

РАДИОТЕХНИКА И СВЯЗЬ

УДК 623.68:327.84:621.396.969

**И. Д. ЗОЛОТАРЁВ
В. А. БЕРЕЗОВСКИЙ**Омский государственный университет
им. Ф. М. Достоевского

Омский НИИ приборостроения

ФАЗОВЫЙ ПЕЛЕНГАТОР СО СХЕМОЙ ПОДСТАНОВКИ ЧАСТОТЫ ГЕТЕРОДИНА ПРИ РАБОТЕ ПО МНОЖЕСТВЕННОЙ ЦЕЛИ

Исследуется фазовый пеленгатор мониторинга и пеленга источников сигналов в декаметровом диапазоне, реализованный схемой с подстановкой частоты гетеродина. Фазовый пеленгатор (ФПГ) рассматривается в сложных условиях работы по множественной цели. Применение матричного метода для рассмотрения работы пеленгатора в указанных условиях обеспечивает быстрое и наглядное представление сигнала на выходе его через комбинационные компоненты, вызванные взаимодействием сигналов множественной цели при прохождении их через нелинейные элементы ФПГ.

Ключевые слова: фазовый пеленгатор, множественные источники излучения, сигнальная матрица, пеленгационная характеристика.

Фазовые пеленгаторы с подстановкой частоты (СПЧ) гетеродина находят широкое применение, так как позволяют свести сигнал, принимаемый в широком диапазоне частот к одной частоте гетеродина [1]. Если к тому же в гетеродине используется кварцевая стабилизация, то оказывается возможным существенно обузить полосу пропускания фильтров промежуточной частоты после подстановки ее и тем самым

улучшить параметры пеленгатора в отношении его помехоустойчивости и минимизации погрешности измерения разности фаз.

Функциональная схема такого пеленгатора представлена на рис. 1. В этой схеме осуществляется двойное преобразование частоты в каждом из каналов.

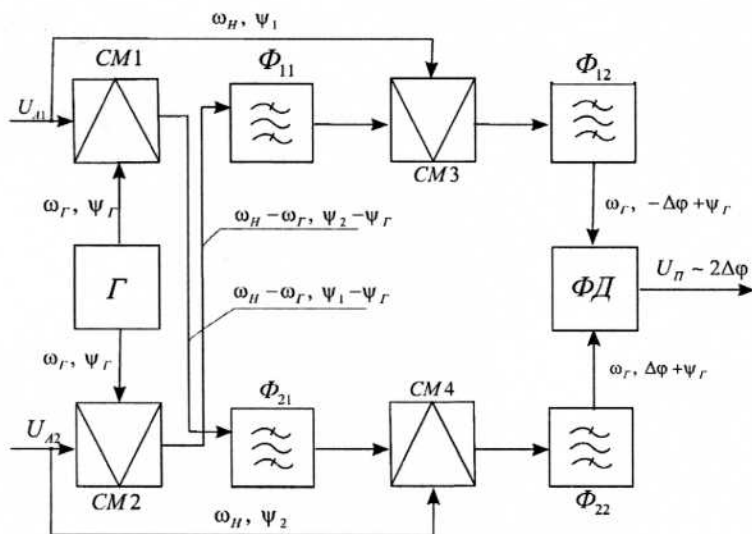


Рис. 1. Каноническая схема фазового пеленгатора со СПЧ

Классическое построение ФПГ данного типа предполагает симметричные перекрестные связи между фазовыми каналами (ФК). Измеряемая разность фаз между сигналами на входах фазового дискриминатора (ФД) в данной схеме удваивается относительно разности фаз между сигналами на входах пеленгатора.

Сигналы, поступающие с антенн пеленгатора на смесители CM1 и CM2, запишем в виде

$$\begin{aligned} \dot{U}_{A1}(t) &= \sum_{i=1}^n \dot{U}_i^a(t) = \sum_{i=1}^n U_{mi}^a \exp[i\Phi_i^a(t)], \\ \dot{U}_{A2}(t) &= \sum_{i=1}^n \dot{U}_i^b(t) = \sum_{i=1}^n U_{mi}^b \exp[i\Phi_i^b(t)], \end{aligned} \quad (1)$$

где

$$\Phi_i^a(t) = \omega_i t + \psi_i^a, \quad \Phi_i^b(t) = \omega_i t + \psi_i^b,$$

U_{mi}^a — амплитуда сигнала, принятого от i -го источника на антенну A_1 , U_{mi}^b — амплитуда сигнала, принятого от i -го источника на антенну A_2 , ω_i — частота i -го источника излучения, ψ_i^a и ψ_i^b — начальные фазы для сигналов, принятых разнесенными антеннами A_1 и A_2 фазового радиопеленгатора.

Для i -ой составляющей колебаний разность фаз

$$\Delta\phi_i = \Phi_i^a(t) - \Phi_i^b(t) = \psi_i^a - \psi_i^b. \quad (2)$$

Вещественные сигналы, поступающие на смесители, получаем из соотношения $\dot{U}_i^{a,b}(t) = \text{Im}\{\dot{U}_i^{a,b}(t)\}$.

Сигналы, поступающие на гетеродинные входы смесителей CM3 и CM4, представим в форме:

$$\begin{aligned} \dot{U}_{CM3}(t) &= \frac{1}{2} \dot{U}_{A2}(t) \dot{U}_r^*(t) = \frac{1}{2} U_{mr} \sum_{i=1}^n U_{mi}^b \exp[i(\Phi_i^b - \Phi_r)], \\ \dot{U}_{CM4}(t) &= \frac{1}{2} \dot{U}_{A1}(t) \dot{U}_r^*(t) = \frac{1}{2} U_{mr} \sum_{i=1}^n U_{mi}^a \exp[i(\Phi_i^a - \Phi_r)]. \end{aligned} \quad (3)$$

Вещественные сигналы

$$\dot{U}_{CM3}(t) = \text{Re}\{\dot{U}_{CM3}(t)\}, \quad \dot{U}_{CM4}(t) = \text{Re}\{\dot{U}_{CM4}(t)\}. \quad (4)$$

Сигналы в фазовых каналах после второго преобразования частоты представим в форме

$$\dot{U}_{k1}(t) = \frac{1}{2} \dot{U}_{A1}(t) \dot{U}_{CM3}^*(t), \quad \dot{U}_{k2}(t) = \frac{1}{2} \dot{U}_{A2}(t) \dot{U}_{CM4}^*(t), \quad (5)$$

где вещественные сигналы $U_{k1}(t)$ и $U_{k2}(t)$ находим из соотношения

$$U_{k1,2}(t) = \text{Im}\{\dot{U}_{k1,2}(t)\}. \quad (6)$$

Подставляя (5) в соотношения (1) и (3), получаем развернутую форму для записи сигналов на выходах каналов

$$\begin{aligned} \dot{U}_{k1}(t) &= \frac{1}{4} U_{mr} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n U_{mi}^a U_{mj}^b \exp[i(\Phi_i^a - \Phi_j^b + \Phi_r)], \\ \dot{U}_{k2}(t) &= \frac{1}{4} U_{mr} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n U_{mi}^b U_{mj}^a \exp[i(\Phi_i^b - \Phi_j^a + \Phi_r)]. \end{aligned} \quad (7)$$

Для дальнейших исследований удобно переписать в виде

$$\begin{aligned} \dot{U}_{k1}(t) &= \frac{1}{4} \dot{U}_r(t) \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n U_{mi}^a U_{mj}^b \exp[i(\Omega_y t + \psi_i^a - \psi_j^b)], \\ \dot{U}_{k2}(t) &= \frac{1}{4} \dot{U}_r(t) \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n U_{mi}^b U_{mj}^a \exp[i(\Omega_y t + \psi_i^b - \psi_j^a)] \end{aligned}$$

или

$$\begin{aligned} \dot{U}_{k1}(t) &= \frac{1}{4} U_{mr} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n U_{mi}^a U_{mj}^b \cdot \\ &\cdot \exp[i((\omega_r + \Omega_y)t + \psi_i^a - \psi_j^b + \psi_r)], \\ \dot{U}_{k2}(t) &= \frac{1}{4} \dot{U}_r(t) \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n U_{mi}^b U_{mj}^a \cdot \\ &\cdot \exp[i((\omega_r + \Omega_y)t + \psi_i^b - \psi_j^a + \psi_r)]. \end{aligned}$$

После преобразований имеем

$$\begin{aligned} \dot{U}_{k1}(t) &= \frac{1}{4} U_{mr} \left\{ \sum_{i=1}^n U_{mi}^a U_{mi}^b \exp[i(\omega_r t + \Delta\phi_i + \psi_r)] + \right. \\ &\left. + \sum_{i=1}^n \sum_{j \neq i}^n U_{mi}^a U_{mj}^b \exp[i((\omega_r + \Omega_y)t + \psi_i^a - \psi_j^b + \psi_r)] \right\}, \end{aligned} \quad (8)$$

$$\dot{U}_{k2}(t) = \frac{1}{4} U_{m1} \left\{ \sum_{i=1}^n U_{mi}^b U_{mi}^a \exp[i(\omega_i t - \Delta\varphi_i + \psi_{i1})] + \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n U_{mi}^b U_{mj}^a \exp[i((\omega_i + \Omega_{ij})t + \psi_i^b - \psi_j^a + \psi_{i1})] \right\}. \quad (8)$$

Если режим преобразований частоты при первом преобразовании в смесителе СМ2 и втором преобразовании в смесителе СМ3 выбран таким, что приведенные к выходу сигналы от одного излучателя антенн оказываются равны, т. е.

$$U_{mi} = U_{mi}^a = U_{mi}^b \text{ и } U_{mj} = U_{mj}^a = U_{mj}^b, \quad (9)$$

то первая из формул для сигнала на выходе 1-го канала может быть приведена к виду:

$$\dot{U}_{k1}(t) = \frac{1}{4} U_{m1} \left\{ \sum_{i=1}^n U_{mi}^2 \exp[i(\Delta\varphi_i + \Phi_{i1})] + 2 \sum_{i=1}^{n-1} \sum_{j=i+1}^n U_{mi} U_{mj} \cos(\Omega_{ij} t + \psi_{ijcp}) \exp \left[i \left(\frac{\Delta\varphi_i + \Delta\varphi_j}{2} + \Phi_{i1} \right) \right] \right\}. \quad (10)$$

При этих же условиях к аналогичному виду могут быть приведены и выражения сигнала на выходе 2-го канала пеленгатора:

$$\dot{U}_{k2}(t) = \frac{1}{4} U_{m1} \left\{ \sum_{i=1}^n U_{mi}^2 \exp[i(-\Delta\varphi_i + \Phi_{i1})] + 2 \sum_{i=1}^{n-1} \sum_{j=i+1}^n U_{mi} U_{mj} \cos(\Omega_{ij} t + \psi_{ijcp}) \exp \left[i \left(\frac{\Delta\varphi_i + \Delta\varphi_j}{2} + \Phi_{i1} \right) \right] \right\}, \quad (11)$$

где $\psi_{ijcp} = \psi_{icp} - \psi_{jcp}$, $\psi_{icp} = \frac{1}{2}(\psi_i^a + \psi_i^b)$, $\psi_{jcp} = \frac{1}{2}(\psi_j^a + \psi_j^b)$.

Напряжения, поступающие на сигнальные входы смесителей, представим согласно (1) в виде n -мерных векторов $\dot{U}_{A1}(t)$ и $\dot{U}_{A2}(t)$

$$\dot{U}_{A1}(t) = [\dot{U}_1^a(t), \dot{U}_2^a(t) \dots \dot{U}_n^a(t)]^T,$$

$$\dot{U}_{A2}(t) = [\dot{U}_1^b(t), \dot{U}_2^b(t) \dots \dot{U}_n^b(t)]^T.$$

Тогда запишем с учетом (3) сигналы, поступающие на гетеродинные входы смесителей СМ3 и СМ4, в виде n -мерных векторов

$$\bar{U}_{CM3}(t) = \frac{\dot{U}_1^*(t)}{2} \begin{bmatrix} \dot{U}_1^b \\ \dot{U}_2^b \\ \dots \\ \dot{U}_n^b \end{bmatrix}, \quad \bar{U}_{CM4}(t) = \frac{\dot{U}_1^*(t)}{2} \begin{bmatrix} \dot{U}_1^a \\ \dot{U}_2^a \\ \dots \\ \dot{U}_n^a \end{bmatrix}, \quad (12)$$

где $\dot{U}_i^a = U_{mi}^a \exp i\Phi_i^a(t)$, $\dot{U}_i^b = U_{mi}^b \exp i\Phi_i^b(t)$,
 $\Phi_i^a(t) = \omega_i t + \psi_i^a$, $\Phi_i^b(t) = \omega_i t + \psi_i^b$.

Согласно (3), сигналы $\dot{U}_{CM3}(t)$ и $\dot{U}_{CM4}(t)$ определяются как суммы элементов соответствующих векторов, т. е.

$$\dot{U}_{CM3}(t) = \frac{\dot{U}_{m1}^*(t)}{2} \sum_{i=1}^n \dot{U}_i^b(t), \quad \dot{U}_{CM4}(t) = \frac{\dot{U}_{m1}^*(t)}{2} \sum_{i=1}^n \dot{U}_i^a(t).$$

Вещественные сигналы найдем, воспользовавшись операцией (4).

Найдем квадратные матрицы порядка n для сигналов на выходе фазовых каналов

$$\bar{U}_{k1}(t) = \frac{1}{2} \bar{U}_{A1}(t) [\bar{U}_{CM3}^T(t)]^* = \frac{\dot{U}_1}{4} \bar{U}_{A1}(t) [\bar{U}_{A2}^*(t)]^T, \quad (13)$$

$$\bar{U}_{k2}(t) = \frac{1}{2} \bar{U}_{A2}(t) [\bar{U}_{CM4}^T(t)]^* = \frac{\dot{U}_1}{4} \bar{U}_{A2}(t) [\bar{U}_{A1}^*(t)]^T. \quad (14)$$

Каждый элемент комплексной матрицы определяет отдельную компоненту сигнала на выходе фазового канала. Так, для матрицы (13)

$$\dot{a}_{ij}(t) = \frac{1}{4} U_{m1} U_{mi}^a U_{mj}^b \exp i[\Phi_i^a(t) - \Phi_j^b(t) + \Phi_{i1}(t)],$$

$$i, j \in \overline{1, n}.$$

Для матрицы (14)

$$\dot{b}_{ij}(t) = \frac{1}{4} U_{m1} U_{mi}^b U_{mj}^a \exp i[\Phi_i^b(t) - \Phi_j^a(t) + \Phi_{i1}(t)]$$

или

$$\begin{aligned} \dot{a}_{ij}(t) &= \frac{1}{4} U_{m1} U_{mi}^a U_{mj}^b \exp i[(\omega_i + \Omega_{ij})t + \Delta\varphi_{ij} + \psi_{i1}], \\ \dot{b}_{ij}(t) &= \frac{1}{4} U_{m1} U_{mi}^b U_{mj}^a \exp i[(\omega_i + \Omega_{ij})t - \Delta\varphi_{ij} + \psi_{i1}], \end{aligned} \quad (15)$$

где $\Delta\varphi_{ij} = \psi_i^a - \psi_j^b$, $\Delta\varphi_{ji} = \psi_j^a - \psi_i^b$, $\Omega_{ij} = \omega_i - \omega_j$, при $i = j$ получим $\Delta\varphi_{ii} \triangleq \Delta\varphi_i$, $\Omega_{ii} = 0$.

Вещественные элементы матрицы $\dot{a}_{ij}(t)$ или $\dot{b}_{ij}(t)$ найдем, определив из (6) мнимую часть этих функций:

$$\begin{aligned} a_{ij}(t) &= \frac{1}{4} U_{m1} U_{mi}^a U_{mj}^b \sin[(\omega_i + \Omega_{ij})t + \Delta\varphi_{ij} + \psi_{i1}], \\ b_{ij}(t) &= \frac{1}{4} U_{m1} U_{mi}^b U_{mj}^a \sin[(\omega_i + \Omega_{ij})t - \Delta\varphi_{ij} + \psi_{i1}]. \end{aligned} \quad (16)$$

Во всех приведенных квадратных матрицах, как и ранее, номер строки относится к i -му излучателю сигналов (первый индекс элемента матрицы). При этом первый индекс определяет направление, поступающее на сигнальный вход смесителей СМ3 и СМ4. Второй индекс (номер столбца) относится к сигналу j -го излучателя (второй индекс элемента матрицы). Сигналы с j -м индексом поступают после первого преобразования частоты на гетеродинные входы смесителей СМ3 и СМ4.

Инверсия индексов при определении $\Delta\varphi_{ij}$ (формулы (15) и (16)) вытекает из выбранной записи разности фаз $\Delta\varphi_i = \psi_i^a - \psi_i^b$, откуда и было принято $\Delta\varphi_{ij} = \psi_i^a - \psi_j^b$. Согласно этому определению, разность фаз находится вычитанием начальных фаз сигналов, снимаемых с антенны А2 (индекс «b»), из начальных фаз сигналов, снимаемых с антенны А1 (индекс «a»). Поскольку элементы определены так, что i -й индекс соответствует сигналам, поступающим с антенны А2, и j -й — сигналам с антенны А1, то получаем в выражении для b_{ij} разность фаз $\Delta\varphi_{ij}$, где для конкретного источника индексы для разности фаз и знак инвертированы относительно определения компонент сигнала в первом канале. Отсюда на выходе ФД для определенного источника имеем удвоенное значение разности фаз. Следовательно, крутизна пеленгационной характеристики для ФПГ со схемой подстановки частоты в 2 раза выше, чем при каноническом построении схемы ФПГ.

