

621.396(6)
P15

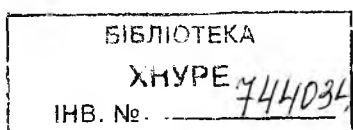
МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ УКРАИНЫ
ХАРЬКОВСКИЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ
УНИВЕРСИТЕТ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

РАДИОТЕХНИКА

**Всеукраинский межведомственный
научно-технический сборник**

Основан в 1965 г.

ВЫПУСК 125

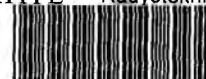


КС

Харківський національний
університет радіоелектроніки

2002

XHYPE Radylekhnika



744034

УДК 621.3

Сборник включен в список специальных изданий ВАК Украины по физико-математическим и техническим наукам

Для научных работников, специалистов, преподавателей вузов, аспирантов

Редакционная коллегия: гл. ред., д-р техн. наук, проф. *А.И. Терещенко*, зам. гл. ред., д-р техн. наук, проф. *В.М. Шокало*, секретарь, канд. техн. наук, доц. *Ж.Ф. Пащенко*, д-р физ.-мат. наук *Б.М. Булгаков*, д-р техн. наук, проф. *И.Д. Горбенко*, д-р техн. наук, проф. *Б.Л. Кащеев*, д-р техн. наук, проф. *Н.И. Кравченко*, д-р физ.-мат. наук, проф. *В.М. Кузьмичев*, акад. НАН Украины *Л.Н. Литвиненко*, член-кор. акад. НАН Украины *И.М. Неклюдов*, д-р физ.-мат. наук, проф. *В.А. Омельченко*, канд. физ.-мат. наук, ст. преп. *А.Г. Пащенко*, д-р техн. наук, проф. *В.В. Поповский*, д-р техн. наук, проф. *Е.Г. Прошкин*, д-р техн. наук, проф. *А.И. Стрелков*, д-р техн. наук *К.С. Сундучков*, д-р физ.-мат. наук, проф. *О.А. Третьяков*, д-р техн. наук, проф. *Я.С. Шифрин*, д-р техн. наук, проф. *С.Н. Шостка*

Ответственный за выпуск д-р физ.-мат. наук, проф. *В. М. Кузьмичев*

Рекомендовано Ученым советом Харьковского национального университета радиотехники, протокол № 40 от 25.03.2002.

Адрес редакционной коллегии: Украина, 61166 Харьков, просп. Ленина, 14, Харьковский национальный университет радиотехники (ХНУРЕ), тел. 40-93-97.

Перепечатка и использование материалов в любой форме возможны только с согласия редакции

© Харківський національний університет радіоелектроніки, 2002

**ЗБІРНИК НАУКОВИХ ПРАЦЬ
РАДІОТЕХНІКА
Випуск 125**

**СБОРНИК НАУЧНЫХ ТРУДОВ
РАДИОТЕХНИКА
Выпуск 125**

Редактор *Л. Н. Денисова*

Підп. до друку 22.04.2002. Формат 60x90/8.
Папір офсетний. Друк офсетний. Умов. друк. арк. 28,7. Обл. вид. арк. 11,9.
Тираж 300 прим. Зам. № 3/6. Ціна договірна.
Харківський національний університет радіоелектроніки (ХНУРЕ)
Україна, 61166 Харків, просп. Леніна, 14.
Оригінал-макет підготовлено і збірник надруковано у ПФ "Колегіум", тел. (0572) 28-53-74

В.М. ШОКАЛО, д-р техн. наук, А.М. РЫБАЛКО, канд. физ-мат. наук,
М.А. ОМАРОВ, канд. техн. наук, Д.В. ГРЕЦКИХ

МОДЕЛИРОВАНИЕ КРУПНОАПЕРТУРНЫХ РЕКТЕНН КОСМИЧЕСКИХ ЭНЕРГОСИСТЕМ

2. РАСЧЕТ КОЭФФИЦИЕНТА ПОЛЕЗНОГО ДЕЙСТВИЯ ПЕРЕХВАТА ПРИ НЕСООСНОМ РАСПОЛОЖЕНИИ ПЕРЕДАЮЩЕЙ И ПРИЁМНОЙ АПЕРТУР

Публикуемая серия статей посвящена созданию модели крупноапертурной ректенны системы беспроводной передачи энергии (БПЭ) при произвольном взаимном расположении передающей и приемной апертур. В [1] рассматривался случай соосного расположения антенн систем БПЭ. Цель данной работы состоит в определении КПД перехвата $\bar{\eta}$ и распределения поля на апертуре ректенны при ее смещении относительно оси системы.

Подобная задача уже решалась в [2] для системы БПЭ с круглой передающей и квадратной приемной апертурами (рис. 1) как задача максимизации КПД перехвата. Здесь для каждого смещения X_0 находилось оптимальное амплитудное распределение (АР) поля возбуждения $F(u)$, при котором величина $\bar{\eta}$ достигала максимума. Техническая реализация системы БПЭ, у которой при $X_0 = \text{var}$ изменяется АР на апертуре передающей антенны, весьма затруднительна. Для изучения возможности ее упрощения исследовался случай, когда АР при $X_0 = 0$ является оптимальным и не изменяется для всех остальных значений $X_0 \neq 0$.

На первом этапе решения задачи рассматривалась система БПЭ, в которой использовались круглые апертуры с радиусами R_1 и R_2 (рис. 2), согласованные по поляризации. Поле возбуждения считалось линейно поляризованным с осесимметричным гауссовским АР

$$F(u) = e^{-\nu \tau u^2}, \quad (1)$$

где $\tau = \pi R_1 R_2 / \lambda_0 D$ – число Френеля; $\nu = 0.225$; λ_0 – рабочая длина волны, D – расстояние между апертурами.

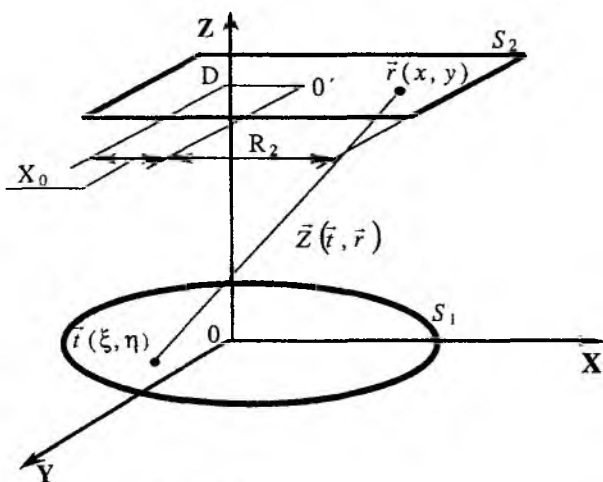


Рис. 1

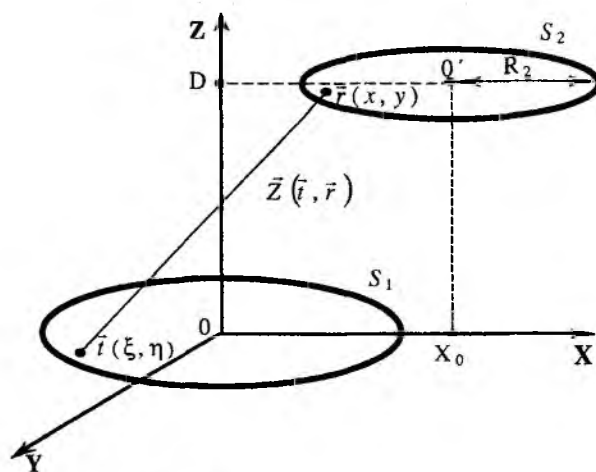


Рис. 2

Для записи функционала КПД перехвата СВЧ-энергии между апертурами нужно по полю возбуждения передающей антенны найти отношение мощности P_m поля, падающего на площадь апертуры приёмной антенны S_2 , к мощности излучения передающей антенны P_T . С целью определения величины P_m найдем поле $\vec{E}(x, y, D)$ в плоскости расположения апертуры приемной антенны по полю возбуждения $\vec{E}(\xi, \eta, 0)$, используя апертурный метод [3]. По-

ле передающей антенны в плоскости апертуры приемной антенны, находящейся в зоне Френеля, может быть описано с помощью известного выражения

$$\vec{E}(x, y, D) = \frac{jk}{2\pi} \iint_{S_1} \vec{E}(\xi, \eta, 0) \frac{e^{-jkZ(\vec{r}, \vec{r})}}{Z(\vec{r}, \vec{r})} d\xi d\eta, \quad (2)$$

где $k = 2\pi/\lambda_0$ – волновое число; $Z(\vec{r}, \vec{r})$ – расстояние между точками $\vec{r}(\xi, \eta, 0)$ и $\vec{r}(x, y, D)$.

Положим в числителе соотношения (2) $Z(\vec{r}, \vec{r}) = D + (x - \xi)^2/2D + (y - \eta)^2/2D$, а в знаменателе $-Z(\vec{r}, \vec{r}) = \sqrt{X_0^2 + D^2}$. Тогда выражение (2) примет вид:

$$\vec{E}(x, y, D) = \frac{jke^{-jkD}}{2\pi\sqrt{X_0^2 + D^2}} \iint_{S_1} \vec{E}(\xi, \eta, 0) e^{-jk[(x-\xi)^2 + (y-\eta)^2]/2D} d\xi d\eta. \quad (3)$$

Так как поле возбуждения является осесимметричным и линейно поляризованным, то

$$\vec{E}(\xi, \eta, 0) = E(\sqrt{\xi^2 + \eta^2}) \vec{e}_t = E(\rho) \vec{e}_t,$$

где единичный вектор \vec{e}_t лежит в плоскости XOY (рис. 2).

Учитывая соотношение $J_0(z) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{jz \sin(\varphi)} d\varphi = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{jz \sin(\varphi + \varphi_0)} d\varphi$, можно показать,

что поле вдоль апертуры ректенны описывается выражением

$$\vec{E}(x, y, D) = \vec{e}_t \frac{jke^{-jkD} e^{-jk(x^2 + y^2)/2D} R_1}{\sqrt{X_0^2 + D^2}} \int_0^{R_1} E(\rho) e^{-jk\rho^2/2D} J_0\left(\frac{k\rho\sqrt{x^2 + y^2}}{D}\right) \rho d\rho, \quad (4)$$

где $J_0(z)$ – функция Бесселя нулевого индекса.

Сделаем замену переменных в выражении (4): $\rho = \sqrt{DR_1/kR_2} u$. Микроволновый луч сфокусирован на апертуру приемной антенны, если

$$E(\sqrt{DR_1/kR_2} u) = F(u) e^{\frac{jR_1}{2R_2} u^2}.$$

Тогда выражение (4) примет вид:

$$\vec{E}(x, y, D) = \vec{e}_t \frac{jR_1}{R_2\sqrt{X_0^2 + D^2}} e^{-jkD} e^{-jk(x^2 + y^2)/2D} \int_0^{\sqrt{2\tau}} F(u) J_0\left(\frac{\sqrt{2\tau}\sqrt{x^2 + y^2}u}{R_2}\right) u du. \quad (5)$$

Перепишем последнее выражение в полярных координатах. Так как ректенна смещается вдоль оси X, то $x - X_0 = \rho \cos \varphi$, $y = \rho \sin \varphi$. Тогда выражение (5) примет вид:

$$E(\rho) = \vec{e}_t \frac{jR_1 e^{-jkD} e^{-jk\frac{\rho^2 + 2\rho X_0 \cos \varphi + X_0^2}{2D}}}{R_2\sqrt{X_0^2 + D^2}} \int_0^{\sqrt{2\tau}} F(u) J_0\left(\sqrt{2\tau}u \sqrt{\frac{\rho^2 + 2\rho X_0 \cos \varphi + X_0^2}{R_2^2}}\right) u du. \quad (6)$$

Формула (6) позволяет рассчитать АФР на апертуре ректенны на этапе вычисления ее КПД выпрямления.

По полю $\vec{E}(x, y, D)$ определим величину плотности мощности электромагнитного потока $\Pi(\rho)$, падающего перпендикулярно плоскости приемной антенны

$$\Pi(\rho) = \frac{1}{2} \frac{|E(\rho)|^2}{120\pi} = \frac{1}{240\pi} \left| \frac{R_1}{R_2} \int_0^{\sqrt{2\tau}} F(u) J_0(\sqrt{2\tau}u) \sqrt{\frac{\rho^2 + 2\rho X_0 \cos\varphi + X_0^2}{R_2^2}} u du \right|^2.$$

Проинтегрировав плотность потока $\Pi(\rho)$ по области S_2 , охватывающей апертуру приемной антенны, найдем искомую мощность

$$P_m = \frac{1}{240\pi} \iint_{S_2} \left| \frac{R_1}{R_2} \int_0^{\sqrt{2\tau}} F(u) J_0(\sqrt{2\tau}u) \sqrt{\frac{\rho^2 + 2\rho X_0 \cos\varphi + X_0^2}{R_2^2}} u du \right|^2 dS_2. \quad (7)$$

Мощность излучения P_Σ легко определить по полю на апертуре передающей антенны $\bar{E}(\xi, \eta, 0)$:

$$P_\Sigma = \frac{1}{240\pi} \iint_{S_1} |E(\xi, \eta, 0)|^2 dS_1 = \frac{1}{120\pi} \int_0^{R_1} |E(\rho)|^2 \rho d\rho.$$

Введя функцию $F(u)$ и сделав замену переменных $\rho = \sqrt{DR_1/kR_2}u$, получим следующее выражение для излучаемой мощности:

$$P_\Sigma = \frac{DR_1}{120kR_2} \int_0^{\sqrt{2\tau}} |F(u)|^2 u du. \quad (8)$$

Воспользовавшись представлениями (7) и (8), запишем выражение для КПД перехвата СВЧ-энергии системы БПЭ в виде:

$$\bar{\eta} = \frac{P_m}{P_\Sigma} = \frac{kR_1 D}{2\pi R_2 (X_0^2 + D^2)} \frac{\iint_{S_2} \left| \int_0^{\sqrt{2\tau}} F(u) J_0(\sqrt{2\tau}u) \sqrt{\frac{\rho^2 + 2\rho X_0 \cos\varphi + X_0^2}{R_2^2}} u du \right|^2 dS_2}{\int_0^{\sqrt{2\tau}} |F(u)|^2 u du} \quad (9)$$

Вычислим интегралы знаменателя

$$g(\tau) = \int_0^{\sqrt{2\tau}} |F(u)|^2 u du = \frac{1}{4v\tau} (1 - e^{-4v\tau^2})$$

и числителя

$$\psi(\rho) = \left| \int_0^{\sqrt{2\tau}} F(u) J_0(\sqrt{2\tau}u) \sqrt{\frac{\rho^2 + 2\rho X_0 \cos\varphi + X_0^2}{R_2^2}} u du \right|^2,$$

используя разложение функции Бесселя в виде конечной суммы с N членами

$$J_0(z) = \sum_{n=0}^N \frac{(-1)^n z^{2n}}{(n!)^2 2^{2n}}. \text{ Проводя интегрирование, получим}$$

$$\psi(\rho) = \sum_{n=0}^N \sum_{m=0}^N c_n c_m (2\tau)^{n+m} \left(\frac{\rho^2 + 2\rho X_0 \cos\varphi + X_0^2}{R_2^2} \right)^{n+m},$$

$$\text{где } c_n = \frac{(-1)^n}{2v\tau} \left[\frac{1}{(4v\tau)^n n!} - e^{-2v\tau^2} \sum_{k=0}^n \frac{\left(\frac{\tau}{2}\right)^n}{n!(n-k)!(2v\tau^2)^k} \right]$$

