

УДК 621.391:621.394

М. А. ИВАНОВ, канд. техн. наук, *И. И. СВАТОВСКИЙ*, *И. А. ЯКОВЛЕВ*,
канд. физ.-мат. наук

**ПРИЕМ НЕОРТОГОНАЛЬНЫХ СИГНАЛОВ
С ФАЗОВО-ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ**

Применение известных методов демодуляции фазово-частотно-манипулированных (ФЧМ) сигналов со сложными форматами [1] сопровождается существенными потерями неортогональности [2]. Поэтому представляется целесообразным исследовать возможности

снижения данных потерь при использовании ФЧМ-демодулятора с апостериорным устранением неопределенности по текущей частоте сигнала в квазикогерентном «фазовом» подканале приемника по результатам некогерентного частотного детектирования.

Точные аналитические соотношения для определения помехоустойчивости передачи неортогональных ЧМ-сигналов получены только для частного случая некогерентного приема двоичных последовательностей. Общее выражение для средней вероятности ошибки имеет вид [2; 3]

$$\rho_2 = Q \left\{ \sqrt{\frac{h^2}{2} (1 - \sqrt{1 - \rho^2})}, \sqrt{\frac{h^2}{2} (1 + \sqrt{1 - \rho^2})} \right\} - \frac{1}{2} \exp \left(-\frac{h^2}{2} \right) I_0 \left(\frac{\rho h^2}{2} \right). \quad (1)$$

Здесь $Q(\cdot, \cdot)$ — Q — функция; h^2 — отношение энергии элементарного информационного символа к спектральной плотности мощности шумов используемого канала связи (отношение сигнал-шум); ρ — коэффициент неортогональности,

$$\rho \equiv \rho(i, j) \cong \left| \frac{\sin \frac{\omega_i - \omega_j}{2} T}{\frac{\omega_i - \omega_j}{2} T} \right|, \quad \omega_i \cong \omega_j, \quad (2)$$

где T — длительность тактового интервала; $I_0(\cdot)$ — модифицированная функция Бесселя нулевого порядка. Из-за недостаточной детальности таблиц Q -функции расчеты величины ρ_2 проводились с использованием разложения в ряд [2]

$$\rho_2 = \exp \left(-\frac{h^2}{2} \right) \left[\frac{1}{2} I_0 \left(\frac{\rho h^2}{2} \right) + \sum_{\xi=1}^{\infty} \left(\frac{1 - \sqrt{1 - \rho^2}}{\rho} \right)^{\xi} I_{\xi} \left(\frac{\rho h^2}{2} \right) \right]. \quad (3)$$

Поскольку в справочниках отсутствуют значения модифицированных функций Бесселя при больших значениях аргумента θ , для $\theta = \frac{h^2}{2} \rho \geq 20$ применялись асимптотически точные соотношения

$$I_0(\theta) \cong \frac{\exp(\theta)}{\sqrt{2\pi\theta}} \left[1 + \frac{1^2}{1!8\theta} + \frac{1^2 \cdot 3^2}{2! (8\theta)^2} + \frac{1^2 \cdot 3^2 \cdot 5^2}{3! (8\theta)^3} + \dots \right]; \quad (4)$$

$$I_1(\theta) \cong \frac{\exp(\theta)}{\sqrt{2\pi\theta}} \left[1 - \frac{3}{1!8\theta} - \frac{3 \cdot 5}{2! (2\theta)^2} - \frac{3 \cdot 5 \cdot 7}{3! (8\theta)^3} - \dots \right]; \quad (5)$$

.....

$$I_{\xi+1}(\theta) = I_{\xi-1}(\theta) - \frac{2\xi}{\theta} I_{\xi}(\theta). \quad (6)$$

При малых значениях аргумента ($\theta < 20$) целесообразно использовать такое представление бесселевых функций:

$$I_{\xi}(\theta) = \sum_{v=0}^{\infty} \frac{(\theta/2)^{\xi+2v}}{v!(v+\xi)!} \quad (7)$$