При реальном режиме ФПГ, когда имеем $U_{mi} = U_{mi}^a = U_{mi}^b$, $\forall i \in 1, n$, можно записать вытекающее из (9) соотношение

$$U_{mi}^a U_{mj}^b = U_{mi}^b U_{mj}^a = U_{mj}^a U_{mi}^b. \quad (17)$$

В этом случае матрица амплитуд становится симметрической, то есть

$$U_{mij} = U_{mji}. \quad (18)$$

Перейдем к рассмотрению фазовых матриц для сигналов на выходе фазовых каналов. В соответствии с выражением (13) найдем матрицу $\bar{\varphi}_{k1}$, элементы которой

$$\varphi_{ij} = \Phi_i^a - \Phi_j^b + \Phi_r. \quad (19)$$

или $\varphi_{ij}(t) = [(\omega_i - \omega_j) + \omega_r]t + \psi_i^a - \psi_j^b + \psi_r = (\omega_r + \Omega_{ij})t + \Delta\varphi_{ij} + \psi_r$ определяют фазовые соотношения для отдельных комбинационных компонент сигнала, задаваемых элементами сигнальной матрицы $\bar{U}_{k1}(t)$, представленной в форме (13).

С учетом (19) можно записать:

$$\bar{\varphi}_{k1}(t) = \Delta\bar{\Phi}_{k1}(t) + \bar{\Phi}_r(t), \quad (20)$$

где $\Delta\bar{\Phi}_{k1}(t) = \bar{\Phi}_a(t) - \bar{\Phi}_b^T(t)$ — квадратная матрица n -го порядка, $\bar{\Phi}_r(t)$ имеет все одинаковые элементы, равные $\Phi_r(t)$.

Определим фазовые матрицы для сигнала на выходе второго канала. Согласно матрице (14),

$$\bar{\varphi}_{k2}(t) = \Delta\bar{\Phi}_{k2}(t) + \bar{\Phi}_r(t). \quad (21)$$

Каждый элемент фазовой матрицы $\bar{\varphi}_{k2}(t)$ определен из (14) как

$$\varphi_{ij}(t) = \Phi_i^b - \Phi_j^a + \Phi_r. \quad (22)$$

или

$$\begin{aligned} \varphi_{ij}(t) &= [(\omega_i - \omega_j) + \omega_r]t + \psi_i^b - \psi_j^a + \psi_r = \\ &= (\omega_r + \Omega_{ij})t - \Delta\varphi_{ij} + \psi_r. \end{aligned}$$

Рассмотрим структуры матриц, определяющих сигналы на выходе фазовых каналов. Сигналы, снимаемые на ФД с каждого из фазовых каналов, определяются в общем случае выражениями (7) и, следовательно, могут быть найдены суммированием всех элементов матриц (13) для $\bar{U}_{k1}(t)$ и (14) для $\bar{U}_{k2}(t)$.

На главной диагонали этих матриц расположены элементы, определяющие собственные комбинационные частоты, приведенные к частоте гетеродина. Число этих составляющих равно числу излучателей n . Сумма собственных комбинационных компонент определена как след матрицы

$$Sp\{\bar{U}_{k2}(t)\} = \frac{1}{4} U_{mr} \sum_{i=1}^n U_{mi}^a U_{mi}^b \exp[i(\omega_r t - \Delta\varphi_i + \psi_r)],$$

$$Sp\{\bar{U}_{k1}(t)\} = \frac{1}{4} U_{mr} \sum_{i=1}^n U_{mi}^a U_{mi}^b \exp[i(\omega_r t + \Delta\varphi_i + \psi_r)].$$

Остальные $(n^2 - n)$ комбинационных компонент определены элементами матриц (13) и (14), лежащих вне главных диагоналей.

Фазовая матрица, определяющая текущее значение фазы компонент сигнала, определится как

$$\bar{\varphi}_{k1} = \bar{\Theta}_{k1} + \bar{\Phi}_r(t), \quad (23)$$

где $\bar{\Phi}_r(t)$ — треугольная матрица, все ненулевые элементы которой равны $\Phi_r(t) = \omega_r t + \psi_r$.

Рассмотрим преобразованную к треугольному виду фазовую матрицу $\bar{\Theta} = \arg \bar{a}_y$. Эта матрица может быть записана в виде

$$\bar{\Theta} = \begin{array}{c|cc|cc} \Delta\varphi_1 & \frac{\Delta\varphi_1 + \Delta\varphi_2}{2} & \dots & \frac{\Delta\varphi_1 + \Delta\varphi_{n-1}}{2} & \frac{\Delta\varphi_1 + \Delta\varphi_n}{2} \\ \hline 0 & \Delta\varphi_2 & \dots & \frac{\Delta\varphi_2 + \Delta\varphi_{n-1}}{2} & \frac{\Delta\varphi_2 + \Delta\varphi_n}{2} \\ \hline \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \hline 0 & 0 & \dots & 0 & \Delta\varphi_n \end{array} \quad (24)$$

Запишем (13) в виде

$$\bar{U}_{k1}(t) = \frac{1}{4} \dot{U}_r(t) \bar{Q}(t), \quad (25)$$

где $\bar{Q}(t)$ — треугольная матрица. Сопоставляя (10) и (11) для сигналов $\bar{U}_{k1}(t)$ и $\bar{U}_{k2}(t)$, замечаем, что треугольная матрица для $\bar{U}_{k2}(t)$ может быть представлена матрицей (25), комплексно-сопряженной $\bar{\Theta}$, т. е.

$$\bar{U}_{k2}(t) = \frac{1}{4} \dot{U}_r(t) \bar{Q}^*(t). \quad (26)$$

Следовательно, амплитудная матрица для $\bar{U}_{k2}(t)$ совпадает с амплитудной матрицей $\bar{U}_{mk1}(t)$. Фазовая матрица $\bar{\varphi}_{k2}(t) = \bar{\Theta}_{k2} + \bar{\Phi}_r(t)$, где матрица $\bar{\Theta}_{k2} = (-1)\bar{\Theta}_{k1}$. Здесь $\bar{\Theta}_{k1}$ определяется из (24).

Быстрый рост числа комбинационных компонент с ростом числа излучателей, приводящий к разрушению фазовых соотношений между сигналами, обуславливает резкое усложнение исследований из-за существенно возрастающей громоздкости аналитических преобразований. Поэтому при ограниченном на практике числе пеленгуемых излучателей нецелесообразно рассматривать общий случай произвольного числа излучателей, т. к. быстрое размножение числа комбинационных составляющих с ростом n может привести при поиске методов решения поставленной задачи разрешения сигналов к потере иногда очень небольших возможностей, которые позволяют обеспечить отдельный пеленг при работе ФПГ по множественному сигналу [2–5].

Кроме того, как следует из треугольных матриц (24), множественность пеленгуемой цели существенно ухудшает характер пеленгационной характеристики, что не позволяет получать высоких точностей пеленгации каждого из множества объектов. Тем не менее использование специальных схем укорочения принятых радиопульсных сигналов, а также путем усложнения аппаратуры созданием нулевых зон приема удастся улучшить возможности отдельной пеленгации множественной цели [2, 5–8].

Библиографический список

1. Шредер, К.А. Измерение фаз и выходные данные системы «Минитрек» [Текст] / К.А. Шредер, К.Г. Луней, Г.Е. Карпентер; сокращенный перевод части V Руководства по эксплуатации системы «Мини-трек». — М., 1959. — 37 с.
2. Царьков, Н.М. Многоканальные радиолокационные измерители [Текст] / Н.М. Царьков. — М.: Сов. радио, 1980. — 192 с.
3. Цветнов, В.В. Фазовые корреляционные свойства сигналов и помех в двухканальных фазовых системах [Текст] / В.В. Цветнов // Радиотехника. — 1958. — № 4. — С. 59–62.

4. Леонов, А.Н. Моноимпульсная радиолокация [Текст] / А.Н. Леонов, К.Н. Фомичев. — 2-е изд., доп. и перераб. — М.: Радио и связь, 1984. — 312 с.

5. Ширман, Я.Д. Разрешение и сжатие сигналов [Текст] / Я.Д. Ширман. — М.: Сов. радио, 1974. — 360 с.

6. Золотарев, И.Д. Исследование прохождения радиоимпульсов с прямоугольной огибающей через систему укорочения «колебательный контур-резистор» [Текст] / И.Д. Золотарев // Магнитные и электрические измерения: межвуз. сб. — Омск: ОмПИ, 1980. — С. 135–138.

7. Золотарев, И.Д. Временное разрешение радиоимпульсных сигналов системой укорочения [Текст] / И.Д. Золотарев, С.П. Седелников // Электронные и электромагнитные измерительные устройства и преобразователи: межвуз. сб. науч. трудов. — Омск: ОмПИ, 1981. — С. 93–97.

8. Золотарев, И.Д. Исследование фазовых соотношений при высокочастотном дифференцировании радиоимпульсов с прямо-

угольной огибающей [Текст] / И.Д. Золотарев, С.И. Журавлев // Электронные и электромагнитные устройства в измерительной технике: межвуз. сб. трудов. — Омск: ОмПИ, 1982. — С. 141–145.

ЗОЛОТАРЁВ Илья Давыдович, доктор технических наук, профессор кафедры экспериментальной физики и радиофизики Омского государственного университета им. Ф. М. Достоевского.

Адрес для переписки: e-mail: izolotarev@navsystem.ru

БЕРЕЗОВСКИЙ Владимир Александрович, кандидат технических наук, директор Омского НИИ приборостроения.

Адрес для переписки: e-mail: info@oniip.ru

Статья поступила в редакцию 05.10.2009 г.

© И. Д. Золотарев, В. А. Березовский

УДК 623.68:327.84: 621.396.969

**И. Д. ЗОЛОТАРЁВ
В. А. БЕРЕЗОВСКИЙ**

Омский государственный университет
им. Ф. М. Достоевского

Омский НИИ приборостроения

ФАЗОВЫЕ ПЕЛЕНГАТОРЫ В УСЛОВИЯХ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ БОРЬБЫ

Рассмотрена работа фазового пеленгатора (ФПГ) мониторинга и пеленга источников сигналов в декаметровом диапазоне. Исследован ФПГ, функционирующий в условиях радиоэлектронной борьбы. Для анализа канонической схемы ФПГ с перестраиваемым гетеродином в этих условиях потребовалось разработать матричный метод. На главной диагонали матрицы содержатся элементы, соответствующие собственным комбинационным частотам, другие элементы матрицы отражают взаимно комбинационные составляющие сигнала на выходе фазового дискриминатора. Применительно к работе ФПГ с общим гетеродином в декаметровом диапазоне предложены решения, обеспечивающие независимую пеленгацию разнесенных в пространстве источников излучения копий сигналов.

Ключевые слова: фазовый пеленгатор, источники излучения копий сигналов, сигнальные матрицы, пеленгационная характеристика.

Одним из важнейших направлений использования ФПГ является применение их для разведки и определения пеленга «чужих» источников излучения [1–4]. В условиях радиоэлектронной борьбы эффективным средством противодействия фазовой пеленгации является создание разнесенных в рамках одной позиции одновременно работающих источников копий наложенных сигналов. Это приводит к трудно предсказуемой деформации пеленгационной характеристики ФПГ. Применительно к решению задачи наведения летательного аппарата на источник излучения, подлежащий огневому уничтожению, за счет сигналов, разнесенных в пространстве отвлекающих излучателей, осуществляется «силовой» отвод управляемого аппарата от цели. Имеющаяся в этом случае множественность сигналов существенно усложняет функционирование и исследование работы бортовых ФПГ по критерию минимизации ошибки пеленга.

Исследуем преобразование сигналов при каноническом построении схемы двухканального фазового пеленгатора с общим перестраиваемым гетеродином (поисковый режим пеленгации по диапазону) в условиях работы ФПГ по множественной цели (рис. 1).

Примем, что в схеме преобразователя частоты на выходе включен полосовой фильтр (ПФ), для фазового дискриминатора (ФД) — фильтр низких частот (ФНЧ). Комбинационные составляющие, возникающие при взаимодействии на нелинейных элементах (НЭ) сигналов, принятых на разнесенные антенны ФПГ от одного и того же источника излучения, определим как собственные комбинационные составляющие (компоненты) (СКС, СКК). Комбинационные составляющие, образуемые взаимодействием на НЭ сигналов от различных излучателей, определим как взаимные комбинационные составляющие (компоненты) (ВКС, ВКК).

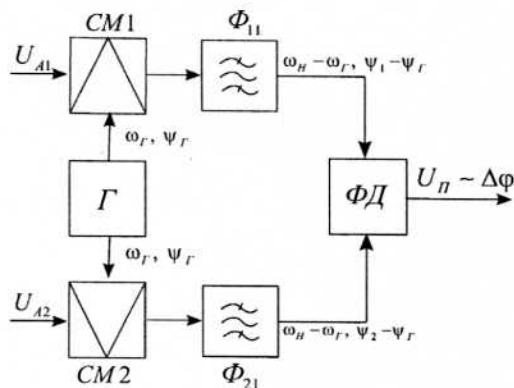


Рис. 1. Каноническая схема построения двухканального фазового пеленгатора, $\Delta\phi = \psi_2 - \psi_1$

Преобразователи частоты и фазовые детекторы в структурной схеме пеленгатора будем рассматривать как безынерционные перемножители. При этом аналитические представления обработки сигналов в преобразователе частоты и ФД оказываются идентичными (ФД можно рассматривать как преобразователь частоты с нулевым значением промежуточной частоты). Отличие состоит в том, что формально обрабатываемые компоненты отрицательных частот при рассмотрении ФД следует отразить зеркально в область положительных частот с учетом соответствующих знаков. Во многих практических случаях ФД, работающий в режиме перемножения колебаний, с последующим включением ФНЧ удобно рассматривать как коррелятор. Такой подход позволяет использовать методы статистической обработки сигналов для исследования фазового пеленгатора [4]. Для получения исходных соотношений будем первоначально считать, что на входы пеленгатора поступает совокупность непрерывных моногармонических сигналов от источников излучения.

Применим подход с введением сигнальных матриц для исследования преобразователей частоты и ФД, а также этой матрицы, как производящей для фазовых матриц. Матричный подход особенно целесообразен, если рассматривается пеленгование разнесенных в пространстве источников излучения, т.к. обеспечивает наглядность преобразований потока сигналов в ФПГ.

Матричный аппарат весьма плодотворно применяется при исследовании стохастических процессов и является важным инструментом теории корреляционных систем, к которым близко примыкают фазоизмерительные системы. Он широко использовался в работах И. Н. Амиантова, В. В. Цветнова, С. Е. Фальковича, Н. М. Царькова [3–9], в частности, при исследовании ФПГ. В данной работе представлено дальнейшее развитие матричного аппарата для исследования процессов обработки сигналов в ФПГ.

Запишем сигналы, поступающие с антенн пеленгатора на преобразователи частоты, в форме:

$$\begin{aligned} \dot{U}_{A1}(t) &= \sum_{i=1}^n \dot{U}_i^a(t) = \sum_{i=1}^n U_{mi}^a \exp[i\Phi_i^a(t)], \\ \dot{U}_{A2}(t) &= \sum_{i=1}^n \dot{U}_i^b(t) = \sum_{i=1}^n U_{mi}^b \exp[i\Phi_i^b(t)], \end{aligned} \quad (1)$$

где

$$\Phi_i^a(t) = \omega_i t + \psi_i^a, \quad \Phi_i^b(t) = \omega_i t + \psi_i^b,$$

U_{mi}^a — амплитуда сигнала, принятого от i -го источника на антенну A_1 , U_{mi}^b — амплитуда сигнала, принятого от i -го источника на антенну A_2 , ω_i — частота i -го источника излучения, ψ_i^a и ψ_i^b — начальные фазы для сигналов, принятых разнесенными антеннами A_1 и A_2 фазового радиопеленгатора.

Для i -ой составляющей колебаний разность фаз

$$\Delta\phi_i = \Phi_i^a(t) - \Phi_i^b(t) = \psi_i^a - \psi_i^b. \quad (2)$$

Вещественные сигналы, поступающие на смесители, получаем из соотношения $U_i^{a,b}(t) = \text{Im}\{\dot{U}_i^{a,b}(t)\}$.

Разность фаз определяет пеленгационную характеристику ФПГ, которая по условию должна обладать нечетной симметрией [10–12]. Для обеспечения этого условия в фазу сигнала гетеродина, поступающего на один из каналов, вводят фазовращатель, сдвигающий фазу одного из сигналов гетеродина на $\pi/2$.

Для ФПГ рис. 1 сигнал с общего для обоих фазовых каналов (ФК) перестраиваемого гетеродина представим как

$$\dot{U}_r(t) = U_{mr} \exp[i\Phi_r(t)], \quad (3)$$

где $\Phi_r(t) = \omega_r t + \psi_r$, $U_r(t) = \text{Im}\{\dot{U}_r(t)\}$.

Тогда сигналы на выходах полосовых фильтров ФК определяются из соотношений

$$\begin{aligned} \dot{U}_{k1}(t) &= \frac{\dot{U}_{A1}(t)\dot{U}_r^*(t)}{2} = \sum_{i=1}^n \dot{U}_{ki}^a(t), \\ \dot{U}_{k2}(t) &= \frac{\dot{U}_{A2}(t)\dot{U}_r^*(t)}{2} = \sum_{i=1}^n \dot{U}_{ki}^b(t), \end{aligned} \quad (4)$$

символ * означает комплексно сопряженную величину.

