

(56) (56)

ИЗВЕСТИЯ ВУЗОВ СССР РАДИОЭЛЕКТРОНИКА

ТОМ XXIV, № 1

ОТДЕЛЬНЫЙ ОТТИСК

КИЕВ — 1981

Проведенные исследования показывают, что шлейфовые направленные ответвители при размещении в шлейфах полупроводниковых структур с продольной распределенностью представляют собой весьма широкополосные устройства. Рассмотренные управляемые направленные ответвители с нерезонансными элементами связи могут быть использованы в измерительных установках высокого уровня мощности, а также в качестве функциональных узлов СВЧ систем различного назначения. Включение таких ответвителей в волноводные линии передачи позволяет обеспечить достаточно эффективное плавное или дискретное управление ответвленной частью СВЧ мощности без существенного увеличения КСВ в основном передающем канале. Однако при этом необходимо отметить, что разработанные устройства не предназначены для функционирования в качестве мощных защитных коммутаторов, подобных тем, которые описаны в [2, 3], поскольку для этой цели требуется, чтобы величина $S(f, 0)$ не превышала $\sim 0,5-1,0$ дБ.

ЛИТЕРАТУРА

1. Алыбин В. Г., Лебедев И. В. Сверхвысокочастотные устройства со сложением мощностей полупроводниковых приборов (обзор). — «Изв. вузов — Радиоэлектроника», 1979, 22, № 10, с. 17—29.
2. Лебедев И. В., Алыбин В. Г. Резонансная решетка и ее применение для создания твердотельных СВЧ устройств. — «Изв. вузов — Радиоэлектроника», 1978, 21, № 10, с. 24—31.
3. Алыбин В. Г. Управляемый направленный ответвитель СВЧ диапазона. — «Изв. вузов — Радиоэлектроника», 1976, 19, № 2, с. 64—68.
4. Альтшулер Ю. Г., Усов Н. Ю. Электрически управляемый широкополосный волноводный аттенуатор с уменьшенной длиной области взаимодействия. — «Изв. вузов — Радиоэлектроника», 1980, 23, № 2, с. 54—59.
5. Сосунов В. А., Шибяев А. А. Направленные ответвители сверхвысоких частот. Саратов, Приволжское кн. изд-во, 1934.
6. Колесниченко Ю. Г., Орлов О. С. Экспериментальное исследование проводимости таблеточных $p-i-n$ -диодов. — «Вопросы радиоэлектроники» Серия «Радиоизмерительная техника», 1971, № 6, с. 38—43.

Поступила в редакцию 26 X 1979 г.,
после переработки 7 IV 1980 г.

УДК 628.454.25.054.92

А. П. ТРИФОНОВ, А. В. ЗЮЛЬКОВ, В. К. МАРШАКОВ

ХАРАКТЕРИСТИКИ ОПТИМАЛЬНЫХ ОЦЕНОК ПАРАМЕТРОВ ОПТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ НА ФОНЕ ПРОСТРАНСТВЕННЫХ ПОМЕХ

С учетом пороговых эффектов определены характеристики оценки максимального правдоподобия нескольких параметров оптического сигнала. Рассмотрены оценки положения и амплитуды пространственного сигнала.

Высокие требования, предъявляемые к эффективности оптоэлектронных систем обработки оптических сигналов, приводят к необходимости использования оптимальных алгоритмов. При этом в качестве оптимального алгоритма оценки часто применяется метод максимального правдоподобия [1—2 и др.]. Точность оценок параметров сигналов в [1, 2] фактически характеризуется дисперсиями эффективных оценок. Естественно, возникает вопрос, насколько близка полученная таким об-

разом дисперсия оценки к истинному ее значению в зависимости от величины отношения сигнал/шум, формы оптического сигнала, размеров и формы априорной области определения неизвестных параметров. Практическая ценность метода максимального правдоподобия существенно снижается при малых отношениях сигнал/шум и больших априорных областях определения неизвестных параметров вследствие появления аномальных ошибок [3]. В связи с этим рассмотрим характеристики оценок максимального правдоподобия параметров оптических сигналов с учетом аномальных ошибок.

