$, $k = 1, 2, \dots, M$;
- использование гребенчатого цифрового фильтра, имеющего множественные полосы непропускания в окрестностях частот f_k .

Так, в работе [2] описан многокаскадный цифровой фильтр, коэффициент передачи которого в области z -преобразования имеет вид

$$H(z^{-1}) = \frac{A(z^{-1})}{A(\rho_0 z^{-1})},$$

где

$$A(z^{-1}) = \prod_{k=1}^M (1 + \alpha_k \cdot z^{-1} + z^{-2}),$$

$$\alpha_k = -2 \cdot \cos(2\pi \cdot k \cdot F_0),$$

$0 < \rho_0 < 1$ – константа, определяющая ширину полосы режекции полигармоник. Данный фильтр имеет нулевые коэффициенты пропускания для частот $f_k = k \cdot F_0$, $k = 1, 2, \dots, M$, где M – количество каскадов фильтра. Однако при интенсивной помехе общее число компонент, воспринимаемых слуховым аппаратом, может быть очень велико (десятки и сотни), что требует увеличения количества каскадов и соответствующего нарастания сложности технической реализации. Поэтому данный способ подавления применяется при относительно небольшом количестве квазигармоник $M = 3 \dots 5$.

В работе [3] описан иной метод подавления полигармонических помех, основанный на использовании цифрового гребенчатого фильтра невысокого порядка, который имеет множественные полосы непропускания в окрестностях частот $f_k = k \cdot F_0$. Коэффициент передачи такого фильтра в области z-преобразования имеет вид

$$H(z^{-1}) = \frac{1 - z^{-N}}{1 - \rho_0 \cdot z^{-N}},$$

что соответствует алгоритму фильтрации

$$y(n\Delta t) = x(n\Delta t) - x((n-N)\Delta t) + \rho_0 \cdot y((n-N)\Delta t). \quad (1)$$

В этих выражениях параметр $0 < \rho_0 < 1$ имеет тот же смысл, что и выше, а N – целое число интервалов дискретизации, которые укладываются на периоде основного тона, т. е. $N = f_s / F_0$, где f_s – частота дискретизации входного сигнала $x(t)$. Нетрудно видеть, что при условии кратности частоты дискретизации f_s частоте основного тона F_0 коэффициент передачи такого фильтра на частотах $f_k = k \cdot F_0$ обращается в ноль. Таким образом, при довольно простой структуре фильтр (1) обеспечивает полное подавление полигармонической помехи во всей полосе регистрации сигнала. Однако, в реальных условиях регистрации аудио сигналов частота F_0 обычно точно неизвестна и нередко подвержена флуктуациям. Тогда выполнение требования кратности частот f_s и F_0 сопряжено с необходимостью введения адаптивного управления работой аналогово-цифрового преобразователя (АЦП). К тому же, подобное управление нуждается в опорном канале измерения частоты F_0 . Задача еще более усложняется, если требуется выполнить очистку ранее выполненной записи сигнала, параметры регистрации которого не были согласованы с частотой основного тона и не отслеживали ее изменения.

В данной работе предлагается метод подавления помех, который развивает идею многополосного режекторного фильтра (1) для произвольного соотношения между частотами f_s и F_0 . Метод пригоден для применения как в режиме реального времени (т. е. непосредственно в процессе регистрации сигнала), так и в режиме отложенной обработки.

1. Многополосный гребенчатый фильтр с интерполяцией отсчетов сигнала

Предлагаемый фильтр аналогичен по структуре прототипу (1), но дополнен процедурой интерполяции отсчетов сигнала для «задержан-

ных» моментов времени, согласованных с периодом основного тона помехи. Алгоритм фильтрации имеет следующий вид:

$$y(n\Delta t) = x(n\Delta t) - \tilde{x}(n\Delta t - T_0) + \rho_0 \cdot \tilde{y}(n\Delta t - T_0). \quad (2)$$

Здесь $\tilde{x}(n\Delta t - T_0)$, $\tilde{y}(n\Delta t - T_0)$ – интерполированные отсчеты входного и выходного сигнала фильтра соответственно для момента времени, задержанного относительно текущего времени $n\Delta t$ на период основного тона $T_0 = 1/F_0$. Параметр $0 < \rho_0 < 1$ позволяет, как и в случае фильтра (1), регулировать ширину полосы режекции. В свою очередь, значения сигнала для «задержанного» момента времени $n\Delta t - T_0$ могут быть найдены по следующей интерполяционной формуле [4]:

$$\tilde{x}(n\Delta t - T_0) = \sum_{k=0}^{Q-1} C_k \cdot x((n - m_0 + k)\Delta t), \quad (3)$$

