

А. Н. ЗЕЛЕНИН, канд. техн. наук, А. И. КОСТРОМИЦКИЙ,
Д. В. БОНДАРЬ, канд. техн. наук

СИНТЕЗ ФОРМИРУЮЩЕГО ФИЛЬТРА ИМИТАТОРА ЗАМИРАНИЙ В КАНАЛЕ СЕТИ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ

Рассматривается задача синтеза фильтров с произвольной требуемой частотной зависимостью коэффициента передачи. Задача аппроксимации решается градиентным компенсационным методом идентификации с параллельной моделью. Предложенный подход проиллюстрирован на примере синтеза формирующего фильтра имитатора замираний в канале сети мобильной связи.

Обеспечение устойчивой и качественной связи между мобильными абонентами телекоммуникационных сетей требует решения ряда сложных задач, обусловленных многолучевостью радиоканала. В этой связи была и остается актуальной проблема учета замираний огибающей передаваемого сигнала.

Одним из этапов отработки методов борьбы с замиранием огибающей сигнала являются испытания средств связи как в лабораторных, так и полевых условиях. Ввиду сложности и высокой стоимости полевых испытаний (натурный эксперимент), они, как правило, проводятся на завершающем этапе постановки сети. Основная цель полевых испытаний – демонстрация готовности телекоммуникационной сети (системы) к эксплуатации в условиях потребителя.

Опыт разработчиков сетевых технологий и постановщиков сетей связи свидетельствует о том, что большую часть времени на проектирование, разработку и постановку сети занимают лабораторные испытания с привлечением технических средств имитационного моделирования важнейших элементов сети [1].

При разработке имитатора замираний в канале беспроводной системы связи учтено, что если число приходящих к абоненту лучей с нескольких различных случайным образом выбранных направлений достаточно велико и среди них нет луча, соответствующего трассе прямой видимости, то [1]:

– огибающая принятого флуктуирующего сигнала имеет рэлеевское распределение с плотностью вероятности, определяемой соотношением:

$$P(U) = \frac{U}{\sigma^2} e^{-\frac{U^2}{2\sigma^2}}, \quad (1)$$

где U – уровень огибающей немодулированной несущей; σ^2 – средняя мощность несущей;

– закон распределения спектральной плотности мощности рэлеевского случайного процесса

$$S(f) = \begin{cases} \frac{\sigma^2}{\pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{f_D^2 - f^2}} & \text{при } |f| \leq f_D, \\ 0 & \text{при } |f| > f_D, \end{cases} \quad (2)$$

где f_D – максимальная доплеровская частота;

– замирания из-за многолучевости могут быть рассмотрены как мультипликативный комплексный стационарный гауссовский процесс, который для целей практических исследований в достаточной мере характеризуется функцией $S(f)$ (2).

Эти положения и могут быть использованы для разработки имитатора замираний в канале. Для этого в концептуальную схему имитатора рэлеевских замираний [1] необходимо ввести последовательно соединенные источник аддитивного белого гауссова шума (АБГШ) с

равномерной во всем частотном диапазоне спектральной плотностью мощности и формирующий фильтр, частотная характеристика которого аппроксимирует спектральную характеристику рэлеевского случайного процесса (рис. 1).

