

В. Н. БЫКОВ, канд. техн. наук, А. С. ВИЛЬЧИНСКИЙ,
В. А. КУЛАКОВ, А. С. СУЛТАНОВ, канд. техн. наук

ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ МЕТОДА УПЛОТНЕНИЯ КАНАЛОВ С ШУМОВЫМИ СИГНАЛАМИ

Известные методы линейного уплотнения и разделения каналов основаны на использовании в качестве канальных сигналов ансамблей ортогональных функций [1]. При временном уплотнении и разделении каналов (ВРК) — это последовательность неперекрывающихся между собой во времени импульсов; частотном уплотнении и разделении каналов (ЧРК) — любые функции, имеющие неперекрывающиеся между собой частотные спектры; уплотнении и разделении каналов по форме сигналов (РКФ) — ортогональные системы тригонометрических функций, функций Радемахера — Уолша, полиномы Лежандра, Чебышева и др. Для реализации указанных методов уплотнения каналов используются детерминированные канальные сигналы, у которых закон изменения амплитуды, частоты и фазы во времени известен.

Существует другой класс сигналов. Это так называемые широкополосные шумовые сигналы, формируемые путем модуляции по закону передаваемого сообщения широкополосной шумовой несущей по одному из параметров (амплитуда, фаза и т. п.) [2; 3]. По отношению к шумовым сигналам могут применяться все перечисленные методы уплотнения каналов, однако практическая реализация метода ЧРК шумовых сигналов с большой шириной спектра затруднена. Метод ВРК не всегда удобен вследствие дефицита времени, отводимого на передачу информации по радиолинии.

Представляет интерес метод уплотнения и разделения каналов, подобный линейному РКФ, заключающийся в том, что квазиортогональность канальных шумовых сигналов достигается путем создания некоррелированных несущих колебаний отдельных каналов, каждое из которых представляет собой стационарный случайный процесс.

Поясним сущность данного метода уплотнения каналов. Структурная схема радиолинии с шумовыми сигналами приведена на рис. 1. На передающей (ПРД) стороне радиолинии в результате сложения сигналов n формирующих каналов образуется групповой сигнал с периодической корреляционной функцией, имеющей n пиков (рис. 2), а в приемном (ПРМ) устройстве с помощью n автокорреляторов, настроенных на соответствующие пики корреляционной функции, осуществляется выделение отдельно каждого из n канальных сигналов. Сигнал на выходе каждого из уплотняемых каналов представляет собой сумму задержанной и незадержанной шумовых компонент, одна из которых промодулирована по закону

передаваемого сообщения. Сигнал на выходе ПРД определим следующим образом:

$$u_{\text{ПРД}}(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} \sum_{i=1}^n [u_{c i}(t) + u_{c i}(t - \tau_i)], \quad (1)$$

где $u_{c i}$ — модулированный сигнал на выходе канального ПРД; $1/\sqrt{2}$ — множитель, характеризующий деление шумового сигнала по мощности на два.

Отличие интервалов задержки соседних каналов составляет величину, большую времени корреляции шумового сигнала. Длительность задержки каждого канала также выбирается из этого условия:

$$|\tau_i - \tau_{i-1}| \geq (2-3)\tau_k = \frac{(2-3)}{2\Delta f_c}; \quad \tau_i \geq \frac{(2-3)}{2\Delta f_c} \quad (2)$$

($2\Delta f_c$ — полоса спектра шумового сигнала).

В линейной части приемника (ЛЧП) к сигналу добавляются внутренние шумы ПРМ, затем сигнал делится по мощности на два и на n . Запишем сигналы на двух входах каждого коррелятора:

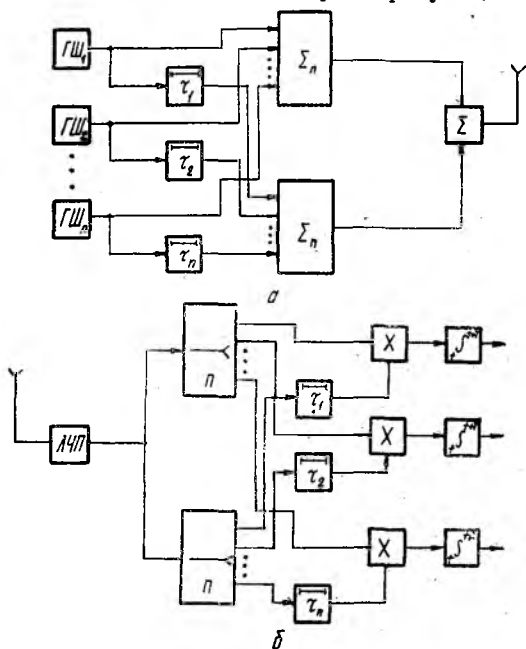


Рис. 1

$$u_1(t) = \frac{1}{2\sqrt{n}} \sum_{i=1}^n [u_{c i}(t) + u_{c i}(t - \tau_i)] + \frac{1}{\sqrt{2n}} u_{ш}(t);$$

$$u_2(t) = \frac{1}{2\sqrt{n}} \sum_{i=1}^n [u_{c i}(t - \tau_j) + u_{c i}(t - \tau_i - \tau_j)] + \frac{1}{\sqrt{2n}} u_{ш}(t - \tau_j). \quad (3)$$

