

мер, при воздействии гауссовских помех она должна вырождаться в линейную характеристику

Известно также, что при воздействии гауссовских помех (не говоря уже о негауссовских) на широкополосный сигнал паразитное изменение любого его информационного параметра (частоты, фазы, временной задержки) наряду с гауссовской имеет аномальные негауссовские составляющие (см. главу 4). Например, при приеме ЧМ или ФМ сигналов аномальные составляющие будут возникать в результате появления перескоков фазы на 2π рад, которые описываются негауссовским распределением. Вполне очевидно, что оптимальная обработка соответствующего информационного параметра сигнала также должна иметь нелинейный характер, т. е. по крайней мере дискриминационная характеристика демодулятора должна быть нелинейной и зависеть от статистических характеристик помех, т. е. быть адаптивной. Простейшим примером устройства нелинейной обработки информационного параметра сигнала (например, его фазы при угловой модуляции) может служить устройство обнаружения и отбраковки перескоков фазы.

Но даже указанная двойная нелинейная обработка по входному сигналу и информационному параметру еще не обеспечивает достаточную помехоустойчивость. Действительно, даже при указанной нелинейной высокочастотной обработке сигнала и использовании нелинейного демодулятора (например, следящего приемника УМ сигналов) возможны срывы слежения за информационным параметром из-за выхода погрешности слежения за апертуру дискриминатора вследствие совместного действия модуляции и помех, которые приведут к появлению аномальных (как правило, негауссовских) погрешностей в передаваемом сообщении. Вполне очевидно, что оптимальная обработка (фильтрация) передаваемого сообщения на выходе демодулятора также должна быть нелинейной, а вид ее должен зависеть от статистических характеристик погрешностей (помех) на выходе демодулятора, т. е. фильтрация должна быть адаптивной нелинейной. Простейшим примером такой нелинейной обработки (фильтрации) может служить использование устройств отбраковки аномальных погрешностей на выходе демодулятора [77, 70, 85].

Аналогично при передаче непрерывных сообщений по цифровым системам передачи с КИМ будут возникать аномальные погрешности с негауссовским распределением, что

также требует применения нелинейной обработки на выходе декодера

Таким образом, в самом общем случае оптимальный способ приема широкополосных аналоговых и цифровых сигналов в различных помехах требует использования тройной последовательной адаптивной нелинейной обработки сигналов.

Рассмотрим кратко эффективность нелинейной обработки сигналов в трех сечениях приемника и ее характер для моделей негауссовских помех с независимыми значениями

8.2. Эффективность оптимальной нелинейной обработки в различных функциональных узлах приемника

Синтез и анализ устройств нелинейной обработки сигналов в различных сечениях приемника весьма сложная и до конца не решенная задача. Наиболее разработан метод асимптотически оптимального приема, которым мы и воспользуемся для оценки эффективности нелинейной обработки УМ сигналов в трех функциональных узлах приемника: блоке высокочастотной фильтрации, блоке демодуляции и блоке низкочастотной фильтрации (результаты получены совместно с Н. А. Клепича).

В работах [81, 82, 77] на основании использования алгоритма максимума апостериорного распределения вероятностей и основных соотношений теории асимптотически оптимального приема в гауссовском приближении определена структурная схема оптимального приемника УМ сигналов при воздействии негауссовских помех с независимыми значениями. Показано, что схема приемника должна представлять собой последовательное соединение блока безынерционного нелинейного преобразования с характеристикой, согласованной с плотностью распределения вероятностей помехи, и оптимального к гауссовским помехам синхронно-фазового или многоканального демодулятора.

При широкополосном тракте обработки сигналов оптимальная характеристика безынерционного нелинейного преобразователя определяется зависимостью вида (6.31):

$$Z(n) = -\frac{d}{dn} \ln w_n(n), \quad (8.1)$$

где w_n — плотность распределения мгновенных значений помехи, а коэффициент подавления μ_0 — выражением (6.36)

Если тракт обработки сигналов узкополосный, то оптимальная характеристика БНП по огибающей [96, 99]

$$F(A) = c \frac{d}{dA} \ln \frac{w_n(A)}{A}, \quad (8.2)$$

где c — постоянный коэффициент;
 $w_n(A)$ — плотность распределения огибающей помехи.

