

*М. А. ИВАНОВ***ОПТИМАЛЬНЫЙ ПРИЕМ ПОЛОСНО-ЭФФЕКТИВНЫХ ДИСКРЕТНЫХ СИГНАЛОВ С ФАЗОВО-ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ**

Анализ результатов исследований показал, что реальные перспективы дальнейшего повышения полосной эффективности цифровых каналов передачи сообщений в значительной мере связаны с применением информационных сигналов с комбинированной фазово-частотной модуляцией (ФЧМ) [1—3]. Однако широкое практическое использование ФЧМ-сигналов сдерживается рядом факторов, один из наиболее существенных среди которых обусловлен отсутствием приемлемого решения задачи оптимальной демодуляции данных сигналов [1; 2]. Разработаем оптимальный приемник узкополосных ФЧМ-сигналов для важного в теоретическом и прикладном отношениях случая их передачи по гауссовскому каналу связи с аддитивным белым шумом.

Отметим, что обеспечение достаточно высокой полосной эффективности ФЧМ-сигналов в ряде теоретически и практически важных случаев сопряжено с отказом от их ортогональности [3], прежде всего в усиленном смысле [4; 5]. Действительно, общее аналитическое соотношение для определения узкополосного ФЧМ-сигнала имеет следующий вид [3]:

$$u_{\text{ФЧМ}}(t) = U_0 \cos \left\{ \omega_0 t + \frac{1}{T} a_n \pi \mu(a_n) [t - (n-1)T] + \right. \\ \left. + \sum_{i=1}^{n-1} a_i \pi \mu(a_i) + b_n \Delta \Phi + \Phi_0 \right\}, \quad (1)$$

где U_0 , ω_0 , Φ_0 — амплитуда, несущая (центральная) частота и постоянная (медленно изменяющаяся и поэтому практически фиксированная

на промежутке времени T) составляющая начальной фазы ФЧМ-сигнала; T, t — длительность тактового интервала и текущее время; n — номер текущего символа (такта) с начала сеанса связи; a_n, b_n — значения текущего информационного символа по частотной и фазовой модулируемым координатам ФЧМ-сигнала, причем $a_n = 0; \pm 1; \pm 2; \dots; \pm [(k-1)/2]$ для нечетных k или $a_n = \pm 1; \pm 2; \dots; \pm (k/2)$ для четных k и $b_n = 0; 1; 2; \dots; l-1; k, l$ — числовые характеристики модуляционного формата «kf — lφ» ФЧМ-сигнала, определяющие количество информационных, т. е. разрешенных значений мгновенной средней частоты и начальной фазы данного сигнала; $\Delta\varphi$ — минимальный информационный сдвиг начальной фазы, обычно $\Delta\varphi = 2\pi/l = \text{const}$; $\mu(a_n)$ — текущее значение коэффициента (индекса) частотной модуляции, характеризующее сдвиг соответствующий символу a_n информационной частоты от несущей, отнесенный к полутактовой частоте π/T или, что эквивалентно, значение набега фазы за длительность такта от фазы несущей, отнесенное к π . Предельная полосная (частотная) эффективность передачи ФЧМ-сигналов достигается в случае $0 \leq \mu(a_n) \leq 1$, причем $\mu(a_n) = 0$ только для $a_n = 0$, т. е. в случае нечетного значения k и при использовании несущей частоты в качестве информационной. Кроме того, максимально достижимая помехоустойчивость полосно-эффективной передачи ФЧМ-сигналов может быть реализована лишь путем применения оптимальных модуляционных форматов данных сигналов, для которых, как правило, характерна неортогональность в обычном и, особенно, в усиленном смысле (за исключением отдельных частных случаев нечетных значений l , представляющих обычно ограниченный теоретический и практический интерес — по крайней мере в ближайший период [2; 3]).

Отмеченная неортогональность полосно-эффективных ФЧМ-сигналов (1) с учетом существенно нелинейной зависимости их от модулируемых мгновенной частоты и начальной фазы информационных колебаний означает одновременно и невозможность представления указанных сигналов в виде следующей линейной модели [5]:

$$S(t) = \sum_{i=1}^M \theta_i \eta_i(t), \quad (2)$$

где θ_i — i -й информационный (модулируемый) параметр сигнала $S(t)$; $\eta_i(t)$ — i -я заданная (априорно известная) функция времени; M — количество информационных (модулируемых) параметров сигнала $S(t)$, причем $M = 1; 2 \dots$. Это обуславливает неоптимальность известных приемников квазидетерминированных колебаний с несколькими информационными параметрами для демодуляции узкополосных ФЧМ-сигналов, поскольку синтез данных известных решающих схем осуществлен в предположении корректности условия линейности (2) модели обрабатываемых колебаний [5; 6]. В целях разработки оптимального для частотно-эффективных сигналов ФЧМ-демодулятора воспользуемся определением узкополосных ФЧМ-колебаний линейным инерционным преобразованием синхронного произведения