Выражения для сигналов на выходах каждого из ФК для сигналов i -го источника запишем в форме:

$$\begin{aligned} \dot{U}_{ki}^a(t) &= \frac{1}{2} \dot{U}_i^a \dot{U}_r^* = \frac{1}{2} U_{mi}^a U_{mr} \exp[i(\Phi_i^a - \Phi_r)], \\ \dot{U}_{ki}^b(t) &= \frac{1}{2} \dot{U}_i^b \dot{U}_r^* = \frac{1}{2} U_{mi}^b U_{mr} \exp[i(\Phi_i^b - \Phi_r)]. \end{aligned} \quad (5)$$

Вещественные сигналы на выходах каждого из фазовых каналов определяются как $U_{k1}(t) = \text{Re}\{\dot{U}_{k1}(t)\}$, $U_{k2}(t) = \text{Re}\{\dot{U}_{k2}(t)\}$. Соответственно, для сигналов каждого i -го источника на выходах ФК имеем из (5) $U_{ki}^a(t) = \text{Re}\{\dot{U}_{ki}^a(t)\}$, $U_{ki}^b(t) = \text{Re}\{\dot{U}_{ki}^b(t)\}$.

Тогда (4) перепишем в форме

$$\begin{aligned} U_{k1}(t) &= \frac{U_{mr}}{2} \sum_{i=1}^n U_{mi}^a \cos[(\omega_i - \omega_r)t + \psi_i^a - \psi_r], \\ U_{k2}(t) &= \frac{U_{mr}}{2} \sum_{i=1}^n U_{mi}^b \cos[(\omega_i - \omega_r)t + \psi_i^b - \psi_r]. \end{aligned} \quad (6)$$

Сигнал на выходе фильтра ФД

$$\dot{U}_{\Pi}(t) = \frac{1}{2} \dot{U}_{k1}(t)\dot{U}_{k2}^*(t), \quad (7)$$

где вещественный сигнал $U_{\Pi}(t) = \text{Re}\{\dot{U}_{\Pi}(t)\}$.

Представим, согласно (4), сигналы, поступающие на ФД в виде комплексных n -мерных векторов столбцов

$$\bar{U}_{k1} = [\dot{U}_{k1}^a, \dot{U}_{k2}^a, \dots, \dot{U}_{kn}^a]^T, \quad \bar{U}_{k2} = [\dot{U}_{k1}^b, \dot{U}_{k2}^b, \dots, \dot{U}_{kn}^b]^T. \quad (8)$$

Здесь символ Т означает транспонированную матрицу; в данном случае перевод матрицы-столбца в матрицу-строку.

Для $\bar{U}_n(t)$ получим (7) и (8) квадратную матрицу как произведение матриц (8). Тогда, рассматривая ФД как перемножитель, записываем

$$\bar{U}_n(t) = \frac{1}{2} \bar{U}_{k1}(t) [\bar{U}_{k2}^T(t)]^* = \frac{U_{mf}^2}{8} \left\{ \bar{U}_{A1}(t) [\bar{U}_{A2}^T(t)]^* \right\}, \quad (9)$$

символ $*$ — сопряженное значение матрицы. Комплексные n -мерные векторы $\bar{U}_{A1}(t)$ и $\bar{U}_{A2}(t)$ для сигналов, снимаемых с антенн ФПГ, запишем с учетом (1):

$$\begin{aligned} \bar{U}_{A1} &= [\dot{U}_1^a(t), \dot{U}_2^a(t), \dots, \dot{U}_n^a(t)]^T, \\ \bar{U}_{A2} &= [\dot{U}_1^b(t), \dot{U}_2^b(t), \dots, \dot{U}_n^b(t)]^T. \end{aligned} \quad (10)$$

После преобразований (9) получим пеленгационную квадратичную матрицу n -го порядка вида

$$\bar{U}_n(t) = \frac{1}{2} [\dot{a}_{ij}] = \frac{1}{2} [\dot{U}_i^a(t) \dot{U}_j^b(t)^*], \quad i, j = \overline{1, n} \quad (11)$$

или каждый элемент пеленгационной матрицы через сигналы, принятые антеннами ФПГ может быть записан исходя из (10) в форме

$$\begin{aligned} \bar{U}_n(t) &= \frac{U_{mf}^2}{8} [\dot{b}_{ij}] = \frac{1}{8} U_{mf}^2 [\dot{U}_i^a(t) [\dot{U}_j^b(t)]^*] = \\ &= \frac{1}{8} U_{mf}^2 [U_{mi}^a U_{mj}^b \exp i(\Phi_i^a(t) - \Phi_j^b(t))]. \end{aligned} \quad (12)$$

Здесь каждый из n^2 элементов квадратной матрицы определяет соответствующую компоненту сигнала на выходе ФД. Вещественные части комплексных матриц (11) или (12) находим как $\bar{U}_n(t) = \text{Re} \{ \bar{U}_n(t) \}$.

Вещественная часть элемента \dot{b}_{ij} матрицы (12) определяется соотношением

$$b_{ij}(t) = U_{mi}^a U_{mj}^b \cos(\Omega_{ij}t + \psi_i^a - \psi_j^b). \quad (13)$$

В соответствии с (12) можно составить матрицу амплитуд комплексного сигнала на выходе фильтра ФД:

$$\bar{U}_{mf} = \frac{U_{mf}^2}{8} [u_{i,j}] = \frac{U_{mf}^2}{8} [U_{mi}^a U_{mj}^b]. \quad (14)$$

Во всех квадратных матрицах n -го порядка — для каждого элемента матрицы индексы i и j относятся к сигналам, принимаемым от i -го и j -го излучателей; при этом индексы a и b — к принимаемым на 1-ю и 2-ю разнесенные антенны пеленгатора соответственно.

Предположим, что антенны и фазовые каналы пеленгатора имеют идентичные характеристики, а уровень сигналов одних и тех же источников излучения, принятых на разнесенные антенны, одинаков, что в первом приближении соответствует условиям практической реализации ФПГ. Тогда можно записать

$$U_{mi}^a = U_{mi}^b, \quad i = \overline{1, n}. \quad (15)$$

Матрицу амплитуд (14) перепишем в виде

$$\bar{U}_{mf} = \frac{U_{mf}^2}{8} [U_{mij}], \quad (16)$$

$$U_{mij} = U_{mi}^a U_{mj}^b, \quad U_{mji} = U_{mj}^a U_{mi}^b \Rightarrow U_{mij} = U_{mji}. \quad (17)$$

Таким образом, элементы матриц (14) и (16), расположенные симметрично относительно к

главной диагонали, при выполнении условия (15) равны между собой. При этом матрица амплитуд будет симметрической. Заметим, что для симметрической матрицы справедливо $A^T = A$.

Тогда в соответствии с выражением (12) аргументы отдельных компонент легко определяются из матрицы

$$\Delta \bar{\Phi}(t) = \bar{\Phi}_a(t) - \bar{\Phi}_b^T(t), \quad (18)$$

элементы которой определяются как

$$\Delta \bar{\Phi}(t) = [\varphi_{ij}] = [\Phi_i^a(t) - \Phi_j^b(t)]. \quad (19)$$

Матрица (19) после тривиальных преобразований может быть представлена в виде

$\Delta \varphi_1$	$\Omega_{12}t + \psi_1^a - \psi_2^b$...	$\Omega_{1,n-1}t + \psi_1^a - \psi_{n-1}^b$	$\Omega_{1,n}t + \psi_1^a - \psi_n^b$
$-\Omega_{12}t + \psi_2^a - \psi_1^b$	$\Delta \varphi_2$...	$\Omega_{2,n-1}t + \psi_2^a - \psi_{n-1}^b$	$\Omega_{2,n}t + \psi_2^a - \psi_n^b$
...
$-\Omega_{1,n}t + \psi_n^a - \psi_1^b$	$-\Omega_{2,n}t + \psi_n^a - \psi_2^b$...	$-\Omega_{n-1,n}t + \psi_n^a - \psi_{n-1}^b$	$\Delta \varphi_n$

(20)

Заметим, что матрица (20) позволяет определить частоты и начальные фазы взаимных комбинационных компонент сигнала на выходе ФД.

Рассмотрим структуры матриц (11) и (12). Результирующий сигнал на выходе ФД ищем как сумму всех элементов матриц (11) и (12)

$$\begin{aligned} \dot{U}_n(t) &= \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n \dot{U}_{ki}^a(t) \dot{U}_{kj}^b(t) = \\ &= \frac{U_{mf}^2}{8} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n \dot{U}_i^a(t) [\dot{U}_j^b(t)]^*. \end{aligned} \quad (21)$$

На главных диагоналях этих матриц расположены элементы, определяющие собственные комбинационные постоянные составляющие, число которых равно числу излучателей. В соответствии с выражением (13) уровень каждой из этих составляющих пропорционален $\cos \Delta \varphi_i$, где i — номер излучателя, $i = \overline{1, n}$, $\Delta \varphi_i$ — разность фаз сигналов, принятых от i -го излучателя на разнесенные антенны.

Сумма собственных комбинационных компонент равна сумме диагональных элементов матрицы

$$Sp \{ \bar{U}_n \} = \frac{U_{mf}^2}{8} \sum_{i=1}^n \dot{U}_i^a(t) [\dot{U}_i^b(t)]^*$$

или с учетом (13)

$$Sp \{ \bar{U}_n \} = \frac{U_{mf}^2}{8} \sum_{i=1}^n U_{mi}^a U_{mi}^b \cos \Delta \varphi_i. \quad (22)$$

Остальные $(n^2 - n)$ составляющих образуются в результате взаимодействия на нелинейном элементе (в данном случае на ФД) сигналов разных источников, один из которых принят на первую антенну пеленгатора, другой — на вторую.

Заметим, что частоты комбинационных составляющих, как это видно из (20), обладают зеркальной

(нечетной) симметрией относительно главной диагонали:

$$\Omega_{ij} = -\Omega_{ji}.$$

Объединим симметричные относительно главной диагонали элементы матрицы (20). С учетом (17) для суммы каждой пары симметричных относительно главной диагонали исходной матрицы \dot{a}_{ij} элементов можно записать очевидное равенство

$$\begin{aligned} \dot{c}_{ij} &= U_{mij} \left(e^{i\Phi_{ij}} + e^{i\Phi_{ji}} \right) \frac{U_{mij}^2}{8} = \\ &= \frac{1}{4} U_{mij}^2 U_{mij} e^{i\frac{\Phi_{ij} + \Phi_{ji}}{2}} \cos \frac{\Phi_{ij} - \Phi_{ji}}{2}. \end{aligned} \quad (23)$$

Тогда элемент матрицы c_{ij} , равный сумме симметричных элементов матрицы (11), запишем в виде

$$2\dot{c}_{ij} = 2 \frac{U_{mij}^2}{8} U_{mij} \cos(\Omega_{ij}t + \psi_{ijcp}) e^{i\frac{\Delta\varphi_i + \Delta\varphi_j}{2}}, \quad (24)$$

где $\psi_{ijcp} = \psi_{icp} - \psi_{jcp}$, $\psi_{icp} = \frac{1}{2}(\psi_i^a + \psi_i^b)$, $\psi_{jcp} = \frac{1}{2}(\psi_j^a + \psi_j^b)$.

Вещественное значение ij компоненты матрицы получаем в соответствии (7)

$$2c_{ij}(t) = \text{Re}\{2\dot{c}_{ij}(t)\}.$$

Тогда

$$2c_{ij} = \frac{U_{mij}^2}{4} U_{mij} \cos(\Omega_{ij}t + \psi_{ijcp}) \cos \frac{\Delta\varphi_i + \Delta\varphi_j}{2}. \quad (25)$$

Следовательно, каждая взаимно комбинационная компонента имеет амплитуду, пропорциональную $\cos \frac{\Delta\varphi_i + \Delta\varphi_j}{2}$ и медленно изменяющуюся с частотой биений огибающую.

При $U_{mi}^a = U_{mi}^b$

$$c_{ii}(t) = \frac{1}{8} U_{mii}^2 U_{mii}^2 \cos \Delta\varphi_i. \quad (26)$$

При переходе к треугольной матрице значения наддиагональных элементов матрицы определяются по формуле (24).

Полагая $i = j$, получаем $\Omega_{ij} = 0$ и $\psi_{ijcp} = 0$, откуда

$$\dot{c}_{ii}(t) = \frac{1}{8} U_{mii}^2 U_{mii}^2 \exp i\Delta\varphi_i,$$

т. е. в этом случае при $i = j$ получаем элементы главной диагонали треугольной матрицы, соответствующие формуле (26).

В целом, как и следовало ожидать, приведенные соотношения показывают, что при построении фазометрического тракта пеленгатора при обычной двухканальной схеме с общим гетеродином наложение сигналов от нескольких излучателей деформирует пеленгационную характеристику, нарушая получение информации об угловых координатах каждого излучателя. Фильтрация взаимных комбинационных компонент позволяет снять колебательную во времени составляющую сигнала на выходе ФД (след матрицы), составляющая алгебраическую сумму сигналов отдельных источников, не позволяет выделить отдельные составляющие.

Как следует из изложенного, для применения канонической схемы построения ФПГ введение разнесенных по радиолокационной позиции источников излучения копий сигналов приводит к деформации пеленгационной характеристики. Однако в условиях радиоразведки источников декаметрового диапазона, когда необходимо обеспечить мониторинг и пеленгацию очень удаленных объектов (расстояние $R \sim 1000 - 10000$ км и антенная база имеет величину порядка одного километра ($a \ll R$)), все источники излучения как бы наблюдаются из одной точки (точечные источники излучения [3]). Кроме того для радиоимпульсных сигналов Я. Д. Ширманом и его школой были предложены варианты укорочения принятых радиоимпульсных сигналов (с использованием линии задержки или ВЧ-дифференцирования) [13]. В последнем случае минимизируются вынужденная составляющая переходного процесса и укороченные сигналы определяются свободной составляющей переходного процесса. Как показали практические исследования, подъем свободной составляющей относительно вынужденной имеет величину порядка 20 дБ. Значительно больший выигрыш при укорочении импульсов дает применение мостиковой схемы (порядка 40 дБ). При этом в противоположных плечах моста используются параллельный и последовательный контура. Этот путь обеспечивает укорочение сигналов каждого из источников в широком области частот радиолокационных импульсов декаметрового диапазона. Укорочение принятых радиоимпульсных сигналов позволяет обеспечить их разрешение во временной области. Однако в работе [13] не рассмотрено поведение тонкой фазовой структуры радиосигнала при переходном процессе. Это необходимо для построения ФПГ, обеспечивающего разрешение пеленгационных характеристик для каждого из объектов. Данная задача была решена в работах [14 - 16].

Изложенный матричный метод обеспечивает исследование ФПГ, построенного по традиционной схеме с перестраиваемым общим гетеродином при работе пеленгатора по множественной цели.

Библиографический список

1. Вакин, С.А., Шустов, А.Н. Основы радиопротиводействия и радиотехнической разведки [Текст] / С.А. Вакин, А.Н. Шустов. — М.: Сов. радио, 1968. — 448 с.
2. Максимов, М.В., Бобнев, М.П., Кривицкий, Б.Х. Защита от радиопомех [Текст] / М.В. Максимов, М.П. Бобнев, Б.Х. Кривицкий; подред. М.В. Максимова. — М.: Сов. радио, 1976. — 496 с.
3. Царьков, Н.М. Многоканальные радиолокационные измерители [Текст] / Н.М. Царьков. — М.: Сов. радио, 1980. — 192 с.
4. Цветнов, В.В. Фазовые корреляционные свойства сигналов и помех в двухканальных фазовых системах [Текст] / В.В. Цветнов // Радиотехника. — 1958. — № 4. — С. 59 - 62.
5. Цветнов, В.В. Статистические свойства сигналов и помех в двухканальных фазовых системах [Текст] / В.В. Цветнов // Радиотехника. — 1957. — № 5. — С. 12 - 29.
6. Амиантов, И.Н. Избранные вопросы статистической теории связи [Текст] / И.Н. Амиантов. — М.: Сов. радио, 1971. — 416 с.
7. Фалькович, С.Е. Потенциальная точность отсчета угловых координат в радиолокационных системах [Текст] / С.Е. Фалькович // Радиотехника и электроника. — 1959. — Т. 4. — № 1. — С. 142 - 144.
8. Фалькович, С.Е., Шкварно, Ю.В. О задаче совместного измерения угловых параметров нескольких сигналов [Текст] / С.Е. Фалькович, Ю.В. Шкварно // Радиотехника и электроника. — 1979. — Т. 24. — № 6. — С. 1226 - 1230.
9. Фалькович, С.Е., Хомяков, Э.Н. Статическая теория измерительных радиосистем [Текст] / С.Е. Фалькович, Э.Н. Хомяков. — М.: Радио и связь, 1981. — 288 с.

10. Родс, Д.Р. Введение в моноимпульсную радиолокацию [Текст] / Д.Р. Родс; пер. с англ.; под ред. Л.Д. Бахраха. — М.: Сов. радио, 1960. — 159 с.

11. Свиридов Э.Ф. Сравнительная эффективность моноимпульсных систем пеленгации [Текст] / Э.Ф. Свиридов. — Л.: Судостроение, 1964. — 116 с.