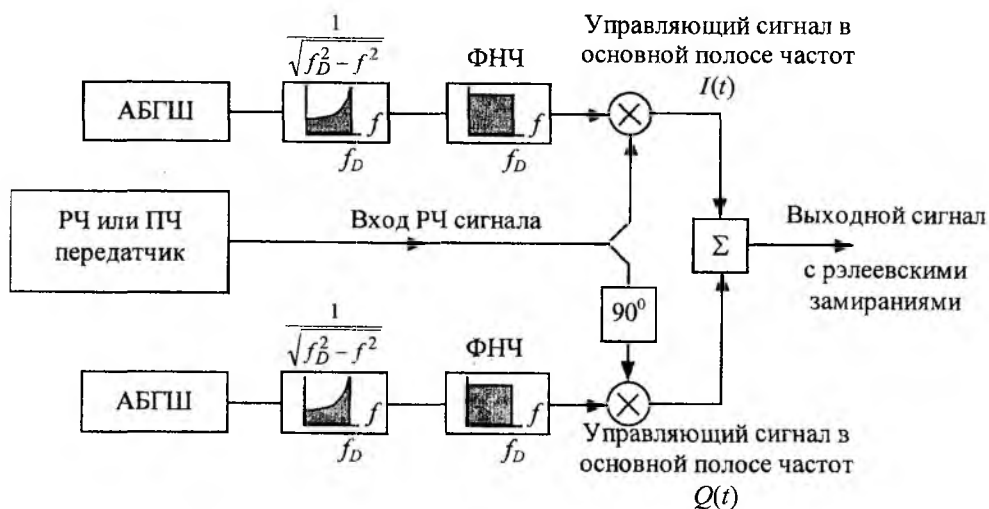


Рис. 1

Реальными электронными радиоустройствами сформировать частотную характеристику формирующего фильтра вида (2) невозможно (в основном из-за потерь в устройствах, в том числе обусловленных и наличием в них резистивных элементов). Но очевидно, что чем выше порядок формирующего фильтра, тем точнее можно аппроксимировать характеристику (2) во всем диапазоне частот кроме, естественно, окрестности частоты $f = f_D$. Однако с повышением порядка сложность формирующего фильтра увеличивается и его настройка усложняется, поэтому необходимо найти компромисс: обеспечить достаточную точность аппроксимации при приемлемой сложности настройки формирующего фильтра.

Чтобы выбрать схему формирующего фильтра, состоящего из последовательно включенных звеньев I и II порядков и рассчитать номиналы его элементов, необходимо представить передаточную функцию фильтра $W_\phi(p)$ в виде

$$W_\phi(p) = \prod_{i=1}^{N_1} W_i^{(1)}(p) \cdot \prod_{k=1}^{N_2} W_k^{(2)}(p) = \prod_{i=1}^{N_1} \frac{p + \omega_{oi}}{p + \omega_{xi}} \cdot \prod_{k=1}^{N_2} \frac{p^2 + \frac{\omega_{ok}}{Q_{ok}} p + \omega_{ok}^2}{p^2 + \frac{\omega_{xk}}{Q_{xk}} p + \omega_{xk}^2}, \quad (3)$$

где p – комплексная частота; $W_i^{(1)}(p)$ и $W_k^{(2)}(p)$ – операторные передаточные функции звеньев I и II порядков соответственно; ω_{oi} , ω_{ok} и ω_{xi} , ω_{xk} – частоты нулей и полюсов; Q_{ok} , Q_{xk} – добротности нулей и полюсов передаточных функций звеньев II порядка.

Порядок формирующего фильтра определяется выражением

$$N = N_1 + 2 \cdot N_2, \quad (4)$$

где N_1 и N_2 – количество звеньев I и II порядка соответственно.

Задача синтеза формирующего фильтра формализуется следующим образом.

1. Задается значение частоты f_D .
2. Выбирается порядок N фильтра.
3. С учетом выбранного порядка N формирующего фильтра выбирается структура передаточной функции (3).

4. Рассчитываются коэффициенты (или же частоты нулей, полюсов и добротности) функции (3), при которых $|W_{\Phi}(p)|^2$ по выбранному критерию $I(\varepsilon)$ достаточно точно аппроксимирует (2). Как правило [4], при этом используется критерий минимума СКО т.е.

$$I(\varepsilon) = \int_0^{f_{\max}} \left(S(f) - |W_{\Phi}(j2\pi f)|^2 \right)^2 df \rightarrow \min, \quad (5)$$

где $\varepsilon = S(f) - |W_{\Phi}(j2\pi f)|^2$ – рассогласование между требуемой характеристикой $S(f)$ и имеющейся $|W_{\Phi}(j2\pi f)|^2$.