Аналогично [2] будем считать, что в области G наблюдается двумерная аддитивная смесь сигнала и помехи: $\xi(x_1, x_2) = s(x_1, x_2, \vec{a}_0) + n(x_1, x_2)$, где $s(x_1, x_2, \vec{a}_0)$ — сигнал, известная функция переменных $x_1, x_2 \in G$ и искомого вектора неизвестных параметров $\vec{a} \in \vec{A}$, $\vec{a} = \{a_1, \dots, a_\mu\}$; $n(x_1, x_2)$ — однородное гауссово случайное поле с нулевым средним значением и корреляционной функцией $B(x_1 - x_1', x_2 - x_2')$. Логарифм функции правдоподобия согласно [1] запишем как

$$M(\vec{a}) = \iint_G \xi(x_1, x_2) v(x_1, x_2, \vec{a}) dx_1 dx_2 - \frac{1}{2} \iint_G s(x_1, x_2, \vec{a}) v(x_1, x_2, \vec{a}) dx_1 dx_2, \quad (1)$$

где $v(x_1, x_2, \vec{a})$ находится из интегрального уравнения

$$\iint_G B(x_1 - x_1', x_2 - x_2') v(x_1', x_2', \vec{a}) dx_1' dx_2' = s(x_1, x_2, \vec{a}). \quad (2)$$

В соответствии с определением оценки максимального правдоподобия, оптоэлектронная система обработки оптического сигнала должна вырабатывать (1) для всех значений $\vec{a} \in \vec{A}$ и определять точку \vec{a}_m , в которой функция $M(\vec{a})$ достигает наибольшего (абсолютного) максимума. Практически такая система может быть реализована с помощью большого набора пространственных фильтров с весовой функцией $v(x_1, x_2, \vec{a})$, отличающихся только значением \vec{a} [1].

Оценка неэнергетических параметров оптических сигналов. Перепишем

$$(1) \text{ в виде } M(\vec{a}) = M_0(\vec{a}) - Q(\vec{a})/2,$$

$$\text{где } M_0(\vec{a}) = \iint_G \xi(x_1, x_2) v(x_1, x_2, \vec{a}) dx_1 dx_2, \quad (3)$$

а $Q(\vec{a}) = \iint_G s(x_1, x_2, \vec{a}) v(x_1, x_2, \vec{a}) dx_1 dx_2$. Очевидно, вычисление $M_0(\vec{a})$ представляет собой ту существенную операцию над наблюдаемыми данными, которую должен выполнять измеритель. Подставим в (3) реализацию наблюдаемых данных и обозначим

$$z^2 = \iint_G s(x_1, x_2, \vec{a}_0) v(x_1, x_2, \vec{a}_0) dx_1 dx_2 = Q(\vec{a}_0),$$

$$S(\vec{a}, \vec{a}_0) = z^{-2} \iint_G s(x_1, x_2, \vec{a}_0) v(x_1, x_2, \vec{a}) dx_1 dx_2, \quad (4)$$

$$N(\vec{a}) = z^{-1} \iint_G n(x_1, x_2) v(x_1, x_2, \vec{a}) dx_1 dx_2.$$

Тогда получаем $M_0(\vec{a}) = z^2 S(\vec{a}, \vec{a}_0) + zN(\vec{a})$, где $S(\vec{a}, \vec{a}_0)$ и $N(\vec{a})$ — нормированные сигнальная и шумовая функции на выходе оптоэлектронной системы, а z — отношение сигнал/шум. Эти термины и обозначения введены здесь по аналогии со случаем обработки одномерного сигнала [3, 4]. Очевидно $N(\vec{a})$ представляет собой реализацию μ -мерного гауссова поля. Будем называть неизвестные параметры сигнала неэнергетическими, если помеха на выходе измерителя является однородным случайным полем. В отличие от произвольных параметров \vec{a} неизвестные неэнергетические параметры сигнала будем обозначать вектором $\vec{l} \in \vec{L}$. Нетрудно показать, что применительно к обработке сигнала $s(x_1, x_2, \vec{l}_0)$, содержащего μ неизвестных неэнергетических параметров l_i , сигнальная функция $S(\vec{l}, \vec{l}_0)$ и шумовая $N(\vec{l})$ функция обладают такими же свойствами, как и при обработке одномерного сигнала [4, 5].