Отметим, что модифицированные $I_{\xi}(\theta)$ и обычные $J_{\xi}(\eta\theta)$ функции Бесселя ξ -го порядка однозначно связаны между собой общей формулой

$$I_{\xi}(\theta) = (-\eta)^{\xi} J_{\xi}(\eta\theta), \quad \forall \xi \in N_0 \stackrel{0}{=} 0 \cup N, \quad (8)$$

где η — мнимая единица, $\eta = \sqrt{-1}$; N_0, N — расширенное и обычное множества натуральных чисел. Члены сходящихся рядов (4), (5), (7) являются монотонно и достаточно быстро убывающими. Поэтому при вычислении модифицированных бесселевых функций $I_{\xi}(\theta)$, как правило, необходимо учитывать сравнительно небольшое количество слагаемых в указанных соотношениях. В частности, с помощью вычислительной техники границу усечения числовых рядов (4), (5), (7), а следовательно, и (3) можно определять автоматически, например по появлению так называемого машинного нуля. Анализ результатов проведенных расчетов показывает, что для вероятностей ошибки $p \approx 10^{-5}$ энергетические потери неортогональности сравнительно малы при значениях коэффициента $p < 0,3 \div 0,4$. С дальнейшим увеличением p они быстро возрастают.

Помехоустойчивость некогерентного приема для частотного подканала ФЧМ-демодулятора неортогональных сигналов с модуляционным форматом « $kf - l\varphi$ » в гауссовых линиях цифровой связи целесообразно оценивать с использованием сравнительно простых аддитивных границ [3] сверху (неравенство Буля)

$$p\{A\} < \sum_{n=1}^k p\{A_n\} \stackrel{0}{=} p^* \quad (9)$$

и снизу (неравенство Бонферрони)

$$p\{A\} \geq \sum_{n=1}^k p\{A_n\} - \sum_{\substack{n, m \\ n \neq m}} p\{A_n \cap A_m\} \stackrel{0}{=} p^*. \quad (10)$$

Здесь A — объединение произвольных и, возможно, пересекающихся событий A_n ($n \in [1, K]$), или $A = \bigcup_{n=1}^k A_n$, причем в общем случае $A_n \cap A_m \neq \emptyset, \forall n \neq m; n, m \in [1, k]$; K — количество разрешенных информационных значений частоты ФЧМ-сигнала с модуляционным форматом « $kf - l\varphi$ », где $k, l \in N$, как правило, $k < l$ [1]. Оценки (9), (10) во многих важных случаях являются асимптотически точными [3], и их использование наиболее удобно

при наличии строгого соотношения (1) для произвольных двоичных сигналов [2]. Если ошибки передачи статистически независимы, вероятность объединения двух событий может быть заменена произведением вероятностей данных событий. Следовательно, выражение (10) запишем в виде

$$p(S_n, A) \geq \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq n}}^k p(S_n, S_k) - \sum_{\substack{k \\ k \neq n}} \sum_{\substack{z \\ z \neq m \\ k \neq z}} p(S_n, S_k) p(S_m, S_z), \quad (11)$$

где $p(S_n, A)$ — вероятность ошибки передачи символа с n -м значением частоты; $p(S_n, S_k)$ — вероятность вынесения ошибочного решения о приеме символа с k -м значением частоты при действительной передаче символа с n -м значением частоты; $k, n, m, z \in \{1, k\}$.