В результате выражение для КПД перехвата принимает вид:

$$\bar{\eta} = \frac{kR_1 D}{2\pi R_2 (X_0^2 + D^2)} \frac{\sum_{n=0}^N \sum_{m=0}^N c_n c_m (2\tau)^{n+m} \int_0^{R_2} \int_0^{2\pi} \left(\frac{\rho^2 + 2\rho X_0 \cos \varphi + X_0^2}{R_2^2} \right)^{n+m} \rho d\rho d\varphi}{\frac{1}{4v\tau} (1 - e^{-4v\tau^2})} \quad (10)$$

Преобразуем интеграл в (10)

$$h(X_0) = \int_0^{R_2} \int_0^{2\pi} \left(\frac{\rho^2 + 2\rho X_0 \cos \varphi + X_0^2}{R_2^2} \right)^{n+m} \rho d\rho d\varphi.$$

Используя относительные величины $t = \rho/R_2$, $b = X_0/R_2$, получим

$$\begin{aligned} h(b) &= R_2^2 \int_0^1 \int_0^{2\pi} (t^2 + 2tb \cos \varphi + b^2)^{n+m} t dt d\varphi = \\ &= 2\pi R_2^2 \sum_{k=0}^{n+m} \sum_{p=0}^k \frac{(n+m)!(2k-2p)! b^{k+p}}{p!(n+m-k)!(k-p)!^3 2^{k-p} (2(n+m+1)-k-p)} \end{aligned}$$

После подстановки полученного соотношения в формулу (10) выражение для КПД перехвата запишется в следующем виде:

$$\bar{\eta} = \frac{2v \sum_{n,m=0}^N \sum_{k=0}^{n+m} \sum_{p=0}^k c_n c_m (2\tau)^{n+m+2} \frac{(n+m)!(2k-2p)! b^{k+p}}{p!(n+m-k)!(k-p)!^3 2^{k-p} (2(n+m+1)-k-p)}}{1 - e^{-4v\tau^2}} \quad (11)$$

Аналогично получается соотношение для КПД перехвата в случае круглой передающей и квадратной приемной апертуры:

$$\bar{\eta} = \frac{k^2 \int_{-R_2}^{R_2} \int_{-R_2+X_0}^{R_2+X_0} \left| \int_0^{R_1} E(\rho) e^{-\frac{jk\rho^2}{2D}} J_0\left(\frac{k\rho\sqrt{x'^2+y'^2}}{D}\right) \rho d\rho \right|^2 dx' dy'}{2\pi D^2 \int_0^{R_1} |E(\rho)|^2 \rho d\rho} \quad (12)$$

где R_2 – половина ширины приемной апертуры.

После замены переменных $u = \frac{\sqrt{2\tau}}{R_1} \rho$; $x = \frac{x'}{R_2}$; $y = \frac{y'}{R_2}$; $b = \frac{X_0}{R_2}$ (относительное смещение антенн от соосного положения) и при фазовом распределении поля возбуждения, обеспечивающем фокусировку микроволнового луча в плоскости расположения приемной апертуры, выражение для КПД перехвата энергии примет вид:

$$\bar{\eta} = \frac{\tau}{\pi} \frac{\int_{-1+b}^{1+b} \int_0^{\sqrt{2\tau}} \left| \int_0^{\sqrt{2\tau}} F(u) J_0(\sqrt{2\tau} \sqrt{x^2 + y^2} u) u du \right|^2 dx dy}{\int_0^{\sqrt{2\tau}} |F(u)|^2 u du} \quad (13)$$

Используя разложение функции Бесселя в виде конечной суммы с N членами и проводя интегрирование по формуле (12), приходим к следующему выражению для КПД перехвата:

$$\bar{\eta} = \frac{2\tau}{\pi} \frac{\sum_{n=0}^N \sum_{m=0}^N \sum_{p=0}^{n+m} c_n c_m (2\tau)^{n+m} (n+m)! \left((1+b)^{2(n+m-p)+1} - (-1+b)^{2(n+m-p)+1} \right)}{p!(n+m-p)!(2p+1)(2(n+m-p)+1) \frac{1}{4\nu\tau} (1 - e^{-4\nu\tau^2})}, \quad (14)$$

где $c_n = \frac{(-1)^n}{2\nu\tau} \left[\frac{1}{(4\nu\tau)^n n!} - e^{-2\nu\tau^2} \sum_{k=0}^n \frac{\left(\frac{\tau}{2}\right)^k}{n!(n-k)!(2\nu\tau^2)^k} \right]$.

Из выражений (10, 12) следует, что КПД перехвата энергии является функционалом амплитудно-фазового распределения и зависит от параметров системы, включающих в себя рабочую длину волны, размеры апертур, расстояние между ними, а также величину отклонения антенн от соосного положения.

На рис. 3 приведена зависимость КПД перехвата СВЧ-энергии от относительного осевого

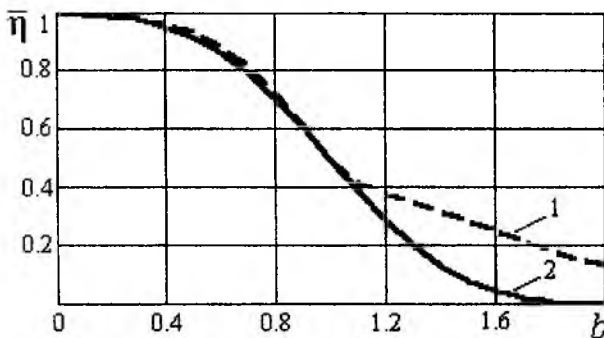


Рис. 3

смещения $\bar{\eta}$ при этом фактически отсутствует.

сдвига антенны квадратной апертуры для числа Френеля $\tau=2,4$. Кривая 1 заимствована из [2] и соответствует случаю максимизации $\bar{\eta}$. Кривая 2 рассчитана по изложенной выше методике. Из сравнения приведенных результатов можно сделать вывод, что в системах БПЭ при относительных смещениях апертуры ректенны $0 < b < 1$ не следует изменять АР поля возбуждения до оптимальной формы, так как

Список литературы: 1. Шокало В. М., и др. Моделирование крупноапертурных ректенн космических энергосистем. 1. Модель крупноапертурной ректенны для расчета КПД выпрямления при соосном расположении передающей и приемной апертур и изменяющейся дальности передачи энергии // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2001. Вып. 121. С. 3-10. 2. Шокало В.М., и др. Передача энергии микроволновым лучом при несоосном расположении передающей и приемной апертур // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2000. Вып. 115. С. 3-6. 3. Фрадин А.З. Антенны сверхвысоких частот. М.: Сов. радио, 1957. С. 69-80.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редакцию 18.04.2002

ШИРОКОДИАПАЗОННАЯ МАЛОГАБАРИТНАЯ АНТЕННА С ПОВЫШЕННОЙ НАПРАВЛЕННОСТЬЮ ИЗЛУЧЕНИЯ

Для многих практических применений необходимо наличие антенн, позволяющих формировать широкодиапазонное направленное излучение, сохраняя при этом малые габаритные размеры излучателей. Однако, в связи с тем что предъявляемые требования являются достаточно противоречивыми, решение данной задачи представляет определенную трудность как в теоретическом, так и практическом аспектах.

Ограничимся рассмотрением антенн с кардиоидной формой диаграммы направленности (ДН). Создание антенн с кардиоидной ДН, работающих в узкой полосе частот, не представляет особой проблемы. Одним из возможных путей построения таких антенн является использование двухэлементной антенной решетки, обеспечивающей противофазное сложение сигналов на суммирующем устройстве антенной системы. Практической реализацией такой антенны может служить антенная система, состоящая из электрического и магнитного диполей с равными действующими длинами [1]. Трудности возникают при построении таких антенн, предназначенных для работы в широком диапазоне частот. При этом основными факторами, ограничивающими широкодиапазонность антенны, является взаимодействие между излучателями антенной решетки и ошибки в реализации требуемого амплитудно-фазового распределения токов на элементах излучающей системы.

Другим из путей построения антенн с направленным излучением, включая получение кардиоидной формы ДН, является использование направленных свойств излучающего проводника с бегущей волной тока. Типичным примером является ромбическая антенна [2], в которой необходимое амплитудно-фазовое распределение тока вдоль излучающего проводника создается за счет активной нагрузки, а заданная направленность – за счет формы излучающего проводника. Основным недостатком такой антенны при традиционном ее использовании являются большие габаритные размеры, необходимые для формирования однонаправленного излучения и обеспечения широкодиапазонного согласования антенны с питающей линией, а также высокий уровень бокового и заднего излучения.

Несмотря на указанные недостатки, данный путь решения поставленной задачи является наиболее перспективным, особенно при создании приемных антенн МВ и ДМВ диапазонов частот. Однако в научной литературе отсутствуют достаточно подробные сведения о потенциальных свойствах антенн с бегущей волной тока. В частности, влияние формы и амплитудно-фазового возбуждения излучателей на направленные и частотные характеристики антенны. Восполнению указанного пробела, а также анализу характеристик таких антенн с целью уменьшения их габаритных размеров, расширения диапазона в сторону низких частот, увеличения коэффициента защитного действия и посвящена данная работа.

Рассмотрим излучающую структуру в виде рамки, состоящую из двух проводников, и имеющую, в общем случае, эллиптическую форму. Геометрия рамки, а также ее расположение в декартовой системе координат представлены на рис. 1, где введены следующие обозначения: 1, 2 – излучающие проводники; a, b – соответственно малая и большая полуоси эллипса; α – параметрический угол местоположения излучающего элемента; Z_n – сопротивление нагрузки, являющееся, в общем случае, комплексным.

Для вычисления поля излучения такой антенны воспользуемся методом векторного потенциала [3], согласно

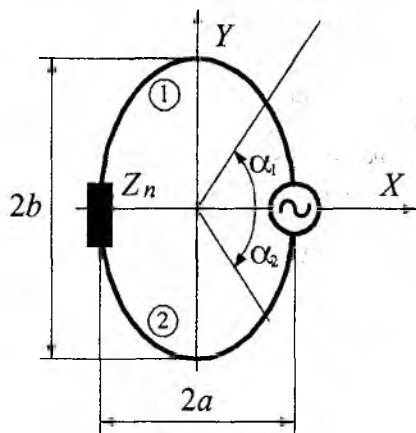


Рис. 1

которому для заданного расположения излучающих проводников 1,2 можем записать:

$$\begin{cases} E_{\theta}(\theta, \varphi) = \sum_{i=1}^2 E_{x_i}(\theta, \varphi) \cdot \cos \theta \cos \varphi + \sum_{i=1}^2 E_{y_i}(\theta, \varphi) \cdot \cos \theta \sin \varphi; \\ E_{\varphi}(\theta, \varphi) = -\sum_{i=1}^2 E_{x_i}(\theta, \varphi) \cdot \sin \varphi + \sum_{i=1}^2 E_{y_i}(\theta, \varphi) \cdot \cos \varphi, \end{cases} \quad (1)$$

где $E_{x_i, y_i}(\theta, \varphi) = -j30k \cdot \exp(-jkr)/R \int_{l(\alpha_i)} I_i[l(\alpha_i)] \cdot \exp[jk(x_i \cdot \sin \theta \cos \varphi + y_i \cdot \sin \theta \sin \varphi)] \cdot \frac{dx_i}{dy_i}$;

$\exp(-jkr)/R$ – постоянный множитель, характеризующий сферический фронт волны в дальней зоне антенны (в дальнейшем опустим); k – волновое число свободного пространства; θ, φ – угловые координаты точки наблюдения, отсчитываемые соответственно для угломестной плоскости от нормали к плоскости расположения антенны и для азимутальной плоскости от оси X ; x_i, y_i и dx_i, dy_i – соответственно координаты излучающих проводников и их дифференциалы относительно параметрического угла α_i ; $I_i[l(\alpha_i)]$ – функция амплитудно-фазового распределения тока вдоль излучающих проводников.

В соответствии с представленной геометрией и расположением излучающих проводников 1,2 (см. рис.1) можем записать выражения для их координат и соответствующих дифференциалов в следующем параметрическом виде:

$$\begin{cases} x_{1,2} = a \cdot \cos \alpha_{1,2}; & \begin{cases} dx_{1,2} = -a \cdot \sin \alpha_{1,2} \cdot d\alpha_{1,2}; \\ dy_{1,2} = b \cdot \cos \alpha_{1,2} \cdot d\alpha_{1,2}. \end{cases} \end{cases} \quad (2)$$

При этом параметрические углы α_1 и α_2 в выражениях (2) изменяются в пределах $\alpha_1 = 0 \dots \pi$ и $\alpha_2 = 0 \dots -\pi$ соответственно.

Для вычисления текущей длины излучающего проводника $l(\alpha)$, соответствующей параметрическому углу α , воспользуемся уравнением длины дуги кривой, согласно которому

$$l(\alpha) = \int_{\alpha} \sqrt{dx^2 + dy^2} \cdot d\alpha.$$

Пусть $a \leq b$, тогда, используя понятие эксцентриситета эллипса, равного $e = \sqrt{1 - (a/b)^2}$, $a = b\sqrt{1 - e^2}$. И после подстановки dx и dy из выражений (2) и дальнейшего преобразования, получаем

$$l(\alpha) = b \cdot \int_0^{\alpha} \sqrt{1 - e^2 \sin^2 \alpha} \cdot d\alpha = b \cdot E(e, \alpha), \quad (3)$$

где $E(e, \alpha)$ – эллиптический интеграл второго рода.

Не нарушая общности анализа, отметим, что в соответствии с представленной схемой антенны (см. рис.1) равноудаленные от источника возбуждения элементы на излучающих проводниках 1,2 возбуждаются противофазно, что соответствует

$$I_1[l(\alpha_1)] = -I_2[l(\alpha_2)] \quad \text{при } l(\alpha_1) = l(\alpha_2). \quad (4)$$

Тогда, используя представленные выражения (2), (4) и подставляя их в выражения (1), после преобразований получаем:

$$\begin{cases} E_{\theta}(\theta, \varphi) = -j30kb \cdot \cos \theta \int_{-\pi}^{\pi} I[l(\alpha)] \cdot \exp[jkb \cdot \sin \theta \cdot U(\varphi, \alpha, e)] \cdot V_{\theta}(\varphi, \alpha, e) \cdot d\alpha; \\ E_{\varphi}(\theta, \varphi) = -j30kb \cdot \int_{-\pi}^{\pi} I[l(\alpha)] \cdot \exp[jkb \cdot \sin \theta \cdot U(\varphi, \alpha, e)] \cdot V_{\varphi}(\varphi, \alpha, e) \cdot d\alpha, \end{cases} \quad (5)$$

где $U(\varphi, \alpha, e) = \sin \varphi \sin \alpha + \sqrt{1 - e^2} \cdot \cos \varphi \cos \alpha$; $V_{\theta}(\varphi, \alpha, e) = \cos \varphi \cos \alpha + \sqrt{1 - e^2} \cdot \sin \varphi \sin \alpha$;

$$V_{\theta}(\varphi, \alpha, e) = \sin \varphi \cos \alpha - \sqrt{1 - e^2} \cdot \cos \varphi \sin \alpha.$$

При вычислении интегралов в выражениях (5) в связи с изменением направления интегрирования по переменной α следует учесть, что для $\alpha \geq 0 \rightarrow I[l(\alpha)] = I[l(\alpha)]$, а для $\alpha \leq 0 \rightarrow I[l(\alpha)] = I^*[l(\alpha)]$, где «*» обозначает комплексно-сопряженное значение.