Именно: $\langle N(\vec{l}) \rangle = 0$, $\langle N(\vec{l}_1) N(\vec{l}_2) \rangle = S(\vec{l}_1, \vec{l}_2) = S(\vec{l}_1 - \vec{l}_2)$, $Q(\vec{l}) = z^2 S(\vec{l}, \vec{l}) = z^2 = \text{const}$.

Таким образом, хотя операции, которые выполняет измеритель над наблюдаемыми данными в двумерном случае (оптические сигналы) и в одномерном случае (радиосигналы) отличаются, свойства сигналов и помех на выходе измерителей оказываются одинаковыми. Это обстоятельство позволяет для расчета характеристик оценок максимального правдоподобия μ неэнергетических параметров \vec{l} оптического сигнала непосредственно использовать результаты [4]. Положим, что: априорная область определения неизвестных параметров задана неравенствами $|l_i| \leq L_i/2$, $i = \overline{1, \mu}$; подобласть \vec{L}_s области \vec{L} , в которой сигнальная функция $S(\vec{l} - \vec{l}_0)$ отлична от нуля, мала по сравнению с областью \vec{L} ; отношение сигнал/шум z (4) не слишком мало; неизвестные параметры распределены равномерно в области \vec{L} .

Тогда оценка максимального правдоподобия безусловно несмещенная $\langle l_{mi} - l_{0i} \rangle = 0$, $i = \overline{1, \mu}$ и обладает матрицей рассеяния

$$\hat{V} = \langle (l_{mi} - l_{0i})(l_{mj} - l_{0j}) \rangle = P_0 \hat{S}^{-1} z^{-2} + (1 - P_0) \|L_i L_j \delta_{ij} / 6\|. \quad (5)$$

Здесь

$$\hat{S} = \|\partial^2 S(\vec{l}_1, \vec{l}_2) / \partial l_{1i} \partial l_{2j}\|_{\vec{l}_1 = \vec{l}_2}, \quad i, j = \overline{1, \mu}, \quad (6)$$

$$P_0 = \frac{z^{\mu/2}}{i 2\pi} \int_{\sqrt{1/\mu}}^{\infty} \exp \left[\frac{2z^2 - x^2}{4} - \frac{\xi x^{\mu-1}}{(2\pi)^{(\mu+1)/2}} \exp(-x^2/2) \right] D_{-\mu/2}(2z - x) dx, \quad (7)$$

$$\xi = \prod_{i=1}^{\mu} L_i \sqrt{\det \hat{S}} \quad (8)$$

— приведенный объем априорной области определения неизвестных параметров [5]; δ_{ij} — символ Кронекера; $D_p(\cdot)$ — функция параболического цилиндра. Выражения (5)–(8) позволяют рассчитать характеристики совместных оценок μ неэнергетических параметров сигнала.

Формула (7) для вероятности надежной оценки довольно громоздка и расчет по ней возможен только численными методами. Поэтому представляет интерес получение упрощенного варианта формулы. При

весьма больших отношениях сигнал/шум и умеренных значениях ξ , с учетом асимптотического поведения $D_{-\mu/2}(\cdot)$, находим

$$P_0 \simeq 1 - \frac{\xi z^{\mu-1}}{\pi^{(\mu+1)/2} 3^{\mu/2} 2^\mu} \exp(-z^2/4).$$

Учитывая, что эта формула верна лишь при больших z , когда вероятность надежной оценки близка к 1, приближенное выражение для матрицы рассеяния оценок (5) можно записать в виде

$$\widehat{V}(\vec{l}_m) = \widehat{S}^{-1} z^{-2} + \frac{\xi z^{\mu-1} \exp(-z^2/4)}{\pi^{(\mu+1)/2} 3^{\mu/2} 2^\mu} \|L_i L_j \delta_{ij} / 6\|. \quad (9)$$

Из (5), (9) следует, что при фиксированном значении ξ и $z \rightarrow \infty$ рассеяние совместных оценок максимального правдоподобия параметров сигнала сходится к дисперсии совместно эффективных оценок.