12. Леонов, А.Н., Фомичев, К.Н. Моноимпульсная радиолокация [Текст] / А.Н. Леонов, К.Н. Фомичев. — 2-е изд., доп. и перераб. — М.: Радио и связь, 1984. — 312 с.

13. Ширман, Я.Д. Разрешение и сжатие сигналов [Текст] / Я.Д. Ширман. — М.: Сов. радио, 1974. — 360 с.

14. Золотарёв, И.Д. Исследование прохождения радиоимпульсов с прямоугольной огибающей через систему укорочения «колебательный контур-резистор» [Текст] / И.Д. Золотарев // Магнитные и электрические измерения: межвуз. сб. — Омск: ОмПИ, 1980. — С. 135–138.

15. Золотарёв, И.Д. Временное разрешение радиоимпульсных сигналов системой укорочения [Текст] / И.Д. Золотарёв, С.П. Седейников // Электронные и электромагнитные измерительные устройства и преобразователи: межвуз. сб. науч. тр. — Омск: ОмПИ, 1981. — С. 93–97.

16. Золотарёв, И.Д. Исследование фазовых соотношений при высокочастотном дифференцировании радиоимпульсов с прямоугольной огибающей [Текст] / И.Д. Золотарёв, С.И. Журавлёв // Электронные и электромагнитные устройства в измерительной технике: межвуз. сб. тр. — Омск: ОмПИ, 1982. — С. 141–145.

ЗОЛОТАРЁВ Илья Давыдович, доктор технических наук, профессор кафедры экспериментальной физики и радиофизики Омского государственного университета им. Ф. М. Достоевского.

Адрес для переписки: e-mail: izolotarev@navsystem.ru
БЕРЕЗОВСКИЙ Владимир Александрович, кандидат технических наук, директор Омского НИИ приборостроения.

Адрес для переписки: e-mail: info@oniip.ru

Статья поступила в редакцию 17.09.2009 г.

© И. Д. Золотарёв, В. А. Березовский

УДК 621.396.24

**В. Л. ХАЗАН
Д. В. ФЕДОСОВ
Д. А. КОРНЕЕВ**

Омский государственный
технический университет

ИССЛЕДОВАНИЕ НАДЕЖНОСТИ ПЕРЕДАЧИ СООБЩЕНИЙ ПО КВ КАНАЛАМ СВЯЗИ ПРИ ЧАСТОТНО-РАЗНЕСЕННОМ И РЕГИОНАЛЬНО-РАЗНЕСЕННОМ ПРИЕМЕ СИГНАЛОВ

В данной статье рассматривается проблема разнесенного приема в КВ каналах связи. Как известно, для борьбы с замираниями в дециметровых каналах связи (КС) существует множество методов, так называемого, разнесенного приема (РП). РП играет большую роль в борьбе как с замираниями в каналах связи, так и с влиянием аддитивных помех от посторонних радиостанций. В работе дается более точная оценка выигрыша при частотном и региональном РП. Эксперимент проводится с помощью имитационно-аналитического моделирования.

Ключевые слова: коротковолновая связь, разнесенный прием, моделирование, коэффициент исправного действия.

Существует множество методов разнесенного приема [1, 2 и др.].

Активные методы разнесенного приема, которые требуют участия передающей стороны радиолинии:

— разнесение по времени — несколько версий одного и того же информационного сигнала передаются в разное время;

— частотное разнесение — сигнал передается параллельно по нескольким частотным каналам;

— частотно-временное разнесение — сигнал передается с повторением на разных частотах.

Пассивные методы разнесенного приема, которые не требуют участия передающей стороны радиолинии:

— пространственно-разнесенный прием — сигнал принимается на разные антенны, разнесенные в пространстве на расстояние, во много раз превышающее длину волны;

— регионально-разнесенный прием — сигнал принимается разными приемными центрами, разнесенными на сотни километров друг от друга;

— поляризационно-разнесенный прием — сигнал принимается с помощью антенн с ортогональными типами поляризации.

— разнесение по лучам — сигнал принимается с помощью фазированных антенных решеток, имеющих в вертикальной плоскости узконаправленные диаг-

раммы, способные производить селекцию отдельных лучей, имеющих разные широтные углы направлений прихода в точку приема сигнала.

Исследуем эффективность частотно-разнесенного и регионально-разнесенного методов приема сигналов. Если каналы связи некоррелированные, то, зная коэффициент исправного действия (КИД₁) одного индивидуального канала связи, легко определить КИД_п *n* разнесенных каналов связи:

$$\text{КИД}_n = 1 - (1 - \text{КИД}_1)^n \quad (1)$$

Однако при частотном и региональном разнесении каналы в среднем коррелированы, так как имеют одинаковые средние значения уровней сигналов.

Представляет практический интерес определить энергетические потери, которые имеют место в реальной ситуации, отличающейся от описываемой уравнением (1).

Исследования надежности передачи сообщений по КВ КС с разнесенным приемом сигналов будем проводить методом имитационно-аналитического моделирования.

Канал связи будем считать однолучевым, что всегда справедливо для сигналов, имеющих длительность элементов намного превосходящую максимально возможную разность хода лучей.

Имитационно-аналитическая модель КВ канала связи

Понятие многолучевости канала связи (КС) является относительным. КС для систем с высокой скоростью манипуляции, когда длительность элемента сообщения не превосходит разность хода лучей, является многолучевым. Для систем с низкой скоростью манипуляции, когда длительность элемента сообщения во много раз превышает разность хода лучей, этот же КС можно считать однолучевым [3].

Отношение сигнал/помеха на выходе КС обусловлено уровнями сигнала и аддитивных помех. Основными аддитивными помехами являются атмосферные шумы и помехи от посторонних радиостанций (станционные помехи). Законы замирания сигналов и помех изучены достаточно хорошо [4, 5 и др.] и могут быть воспроизведены с помощью ЭВМ с доста-

точной степенью адекватности. Поэтому не составляет большого труда получить поток ошибок, который будет идентичен реальному потоку ошибок на выходе дискретного канала связи (на выходе регенератора).

Рассмотрим более подробно канал с медленными замираниями сигнала и с постоянным уровнем шума. Значение амплитуды сигнала на входе приемного устройства $A_2(t)$ зависит от коэффициента передачи среды распространения $\mu(t)$:

$$A_2(t) = A_1 \cdot \mu(t), \quad (2)$$

где A_1 — амплитуда сигнала на входе континуального канала связи, включающего в себя среду распространения.

Законы замирания стационарных помех принципиально не отличаются от законов замирания сигнала. В первом приближении стационарные помехи можно считать шумоподобными с ограниченным спектром, со спектральной плотностью мощности, которая изменяется согласно закону замирания данной помехи. Спектральная плотность мощности атмосферного шума меняется относительно медленно и для отдельных сеансов связи может считаться постоянной. Зная спектральные мощности стационарных помех и атмосферного шума, а также уровень полезного сигнала для каждого момента времени t , можно определить отношение $H^2(t)$ сигнал/помеха, а следовательно, и вероятность ошибки элемента сообщения $P_{\text{ош}}(t)$:

$$P_{\text{ош}}(t) = \frac{1}{2} e^{-\frac{H^2(t)}{M}}, \quad (3)$$

где $M = 2$ для ЧМ сигналов и $M = 4$ для АМ сигналов.

В свою очередь, зная вероятность ошибки элемента $P_{\text{ош}}(t)$, можно сформировать конкретную реализацию вектора ошибки $B(t)$.

Суть метода имитационно-аналитического моделирования однолучевого дискретного КС с замираниями сигнала и помех поясняется на рис. 1.

На этом рисунке в верхней левой его части приведена зависимость вероятности ошибки элемента сообщения от отношения сигнал/помеха. В нижней левой части рисунка показана осциллограмма изменения уровня H отношения сигнал/помеха при их независи-

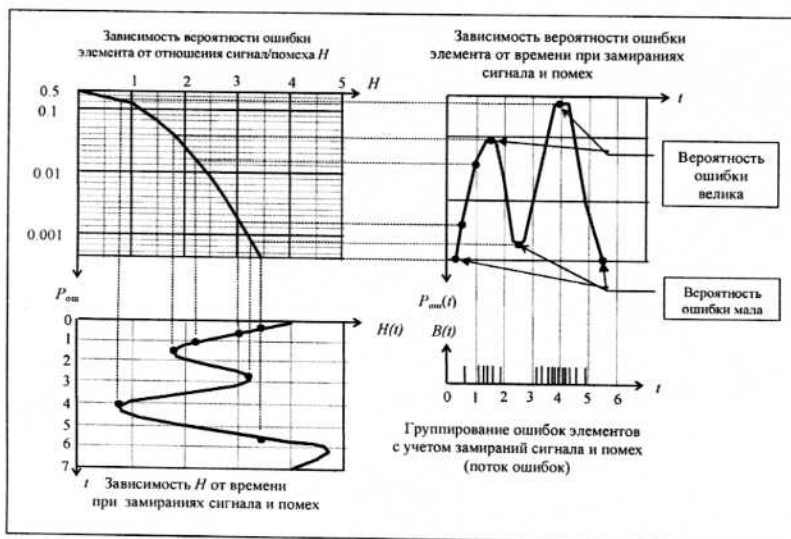


Рис. 1. Метод имитационно-аналитического моделирования дискретного канала связи с переменными параметрами (с замираниями)

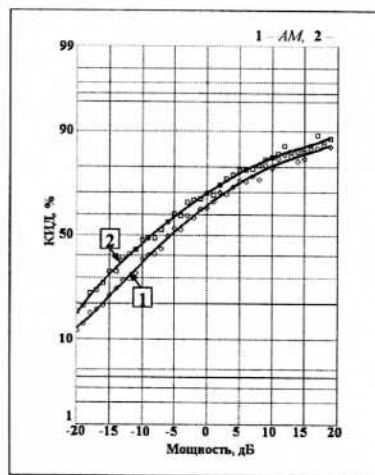


Рис. 2. КИД КВ КС при различных значениях мощности и видах манипуляции

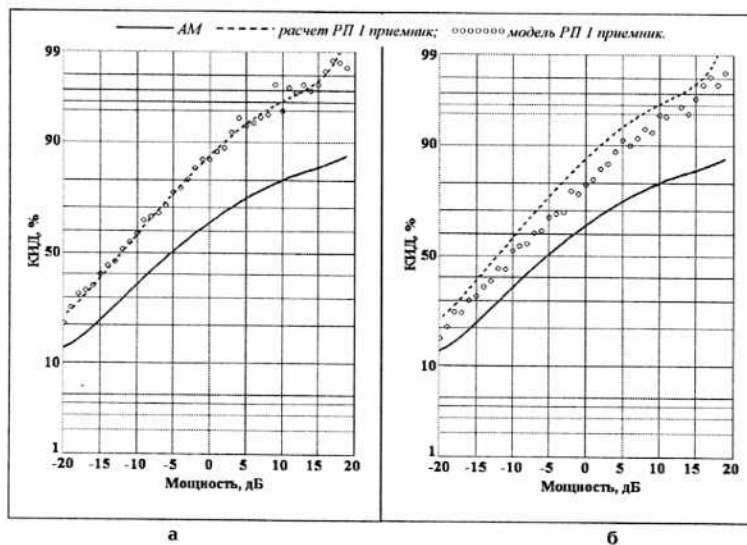


Рис. 3:

а – КИД КС с АМ сигналами (некоррелированные разнесенные по частоте КС);
 б – КИД КС с АМ сигналами (коррелированные в среднем разнесенные по частоте КС)

мых замираниях. В верхней правой части рисунка приведена временная зависимость вероятности ошибок элементов сообщения, обусловленная замираниями сигнала и помех. Ниже этой зависимости приведена осциллограмма вектора ошибок, отражающая их группирование, которое соответствует отношению сигнал/помеха в те или другие моменты времени. Данная модель соответствует случаям передачи по КВ КС низкоскоростных АМ и ЧМ сигналов.

Описание вычислительного эксперимента

Целью вычислительного эксперимента, заключающегося в имитации трассовых испытаний КС, является оценка надежности связи, а также сравнение КИД двух или большего числа систем связи и определение энергетического выигрыша/проигрыша этих систем относительно друг друга. Испытания для достижения этой цели проводят при различных значениях мощности передающих устройств и определяют зависимость КИД от мощности передатчика. Зная эти зависимости, можно легко оценить энергетический выигрыш/проигрыш одной системы связи по отношению к любой другой в данных условиях связи. Описанная методика проведения трассовых испыта-

ний положена в основу определения энергетического выигрыша/проигрыша при моделировании частотного и регионального РП в КВ КС.

Вначале посредством имитационного моделирования трассовых испытаний исследовалась зависимость КИД КС от мощности передатчика для АМ и ЧМ сигналов. Мощность передатчика изменялась с дискретностью 1 дБ. Результаты вычислительного эксперимента представлены на рис. 2.

Результаты вычислительного эксперимента подтвердили общеизвестные факты:

1. КС с ЧМ сигналами энергетически выигрывает у КС с АМ сигналами 3 дБ [1].
2. Увеличение мощности передатчика на 10 дБ увеличивает КИД КВ КС в районе значений 50 % на 20 – 30 % [6].

Рассмотрим случай РП по частоте при приеме двух АМ сигналов с взаимно инверсными по фазе манипулирующими последовательностями (ЧМ сигнал с большой девиацией частоты). На приемном конце радиолинии оба сигнала могут складываться посредством автовыбора телеграмм или автовыбора элементов. Вероятность возникновения станционной помехи в обоих АМ КС одинаковая, однако, в отличие от ЧМ КС, для каждого частотно-разнесенного АМ КС

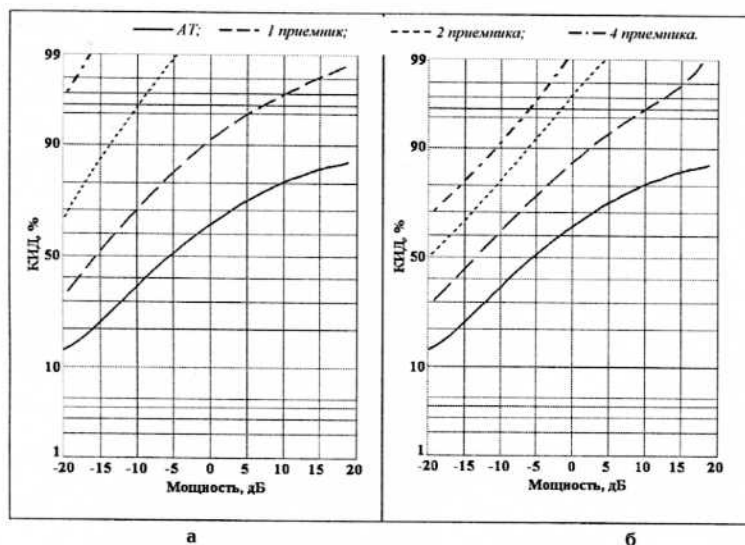


Рис. 4:
а – КИД КВ КС при 1, 2 и 4 приемных устройствах (некоррелированные КС),
б – КИД КВ КС при 1, 2 и 4 приемных устройствах (коррелированные в среднем КС)

Таблица 1
Энергетический выигрыш КС с РП по отношению к КС с одиночным АМ сигналом

Независимые каналы РП						
	КИД = 50 %			КИД = 80 %		
Количество приемников	1	2	3	1	2	3
Выигрыш, дБ	10	≈17	–	16	27	–
Коррелированные (в среднем) каналы РП						
Выигрыш, дБ	8	15	≈20	13	20	25

факт появления станционной помехи определяется индивидуально. Средний уровень сигнала и конкретные реализации для каждого сеанса связи в разнесенных каналах задаются индивидуально; средний уровень помех во всех каналах имеет различное значение, распределенное по логарифмически-нормальному закону [5]. Результат моделирования представлен на рис. 3а, где приведены зависимости КИД для одиночного канала связи и КИД для двух независимых АМ КС с частотным РП. На этом же рисунке в виде пунктирной линии приведена зависимость КИД для двух АМ КС, рассчитанная по формуле (1). Из приведенного рисунка видно, что оба метода определения КИД для двух частотно-разнесенных и некоррелированных АМ КС дают совершенно одинаковый результат. Энергетический выигрыш по сравнению с одиночной передачей АМ сигнала составляет, в зависимости от уровня КИД, от 5 до 13 дБ.

Теперь рассмотрим более реальный случай, когда средние значения уровней сигнала в частотно-разнесенных АМ КС имеют одинаковые значения. На рис. 3б показаны результаты имитационного моделирования трассовых испытаний, с помощью которых определен КИД для коррелированных в среднем частотно-разнесенных АМ КС.

Из рис. 3б видно, что корреляция КС уменьшает энергетический выигрыш по сравнению с некоррелированными КС приблизительно на 2–3 дБ.

Учитывая то, что при РП автовыбор битов дает наибольший выигрыш [2], при моделировании регионально-разнесенных КС рассмотрим лишь этот метод сложения разнесенных сигналов. Пусть имеется 1, 2

и 4 регионально разнесенных КВ приемных центров. При моделировании трассовых испытаний рассмотрим 2 случая: средний уровень амплитуд во всех каналах различен и распределен независимо по логарифмически-нормальному закону (КС некоррелированы) и КС имеют одинаковый средний уровень сигналов, который также распределен по логарифмически-нормальному закону. Результаты моделирования этих двух вариантов КС приведен на рис. 4а и 4б.

Соответствующий энергетический выигрыш КС с РП по отношению к КС с одиночным АМ сигналом для указанных двух вариантов РП при различных значениях КИД представлен в табл. 1.