Решение электродинамической задачи определения амплитудно-фазового распределения тока в антенне даже для простых конфигураций излучающих проводников представляет определенную трудность, однако вполне приемлемых для практики результатов можно достичь от модельного представления, к примеру, по аналогии с распределением тока в эквивалентной длинной линии.

Тогда согласно теории длинных линий [2], функцию амплитудно-фазового распределения тока, нормированную относительно комплексной амплитуды тока, можно представить в следующем виде:

$$I[l(\alpha)] = \cos \left[kl(\alpha) + \arctg \left(\frac{X_n}{\rho} \right) \right] - j \cdot \frac{R_n/\rho}{\sqrt{1 + (X_n/\rho)^2}} \cdot \sin kl(\alpha), \quad (6)$$

где $Z_n = R_n \pm j \cdot X_n$; $l(\alpha)$ – текущая длина излучающего проводника, определяемая в соответствии с выражением (3); ρ – волновое сопротивление антенны.

Направленные свойства и входные характеристики рамочных излучателей при $Z_n = 0$ исследованы достаточно подробно [4], [5], поэтому при дальнейшем анализе характеристик основное внимание уделим комплексной нагрузке при $R_n \cong \rho$ и $|X_n|/\rho \leq 1$, что соответствует режиму возбуждения, близкому к бегущей волне тока вдоль излучающих проводников.

Тогда, рассматривая с этих позиций выражения (5), необходимо отметить, что для составляющей поля излучения $E_{\theta}(\theta, \varphi)$ подынтегральное выражение в основных плоскостях $\theta = \pi/2$ и $\varphi = 0$ является нечетной функцией относительно переменной интегрирования и соответственно $E_{\theta}(\theta, \varphi) \cong 0$. Это свидетельствует также о линейном характере поляризационной структуры излучаемого поля. Поэтому дальнейший анализ можно ограничить рассмотрением только составляющей $E_{\varphi}(\theta, \varphi)$.

На основании представленных выражений (5), (6) проведено численное моделирование характеристик излучения антенны в широком диапазоне изменения конструктивных kb , e и электрических Z_n/ρ параметров антенны. Расчет интегральных соотношений произведен численными методами в пакете MathCAD 7.0 Professional.

Численные расчеты ДН позволили выявить следующую закономерность в характере изменения направленных свойств антенны. Так, в зависимости от относительного геометрического параметра рамки kb направленные свойства антенны можно охарактеризовать двумя режимами: режимом обратного осевого излучения с максимумом в направлении $\theta = \pi/2$ и $\varphi = 0$ при $kb < 1,0$ и режимом прямого осевого излучения с максимумом в направлении $\theta = \pi/2$ и $\varphi = \pi$ при $kb > 1,0$.

Режим прямого осевого излучения достаточно подробно исследован на примере ромбических антенн [2], поэтому основное внимание в дальнейшем уделим режиму обратного осевого излучения, при котором форма ДН антенны имеет вид кардиоиды. Типичные для данного режима ДН в Е- и Н-плоскостях представлены на рис.2 соответ-

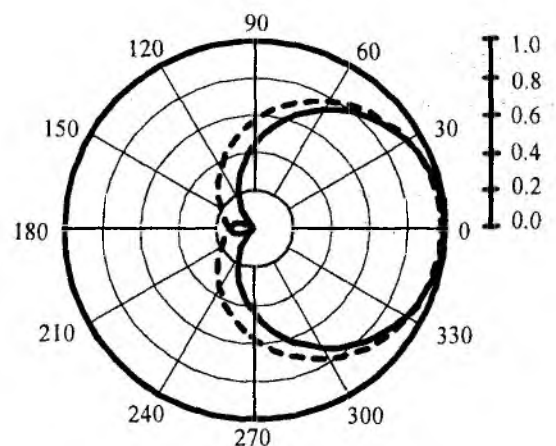


Рис. 2

венно сплошной и пунктирной линиями ($kb = 0.15$; $e = 0$; $Z_n = \rho$).

На рис. 3 – 5 систематизированы численные результаты, характеризующие направленные свойства антенны в виде круглой рамки для режима обратного осевого излучения, включающие в себя: ширину главного лепестка ДН по уровням -1 дБ и -3 дБ; глубину развала ДН относительно осевого направления δ (см. рис.3); коэффициент защитного действия (КЗД) антенны η (см. рис.4); коэффициент направленного действия (КНД) антенны D и коэффициент σ , показывающий отношение действующих длин антенны и эталонного полуволнового симметричного вибратора (коэффициент усиления (КУ) антенны). Для вычисления указанных параметров использованы следующие выражения [2]:

$$\delta = 20 \cdot \lg \left(\frac{|E_\varphi(\theta = \pi/2, \varphi = 0)|}{|E_\varphi(\theta_{max}, \varphi_{max})|} \right); \eta = 20 \cdot \lg \left(\frac{|E_\varphi(\theta = \pi/2, \varphi = \pi)|}{|E_\varphi(\theta = \pi/2, \varphi = 0)|} \right);$$

$$D = 10 \cdot \lg \left(\frac{|E_\varphi(\theta = \pi/2, \varphi = 0)|^2}{30 \cdot R_\Sigma} \right); \sigma = 20 \cdot \lg \left(\frac{h_g}{h_{g.c.в.}} \right),$$

$$\text{где } R_\Sigma = \frac{1}{120\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi |E_\varphi(\theta, \varphi)|^2 \sin \theta \cdot d\theta d\varphi; h_g = \sqrt{\frac{D \cdot R_\Sigma}{30 \cdot k^2}}; h_{g.c.в.} = \frac{2}{k}.$$

Анализ влияния геометрической формы антенны на характеристики излучения показал, что оптимальной формой рамки, выделенной по критерию минимума КЗД в диапазоне частот является эллиптическая рамка с малой полуосью вдоль оси Y . Полученные при этом значения составляют: $e = 0,75$; $\eta \leq -40$ дБ; снижение КУ σ относительно излучателя круглой формы $3 \dots 4$ дБ. Однако по совокупности выполнения предъявляемых требований (КЗД, ширина ДН, КУ) предпочтение следует отдать излучателю круглой формы, обладающему также меньшими габаритными размерами при равных излучающих поверхностях по отношению к излучателям других форм. Другие, эквивалентные по габаритным размерам формы, к примеру, квадратные, ромбические, – ухудшают направленные, диапазонные и габаритные свойства антенны.

Исследования влияния Z_n , точнее ее мнимой составляющей X_n при $R_n \equiv \rho$ на характеристики излучения антенны позволили выявить возможность существенного уменьшения уровня КЗД, которое достигается емкостным характером реактивности. Однако при одновременном снижении КУ, вследствие частотной зависимости реактивной нагрузки, уменьшаются также диапазонные свойства антенны.

На основании представленных теоретических результатов изготовлен ряд макетов антенн, на которых экспериментально исследованы отмеченные выше закономерности. При этом антенна представляла собой рамку круглой, эллиптической и квадратной формы, выполненную из ленточного проводника и нагруженную на активное сопротивление, равное волновому сопротивлению антенны.

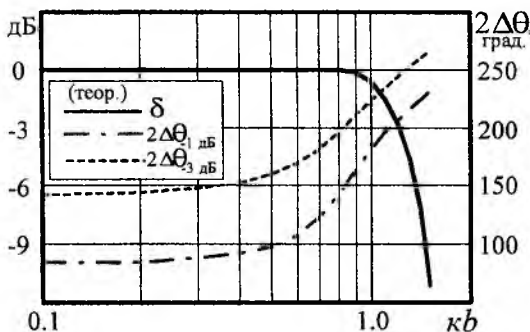


Рис. 3

Для вычисления волнового сопротивления антенны использовано выражение [2]:

$$\rho = 60 \cdot \left[\ln \left(\frac{h+d}{h} \right) + \frac{4 \cdot d}{h+d} - \left(\frac{d}{h+d} \right)^2 \right],$$

где h – ширина ленточного проводника; d – расстояние между равноудаленными от источника возбуждения элементами на излучающих проводниках.

Но так как расстояния d между элементами на излучающих проводниках в связи с конструктивной особенностью изменяются по длине антенны, для уменьшения диапазона изменения волнового сопротивления ρ ширина излучающих проводников также была выбрана переменной, что позволило получить достаточно высокий уровень согласования $K_{СВ} \leq 1,5$ с питающей линией в исследуемом диапазоне частот.

Измерения характеристик излучения, включающие в себя ДН в ортогональных плоскостях, уровень кроссполяризации и КУ антенны относительно полуволнового симметричного вибратора, проводились в МВ и ДМВ диапазонах на открытом полигоне в условиях дальней зоны при работе исследуемых макетов антенн в приемном режиме. Некоторые результаты измерений, в частности КЗД и КУ, представлены соответственно на рис.3 и 4.

Анализ экспериментальных результатов позволяет установить, что антенна формирует и сохраняет в исследуемом диапазоне частот линейнополяризованное излучение с кардиоидной формой ДН, при этом уровень кроссполяризации не более -25 дБ и КЗД не более -15 дБ, что соответствует теоретическим значениям в пределах погрешности измерений. Снижение КУ антенны в сторону низких частот обусловлено уменьшением действующей длины антенны и может быть скомпенсировано включением в тракт усилительных модулей.

В целом проведенные экспериментальные исследования характеристик излучения антенны подтвердили правильность теоретических выводов. Таким образом, благодаря своим свойствам, а именно четко выраженной форме ДН в ортогональных плоскостях, стабильности характеристик антенны в широком диапазоне частот, малым габаритным размерам и массе, широкодиапазонная малогабаритная антенна может быть использована как эффективный излучатель, например, станций ручного пеленгования для обнаружения источников несанкционированного излучения, а также определения их местоположения.

Список литературы: 1. *Le-Nooc Son, Le-Nooc Tho. Precision direction finding antennas // IEEE Trans. Consum. Electron. 1990. V.36. №4. P.918-921.* 2. *Коротковолновые антенны / Г.З. Айзенберг, С.П. Белоусов, Э.М. Журбенко и др./ Под ред. Г.З.Айзенберга. 2-е изд. М.: Радио и связь,1985. 536 с.* 3. *Лобкова Л.М., Проценко М.Б., Ивашина М.В. Математическая модель поля излучения спиральных антенн с заданной геометрией // Вестник СевГТУ: Сб. науч. тр. Севастополь. 1999. Вып. 18. С. 31-37.* 4. *Лобкова Л.М., Проценко М.Б., Ивашина М.В. Направленные свойства круглых рамочных антенн, обусловленные ее геометрическими размерами // Радиоэлектроника 1999. Т.42, №2. С.27-32 (Изв. высш. учеб. заведений).* 5. *Лобкова Л.М. Проценко М.Б., Посный О.А. Частотные характеристики входного сопротивления рамочной антенны // Радиоэлектроника. 1998. Т.41, №12. С.20-25 (Изв. высш. учеб. заведений).*

Севастопольский национальный
технический университет

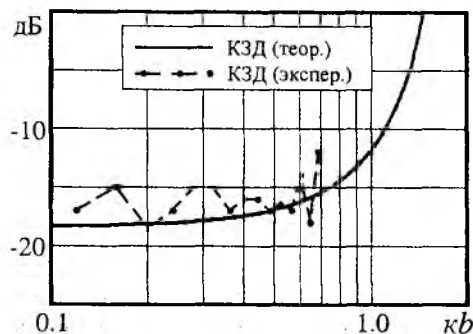


Рис. 4

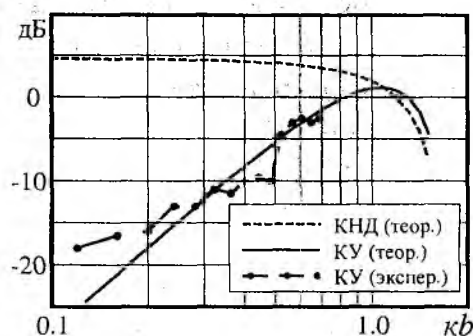


Рис. 5

Поступила в редколлегию 22.03.2002

СРЕДНЯЯ ДОБРОТНОСТЬ И СРЕДНИЙ КНД ЛИНЕЙНОЙ АНТЕННЫ

Известно, что у антенны конечных размеров путем выбора соответствующего амплитудно-фазового распределения (АФР) источников можно сформировать диаграмму направленности (ДН), сколь угодно близкую к любой наперед заданной, а также получить сколь угодно большой коэффициент направленного действия (КНД). Однако, наряду с уникальными направленными свойствами у неё при этом появляется и ряд нежелательных качеств, характерных для так называемых сверхнаправленных антенн: низкий КПД, узкая полоса пропускания, низкая эффективность излучения, чрезвычайная чувствительность к флуктуациям АФР. Амплитудно-фазовое распределение таких антенн имеет быстроосциллирующий характер с большими амплитудами этих осцилляций. Создание подобных АФР сопровождается значительным ростом реактивной мощности, концентрирующейся вблизи антенны [1-4], а следовательно, и ростом её добротности Q , которая определяется как отношение запасенной реактивной мощности к мощности излучения. Поскольку антенну можно рассматривать как открытый резонатор, то возрастание её добротности неминуемо ведёт к появлению указанных выше отрицательных черт. В [5,6] показано, что $\lg Q$, например для линейной антенны, прямо пропорционален величине КНД. Отсюда ясно, что при бесконечном увеличении КНД добротность также бесконечно растёт и, чтобы ограничить проявление отрицательных черт сверхнаправленности, при синтезе антенны достаточно ввести ограничения на какой либо параметр, характеризующий её реактивность. Довольно часто [7,8] в качестве таких параметров используют добротность Q или коэффициент сверхнаправленности $\gamma = Q + 1$.

Упомянутая выше связь между КНД и добротностью имеет место в том случае, когда при формулировке задачи синтеза и последующей оценке реактивных свойств антенны не учитываются всегда присутствующие в ней флуктуации распределения амплитуды и фазы источников. Если же задача синтеза решается в статистической постановке, то зависимость между добротностью и КНД значительно усложняется. В этом случае антенна синтезируется по какому – либо усредненному критерию, например, по максимальному среднему КНД или же по минимуму среднего значения квадратичного отклонения ДН от заданной. Очевидно, что при этом реактивные свойства её следует оценивать также с помощью средних характеристик – средней добротности \bar{Q} или же среднего коэффициента сверхнаправленности $\bar{\gamma}$. Следовательно, возникает естественный вопрос о характере связи уже между средними значениями – \bar{Q} и \bar{D} , исследованию которого применительно к линейной антенне с фазовыми флуктуациями АФР и посвящена данная работа.

Общие соотношения

Диаграмма направленности линейной антенны длиной L определяется выражением

$$f(u) = \frac{1}{2\pi} \int_{-1}^1 i(x) e^{jux} dx,$$

где $x = 2z/L$; z - продольная координата с центром в середине антенны; $u = (\pi L/\lambda) \sin \theta = a \sin \theta$ - обобщенный угол, θ - угол, отсчитываемый от нормали к оси антенны; $i(x)$ - функция, описывающая амплитудное и фазовое распределение и нормированная к амплитуде и фазе центрального источника.