билинейной формы) ФМ- и ЧМн-сигналов [3]:

$$y_{\text{ФЧМ}}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t - \tau) x_{\text{ФМ}}(\tau) x_{\text{ЧМн}}(\tau) d\tau, \quad (3)$$

где $h(\cdot)$ — импульсная переходная характеристика оператора линейного инерционного преобразования (обычно данное преобразование практически реализуется фильтром верхних или реже нижних частот [3]); $x_{\text{ФМ}}(\cdot)$, $x_{\text{ЧМн}}(\cdot)$ — фазоманипулированное (ФМ) и частотно-манипулированное с непрерывной фазой — (ЧМн) колебания. Если сумма либо модуль разности начальных фаз ФМ- и ЧМн-сигналов равна φ_0 , произведение их амплитуд в два раза превышает значение U_0 , а сумма или модуль разности центральных частот данных сигналов равна ω_0 , то соотношения (1), (3) адекватны при условии реализации оператора линейного инерционного преобразователя $h(\cdot)$ на основе фильтра верхних (нижних) частот. Отметим, что модулированные ФМ- и ЧМн-колебания $x_{\text{ФМ}}(\cdot)$, $x_{\text{ЧМн}}(\cdot)$ в общем случае взаимно независимы [1; 3].

Для разработки оптимального приемника полосно-эффективных ФЧМ-колебаний учтем также, что при использовании практически важных модуляционных форматов данных информационных колебаний обычно справедливо $l \geq k \geq 2$ [3]. Поэтому представляется целесообразным использовать традиционный для задачи различения сигналов критерий идеального наблюдателя, реализуемый правилом максимума апостериорной вероятности [5; 6]:

$$\gamma_{\text{МАВ}}(z_t^{t+T}) = \arg \max_{(\omega, \varphi)} \omega(\omega, \varphi) W[z_t^{t+T} | \omega, \varphi], \quad (4)$$

где $\gamma_{\text{МАВ}}(\cdot)$ — текущее решение по правилу максимума апостериорной вероятности; ω, φ — возможные текущие значения информационных параметров ФЧМ-сигнала, т. е. его мгновенной средней частоты и начальной фазы; $\omega(\omega, \varphi)$ — совместная априорная плотность вероятности одновременного появления всех возможных сочетаний текущих значений соответствующих информационных параметров ФЧМ-сигнала; z_t^{t+T} — наблюдаемая реализация обрабатываемого входного воздействия $z(t)$ на текущем интервале принятия решения $[t, (t + T)]$. Здесь $z(t)$ представляет собой аддитивную смесь полезного сигнала $y_{\text{ФЧМ}}(t)$ и белого гауссовского шума $\xi(t)$ с нулевым средним и односторонней спектральной плотностью мощности N , т. е. $z(t) = y_{\text{ФЧМ}}(t) + \xi(t)$ (5); $W[z_t^{t+T} | (\omega, \varphi)]$ — функция правдоподобия.

Отметим также, что для систем передачи дискретных сообщений с учетом формулы (3) и отмеченной независимости исходных ФМ- и ЧМн-сигналов $x_{\text{ФМ}}(t)$, $x_{\text{ЧМн}}(t)$ общее аналитическое соотношение для определения $\omega(\omega, \varphi)$ можно записать в следующем виде [3; 5]:

$$\omega(\omega, \varphi) = \sum_{i=1}^k \sum_{j=1}^l p_i' p_j' \delta(\omega - \omega_i) \delta(\varphi - \varphi_j), \quad (6)$$

где p_i' , p_j'' — априорные вероятности появления i -го значения мгновенной средней частоты и j -го значения начальной фазы ФЧМ-сигнала