где Q – порядок интерполяции;

$$m_0 = \text{Ent}[T_0 \cdot f_s + Q/2] - (Q - 1)$$

– общий начальный сдвиг; $\text{Ent}[\cdot]$ – обозначение символа целой части числа; C_0, C_1, \dots, C_{Q-1} – коэффициенты, значения которых определяются принятым методом интерполяции. В частности, при интерполяции по Лагранжу [5]

$$C_k = \prod_{\substack{j=0 \\ j \neq k}}^{Q-1} \frac{\tilde{\tau} - \tau_j}{\tau_k - \tau_j}, \quad k = 0, \dots, Q-1,$$

где $\tilde{\tau} = T_0 - m_0\Delta t$ – остаток задержки после сдвига на m_0 интервалов дискретизации, $\tau_j = j \cdot \Delta t$ – набор задержек интерполятора. Частными случаями алгоритма (3) является ступенчатая ($Q = 1$) и линейная ($Q = 2$) интерполяция. Проанализируем характеристики предлагаемого фильтра. Как и в случае прототипа (1) его частотная характеристика (рис.1) содержит периодические «провалы» в точках режекции $f_k = k \cdot F_0$, $k = 1, 2, \dots$

При этом каждая из полос режекции представляет собой направленный вниз узкий «пик», ширину которого для уровня подавления ε можно оценить по формуле:

$$\Delta f_{\text{реж}} = \frac{2F_0}{\pi} \arcsin \left((1 - \rho_0) \sqrt{\frac{\varepsilon}{(1 + \rho_0)^2 - 4 \cdot \varepsilon \cdot \rho_0}} \right). \quad (4)$$

Результаты вычислений по формуле (4) для уровней подавления 10, 20 и 30 дБ показаны на рис. 2.

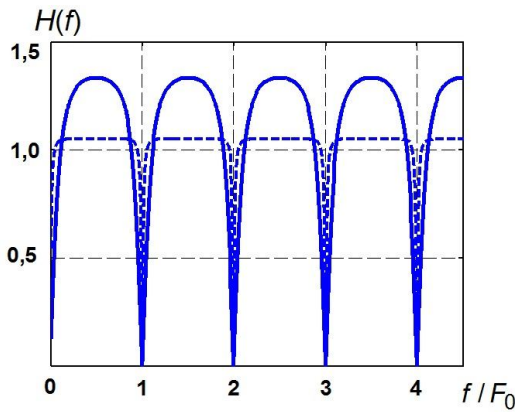


Рис. 1. Частотная характеристика фильтра (2) для $\rho_0 = 0,5$ (сплошная линия) и $\rho_0 = 0,9$ (штриховая линия). Порядок интерполяции Лагранжа $Q = 3$

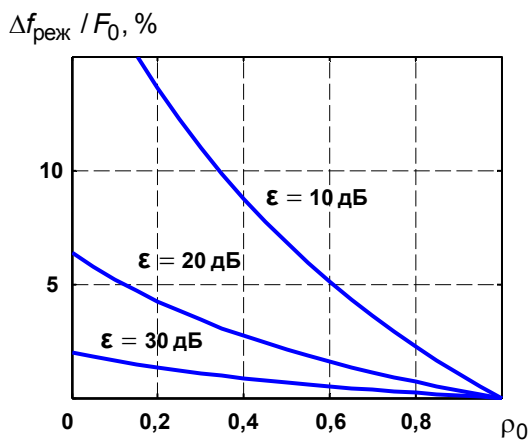


Рис. 2. Зависимость относительной полосы режекции от параметра ρ_0

Однако следует заметить, что в отличие от прототипа (1) глубина максимального подавления фильтра (2) не для всех полос достигает нулевого уровня, что обусловлено погрешностями интерполяции. Тем не менее, надлежащим выбором порядка интерполяции Q уровень подавления может быть приведен к заданному. Эту возможность подтверждают графики, приведенные на рис. 3.