Оценка положения оптического сигнала. В случае оценки местоположения оптического сигнала вектор неизвестных параметров представляет собой набор чисел, характеризующих смещение сигнала относительно выбранного начала отсчета. В декартовой системе координат будем обозначать координаты сигнала x_{10} и x_{20} . Тогда, согласно [1], можем переписать (3) как

$$\begin{aligned} M_0(x_{10}, x_{20}) &= \iint_G \xi(x_1, x_2) v(x_1 - x_{10}, x_2 - x_{20}) dx_1 dx_2 = \\ &= z^2 S(x_{10} - \tilde{x}_{10}, x_{20} - \tilde{x}_{20}) + zN(x_{10}, x_{20}), \end{aligned} \quad (10)$$

Здесь \tilde{x}_{10} и \tilde{x}_{20} — истинные значения координат сигнала. Предполагается, что сигнал $s(x_1, x_2) = 0$ за пределами области G , так что неизвестные координаты сигнала являются неэнергетическими параметрами. В рассматриваемом случае элементы матрицы \widehat{S} (6) принимают вид ($i, j = 1, 2$):

$$\begin{aligned} S_{ij} &= \left[\frac{\partial^2 S(x_{10} - \tilde{x}_{10}, x_{20} - \tilde{x}_{20})}{\partial x_{i0} \partial x_{j0}} \right]_{\substack{x_{i0} = \tilde{x}_{i0} \\ x_{j0} = \tilde{x}_{j0}}} = \iint_G \frac{\partial s(x_1, x_2)}{\partial x_i} \frac{\partial v(x_1, x_2)}{\partial x_j} dx_1 dx_2 / z^2, \\ z^2 &= \iint_G s(x_1, x_2) v(x_1, x_2) dx_1 dx_2. \end{aligned} \quad (11)$$

Если подобласть области G , в которой сигнал $s(x_1, x_2)$ отличен от нуля, и область корреляции помехи малы по сравнению с областью G , то для приближенного решения уравнения (2) можно использовать преобразование Фурье. В этом случае выражения (11) переписутся как

$$\begin{aligned} S_{ij} &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \omega_1 \omega_j |s(\omega_1, \omega_2)|^2 B^{-1}(\omega_1, \omega_2) d\omega_1 d\omega_2 / 4\pi^2 z^2, \\ z^2 &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} |s(\omega_1, \omega_2)|^2 B^{-1}(\omega_1, \omega_2) d\omega_1 d\omega_2 / 4\pi^2. \end{aligned} \quad (12)$$

Здесь $s(\omega_1, \omega_2) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} s(x_1, x_2) \exp[-j(x_1\omega_1 + x_2\omega_2)] dx_1 dx_2$ — спектр сигнала, а $B(\omega_1, \omega_2) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} B(x_1 - x'_1, x_2 - x'_2) \exp\{-j[(x_1 - x'_1)\omega_1 + (x_2 - x'_2)\omega_2]\} \times$
 $\times d(x_1 - x'_1) d(x_2 - x'_2)$ — спектральная плотность помехи.

Выражения (12) несколько упрощаются, если помехой является однородное изотропное поле, т. е. $B(x_1 - x'_1, x_2 - x'_2) = B(\rho)$, $\rho = [(x_1 - x'_1)^2 + (x_2 - x'_2)^2]^{1/2}$, а оптический сигнал обладает осевой симметрией, так что $s(x_1 - x_{10}, x_2 - x_{20}) = s(r)$, $r = [(x_1 - x_{10})^2 + (x_2 - x_{20})^2]^{1/2}$.

Тогда $S_{12} = S_{21} = 0$,

$$S_{11} = S_{22} = \int_0^{\infty} \omega^3 |s(\omega)|^2 B^{-1}(\omega) d\omega / 4\pi^2 z^2, \quad z^2 = \int_0^{\infty} \omega |s(\omega)|^2 B^{-1}(\omega) d\omega / 2\pi,$$

где [6]

$$B(\omega) = \int_0^{\infty} B(\rho) J_0(\omega\rho) \rho d\rho / 2\pi, \quad s(\omega) = \int_0^{\infty} s(r) J_0(\omega r) r dr / 2\pi,$$

$J_0(\cdot)$ — функция Бесселя нулевого порядка.

