

СИНТЕЗ ФИЛЬТРОВ С ПОДАВЛЕНИЕМ БОКОВЫХ ЛЕПЕСТКОВ ПРИ НЕОПТИМАЛЬНОМ ПРИЕМЕ

Прозоров Д.Е., Харина Н.Л., Власов И.В., Терехов П.А.

Вятский государственный университет, кафедра радиоэлектронных средств,
610000, Киров, ул.Московская, 36, тел. (8332) 32-16-44, факс (8332)62-65-78, e-mail: res@riac.ru

Оптимальные приемные устройства, максимизирующие отношение сигнал/шум в пике выходного сигнала, формируют на выходе корреляционную функцию принимаемого сигнала. Шумоподобные сигналы (ШПС), построенные на псевдослучайных последовательностях (ПСП), подобных кодам Баркера или последовательностям Хаффмена небольшого периода, имеют автокорреляционные функции (АКФ) с относительно высоким уровнем боковых лепестков. Для подавления боковых лепестков можно использовать специальные (неоптимальные) фильтры (СФ), синтезированные таким образом, чтобы выходной сигнал имел боковые лепестки заданного уровня.

В данной работе решалась задача синтеза фильтров ПСП требующих для своей реализации минимум технических ресурсов, с учетом ограничений на уровень боковых лепестков корреляционной функции (КФ) на выходе СФ.

Цифровая реализация фильтра, осуществляющего прием дискретного сигнала $S = (\bar{s}_1, \dots, \bar{s}_N)$, имеет в общем случае вид рис. 1. Фильтр содержит регистр сдвига из K ячеек памяти для хранения оцифрованных значений выхода дискриминатора приемника; умножители на весовые коэффициенты h_1, \dots, h_K и сумматор.

Полезный эффект от использования неоптимальных фильтров достигается при соблюдении условия $K \geq N$, где N – период ПСП сигнала.

В [1] предложен метод решения подобных задач без ограничения на точность представления коэффициентов фильтра. Для минимизации технических ресурсов, необходимых при реализации СФ, можно наложить условие, при котором весовые коэффициенты фильтра будут кратны 2^n . При этом операции умножения заменяются операциями сдвига.

Компоненты

$$\Lambda = (\bar{\lambda}_1, \dots, \bar{\lambda}_M), \quad M = N + K - 1,$$

вектора взаимной корреляции сигнала S и импульсной характеристики H фильтра могут быть записаны в матричной форме следующим образом:

$$\Lambda = \mathbf{HS}, \quad (1)$$

где

$$\Lambda = \begin{bmatrix} \bar{\lambda}_1 \\ \vdots \\ \bar{\lambda}_k \end{bmatrix}, \quad S = \begin{bmatrix} \bar{s}_1 \\ \vdots \\ \bar{s}_N \end{bmatrix}, \quad H = \begin{bmatrix} h_1 & 0 & \dots & 0 \\ h_2 & h_1 & \dots & 0 \\ \vdots & h_2 & \dots & 0 \\ h_{K-1} & \vdots & \dots & h_1 \\ h_K & h_{K-1} & \dots & h_2 \\ 0 & h_K & \dots & \vdots \end{bmatrix}.$$

При этом отношение сигнал/шум по мощности на выходе фильтра равно

$$q^2 = \frac{E}{N_0} = \frac{|\bar{\lambda}_{\max}|^2}{\sum_{i=1}^N \bar{s}_i \bar{s}_i^* \sum_{i=1}^K \bar{h}_i \bar{h}_i^*}, \quad (2)$$

где E – энергия сигнала; N_0 – спектральная плотность мощности; $|\bar{\lambda}_{\max}|$ – модуль главной компоненты корреляционной функции.

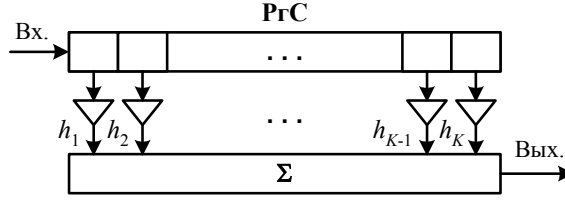


Рис. 1. Структура фильтра

Целесообразно пронормировать сигнал и весовые коэффициенты фильтра. Условие нормировки сигнала имеет вид

$$\sum_{i=1}^N \bar{s}_i \bar{s}_i^* = N \cdot \quad (3)$$

Нормировка фильтра будет зависеть от используемого критерия синтеза. С учетом (3) введем параметр

$$\rho^2 = \frac{q^2}{N} = \frac{|\bar{\lambda}_{\max}|^2}{N \sum_{i=1}^K \bar{h}_i \bar{h}_i^*} \leq 1, \quad (4)$$

показывающий, на сколько отличаются отношения сигнал/шум на выходе рассматриваемого и согласованного фильтров.

Выходные сигналы фильтра будем характеризовать параметрами [1]

$$\mu = \frac{\max(|\lambda_1|, \dots, |\lambda_M|)}{|\lambda_{\max}|}, \quad (5)$$

$$v = \frac{\left[\sum_{i=1}^M \bar{\lambda}_i \bar{\lambda}_i^* \right]^{1/2}}{|\lambda_{\max}|}, \quad (6)$$

где выбор максимума и суммирование распространяется только на боковые компоненты.