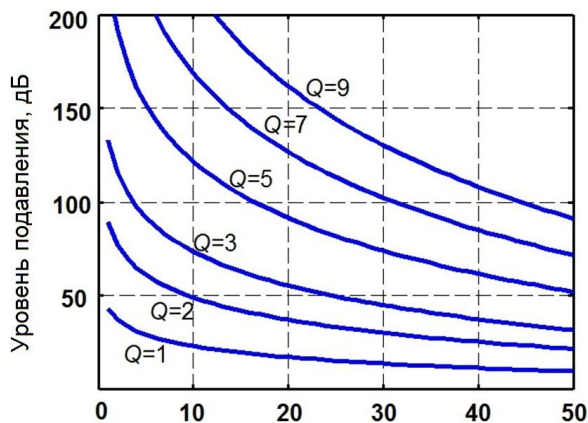


Рис. 3. Уровень подавления квазигармоник для различных порядков интерполяции Q

Расчет выполнялся для интерполяционного метода Лагранжа путем усреднения частотных характеристик фильтра по остаточной части задержки $\tilde{\tau}$, распределение которой в пределах интервала $(-\Delta t/2, \Delta t/2)$ предполагалось равномерным. Из графиков следует, что при числе гармоник не более 10 достаточно порядка интерполяции $Q = 3$. При этом обеспечивается уровень подавления помехи не менее 70 дБ. Однако по мере возрастания количества значимых по мощности и степени субъективного восприятия гармоник помехи порядок интерполяции также следует увеличивать.

2. Измерение частоты основного тона

Основной трудностью практического использования как гребенчатого фильтра (1), так и предлагаемого фильтра (2) является необходимость достаточно точной настройки по частоте основного тона. Действительно, как следует из графиков рис. 2, глубина подавления более 30 дБ обеспечивается лишь при условии, что ошибка настройки по частоте F_0 не превышает долей процента. Вследствие указанного обстоятельства для практического применения рассматриваемых методов подавления необходима адаптация к частоте F_0 . Для обеспечения адаптации применяют несколько подходов. Так, в работе [2] предлагается использовать алгоритм адаптации градиентного типа, который, однако, требует для своей реализации высоких вычислительных затрат. Кроме того, этот алгоритм не гарантирует сходимости, которая существенно зависит от выбора начального приближения. В работе [6] для оценивания частоты F_0 предлагается использовать стандартный алгоритм минимума среднеквадратической ошибки (МСКО) фильтрации. Однако ему присущи те же недостатки, что и градиентному алгоритму: невысокая скорость сходимости, зависимость от начальных условий, высокие вычислительные затраты.

В связи с указанными обстоятельствами в данной работе для решения задачи измерения частоты F_0 предлагается использовать принципиально иной подход, который широко применяется в современных технологиях кодирования речевых сигналов. В самом деле, одной из ключевых задач кодирования таких сигналов является определение частоты следования так называемых глоттальных импульсов [7], т. е. периодической модуляции воздушного потока в голосовой щели, который возбуждает речевой тракт. Период основного тона обычно находят

как временной сдвиг первого бокового максимума автокорреляционной функции (АКФ) возбуждающего процесса (рис. 4).

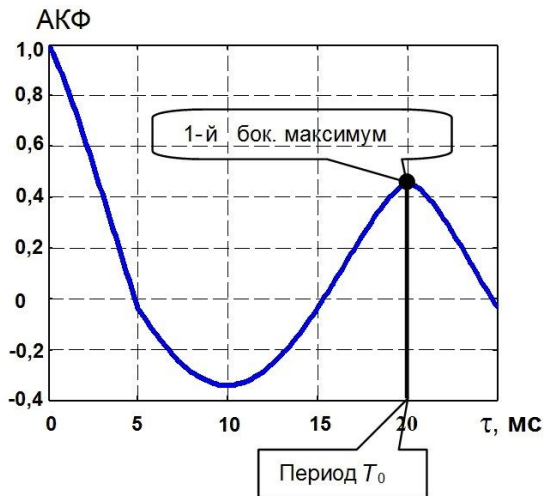


Рис. 4. Автокорреляционный метод измерения периода основного тона

Этот же метод может быть использован и для определения параметра периодичности полигармонической помехи, АКФ которой, очевидно, также обладает свойством квазипериодичности. Процедуры измерения обычно включают в себя [7] предварительную фильтрацию, оценивание АКФ и, собственно, вычисление оценки величины $T_0 = 1/F_0$. Входными данными для измерений в общем случае является смесь полезного сигнала и помехи. Предварительная фильтрация обеспечивает лучшее выделение периодических компонент помехи на фоне сигнала, что способствует снижению статистической погрешности оценки. На следующем этапе выполняется оценивание АКФ сигнала с выхода предварительного фильтра для диапазона задержек, соответствующих априорным границам изменения параметра T_0 . Оценивание производится отдельно для каждого из перекрывающихся фреймов сигнала конечной длительности в L отсчетов в соответствии с алгоритмом