$y_{\text{ФЧМ}}(t)$, причем $\sum_{i=1}^b p_i' = 1$; $\sum_{j=1}^l p_j'' = 1$; $\delta(\cdot)$ — дельта-функция Дирака. Учитывая отмеченную ранее независимость модулируемых фазовой и частотной координат узкополосных ФЧМ-колебаний, а также неприменимость линейной модели (2) для их описания и связанную с этим неоптимальность для рассматриваемого случая известных схем одновременной оценки текущих значений обоих указанных информационных параметров, для решения поставленной задачи представляется целесообразным применить известный в математике метод подстановки [3—5]. Действительно, в данном случае имеется лишь одно уравнение вида (4) с двумя неизвестными — текущими значениями начальной фазы и мгновенной средней частоты ФЧМ-сигнала. Поэтому необходимо поочередно определять текущие значения информационных параметров принимаемых ФЧМ-колебаний с мультипараметрической (точнее — двухпараметрической) модуляцией. Здесь оценка «первого» параметра должна быть в максимально возможной степени инвариантной к текущим значениям «второго» параметра, а оценка последнего формируется после устранения текущей неопределенности по «первому» параметру — путем подстановки предварительно найденного таким образом текущего значения «первого» параметра в решающее правило для определения текущего значения «второго» параметра. Учет также, что описываемые формулами (1), (3) информационные ФЧМ-колебания формируются путем наложения ФМ на ЧМн-сигнал [3]. Поэтому, фазовая демодуляция возможна лишь после устранения текущей неопределенности по мгновенной средней частоте принимаемого колебания. Таким образом «первым» информационным параметром ФЧМ-сигнала является его мгновенная средняя частота, а «вторым» — начальная фаза. Отсюда следует, что в соответствии с описанным методом (алгоритмом) двухканальной обработки ФЧМ-колебания выносится решение по его частотной координате при неопределенной начальной фазе данного сигнала, т. е. в частотном канале разрабатываемого ФЧМ-демодулятора реализуется оптимальный некогерентный прием [3—6]. При этом утрачивается описываемая суммой $\sum_{i=1}^{n-1} a_i \pi(a_i)$ [см. формулу (1)] «предыстория» ФЧМ-сигнала.

В результате выражение можно переписать в следующем виде:

$$y_{\text{ФЧМ}}^{\pm\pm}(t) = U_0 \cos(\omega_i t + \varphi_j + \varphi_0), \quad (7)$$

где ω_i , φ_j — текущие значения информационных параметров ФЧМ-сигнала (т. е. его мгновенной средней частоты и начальной фазы) причем

$$\omega_i t \triangleq \omega_0 t + \frac{1}{T} a_n \pi(a_n) [t - (n-1)T]; \quad (8)$$

$$a_n := a_i, \quad i \in [1, k]; \quad \varphi_j = b_n \Delta \varphi, \quad b_n := b_j, \quad j \in [1, l].$$

Учитывая, что используемый для передачи информации канал связи гауссовский с аддитивным белым шумом и имеет место равномош-

ность всех возможных реализаций дискретного ФЧМ-сигнала (1), алгоритм оптимальной некогерентной обработки последнего в частотном канале разрабатываемого ФЧМ-приемника математически опишем следующим аналитическим соотношением:

$$\ln I_0(r_{T_q}) - \ln p_a = \max_{1 \leq i \leq h} \{ \ln I_0(r_{T_i}) - \ln p_i' \}, \quad (9)$$

где $I_0(\cdot)$ — модифицированная функция Бесселя нулевого порядка от мнимого аргумента, а

$$r_{T_i}^2 = r_{c_i}^2 + r_{s_i}^2 = \left\{ \frac{1}{N} \int_0^T z(t) U_0 \cos(\omega_i t) dt \right\}^2 + \left\{ \frac{1}{N} \int_0^T z(t) U_0 \sin(\omega_i t) dt \right\}^2. \quad (10)$$

Используя известное свойство согласованности апостериорных плотностей вероятностей [6], записываем:

$$p[\varphi|z(t)] = \int_{\{\omega\}} p[\varphi, \omega|z(t)] d\omega = \int_{\{\omega\}} p[\varphi|z(t), \omega] p[\omega|z(t)] d\omega. \quad (11)$$

Здесь $\{\omega\}$ — априорно известная область возможных значений мгновенной средней частоты ω ФЧМ-сигнала $y_{\text{ФЧМ}}(t)$. При синхронной ФЧМ дискретных сигналов апостериорную плотность вероятностей $p[\omega|z(t)]$ параметра ω можно представить в виде дельта-функции [3; 4], т. е. $p[\omega|z(t)] \simeq \delta(\omega - \omega^*)$ (12), где ω^* — оценка параметра ω , полученная в соответствии с решающим правилом (9).

Отметим, что в случае правильного определения априорной области $\{\omega\}$ формула (12) является асимптотически точной при большом отношении сигнал-шум [6]. Тогда из формулы (11) имеем [3; 6]: $p[\varphi|z(t)] \approx p[\varphi|z(t), \omega^*]$ (13).