Представим $i(x)$ в виде разложения по полной системе собственных функций преобразования Фурье в конечных пределах $\{\psi_n(a, ax)\}_{n=0}^{\infty}$, обладающих свойством двойной ортогональности на интервалах $[-a, a]$ и $(-\infty, \infty)$:

$$i(x) = \sum_{n=0}^N b_n \psi_n(a, ax). \quad (1)$$

Диаграмму направленности при этом можно записать также в виде аналогичного ряда:

$$f(u) = \sum_{n=0}^N d_n \psi_n(a, u).$$

где $d_n = j^n \sqrt{\lambda_n(a)/2\pi a} \cdot b_n$, $\lambda_n(a)$ – собственные значения, соответствующие собственным функциям и упорядоченные так, что $1 \geq \lambda_0 \geq \lambda_1 \geq \dots \geq 0$.

Средний КНД и среднюю добротность определим следующим образом [8]:

$$\bar{D} = \frac{f^2(0)}{\int_{-a}^a f^2(u) du}, \quad (2)$$

$$\bar{Q} = \frac{\int_{-a}^a f^2(u) du + \int_{-\infty}^{\infty} f^2(u) du}{\int_{-a}^a f^2(u) du} = \bar{\gamma} - 1, \quad (3)$$

где черта является знаком усреднения.

В случае малых флуктуаций ($\alpha < 1$) формулу (2) можно привести к виду:

$$\bar{D}(\alpha, c) = 2a \frac{\langle \mathbf{d}^* [\mathbf{w} + \alpha \mathbf{Q}] \mathbf{d} \rangle}{\langle \mathbf{d}^* \mathbf{V} \mathbf{d} \rangle},$$

где \mathbf{d} – столбец неизвестных коэффициентов d_n , \mathbf{w} – столбец с элементами $\psi_n(a, 0)$, $\mathbf{V} = \mathbf{\Lambda} + \alpha \mathbf{B}$, $\mathbf{\Lambda}$ – диагональная матрица с элементами $\Lambda_{nm} = \sqrt{\lambda_n(a)\lambda_m(a)} \delta_{nm}$, \mathbf{Q} и \mathbf{B} – квадратные матрицы размерности $(N+1) \times (N+1)$ с элементами

$$Q_{nm} = \sum_{q=1}^{\infty} \frac{\alpha^{q-1} I_{nm}^{(q)}(a, c)}{q!} =$$

$$= \frac{1}{2\pi} \sum_{q=1}^{\infty} \frac{\alpha^{q-1} j^{m-n}}{q! k_n(a) k_m(a)} \int_{-1}^1 \int_{-1}^1 S_{0n}(a, x) S_{0m}(a, x_1) e^{-\frac{(x-x_1)^2 q}{c^2} + ju(x-x_1)} dx dx_1,$$

$$B_{nm} = \sum_{q=1}^{\infty} \frac{\alpha^{q-1} J_{nm}^{(q)}(a, c)}{q!} =$$

$$= \frac{1}{\pi} \sum_{q=1}^{\infty} \frac{\alpha^{q-1} j^{m-n}}{q! k_n(a) k_m(a)} \int_{-1}^1 \int_{-1}^1 S_{0n}(a, x) S_{0m}(a, x_1) e^{-\frac{(x-x_1)^2 q}{c^2}} \frac{\sin a(x-x_1)}{(x-x_1)} dx dx_1,$$

$$k_n^2(a) = \int_{-1}^1 S_{0n}^2(a, x) dx.$$

Здесь $c = 2\rho/L$ и ρ – относительный и абсолютный радиусы корреляции соответственно $S_{0n}(a, x)$ – вытянутые угловые сфероидальные функции.

Определение максимального среднего КНД \bar{D}_m и соответствующего оптимального вектора на котором этот максимум достигается, сводится к решению системы линейных уравнений

$$\left[\mathbf{V} - \frac{\alpha}{\mu_m} \mathbf{Q} \right] \mathbf{d} = \mathbf{w},$$

$$\langle \mathbf{w} \mathbf{d} \rangle = \mu_m = \frac{\bar{D}_m}{2a}$$

Точное решение этой системы в общем случае при произвольных значениях α и c невозможно. Однако при $\alpha < 1$ можно воспользоваться методом последовательных приближений:

$$\mathbf{d}^{(k)} = \mathbf{V}^{-1} \mathbf{w} + \sum_{p=1}^k \alpha^p \frac{[\mathbf{V}^{-1} \mathbf{Q}]^p \mathbf{V}^{-1} \mathbf{w}}{[\mu_m^{(k-1)}]^p}, \quad (4)$$

$$\bar{D}_m^{(k)} = 2a \langle \mathbf{w} \cdot \mathbf{d}^{(k)} \rangle, \quad (5)$$

где верхний индекс в скобках указывает порядок приближения.

Выражение для \bar{Q} приобретает следующий вид:

$$\bar{Q}^{(k)} = \frac{\langle \mathbf{d}^{(k)*} \mathbf{d}^{(k)} \rangle}{\langle \mathbf{d}^{(k)*} \mathbf{V} \mathbf{d}^{(k)} \rangle}. \quad (6)$$

Соотношения (4) – (6) являлись исходными для компьютерных исследований, основные результаты которых приведены ниже.

Результаты численных исследований

Как уже упоминалось выше, в отсутствие флуктуаций $\lg Q$ и максимальный КНД связаны линейной зависимостью (рис. 1, кривая 1). В этом случае возрастание D_m , если синтез проводился без дополнительных ограничений, происходит только за счет увеличения количества членов ряда (1), то есть числа реактивных гармоник в АФР. Напомним, что реактивными гармониками в разложении АФР обычно [8] называют гармоники, соответствующие членам ряда с $n > 2a/\lambda$. Рост числа этих гармоник ведет к росту реактивной мощности и, следовательно, добротности.

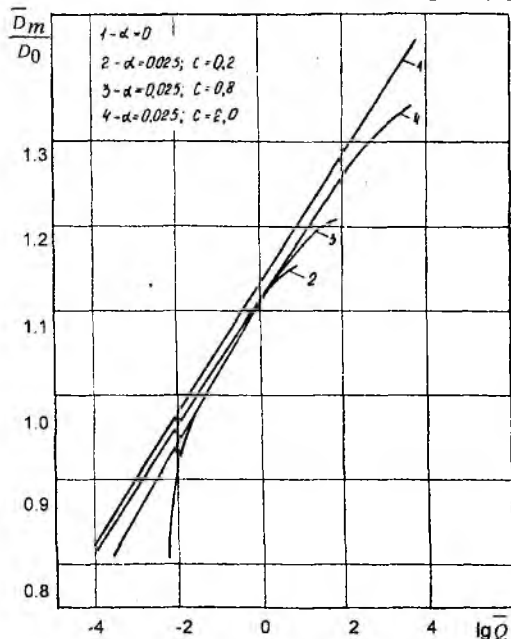


Рис. 1

При синтезе в статистической постановке ситуация более сложная. Это объясняется тем, что при фиксированном N учет флуктуаций приводит к ограничению амплитуд гармоник (значений членов ряда (1)), особенно реактивных. В случае, если $N \rightarrow \infty$, то наличие флуктуаций автоматически уменьшает как амплитуды, так и количество реактивных гармоник, дающих заметный вклад в АФР [10]. В обоих случаях степень воздействия флуктуаций зависит от значений их статистических параметров: дисперсии и радиуса корреляции. Следовательно, \bar{D}_m и \bar{Q} зависят от трёх величин: N , α и c , то есть $\bar{D}_m = \bar{D}_m(N, \alpha, c)$ и $\bar{Q} = \bar{Q}(N, \alpha, c)$.

Рассмотрим ситуацию, когда $\alpha = \text{const}$ и $c = \text{const}$ и АФР меняется за счет изменения числа учитываемых гармоник. В этом случае зависимость \bar{D}_m от $\lg \bar{Q}$ показана на рис. 1 для $a = 3\pi$. Приведенные кривые определяют интервал возможных значений максимального среднего КНД и средней добротности для линейной антенны заданной длины и с заданными α и c . Значения \bar{D}_m и \bar{Q} , при которых кривые "обрываются", являются предельно достижимыми величинами для данной антенны. Они определяют ту максимальную степень сверхнаправленности по КНД, которую можно достигнуть при соответствующих фазовых флуктуациях АФР. Видно однозначное соответствие между значениями \bar{D}_m и \bar{Q} . Обрыв кривых на рис. 1 происходит из-за того, что, начиная с некоторого $n = N_m(\alpha, c)$, своего для каждой совокупности значений

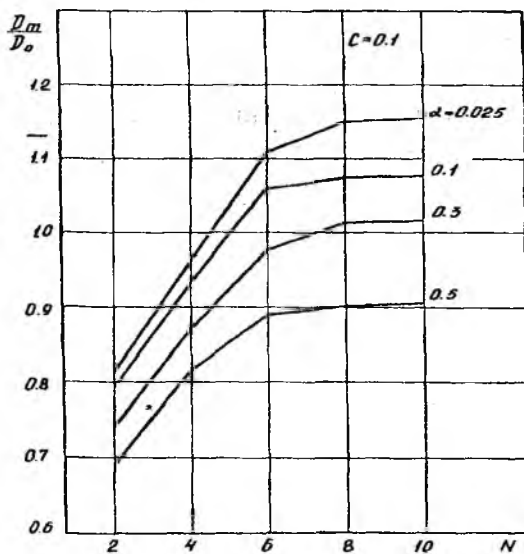


Рис. 2

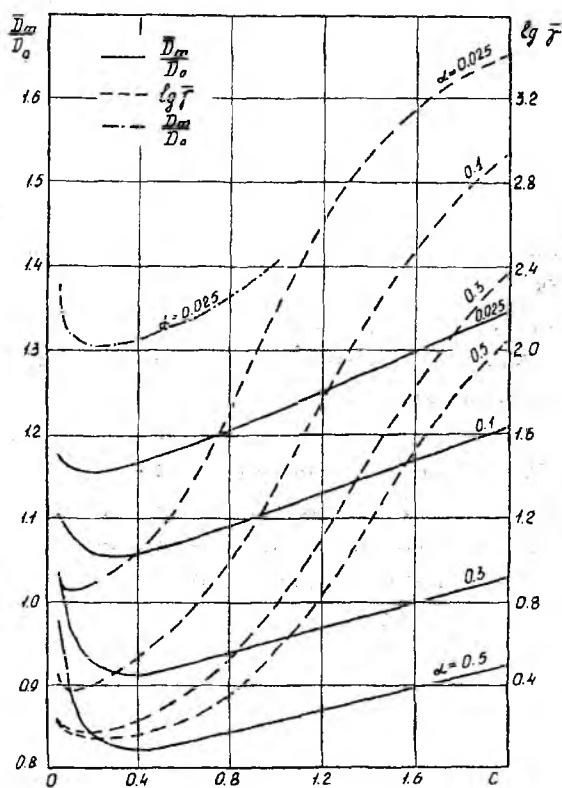


Рис. 3

шение \bar{Q} сопровождается увеличением \bar{D}_m .

Таким образом, известная в детерминированной теории антенн, однозначная связь между КНД и добротностью в статистической теории антенн не всегда имеет место. Для вида этой зависимости важно, за счет чего меняется \bar{D}_m . Следствием различной связи между КНД и Q в детерминированной и статистической теориях антенн является еще один интересный момент. Как уже отмечалось, при решении задач синтеза

α и c , амплитуды слагаемых в (1) становятся чрезвычайно малыми и их вклад в сумму практически не влияет на величину \bar{D}_m . Это хорошо иллюстрируется кривыми, приведенными на рис. 2 для антенны с $a = 3\pi$, показывающими количество гармоник, эффективно участвующих в формировании АФР, при $c = 0,1$; $\alpha = 0,025; 0,1; 0,3; 0,5$.

Пусть теперь в (1) $N \rightarrow \infty$, а значения α и c могут меняться. Для этих случаев зависимости \bar{D}_m / D_0 и $\lg(\bar{Q} + 1)$ от параметров α и c для антенны с $a = 3\pi$ показаны на рис. 3. Нетрудно увидеть, что однозначное соответствие между \bar{D}_m и \bar{Q} сохраняется, если меняется величина дисперсии фазовых флуктуаций α , а c при этом постоянно. На рис. 4 показана

типичная зависимость \bar{D}_m / D_0 от $\lg \bar{Q}(\alpha)$ при $a = 3\pi$; $c = 0,1$. С увеличением $\bar{Q}(\alpha)$ (из-за уменьшения α) \bar{D}_m / D_0 растет. В пределе при $\bar{Q}(\alpha) \rightarrow \infty$ максимальный средний КНД стремится к бесконечности, что соответствует "чистой" сверхнаправленности.

Совершенно иная связь между \bar{D}_m и \bar{Q} , если рассматривать случай, когда они меняются за счет изменения радиуса корреляции c при постоянном значении α (рис. 5). Характерно, что одному значению $\bar{Q}(c)$ соответствуют два различных значения \bar{D}_m и наоборот. Это обусловлено тем, что одно и то же \bar{D}_m может быть получено при двух различных радиусах корреляции c (рис. 3). Вследствие неодинакового характера изменения \bar{D}_m и \bar{Q} при изменении c этим значениям будут соответствовать различные \bar{Q} . Более того, согласно рис. 3 для каждого $\alpha = const$ существует область значений c , в пределах которой умень-

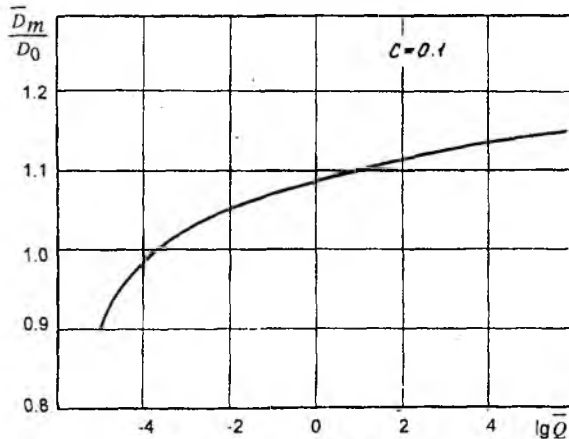


Рис. 4

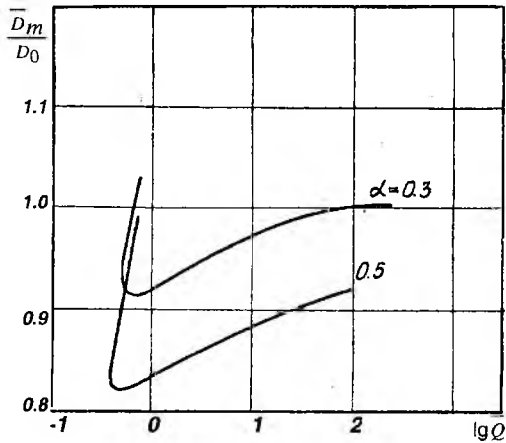


Рис. 5

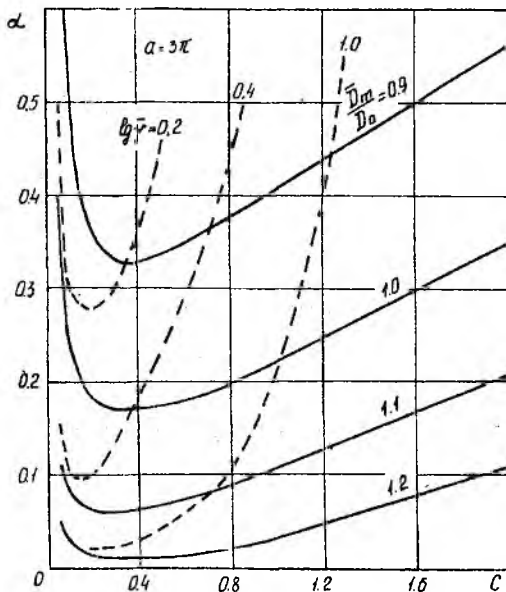


Рис. 6

максимальное значение \overline{D}_m . Так, если воспользоваться кривыми постоянного \overline{Q} на рис. 6 (штриховые кривые), то можно увидеть, что одно и то же значение \overline{Q} может быть при различных \overline{D}_m . Если, например, $\overline{Q}_0 = 1,5$, то наиболее подходящими являются $\alpha = 0,1$, $c = 0,092$, так как при этом $\overline{D}_m / D_0 = 1,09$ будет наибольшим из всех возможных при $\overline{Q} = \overline{Q}_0$.