5. Выбирается схемное решение для полученной функции $W_{\Phi}(p)$ и производится расчет номиналов элементов формирующего фильтра.

При выборе структур передаточных функций учтем следующее:

1. Учитывая характер функции $S(f)$ (2) а также то, что настройка фильтров высоких порядков заметно усложняется [3], можно ограничить порядок формирующего фильтра: $N \leq 6$.

2. Обеспечить требуемый порядок ($N \leq 6$) в соответствии с (4) можно комбинацией различного количества звеньев I и II порядка.

3. Порядок числителя $W_{\Phi}(p)$ должен быть не более чем $N - 3$, (в этом случае возможно будет обеспечить спад $|W_{\Phi}(j2\pi f)|$ (АЧХ формирующего фильтра) в полосе подавления ≈ 18 дБ/октаву, что является достаточным для практических целей [1]).

Для исследований были отобраны модели с различными структурами, удовлетворяющими вышеуказанным ограничениям. Наилучшие результаты были получены со структурами передаточных функций $W_{\Phi_s}(p)$ вида:

$$W_{\Phi_1}(p) = K \cdot \frac{\omega_{o1}^2}{p^2 + \frac{\omega_{x1}}{Q_{x1}}p + \omega_{x1}^2} \cdot \frac{\omega_{o2}^2}{p^2 + \frac{\omega_{x2}}{Q_{x2}}p + \omega_{x2}^2}, \quad (6)$$

$$W_{\Phi_2}(p) = K \cdot \frac{\omega_{o1}^2}{p^2 + \frac{\omega_{x1}}{Q_{x1}}p + \omega_{x1}^2} \cdot \frac{\omega_{o2}^2}{p^2 + \frac{\omega_{x2}}{Q_{x2}}p + \omega_{x2}^2} \cdot \frac{\omega_{o3} p + \omega_{o3}^2}{p^2 + \frac{\omega_{x3}}{Q_{x3}}p + \omega_{x3}^2}, \quad (7)$$

$$W_{\Phi_3}(p) = K \cdot \frac{\omega_{o1}^2}{p^2 + \frac{\omega_{x1}}{Q_{x1}}p + \omega_{x1}^2} \cdot \frac{\omega_{o2}^2}{p^2 + \frac{\omega_{x2}}{Q_{x2}}p + \omega_{x2}^2} \cdot \frac{p^2 + \frac{\omega_{o3}}{Q_{o3}}p + \omega_{o3}^2}{p^2 + \frac{\omega_{x3}}{Q_{x3}}p + \omega_{x3}^2}. \quad (8)$$

При $f=0$ из (2) следует $S(0) = \frac{\sigma^2}{\pi f_D}$. Если принять $\omega_{ok} = \omega_{xk}$ в (6) – (8), то получим

$$|W_{\Phi_s}(0)| = K. \text{ Для минимизации (5) необходимо чтобы } |W_{\Phi_s}(0)|^2 = S(0). \text{ Тогда } K = \frac{\sigma}{\sqrt{\pi f_D}},$$

$$W_{\Phi_1}(p) = \frac{\sigma}{\sqrt{\pi f_D}} \cdot \frac{\omega_{x1}^2}{p^2 + \frac{\omega_{x1}}{Q_{x1}}p + \omega_{x1}^2} \cdot \frac{\omega_{x2}^2}{p^2 + \frac{\omega_{x2}}{Q_{x2}}p + \omega_{x2}^2}, \quad (9)$$

$$W_{\phi_2}(p) = \frac{\sigma}{\sqrt{\pi f_D}} \cdot \frac{\omega_{x1}^2}{p^2 + \frac{\omega_{x1}}{Q_{x1}} p + \omega_{x1}^2} \cdot \frac{\omega_{x2}^2}{p^2 + \frac{\omega_{x2}}{Q_{x2}} p + \omega_{x2}^2} \cdot \frac{K_3 \frac{\omega_{x3}}{Q_{x3}} p + \omega_{x3}^2}{p^2 + \frac{\omega_{x3}}{Q_{x3}} p + \omega_{x3}^2}, \quad (10)$$