Следовательно, полученная в соответствии с правилом (9) текущая оценка ω^* мгновенного значения средней частоты ω ФЧМ-сигнала $y_{\text{ФЧМ}}(t)$ подставляется вместо истинного значения этого параметра в решающее правило для оценки текущего значения начальной фазы данного сигнала. Таким образом, в фазовом канале предлагаемого ФЧМ-демодулятора организуется оптимальный когерентный прием с решающим правилом следующего вида:

$$\frac{1}{N} \int_0^T z(t) U_0 \cos(\omega^* t + \varphi_m + \varphi_0) dt + \ln p_m'' = \max_{1 \leq i \leq l} \left\{ \frac{1}{N} \int_0^T z(t) \times \right. \\ \left. \times U_0 \cos(\omega^* t + \varphi_i + \varphi_0) dt + \ln p_i'' \right\}. \quad (14)$$

Описанная оптимизация решающей схемы в частотном канале разработанного ФЧМ-демодулятора проведена отдельно от процедуры оптимизации различителя гипотез в фазовом канале данного демодулятора. Это корректно и в достаточной степени обоснованно для рассматриваемой задачи синтеза оптимального приемника полосно-эффективных

ФЧМ-сигналов, поскольку мгновенная средняя частота последнего является мешающим параметром в когерентном «фазовом» канале приемника, а функциональная связь между его данным и частотным каналами лишь односторонняя [3—6]. Действительно, параметры различителя гипотез в «фазовом» канале предлагаемого ФЧМ-демодулятора изменяются (точнее — целенаправленно перестраиваются) в соответствии с текущим решением о мгновенном значении средней частоты обрабатываемых ФЧМ-колебаний. Однако характеристики решающей схемы в частотном канале данного демодулятора не зависят от текущих решений различителя гипотез в его фазовом канале. Таким образом, принятые в фазовом канале разработанного ФЧМ-приемника решения не используются в его частотном канале, построенном инвариантным к изменению [6] текущих значений мешающего (для данного канала) параметра — начальной фазы демодулируемых ФЧМ-сигналов.

Для практически важного случая равенства априорных вероятностей появления всех частотно-фазовых состояний информационных ФЧМ-сигналов:

$$\left. \begin{aligned} p_i' &= \text{const} (i) = 1/k, \quad \forall i \in [1, k] \\ p_j'' &= \text{const} (j) = 1/l, \quad \forall j \in [1, l] \end{aligned} \right\}, \Rightarrow p_{ij} = p_i p_j = \text{const} (i, j) = 1/kl, \quad (15)$$

решающие правила максимума апостериорной вероятности (4), (9), (14) трансформируются в правила максимального правдоподобия. Последнее наиболее часто используется в теории цифровой связи [4] и математически могут быть описаны следующим образом [3—6]:

$$\Lambda_{qm/lj}(z_i^{I+T}) \geq 1, \quad \forall i \in [1, k] \text{ и } \forall j \in [1, l], \quad (16)$$

причем $q \in [1, k]$, $m \in [1, l]$, а знак равенства в формуле (12) имеет место только при $i := q$, $j := m$;

$$r_{Tq}^2 = \max_{1 \leq i \leq k} r_{Ti}^2; \quad (17)$$

$$\frac{1}{N} \int_0^T z(t) U_0 \cos(\omega^* t + \varphi_m + \varphi_0) dt = \max_{1 \leq j \leq l} \left\{ \frac{1}{N} \int_0^T z(t) \times \right. \\ \left. \times U_0 \cos(\omega^* t + \varphi_j + \varphi_0) dt \right\}, \quad (18)$$

где $\Lambda_{qm/lj}(\cdot)$ — функционал отношения правдоподобия, который строго определяется [4] как производная Радона — Никодима вероятностной меры для ФЧМ-сигнала с q -м текущим значением мгновенной средней частоты и m -м текущим значением начальной фазы по распределению вероятностей для ФЧМ-сигнала с i -м текущим значением мгновенной средней частоты и j -м текущим значением начальной фазы.

Предложенная очередность определения текущих значений информационных параметров полосно-эффективных ФЧМ-сигналов — прин-

ципиально единственно возможная и аппаратно реализуемая. Действительно, использование начальной фазы φ ФЧМ-сигнала $y_{\text{ФЧМ}}(t)$ в качестве его «первого» параметра невозможно вследствие периодичности зависимости $y_{\text{ФЧМ}}(t)$ от значения φ [3]. Отсюда следует некорректность представления вида (12) для апостериорной плотности вероятности $p[\varphi|z(t)]$, так как для последней справедливо математическое описание [3; 6]:

$$p[\varphi|z(t)] \approx \sum_{\{d\}} p_d \delta(\varphi - \varphi_d^*), \quad (19)$$

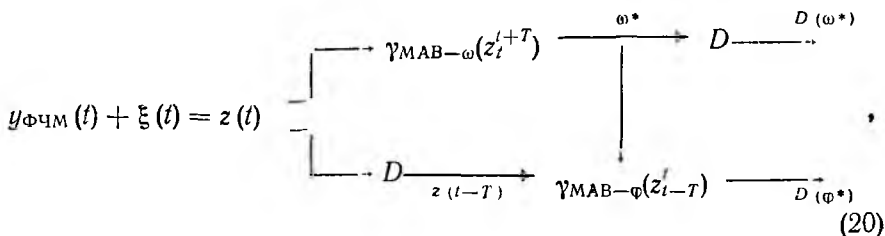
где

$$\sum_{\{d\}} p_d = 1, \quad p_d > 0.$$

Поэтому приближение (13) для φ несправедливо и, следовательно, полученные на его основе алгоритмы будут неработоспособны [6].