Если известна характеристика огибающей $F_{\text{опт}}(A)$, мгновенная характеристика оптимального БНП $Z(n)$ может быть найдена решением интегрального уравнения [99]

$$F_{\text{опт}}(A) = \frac{4}{\pi A} \int_0^A \frac{nZ(n) dn}{\sqrt{A^2 - n^2}} \quad (8.3)$$

Мгновенная характеристика БНП (8.1) в общем случае может не совпадать с оптимальной мгновенной характеристикой, полученной из уравнения (8.3). Вместе с тем следует отметить, что нелинейное преобразование (8.2) с соответствующей мгновенной характеристикой $Z(n)$ и преобразование (8.1) с учетом последующей частотной селекции весьма близки по своей эффективности, но нелинейная обработка в узкополосном тракте в соответствии с преобразованием (8.2) дает несколько больший выигрыш [96, 99].

Нелинейное амплитудное подавление негауссовских помех в блоке высокочастотной фильтрации. В качестве примера рассмотрим вопросы оптимального приема ЧМ сигналов в условиях действия негауссовской узкополосной помехи с логарифмически нормальной одномерной плотностью распределения вероятностей

$$w_n(A) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_{\text{лн}} A} \exp \left[-\frac{\ln^2(A/E)}{2\sigma_{\text{лн}}^2} \right], \quad (8.4)$$

где $\sigma_{\text{лн}}$ — параметр распределения;
 E — медиана распределения

Мощность помехи

$$\sigma_n^2 = P_n = \frac{m [A^2]}{2} = \frac{E^2}{2} \exp(2\sigma_{\text{лн}}^2)$$

Характеристика БНП по огибающей на основании выражения (8.2) будет иметь вид

$$F(x) = \frac{1}{\sqrt{2} x} \left(3 + \frac{1}{\sigma_{\text{лн}}^2} \ln x \right) \quad (8.5)$$

где обозначено $x = A/(\sqrt{2}\sigma_n)$ и принято $\sigma_n^2 = 1$

На рис. 8.1 приведено семейство характеристик БНП, рассчитанных на основании формулы (8.5) для различных значений параметра $\sigma_{\text{лн}}$. Кривая 1 — $\sigma_{\text{лн}} = 1$, кривая 2 — $\sigma_{\text{лн}} = 1,5$; кривая 3 — $\sigma_{\text{лн}} = 2$. Из рис. 8.1 видно, что выбросы огибающей амплитуды помехи превышающие среднее квадратичное значение более чем

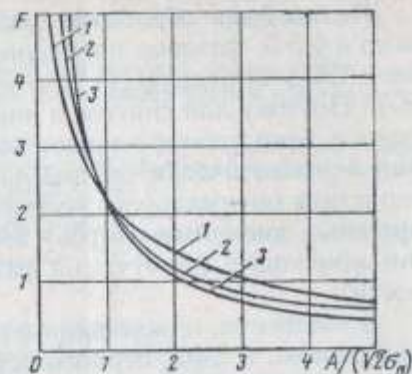


Рис. 8.1

в 2 раза, на выходе БНП должны быть ослаблены вплоть до прерывания тракта на время действия выбросов помехи. При малых уровнях огибающей помех на входе характеристика БНП должна быть близкой линейной

Увеличение значений отношения мощностей сигнала и помехи в результате нелинейной обработки можно оценить коэффициентом амплитудного подавления помехи [96]

$$\mu_{\lambda 0}^2 = \frac{\sigma_n^2}{2} \int_0^{\infty} F_{\text{опт}}^2(A) w_n(A) dA, \quad (8.6)$$

причем $\mu_{\lambda 0}^2 \geq 1$, равенство соблюдается только при релейском распределении $w_n(A)$, а $F_{\text{опт}}(A)$ определяется выражением (8.2)

После подстановки соотношения (8.4) в формулу (8.6) и интегрирования получим

$$\mu_{\lambda 0}^2 = \exp(4\sigma_{\text{лн}}^2)/(8\sigma_{\text{лн}}^2). \quad (8.7)$$

Коэффициент амплитудного подавления негауссовской помехи в зависимости от параметра импульсности $\sigma_{\text{лн}}$ в соответствии с выражением (8.7) принимает значения, приведенные ниже.