Список литературы: 1. Lawson J. D. Electromagnetic wave problem // Electr. and Radio Eng., 1959, v. 36. № 9. P. 332-343. 2. Parad L. The real and reactive power of a planar array // IEEE Trans. Antennas and Propag. 1965. Vol. AP-13, № 6, P. 990-998. 3. Collin R. E., Rotschild S. Evaluation of antenna Q // IEEE Trans. Antennas and Propag. 1964. AP-12. № 1. P. 23-31. 4. Borgiotti G. Radiation and reactive energy of aperture antennas // IEEE Trans. Antennas and Propag. 1963. Vol. AP-11. № 1. P. 94-101. 5. Rhodes D.R. On the quality factor of strip and line source antennas its relationship to superdirectivity ratio // IEEE Trans. Antennas and Propag. 1972. Vol. AP-20. № 5. P. 318-325. 6. Rhodes D.R. On an optimum line source for maximum directivity // IEEE Trans. Antennas and Propag. 1971. Vol. AP-19. № 6. P. 485-492. 7. Taylor T.L. Design of line source antennas for narrow beamwidth and low sidelobes // IEEE Trans. Antennas and Propag. 1955. Vol. AP-3. № 6. P. 18-28. 8. Минкович Б.М., Яковлев В.П. Теория синтеза антенн. М.: Сов. радио, 1969. 296 С. 9. Размахнин М.К., Яковлев В.П. Функции с двойной ортогональностью в радиоэлектронике и оптике. М.: Сов. радио, 1971. 256 С. 10. Шифрин Я.С., Должиков В.В. Статистический синтез линейной непрерывной антенны по заданной диаграмме направленности // Радиотехника и электроника. 1994. № 8-9. С.1329-1335.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 07.02.2002

КОРРЕЛЯЦИОННЫЕ ФУНКЦИИ ПОЛЯ И ПОТЕРИ УСИЛЕНИЯ АНТЕНН В РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ ЗОНДИРОВАНИЯ АТМОСФЕРЫ

Введение

Радиолокационные системы, с помощью которых производится измерение ветра и других метеорологических параметров по сигналам, рассеянным турбулентной атмосферой, работают в условиях, когда приемная антенна находится в существенно неоднородном поле. Подробный анализ характеристик антенн при флуктуациях поля в плоскости раскрытия, в том числе потерь усиления, выполнен Я.С. Шифриным [1].

В работе [1] получены расчетные формулы, позволяющие найти отношение среднего коэффициента направленного действия (КНД) \bar{D} к максимальному D_0 в отсутствие флуктуаций. Для расчета \bar{D}/D_0 необходимо знать численные значения дисперсии логарифма нормированной комплексной амплитуды α и отношения C интервала корреляции поля $2\rho_K$ к размеру апертуры d .

Значение α для случая рассеяния в ограниченном объеме турбулентной среды рассчитывается достаточно точно и, как показано в работе [2], находится в пределах $3,4 \leq \alpha \leq 3,7$.

Параметр $C = 2\rho_K/d$ зависит от условий эксперимента, в частности, от соотношения размеров передающей и приемной антенн и формы диаграммы направленности. Радиус корреляции поля ρ_K определяется параметрами передающей антенны и свойствами неоднородной среды в области рассеяния, а C при известном ρ_K зависит от эффективного размера приемной антенны.

Приближенные оценки показывают [2], что при равенстве размеров приемной и передающей антенн $C < 1,3$. При таком значении C и $\alpha = 3,7$ отношение $(\bar{D}/D_0) \leq 0,3$, а средние потери усиления $\Delta\bar{D} = -\lg(\bar{D}/D_0) > 5$ дБ [2].

Ошибки в оценке удельной площади вторичного излучения протяженной цели метеорологического локатора без учета снижения КНД приемной антенны могут оказаться значительными. Эти ошибки в большинстве случаев являются систематическими и могут быть учтены, если известно точное значение относительного интервала корреляции C .

Ниже рассматриваются свойства рассеивающего объема турбулентной среды как источника вторичных волн и их связь с корреляционной функцией поля в плоскости наблюдения, корреляционная функция рассеянного поля при передающей антенне с круглой апертурой и различными распределениями поля в раскрытии, а также случай передающей антенны с произвольной формой апертуры и неравномерным распределением поля в раскрытии.

1. Структура источников вторичных волн и корреляционная функция поля

Пусть рассеяние волн происходит в объеме $V(x, y, z)$ и обусловлено флуктуациями диэлектрической проницаемости $\varepsilon(x, y, z)$. Объем $V(x, y, z)$ соответствует элементу разрешения системы зондирования, т.е.

$$V \approx c\tau \cdot \theta_1\theta_2 R^2 / 2,$$

где c – скорость света; $\tau = 1/\Delta f$, Δf – эффективная ширина спектра зондирующего импульса; θ_1 и θ_2 – эффективная ширина диаграммы направленности передающей антенны в двух взаимно перпендикулярных плоскостях; R – расстояние от объема $V(x, y, z)$ до плоскости наблюдения рассеянного поля $\xi O_1 \eta$ (рис.1). Начало прямоугольных координат x, y, z нахо-

дится в пределах объема $V(x, y, z)$, точка O_1 лежит на оси z ; плоскости xOy и $\xi O_1 \eta$ параллельны, P_1 и P_2 – точки на плоскости апертуры приемной антенны. Эффективные размеры области рассеяния – $L_1 = \theta_1 R$, $L_2 = \theta_2 R$, и справедливы неравенства $L_1 \ll R$, $L_2 \ll R$.

В работе [3] показано, что эквивалентная структура рассеивающей среды может быть представлена совокупностью линейных решеток, ориентированных вдоль вектора рассеяния \vec{B} , причем, период решеток соответствует условию Брэгга.

При обратном рассеянии вектор \vec{B} параллелен оси z , а период решеток равен половине длины волны λ . Структура решеток в направлении оси z , по существу, детерминирована, а комплексный коэффициент отражения от элементарной решетки при любом фиксированном z – случайная функция координат x и y .

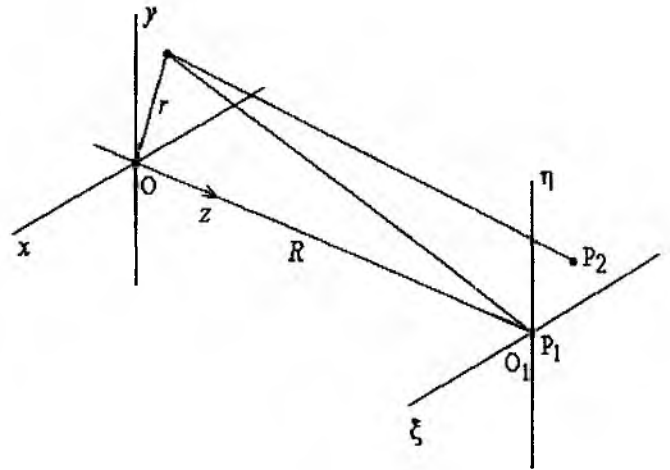


Рис.1

Таким образом, можно считать, что при облучении объема V плоской волной рассеянное поле порождается локализованными на плоскости xOy источниками со случайными амплитудами и фазами колебаний. Радиус корреляции r_k поля источников в плоскости xOy не превышает длины волны λ [2].

Параметры реальных систем зондирования атмосферы таковы, что $L_1 \approx L_2 = L$ и имеют место следующие соотношения:

$$r_k \ll \lambda, \quad L \gg \lambda, \quad \frac{R_1 - R_2}{c} \ll \tau. \quad (1)$$

Совместное выполнение неравенств (1) является достаточным условием применимости теоремы Ван Циттерта – Цернике [4]. В соответствии с этой теоремой функция взаимной корреляции $|\Gamma(P_1, P_2)|$ поля в точках P_1 и P_2 на плоскости $\xi O_1 \eta$ связана со средней интенсивностью источников $\langle I(x, y) \rangle$ дифракционным интегралом Френеля-Кирхгофа:

$$|\Gamma(P_1, P_2)| = Q \cdot \int_S \frac{\langle I(x, y) \rangle}{R_1 R_2} \exp[jk(R_1 - R_2)] dx dy, \quad (2)$$

где $k = 2\pi/\lambda$; Q – постоянная; S – сечение рассеивающего объема плоскостью xOy ; скобки $\langle \cdot \rangle$ означают среднее по ансамблю реализаций.

Если расстояние ρ между точками P_1 и P_2 удовлетворяет неравенству $\rho \ll R$ и $L \ll R$, выражение (2) сводится к преобразованию Фурье:

$$|\Gamma(P_1, P_2)| = Q \cdot \int_S \langle I(x, y) \rangle \exp[jk(px + qy)] dx dy, \quad (3)$$

где $p = (\xi_1 - \xi_2)/R$; $q = (\eta_1 - \eta_2)/R$; $R \approx R_1 \approx R_2$.

Так как рассеянное поле в плоскости наблюдения можно считать стационарным случайным процессом, $\Gamma(P_1, P_2)$ зависит только от ρ .

Если справедливо предположение о статистической изотропности флуктуаций $\epsilon(x, y, z)$, то $\langle I(x, y) \rangle$ определяется формой диаграммы направленности передающей антенны (см. раздел 3).

Для практических расчетов важно знать, в какой мере соотношение (3), справедливое в зоне дифракции Фраунгофера, можно использовать для анализа реальной системы, когда критерий дальней зоны $R_F > (L^2 / 2\lambda)$ [4] соответствует расстоянию R_F , значительно превышающему предельную дальность действия системы.

Очень существенный результат получен Я.С. Шифриным при анализе критерия дальней зоны системы случайных источников с малым радиусом корреляции r_k [1]. Показано, что при расчете функций корреляции поля, созданного такими источниками, критерием дальней зоны можно считать

$$R \gg \frac{Lr_k}{2\lambda}. \quad (4)$$

Поскольку в нашем случае $r_k \leq \lambda$, условие (4) приобретает вид $R \gg (L/2)$, т.е. выполняется практически всегда.

2. Передающая антенна с круглой апертурой

Пусть распределение напряженности поля в плоскости $\xi O_1 \eta$ круглой апертуры параболического зеркала передающей антенны описывается функцией

$$E = E_0 \left[1 + \left(\frac{2\rho}{d} \right)^2 \right]^m, \quad m = 0, 1, 2, \dots, \quad (5)$$

где $\rho = (\xi^2 + \eta^2)^{1/2}$; d – диаметр апертуры.

В этом случае диаграмма направленности $f(\theta)$ с точностью до постоянного множителя Q_1 равна [5]

$$f(\theta) = Q_1 \frac{J_{m+1}(Z)}{Z^{m+1}}, \quad (6)$$

где $Z = \frac{\pi d}{\lambda} \sin \theta$; $J_n(Z)$ – функция Бесселя первого рода целого порядка n .

Распределение средней интенсивности в плоскости источников вторичных волн, очевидно, будет равно

$$\langle I(x,y) \rangle = Q_2 [J_{m+1}(Z)]^2 / Z^{2(m+1)}, \quad (7)$$

где Q_2 – некоторая постоянная.

Можно показать, что при целом положительном $\nu = n \geq 0$ для значений Z в интервале $0 \leq Z \leq j_{n,1}$, где $j_{n,1}$ – первый положительный нуль функции $J_n(Z)$, имеет место приближенное равенство

$$[J_n(Z)]^2 \approx \left(\frac{Z}{2} \right)^{2n} \cdot \frac{1}{(n!)^2} \exp\left[-\frac{Z^2}{2(n+1)} \right]. \quad (8)$$

Из (8) следует

$$\left[\frac{J_n(Z)}{Z^n} \right]^2 \cdot 2^{2n} (n!)^2 \approx \exp\left[-\frac{Z^2}{2(n+1)} \right]. \quad (9)$$

Сравнивая (6) и (9), видим, что левая часть равенства (9) – это квадрат нормированной диаграммы направленности $|f_n(\theta)|^2$, если $Q_1 = 2^n n!$ и $n = m + 1$.

Обозначим $Q_1^2 \left[\frac{J_n(Z)}{Z^n} \right]^2 = \left[\frac{J_n(Z)}{Z^n} \right]^2 \cdot 2^{2n} (n!)^2 = F_n(Z)$, $\exp\left[-\frac{Z^2}{2(n+1)}\right] = A_n(Z)$.

Пользуясь представлением функции $[J_n(Z)]^2$ степенным рядом [6] при $\nu \geq 0$

$$[J_\nu(Z)]^2 = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k (Z/2)^{2\nu+2k} \Gamma(2\nu+2k+1)}{\Gamma(2\nu+k+1)[\Gamma(\nu+k+1)]^2},$$

где $\Gamma(\alpha)$ – гамма-функция, можно убедиться, что первые два слагаемых разложений в степенные ряды функций $F_n(Z)$ и $A_n(Z)$ совпадают при всех $n \geq 0$.

Ошибка аппроксимации диаграммы направленности $F_n(Z)$ функцией $A_n(Z)$, связанная с различием коэффициентов при степенях Z выше второй, уменьшается с ростом порядка n .

Графики функций $F_n(Z)$ (сплошная линия) и $A_n(Z)$ (пунктир) приведены на рис.2.

Используя в выражении (7) аппроксимацию диаграммы направленности функцией $A_n(Z)$ и подставляя $\langle I(x, y) \rangle$ в (3), можно вычислить модуль комплексной функции корреляции $|\Gamma(\rho)|$.

Переходя в (3) к полярным координатам на плоскостях xOy и $\xi O_1 \eta$, получим

$$|\Gamma(\rho)| = 2\pi \int_0^{\theta_1} A_n(Z) \cdot J_0(k\theta\rho) \theta d\theta, \quad (10)$$

где $\rho = (\xi^2 + \eta^2)^{1/2}$; $\theta = r/R$; $r = (x^2 + y^2)^{1/2}$;
 $k = \frac{2\pi}{\lambda}$; $Z = \frac{\pi d}{\lambda} \sin \theta \approx \frac{\pi d \theta}{\lambda}$; λ – длина волны.