В таблице представлены результаты расчета верхних (\times) и нижних ($\#$) аддитивных оценок помехоустойчивости p некогерентного приема трех- (p_3), четырех- (p_4) и пятипозиционных (p_5) неортогональных ЧМ-сигналов с разрывом фазы и эквидистантным расположением «соседних» значений информационных частот. Предположим, что такие значения частот равновероятны. Кроме того, изменения разрывов фазы являются независимыми и имеют место только при тактовых переходах от символа к символу, а сами эти величины равномерно и равновероятно распределены по окружности в фазовой плоскости — в замкнутой области $[0, 2\pi]$. Данные рас-

h^2 , дБ		μ				
		0,6	1,0	1,2	1,8	2,0
13	p_2	$4,88 \cdot 10^{-2}$	$4,09 \cdot 10^{-3}$	$1,04 \cdot 10^{-3}$	$3,23 \cdot 10^{-5}$	$2,33 \cdot 10^{-5}$
	p_3	$1,73 \cdot 10^{-1}$	$1,62 \cdot 10^{-2}$	$4,24 \cdot 10^{-3}$	$1,92 \cdot 10^{-4}$	$1,39 \cdot 10^{-4}$
	p_4	$2,33 \cdot 10^{-1}$	$2,43 \cdot 10^{-2}$	$6,46 \cdot 10^{-3}$	$3,79 \cdot 10^{-4}$	$2,79 \cdot 10^{-4}$
	p_5	$2,74 \cdot 10^{-1}$	$3,23 \cdot 10^{-2}$	$8,73 \cdot 10^{-3}$	$6,23 \cdot 10^{-4}$	$4,65 \cdot 10^{-4}$
	p_6	$1,80 \cdot 10^{-2}$	$4,01 \cdot 10^{-4}$	$4,68 \cdot 10^{-5}$	$1,38 \cdot 10^{-7}$	$6,80 \cdot 10^{-8}$
15	p_2	$6,88 \cdot 10^{-2}$	$1,60 \cdot 10^{-3}$	$1,88 \cdot 10^{-4}$	$8,13 \cdot 10^{-7}$	$4,08 \cdot 10^{-7}$
	p_3	$9,97 \cdot 10^{-2}$	$2,40 \cdot 10^{-3}$	$2,82 \cdot 10^{-4}$	$1,59 \cdot 10^{-6}$	$8,15 \cdot 10^{-7}$
	p_4	$1,28 \cdot 10^{-1}$	$3,20 \cdot 10^{-3}$	$3,77 \cdot 10^{-4}$	$2,57 \cdot 10^{-6}$	$1,36 \cdot 10^{-6}$
	p_5	$4,04 \cdot 10^{-3}$	$1,13 \cdot 10^{-5}$	$3,86 \cdot 10^{-7}$		
	p_6	$1,60 \cdot 10^{-3}$	$4,52 \cdot 10^{-5}$	$1,54 \cdot 10^{-6}$		
17	p_2	$2,18 \cdot 10^{-2}$	$6,78 \cdot 10^{-5}$	$2,32 \cdot 10^{-6}$		
	p_3	$3,15 \cdot 10^{-2}$	$9,04 \cdot 10^{-5}$	$3,09 \cdot 10^{-6}$		
	p_4	$4,16 \cdot 10^{-4}$	$4,40 \cdot 10^{-8}$			
	p_5	$1,66 \cdot 10^{-3}$	$1,76 \cdot 10^{-7}$			
	p_6	$2,49 \cdot 10^{-3}$	$2,69 \cdot 10^{-7}$			
19	p_2	$3,32 \cdot 10^{-3}$	$3,52 \cdot 10^{-7}$			
	p_3	$1,26 \cdot 10^{-5}$				
	p_4	$5,05 \cdot 10^{-6}$				
	p_5	$7,56 \cdot 10^{-6}$				
	p_6	$1,01 \cdot 10^{-4}$				

Примечание. В незаполненных ячейках результат соответствует максимуму нулю.