Параметр $\sigma_{\text{лн}}$	0,5	1,0	1,5
Коэффициент $\mu_{\lambda 0}^2$	1,36	6,82	450

Из приведенных данных видно, что подавление помехи увеличивается с возрастанием параметра $\sigma_{\text{лн}}$.

Некоторые данные по оценке $\mu_{\lambda 0}^2$ и μ_0^2 для других видов негауссовских помех в широко- и узкополосном трактах можно найти в работах [96, 99] и на рис. 6.13.

Нелинейная обработка фазы в демодуляторе. Как показано в § 5.5, фазовая погрешность на входе оптимизированного СФД определяется в основном помеховой составляющей. Поэтому для синтеза и анализа нелинейной обработки фазы в демодуляторе может быть также использована теория асимптотически оптимального приема. При этом характеристика оптимального устройства обработки фазы сигнала (фазовых дискриминаторов) должна учитывать распределение помеховых флуктуаций фазы сигнала (фазовой погрешности).

В частности, одномерная плотность распределения фазовой ошибки в СФД первого порядка даже при действии помехи типа белого гауссовского шума на входе и немодулированном сигнале носит негауссовский характер и определяется распределением вида [55, 87]

$$w_n(\theta) = \frac{\exp[h_{\text{СФД}}^2 \cos \theta]}{2\pi I_0 h_{\text{СФД}}^2}, \quad (8.8)$$

где $h_{\text{СФД}}^2$ — отношение мощности сигнала к мощности помехи в полосе пропускания СФД;
 I_0 — функция Бесселя.

Подставляя выражение (8.8) в формулу (8.1) и выполняя необходимые преобразования, получаем оптимальную характеристику фазового дискриминатора

$$Z(\theta) = h_{\text{СФД}}^2 \sin \theta. \quad (8.9)$$

Таким образом, для оптимальной обработки фазы входного сигнала при одномерной плотности распределения вероятностей фазовой погрешности (8.8) характеристика фазового дискриминатора СФД должна быть синусоидальной. Полученный результат является вполне естественным, так как плотность распределения (8.8) была определена в предположении синусоидальности дискриминационной характеристики ФД на основании теории условных марковских процессов.

В более общем случае усредненная плотность распределения фазовой погрешности (флуктуации) при гауссовских и негауссовских помехах на входе СФД может быть аппроксимирована:

$$w(\theta_{\Sigma}) \approx (1 - P_{\text{ан}}) w(\theta_n) + P_{\text{ан}} w(\theta_{\text{ан}}) = \frac{(1 - P_{\text{ан}})}{\sqrt{2\pi} \sigma_{\theta_n}} \exp\left(-\frac{\theta^2}{2\sigma_{\theta_n}^2}\right) + \frac{P_{\text{ан}}}{2\pi}, \quad (8.10)$$

где $P_{\text{ан}}$ — вероятность появления аномальной фазовой погрешности на входе ФД (вероятность перескока фазы на $\pm 2\pi$ рад);

$w(\theta_n)$ — плотность распределения фазовой погрешности в отсутствие перескока фазы, описываемая обычно гауссовской функцией;

$w(\theta_{\text{ан}})$ — плотность распределения аномальной составляющей фазовой погрешности, обычно принимаемой равномерной в интервале $(-\pi; \pi)$.