Данный вывод можно интерпретировать физически. Разработанный алгоритм функционирования оптимального демодулятора полосно-эффективных ФЧМ-сигналов основан на практическом использовании возможности организовать оптимальный некогерентный прием в частотном канале этого демодулятора при неопределенной начальной фазе обрабатываемых колебаний [3—6]. Здесь учитывается принципиальная невозможность приема в «фазовом» канале указанного демодулятора при неопределенной мгновенной средней частоте входных воздействий [2—6]. Существенно также, что оптимальный некогерентный прием в частотном канале лишь незначительно уступает по помехоустойчивости когерентной обработке [3; 4]. Очевидна, кроме того, целесообразность задержки принимаемых сигналов в фазовом канале ФЧМ-демодулятора на время обработки колебаний в его частотном канале и вынесения решения о текущем значении мгновенной средней частоты входных воздействий. В самом деле, до момента определения частоты опорного колебания невозможно осуществить когерентную обработку в фазовом канале ФЧМ-приемника. Поэтому во избежание неинформативных потерь энергии полезного ФЧМ-сигнала необходима задержка последнего в фазовом канале данного приемника относительно его частотного канала. Оптимальное значение указанной временной задержки равно длительности элементарного такта T , поскольку только в этом случае можно реализовать потенциальную помехоустойчивость как некогерентного частотного, так и когерентного фазового каналов описываемого ФЧМ-демодулятора. При этом одновременно минимизируется и влияние ошибок в частотном канале данного ФЧМ-приемника на качество демодуляции в его фазовом канале [см. решающие правила (14), (18), использующие текущую оценку мгновенной средней частоты ФЧМ-сигнала и, следовательно, зависящие от точности указанной оценки]. Таким образом, двухканальный демодулятор является оптимальным для обработки полосно-эффективных ФЧМ-сигналов. Данный демодулятор с задержкой на один такт осуществляет когерентный прием этих сигналов в его фазовом канале с устранением текущей неопределенности по частоте опорного сигнала указанного канала в соответствии с полученными на предыдущем (предшествующем) такте

результатами некогерентного частотного детектирования, т. е. в частотном канале рассматриваемого ФЧМ-приемника. Отсюда следует общая логико-математическая запись разработанного и описанного алгоритма оптимальной двухканальной обработки полосно-эффективных ФЧМ-сигналов:

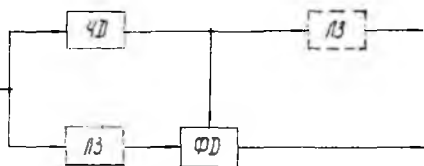


где $D(\cdot)$ — оператор сдвига Хаффмена (оператор задержки на один такт); $\gamma_{\text{МДВ-}\omega}(\cdot)$ и $\gamma_{\text{МДВ-}\varphi}(\cdot)$ — обозначения текущих решений соответственно в «частотном» и в «фазовом» каналах разработанного ФЧМ-демодулятора, причем данное решение выносится по правилам (9), (14) или по правилам (17), (18) в случае выполнения условия (15); $(\times)$ — надстрочный символ, означающий оптимальную оценку (решение) текущего значения соответствующего параметра ФЧМ-сигнала $y_{\text{ФЧМ}}(t)$.

Отметим, что описанный оптимальный алгоритм (20) двухканальной обработки полосно-эффективных информационных ФЧМ-колебаний в соответствии с принятой в работе [5] терминологией — адаптивный в узком смысле и реализует адаптивный байесовский подход [4—6]. Действительно, возможность предварительного обучения (точнее самообучения) непосредственно по информационной последовательности [3—6], устройства восстановления несущих по результатам некогерентного, а значит, и инвариантного к текущему значению начальной фазы φ указанных колебаний частотного детектирования обуславливает наибольшую предпочтительность применения адаптивных методов обеспечения стохастической устойчивости когерентного «фазового» канала разработанного демодулятора к случайным перескокам мгновенной средней частоты принимаемых полезных ФЧМ-колебаний. Таким образом обеспечивается искусственная ортогонализация во времени частотной и фазовой модулируемых координат обрабатываемого полосно-эффективного ФЧМ-сигнала, что позволяет минимизировать их взаимное влияние. Существенно также, что разработанный адаптивный алгоритм (20) двухканального приема информационных ФЧМ-колебаний является состоятельным [5], что следует из асимптотической несмещенности и эффективности оптимальных оценок (17), (18) и особенно (9), (14) [4—6].