Рассмотрим последний случай более подробно. Положим, что область G , в которой находится сигнал, имеет форму квадрата со стороной X , причем неизвестные координаты сигнала распределены в этой области равномерно. Тогда, согласно (8), $\xi = X^2 \int_0^{\infty} \omega^3 |s(\omega)|^2 B^{-1}(\omega) d\omega \left[2 \int_0^{\infty} \omega |s(\omega)|^2 \times \right.$
 $\times B^{-1}(\omega) d\omega \left. \right]^{-1}$, а рассеяния оценок координат x_1 и x_2 совпадают и равны

$$V_1 = V_2 = V = 4\pi P_0 / \int_0^{\infty} \omega^3 |s(\omega)|^2 B^{-1}(\omega) d\omega + (1 - P_0) X^2 / 6. \quad (13)$$

Выражение для вероятности надежной оценки применительно к рассматриваемому случаю принимает вид

$$P_0 = z \int_0^{\infty} \exp\left[\frac{3z^2}{2} - xz - \frac{x\xi}{2\pi\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right)\right] \Phi(x - 2z) dx,$$

$\Phi(\cdot)$ — интеграл вероятности [7]. При больших отношениях сигнал/шум, когда выполняются условия надежного наблюдения, $P_0 \simeq 1$ и из (13) имеем $V \simeq V_0 = 4\pi / \int_0^{\infty} \omega^3 |s(\omega)|^2 B^{-1}(\omega) d\omega$, что с точностью до обозначений

совпадает с результатами [1, 2]. Однако, если отношение сигнал/шум не слишком велико, а размеры апертуры оптоэлектронной системы существенно больше подобласти занятой сигналом, рассеяние оценки координат, рассчитанное с учетом аномальных ошибок (13), может существенно отличаться от рассеяния эффективной оценки.

На рис. 1 приведены зависимости величины

$$\eta = V/V_0 = P_0 + (1 - P_0) z^2 \xi / 6 \quad (14)$$

от отношения сигнал/шум для различных значений параметра ξ . Штриховой линией на этом же рисунке нанесены зависимости $\eta(z)$, рас-

считанные по упрощенной формуле (9). Видим, что при не слишком больших z и больших ξ наличие аномальных ошибок приводит к существенному увеличению рассеяния оценки. Так при $z=6$ и $\xi=2500$ рассеяние оценки максимального правдоподобия превышает дисперсию эффективной оценки более чем на два порядка. Кривые рисунка для системы оценки положения сигнала весьма характерны и обнаруживают общую закономерность. По мере уменьшения отношения сигнал/шум z рассеяние оценки возрастает вначале сравнительно медленно (пропорционально z^{-2} , когда $\eta \approx 1$), а затем — весьма быстро. Граница между обеими областями определяется достаточно четко и может быть названа пороговым отношением сигнал/шум z_0 . Очевидно, формулы для дисперсии оценок, полученные в [1, 2], можно использовать только, когда $z > z_0$. Из сравнения сплошных и штриховых кривых рисунка следует, что в пороговой области (где η приближается к 1) упрощенная формула (9) удовлетворительно аппроксимирует более точную зависимость (14). Поэтому для расчета величины z_0 воспользуемся формулой (9). Различные определения порогового отношения сигнал/шум приведены в [8]. При больших значениях z_0 они весьма близки и дают приближенное значение $z_0 \approx \sqrt[3]{8 \ln \xi}$, т. е. пороговое отношение сигнал/шум медленно, но монотонно возрастает с увеличением параметра ξ .

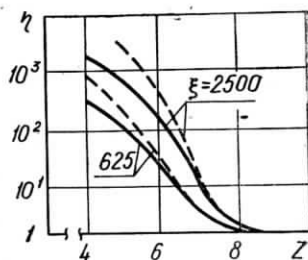


Рис. 1.

Оценка амплитуды оптического сигнала с неизвестным местоположением. Приведенные выше формулы для характеристик оценки применимы, когда неизвестные параметры оптического сигнала являются неэнергетическими. Если же энергия сигнала зависит от всех или части неизвестных параметров, то помеха на выходе оптоэлектронной системы является неоднородным случайным полем и использовать эти формулы нельзя. В общем случае при оценке произвольных параметров оптического сигнала определить характеристики оценок с учетом аномальных ошибок затруднительно. Относительно просто можно лишь найти смещение и корреляционную матрицу оценок максимального правдоподобия в условиях надежного наблюдения (при отсутствии аномальных ошибок) [1]. Исключением является задача оценки максимальной интенсивности оптического сигнала с неизвестным положением. Как известно [3], незнание амплитуды сигнала не влияет на качество оценки его неэнергетических параметров. В то же время, незнание неэнергетических параметров, в частности положения сигнала, может заметно ухудшать качество оценки амплитуды.