четы выполнены с использованием формул (9), (11), которые для рассмотренных случаев запишем в виде

$$p_3 \leq p_3^* \stackrel{\circ}{=} 4p_2(\mu) + 2p_2(2\mu); \quad (12)$$

$$p_3 \geq p_3^* \stackrel{\circ}{=} p_3^* - [10p_2^2(\mu) + 12p_2(\mu)p_2(2\mu) + 2p_2^2(2\mu)]; \quad (13)$$

$$p_4 \leq p_4^* \stackrel{\circ}{=} 6p_2(\mu) + 4p_2(2\mu) + 2p_2(3\mu); \quad (14)$$

$$p_4 \geq p_4^* \stackrel{\circ}{=} p_4^* - [26p_2^2(\mu) + 12p_2^2(2\mu) + 2p_2^2(3\mu) + \\ + 36p_2^2(2\mu)p_2(\mu) + 20p_2(\mu)p_2(3\mu) + 12p_2(2\mu)p_2(3\mu)]; \quad (15)$$

$$p_5 \leq p_5^* \stackrel{\circ}{=} 8p_2(\mu) + 6p_2(2\mu) + 4p_2(3\mu) + 2p_2(4\mu); \quad (16)$$

$$p_5 \geq p_5^* \stackrel{\circ}{=} p_5^* - [50p_2^2(\mu) + 28p_2^2(2\mu) + 12p_2^2(3\mu) + 2p_2^2(4\mu) + \\ + 76p_2(\mu)p_2(2\mu) + 52p_2(\mu)p_2(3\mu) + 28p_2(\mu)p_2(4\mu) + \\ + 40p_2(2\mu)p_2(3\mu) + 2p_2(2\mu)p_2(4\mu) + 12p_2(3\mu)p_2(4\mu)], \quad (17)$$

где μ — значение индекса частотной модуляции, характеризующее отношение минимального разнеса Δf между соседними (ближайшими в евклидовой метрике) разрешенными значениями частот информационных ФЧМ-сигналов к тактовой частоте манипуляции $1/T$, т. е. $\mu = \Delta f T = \Delta \omega T / 2\pi$.

Таким образом, соотношение между значениями коэффициента неортогональности ρ и индекса частотной модуляции μ в соответствии с выражением (2) можно записать следующим образом:

$$\rho(i, j) = \left| \frac{\sin \pi g(i, j) \mu}{\pi g(i, j) \mu} \right|, \quad (18)$$

где $g(i, j) \stackrel{\circ}{=} |\omega_i - \omega_j| / 2\pi \Delta f$, причем обычно $g(i, j) \in N$ и, очевидно, $1 \leq g(i, j) \leq (k-1)$, $\forall i, j \in [1, k]$.

В таблицу заносились вероятности p^* , $p^{\#}$ (при совпадении или близости их значений — для достаточно больших отношений сигнал-шум) либо среднее арифметическое между указанными вероятностями (в случае существенного различия значений p^* , $p^{\#}$ — для сравнительно малых отношений сигнал-шум).

Анализ представленных в таблице результатов свидетельствует о быстром снижении помехоустойчивости частотного подканала известного ФЧМ-демодулятора [1] с увеличением числа K разрешенных значений частоты принимаемых информационных сигналов и особенно в уменьшении индекса μ частотной манипуляции, т. е. при нарушении условий ортогональности данных сигналов по частотной координате. Отсюда следует реальная возможность сократить указанные потери неортогональности за счет искусственной ортогонализации ФЧМ-сигналов в частотном подканале приемника путем возведения их в l_1 -ю степень ($l_1 > 1$) с последующим некогерентным частотным детектированием. При этом на приемной стороне обеспечиваются l_1 -кратное увеличение разнеса между соседними информационными значениями частот передаваемого ФЧМ-сигнала и эквивалентное возрастание индекса частотной

манипуляции. Кроме того, реализуется соответствующее уменьшение коэффициента неортогональности (см. формулу (18)) и, следовательно, адекватное снижение энергетических потерь помехоустойчивости (таблица) частотного подканала, а для описанного в работе [1] демодулятора — одновременно и фазового подканала.