На рисунке представлена упрощенная структурная схема предлагаемого оптимального демодулятора полосно-эффективных ФЧМ-сигналов, реализующая алгоритм (20). Здесь ЧД — частотный демодулятор, реализующий правило оптимального некогерентного приема (9); ФД — фазовый демодулятор, построенный в соответствии с правилом оптимального когерентного приема (14); ЛЗ — линия задержки на один такт, которая должна выполняться в достаточной степени широко-

копослойной, т. е. с малой дисперсионностью характеристик, для устранения межсимвольных искажений обрабатываемых информационных ФЧМ-сигналов и исключения связанных с этим потерь помехоустойчивости. Отметим, что наличие ЛЗ в частотном канале разработанного ФЧМ-приемника в общем случае необязательно (штриховые линии). В частности, данная ЛЗ может отсутствовать при некоторых вариантах манипуляционного кодирования передаваемых ФЧМ-сигналов [3]. Представляется возможным построить демодулятор полосно-эффективных ФЧМ-сигналов и вообще без ЛЗ. При этом длительность тактового интервала делится на две (в общем случае неравные) части. На первой принимается решение о текущем значении мгновенной средней частоты обрабатываемого ФЧМ-сигнала, с использованием которого на второй, т. е. оставшейся части тактового интервала выносится решение о текущем значении начальной фазы данного сигнала.



Однако этот модифицированный ФЧМ-приемник без ЛЗ существенно уступает по помехоустойчивости разработанному ранее оптимальному ФЧМ-демодулятору (рисунок), поскольку в процессе

обработки и принятия решения как в фазовом; так и в частотном каналах данного модифицированного приемника используется лишь часть энергии полезного ФЧМ-сигнала. На практике помехоустойчивость этой модификации ФЧМ-демодулятора еще более снижается вследствие того, что для обработки полезных сигналов в обоих каналах приема данного демодулятора приходится использовать края информационных символов, которые в наибольшей степени (по сравнению с центральной частью тактового интервала) подвержены влиянию межсимвольных интерференционных искажений вследствие переходных процессов в реальных канальных фильтрах с ограниченной полосой пропускания и неидеальными амплитудно- и фазочастотными характеристиками [2—4].

Кроме того, в рассматриваемой структурной схеме ФЧМ-демодулятора (рисунок) опущены устройства когерентного восстановления подавленных несущих и тактового хронирования, которые принципиально необходимы для нормального функционирования разработанного ФЧМ-приемника. При этом канальные устройства тактовой синхронизации каких-либо существенных отличительных особенностей не имеют, т. е. реализуются на основе известных (стандартных) схем [4—6]. Временное хронирование ФЧМ-демодулятора можно осуществить как отдельно по фазовому или частотному каналам приема, так и по обоим каналам одновременно. В последнем случае возможно также существенное повышение надежности тактового хронирования работы ФЧМ-приемника (по сравнению с одноканальным вариантом его тактовой синхронизации). Действительно, вероятность появления длинных серий одинаковых символов и связанных с этим нарушений состояния тактового синхронизма [3; 4] одновременно в обоих, т. е. и в фазовом и в частотном независимых информационных

потоках является, как правило, величиной второго порядка малости по сравнению с вероятностью такого события отдельно в любом из указанных потоков.

Отметим применимость известных подоптимальных схем [4] для частотного канала синтезированного ФЧМ-приемника, а также принципиальную возможность некогерентной обработки колебаний в фазовом канале данного приемника, что обеспечивается использованием относительного кодирования [2; 4] в процессе модуляции соответствующей информационной координаты передаваемых ФЧМ-сигналов. Это, однако, не исключает необходимости устранения неопределенности о текущем значении частоты опорного сигнала по результатам детектирования в частотном канале ОФЧМ-демодулятора. В то же время высококачественный автокорреляционный прием в фазовом канале указанного демодулятора без применения специальных мер невозможен, поскольку мгновенные средние частоты текущей и предыдущей либо нескольких предшествующих для ОФЧМ высших порядков [4] посылок ОФЧМ-сигнала — в общем случае неодинаковы. Это существенно снижает помехоустойчивость и надежность стандартной процедуры [2; 4] автокорреляционной обработки информационных ФЧМ-колебаний вследствие указанной разночастотности различных элементарных символов данных сигналов. Отметим сравнительную простоту схемы и аппаратной реализации представленного на рисунке приемника полосно-эффективных ФЧМ-сигналов, что особенно существенно для практического решения сложной научно-технической проблемы организации высокоскоростных и особенно перспективных сверхскоростных каналов передачи информации [3].