$$R_q(k) = \sum_{n=M(q)+1}^{M(q)+L} y(n\Delta t) \cdot y((n+k)\Delta t),$$

где $q = 1, 2, \dots$ – номер текущего фрейма; $M(q) = (q-1) \cdot L / K_p$ – нижняя граница q -го фрейма; $K_p = 1, 2, \dots$ – целое число, определяющее коэффициент перекрытия фреймов; $k \in (N_1, N_2)$ – номера временных сдвигов, для которых вычисляется функция автокорреляции; $N_1 = \text{Ent}[T_1 \cdot f_s]$, $N_2 = \text{Ent}[T_2 \cdot f_s]$ – диапазон изменения временных сдвигов, который определяется априорными границами изменения пе-

риода основного тона $T_0 \in (T_1, T_2)$. Первый боковой максимум АКФ ищется в априорных пределах $k \in (N_1, N_2)$. Точность измерения зависит как от статистических факторов, так и от шага изменения задержки, который определяется интервалом дискретизации Δt . Для снижения систематической ошибки, связанной с конечной величиной Δt , в данной работе предлагается использовать интерполяционную формулу

$$\hat{T}_0 = \frac{k_1 \cdot (R_0 - R_2) + k_2 \cdot (R_0 - R_1) + k_0 \cdot (R_1 - R_2)}{2 \cdot (R_0 - R_2) \cdot f_s}$$

Здесь k_0 – номер сдвига, для которого зафиксировано максимальное в диапазоне $k \in (N_1, N_2)$ значение корреляции R_0 ; k_1 – номер соседнего сдвига (справа или слева от максимума), которому соответствует следующее по величине значение корреляции R_1 ; k_2 – номер соседнего сдвига, которому соответствует наименьшее из трех смежных сдвигов значение корреляции R_2 .

3. Имитационное моделирование

Экспериментальная проверка эффективности предлагаемого метода проводилась методом имитационного компьютерного моделирования. Процедура моделирования включала в себя формирование имитационной полигармонической помехи, частота основного тона которой изменялась по псевдослучайному закону. Всего в состав помехи включалось до 50 квазигармоник, комплексные амплитуды которых полагались независимыми гауссовскими случайными величинами. Дисперсии амплитуд спадали обратно пропорционально номеру гармоники. Имитационная помеха суммировалась в определенном соотношении с реальным речевым сигналом. Затем по смеси сигнала с помехой выполнялось измерение частоты основного тона F_0 на коротких фреймах обработки длительностью 100 мс. Полученные оценки параметра F_0 использовались для настройки фильтра (2), который и обеспечивал подавление полигармонических помех. Один из примеров экспериментального измерения частоты F_0 показан на рис. 5.

Данный пример соответствует ситуации, когда средние мощности помехи и речевого сигнала совпадали. При этом среднеквадратическое отклонение (СКО) измеренных и заданных значений частоты F_0 составляло менее 2%. В случае же превалирования помехи над сигналом на 10 дБ по мощности СКО снижалось до

0,5 % и дальнейшее увеличение мощности помехи при фиксированной мощности сигнала к уменьшению СКО не приводило.

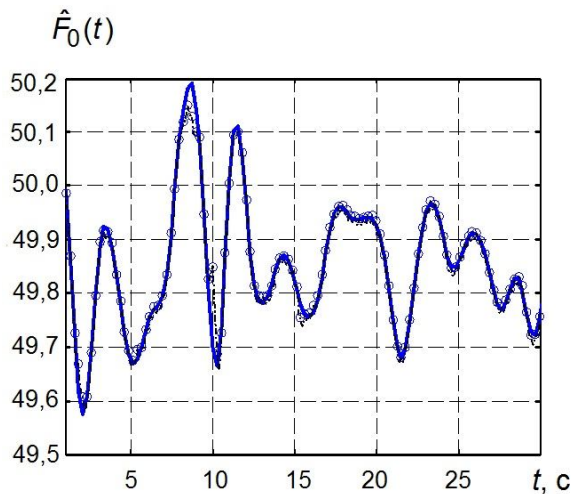


Рис. 5. Оценка частоты основного тона: сплошная линия — заданный закон изменения частоты; маркерами помечены результаты измерений

На основании данных результатов можно сделать вывод о том, что для принятых условий моделирования статистическая ошибка измерений частоты F_0 заметно проявляется лишь при соотношении между мощностью сигнала и помехи порядка 0 дБ и ниже. При этом погрешность измерений составляет несколько процентов. Если же превышение мощности помехи над сигналом достигает 10 дБ и выше, то основной вклад в погрешность измерений вносит динамическая ошибка, которая для принятых условий имитационного эксперимента составляла примерно 0,5 %.