Рассмотрим характеристики оценки амплитуды a оптического сигнала $a_0 s_1(x_1 - \tilde{x}_{10}, x_2 - \tilde{x}_{20})$, положение которого в области наблюдения G априори неизвестно. Здесь предполагается, что $\max s_1(x_1 - \tilde{x}_{10}, x_2 - \tilde{x}_{20}) = 1$. Логарифм функции правдоподобия для параметров a, x_{10}, x_{20} запишется как $M(a, x_{10}, x_{20}) = a \int_G \xi(x_1, x_2) v_1(x_1 - x_{10}, x_2 - x_{20}) dx_1 dx_2 - a^2 z_1^2 / 2$, где $z_1^2 = \int_G s_1(x_1, x_2) v_1(x_1, x_2) dx_1 dx_2$ — отношение сигнал/шум для нормированного по амплитуде сигнала, а $v_1(x_1, x_2)$ — решение уравнения (2) при замене его правой части на нормированный сигнал $s_1(x_1, x_2)$. Максимизируя $M(a, x_{10}, x_{20})$ по всем неизвестным параметрам, находим оценку максималь-

ного правдоподобия амплитуды

$$a_m = M_{01}(x_{10m}, x_{20m})/z_1^2, \quad (15)$$

где $M_{01}(x_{10}, x_{20}) = \int \int_G \xi(x_1, x_2) v_1(x_1 - x_{10}, x_2 - x_{20}) dx_1 dx_2$, а x_{10m}, x_{20m} определяют положение абсолютного максимума функции $M_{01}(x_{10}, x_{20})$, $x_{10}, x_{20} \in G$.

Найдем характеристики оценки амплитуды: смещение

$$d(a_m | a_0) = \langle a_m \rangle - a_0 \quad (16)$$

и рассеяние

$$V(a_m | a_0) = \langle (a_m - a_0)^2 \rangle = \langle a_m^2 \rangle - 2 \langle a_m \rangle a_0 + a_0^2. \quad (17)$$

Усреднение в этих формулах выполняется по реализациям помехи $n(x_1, x_2)$ при фиксированном истинном значении амплитуды a_0 . Подставив в (15) принятую реализацию смеси сигнала и помехи: $\xi(x_1, x_2) = a_0 s_1(x_1 - \tilde{x}_{10}, x_2 - \tilde{x}_{20}) + n(x_1, x_2)$, получим

$$a_m = a_0 S(x_{10m} - \tilde{x}_{10}, x_{20m} - \tilde{x}_{20}) + N(x_{10m}, x_{20m})/z_1. \quad (18)$$

Преобразуем это выражение к виду

$$a_m a_0 z_1^2 = M_0(x_{10m}, x_{20m}) = a_0^2 z_1^2 S(x_{10m} - \tilde{x}_{10}, x_{20m} - \tilde{x}_{20}) + a z_1 N(x_{10m}, x_{20m}). \quad (19)$$

Последняя формула определяет величину абсолютного максимума функции (10) при $x_{10}, x_{20} \in G$.

Разобьем всю область G на две подобласти G_S и G_N . Здесь G_S — часть области G , где сигнальная функция $S(x_{10} - \tilde{x}_{10}, x_{20} - \tilde{x}_{20})$ отлична от нуля. Обозначим H_S — абсолютный максимум $M_0(x_{10}, x_{20})$ (10) при $x_{10}, x_{20} \in G_S$, H_N — абсолютный максимум $M_0(x_{10}, x_{20})$ при $x_{10}, x_{20} \in G_N$. Тогда, согласно (19), оценку максимального правдоподобия (15), (18) можно переписать как $a_m = (a_0 z_1^2)^{-1} \max(H_S, H_N)$. Пусть область определения неизвестных координат объекта много больше подобласти G_S , так что случайные величины H_S и H_N можно считать независимыми. При этом предположении функция распределения амплитуды приближенно оказывается равной $F(a) = P(a_m < a) = P(H_S < a a_0 z_1^2) P(H_N < a a_0 z_1^2) \simeq P_S(a z_1) P_N(a z_1)$. Используя приближенные выражения для $P_S(\cdot)$ и $P_N(\cdot)$, полученные в [4], первые два момента оценки амплитуды запишем в виде

$$\langle a_m \rangle = \frac{a_0}{z} \left\{ \int_1^\infty [1 - F(x)] dx + 1 \right\}, \quad \langle a_m^2 \rangle = \frac{a_0^2}{z^2} \left\{ 2 \int_1^\infty x [1 - F(x)] dx + 1 \right\}, \quad (20)$$