Количественные оценки помехоустойчивости описанного оптимального демодулятора полосно-эффективных ФЧМ-сигналов представлены в работе [3]. Результаты проведенного анализа свидетельствуют о существовании области значений удельных скоростей передачи сообщений, в пределах которой использование узкополосных ФЧМ-колебаний обеспечивает заметный выигрыш в помехоустойчивости по сравнению с другими известными типами информационных сигналов [1; 3]. Показано, в частности, что применение предложенного алгоритма обработки ФЧМ-сигналов с рационально выбранным (оптимальным) модуляционным форматом «2f — 4φ» для гауссовского канала с аддитивным белым шумом позволяет обеспечить выигрыш в помехоустойчивости около 3,5 дБ относительно равноэффективных (по удельной скорости передачи, равной 3 бит/символ) восьмипозиционных ФМ-колебаний при когерентной демодуляции последних для вероятности ошибки на символ 10^{-5} [3].

Однако выполненные в работе [3] расчеты проведены в предположении о независимости появления ошибок передачи в фазовом и частотном каналах ФЧМ-демодулятора и для вычислений использовалась следующая формула:

$$p_{\text{ФЧМ}} = 1 - [1 - p_{\text{ФМ}}(к)] [1 - p_{\text{ЧМ}}(н/к)] = p_{\text{ФМ}}(к) + p_{\text{ЧМ}}(н/к) - p_{\text{ФМ}}(к)p_{\text{ЧМ}}(н/к) \geq p_{\text{ФЧМ}}, \quad (21)$$

где $p_{\text{ФЧМ}}$ — мажоритарная оценка (оценка сверху) вероятности ошибоч-

ого приема символа ФЧМ-сигнала $p_{\text{ФЧМ}}$; $p_{\text{ФМ}}(k)$, $p_{\text{ЧМ}}(n/k)$ — вероятность ошибки в когерентном фазовом или в некогерентном частотном аналах ФЧМ-демодулятора.

Вместе с тем необходимо отметить, что шумы в линии передачи ФЧМ-сигналов одинаково воздействуют на фазовый и частотный каналы приемника данных сигналов, что (с учетом некоторого различия степени влияния указанных шумов на эти каналы [3—6]) обуславливает преимущественно одновременный характер появления ошибочных решений по фазе и частоте ФЧМ-сигналов. Поэтому результаты расчетов по формуле (21) являются приближенными и не позволяют в полной мере оценить выигрыш в помехоустойчивости ФЧМ-передачи. Для точного вычисления вероятности ошибочного приема символов ФЧМ-сигнала необходимо учесть возможность одновременного появления ошибок в фазовом и частотном каналах обработки модулированных колебаний и, следовательно, использовать соотношения вида

$$\begin{aligned} p_{\text{ФЧМ}} &= p_{\text{ФМ}}(k) + p_{\text{ЧМ}}(n/k) - p_{\text{ФМ}}(k)p(f/\varphi) = \\ &= p_{\text{ФМ}}(k) + p_{\text{ЧМ}}(n/k) - p_{\text{ЧМ}}(n/k)p(\varphi/f), \end{aligned} \quad (22)$$

где $p(f/\varphi)$, $p(\varphi/f)$ — вероятность появления ошибок в «частотном» или «фазовом» каналах ФЧМ-демодулятора при условии вынесения ошибочного решения в другом, т. е. соответственно в фазовом или частотном канале указанного оптимального приемника полосно-эффективных информационных ФЧМ-сигналов. Используя полученные, в работе [3] количественные оценки значений вероятностей $p(f/\varphi)$ $p(\varphi/f)$ при различных модуляционных форматах узкополосных ФЧМ-сигналов для вычисления вероятности $p_{\text{ФЧМ}}$ можно показать, что реально достижимый выигрыш в помехоустойчивости ФЧМ-передачи существенно превышает рассматриваемые в работе [3] приближенные границы. Можно доказать, что помехоустойчивость ФЧМ-сигналов с рациональным модуляционным форматом « $2f - 4\varphi$ » при вероятности ошибки на символ 10^{-5} на 4,2 дБ, а не на 3,5 дБ [3] превышает помехоустойчивость когерентных колебаний ФМ-8 с одинаковой (3 бит/символ) удельной скоростью передачи аналогичный выигрыш (4 дБ) обеспечивается и по сравнению со случаем применения известного приемника ФЧМ-сигналов [2] при условии достаточной полосной эффективности последних (3 бит/символ). Таким образом, практическое использование разработанного оптимального приемника узкополосных ФЧМ-колебаний с рационально выбранным модуляционным форматом « $2f - 4\varphi$ » позволяет минимизировать энергетические затраты на 1 бит передаваемой информации и сохранить их на предельно достижимом уровне, характерном лишь для когерентной обработки сигналов ФМ-2 и ФМ-4 [2—4].