$$W_{\phi_3}(p) = \frac{\sigma}{\sqrt{\pi f_D}} \cdot \frac{\omega_{x1}^2}{p^2 + \frac{\omega_{x1}}{Q_{x1}} p + \omega_{x1}^2} \cdot \frac{\omega_{x2}^2}{p^2 + \frac{\omega_{x2}}{Q_{x2}} p + \omega_{x2}^2} \cdot \frac{p^2 + K_3 \frac{\omega_{x3}}{Q_{x3}} p + \omega_{x3}^2}{p^2 + \frac{\omega_{x3}}{Q_{x3}} p + \omega_{x3}^2}. \quad (11)$$

Важным вопросом является определение полосы частот, в которой производится расчет функционала (5). Необходимость расчета в полосе $[0, f_D)$ не вызывает сомнений. Учет неограниченной полосы (f_D, ∞) невозможен, поэтому необходимо ее ограничить: (f_D, f_{\max}) . С увеличением f_{\max} увеличивается доля составляющей рассогласования в (5) в диапазоне частот выше f_D , а с уменьшением f_{\max} — преобладающим в (5) становится отличие $|W_{\phi}(j2\pi f)|^2$ от $S(f)$ в диапазоне частот $[0, f_D)$.

Определение коэффициентов функции (3) для обеспечения (5) можно проводить либо аналитически, либо используя методы идентификации. Учитывая сложный характер функционала (5), воспользуемся методами идентификации (в частности программой Identification V.01 [2]).

При идентификации использовался функционал вида

$$I_s = \frac{1}{M} \sum_{\substack{i=0 \\ i \neq D}}^M \left(S(i \cdot \Delta f) - |W_{\phi_s}(j2\pi \cdot i \cdot \Delta f)|^2 \right)^2,$$

где $M = f_{\max}/\Delta f$, $D = f_D/\Delta f$ и $\Delta f = 1$ Гц.

Зависимости $|W_{\phi_s}|^2$, полученные в результате идентификации для $f_D = 120$ Гц, $f_{\max} = 200$ Гц и соответствующие значения функционалов I_s отражены на рис. 2 (кривая 1 соответствует $|W_{\phi_1}(j2\pi f)|^2$; 2 — $|W_{\phi_2}(j2\pi f)|^2$; 3 — $|W_{\phi_3}(j2\pi f)|^2$; 4 — $S(f)$).