Здесь τ_j — интервал задержки j -го канала ПРМ. Учитывая, что $\tau_i = \tau_j$, на выходе j -го канала ПРМ в результате статистического усреднения получаем сигнальную составляющую, пропорциональную средней мощности соответствующего канального сигнала ПРД:

$$\bar{u}_{\text{вых } j} = \frac{1}{4nT} \int_t^{t+T} u_{c j}^2(t - \tau_j) dt = \frac{1}{4n} \bar{P}_{c i}, \quad (4)$$

где $\bar{P}_{c i}$ — средняя мощность сигнала передатчика i -го канала.

Пользуясь известным выражением для отношения сигнал-шум на выходе ПРМ [4] и производя соответствующие преобразования, находим шумовую компоненту на выходе любого из каналов ПРМ. Окончательное выражение для отношения сигнал-шум $q_{\text{вых}}$ на выходе j -го канала получим в виде ✓

$$q_{\text{вых}} = \frac{1}{2\sqrt{2n}(1+q_{\text{ш}})} \sqrt{\frac{\Delta f_c}{\Delta F}}, \quad (5)$$

где $q_{\text{ш}}$ — отношение шумов приемного устройства и внешних широкополосных помех к сигналу на входе ПРМ; ΔF — полоса передаваемой информации, обратно пропорциональная времени интегрирования (накопления) сигнала в ПРМ T .

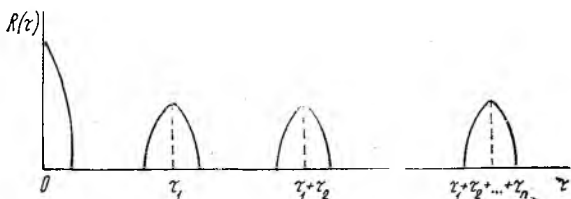


Рис. 2

Соотношение (5) позволяет оценить помехоустойчивость радиолинии с шумовыми сигналами по уровню несущего колебания без учета вида передаваемой информации. При передаче по соседним каналам многоканальной радиолинии речевых сообщений и недостаточной их декорреляции в j -м канале они будут приняты в виде сигнала, т. е. будут служить «разборчивой» помехой, которая в большей степени, чем флюктуационный шум, приводит к снижению помехоустойчивости приема. С целью оценки межканальных помех выражение (5) уточнено с учетом плавно изменяющейся относительной отстройки соседних канальных линий задержки $\Delta\tau$ и может быть представлено как

$$q_{\text{вых}} = \frac{[1 - m_j(t)] \left[1 - \frac{\sum_{i=1}^{n-1} q_i \rho_i(\Delta\tau) m_i(t)}{1 - m_j(t)} \right]}{2\sqrt{2n} \sqrt{\frac{\Delta F}{\Delta f_c} \left[(1 + q_{\text{ш}})^2 + \frac{1}{2n^2} \sum_{i=1}^{n-1} q_i \rho_i(\Delta\tau) (1 + 2\Delta f_c \Delta\tau_i) \right]}}, \quad (6)$$

где $m_j(t)$, $m_i(t)$ — модулирующая функция j -го и соседнего i -го каналов; $\rho_i(\Delta\tau)$ — коэффициент корреляции сигналов соседних j -го и i -го каналов;

$$q_i = \frac{\bar{P}_{c i}}{\bar{P}_{c j}}, \quad \bar{P}_{c. \text{вх}} = n \bar{P}_{c j}.$$

Второе слагаемое под корнем в квадратных скобках, обусловленное вкладом в шумовую компоненту составляющих вида $\rho_i(0) \rho_i(\Delta\tau)$, является малой добавкой шума и при оценке помехоустойчивости не учитывается. В связи с этим выражение (6) перепишем так:

$$q_{\text{вых}} = q_{\text{вых}0} \left[1 - \frac{\sum_{i=1}^{n-1} q_i \rho_i(\Delta\tau) m_i(t)}{1 - m_j(t)} \right] = L q_{\text{вых}0}. \quad (7)$$

Здесь $q_{\text{вых}0}$ — выходное отношение сигнал-шум в выражении (5).