Как видно из таблицы и графиков, при различных условиях РП можно получить различный выигрыш по мощности. В случае коррелированных в среднем КС при РП энергетический выигрыш несколько уступает энергетическому выигрышу РП при некоррелированных КС. Однако в любом случае выигрыш по мощности порядка 10 дБ за счет одного дополнительного приемного центра экономически намного выгоднее увеличения мощности передатчика в 10 раз.

Выводы

Проведенные вычислительные эксперименты доказывают:

1. Наличие корреляции в индивидуальных КС с РП снижают значения КИД, полученные расчетным путем для случая некоррелированных КС.

2. Частотно-разнесенный и регионально-разнесенный прием сигналов значительно увеличивают

КИД КВ КС и являются экономически выгодными методами повышения надежности связи.

3. Низкоскоростную передачу сигналов с ЧМ целесообразно осуществлять с большой девиацией и принимать поднесущие сигнала индивидуально, как два частотно-разнесенных АМ сигнала.

Библиографический список

1. Финк А.М. Теория передачи дискретных сообщений. — М.: Сов. радио, 1970. — 727 с.
2. Хазан В.Л. Математические модели дискретных каналов связи декаметрового диапазона радиоволн: учеб. пособие. — Омск: Изд-во ОмГТУ, 1998. — 107 с.
3. Прокис Дж. Цифровая связь. — М.: Радио и связь, 2000. — 798 с.
4. Хмельницкий Е.А. Оценка реальной помехозащищенности приема сигналов в КВ диапазоне. — М.: Связь, 1975. — 232 с.
5. Комарович В.Ф., Сосунов В.Н. Случайные радиопомехи и надежность КВ связи. — М.: Связь, 1977. — 135 с.

6. Коноплева Е.Н. О расчете надежности радиосвязи на коротких волнах. // Электросвязь. — 1967. — № 11. — С. 36–38.

ХАЗАН Виталий Львович, доктор технических наук, профессор кафедры «Средства связи и информационная безопасность».

Адрес для переписки: e-mail: fedosov-hazan@yandex.ru
ФЕДОСОВ Дмитрий Витальевич, кандидат технических наук, доцент кафедры «Средства связи и информационная безопасность».

Адрес для переписки: e-mail: fedosov-hazan@yandex.ru
КОРНЕЕВ Дмитрий Алексеевич, инженер кафедры «Средства связи и информационная безопасность».

Адрес для переписки: e-mail: korneev_d_a@mail.ru

Статья поступила в редакцию 06.09.2009 г.

© В. Л. Хазан, Д. В. Федосов, Д. А. Корнеев

УДК 681.393.3

**Е. И. АЛГАЗИН
А. П. КОВАЛЕВСКИЙ
В. Б. МАЛИНКИН**

Новосибирский государственный
технический университет

Сибирский государственный университет
телекоммуникаций и информатики,
г. Новосибирск

ИНВАРИАНТНАЯ СИСТЕМА ПРИ НЕЛИНЕЙНОЙ ОБРАБОТКЕ СИГНАЛОВ

Синтезирована инвариантная система обработки информации на основе нелинейной обработки. Нелинейная обработка сводится к вычислению модулей информационного и обучающего сигналов. На передаче модулирующий параметр вложен в отношение модулей информационного и обучающего сигналов. На приемной стороне вычисляется отношение этих модулей. При расчете параметров такой системы принято допущение, что отсчеты поднесущей зашумлены аддитивной помехой и некоррелированы между собой. Произведено сравнение количественных оценок работы такой системы с количественными показателями классической системы с амплитудной модуляцией и с характеристиками инвариантной системы на основе расширенного синхронного детектирования.

Ключевые слова: помехоустойчивость, инвариант, вероятность попарного перехода, отношение сигнал/шум.

1. Введение

В работах [1–5] исследовались инвариантные системы передачи информации, которые имеют различные вероятности попарного перехода.

Следует отметить, что указанные выше инвариантные системы имеют существенно лучшие характеристики по сравнению с классическими системами амплитудной модуляции при комплексном воздействии помех.

Выигрыш в помехоустойчивости инвариантных систем объясняется тем, что модулирующий пара-

метр вложен в отношение энергий информационного и обучающего сигналов.

Однако следует отметить, что поиски построения подобных инвариантных систем не прекращаются. Данная статья посвящена дальнейшему исследованию характеристик инвариантной системы при использовании нелинейной обработки сигналов.

2. Постановка задачи

Имеется канал связи, ограниченный частотами $f_{\text{н}}$ и $f_{\text{в}}$. Временную динамику каналов с переменными

параметрами можно условно разбить на интервалы стационарности, а затем рассматривать прием информационного и обучающего сигналов в пределах выделенных интервалов стационарности. Внутри выделенных интервалов стационарности действие мультипликативной помехи описывается постоянством коэффициента передачи $k(t)$ на определенной частоте. Алгоритм приема определяется несущей частотой, задаваемой как средняя частота канала, амплитуда которой промодулирована поднесущей.

Каждый передаваемый блок будет содержать информационную часть и последовательность обучающих сигналов $S_{об}$. При этом количество элементов информационной последовательности, отнесенное к количеству элементов обучающей последовательности равно

$$N_{инф} : N_{об} = \frac{2}{3} : \frac{1}{3}.$$

Из-за изменения параметров канала связи на информационные и обучающие сигналы воздействует аддитивная помеха.

3. Решение поставленной задачи

На приемной стороне обучающие сигналы усредняются и используются для демодуляции информационной части блока и для уменьшения влияния аддитивных шумов канала связи.

На рис. 1 представлена структура приемной части инвариантной относительно амплитудной модуляции. Такая структура содержит синхронный детектор (умножитель, ФАПЧ и ФНЧ) и спецвычислитель.

В силу того, что мультипликативная помеха одинаково воздействует на обе части каждого передаваемого блока, алгоритм демодуляции сигналов приема, с учетом выбранного способа обработки сигналов, будет заключаться в вычислении оценки инварианта.

Поскольку используется нелинейный квадратичный алгоритм в вычислении оценки инварианта, справедливо соотношение

$$INV^* = \frac{\sqrt{\sum_{i=1}^N (k \cdot INV_i \cdot S(i) + \xi(i))^2}}{\sqrt{\frac{1}{L} \sum_{m=1}^L \sum_{j=1}^N (k \cdot S_{об} \cdot S(j) + \eta(m, j))^2}} S_{об} = \frac{A}{B}. \quad (1)$$

В числителе выражения (1) представлен корень из суммы N квадратов мгновенных отсчетов сигнала информационной посылки. Информационный сигнал образован поднесущей вида

$$S(i) = A \sin(2\pi f_n \cdot \Delta t \cdot i),$$

где A — амплитуда; f_n — частота колебаний поднесущей; Δt — интервал дискретизации и представляет собой выражение

$$C(i) = k \cdot INV_i \cdot S(i) + \xi(i),$$

где $k \cdot INV_i \cdot S(i)$ — мгновенный отсчет сигнала информационной части блока, поступающего из канала; $\xi(i)$ — отсчеты аддитивной помехи, распределенные по нормальному закону; k — коэффициент передачи канала связи на интервале стационарности.

В знаменателе выражения (1) представлен корень из суммы N квадратов мгновенных отсчетов сигнала обучающей посылки, образованного поднесущей

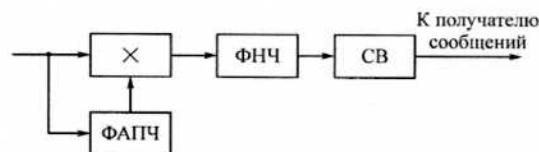


Рис. 1. Структурная схема инвариантной системы передачи информации:
ФАПЧ — устройство фазовой автоподстройки частоты;
ФНЧ — фильтр нижних частот;
СВ — спецвычислитель

$$G(m) = k \cdot S_{об} \cdot S(i) + \eta(m, j),$$

где $\eta(m, j)$ — помеха в m -ой реализации обучающего сигнала, распределенная по нормальному закону; $k \cdot S_{об} \cdot S(i)$ — мгновенный отсчет сигнала обучающей части блока, поступающего из канала; L — количество накоплений $G(m)$.

Без ограничения общности полагаем, что $S_{об} = 1$. Если $S_{об} \neq 1$, то все исходные параметры, а именно INV_i и σ_ξ (среднеквадратическое отклонение помехи $\xi(i)$, $\eta(m, j)$) можно масштабировать на величину $S_{об}$.

Воспользуемся известным подходом оценки вероятности попарного перехода, описанным формулой полной вероятности [6]

$$P_{пер} = P_1 \int_0^{z_p} W_i(z) dz + P_i \int_{z_p}^{\infty} W_i(z) dz, \quad (2)$$

где $P_{пер}$ — вероятность перехода INV_i в INV_i и, наоборот; P_1 — вероятность появления INV_i ; P_i — вероятность появления INV_i , когда послан INV_i . Первый интеграл — вероятность появления INV_i , когда послан INV_i . Вторым интеграл — вероятность появления INV_i , когда послан INV_i ; z_p — пороговое значение, необходимое для вычисления $P_{пер}$; при известных P_1 и P_i оно определяется с помощью наилучшей байесовской оценки путем минимизации $P_{пер}$ по z_p . При неизвестных P_1 и P_i выбираем $P_1 = P_i = 0,5$.

Из анализа (2) видно, что для вычисления $P_{пер}$ необходимо знать аналитические выражения $W_i(z)$ и $W_i(z)$ плотности вероятности оценки инварианта.

На основании выражения (1) вычислим математические ожидания и дисперсии случайных величин A и B . Математическое ожидание числителя будет равно [7]:

$$m_A = \sum_{i=1}^N (k^2 INV_i^2 S(i)^2 + \sigma^2). \quad (3)$$

Математическое ожидание знаменателя будет равно [7]:

$$m_B = \sum_{i=1}^N (k^2 S(i)^2 + \sigma^2). \quad (4)$$

Дисперсия числителя будет равна [7]:

$$\begin{aligned} D_A &= \sum_{i=1}^N D(k INV_i S(i) + \xi(i))^2 = \\ &= \sum_{i=1}^N (E(k INV_i S(i) + \xi(i))^4 - \\ &\quad - (E(k INV_i S(i) + \xi(i))^2)^2) = \\ &= \sum_{i=1}^N (k^4 INV_i^4 S(i)^4 + 6k^2 INV_i^2 S(i)^2 \sigma^2 + \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &+3\sigma^4 - (k^2 \text{INV}_i^2 S(i)^2 + \sigma^2)^2 = \\
 &= \sum_{i=1}^N (4k^2 \text{INV}_i^2 S(i)^2 \sigma^2 + 2\sigma^4) = \\
 &= 4k^2 \text{INV}_i^2 \sigma^2 \sum_{i=1}^N S(i)^2 + 2N\sigma^4. \quad (5)
 \end{aligned}$$

Дисперсия знаменателя будет равна [7]:

$$D_B = \frac{1}{L} \left(4k^2 \sigma^2 \sum_{i=1}^N S(i)^2 + 2N\sigma^4 \right). \quad (6)$$

Расчет частного двух случайных величин производится по нижеприведенной формуле [7]:

$$W(z) = \int_{-\infty}^{\infty} 2z \frac{1}{2\pi\sigma_A\sigma_B} e^{-\frac{(z^2 x - m_A)^2}{2\sigma_A^2}} e^{-\frac{(x - m_B)^2}{2\sigma_B^2}} |x| dx, \quad (7)$$

где σ_A и σ_B определяются выражениями (5) и (6), m_A и m_B определяются выражениями (3) и (4).

Следует отметить, что в формуле (2) при расчете $W_1(z)$ используется INV_1 , а при расчете $W_2(z)$ — INV_2 . Значение вероятности попарного перехода $P_{\text{пер}}$ находилось методом численного интегрирования. Число накоплений с усреднениями равно 40.

Полученные данные ограничены первыми шестью парами сравниваемых инвариантов, когда $\text{INV}_1 = 1$, $\text{INV}_2 = 2; 3; 4; 5; 6; 7$.

Вероятность попарного перехода вычислялась при значениях h — отношения сигнал/шум, которое находилось по формуле, определяемой отношением мощности сигнала к мощности шума

$$h^2 = \frac{k^2 \text{INV}_i^2 a}{N\sigma_{\xi}^2}.$$

Пороговые значения z_p отыскивались минимизацией $P_{\text{пер}}$ в формуле (2). Для $k = 1$ и $\text{INV}_1 = 1; \text{INV}_2 = 2; 3; 4; 5; 6; 7$ вычисления дают $z_p = 0,743; 1,255; 1,506; 1,691; 1,854; 1,994$. Для $k = 0,7$ и $\text{INV}_1 = 1; \text{INV}_2 = 2; 3; 4; 5; 6; 7$ вычисления дают $z_p = 0,502; 0,970; 1,276; 1,526; 1,596; 1,706$.

Особенностью любой инвариантной системы, основанной на принципе инвариантной относительной амплитудной модуляции, является то, что по каналу передаются амплитудно-модулированные сигналы, образованные INV_i и $S_{\text{об}}$.

Передача этих сигналов обеспечивается на основе классических алгоритмов обработки информации и имеет невысокую помехоустойчивость, и только после обработки этих сигналов в соответствии с алгоритмом частного по выражению (1), получаем оценку инварианта, по сути, являющуюся числом, а не сигналом.

Кривая 2 на рис. 2 и рис. 3 соответствует вероятности ошибки $P_{\text{ош}}$ в классических системах, являющейся аналогом вероятности попарного перехода и рассчитывающейся по известным формулам [6].

Как видно из рис. 2 и рис. 3, вероятность попарного перехода в инвариантной системе определяется величинами (10^{-1} – 10^{-18}). При тех же значениях сигнал/шум вероятность ошибочного приема единичного символа в классических системах лежит в пределах (10^{-1} – 10^{-5}).

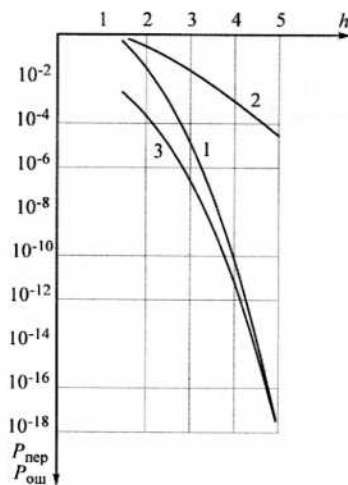


Рис. 2. Помехоустойчивость инвариантной системы при отсутствии мультипликативной помехи и $\text{INV}_1 = 1; \text{INV}_2 = 2; 3; 4; 5; 6; 7$: кривая 1 — вероятность попарного перехода при некоррелированности отсчетов шума и нелинейной обработке отсчетов сигнала; кривая 2 — вероятность ошибки классической АМ; кривая 3 — вероятность попарного перехода при некоррелированности отсчетов шума и использовании расширенного синхронного детектора

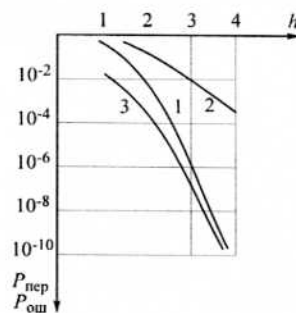


Рис. 3. Помехоустойчивость инвариантной системы при наличии мультипликативной помехи и $k = 0,7; \text{INV}_1 = 1; \text{INV}_2 = 2; 3; 4; 5; 6; 7$: кривая 1 — вероятность попарного перехода при некоррелированности отсчетов шума и нелинейной обработке отсчетов сигнала; кривая 2 — вероятность ошибки классической АМ; кривая 3 — вероятность попарного перехода при некоррелированности отсчетов шума и использовании расширенного синхронного детектора

4. Выводы

Проведенный анализ показывает, что инвариантная система передачи информации при наличии аддитивной помехи с некоррелированными отсчетами обладает высокой помехоустойчивостью. Вероятность ошибки классического алгоритма с амплитудной модуляцией как минимум на два порядка больше вероятности попарного перехода в инвариантной системе.

Хотелось бы подчеркнуть, что система с нелинейной обработкой существенно проще в реализации по сравнению с инвариантными системами, разработанными авторами ранее [1–5]. Упрощение состоит в том, что в разработанном выше алгоритме не требуется расширенного синхронного детектирования. Поэтому данную систему можно использовать в телекоммуникационных системах, системах телеуправле-

ния и других системах, предъявляющих высокие требования к помехоустойчивости. Рекомендуется использовать полученные результаты в производственной деятельности НИИ электронного приборостроения г. Новосибирска.