Вместе с тем рассмотренное сокращение потерь неортогональности принципиально не может быть полным, поскольку возведение в l_1 -ю степень на практике неизбежно сопровождается снижением отношения сигнал-шум [2—4]. В частном случае реализации умножителей частоты на основе применения перемножителей сигналов имеет место уменьшение отношения сигнал-шум по мощности в l_1^2 раз [4]. Но и при рациональном построении умножителей частоты наблюдается снижение данного отношения не менее чем в l_1 раз. Однако указанное рациональное построение умножителей частоты неизбежно сопровождается сужением максимально возможной, т. е. неискажающей, полосы их пропускания до единиц и даже долей процентов от частоты несущей или центральной составляющей спектра входных сигналов, особенно при сравнительно больших коэффициентах преобразования частоты этих сигналов. Кроме того, рациональное построение умножителей частоты реально возможно лишь при достаточно малых значениях коэффициента умножения. В диапазонах ОВЧ, УВЧ, СВЧ, КВЧ он составляет обычно не более 2—4 [4]. Это обуславливает необходимость в повышении промежуточной частоты модифицированного приемника ФЧМ-сигналов до значения порядка 50—100 Δf_n , а также ограничивает область практической применимости предлагаемого метода искусственной ортогонализации данных сигналов в частотном подканале их модифицированного демодулятора значениями $l_1 \leq 2-4$. Здесь $\Delta f_n \approx 1/T$ — информационная полоса частот последних.

Для рационального построения умножителей частоты определим оптимальное значение l_1 , использование которого обеспечивает получение максимального энергетического выигрыша вследствие применения процедуры искусственной ортогонализации ФЧМ-сигналов на приемной стороне в частотном подканале модифицированного демодулятора. Критерий оптимальности математически можно представить так:

$$\begin{aligned} \Phi_{h\beta}(\mu, l_1, \rho_0) &\stackrel{\circ}{=} [h_{\beta}(l_1\mu, \rho_0) \sqrt{l_1}/h_{\beta}(\mu, \rho_0)] = \\ &= [h_{\beta}(\mu, \rho_0) \sqrt{l_1}/h_{\beta}(\mu, \rho_0)] = \min. \end{aligned} \quad (19)$$

Следовательно, оптимальное значение l_1 определяется из соотношения

$$\frac{d\Phi_{h\beta}(\mu, l_1, \rho_0)}{dl_1} = 0. \quad (20)$$

Здесь $h_{\beta}(\mu, \rho_0)$, $h_{\beta}(\mu l_1, \rho_0)$ — отношение сигнал-шум, необходимого для обеспечения вероятности ошибки ρ_0 в некогерентном частотном подканале ФЧМ-демодулятора при заданной кратности

$\beta \triangleq \log_2 K$ частотной манипуляции соответственно с реальным μ и эквивалентным $\mu_3 \triangleq I_{1\mu}$ значениями индекса частотной манипуляции информационных сигналов.

Итак, оптимальное значение $I_{1\text{opt}}$ коэффициента I_1 , а также возможность получения и максимальный энергетический выигрыш в помехоустойчивости предлагаемого метода приема неортогональных ФЧМ-сигналов зависят от требуемой верности связи ρ_0 , используемой кратности β и исходного индекса частотной модуляции μ .

Анализ зависимости отношения сигнал-шум $h_\beta(\cdot)$ от индекса частотной модуляции μ (либо μ_3) заданной кратности β или, лучше, от коэффициента неортогональности ρ (см. таблицу и формулу (18), а также работу [2]) показывает, что целесообразно использовать аппроксимацию данной зависимости

$$h_\beta(\rho, \rho_0) = \begin{cases} a_1(\beta, \rho_0) \exp [b_1(\beta, \rho_0) \rho], & \forall \rho \in [0, \rho_\beta^*(\rho_0)]; \\ a_2(\beta, \rho_0) \exp [b_2(\beta, \rho_0) \rho], & \forall \rho \in [\rho_\beta^*(\rho_0), 1] \end{cases} \quad (21)$$