где $z^2 = a_0^2 z_1^2$ — отношение сигнал/шум для наблюдаемого оптического сигнала,

$$F(x) = z \exp \left[- \frac{x \xi}{(2\pi)^{3/2}} \exp \left(- \frac{x^2}{2} \right) \right] \int_{-\infty}^x \exp \left(\frac{3z^2}{2} - zy \right) \Phi(y - 2z) dy,$$

а ξ определяется из (8). Подставляя (20) в (16), (17), находим смещение и рассеяние оценки максимального правдоподобия амплитуды

сигнала с неизвестным положением. Видим, что в общем случае оценка является смещенной и ее характеристики зависят не только от отношения сигнал/шум, как для сигнала с известным положением, но и от приведенного объема ξ , характеризующего количество сигналов, которые могут быть размещены в области G . В частности при $\xi = 10^3 \div 10^4$ рассеяние оценки амплитуды сигнала с неизвестным положением может превышать рассеяние оценки амплитуды сигнала с априори известным положением более чем на порядок.

ЛИТЕРАТУРА

1. Кремер И. Я., Нахмансон Г. С., Янышев В. М. Оценка параметров оптических сигналов оптоэлектронными системами при наличии помех.— *Изв. вузов — Радиоэлектроника*, 1978, 21, № 7, с. 3.
2. Векслер В. М., Казамаров А. А., Хорол Д. М. Оптимальное измерение параметров оптических сигналов на фоне пространственных помех.— *Автоматика и телемеханика*, 1975, № 3, с. 38.
3. Куликов Е. И., Трифонов А. П. Оценка параметров сигналов на фоне помех. М., «Советское радио», 1978.
4. Маршаков В. К., Трифонов А. П. Теоретическое и экспериментальное исследование приемника максимального правдоподобия.— *Радиотехника и электроника*, 1974, 19, № 11, с. 2266.
5. Трифонов А. П. Эффективность алгоритма различения ортогональных сигналов с неизвестными параметрами.— *Проблемы передачи информации*, 1979, 15, № 2, с. 85.
6. Свешников А. А. Прикладные методы теории случайных функций. М., «Наука», 1968.
7. Тихонов В. И. Статистическая радиотехника. М., «Советское радио», 1936.
8. Фомин А. Ф. Помехоустойчивость систем передачи непрерывных сообщений. М., «Советское радио», 1975.

Поступила в редакцию 22 X 1979 г.

УДК 621.372.061

В. П. ПОПОВ

МАТРИЧНЫЙ МЕТОД АНАЛИЗА ДИНАМИЧЕСКИХ ЕМКОСТНЫХ ЦЕПЕЙ

Рассмотрен метод анализа динамических емкостных цепей (ДЕЦ), основанный на использовании функций полных емкостей и обобщенного метода узловых напряжений. Приведены матрицы двух-четырёхполюсных элементов ДЕЦ, которые входят в сложные ДЕЦ. Сформулированы правила составления матриц активных ДЕЦ, включающих источники напряжения, управляемые напряжением, и источники заряда, управляемые зарядом. На примерах пассивных и активных емкостных фильтров нижних частот (ДЕФНЧ) показаны особенности применения метода.

В последние годы быстро развивается новый класс электрических цепей — динамические емкостные цепи (ДЕЦ), состоящие из емкостей, аналоговых ключей и активных элементов. Передача информации в ДЕЦ производится путем частичного или полного переноса заряда от одного емкостного элемента к другому при замыкании ключей, управляемых тактовыми импульсами с частотой f_T . Активные элементы: источники напряжения, управляемые напряжением (ИНУН) и источники заряда, управляемые зарядом (ИЗУЗ), выполняют развязывающие или усилительные функции в цепях обратной связи.