Библиографический список

1. Алгазин, Е.И. Оценка помехоустойчивости инвариантной системы обработки информации при некогерентном приеме / Е.И. Алгазин, А.П. Ковалевский, В.Б. Малинкин // Вестник СибГАУ. — 2008. — Вып. 2 (19). — С. 38–41.
2. Алгазин, Е.И. Сравнительный анализ способов повышения помехоустойчивости инвариантной системы обработки информации / Е.И. Алгазин, А.П. Ковалевский, В.Б. Малинкин // Материалы IX Международной конференции «Актуальные проблемы электронного приборостроения». АПЭП — 2008, Новосибирск, 16–24 сентября. — Новосибирск, 2008. — С. 17–19.
3. Алгазин, Е.И. Помехоустойчивость инвариантной относительной амплитудной модуляции / Е.И. Алгазин, А.П. Ковалевский, В.Б. Малинкин // Материалы IX Международной конференции «Актуальные проблемы электронного приборостроения». АПЭП — 2008, Новосибирск, 16–24 сентября. — Новосибирск, 2008. — С. 20–23.
4. Алгазин, Е.И. Инвариантная система обработки информации при некогерентном приеме и ее количественные характеристики / Е.И. Алгазин, А.П. Ковалевский, В.Б. Малинкин // Материалы IX Международной конференции «Актуальные проблемы электронного приборостроения». АПЭП — 2008, Новосибирск, 16–24 сентября. — Новосибирск, 2008. — С. 13–16.
5. Малинкин, В.Б. Инвариантный метод анализа телекоммуникационных систем передачи информации / В.Б. Малинкин, Е.И. Алгазин, Д.Н. Левин, В.Н. Попантопуло : монография. — Красноярск, 2006. — 140 с.
6. Теплов, Н.А. Помехоустойчивость систем передачи дискретной информации / Н.А. Теплов — М.: Связь, 1964. — 359 с.
7. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники / Б.Р. Левин — 3-е изд. — М.: Радио и связь, 1989. — 654 с.

АЛГАЗИН Евгений Игоревич, кандидат технических наук, старший преподаватель кафедры общей электротехники Новосибирского государственного технического университета.

Адрес для переписки: e-mail: Root_lukos@koe.ref.nstu.ru

КОВАЛЕВСКИЙ Артем Павлович, кандидат физико-математических наук, доцент кафедры высшей математики Новосибирского государственного технического университета.

Адрес для переписки: e-mail: pandorra@ngs.ru

МАЛИНКИН Виталий Борисович, доктор технических наук, профессор кафедры многоканальной электросвязи и оптических систем Сибирского государственного университета телекоммуникаций и информатики.

Адрес для переписки: e-mail: myb@sibsutis.su

Статья поступила в редакцию 06.05.2009 г.

© Е. И. Алгазин, А. П. Ковалевский, В. Б. Малинкин

УДК 621.317:519.5

Е. Д. БЫЧКОВ

Омский государственный университет
путей сообщения

МОДЕЛИ КАНАЛА СВЯЗИ И ОЦЕНКИ ТЕСТОВОГО КОДОВОГО СЛОВА В СИСТЕМЕ МОНИТОРИНГА СЛОЖНОЙ СИСТЕМЫ НА ОСНОВЕ ТЕОРИИ НЕЧЕТКИХ МНОЖЕСТВ

В работе рассматриваются математическая модель канала связи и новый подход в оценке кодовых тестовых слов в системе мониторинга и диагностики состояний элементов телекоммуникационной сети на основе теории нечетких множеств.

Ключевые слова: мониторинг, диагностика, канал связи, телекоммуникационная сеть, нечеткие множества.

Введение. Задачи мониторинга решаются программными и аппаратными измерителями, тестерами, сетевыми анализаторами, встроенными средствами мониторинга коммуникационных устройств, а также «агентами» систем управления, согласно концепции TMN (Сеть управления электросвязью) [1]. Задача анализа (в частности, диагностика и распознавание) требует более активного участия человека и использования таких сложных средств, как экспертные системы, аккумулирующие практический опыт многих сетевых специалистов. Составными элементами сис-

темы мониторинга являются транспортные каналы, т.е. цифровые каналы электросвязи, предназначенные для передачи управляющей информации и ответных сообщений (откликов). От качества функционирования этих каналов существенно определяется достоверность принятия решения о состоянии распределенных объектов управления (ОУ или объектов диагностики ОД) сети телекоммуникации [2–4].

Характеристика канала связи. Система дистанционного мониторинга и диагностики ОУ цифровых устройств (ЦУ) телекоммуникационной сети помимо

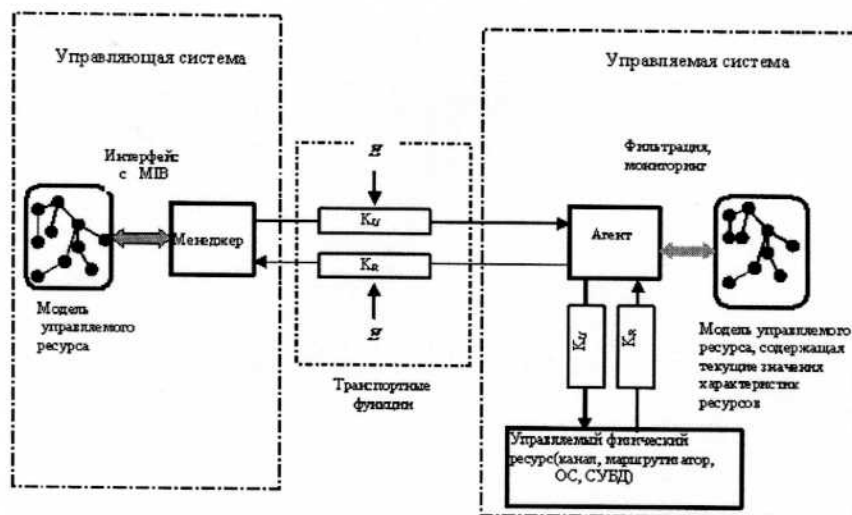


Рис. 1. Модель «управляющая система-менеджер — управляемая система»

ОУ (или ОД) включает в себя и каналы связи (КС) как прямой K_U для передачи управляющей информации, так и обратный K_R — для передачи ответных сообщений (откликов R) в структуре модели «агент — менеджер» (рис. 1). В результате воздействия помех либо дефектов КС передаваемая испытательная последовательность $t \in X = \{x_i\}_1^x$ от системы «агент-менеджер» (СА-М), приходя на ОУ через КС, принимает неопределенные значения из алфавита $Y = \{y_i\}_1^y$. Отклик $r \in R$ (реакция) от ОУ на принимаемый через обратный КС и решение СА-М о типе состояния (дефекта) в ОУ также становятся неопределенными. Оценить точно неопределенности (y_i/x_i) , (r_p/x_i) можно методами теории вероятности, при условии, если имеется статистика распределения помех конкретного канала, т.е. статистические законы распределения помех. Однако в реальных условиях (особенно на этапе проектирования или опытной эксплуатации СА-М) информация о поведении помех Ξ в КС неполная: неизвестны точно законы распределения помех либо неизвестны точно параметры законов распределения помех, либо невозможно принципиально набрать статистику для конкретно рассматриваемого канала. Поэтому дать точную вероятностную оценку, особенно, в период проектирования СА-М, (y_i/x_i) и (r_p/x_i) на выходе конкретного КС не всегда удается. Если даже и возможно вычислить вероятностные оценки (y_i/x_i) , (r_p/x_i) , то очень сложными математическими методами, в которых могут быть не учтены, казалось бы, незначительные факторы для КС, но очень важные для процесса мониторинга и диагностики ОУ в целом.

По ранее проведенным исследованиям [5, 6] установлено, что некоторым классам КС характерны общие законы распределения ошибок и общие закономерности источников помех Ξ . Исходя из этого разработчик системы передачи данных или СА-М относит по каким либо известным признакам конкретный канал к какому-то классу дискретных каналов с известными законами распределения помех, ошибок и пользуется их статистическими параметрами. При этом проектировщику априорно известны область использования КС, топология КС, скорость модуляции, алфавиты X, Y, R .

Например, экспериментально установлено, что при малых характеристических искажениях плотность распределения краевых искажений, при передаче дискретной информации по физическим цепям, телеграфным и телефонным проводным каналам «дос-

точно описывается нормальным законом» [5, 6] (здесь не имеется в виду описание лингвистического термина), а плотность распределения длительности импульса дроблений для каналов различного типа подчиняется логарифмически-нормальному закону [5, 6]. Также на основании экспериментальных данных установлено, что плотность распределения начал дроблений равномерна в пределах среднего расстояния между дроблениями [6]. Таким образом, вышерассмотренные вероятностные характеристики могут быть исходными для определения вероятности ошибки p_{om} единичного элемента пришедшего из КС. С помощью величины p_{om} и выбранной характерной модели ошибок для конкретного канала находится вероятность подвержения кодовой комбинации длины n_k хотя бы одной ошибки $P_{nk}(\geq 1)$ и вероятности $P_{nk}(\geq m_k)$ наличия в кодовой комбинации длины n_k , m_k ошибок для $x_i \in X$.

Рассмотренные вероятностные характеристики ошибок являются усредненными для какого-то класса каналов (т.е. среднего КС), и, следовательно, допускается некоторый произвол при их выборе для конкретного канала. Чтобы устранить этот неприятный факт желательно воспользоваться концепцией вероятности нечеткого события, предложенной Л. А. Заде [7], развитое Р. Ягером [8] и проанализированное в [2–4].

Вероятность нечеткого события для дискретного случая определяется выражением

$$P(\tilde{A}) = \bigcup_{\alpha \in [0,1]} \sum_{x \in A_\alpha} \alpha \cdot p(x),$$

или

$$P(\tilde{A}) = \sum_i \mu_A(x_i) \cdot p(x_i), \quad (1)$$

где \tilde{A} — нечеткое множество, описываемое функцией принадлежности $\mu_A(x)$;

A_α — уровневое множество, $A_\alpha = \{x \in X / \mu_A(x) \geq \alpha\}$.

Для конкретных каналов нечеткое множество будет описываться лингвистическими значениями в двух случаях:

1. $\tilde{A} = \langle \text{ПРИМЕРНОЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЕ ОШИБОК РОВНО } m_k \text{ В КОДЕ ДЛИНОЙ } n_k \rangle$, что описывается функцией принадлежности $\mu_A(i_m)$, где i_m — номер комбинации по m_k по длине кода, при этом

мощность множества $M(A) = C_{n_k}^{m_k}$; 2. $\tilde{B} = \langle \text{ПРИ-$

МЕРНОЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЕ ОШИБОК m_k В КОДЕ ДЛИНОЙ n_k , описываемое функцией принадлежности $\mu_B(\chi)$, где χ кратность ошибок по m_k , $m_k = \overline{1, n_k}$.

Функции $\mu_A(i_m)$, $\mu_B(\chi)$ определяются экспертными оценками либо методами по моментной регистрации кодового слова для конкретных каналов с учетом реальных условий эксплуатации.

Вероятностные меры или вероятности нечетких событий для данного случая будут описываться выражениями

$$P_{n_k}(\bar{m}_k) = \sum_{i_{m_k} \in A} \mu_A(i_{m_k}) \cdot p_{n_k}(i_{m_k}), i_{m_k} \in C_{n_k}^{m_k}, \quad (2)$$

$$P_{m_k}(\geq \bar{m}_k) = \sum_{\chi=m_k}^{n_k} \mu_B(\chi) \cdot p_{n_k}(\chi), \quad (3)$$

где $p_{n_k}(\chi)$ — вероятность искажения любых m_k элементов из кода длиной n_k .

Необходимо отметить следующее, что оценки (2), (3) с точки зрения вероятности описывают массовые события и поэтому дают количественные оценки нечетких событий, т.к. любая кодовая комбинация $x \in X$ на выходе КС будет оцениваться одинаково. Однако, если рассматривать КС не только как элемент системы ПД, но и как составную часть системы дистанционного мониторинга состояний ОУ, то для целей мониторинга (особенно диагностики) важно знать и качественную характеристику реакции $y \in Y$ на воздействия $x \in X$. Такую качественную характеристику, которая определяла бы степень соответствия переданного воздействия x реакции КС $y \in Y$.

Качественная модель канала связи. В отличие от системы передачи данных (СПД) при передаче информации по КС в системе дистанционного мониторинга (СДМ) априорно известно с вероятностью, равной 1, какое воздействие $x \in X$ поступает на вход КС от системы менеджмента (СМ) в каждый момент времени, т.к. решение о передаче принимается в СМ. В процессе мониторинга ОУ дистанционно, решение о типе состояния (дефекта) принимается в реальном масштабе времени. Исходя из этого важно знать текущие состояния прямого и обратного КС. Такие состояния, в принципе, можно косвенно определить контролем уровней прямого и обратного КС со стороны СМ (рис. 1). Тогда текущее состояние будет определять качественную сторону КС, которую предлагается описывать математически лингвистическими терминами: <ОЧЕНЬ ХОРОШЕЕ>, <НЕХОРОШЕЕ И НЕПЛОХОЕ>, <ОЧЕНЬ ПЛОХОЕ>. Тогда модель

дискретного КС строится из следующих предположений [4].

1. Известна аппаратная реализация КС.

2. Известна скорость модуляции $B = 1/\tau$ передаваемой информации, τ — длительность единичного элемента $e \in \{1, 0\}$.

3. Определены алфавиты на входе КС $X = \{x_i\}_1^Z$ и на выходе КС $Y = \{y_i\}_1^Z$.

4. Текущее состояние КС описывается лингвистическими значениями $G = \langle \text{ХОРОШЕЕ, ПЛОХОЕ} \rangle$ и модификатором «ОЧЕНЬ», которые определяются значениями $u \in U$ — множество уровней напряжения электрического сигнала.

5. Работа регистрирующего устройства (РУ) приемника КС описывается нечетким множеством $\bar{G}_{\text{рег}} = \langle \text{ХОРОШАЯ РЕГИСТРАЦИЯ ЕДИНИЧНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ} e \in y \text{ ПРИМЕРНО РАВНА } (1 - \eta) \rangle$, где η — исправляющая способность единичных элементов устройства регистрации приемника, $\eta \leq 0,5$.

6. График функции принадлежности $\mu_{G_{\text{рег}}}^{(1-\eta)}$

приведен на рис. 2.

В результате приема нечеткую меру единичного элемента e за его длительность τ_e определяется по методике [4] через нечеткий интеграл

$$g(D) = \int_G \pi(t_{i,\tau}) \circ g(\cdot) = \bigvee_{i=1}^{n_\tau} [\pi(t_{i,\tau}) \wedge g_\lambda(F_{u_i})], \quad (3)$$

где n_τ — количество отсчетов τ_e ; $\pi(t_{i,\tau})$ — степень функции принадлежности значения отсчета в момент t_i соответствующего множества G^* за период τ_e ,

$$\pi_1(t_{i,\tau}) \geq \pi_2(t_{i,\tau}) \geq \dots \geq \pi_i(t_{i,\tau}), i = \overline{1, n_\tau};$$

где $g_\lambda(F_{u_i})$ — нечеткая мера множества; λ — параметр нечеткой меры Сугено (Sugeno) [9], $\lambda \in [-1, +\infty]$.

В результате решения интеграла (3) по каждому единичному элементу $e \in x$, при параметре $\lambda_e \neq 0$, в процессе передачи в КС, образуется нечеткий код $x_i \in X$ с нечеткой мерой по $\forall e \in x_i$. Например, если априорно выдан тестовый код в канал $x_{i0} = \langle e_1, e_2, e_3, e_4, e_5, e_6, e_7, e_8, e_9, e_{10} \rangle$, то при выходе из КС образуется нечеткое множество

$$W_{x_{i0}}^X = \langle 0,71/e_1; 0,75/e_2; 0,45/e_3; 1/e_4; 1/e_5; 0,85/e_6; 0,78/e_7; 0,25/e_8; 0,77/e_9; 0,6/e_{10} \rangle, \quad (4)$$

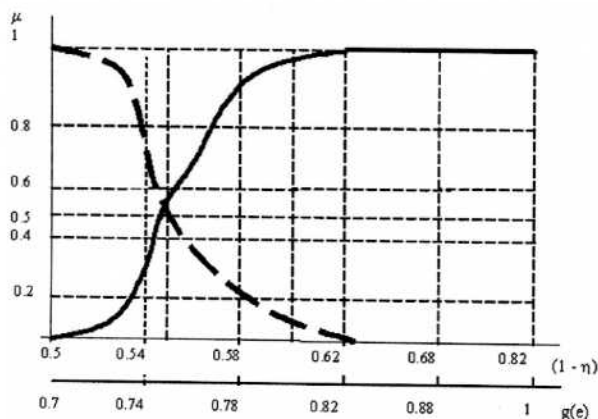


Рис. 2. Функции принадлежности условий приема единичных элементов

где x_{i0} — исходная кодовая комбинация; $W_{xi0}^{X, X}$ — нечеткое множество <ХОРОШЕЕ СОСТОЯНИЕ КОДА x_{i0} >, описываемое функцией принадлежности $\mu_{W_{xi0}^{X, X}}(e_r)$, в которой e_r — единичный элемент кода

x_r , принимающий значение «0» либо «1», и степени принадлежности которого определяются мерой (3) за интервал τ_r , r — номер разряда $e_r \in x$, $r = 1, \dots, 10$.

Регистрация единичных элементов кодовых комбинаций, пришедших из КС, производится устройством регистрации (УР) приемника КС (здесь имеется в виду комбинированная регистрация единичных элементов), работа которого описывается нечеткой математической моделью, приведенной на рис. 2.

На графике рис. 2 по оси абсцисс отложены две шкалы. Первая шкала (тонкая линия) отображает интервальную оценку истинности единичного элемента кода. Вторая шкала (жирная линия) отображает нечеткую меру «хорошего» состояния e за интервал τ_e .

Регистрация единичных элементов производится по правилу

$$\mu_{W_{yj}^{X, X}}(e_r / x_{i0i}) = \mu_{\Pi}(q(e_r)) \wedge \mu_{W_{xi0i}^{X, X}}(e_r), \quad (5)$$

где $\mu_{W_{yj}^{X, X}}(e_r / x_{i0i})$ — функция принадлежности пра-

вильной регистрации при условии передачи кода x_{i0} нечеткого множества $W_{yj}^{X, X}$;

$\mu_{\Pi}(q(e_r))$ — функция принадлежности правильной регистрации переданных ей с нечеткими мерами $q(e_r)$ (рис. 2); Π — нечеткое множество <ПРИМЕРНО ПРАВИЛЬНЫЙ ПРИЕМ e_r С МЕРОЙ $q(e_r)$ >.