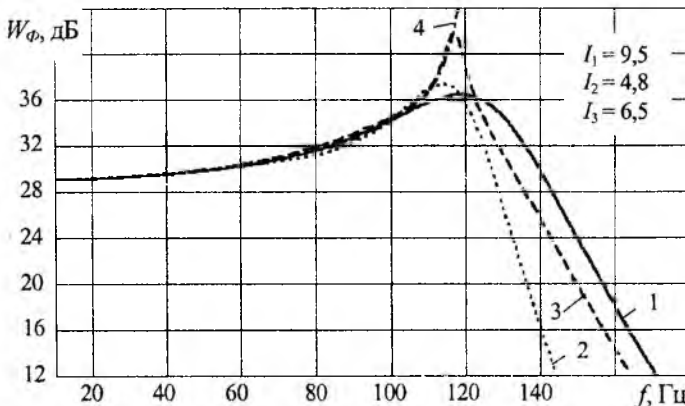


Рис. 2

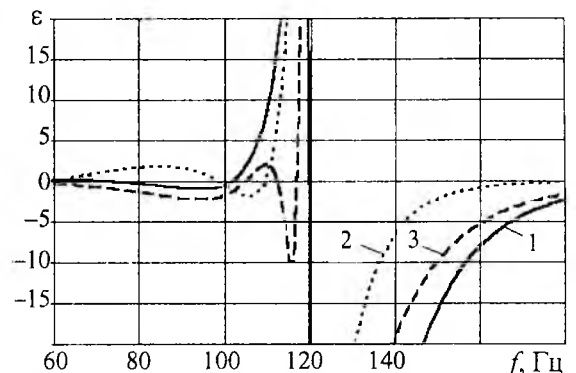


Рис. 3

Сравнивая I_s , определяем, что лучшей по выбранному критерию является структура, выраженная передаточной функцией (10) с параметрами $\omega_{x1} = 2\pi \cdot 113$ рад/с; $Q_{x1} = 0,57$; $\omega_{x2} = 2\pi \cdot 119$ рад/с; $Q_{x2} = 4,6$; $\omega_{x3} = 2\pi \cdot 101$ рад/с; $Q_{x3} = 0,7$; $K_3 = 0,194$ ($I_2 = 4,8$).

Хороший результат также получился со структурой (11) с параметрами $\omega_{x1} = 2\pi \cdot 114$ рад/с; $Q_{x1} = 0,568$; $\omega_{x2} = 2\pi \cdot 123$ рад/с; $Q_{x2} = 2,4$; $\omega_{x3} = 2\pi \cdot 117$ рад/с; $Q_{x3} = 17$; $K_3 = 1,55$ ($I_3 = 6,5$).

Структура фильтра, описываемая (9), значительно уступает структурам (10) и (11) ($I_1 = 9,5$). Сказанное иллюстрируется также зависимостями $\varepsilon_s(f) = S(f) - |W_{\Phi_s}(j2\pi f)|^2$, приведенными на рис. 3 (кривая 1 соответствует зависимости $\varepsilon_1(f)$; 2 - $\varepsilon_2(f)$; 3 - $\varepsilon_3(f)$).

Для реализации многокаскадного формирующего фильтра, описываемого одним из выражений (9) – (11), могут быть выбраны различные схемные решения отдельных каскадов [3], которые должны отвечать следующим требованиям:

- возможность получения как больших, так и малых добротностей;
- невысокая чувствительность параметров фильтра к отклонениям значений элементов от номинальных;
- простота настройки; в идеале – независимая настройка Q , K и ω_x .

В [1] указано, что для большинства применений подвижной радиосвязи в диапазоне частот 900 МГц частота f_D лежит в пределах примерно 100...125 Гц, поэтому определяющим фактором при выборе схемы является то, что при изменении требований к формирующему фильтру по f_D , необходимо будет произвести перерасчет номиналов элементов и фактически собрать новый фильтр. Этого можно избежать, если использовать в качестве базового звена управляемый фильтр на основе схемы с переменными параметрами [3], перестройка которой осуществляется путем изменения постоянных времени интеграторов. Эта схема удобна тем, что в ней имеется несколько выходов (ФНЧ, ПФ, ФВЧ), что отвечает поставленным выше требованиям.

На рис. 4 показана функциональная схема, а на рис. 5 – топологическая модель управляемого фильтра второго порядка.

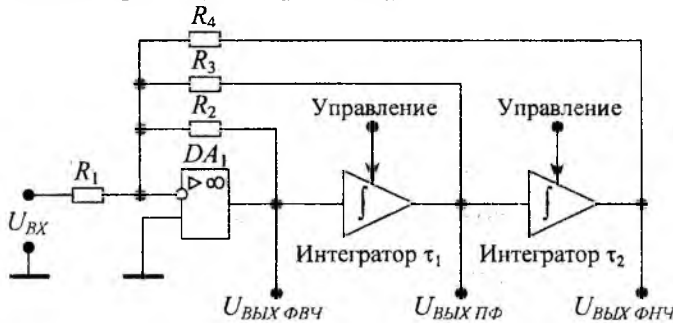


Рис. 4

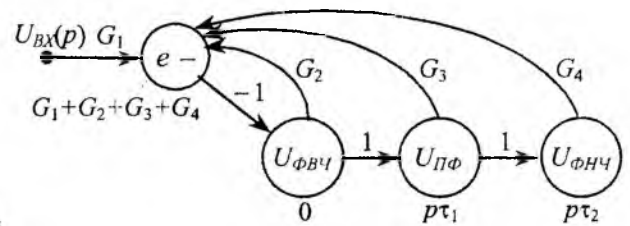


Рис. 5

Данная схема описывается следующими выражениями [3]:
передаточные функции:

$$\text{ФНЧ: } W_{\text{ФНЧ}}(p) = \frac{-\frac{R_2}{R_1\tau_1\tau_2}}{p^2 + p\left(\frac{R_2}{R_3\tau_1}\right) + \frac{R_2}{R_4\tau_1\tau_2}}, \quad (12)$$

$$\text{ПФ: } W_{\text{ПФ}}(p) = \frac{-\frac{R_2}{R_1\tau_1}p}{p^2 + p\left(\frac{R_2}{R_3\tau_1}\right) + \frac{R_2}{R_4\tau_1\tau_2}}, \quad (13)$$

$$\text{ФВЧ: } W_{\text{ФВЧ}}(p) = \frac{-\frac{R_2}{R_1} p^2}{p^2 + p \left(\frac{R_2}{R_3 \tau_1} \right) + \frac{R_2}{R_4 \tau_1 \tau_2}}; \quad (14)$$

максимальные коэффициенты передачи в полосах пропускания:

$$\text{ФНЧ: } K_H = -\frac{R_4}{R_1}, \quad \text{ПФ: } K_{\text{ПЕЗ}} = -\frac{R_3}{R_1}, \quad \text{ФВЧ: } K_B = -\frac{R_2}{R_1};$$

$$\text{частота полюса } \omega_x = \sqrt{\frac{R_2}{R_4 \tau_1 \tau_2}}; \quad \text{добротность } Q_F = \frac{\tau_1 R_3}{R_2} \omega_x = \sqrt{\frac{R_3^2 \tau_1}{R_2 R_4 \tau_2}}.$$

Из этих соотношений видно, что меняя постоянные времени интеграторов τ_1 и τ_2 , можно управлять параметрами Q_F , ω_x и шириной полосы пропускания независимо от коэффициентов передачи фильтра K_H , $K_{\text{ПЕЗ}}$ и K_B . Если изменять τ_1 и τ_2 в одинаковой пропорции, то можно управлять частотой ω_x , не затрагивая Q_F , что и требуется в рассматриваемом случае, так как при изменении частоты f_D , например в два раза, для настройки формирующего фильтра необходимо изменить частоты ω_{xk} также в два раза.

Оптимальным выбором для реализации описанной структуры (рис. 4) являются микросхемы фильтров с коммутируемыми конденсаторами, серийно выпускаемые промышленностью. В этих микросхемах постоянные интегрирования обоих интеграторов равны, т.е. $\tau_1 = \tau_2$. Для практической реализации фильтра необходимы внешние резисторы и синхронизирующий сигнал, частота которого пропорциональна частоте полюса передаточной функции.

Структурная схема многокаскадного фильтра с передаточной функцией вида (11) изображена на рис. 6.