Как уже отмечалось выше, неточность измерения частоты при узких полосах режекции может приводить к снижению степени подавления помехи. С учетом данного обстоятельства следует надлежащим образом выбирать ширину полосы режекции, что обеспечивается соответствующим значением параметра ρ_0 . Еще одной возможностью для расширения полосы режекции является каскадное соединение нескольких фильтров вида (2). В частности, при последовательном соединении двух таких фильтров полоса режекции возрастает более чем в два раза.

На рис. 6 приведены результаты подавления полигармонической помехи, полученные в условиях рассматриваемого имитационного эксперимента.

Из сопоставления представленных графиков видно, что степень подавления помех в этом случае достигает 35...40 дБ. При этом на тех

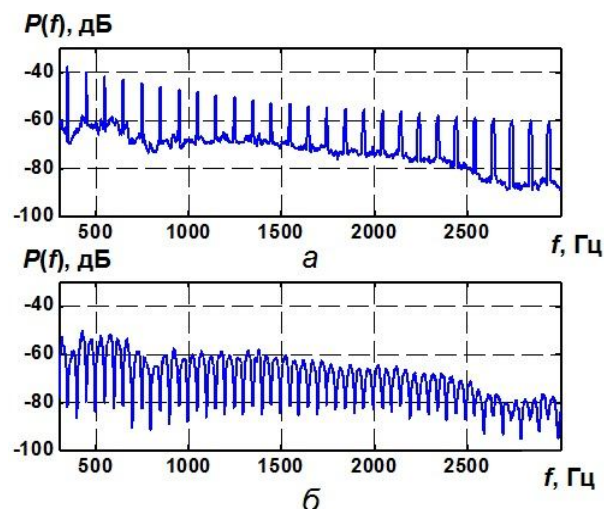


Рис. 6. Спектральная плотность мощности смеси сигнала и помехи на входе (а) и выходе (б) режекторного фильтра

частотах, где в спектре смеси сигнала с помехой присутствовали квазигармоники (рис. 6, а), после выполнения режекции образовались глубокие впадины (рис. 6, б). Однако несмотря на столь явные объективные искажения субъективное слуховое восприятие выходного речевого сигнала не выявило каких-либо заметных отличий от исходного неискаженного сигнала. Объясняется данное обстоятельство хорошо изученными в аудио акустике эффектами маскирования частот. Действительно, глубокие, но узкие «провалы» в спектре сигнала слуховой аппарат человека, как известно [1, 7], игнорирует.

Выводы

Предложен метод подавления полигармонических помех, который основан на использовании многополосного режекторного фильтра с интерполяцией отсчетов входного сигнала. В отличие от известных аналогов метод может применяться при произвольном соотношении между частотой дискретизации сигнала на входе тракта регистрации и частотой основного тона полигармонической помехи F_0 . Кроме того, предложена относительно несложная в реализации и устойчивая процедура измерения частоты F_0 , основанная на автокорреляционном методе. Эффективность предлагаемого метода подавления полигармонических помех подтверждена выполненным в работе имитационным экспериментом.

Литература

1. *Римский-Корсаков А.В.* Электроакустика. – М.: Связь, 1973. – 272 с.
2. *Nehorai A., Porat B.* Adaptive comb filtering for harmonic signal enhancement // *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing.* – 1986. – Vol. ASSP-34, № 5. – P. 1124–1138.
3. *Elliot S.J., Darlington P.* Adaptive cancellation of periodic, synchronously sampled interference // *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing.* – 1985. – Vol. ASSP-33, № 3. – P. 715–718.
4. *Калюжный А.Я.* Помехоустойчивость и направленные свойства антенных решеток с цифровым формированием направленности // *Радиотехника и электроника.* – 1990. – Т.35, № 4. – с. 758–767.
5. *Корн Г., Корн Т.* Справочник по математике для научных работников и инженеров: Пер. с англ. – М.: Наука, 1984. – 833 с.
6. *Кио S.M., Tahernezhdı M.* Frequency-domain active noise control and equalization // *IEEE Transactions on Speech and Audio Processing.* – 1997. – Vol. 5, № 4. – P. 348–358.
7. *Рабинер Л.Р., Шафер Р.В.* Цифровая обработка речевых сигналов: Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1981. – 496 с.

*Национальный технический университет Украины
«Киевский политехнический институт»*

Поступила в редакцию 12 мая 2011 г.