На рис. 3 приведена зависимость параметра L , характеризующую

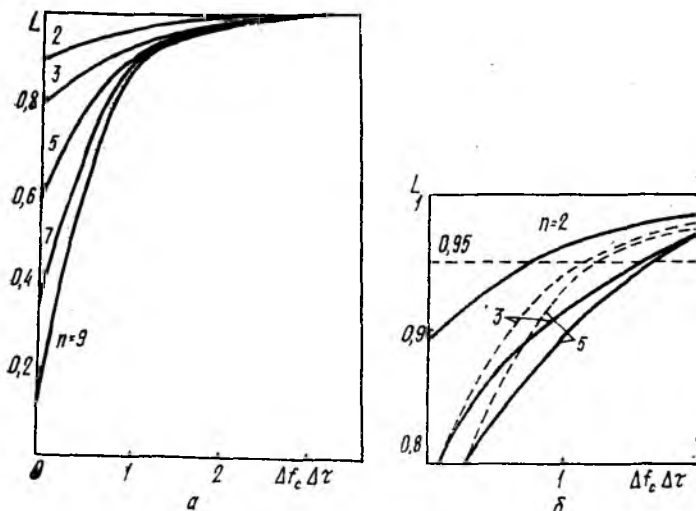


Рис. 3

щего степень снижения отношения сигнал-шум в j -м канале из-за межканальных помех, от относительной отстройки соседних канальных линий задержки. При расчетах выбрано значение модуляционной характеристики, соответствующее неискаженной передаче речи, $m_j(t) = m_i(t) = 0,1$, а также $q_i = 1$; параметром служило число каналов n . Расчеты проведены для двух случаев: корреляционные функции соседних каналов расположены симметрично относительно корреляционной функции j -го канала (рис. 3, а); корреляционные функции соседних каналов расположены с одной из сторон по отношению к корреляционной функции j -го канала, как показано на рис. 3, б. Этот случай касается расположения первого и n -го каналов многоканальной радиолнии. Второму случаю, соответствуют пунктирные кривые на рис. 3, б.

Результаты анализа выражения (7) показывают, что отношение сигнал-шум резко уменьшается с ростом числа каналов в области, где $0 < 2\Delta f_c \Delta\tau < 1$. Для $2\Delta f_c \Delta\tau \geq 2$ практически при любом коли-

честве каналов не наблюдается уменьшение отношения сигнал-шум более чем на 4—5 %.

Таким образом, предложен метод уплотнения каналов, использующий свойство статистической независимости сигналов с шумовой структурой. Полученное выражение для отношения сигнал-шум многоканальной радиолинии с шумовыми сигналами позволяет оценить помехоустойчивость радиолинии по отношению к внутренним шумам ПРМ, внешним широкополосным и межканальным помехам.

Список литературы: 1. *Радиосистемы передачи информации* / Под ред. И. М. Теплякова, М., 1982. 264 с. 2. *Харкевич А. А.* Передача сигналов модулированным шумом // *Электросвязь*. 1957. № 11. С. 42—46. 3. *Семенов А. М., Сикарев А. А.* Широкополосная радиосвязь, М., 1970. 280 с. 4. *Николаев А. Г., Перцов С. В.* Радиотеплокация, М., 1970. 132 с.

Поступила в редколлегию 03.07.87

УДК 681.326.74.06

Н. Г. БЕЛИНСКАЯ, А. Н. БЛИНКОВ, канд. техн. наук, *Т. В. ИВАНИЦКАЯ, В. А. ЛЯХОВЕЦ, В. С. МАЛЬЦЕВ, С. Л. СЫРЦОВ, В. И. ТВЕРДОХЛЕБ*

ФУНКЦИОНАЛЬНЫЙ ДИНАМИЧЕСКИЙ ТЕСТЕР ЦИФРОВЫХ УСТРОЙСТВ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

Эффективное решение задач контроля и диагностики неисправностей — необходимое условие обеспечения высокого качества цифровых устройств и систем. Сложность современных цифровых устройств такова, что затраты на выполнение операций контроля и диагностики доходят до 45 % общего объема затрат на их разработку, изготовление и эксплуатацию. Снизить затраты и повысить достоверность контроля и диагностики позволяет высокопроизводительное автоматизированное испытательное оборудование. В процессе изготовления цифровых устройств с помощью такого оборудования контролируются несмонтированные печатные платы, компоненты, устанавливаемые на эти платы (в том числе большие интегральные схемы (БИС) и сверхбольшие интегральные схемы (СБИС)), смонтированные схемные платы и устройства в целом.

Наиболее сложная из перечисленных задач — задача контроля функционирования в реальном масштабе времени и диагностики неисправностей СБИС, схемных плат и устройств через внешние разъемы. Общий алгоритм функционального контроля цифровых устройств заключается в подаче в реальном масштабе времени на входы проверяемого устройства тестовых воздействий, имитирующих входные сигналы, и одновременном сравнении реакций на выходах проверяемого устройства с эталонными реакциями.

При контроле цифровых устройств обработки сигналов применение такого алгоритма предъявляет повышенные требования к характеристикам функциональных тестеров. Это вызвано широким использованием в устройствах цифровой обработки сигналов архи-