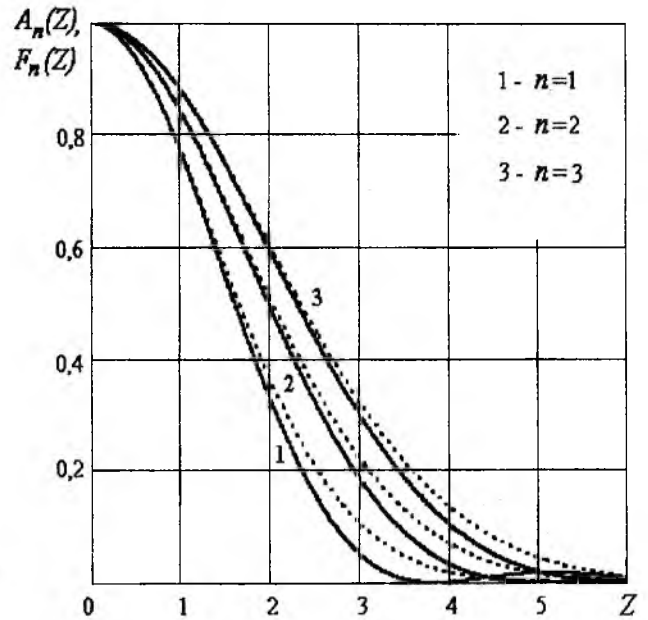


Рис.2

Верхний предел θ_1 в выражении (10) соответствует первому положительному нулю $J_n(Z)$ функции $J_n(Z)$. Поскольку $F_n(Z)$ и $A_n(Z)$ быстро убывают при $Z > j_{n,1}$, интегрирование в (10) можно распространить на интервал $(0, \infty)$.

Подставляя в (10) $A_n(Z)$ в явном виде, получаем

$$|\Gamma(\rho)| = 2\pi \int_0^{\infty} \exp\left[-\frac{\pi^2 d^2}{\lambda^2} \cdot \frac{\theta^2}{2(n+1)}\right] \cdot J_0\left(\frac{2\pi}{\lambda} \rho \theta\right) \theta d\theta = \frac{\lambda^2 (n+1)}{\pi^2 d^2} \exp\left[-\frac{2(n+1)\rho^2}{d^2}\right], \quad (11)$$

откуда сразу следует, что радиус корреляции равен

$$\rho_k = d[2(n+1)]^{-1/2}, \quad (n \geq 1). \quad (12)$$

Здесь, по определению, радиус корреляции удовлетворяет уравнению

$$\pi \rho_k^2 = \frac{2\pi}{\Gamma(0)} \int_0^{\infty} \Gamma(\rho) \rho d\rho.$$

Из этого же условия найден радиус корреляции при определении C в работе [1]. Хотя расчетные соотношения получены в этой работе для квадратной апертуры, аналогичные закономерности можно ожидать и в случае круглых апертур. Подстановка числовых значений переменных в формулы (5) и (12) приводит к следующим результатам.

При равномерном синфазном поле в раскрыве ($m=0, n=m+1=1$) $\rho_k = d/2$. При $m=1, n=2$ радиус корреляции $\rho_k = d/\sqrt{6} \approx 0,416d$. Если $n=3$, то $\rho_k = d/2\sqrt{2} \approx 0,35d$.

Для определения параметра C нужно знать эффективный диаметр $d_{эф}$ апертуры приемной антенны. В частном случае, когда передающая и приемная антенны идентичны, $d_{эф}$ можно найти по действующей площади апертуры, выраженной через максимальный КНД. Если распределение амплитуд поля соответствует (5), то при $m=0$ эффективная площадь апертуры совпадает с геометрической и $d_{эф} = d$. Если $m=1$, то, как следует из данных работы [5], $d_{эф} \approx 0,86d$. При $m=2$ $d_{эф} \approx 0,75d$.

Параметр C при $m=0$ равен $C = \frac{2\rho_k}{d_{эф}} = 1$, при $m=1$ и $m=2$ – соответственно $C \approx 0,96$ и $C \approx 0,94$. При $m > 2$ оценки относительного интервала корреляции находятся вблизи $C \approx 0,95$.

3. Произвольная апертура

Пусть $E(\xi, \eta)$ – детерминированное распределение поля в ограниченной области σ на плоскости $\xi O_1 \eta$ и существует преобразование Фурье $G(p, q)$ этой функции, т.е.

$$G(p, q) = F[E(\xi, \eta)],$$

где F – оператор преобразования Фурье; $p = x/R$; $q = y/R$.

Если $E(\xi, \eta)$ описывает поле в плоскости апертуры передающей антенны, то $G(p, q)$ – диаграмма направленности по напряженности поля [1].

В области рассеяния амплитуды парциальных источников вторичных волн

$$E_2(p, q) = G(p, q) \cdot \epsilon_s(p, q).$$

Интенсивность поля вторичных источников при рассеянии на одной реализации $\epsilon_s(p, q)$

$$I(p, q) = E_2 \cdot E_2^* = G(p, q) \cdot G^*(p, q) \cdot \epsilon_s(p, q) \cdot \epsilon_s^*(p, q).$$

$G(p, q)$ – детерминированная функция пространственных частот. Поэтому средняя по ансамблю интенсивность

$$\langle I(p, q) \rangle = \langle |G(p, q)|^2 \cdot |\epsilon_s(p, q)|^2 \rangle = |G(p, q)|^2 \cdot \langle |\epsilon_s(p, q)|^2 \rangle.$$

Если в пределах области рассеяния флуктуации $\epsilon_s(p, q)$ статистически изотропны, то

$$|\epsilon_s(p, q)|^2 = const = \epsilon_s^2.$$

По теореме Ван Циттерта – Цернике в парааксиальном приближении (3)

$$|\Gamma(\rho)| = |\Gamma(\Delta\xi, \Delta\eta)| = F\{\langle I(p, q) \rangle\} = F\{|G(p, q)|^2 \epsilon_s^2\} = \epsilon_s^2 \cdot F\{|G(p, q)|^2\}. \quad (14)$$

С другой стороны, по теореме о свертке

$$F\{|G(p, q)|^2\} = F\{G(p, q) \cdot G^*(p, q)\} = \iint_{\sigma} E(\xi, \eta) \cdot E(\xi - \Delta\xi, \eta - \Delta\eta) d\eta d\xi = R(\Delta\xi, \Delta\eta), \quad (15)$$

где $R(\Delta\xi, \Delta\eta)$ – автосвертка распределения поля в раскрыве передающей антенны.

Из (14) и (15) следует

$$|\Gamma(\Delta\xi, \Delta\eta)| = K \cdot R(\Delta\xi, \Delta\eta), \quad (16)$$

т.е. корреляционная функция рассеянного поля в той же плоскости, где находится апертура передающей антенны, с точностью до постоянного множителя совпадает с $R(\Delta\xi, \Delta\eta)$, если выполняются все сделанные ранее предположения.

Примеры нормированных двумерных функций $|\Gamma(\Delta\xi, \Delta\eta)|/|\Gamma(0,0)|$, вычисленных с учетом выражения (16) для различных апертур, приведены на рис.3. Распределение поля в раскрыве $E(\xi, \eta)$ и соответствующие корреляционные функции представлены в одном масштабе в виде полутоновых изображений, в которых градации яркости соответствуют числовым значениям функций. Там же схематически изображены распределения $E(\xi, 0)$. Рис.3 (а, б, в) соответствуют квадратной апертуре с равномерным распределением поля; рис.3(г, д, е) – прямоугольной апертуре с распределением поля $E(\xi, \eta) = E_0 \cos^2(\pi\rho/4a)$, где $\rho = (\xi^2 + \eta^2)^{1/2}$, $\rho \leq a/2$; рис.3(ж, з, и) – усеченной круглой апертуре при $E(\xi, \eta) = E_0 \cos^2(\pi\rho/a)$.

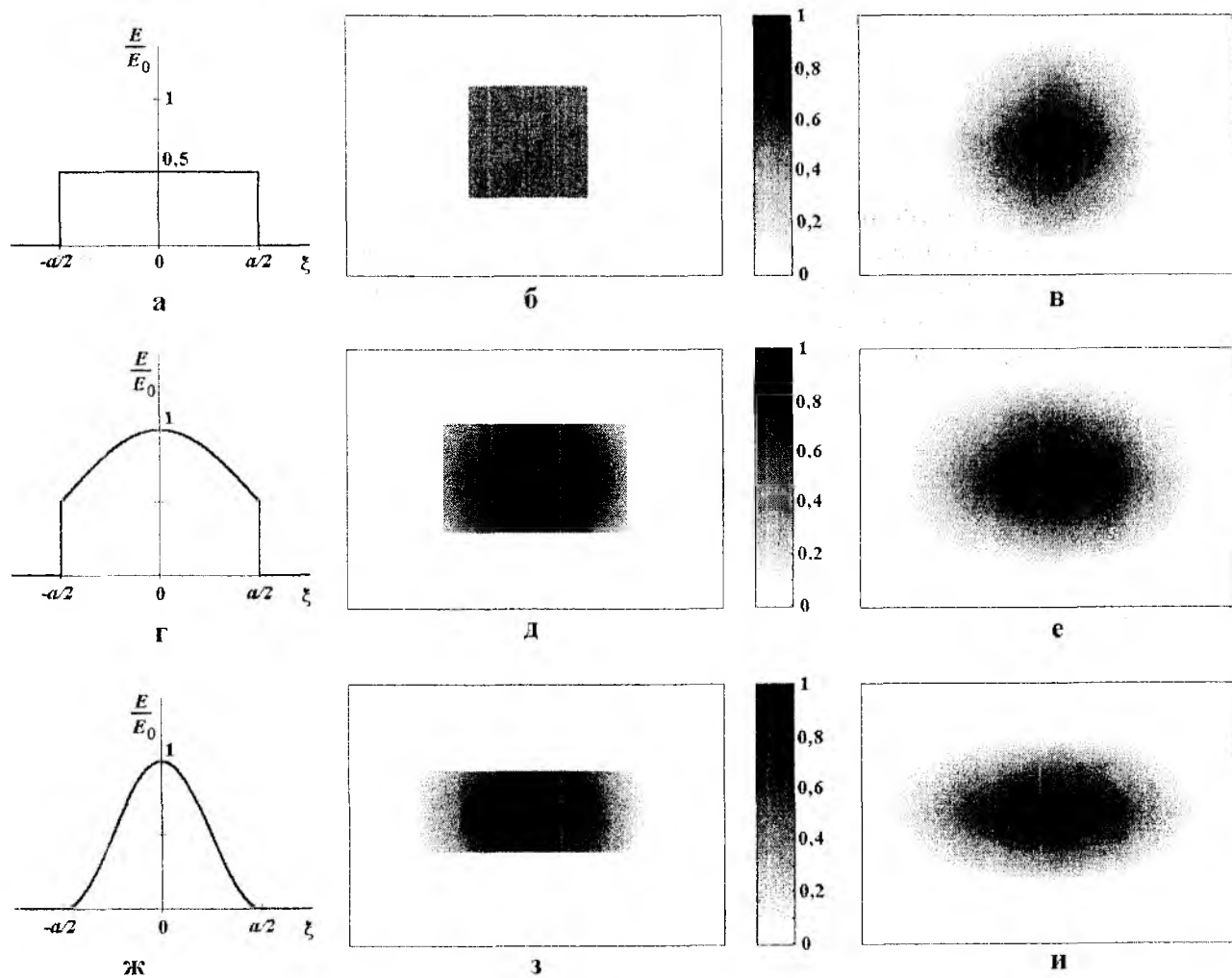


Рис.3

Оценки параметра C при одинаковых размерах квадратных апертур передающей и приемной антенн для разных распределений поля в раскрыве близки к $C \approx 1$.

4. Потери усиления приемных антенн

Для оценки отношения \bar{D}/D_0 можно воспользоваться графиками, приведенными на рис.4. Зависимости \bar{D}/D_0 от параметра C рассчитаны по формулам, полученным в работе [1], для разных функций корреляции поля. Кривые 1 соответствуют гауссовой форме коэффициента корреляции, кривые 2 – экспоненциальной. Значения параметра α приняты равными $\alpha = 3,4$ и $\alpha = 3,7$.

Для определения C необходимо знать эффективные размеры приемной антенны. В частном случае одинаковых круглых апертур передающей и приемной антенн значения C при разных распределениях поля в раскрыве находятся в интервале $0,9 < C \leq 1$.

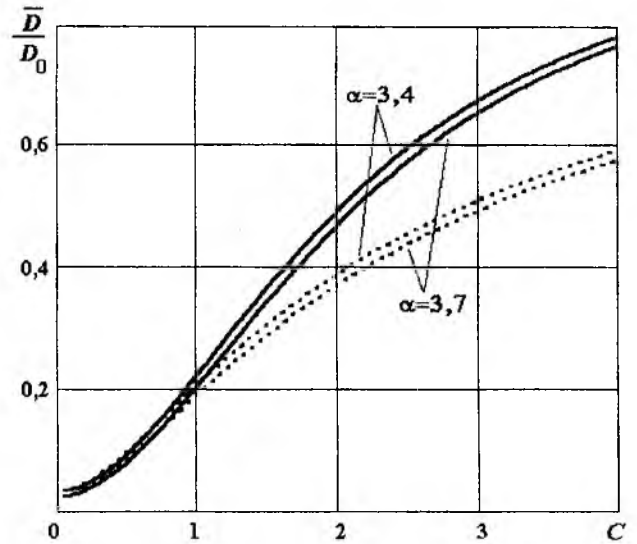


Рис.4

Как видно из рис.4, при этом $\bar{D} \approx 0,2D_0$, а потери усиления $\Delta D = -10 \lg(\bar{D}/D_0) \approx 7$ дБ.

При одинаковых прямоугольных апертурах средний интервал корреляции, как показывают расчеты, незначительно отличается от размера апертуры ($C \approx 1$), и потери имеют ту же величину.

Таким образом, выбор параметров передающих и приемных антенн метеорологических радиолокационных систем требует разных подходов.

Энергетический потенциал системы определяется, в основном, передающей антенной.

Приемные антенны при $C \approx 1$, как показывает простая числовая подстановка, находятся в режиме, близком к насыщению КНД [1]. Поэтому заслуживает внимания задача существенного уменьшения боковых лепестков диаграммы направленности ценой некоторого уменьшения эффективной площади антенны. Эта задача сопутствует всем доплеровским системам измерения профиля ветра, поскольку минимальная высота зондирования ограничивается уровнем сигналов, поступающих от боковых лепестков диаграммы направленности.

Список литературы: 1. Шифрин Я.С. Вопросы статистической теории антенн. М.: Сов. радио, 1970. 384 с. 2. Петров В.А., Шейко С.А. Эквивалентная структура вторичных источников при обратном рассеянии волн // Радиотехника. 2002. Вып. 124. С. 36–41. 3. Петров В.А., Цветкова В.С. Физические модели обратного рассеяния волн в турбулентной атмосфере // Радиотехника. 1991. Вып. 97. С. 37–44. 4. Борн М., Вольф Э. Основы оптики. М.: Наука, 1973. 719 с. 5. Айзенберг Г.З. Антенны ультракоротких волн. М.: Связьиздат, 1957. 799 с. 6. Градштейн Н.С., Рыжик Н.М. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений. М.: Физматгиз, 1962. 1100 с.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 19.03.2002

В. В. БАВЫКИНА, канд. техн. наук, Ю. А. КОВАЛЬ, д-р техн. наук, А. А. ТКАЧУК,
канд. техн. наук, С. В. ТРАМБОВЕЦКИЙ

СТАТИСТИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ ВЫБОРОК РЕЗУЛЬТАТОВ РАДИОМЕТЕОРНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ СДВИГА ШКАЛ ЭТАЛОНОВ ВРЕМЕНИ

Радиометеорный метод синхронизации (РМС) в настоящее время применяется в Государственных службах единого времени и эталонных частот (ГСВЧ) Украины и России. Этот метод по точности синхронизации шкал времени не уступает перевозимым квантовым часам, спутниковым радионавигационным системам GPS и ГЛОНАСС, но обладает оперативностью и автономностью. РМС отличается независимостью от зарубежных систем, используемых для синхронизации шкал времени. Достоинства РМС определяют актуальность научных работ по его совершенствованию. Результаты измерений получены при штатных сравнениях шкал координированного времени UTC(UA) и UTC(SU) государственных эталонов Украины и России соответственно, проведенных в течение 2000 г. с использованием специальных радиометеорных комплексов аппаратуры «МЕТКА-6». Эти комплексы аппаратуры разработаны в Харьковском национальном университете радиоэлектроники (ХНУРЭ) и предназначены для автоматического высокоточного определения расхождения шкал времени разнесенных территориально хранителей. Аппаратура размещается в пунктах расположения хранителей времени, удаленных друг от друга примерно на 750 км. Было обработано 53 сеанса. Измерения проводились в среднем один раз в неделю. Начало измерений совпадало с началом суток. Средняя продолжительность сеансов была примерно один час. Основные статистические показатели радиометеорного канала синхронизации на трассе Харьков-Москва за 2000-й год приведены в табл. 1.