Пусть нечеткие множества ранее рассмотренных комбинаций после поэлементной регистрации по правилу (5) имеют примерный вид:

$$W_{y1}^{X, X} = < 0,05 / e_1, 0,5 / e_2, 1 / \bar{e}_3, 1 / e_4, 1 / e_5, \\ 1 / e_6, 0,9 / e_7, 1 / \bar{e}_8, 0,8 / e_9, 1 / \bar{e}_{10} >$$

или

$$W_{y2}^{X, X} = < 0,05 / e_1, 0,5 / e_2, 1 / \bar{e}_3, 1 / e_4, 1 / e_5, \\ 1 / e_6, 0,9 / e_7, 1 / \bar{e}_8, 0,8 / e_9, 1 / \bar{e}_{10} >$$

или

$$W_{y3}^{X, X} = < 0,05 / e_1, 0,5 / e_2, 1 / \bar{e}_3, 1 / e_4, 1 / e_5, \\ 1 / e_6, 0,9 / e_7, 1 / \bar{e}_8, 0,8 / e_9, 1 / \bar{e}_{10} >$$

или

$$W_{y4}^{X, X} = < 0,05 / e_1, 0,5 / e_2, 1 / \bar{e}_3, 1 / e_4, 1 / e_5, \\ 1 / e_6, 0,9 / e_7, 1 / e_8, 0,8 / \bar{e}_9, 1 / \bar{e}_{10} >$$

где $W_{yj}^{X, X}$ — нечеткое множество <ХОРОШАЯ РЕГИСТРАЦИЯ ЕДИНИЧНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ y_j >.

Далее необходимо определить меры нечетких апостериорных кодовых комбинаций y_j , принимая во внимание факт, что источник порождения кодовых комбинаций x_{i0i} и y_j один, т.е. четкая кодовая комбинация x_{i0} , то определим степень совместимости y_j

апостериорных и априорных x_{i0i} выражением

$$h(y_j, x_{i0i}) = \frac{M(W_{yj}^{X, X} \cap W_{xi0i}^{X, X})}{M(W_{xi0i}^{X, X})}, \quad (6)$$

где $M(\cdot)$ — кардинальность или мощность нечеткого кода.

В этом случае образуется квадратная матрица типа:

	x_{i01}	x_{i02}	x_{i03}	...	x_{i0n}
y_1	h_{11}	h_{12}	h_{13}	...	h_{1n}
y_2	h_{21}	h_{22}	h_{23}	...	h_{2n}
y_3	h_{31}	h_{32}	h_{33}	...	h_{3n}
...
y_j	h_{j1}	h_{j2}	h_{j3}	...	h_{jn}

При вычислении (6) отметим следующее правило:

$$\mu_{W_{yj}^{X, X}}(\bar{e}_r / x_{i0i}) \wedge \mu_{W_{xi0i}^{X, X}}(e_r) = 0. \quad (7)$$

Если (6) рассматривать как распределение возможностей, то, используя методику, предложенную в [4, 8], можно определить возможностную меру нечетких кодовых комбинаций y_j . Обозначим $h(y_j, x_{i0i})$ через $\pi(y_j, x_i)$. Тогда получим следующие распределения возможностей:

1) граничное распределение

$$f(x_i) = \bigvee_j \pi(x_i, y_j), \quad (8)$$

$$g(y_j) = \bigvee_i \pi(x_i, y_j); \quad (9)$$

2) условное распределение возможностей

$$t(x_i / y_j) = \begin{cases} \pi(x_i, y_j), & \text{если } f(x_i) \geq g(y_j), \\ \pi(x_i, y_j) \cdot \frac{g(y_j)}{f(x_i)}, & \text{если } f(x_i) < g(y_j); \end{cases} \quad (10)$$

$$S(y_j / x_i) = \begin{cases} \pi(x_i, y_j), & \text{если } f(x_i) \leq g(y_j), \\ \pi(x_i, y_j) \cdot \frac{f(x_i)}{g(y_j)}, & \text{если } f(x_i) > g(y_j). \end{cases} \quad (11)$$

Нечеткая мера кодовой комбинации на основании (8) – (11) имеет вид [9]

$$G(y_j) = \int_x S(\cdot / x_i) \circ F(\cdot) = \bigvee_i S(y_j / x_i) \wedge f(x_1, \dots, x_i), \quad (12)$$

$$F(x_i) = \int_y T(\cdot / y_j) \circ G(\cdot) = \bigvee_j t(x_i / y_j) \wedge g(y_1, \dots, y_j), \quad (13)$$

где $F(\cdot)$, $S(\cdot / x_i)$, $T(\cdot / y_j)$, $G(\cdot)$ — множество нечетких

возможностных мер $F = \{f(x_i)\}$, $S(\cdot / x_i) =$

$= \{S(y_j / x_i)\}$, $T(\cdot / y_j) = \{t(x_i / y_j)\}$, $G(\cdot) = \{g(y_j)\}$.

Рассмотрим числовой пример на основе нечетких множеств $W_{y_j}^X$ и $W_{x_{i0}}^X$ и по выражениям (6) и (7) построим матрицу распределения $\pi(y_j, x_i)$, которая приводится в табл. 1.

На основе таблицы 1 строятся множества граничных распределений возможных мер F, G соответственно по выражениям (6) и (7):

$$F = \langle 0,838/x_1, 0,848/x_2, 0,833/x_3, 0,835/x_4 \rangle,$$

$$G = \langle 0,835/y_1, 0,833/y_2, 0,848/y_3, 0,838/y_4 \rangle.$$

Используя табл. 1, выражение (11) и множества F, G строится матрица условного распределения $S(y_j/x_i)$ (табл. 2) и $t(x_i/y_j)$ (табл. 3). Нечеткие возможные меры $f(x_1, \dots, x_i)$ и $g(y_1, \dots, y_j)$ вычисляются как $\max_{i \in F_i} \tilde{F}_i$ и $\max_{j \in G_j} \tilde{G}_j$ [4].

Если (6) рассматривать как условную функцию принадлежности «ХОРОШИЙ ПРИЕМ (y_j/x_i)» кодовых комбинаций при условии передачи x_i , то нечеткую условную плотность v_y^{ji} и нечеткую плотность v_x^{i0} предлагается определять с помощью Хемминговой метрики [9] от соответствующих пересечений $B_{y \cap x}, B_{x_0 \cap x}$:

$$\left. \begin{aligned} \bar{B}_{y \cap x} &= \left\{ (e_r, \mu_{W_{y_j}^X \cap W_{x_i}^X}(e_r)) \right\}_1^{n_r} = \\ &= \left\{ \mu_{W_{x_i}^X}(e_r) \wedge \mu_{W_{y_j}^X}(e_r/x_i) \right\}_1^{n_r}; \\ \bar{B}_{x_0 \cap x} &= \left\{ (e_r, \mu_{W_{x_0}^X \cap W_{x_i}^X}(e_r)) \right\}_1^{n_r} = \\ &= \left\{ (\mu_{W_{x_0}^X}(e_r) \wedge \mu_{W_{x_i}^X}(e_r)) \right\}_1^{n_r}; \\ v &= 1 - \frac{1}{n_r} \left(\sum_{r=1}^{n_r} |2\bar{B}(e_r) - 1| \right), \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

где n_r — разрядность кода. Нечеткие меры $v_X(\cdot)$ и $v_Y(\cdot/x_i)$ вычисляются по мере Sugeno [9]. В целом «хороший» прием оценивается нечетким интегралом, при условии передачи кодовой комбинации x_{i0} [4, 10]

$$g_{y_j/x_{i0}}^{Xn} = \int_X \int_Y \mu_{G^{Xn}}(y_j/x_i) \circ v_Y(\cdot/x_i) \circ v_X(\cdot) =$$

Таблица 1
Матрица распределения $\pi(y_j, x_i)$

	1	2	3	4
1	0,691	0,757	0,768	0,835
2	0,754	0,619	0,833	0,757
3	0,768	0,848	0,71	0,779
4	0,838	0,757	0,775	0,701

Таблица 2
Матрица условного распределения $S(y_j/x_i)$

	1	2	3	4
1	0,693	0,761	0,768	0,835
2	0,758	0,624	0,833	0,758
3	0,768	0,840	0,71	0,779
4	0,838	0,758	0,775	0,701

Таблица 3
Матрица условного распределения $t(x_i/y_j)$

	1	2	3	4
1	0,691	0,757	0,769	0,835
2	0,754	0,619	0,833	0,757
3	0,769	0,840	0,715	0,783
4	0,838	0,757	0,779	0,703

$$= \bigvee_X \left[\bigvee_Y \left[\mu_{G^{Xn}}(y_j/x_i) \wedge v(Q_j/x_i) \right] \wedge v(F_i) \right], \quad (16)$$

где Q_j, F_i — множества: $Q_j = \langle y_1, \dots, y_j \rangle$, $F_i = \langle x_1, \dots, x_i \rangle$; \bar{G}^{Xn} — «ХОРОШИЙ ПРИЕМ (y_j/x_i)».

Учитывая оценку (19), нечеткие вероятности кодовых комбинаций (2) и (3) можно записать в виде

$$P_{n_k}(\bar{m}_k) = g(y_j/x_{i0}) \cdot p_{n_k}(i_{m_k}), i_{m_k} \in C_{n_k}^{m_k} \quad (17)$$

$$P_{m_k}(\geq \bar{m}_k) = g(y_j/x_{i0}) \cdot \sum_{\chi=m_k}^{n_k} p_{n_k}(\chi), \quad (18)$$

Здесь, в отличие от выражений (2) и (3), мера (16) определяет текущее (реальное) состояние всей тестовой кодовой комбинации независимо от распределения ошибок по ее длине. В этой связи нечеткая мера (16) является величиной постоянной, поэтому выносятся за знак суммы в (18).

Заключение. Таким образом, получены аналитические выражения качественной модели КС, позволяющие оценивать предполагаемые кодовые комбинации на входе и выходе КС нестатистическими методами через нечеткие интегралы (12), (16). А также получены выражения для оценки мер нечетких вероятностей тестовых кодовых слов в системе мониторинга состояний объектов управления. Разработана

компьютерная модель КС системы мониторинга и диагностики состояний элементов сети связи в программной среде MATLAB.

Библиографический список

1. РД 45.174 – 2001. Построение систем управления сетями связи операторов взаимовязанной сети Российской Федерации. – Москва, 2001. – 34 с.
2. Бычков Е.Д., Салахутдинов Р.З. Анализ формулы Байеса при нечетких событиях // Автоматизированный контроль и повышение эффективности систем связи. Ч. 2: тез. док. РНТК, 3–5 июля, 1985, Ташкент. – Ташкент: ТЭИС, 1985. – С. 6–7.
3. Бычков Е.Д., Лендикрей В.В. Оценка достоверности функционирования сложных систем // Доклады Томского гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – Томск: ТУСУР, 2000. – Т. 5. – С. 132–136.
4. Бычков Е. Д. Приложение теории нечетких (Fuzzy) множеств в математических моделях систем связи. Исследования и материалы: приложение к журналу «Омский научный вестник» / Бычков Е.Д., Салахутдинов Р.З., Лендикрей В.В. – Омск: ОГМА, 2000. – 188 с.
5. Элементы теории передачи дискретной информации / Пуртов Л.П., Замрий А.С., Захаров А.И., Окорзин В. – М.: Связь, 1972. – 232 с.
6. Шувалов В.П. Прием сигналов с оценкой их качества. – М.: Связь, 1979. – 240 с.
7. Zadeh L.A. Probability measures of fuzzy events // Journal of mathematical analysis and application. – 1968. – V. 23. – P. 421–428.
8. Yager R.R. A representation of probability of a fuzzy subset // F.S.S. – 1984. – V. 13. – P. 273–283.
9. Fuzzy Sets and Systems: Theory and applications / ed. Dubois D., Prade H. – New York: Acad. Press. 1980. – 394 P.
10. Бычков Е.Д. Распознавание состояния сложной цифровой системы при нечетких условиях // Системы управления и информационные технологии. – Москва – Воронеж: Научная книга, 2005. – Том 2(19). – С. 80–84.

БЫЧКОВ Евгений Дмитриевич, кандидат технических наук, доцент кафедры систем передачи информации.

Адрес для переписки: e-mail: bychkov_ev@mail.ru

Статья поступила в редакцию 03.07.2009 г.

© Е. Д. Бычков

УДК 615.47-114:616-07-08

**А. Н. ЛЕПЕТАЕВ
Д. Н. КЛЫПИН**

Омский государственный
технический университет

МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ СВЯЗАННЫХ КАТУШЕК ИНДУКТИВНОСТЕЙ ДЛЯ УСТРОЙСТВА ЧРЕЗКОЖНОЙ БЕСПРОВОДНОЙ ПЕРЕДАЧИ ЭНЕРГИИ

В процессе работы проводились теоретические исследования различных беспроводных каналов передачи энергии и данных для специфических условий применения в биологических системах жизнеобеспечения деятельности человека.

В результате исследований был определен тип беспроводного канала передачи энергии – индукционный; был выбран оптимальный диапазон частот передачи – 0,1...1 МГц; были созданы математическая модель системы передачи энергии и математический аппарат для расчета этой модели в виде программного обеспечения.

Ключевые слова: беспроводная передача энергии, моделирование полей.

Введение

Характерной чертой нынешнего тысячелетия является стремление к повышению качества и продолжительности жизни человека. Существенную роль в достижении этих целей играют успехи в разработке и использовании устройств, имплантируемых в организм человека – биоимплантатов. Спектр таких устройств в настоящее время охватывает все системы жизнедеятельности человека – от давно известных протезов и кардиостимуляторов до нейростимуляторов и микромашинных устройств для дозированной транспортировки лекарств.

Каждое из активных имплантируемых устройств, содержащих активные элементы (микросхемы и т.п.),

требует электропитания. В настоящее время в имплантатах используются только невозобновляемые источники энергии – батареи, поэтому ресурс работы имплантата ограничен. Для замены любого имплантата требуется оперативное медицинское вмешательство, что увеличивает риск инфицирования при каждой операции. Кроме того, нужно регулярно производить оценку состояния батареи имплантата, что производится только в лечебных учреждениях, с участием врача.

В настоящее время также происходит бурное развитие беспроводных технологий. В большей степени это относится к связи, но в то же время это развитие повлекло за собой увеличение интереса к бесконтактной передаче энергии для питания и зарядки

«полностью беспроводных» устройств. Например, серийно выпускаются компьютерные мыши без батарей со специальным коврик (семейство NB фирмы A4Tech), аккумуляторные зубные щетки с подзарядкой и т.п.

Постановка задачи

Работа проводилась по государственному контракту № 02.512.11.2302 «Модуль чрезкожной беспроводной передачи энергии для электропитания имплантированных систем» в рамках федеральной целевой научно-технической программы «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития науки и техники на 2007ю — 2012 годы».

Разрабатываемый модуль системы бесконтактной передачи энергии предназначен для питания или зарядки элементов питания имплантатов через кожу. В качестве первоочередной цели выбран кардиостимулятор как наиболее массовое и востребованное в настоящее время изделие среди имплантатов.

Кардиостимулятор имплантируется под грудную мышцу, выполнен в корпусе из титана, современные модели имеют размеры до 50×40×7,5 мм, элемент питания — литиевая батарея емкостью 1,3...2 А·ч.

Предлагается в качестве элемента питания кардиостимулятора использовать аккумулятор. Наиболее пригодны для этих целей литиевые (литий-ион, литий-полимер) аккумуляторы, характеризующиеся наибольшей удельной энергоемкостью и малым саморазрядом. Поскольку современные кардиостимуляторы характеризуются небольшим потреблением, вполне достаточно будет емкости аккумулятора в 0,5 А·ч для получения периодичности зарядки в 1 — 2 года. Заряд аккумулятора должен происходить быстро, чтобы причинить организму пациента минимальный вред, а также уменьшить время процедуры. Поэтому заряд должен происходить максимально допустимым током, что для литий-ионных аккумуляторов составляет 1 С (С — емкость элемента).

В качестве канала передачи энергии используется индукционный канал, как причиняющий наименьший вред организму. Известно, что тело человека примерно в 50 раз лучше поглощает электрическую составляющую электромагнитного поля, а индукционный канал характеризуется тем, что в нем основную часть составляет магнитное поле, а электрическое очень мало.

При выборе частоты преобразования следует учитывать степень опасности воздействия на организм и глубину проникновения в ткани. Глубина проникновения поля падает с ростом частоты и для частот свыше 100 МГц составляет не более 3 см (затухание в е раз). Частоты до 100 кГц считаются электроопасными, так как могут вызывать фибрилляцию желудочков сердца. Частоты от 1 МГц до 40 МГц являются диатермическими (вызывают нагрев тканей организма).

Из рассмотренного выше вытекают следующие условия задачи:

расстояние до имплантата L , мм	40;
электропроводность корпуса имплантата $\sigma_{\text{и}}$, См/м	$3,6 \cdot 10^6$ (Ti);
диаметр приемной катушки, мм	50
	(определяется размерами имплантата);

средняя электропроводность тела человека $\sigma_{\text{ч}}$, См/м	0,2 См/м;
диэлектрическая проницаемость тела человека $\epsilon_{\text{ч}}$	40;
передаваемая мощность, Вт	2,5
	(определяется как напряжение заряда 5 В на ток заряда 0,5 А);
частота сигнала накачки f , кГц	120.