при выполнении условий «гладкой сшивки»

$$a_1(\beta, \rho_0) \exp [b_1(\beta, \rho_0) \rho_\beta^*(\rho_0)] = a_2(\beta, \rho_0) \exp [b_2(\beta, \rho_0) \rho_\beta^*(\rho_0)];$$

$$\begin{aligned} a_1(\beta, \rho_0) b_1(\beta, \rho_0) \exp [b_1(\beta, \rho_0) \rho_\beta^*(\rho_0)] = \\ = a_2(\beta, \rho_0) b_2(\beta, \rho_0) \exp [b_2(\beta, \rho_0) \rho_\beta^*(\rho_0)]. \end{aligned} \quad (22)$$

Здесь значения коэффициентов $a_{1,2}$, $b_{1,2}$ зависят от значений β , ρ_0 и могут быть найдены, например, с помощью метода наименьших квадратов

$$\sigma \triangleq \sum_{\tau} [h_\beta^{\text{э}}(\rho_\tau, \rho_0) - h_\beta(\rho_\tau, \rho_0)]^2 \rightarrow \min, \quad (23)$$

что сводится к решению системы уравнений

$$\begin{aligned} \frac{\partial \sigma}{\partial a(\beta, \rho_0)} = 2 \sum_{\tau} \{h_\beta^{\text{э}}(\rho_\tau, \rho_0) - a(\beta, \rho_0) \times \\ \times \exp [b(\beta, \rho_0) \rho_\tau]\} \exp [b(\beta, \rho_0) \rho_\tau] = 0; \end{aligned} \quad (24)$$

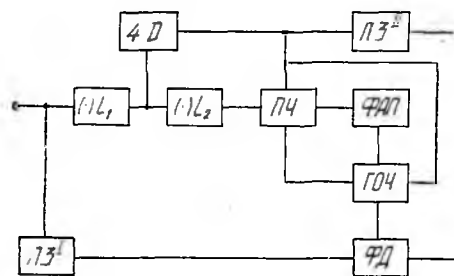
$$\begin{aligned} \frac{\partial \sigma}{\partial b(\beta, \rho_0)} = 2 \sum_{\tau} \{h_\beta^{\text{э}}(\rho_\tau, \rho_0) - a(\beta, \rho_0) \exp [b(\beta, \rho_0) \rho_\tau]\} \times \\ \times a(\beta, \rho_0) \rho_\tau \exp [b(\beta, \rho_0) \rho_\tau] = 0. \end{aligned}$$

Надстрочный символ \otimes означает истинное (например, измеренное или рассчитанное) значение отношения сигнал-шум $h_\beta(\cdot)$. Граница «гладкой сшивки» $\rho_\beta^*(\rho_0)$ также зависит от β , ρ_0 . Значение $\rho_\beta^*(\rho_0)$ в диапазоне вероятностей ошибки $\rho_0 = 10^{-6}$ — 10^{-1} для $\beta = 1$ находится в пределах 0,35—0,4 [2], а для $\beta = 2$ — в пределах 0,31—0,35 (таблица).