Таблица 1

Характеристика		Значение	Процент
Число сеансов с числом измерений	минимальным, равным единице	2	3,7
	малым (от 2 до 10)	17	32,1
	близким к среднему (от 10 до 100)	28	52,8
	равным или большим 100	6	11,3
Число сеансов с числом метеорных следов	меньшим 4	32	60,4
	близким к среднему (от 4 до 6 включительно)	18	33,9
	большим 6	3	5,7
Общее число обработанных сеансов		53	100
Характеристика		Значение	
Число метеорных следов в сеансе	Максимальное	17	
	Среднее	4,8	
	Минимальное	1	
Общее число «полезных» метеорных следов во всех обработанных сеансах		179	
Число результатов измерений в сеансе	Максимальное	1230	
	Среднее	66,9	
	Минимальное	1	
Число результатов измерений, полученных на метеорном следе	Максимальное	256	
	Среднее	48	
	Минимальное	1	
Общее число результатов измерений		3546	

В большинстве работ принималось (иногда по умолчанию), что распределение результатов сравнения подчиняется нормальному закону, а выборки таких результатов можно считать однородными и равноточными [1], в соответствии с этими предположениями создавались и алгоритмы обработки результатов, базирующиеся на традиционных классических процедурах. С нашей точки зрения такие подходы нуждаются в пересмотре, что и явилось целью настоящей работы.

Основные задачи работы заключаются в следующем: провести анализ данных и выполнить проверку статистических гипотез о нормальности распределения выборок, их однородности и равноточности.

Сеансы отличаются друг от друга продолжительностью, числом так называемых «полезных» метеоров, обеспечивающих отражение вперед (в пункт корреспондента), числом измерений, полученных от этих метеоров и общим числом измерений. Представление о распределении числа измерений за сеанс по дням 2000-го года дает рис. 1.

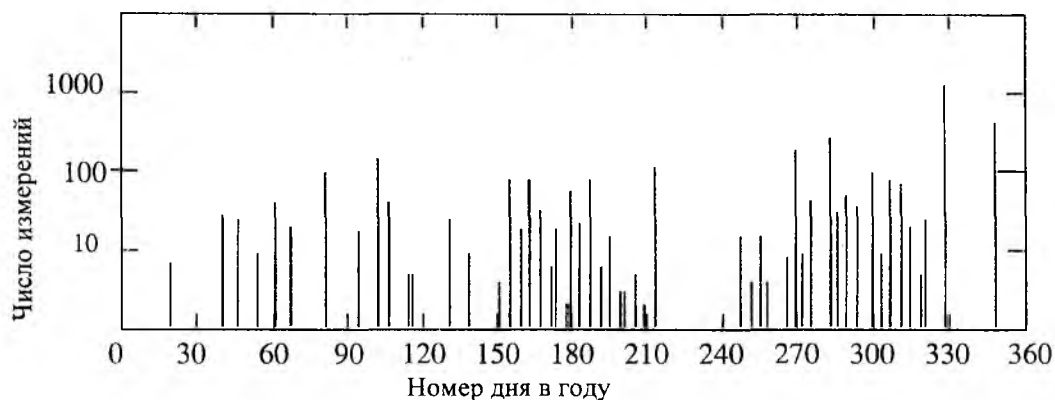


Рис. 1

Следует заметить, что большое число сеансов содержало малое число измерений. Рисунок 2 дает представление о кумулятивном распределении числа измерений по сеансам.

Результаты измерений за сеанс при статистической обработке рассматриваются как элементы выборок, а общий объем совокупной выборки определяется числом измерений за сеанс.

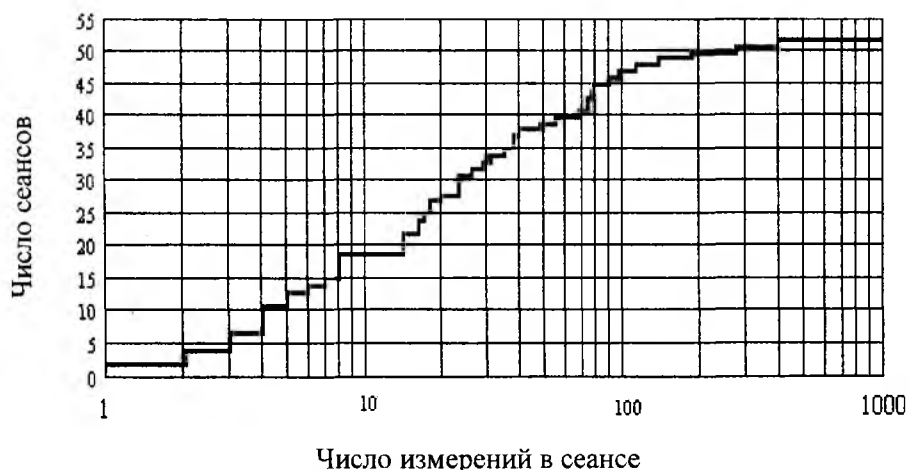


Рис. 2

Результаты измерений, полученные от «полезного» метеорного следа образуют группу, число таких измерений в группе составляют объем группы. На рис. 3 показано, как связаны число «полезных» метеорных следов в сеансе и число сеансов.

Рис. 4 дает представление о характере изменений результатов измерений во времени для метеорных следов, существующих длительное время. Типичными для таких реализаций яв-

ляются увеличение рассеяния к концу радиозо от метеорного следа и в некоторых случаях изменение среднего значения во времени. Вероятные причины такого поведения кроются в особенностях физики метеорных явлений: дифракции на образующемся метеорном следе, ветровом перемещении отражающей области, диффузном расширении метеорного следа, резонансе в метеорном следе, многолучевом распространении радиоволн и других аналогичных причинах [2 – 4]. Вид типичных реализаций результатов измерений, полученных на большом статистическом материале, позволяет сделать вывод, что имеет место существенная нестационарность процессов, связанных с метеорными явлениями, которая обусловлена эффектами формирования и разрушения метеорного следа, а также изменением притока метеорного вещества в течение суток и года.

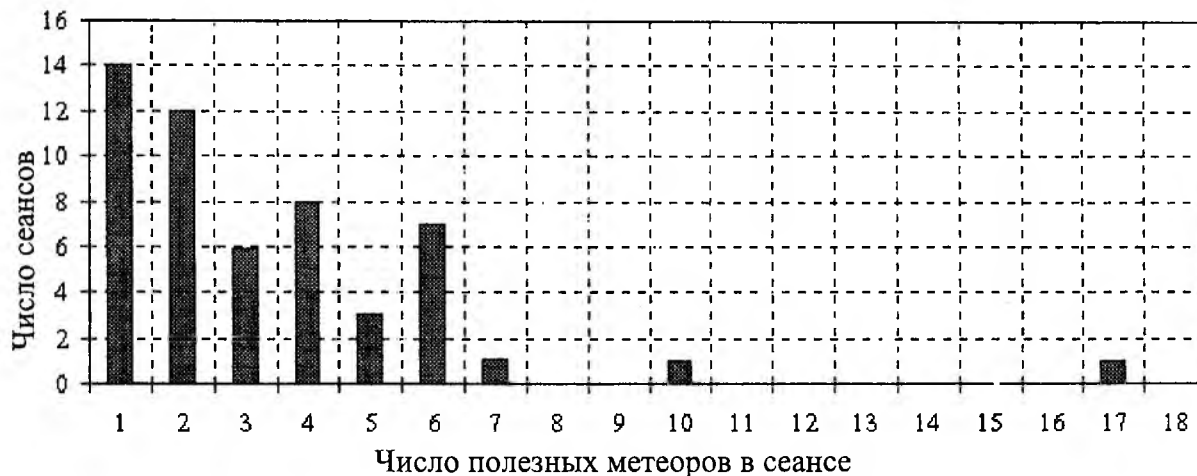


Рис. 3

Результаты измерений шкал времени, полученные от каждого «полезного» метеорного следа за сеанс, рассматривались как группа, подлежащая статистической обработке, и обозначались x_{ji} , где j – номер метеорного следа в сеансе, обеспечившего сличение, i – номер сличения в этой группе. Принималось, что число «полезных» метеоров в сеансе – L , общее число измерений в группе составляют объем группы – n_j , а общий объем совокупной выборки результатов измерений шкал времени за сеанс определяется формулой $n = \sum_{j=1}^L n_j$. Для

каждой группы: x_{j1}, \dots, x_{jn_j} , где $j = \overline{1, L}$ были вычислены выборочные средние

$$\bar{x}_j = \frac{1}{n_j} \sum_{i=1}^{n_j} x_{ji} \text{ и выборочные дисперсии } s_j^2 = \frac{1}{n_j - 1} \sum_{i=1}^{n_j} (x_{ji} - \bar{x}_j)^2. \text{ (При } n_j = 1 \text{ принималось}$$

$\bar{x}_j = x_{j1}$, а $s_j^2 = 0$). Затем с помощью аппарата проверки статистических гипотез устанавливалось, являются ли некоторые различия рассчитанных оценок существенными (значимыми) или случайными.

Предполагалось, что результаты измерений, полученные от отдельных метеорных следов, распределены по гауссовому (нормальному) закону. Следует заметить, что в соответствии с критерием согласия χ^2 эта гипотеза на уровне значимости 0.05 в 93% случаев не противоречит материалу наблюдения, очищенному от случайных выбросов.

В работе использован аппарат проверки статистических гипотез, хорошо разработанный для выборок с гауссовым законом распределения [5].

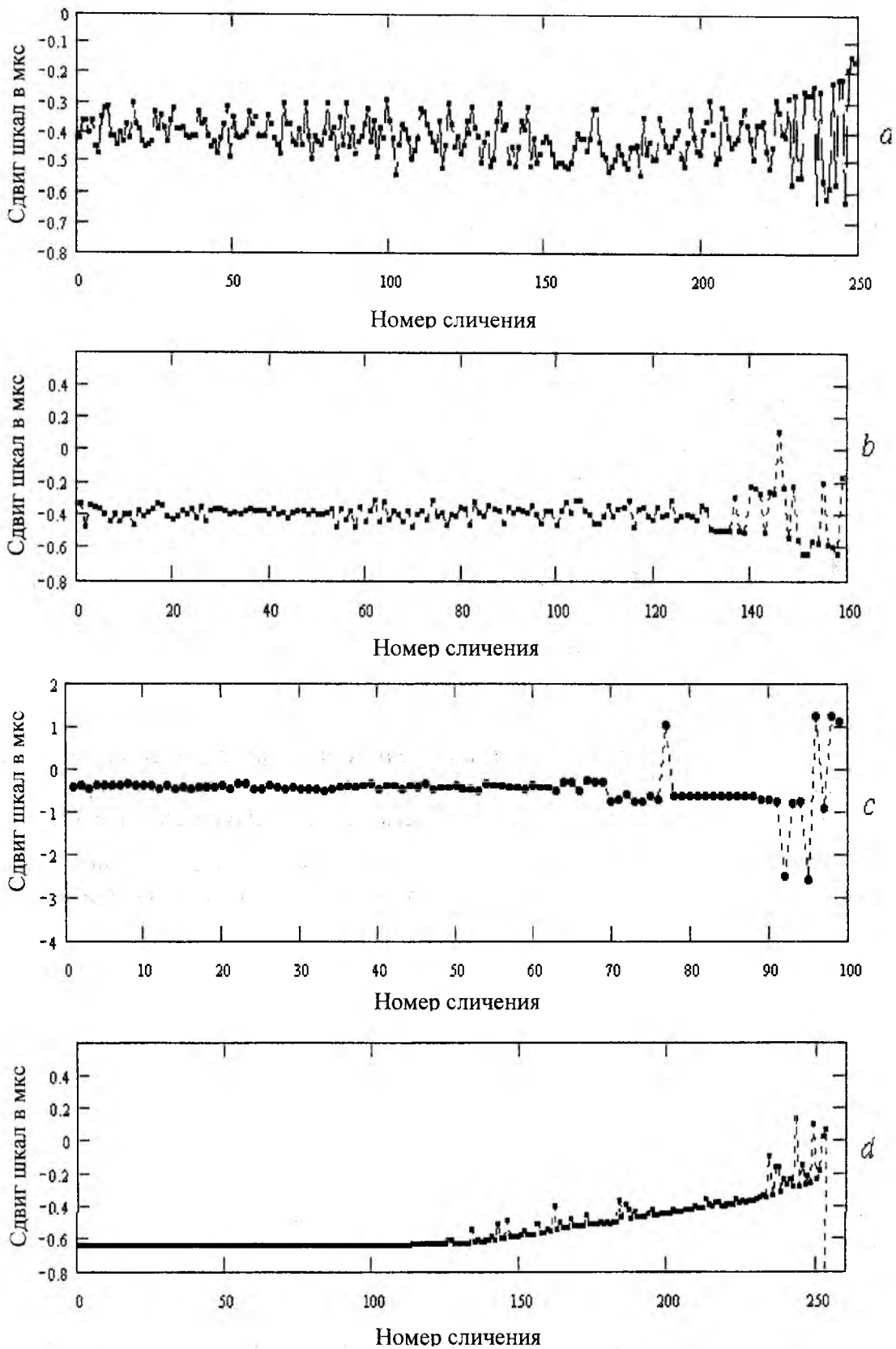


Рис. 4

Для проверки гипотезы H_0 относительно одного из параметров нормального распределения рассчитывалась некоторая статистика d , вычисляемая по различным формулам, приведенным в табл. 2, в зависимости от вида проверяемой гипотезы (о равенстве средних, о ра-

венстве дисперсий), от числа групп (для $L=1$, $L=2$ и $L \geq 3$) и от того, что известно о втором параметре. По заданной выборке вычислялось фактическое значение статистики d и сравнивалось с критическим значением d_α . Уровень значимости гипотезы α принимался равным 0.05. При $d > d_\alpha$ делался вывод, что гипотеза H_0 опровергнута опытом, а при $d < d_\alpha$ гипотеза признавалась не противоречащей имеющимся опытным данным.

Проверка однородности групп с нормальным распределением обычно выполняется путем сравнения средних значений и дисперсий выборок. Группы рассматриваются как однородные и равнозначные, если выполняются гипотезы равенства средних и выборочных дисперсий. Однородными не могут считаться группы, для которых гипотезы равенства средних отвергаются. Если же гипотеза равенства средних для всех групп, входящих в сеанс принимается, а гипотеза равенства выборочных дисперсий не выполняется, то такие сеансы можно считать однородными, но не равнозначными.