Параметры μ и v характеризуют относительный уровень боковых компонент вектора взаимной корреляции сигнала и фильтра.

Пусть $S = (\bar{s}_1, \dots, \bar{s}_N)$; $\bar{\lambda}_r$ - главная компонента; $\bar{\lambda}_1, \dots, \bar{\lambda}_m$ - боковые компоненты.

Для решения (1) введем следующие подстановки

$$\bar{h}_i = P_i(\bar{\lambda}_1, \dots, \bar{\lambda}_l) \quad i = 1, \dots, r-1, \quad (7)$$

$$\bar{h}_{K-j+1} = Q_j(\bar{\lambda}_M, \dots, \bar{\lambda}_{M-j+1}) \quad j = 1, \dots, M-r, \quad (8)$$

где P_i, Q_j - линейные формы своих переменных с заданными коэффициентами.

С учетом (7), (8) получим соотношения из $N-2$ равенств

$$\begin{cases} P_{r-(N-2)}[\bar{\lambda}_1, \dots, \bar{\lambda}_{r-(N-2)}] = Q_{(M-r)}[\bar{\lambda}_M, \dots, \bar{\lambda}_{r+1}] \\ P_{r-1}[\bar{\lambda}_1, \dots, \bar{\lambda}_{r-1}] = Q_{(M-r)-(N-2)+1}[\bar{\lambda}_M, \dots, \bar{\lambda}_{r+(N-2)}] \end{cases} \quad (9)$$

Так как P_k - линейные формы, из (9) следует, что при заданных S и K вектор-столбец боковых компонент $\Lambda' = (\bar{\lambda}_1, \dots, \bar{\lambda}_m)$ удовлетворяет соотношению

$$\mathbf{A}\Lambda' = \mathbf{0}, \quad (11)$$

где \mathbf{A} - матрица порядка $(n-1) \times m$, коэффициенты которой зависят от сигнала; $\mathbf{0} = (0, \dots, 0)$ - вектор размерности $(N-1)$.

Главная компонента определяется соотношением

$$\lambda_r = \lambda_{k+n+1} = \sum_{i=1}^n \bar{s}_i P_{m+2-i} = \bar{s}_{n+1} P_{k+1} + 2 \sum_{i=n+2}^{2n+1} \bar{s}_i P_{n+k+2-i} = R(\Lambda') = \sum_{i=1}^m r_i \lambda_i. \quad (12)$$

Определив матрицу A и форму R и можно синтезировать μ -фильтр либо ν -фильтр.

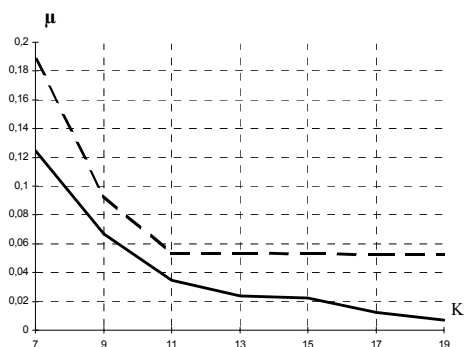


Рис. 2. Зависимость параметра μ фильтра кода Баркера, от числа отводов K

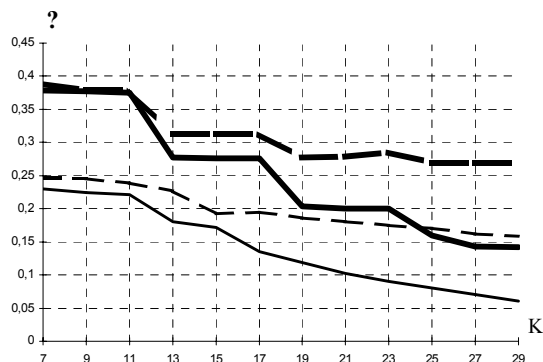


Рис. 3. Зависимость параметра μ фильтров кода Баркера (толстые линии) и Хаффмена (тонкие линии), от числа отводов K

В качестве примера рассмотрены фильтры кодов Баркера (тонкие линии) и Хаффмена (толстые линии). На рис. 2 и 3 приведены графики зависимости параметров μ и ν от числа элементов памяти K без ограничения на разрядность весовых коэффициентов фильтра (сплошные линии), и при введении ограничения на точность представления коэффициентов фильтра числами 2^n (пунктирные линии).

Из анализа графиков (рис. 2 и 3) следует, что введение ограничений на значения весовых коэффициентов фильтра приводит к росту уровня боковых лепестков корреляционной функции по сравнению с фильтром с точными значениями коэффициентов. При этом фильтры сигналов различных классов обеспечивают сопоставимое изменение уровня боковых компонент корреляционной функции при представлении коэффициентов фильтра степенями 2. Увеличивая точность представления весовых коэффициентов фильтра можно добиться компромиссного решения между уровнем подавления боковых лепестков корреляционной функции и техническими затратами на реализацию фильтра.

Литература

1. Амиантов И.Н. Избранные вопросы статистической теории связи. - М.: Сов. радио, 1971, - 416 с.
2. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. - М.: Сов.радио, 1966, 679 с.
3. Петров Е.П., Харина Н.Л., Власов И.В. Синтез сопряженных фильтров подавления корреляционных шумов \ X Международная конференция "Радиолокация, навигация, связь" RLNC-2004 – Воронеж: 2004, с 162-166.