Кроме того, применяя специальные методы оптимального манипуляционного кодирования ФЧМ-сигналов можно обеспечить выполнение приближенного равенства вероятностей ошибочных решений в пересчете на 1 бит и на $(\log_2 l + \log_2 k)$ — позиционный символ [3; 4], т. е.

$$p_{\text{ФЧМ}}(\text{бит}) \approx (1 + 2) p_{\text{ФЧМ}}(\text{символ}) \stackrel{\circ}{=} p_{\text{ФЧМ}}, \quad (23)$$

причем для рационально выбранных модуляционных форматов ФЧМ-сигналов пораженные ошибками биты в фазовом и частотном каналах приемника этих сигналов, как правило, появляются синхронно (обычно по одному ошибочному биту в каждом из указанных выше каналов ФЧМ-демодуляторов). Это, в свою очередь, позволяет в максимально полной степени реализовать потенциальную помехоустойчивость ФЧМ-передачи.

Отметим также, что преимущественно одновременный характер появления ошибок в обоих каналах приема описанного оптимального ФЧМ-демодулятора узкополосных сигналов обуславливает и соответствующую степень «компенсации» негативных эффектов влияния ошибочных решений по частоте информационных колебаний на помехоустойчивость фазового канала указанного приемника. Действительно, появление ошибки в частотном канале данного демодулятора обычно порождает ошибку и в его фазовом канале — см. рисунок, а также формулы (14), (18), (20). При этом для конкретного вида модуляционного формата ФЧМ-сигнала каждому типу частотной ошибки в исследуемом ФЧМ-демодуляторе обычно соответствует внесенная фазовая ошибка вполне определенной и априорно-известной, а значит, и с большой вероятностью заранее предсказуемой конфигурации [3]. Однако помимо этой «внесенной» ошибки, в фазовом канале разработанного ФЧМ-приемника с достаточно высокой вероятностью одновременно присутствует также и «собственная» случайная ошибка [3], вследствие чего, как правило, происходит лишь их взаимное наложение друг на друга. Поэтому общее (резльтирующее) количество ошибочных решений по фазе информационного сигнала в указанном оптимальном ФЧМ-демодуляторе увеличивается обычно незначительно и, следовательно, влияние «частотного» канала приема на помехоустойчивость фазового канала, как правило, несущественно. При этом необходимо учитывать однако, что последний вывод справедлив в первую очередь для ФЧМ-сигналов с оптимальными модуляционными форматами, передача которых характеризуется одинаковой (в общем случае приближенно) помехоустойчивостью частотного и «фазового» каналов приема данных информационных сигналов [3]. Кроме того, в отдельных случаях вследствие наложения «собственной» и «внесенной» ошибок в фазовом канале разработанного ФЧМ-демодулятора происходит их взаимная компенсация, и следовательно, в этих случаях выносятся правильное решение о текущем значении начальной фазы ФЧМ-сигнала.

Вероятность данной компенсации ошибок в фазовом канале ФЧМ-приемника может быть достаточно точно вычислена. В частности, для рационально выбранных модуляционных форматов полосно-эффективных ФЧМ-сигналов эта вероятность, как правило, не менее 0,2—0,4.

В целом, представленные результаты обуславливают целесообразность практического использования разработанного в данной статье метода оптимального приема узкополосных неортогональных ФЧМ-сигналов для повышения частотной эффективности широкого класса каналов цифровой связи и, в первую очередь, высокоскоростных линий передачи дискретных сообщений.

Список литературы: 1. *Частотно-фазовые модемы* / Г. Ф. Витер, Л. Д. Кравченко, М. М. Маргиев, В. В. Швыдкий.— К. : Техніка, 1983.— 118 с. 2. *Немировский Э. Э., Портной С. Л.* Полосно-эффективное кодирование и модуляция для гауссовского канала связи. Ч. II. Полосно-эффективная модуляция // Зарубеж. радиоэлектрон.— 1985.— № 2.— С. 30—42. 3. *Иванов М. А., Макаренко Б. И., Яковлев И. А.* Фазово-частотная модуляция дискретных сигналов // Радиотехника, 1985.— № 11.— С. 62—65. 4. *Коржик В. И., Финк Л. М., Щелкунов К. Н.* Расчет помехоустойчивости систем передачи дискретных сообщений / Под. ред. Л. М. Финка.— М. : Радио и связь, 1981.— 232 с. 5. *Левин Б. Р., Шварц В.* Вероятностные модели и методы в системах связи и управления.— М. : Радио и связь, 1985.— 312 с. 6. *Тихонов В. И.* Оптимальный прием сигналов.— М. : Радио и связь, 1983.— 320 с.

Поступила в редколлегию 09.02.87