Таким образом, очевидно, что применение предлагаемого метода приема неортогональных ФЧМ-сигналов путем их предварительной искусственной ортогонализации в частотном подканале демодулятора возможно и оправдано лишь в тех случаях, когда при исходном значении μ соответствующая ему величина $\rho > \rho_{\beta}^*(\rho_0)$, а для $\mu_3 = l_1 \mu$ величина $\rho_3 < \rho_{\beta}^*(\rho_0)$. Практическая целесообразность реального использования разработанного метода определяется отношением $\Phi_{\text{нр}}(\cdot)$. Для достаточно малых исходных индексов μ , следовательно, больших значений $\rho > \rho_{\beta}^*(\rho_0)$ оптимальными являются, как правило, такие значения l_1 , при которых $\mu_3 = l_1 \mu$, $\rho_3 \approx \rho_{\beta}^*(\rho_0)$. Дальнейшее увеличение коэффициента l_1 нецелесообразно вследствие того, что оно сопровождается снижением энергетического выигрыша применения предлагаемого метода демодуляции ФЧМ-сигналов. Действительно, уменьшение потерь неортогональности в области значений $\rho \in [0, \rho_{\beta}^*(\rho_0)]$ сравнительно мало, в то время как энергетические потери из-за искусственной ортогонализации принимаемых ФЧМ-сигналов в частотном подканале предлагаемого демодулятора, наоборот, нарастают достаточно быстро — до значений порядка $(l_1 \mp l_1^2)$. Поэтому предлагаемый метод следует применять для демодуляции полосно-эффективных, т. е. относительно узкополосных ФЧМ-сигналов со сравнительно малыми исходными значениями индекса μ (при больших величинах $\rho > \rho_{\beta}^*(\rho_0)$) и (или) достаточно высокой кратности β частотной манипуляции данных сигналов. При этом их частичная (но недостаточная для обеспечения выполнения приближенного равенства $\rho_3 \approx \rho_{\beta}^*(\rho_0)$) ортогонализация возможна уже при использовании небольших значений коэффициента l_1 . Учитывая справедливость равенства $L = 2^{\alpha}$ ($\alpha \in \mathbb{N}$) для упрощения аппаратной реализации разработанного ФЧМ-демодулятора значения коэффициента l_1 необходимо выбирать кратными двум. Кроме того, устройство ортогонализации принимаемых сигналов следует конструктивно выполнять в виде первого (входного) каскада схемы снятия фазовой манипуляции системы когерентного восстановления несущих.

На рисунке представлена функциональная схема возможного варианта построения модифицированного приемника, реализующего предложенный метод повышения эффективности демодуляции неортогональных ФЧМ-сигналов. Здесь ЛЗ — недисперсионные (в практике высокоскоростной передачи малодисперсионные) линии задержки, предназначенные для выравнивания временных задержек прохождения сигналов в фазовом и частотном подканалах приемника; $(\cdot)^l$ — устройство возведения в l -ю степень, причем $l_1 l_2 = L$, $\forall l_1$, т. е. $l_2 = L/l_1$; ЧД — некогерентный, оптимальный или подоптимальный частотный демодулятор; ПЧ — преобразователь частоты, применение которого позволяет обеспечить постоянство частоты синхросигнала на входе схемы фазовой автоподстройки

(ФАП); ГОЧ — генератор опорных частот, который подстраивается схемой ФАП и в соответствии с управлением текущим решением ЧД выдает опорные сигналы на ПЧ (для обеспечения постоянства значения частоты синхросигнала на входе схемы ФАП) с устранением при этом текущей неопределенности по мгновенной частоте ФЧМ-сигнала в фазовом подканале ФЧМ-приемника в соответствии с результатами некогерентного детектирования в частотном подканале данного приемника. При практической реализации ЧД в схеме модифицированного ФЧМ-демодулятора (рисунок) необходимо учитывать эффект частичной или полной ортогонализации принимаемых сигналов после прохождения их через устройств



возведения в l_1 -ю степень и, следовательно, увеличения евклидовых расстояний между информационными значениями частот данных сигналов по сравнению с значениями указанных расстояний в канале передачи.