Подставляя формулу (8.10) в (8.1) и выполняя необходимые преобразования, получим:

$$Z(\theta) = \frac{\theta \exp[-\theta^2/(2\sigma_{\theta_n}^2)]}{\sigma_{\theta_n}^2 \left[\exp\left(-\frac{\theta^2}{2\sigma_{\theta_n}^2}\right) + \frac{P_{\text{ан}} \sigma_{\text{ан}}}{(1 - P_{\text{ан}}) \sqrt{2\pi}} \right]} \quad (8.11)$$

Семейство оптимальных дискриминационных характеристик ФД для различных значений $P_{\text{ан}}$ и $\sigma_{\theta_n}^2$ приведено на рис. 8.2. Кривые построены для различных значений $P_{\text{ан}}$: кривая 1 — $P_{\text{ан}} = 10^{-4}$; кривая 2 — $P_{\text{ан}} = 10^{-2}$; кривая 3 — $P_{\text{ан}} = 10^{-1}$ и $\sigma_{\theta_n}^2 = 0,25$ (сплошные кривые) и $\sigma_{\theta_n}^2 = 1$ (штриховые кривые). Как видно из рис. 8.2, зависимость $Z(\theta)$ имеет также достаточно ярко выраженные линейный и нелинейный участки. Чем меньше вероятность аномальной погрешности $P_{\text{ан}}$, тем протяженнее линейный участок дискриминационной характеристики. Из этого рисунка также видно, что чем меньше дисперсия нормальной фазовой погрешности $\sigma_{\theta_n}^2$, тем выше крутизна характеристики ФД.

Коэффициент подавления $\mu_{\theta_0}^2$ при оптимальной нелинейной безынерционной обработке широкополосных помеховых фазовых флуктуаций с независимыми значениями может быть определен по формуле (6.36) при условии $w_n(\theta) = w \times (\theta_{\Sigma})$

Подставляя формулу (8.10) в выражение (6.36) и выполняя необходимые преобразования, получаем выражение для коэффициента подавления помеховой фазовой погрешности

$$\mu_{\theta_0}^2 = \sigma_{\Sigma}^2 \frac{[3\sigma_{\theta_n}^2 (1 - P_{\text{ан}}) - \pi^2 P_{\text{ан}}]^2}{9\sigma_{\theta_n}^2 (1 - P_{\text{ан}})}, \quad (8.12)$$

где $\sigma_{\Sigma}^2 = \sigma_{\theta_n}^2 (1 - P_{\text{ан}}) + P_{\text{ан}} \sigma_{\text{ан}}^2$.

Значения $\mu_{\theta_0}^2$ рассчитанные по формуле (8.12) приведены в табл. 8.1

Таблица 8.1

Вероятность аномальной погрешности $P_{ан}$	Значения фазового коэффициента подавления μ_{θ_n}		
	$\sigma_{\theta_n}^2 = 0,10$	$\sigma_{\theta_n}^2 = 0,25$	$\sigma_{\theta_n}^2 = 1,00$
10^{-1}	3,771	1,994	1,106
10^{-2}	1,300	1,111	1,012
10^{-3}	1,040	1,011	1,000

Из табл. 8.1 видно, что наибольшее подавление фазовых флуктуаций наблюдается при малых значениях дисперсии нормальной погрешности σ_{θ_n} и больших значениях вероятности $P_{ан}$. Это понятно, так как в этом случае аномальные погрешности (перескоки фазы) имеют наибольший вес и результирующая плотность распределения значительно отличается от гауссовской.

Расчеты показывают, что синусоидальная характеристика ФД примерно в 2—2,6 раза проигрывает по коэффициен-