Модуль чрезкожной системы зарядки аккумулятора кардиостимулятора состоит из излучающей и приемной катушек индуктивности, расстояние между которыми определяется глубиной размещения имплантата в теле человека.

Математический расчет задачи

Из приведенных условий видно, что задача расчета электромагнитных полей является квазистационарной, поскольку время задержки $\tau = L/c = 4 \cdot 10^{-2} / 3 \cdot 10^8 = 1,3 \cdot 10^{-10} < T = 1/f = 1 \cdot 10^{-5}$. Это означает, что при расчетах полей можно пренебрегать задержкой распространения сигналов и исключить соответствующие члены из уравнений Максвелла.

Поскольку передача энергии происходит с помощью магнитного поля, в качестве независимой переменной, через которую будут определяться все остальные расчетные параметры, следует взять векторный магнитный потенциал. При использовании соосной системы катушек трехмерную задачу можно свести к плоской осесимметричной задаче. При этом направления векторов плотности тока J , магнитного потенциала A и электрического поля E будут перпендикулярны плоскости сечения области решения задачи, и их можно рассматривать как скалярные величины. Векторы магнитного поля H и магнитной индукции B будут лежать в плоскости сечения области решения задачи. Для гармонического сигнала операция дифференцирования эквивалентна умножению на $j\omega$, где $\omega = 2\pi f$.

С учетом этих допущений основное уравнение будет выглядеть так [1 ... 3]:

$$(j\omega \cdot \sigma - \omega^2 \epsilon_0 \epsilon_r) A + \nabla \times \left(\frac{1}{\mu_0 \mu_r} \nabla \times A \right) = J, \quad (1)$$

где ϵ_0 — абсолютная диэлектрическая проницаемость вакуума ($\epsilon_0 = 8,854 \cdot 10^{-12}$), μ_0 — абсолютная магнитная проницаемость вакуума ($\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$), ϵ_r и μ_r — относительные (relative) величины диэлектрической проницаемости и магнитной проницаемости соответственно.

Учитывая связи между компонентами физических полей, уравнение (1) можно разложить на систему более простых уравнений:

$$\begin{cases} B = \text{rot}(A) \\ H = B / \mu_0 \\ \text{rot}(H) = J + J_s \\ E = -j\omega A \\ J = E \cdot (\sigma + j\omega \epsilon_0) \end{cases}, \quad (2)$$

где J_s — плотность внешних источников тока.

Такое представление задачи удобно тем, что в качестве промежуточных результатов получаются величины магнитных и электрических полей, что позволяет производить оптимизацию конструкции. В качестве источника магнитного поля при этом удобно задать величину плотности тока в области поперечного сечения излучающей катушки.

Расположим ось симметрии нашей задачи вертикально. Пусть sw и sh — соответственно ширина и высота области поперечного сечения излучающей (source) катушки, а sn — число витков этой катушки. Для приемной (receiVe) катушки аналогичные параметры будут обозначаться rw , rh и rn . Будем считать, что витки провода занимают все пространство области сечения, т.е. между ними нет промежутков. При единичном токе в проводе передающей катушки плотность тока будет равна:

$$Js = \frac{sn}{sw \cdot sh}. \quad (3)$$

Для приемной катушки при единичной величине тока в обмотке плотность тока будет равна:

$$Jr = \frac{rn}{rw \cdot rh}. \quad (4)$$

Для того, чтобы рассчитать активную мощность в излучающей катушке, необходимо определить напряжение, наводимое на ее выводах. Пусть Δs — площадь сечения одного провода. Очевидно, что $\Delta s = sw \cdot sh / sn$. Для расчета величины напряжения (обозначим его Us) нужно просуммировать значения ЭДС, наводимых в отдельных проводах:

$$Us = \sum_{i=1}^{sn} E_i \cdot 2\pi r_i = \frac{1}{\Delta s} \sum_{i=1}^{sn} E_i \cdot 2\pi r_i \cdot \Delta s. \quad (5)$$

При малой величине Δs последнее выражение в (5) совпадает с величиной интеграла по объему:

$$Us = \frac{1}{\Delta s} \int_V E dV = \frac{sn}{sw \cdot sh} \int_V E dV. \quad (6)$$

При единичном токе катушки половина реальной части выражения (6) соответствует излучаемой мощности (со знаком минус, так как активная мощность определяется величиной противоэДС), а половина мнимой части этого выражения характеризует мощность, запасенную в индуктивности (реактивную мощность).

Для приемной катушки аналогично (6) можно найти величину напряжения, наводимого на ее выводах:

$$Ur = \frac{1}{\Delta s} \int_V E dV = \frac{rn}{rw \cdot rh} \int_V E dV. \quad (7)$$

Пусть YL — проводимость нагрузки, подключенной к выводам приемной катушки. Тогда величина тока в проводах будет равна $Ir = Ur \cdot YL$, а плотность тока будет равна:

$$Jr = \frac{Ir \cdot rn}{rw \cdot rh} = \frac{rn \cdot Ur \cdot YL}{rw \cdot rh} = YL \cdot \left(\frac{rn}{rw \cdot rh} \right)^2 \int_V E dV. \quad (8)$$

При наличии проводящих сред с различной величиной удельной проводимости и диэлектрической проницаемости (тело человека, корпус имплантата) решение системы (2) в аналитическом виде становится чрезвычайно трудным, поэтому необходимо исполь-

зовать программы численного расчета, такие как FlexPDE [4]. При описании областей, занимаемых катушками, в этой программе следует задавать нулевое значение проводимости и ненулевую величину плотности тока. Для передающей катушки эта величина является константой, задаваемой выражением (3), а для приемной катушки будет определяться по формуле (8).

Однако такой подход наталкивается на проблемы численной неустойчивости методов расчета. Для чисто активной проводимости нагрузки YL еще удается найти решение (после манипуляций, связанных с настройками режима расчета и коэффициента демпфирования метода Ньютона-Рафсона), но для реактивной нагрузки процесс расчета расходится.

Для преодоления возникшего препятствия можно воспользоваться принципом суперпозиции полей (в силу линейности системы уравнений (2)), и провести расчет по следующей методике:

— задаем ненулевую плотность тока в области излучающей катушки по формуле (3) и нулевую плотность тока в приемной катушке, после чего по формулам (6) и (7) производим расчет напряжений на выводах приемной ($Ur1$) и передающей ($Us1$) катушек;

— задаем нулевую плотность тока в области излучающей катушки и ненулевую плотность тока в приемной катушке по формуле (4), после чего производим расчет напряжений на выводах приемной ($Ur2$) и передающей ($Us2$) катушек.

Принимая во внимание знаки величин напряжений и токов и рассматривая напряжения как падения напряжения на сопротивлениях некоторого четырехполюсника, можно сделать вывод о том, что величины $Us1$, $Us2$, $Ur1$ и $Ur2$ представляют собой взятые со знаком минус компоненты матрицы сопротивлений \bar{Z} , связывающих токи в катушках и наводимые в них напряжения.

$$\begin{bmatrix} Us \\ Ur \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -Us1 & -Us2 \\ -Ur1 & -Ur2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Is \\ Ir \end{bmatrix} = \bar{Z} \cdot \begin{bmatrix} Is \\ Ir \end{bmatrix}. \quad (9)$$

В выражении (9) Us и Ur являются напряжениями на входе и выходе эквивалентного четырехполюсника. С учетом того, что $Ir = -Ur \cdot YL$ (в соответствии с правилами измерения токов и напряжений на выводах четырехполюсника), после решения системы уравнений (9) легко получаются все необходимые величины.

Напряжение на выводах приемной катушки:

$$Ur = \frac{Is \cdot Z21}{1 + Z22 \cdot YL}. \quad (10)$$

Мощность в нагрузке:

$$PL = \frac{|Ur|^2 \cdot YL}{2} = \frac{Is^2 \cdot |Z21|^2 \cdot YL}{2 \cdot |1 + Z22 \cdot YL|^2}. \quad (11)$$

Активная мощность в нагрузке:

$$PLr = \frac{|Ur|^2 \cdot \text{Re}(YL)}{2} = \frac{Is^2 \cdot |Z21|^2 \cdot \text{Re}(YL)}{2 \cdot |1 + Z22 \cdot YL|^2}. \quad (12)$$

Напряжение на выводах излучающей катушки:

$$Us = Is \cdot \left(Z11 - \frac{Z12 \cdot Z21 \cdot YL}{1 + Z22 \cdot YL} \right). \quad (13)$$

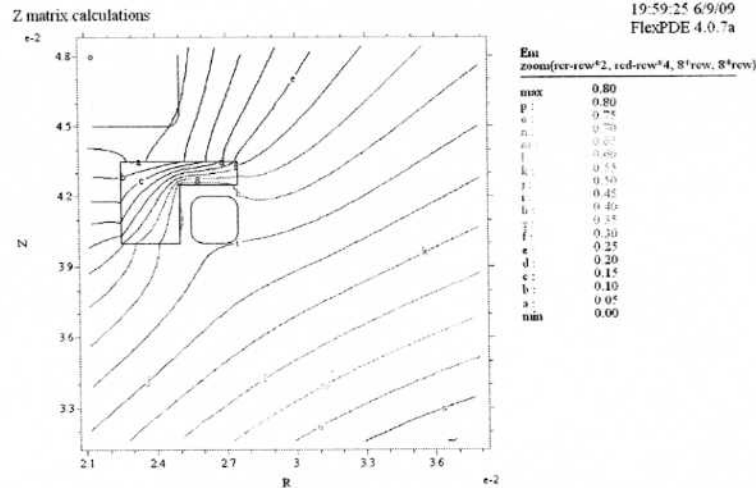


Рис. 1. Амплитуда напряженности электрического поля в районе приемной катушки при единичном токе в передающей катушке

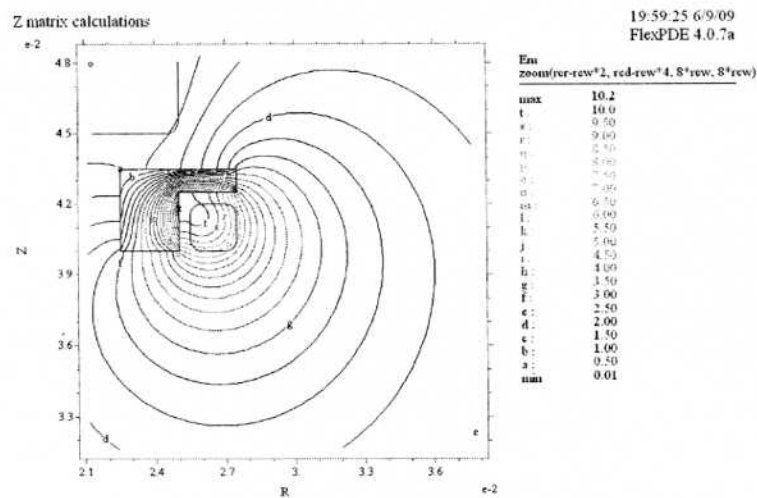


Рис. 2. Амплитуда напряженности электрического поля в районе приемной катушки при единичном токе в приемной катушке

Активная излучаемая мощность:

$$P_s = \frac{I_s^2}{2} \cdot \operatorname{Re} \left(Z_{11} - \frac{Z_{12} \cdot Z_{21} \cdot Y_L}{1 + Z_{22} \cdot Y_L} \right). \quad (14)$$

Коэффициент полезного действия:

$$\eta = \frac{PL_r}{P_s}. \quad (15)$$

Из (11) путем приравнивания к нулю производной PL по величине Y_L и решения полученного уравнения находим выражение для оптимальной величины нагрузки:

$$Y_{Lopt} = \frac{Z_{22}}{|Z_{22}|^2}, \quad (16)$$

откуда после подстановки в (11) получается выражение для максимальной величины мощности в нагрузке:

$$P_{opt} = \frac{I_s^2 \cdot |Z_{21}|^2 \cdot Z_{22}}{2 \cdot \left| |Z_{22}| + \frac{Z_{22}^2}{|Z_{22}|} \right|^2}. \quad (17)$$

Для определения потенциальных возможностей системы электропитания был проведен расчет конструкции, в которой отсутствует проводящий корпус прибора (проводимость $\sigma_{ii} = 0$). Зададим следующие геометрические параметры системы:

внутренний радиус передающей катушки $scr = 40$ мм;
число витков передающей катушки $csn = 25$;
ширина сечения области витков передающей катушки $scw = 5$ мм;

высота сечения области витков передающей катушки $sch = 5$ мм;

расстояние от передающей катушки до границы раздела сред $scd = 10$ мм;

внутренний радиус приемной катушки $rcr = 25.5$ мм;

число витков приемной катушки $rscn = 25$;

ширина сечения области витков приемной катушки $rcw = 3$ мм;

высота сечения области витков приемной катушки $rsh = 5$ мм;

расстояние от приемной катушки до границы раздела сред $rscd = 40$ мм;

частота возбуждения $f = 120$ кГц.

Результаты расчета (с учетом активных сопротивлений обмоток, которые были приняты равными 0,5 Ом):

$$\bar{Z} = \begin{bmatrix} 0,5 + 63,31i & 4,102 \cdot 10^{-4} + 2,569i \\ 4,102 \cdot 10^{-4} + 2,569i & 0,5 + 37,38i \end{bmatrix}$$

По формуле (17) при токе катушки возбуждения $I_s = 1$ А получаем мощность в нагрузке $P_{opt} = 1,65$ Вт.

Для автоматизации математических расчетов авторами был создан дескрипторный файл — сценарий расчета электромагнитных полей системы уравнений (2) в программе FlexPDE. На рис. 1 и 2 приведены примеры расчета полей в области приемной катушки. Программа расчета полей зарегистрирована в ФГУ ФИПС.

Заключение

Используя созданный математический аппарат, можно рассчитать необходимые параметры системы для разных геометрических размеров, передаваемой мощности и условий возбуждения. Это позволяет создавать системы беспроводной передачи энергии для различных целей, как для питания и зарядки аккумуляторов медицинских биоимплантатов, так и для подзарядки батарей любых других устройств (мобильные телефоны и т.п.).

Книжная полка

Клаассен, Клаас Б. Основы измерений. Датчики и электронные приборы [Текст] : учеб. пособие / Клаас Б. Клаассен ; пер. с англ. Е. В. Воронова, А. Л. Ларина. — 3-е изд. — Долгопрудный : Интеллект, 2008. — 350 с. : рис., табл. — Предм. указ.: с. 336–344. — Библиогр.: с. 345–346. — ISBN 978-5-91559-001-3.

Перевод английского издания известного вводного курса теории и техники измерений, основанного на едином системном подходе к электрическим, тепловым, механическим измерениям. Учебное пособие для студентов и преподавателей естественнонаучных и технических университетов, специалистов по метрологии, датчикам, приборостроению и системам управления.

Козлова, И. С. Справочник по радиотехнике [Текст] / И. С. Козлова, Ю. В. Щербакова. — Ростов н/Д : Феникс, 2008. — 314, [1] с. : рис., табл. — (Справочник). — Библиогр.: с. 311. — ISBN 978-5-222-13200-5.

В справочнике рассматриваются основные законы электро- и радиотехники. Можно найти материал о пассивных элементах радиоэлектронной аппаратуры, полупроводниковых приборах и интегральных схемах, намоточных узлах радиоаппаратуры, усилителях звуковой частоты. Все основные понятия по предмету изложены четко, в доступной форме, с привлечением необходимых определений, схем, таблиц, диаграмм и иллюстраций.

Алексеева, Н. И. Интегральные устройства радиоэлектроники [Текст] : учеб. пособие / Н. И. Алексеева ; ОмГТУ. — Омск: Изд-во ОмГТУ, 2008. — 48 с. : рис., табл. — Библиогр.: с. 48.

Интегральные устройства радиоэлектроники получили широкое распространение в современной аппаратуре. Интегральные устройства широко применяются в современной радиоэлектронной аппаратуре (РЭА), в технике связи, в вычислительной технике, в аппаратуре промышленного и специального назначения, в испытательной и измерительной технике, в транспортной электронике и бытовой технике.

В учебном пособии изложены основные аспекты построения полупроводниковых интегральных микросхем на биполярных и полевых транзисторах, приведены конструкции основных элементов микросхем, технологические процессы изготовления этих микросхем, рассмотрены основные перспективы развития направления.

Библиографический список

1. Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники. Электромагнитное поле : учебник — 10-е изд. — М.: Гардарики, 2003. — 317 с. — ISBN: 5-8297-0158-8.
2. Теоретические основы электротехники : учебник для вузов : в 3-х т. Т. 3. Теория электромагнитного поля / под общ. ред. К.М. Поливанова. — М.: Энергия, 1975. — 352 с.
3. Фальковский О.И. Техническая электродинамика : учебник для вузов связи — М.: Связь, 1978. — 432 с.
4. <http://www.pdesolutions.com>

ЛЕПЕТАЕВ Александр Николаевич, кандидат технических наук, доцент кафедры «Радиотехнические устройства и системы диагностики».

Адрес для переписки: e-mail: lan@inbox.ru

КЛЫПИН Дмитрий Николаевич, научный сотрудник кафедры «Радиотехнические устройства и системы диагностики».

Адрес для переписки: e-mail: lan@omgtu.ru

Статья поступила в редакцию 21.09.2009 г.

© А. Н. Лепетаев, Д. Н. Клыпин