Оценим реальный выигрыш практического использования разработанного метода для важного случая приема полосо-эффективного ФЧМ-сигнала с модуляционным форматом $4f - L\phi$, т. е. при

$\beta = 2$, в исходным значением $\mu = 0,6$. Предположим, что $L > K = 4$ и, кроме того, $L = 2^\alpha$, причем $\alpha \in N$. Тогда с использованием формулы (20) можно показать, что для вероятности ошибочного приема символов в частотном подканале ФЧМ-демодулятора $p_0 = 10^{-5}$ оптимальное значение l_{opt} коэффициента l_1 близко к двум. Поэтому с учетом требования простоты аппаратной реализации устройства целесообразно выбрать $l_1 = 2$ и, следовательно, $l_2 = L/l_1 = L/2$. Тогда на входе ЧД, т. е. на выходе устройства возведения в $l_1 = 2$ -ю степень, эффективное значение коэффициента частотной модуляции $\mu_2 = l_1 \mu = 2 \cdot 0,6 = 1,2$. Для вероятности ошибки передачи символов ФЧМ-сигнала порядка 10^{-5} энергетический выигрыш применения модифицированного приемника (рисунок) по сравнению со случаем использования известного ФЧМ-демодулятора [1] составляет около $(21,5 - 16,2) - 10 \lg l_1 = 5,3 - 3,0 = 2,3$ дБ (таблица). Для данного значения вероятности p_0 это близко к предсказываемому формулой (20) теоретическому максимуму энергетического выигрыша порядка 2,5 дБ, достигаемому при использовании строго оптимальной, но трудно реализуемому практически значению коэффициента l_1 , составляющей $l_{\text{opt}} \approx 1,87$. Если $l_1 = 4$, то модифицированный приемник будет выигрывать по помехоустойчивости частотного подканала лишь $(21,5 - 14,6) - 10 \lg l_1 = 6,9 - 6,1 = 0,8$ дБ по сравнению с известным ФЧМ-демодулятором [1]. С дальнейшим увеличением коэффициента l_1 помехоустойчивость модифицированного ФЧМ-

демодулятора заметно ниже, чем у известного приемника, особенно если учесть практически неизбежное снижение эффективности реальных умножителей частоты с ростом l_1 [4]. Отсюда следует также появление существенных различий между оптимальными (для известной [1]) и модифицированной схем приемников) модуляционными форматами ФЧМ-сигналов с повышением удельных скоростей их передачи. В частности, рациональные значения кратности α фазовой манипуляции ФЧМ-сигналов при использовании модифицированного приемника (рисунок) с квазиоптимальной величиной коэффициента l_1 обычно меньше, чем в случае применения известного ФЧМ-демодулятора [1], а при неоптимальных значениях l_1 , наоборот, больше. Например, для $K = 4$ и $l_1 = 2$ рациональные значения α равны 4 и 5, а при $K = 4$ и $l_1 = 4$ указанные величины составляют соответственно 6 и 5.

Таким образом, применение описанного модифицированного метода приема неортогональных ФЧМ-сигналов обеспечивает существенно более высокую помехоустойчивость, чем в случае использования известного ФЧМ-демодулятора [1]. Кроме того, очевидно, что применение данного метода позволяет получить и соответствующий выигрыш в помехоустойчивости демодуляции полосно-эффективных (узкополосных) многопозиционных ЧМ-сигналов с малыми значениями индексов частотной манипуляции. Это, в свою очередь, обеспечивает возможность значительного расширения области практической применимости ЧМ- и ФЧМ-сигналов в сторону увеличения кратности цифровой модуляции частоты данных сигналов и, следовательно, в направлении повышения удельных скоростей (полосной эффективности) передачи дискретной информации с заданной помехоустойчивостью.

Список литературы: 1. Иванов М. А., Макаренко Б. И., Яковлев И. А. Фазово-частотная модуляция дискретных сигналов // Радиотехника. — 1985. — № 11. — С. 62—65. 2. Финк Л. М. Теория передачи дискретных сообщений. — М.: Сов. радио, 1970. — 728 с. 3. Коржик В. И., Финк Л. М., Шелкунов К. Н. Расчет помехоустойчивости систем передачи дискретных сообщений: Справочник / Под ред. Л. М. Финка. — М.: Радио и связь, 1981. — 232 с. 4. Бруевич А. Н. Умножители частоты. — М.: Сов. радио, 1970. — 248 с.

Поступила в редколлегию 03.06.86