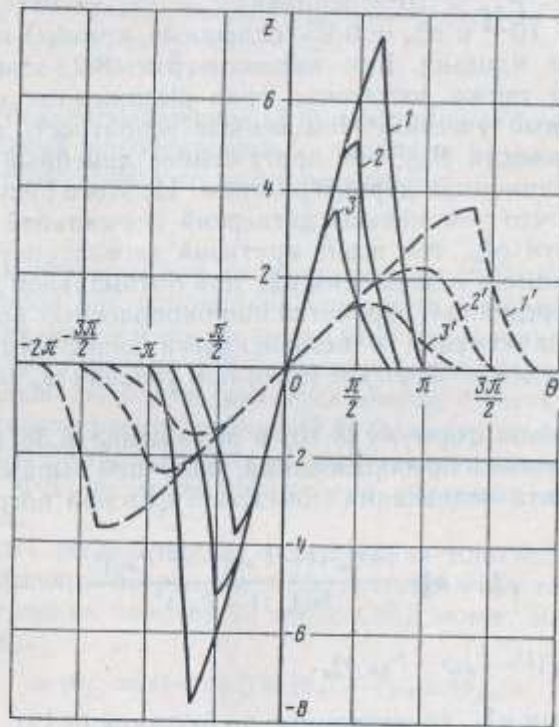


Рис. 8.2

ту $\mu_{\theta_n}^2$ оптимальной дискриминационной характеристике; значение этого проигрыша зависит от вклада перескоков фазы в дисперсию суммарной фазовой погрешности $\sigma_{\theta_n}^2$.



Нелинейная амплитудная обработка в блоке низкочастотной фильтрации В результате действия помех на ЧМ сигнал и появления при этом перескоков фазы на $\pm 2\pi$ рад на выходе любого демодулятора (в том числе и следящего) наряду с сообщением и небольшой (нормальной) погрешностью всегда присутствуют и аномальные погрешности. Плотность распределения вероятностей суммарной погрешности зависит от многих факторов: от статистических характеристик сообщений, сигналов и помех, структуры демодулятора и др. (см. главы 4 и 5). В частности, плотность распределения вероятностей погрешности $\epsilon(t)$ на выходе частотного демодулятора может определяться выражением (8.10):

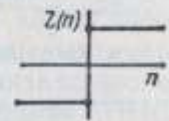
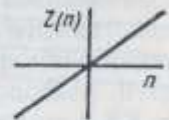
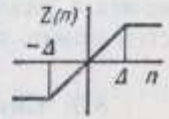
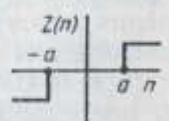
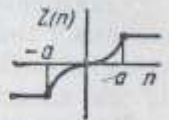
$$w(\epsilon_{\Sigma}) = (1 - P_{ан}) w_n(\epsilon_n) + P_{ан} w_{ан}(\epsilon_{ан}). \quad (8.13)$$

Как показывают расчеты [70, 77, 85], характеристики БНП на выходе демодулятора по форме близки к характеристикам, приведенным на рис. 8.2, причем чем больше вероятность появления аномальных ошибок, тем ближе характеристика БНП приближается к характеристике устройства отбраковки аномалий с пороговым уровнем срабатывания, зависящим от статистических характеристик нормальных и аномальных погрешностей [77]. Некоторые расчетные данные по эффективности использования устройств отбраковки аномальных погрешностей на выходе СЧД приведены в § 5.3 и работе [77]. Здесь мы рассмотрели лишь вопросы, связанные с оптимальной нелинейной обработкой сигналов при негауссовских помехах с независимыми значениями.

Некоторые результаты нелинейной обработки сигналов в коррелированных негауссовских помехах можно найти в работе [99].

В реальных условиях использования нелинейной обработки сигналов вследствие изменения статистических характеристик помех и невозможности (или нежелательности) построения адаптивных нелинейных преобразователей будет иметь место ухудшение подавления помех по сравнению с оптимальным БНП. Эффективность произвольного безынерционного нелинейного преобразования $Z(n)$ негауссовской широкополосной помехи с плотностью распределения вероятностей $v_n(n)$ может оцениваться коэффициентом μ_r^2 , определяемым выражением (6.39).