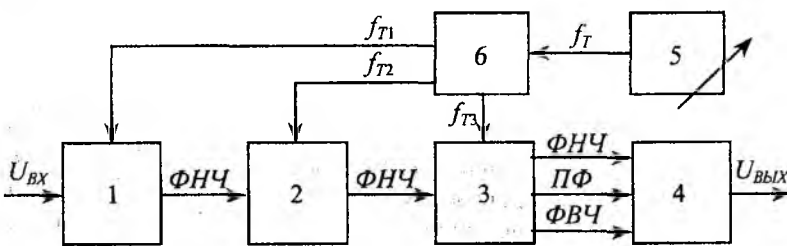


Рис. 6

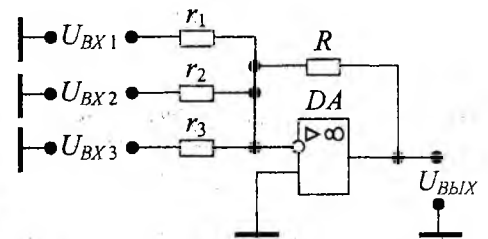


Рис. 7

Блоки 1, 2 и 3 реализованы по схеме управляемого фильтра II порядка (рис. 4); блок 4 представляет собой инвертирующий сумматор, например по схеме рис. 7; блок 5 – генератор тактовых импульсов f_T ; блок 6 – формирователь синхронизирующих импульсов f_{T1} , f_{T2} и f_{T3} , определяющих частоты полюсов ω_{x1} , ω_{x2} и ω_{x3} , представляющий собой делитель частоты f_T в требуемое число раз. Блоки 3 и 4 совместно реализуют третий каскад фильтра (третий сомножитель в выражении (11)). Если разорвать связь ФВЧ между блоками 3 и 4, то можно получить структуру фильтра, соответствующую (10).

Перестройкой генератора 5 можно изменять частоту f_T , и тем самым изменять частоту f_D .

Для упрощения настройки формирующего фильтра удобно положить максимальные коэффициенты передачи блоков 1 – 3 по выводу ФНЧ и ФВЧ равными единице. Тогда в схеме рис. 5 $R_1 = R_2 = R_4$, частота полюса полностью определяется постоянными интегрирования, а

$$\text{так как } \tau_1 = \tau_2 = \tau, \text{ то частота полюса } \omega_x = \frac{1}{\tau} \text{ и добротность } Q_F = |K_{\text{ПЕЗ}}| = \frac{R_3}{R_1}.$$

Общее усиление K и коэффициент передачи по выходу ПФ K_3 в выражении (11) можно обеспечить в блоке 4 (рис. 7).

Расчет номиналов элементов 1 и 2 каскадов рекомендуется производить в такой последовательности:

- задавшись входным сопротивлением формирующего фильтра R_{BX} , принимаем для 1 – 3 блоков (схема рис. 5):

$$R_{1k} = R_{2k} = R_{4k} = R_{BX},$$

- номинал резистора R_3 в блоках 1 – 3 определяет добротность полюса, поэтому:

$$R_{3k} = R_{BX} \cdot Q_{xk},$$

- задавшись значением $r_1 = r_3 = r$, рассчитываем сопротивление R в блоке 4 (схема рис. 7):

$$R = r \cdot K,$$

- рассчитываем сопротивление r_2 в блоке 4 (схема рис. 7) из соотношения $\frac{R}{r_2} = \frac{K \cdot K_3}{|K_{PE3}|}$:

$$r_2 = \frac{R \cdot |K_{PE3}|}{K \cdot K_3} = \frac{R \cdot Q_{x3}}{K \cdot K_3},$$

- рассчитываем тактовую частоту f_T генератора 5 и коэффициенты деления счетчиковых делителей блока 6 для получения требуемых значений ω_{xk} .

Таким образом, в результате решения задачи синтеза формирующего фильтра для имитатора радиоканала с замираниями получены структура и параметры фильтра, обладающего приемлемой для практических целей точностью аппроксимации спектральной плотности вида $1/\sqrt{f_D^2 - f^2}$; выбрано схемное решение, несложное в реализации, простое в настройке, обеспечивающее возможность изменения максимальной доплеровской частоты в процессе эксплуатации имитатора.

Описанный подход может быть использован для синтеза фильтров с отличными от типовых частотными характеристиками.

Список литературы: 1. Феер К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра: Пер. с англ. / Под ред. В.И. Журавлева. М.: Радио и связь, 2000. 520 с.: ил. 2. Способ идентификации модели сетевых каналов связи/ А.Н. Зеленин, А.И. Костромицкий, Д.В. Бондарь Патент Украины № 50385А. 3. Зеленин А.Н., Костромицкий А.И., Бондарь Д.В. Активные фильтры на операционных усилителях. 2-е изд., исправ. и доп. Харьков: Телетех, 2001. 150 с.: ил. 4. Эйхгофф П. Основы идентификации систем управления. Оценивание параметров и состояний. Пер. с англ. / Под ред. Н.С. Райбмана М.: Мир, 1975. 683 с.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 24.03.2003