Класс распределений	Наихудшее распределение помехи
 $w(0) \geq a > 0$	Распределение Лапласа $w(n) = \frac{1}{2a} \exp\left(-\frac{ n }{a}\right)$
 $\int_{-\infty}^{\infty} n^2 w(n) dn \leq a^2 < \infty$	Нормальное распределение $w(n) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}a} \times \exp\left(-\frac{n^2}{2a^2}\right)$
$w(n) = (1-\varepsilon)w_1(n) + \varepsilon w_2(n), 0 \leq \varepsilon \leq 1;$ $w_1(n) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}a} \times \exp\left(-\frac{n^2}{2a^2}\right);$ $w_2(n)$ — произвольный	$w(n) = \begin{cases} \frac{1-\varepsilon}{\sqrt{2\pi}a} \exp\left(-\frac{n^2}{2a^2}\right), & n \leq \Delta, \\ \frac{1-\varepsilon}{\sqrt{2\pi}a} \exp\left(-\frac{\Delta^2}{2a^2}\right) - \frac{\Delta n }{a^2}, & n > \Delta, \end{cases}$
$w(n) = (1-\varepsilon)w_1(n) + \varepsilon w_2(n),$ $w_1(n) = \begin{cases} 1/(2a), & n \leq a; \\ 0, & n > a; \end{cases}$ $w_2(n)$ — произвольный	$w(n) = \begin{cases} \frac{1-\varepsilon}{2a}, & n \leq a; \\ \frac{1-\varepsilon}{2a} \exp\left(1 - \frac{ n -a}{\varepsilon a}\right), & n > a \end{cases}$
$\int_{-a}^a w(n) dn = 1 - \varepsilon,$ $0 \leq \varepsilon \leq 1$	$w(n) = \begin{cases} C_3 \cos^2(C_4 n), & n \leq a; \\ C_1 \exp(-C_2 n), & n > a \end{cases}$

$F(n) = -\ln w(n)$	$Z(n) = F'(n)$	Вид $Z(n)$
$F(n) = \ln 2a + \frac{ n }{a}$	$Z(n) = \left(\frac{2}{a}\right) \text{sign}(n)$	
$F(n) = \ln(\sqrt{2\pi}a) + \frac{n^2}{(2a^2)}$	$Z(n) = \frac{n}{a^2}$	
$F(n) = \begin{cases} \ln \frac{\sqrt{2\pi}a}{1-\varepsilon} + \frac{n^2}{2a^2}, & n \leq \Delta, \\ -\frac{\Delta^2}{2a^2} + \ln \frac{\sqrt{2\pi}a^2}{1-\varepsilon} + \frac{ n \Delta}{a^2}, & n > \Delta \end{cases}$	$Z(n) = \begin{cases} \frac{n}{a^2}, & n \leq \Delta, \\ \frac{\Delta}{a^2} \text{sign}(n), & n > \Delta \end{cases}$	
$F(n) = \begin{cases} \ln \frac{2a}{1-\varepsilon}, & n \leq a; \\ \ln \frac{2a}{1-\varepsilon} + \frac{1-\varepsilon}{\varepsilon a} \times (n -a), & n > 0 \end{cases}$	$Z(n) = \begin{cases} 0, & n \leq a; \\ \frac{1-\varepsilon}{\varepsilon a} \text{sign}(n), & n > a \end{cases}$	
$F(n) = \begin{cases} -\ln C_1 + C_2 n & n \leq a; \\ -\ln C_3 - 2 \ln \times \times \cos C_4 n & n > a \end{cases}$	$Z(n) = \begin{cases} \text{tg}(b, n), & n \leq a; \\ b_2 \text{sign}(n) & n > a \end{cases}$	

Для уменьшения влияния изменения статистических характеристик помех на качество обработки сигнала в ряде работ [60, 78, 112] проведен синтез и анализ квазиоптимальных устройств нелинейного преобразования, стабильных (робастных) к изменению характеристик помех. В качестве примера в табл. 8.2 приведены выражения для наименее благоприятных (наихудших) распределений помех пяти классов распределения и выражения для стабильной характеристики БНП, найденные в соответствии с принципом минимакса решением неклассических вариационных задач [112].

Следует также отметить, что одним из грубых и стабильных методов нелинейной обработки сигналов в условиях действия негауссовских помех является использование устройств обнаружения и отбраковки аномальных погрешностей (выбросов, перескоков фазы и т. п.), рассмотренных в § 5.3 и работе [77].

Конкретные примеры по анализу эффективности нелинейной обработки сигналов в условиях действия различных негауссовских импульсных и сосредоточенных по спектру помех с различными плотностями распределения вероятностей можно также найти в работах [60, 65, 78, 77, 96].

8.3. Синтез демодуляторов аналоговых сигналов при негауссовских сообщениях и помехах

Рассмотрим в достаточно общем виде задачу оптимальной нелинейной демодуляции аналоговых сигналов при негауссовском и немарковском характере сообщений и помех по критерию максимума апостериорной плотности распределения вероятностей в рекуррентном виде при дискретном наблюдении

Предполагается, что на вход демодулятора к моменту t_k поступило k выборочных значений аддитивной смеси

$$y(t_i) = s(\lambda_i, t_i) + n(t_i) \quad i = 1, 2, \dots, k,$$

где $s(\lambda, t)$ — сигнал-переносчик, являющийся функцией передаваемого сообщения (модулирующей функции) $\lambda(t)$ и времени t ;
 $n(t)$ — помеха;

Сообщение и помеху считаем взаимно независимыми с известными многомерными плотностями распределения вероятностей $w(\lambda^k)$: $w(\lambda^k)$, $w(n^k)$: $\lambda^k = \lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_k$, $n^k = n_1 \dots n_k$ из класса аналитических функций.

В частности, при угловой модуляции $s_c(\lambda_i, t_i)$ определяется выражением (4.3)

Многомерная апостериорная плотность распределения вероятностей (АПВ) [77, 113]

$$w_y(\lambda_1, \dots, \lambda_k) = w(\lambda_1, \dots, \lambda_k / y_1, \dots, y_k) = \frac{w(\lambda) w(y/\lambda)}{w(y_1, \dots, y_k)} = C_{y,k} w(\lambda) w(y/\lambda), \quad (8.14)$$

где $C_{y,k}$ — нормировочный коэффициент, не зависящий от искоемых оценок;

$w(\lambda) = w(\lambda_1, \dots, \lambda_k)$ — априорная многомерная плотность распределения вероятностей сообщения $\lambda(t)$;

$w(y/\lambda) = w_n(y_1 - s_1, \dots, y_k - s_k) = w_n(n_1, \dots, n_k)$ — функция правдоподобия, совпадающая с многомерным распределением помехи при аддитивном ее смешивании с сигналом $s_i = s(\lambda_i, t_i)$.

Если выражение для АПВ на предыдущем шаге записать так:

$$w_y(\lambda_1, \dots, \lambda_{k-1}) = C_{y,k-1} w(\lambda_1, \dots, \lambda_{k-1}) w(y_1 - s_1, \dots, y_{k-1} - s_{k-1}),$$

то формулу (8.14) можно представить в рекуррентном виде:

$$w_y(\lambda_1, \dots, \lambda_k) = \tilde{C}_{y,k} w_y(\lambda_1, \dots, \lambda_{k-1}) \times w(\lambda_k / \lambda_1, \dots, \lambda_{k-1}) w_n(y_k - s_k / y_1 - s_1, \dots, y_{k-1} - s_{k-1}) \quad (8.15)$$

где $\tilde{C}_{y,k}$ — величина, не зависящая от оцениваемых параметров и выполняющая поэтому роль нормировочной константы;

$w(\lambda_k / \lambda_1, \dots, \lambda_{k-1})$ — условная априорная плотность распределения вероятностей сообщения;

$w_n(y_k - s_k / y_1 - s_1, \dots, y_{k-1} - s_{k-1})$ — условная функция правдоподобия.

Пользуясь критерием максимальной апостериорной вероятности, можно построить несколько методов оценок значений сообщения по вычисленной согласно формуле (8.15) апостериорной плотности распределения вероятностей различных сложности и точности [76, 113].

Наиболее просто технически осуществима оценка соответствующая максимуму апостериорной плотности распределения вероятностей значений сообщения в момент t_k при условии, что для всех предшествующих моментов времени оценки сигнала найдены на предыдущих шагах и далее сохраняются неизменными:

$$\lambda_i = \text{const} \quad \text{при } i < k. \quad (8.16)$$

Номер шага совпадает с номером момента времени поскольку в каждый момент формируется только одна оценка