При проверке групп на однородность использовалась статистическая гипотеза о равенстве средних. Для двух групп ($L=2$) при неизвестных и неравных дисперсиях, что соответствует нашему случаю, рассчитывалась величина, указанная в табл. 2 (строка 2). При проверке равенства средних для случая, когда число групп $L \geq 3$, сравнивались значения оценки

межгрупповой дисперсии $s_{bg}^2 = \frac{1}{L-1} \sum_{j=1}^L n_j (\bar{x}_j - \bar{x})^2$, где $\bar{x} = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^L n_j \bar{x}_j$, и среднее значение

внутригрупповых оценок дисперсий $s_{ig}^2 = \frac{1}{n-L} \sum_{j=1}^L (n_j - 1) s_j^2$. Критерий основан на статисти-

стике s_{bg}^2 / s_{ig}^2 , которая имеет распределение Фишера с $L-1$, $n-1$ степенями свободы (строка 3. табл. 2).

При проверке групп на равнозначность использовалась статистическая гипотеза о равенстве дисперсий. Для проверки равенства дисперсий двух групп $H_0: \sigma_1^2 = \sigma_2^2$ используется

отношение оценок дисперсий s_1^2 / s_2^2 , которое имеет распределение Фишера с $n_1 - 1$, $n_2 - 1$ степенями свободы (строка 5 табл.2). При проверке равенства дисперсий $L \geq 3$ групп использовался приближенный критерий Бартлетта, который основан на сравнении оценок дисперсий групп s_j^2 с их средним значением s_{ig}^2 . Статистика Бартлетта приведена в табл. 2 в

строке 6, где $c = 1 + \left[\sum_{j=1}^L \frac{1}{n_j - 1} + \frac{1}{n - L} \right] / [3(L-1)]$; ее распределение аппроксимируется χ^2 -распределением с $f = L-1$ степенями свободы.

Использованные критерии сравнения при проверке статистических гипотез об однородности и равнозначности выборок приведены в табл. 2. В этой таблице приняты следующие обозначения: z_p – квантиль порядка P гауссовского распределения с нулевым математическим ожиданием и единичной дисперсией $N(0,1)$, определяемая условием $P\{|z| < z_p\} = P$;

t_p – квантиль порядка P распределения Стьюдента с указанным числом степеней свободы, т. е. $P\{|t| < t_p\} = P$; χ_α^2 и $\chi_{1-\alpha}^2$ – процентные точки χ^2 -распределения с $L-1$ числом степеней

свободы, которые удовлетворяют условиям: $P\{\chi^2 < \chi_\alpha^2\} = P\{\chi^2 > \chi_{1-\alpha}^2\} = \alpha$, $P = 1 - 2\alpha$;

F_α – процентные точки распределения Фишера с числом степеней свободы f_1 и f_2 и уровнем значимости гипотезы α . При этом вероятность отклонить верную гипотезу не более α . Указанные квантили и процентные точки определяются либо по статистическим таблицам

[6], либо непосредственно вычисляются в пакетах прикладных программ, используемых для статистической обработки.

Таблица 2

Номер гипотезы	Число метеоролов L	Гипотеза H_0 : условие	Критическая область (правило отклонения гипотезы H_0)	Число степеней свободы	Число сеансов
Проверка на однородность (равенство средних значений)					
1	1	$a = a_0$: СКО не известно	$ \bar{x} - a_0 \sqrt{n} / s > z_p$	$f = n - 1$	14
2	2	$a_1 = a_2$: $\sigma_1 \neq \sigma_2$ - не известно	$ \bar{x}_1 - \bar{x}_2 / \sqrt{s_1^2 / n_1 + s_2^2 / n_2} > t_p$	$f = n_1 + n_2 - 1$	12
3	≥ 3	$a_j = a_2$: $\sigma_j = \sigma$ - не известно	$s_{bg}^2 / s_{ig}^2 \geq F_\alpha$	$f_1 = L - 1$; $f_2 = n - L$	27
Проверка на равнозначность (равенство дисперсий)					
4	1	$\sigma = \sigma_0$; $\sigma_0 = 20$ н с	$s^2 / \sigma_0^2 > \chi_\alpha^2$ или $< \chi_{1-\alpha}$	$f = n - 1$; $P = 1 - 2\alpha$;	14
5	2	$\sigma_1^2 = \sigma_2^2$	$s_1^2 / s_2^2 > F_\alpha$ или $< F_\alpha^{-1}$	$f_1 = n_1 - 1$; $f_2 = n_2 - 1$	12
6	≥ 3	$\sigma_j^2 = \sigma_1^2$	$\frac{2,303}{c} \sum_{j=1}^L (n_j - 1) \lg(s_{ig}^2 / s_j^2) > \chi_P^2$	$f = L - 1$	27

Необходимые расчеты были выполнены для всех 53 сеансов, из которых 14 состояло из одного «полезного» метеорного следа, 12 – из двух, а 27 сеансов содержало от трех до 17 метеорных следов. Во всех случаях рассчитанные фактические значения статистик, соответствующих той или иной проверяемой гипотезе, сравнивались с критическими при принятом уровне значимости гипотезы.

Результаты проверки статистических гипотез о равенстве выборочных средних и равенстве выборочных дисперсий представлены в табл. 3.

Графическая интерпретация результатов проверки статистических гипотез об однородности и равнозначности выборок результатов измерений, полученных от метеорных следов в течение сеанса, дана на рис. 5 в виде круговой диаграммы, на которой отображены в процентах частоты появления сложившихся ситуаций 1...5. Позиции 1...5, принятые на рис. 5, соответствуют пяти типам возникающих ситуаций и расшифровываются в табл. 3.

Использование вероятностной логики принятия или отклонения гипотезы позволяет сделать следующие выводы: в 26 % случаев данные групп нельзя считать равнозначными; в 6% случаев группы не могут быть отнесены к одному и тому же закону распределения из-за того, что гипотеза о равенстве средних не подтверждается, а в 8 % случаев отклоняются обе

гипотезы о равенстве средних и о равенстве дисперсий.

Итак, только 60 % сеансов (32 сеанса из 53) составляют группы, которые могут быть отнесены к одному и тому же распределению, причем, в 26 % случаев сеанс состоял только из одного «полезного» метеорного следа, а в 40 % случаев результаты измерений шкал времени за сеанс нельзя считать однородной и равноточной выборкой.

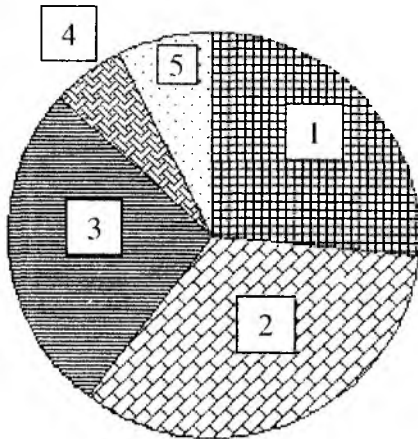


Рис. 5

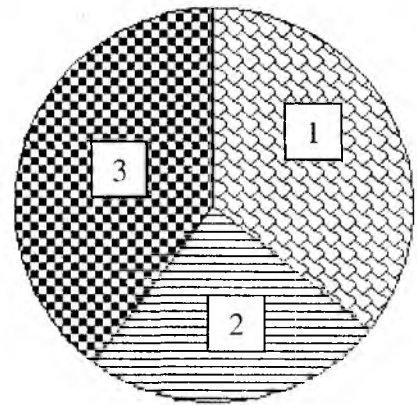


Рис. 6

Кроме того, в работе для каждого сеанса рассматривалось распределение результатов измерений в сеансе и проверялась гипотеза о нормальном законе распределения с параметрами (математическим ожиданием и дисперсией), оцененными по выборкам.

Таблица 3

Но- мер	Ситуация	Сеансы		Сеансы	
		Число	%	Число	%
1	Гипотеза о равенстве средних значений принимается	14	26	32	60
	Гипотеза о равенстве дисперсий принимается ($L = 1$)				
2	Гипотеза о равенстве средних значений принимается	18	34	21	40
	Гипотеза о равенстве дисперсий принимается ($L \geq 2$)				
3	Гипотеза о равенстве средних значений принимается	14	26	21	40
	Гипотеза о равенстве дисперсий отклоняется ($L \geq 2$)				
4	Гипотеза о равенстве средних значений отклоняется	3	6	21	40
	Гипотеза о равенстве дисперсий принимается ($L \geq 2$)				
5	Гипотеза о равенстве средних значений отклоняется	4	8	21	40
	Гипотеза о равенстве дисперсий отклоняется ($L \geq 2$)				
	Всего	53	100	53	100

Как видно из рис. 2, большое число сеансов содержало малое число измерений. Так, 19 сеансов, что составляет 35,8 % от их общего числа, содержат число измерений меньше 10. Для таких сеансов проверять гипотезу о законе распределения по критериям согласия, требующим больших объемов выборок (χ^2 -квадрат критерий Пирсона, критерий Колмогорова), нецелесообразно. Остальные 34 сеанса (64,2 %) имеют число измерений $n \geq 14$, причем, 6 сеансов содержат более 100 измерений. Для этих 34 сеансов с числом измерений $n \geq 14$ проверялось по χ^2 -критерию, удовлетворяет ли рассматриваемая случайная величина X , представляющая результаты измерения сдвига шкал за сеанс и имеющая эмпирический закон распределения $F(x)$, заданному закону распределения $F_0(x)$. По выборке результатов изме-

рений за сеанс определялась контрольная статистика $\chi^2 = \sum_{i=1}^K \frac{(M_i - np_i)^2}{np_i}$, где K – число классов, на которые разбивается размах выборки, M_i – число элементов выборки в i -ом классе, p_i – теоретическая вероятность попадания в этот класс, n – объем выборки. Критическое значение χ_{α}^2 для заданного уровня значимости α и $m = K - 3$ степеней свободы находили, используя соответствующую функцию из использованного для статистических расчетов пакета прикладных программ. При $\chi^2 < \chi_{\alpha}^2$ принималось, что гипотеза о гипотетически нормальном законе распределения не противоречит экспериментальным данным.

В результате оказалось, что только для 13 сеансов из рассмотренных 34 сеансов с достаточным числом измерений гипотеза о нормальном законе распределения может быть принята, что составляет 24,5 % от общего числа сеансов. В табл. 4 приведены выполненные для всех сеансов результаты проверки статистических гипотез о законе распределения результатов измерений за сеанс,

Таблица 4

Номер	Ситуация	Сеансы		Сеансы	
		Число	%	Число	%
1	Гипотеза о нормальном законе распределения не может быть проверена	19	35,8	32	60,3
2	Гипотеза о нормальном законе распределения принимается	13	24,5		
3	Гипотеза о нормальном законе распределения отклоняется	21	39,7	21	39,7
	Всего	53	100	53	100

Графическая интерпретация результатов проверки статистических гипотез о законе распределения результатов измерений за сеанс в виде круговой диаграммы приведена на рис. 6.

Итак, в 24,5 % случаев гипотеза нормальном законе распределения не противоречит экспериментальным данным, в 35,8 % случаев из-за малого объема выборок проверка такой гипотезы не может быть выполнена, а в 39,7 % случаев наблюдаемые выборочные значения не согласуются с гипотетическим распределением.

Проверка статистических гипотез показала, что результаты измерений, представленные 53 сеансами за 2000 год, примерно в 40 % случаев не могут рассматриваться как нормально распределенные, однородные и равноточные выборки. Эти статистические свойства результатов измерений сдвига шкал эталонов времени по радиометеорному каналу связи обосновывают необходимость поиска помехоустойчивых процедур для их обработки.

Список литературы: 1. *Кащеев Б.Л., Коваль Ю.А., Горбач В.И. и др.* Метеоры сегодня. Киев: Техника, 1991. 196 с. 2. *Михайлов В. К., Сидоров В. В.* Фазовая нестабильность метеорного канала РРВ, вызванная ветровым перемещением отражающей области // Метеорное распространение радиоволн. Казань. 1976. Вып. 12. С. 3-14. 3. *Сидоров В. В., Михайлов В. К., Иванушкина Т. С.* Влияние резонанса в метеорном следе и диффузного расширения на фазовую нестабильность метеорного канала // Метеорное распространение радиоволн. Казань. 1980. Вып. 16. С. 53-54. 4. *Иванушкина Т. С., Михайлова Н. Ю., Сидоров В. В.* К вопросу о влиянии многолучевости на полосу пропускания метеорного канала // Метеорное распространение радиоволн. Казань. 1979. Вып. 14. С. 77-85. 5. *Уилкс С.* Математическая статистика/ Пер. с англ. М.: Наука, 1967. 632 с. 6. *Грановский В.А., Сирая Т.Н.* Методы обработки экспериментальных данных при измерениях. Л.: Энергоатомиздат, 1990. 288 с.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 08.01.2002

ГРАДИЕНТНЫЙ МЕТОД ОБРАБОТКИ АКФ НЕКОГЕРЕНТНО РАССЕЯННОГО СИГНАЛА ОБЛАСТИ F2 ИОНОСФЕРЫ

В области F2 ионосферы огибающая нормированной автокорреляционной функции (АКФ) некогерентно рассеянного сигнала определяется ионной температурой T_i и отношением $t=T_e/T_i$ температур электронов и ионов O^+ [1,2]:

$$\rho_0(\tau; T_i, t) = \frac{2(1+t)}{\sqrt{\pi}} \int_0^{\infty} \frac{e^{-\theta^2} \cos\left(\frac{\theta}{\alpha} \tau\right) d\theta}{(1+t(1-\varphi(\theta)))^2 + \pi t^2 \theta^2 e^{-2\theta^2}},$$

где τ – задержка АКФ; $\theta = \alpha \Delta \omega = \alpha(\omega - \omega_0)$; ω_0 – циклическая частота зондирования; ω – циклическая частота некогерентного рассеяния; $\alpha = \frac{\lambda_0}{4\pi} \sqrt{\frac{m_i}{2kT_i}}$; $\lambda_0 = 1,90$ м – длина зондирующей волны; m_i – масса ионов атомного кислорода O^+ ; k – постоянная Больцмана; $\varphi(\theta) = 2\theta e^{-\theta^2} \int_0^{\theta} e^{x^2} dx$.

Обработка экспериментальных значений АКФ $\rho_{0k}^{экс} = \rho_0^{экс}(\tau_k)$, измеренных методом некогерентного рассеяния, сводится к нахождению минимума функции невязки

$$\sum_k \left(\rho_0(T_i, t; \tau_k) - \rho_{0k}^{экс} \right)^2 = F(T_i, t).$$

Градиентный метод нахождения минимума функции невязки $F(T_i, t)$ дает направление наибольшего убывания (т.е. направление наискорейшего спуска)

$$-\text{grad}F(T_i, t) = \begin{pmatrix} -\frac{\partial F}{\partial T_i} \\ \frac{\partial F}{\partial t} \end{pmatrix}, \quad \text{где} \quad \frac{\partial F}{\partial T_i} = 2 \sum_k \left(\rho_0(T_i, t; \tau_k) - \rho_{0k}^{экс} \right) \frac{\partial \rho_0(T_i, t; \tau_k)}{\partial T_i};$$

$$\frac{\partial F}{\partial t} = 2 \sum_k \left(\rho_0(T_i, t; \tau_k) - \rho_{0k}^{экс} \right) \frac{\partial \rho_0(T_i, t; \tau_k)}{\partial t}.$$

Частные производные функции невязки определяются частными производными АКФ:

$$\frac{\partial \rho_0(T_i, t; \tau)}{\partial T_i} = -\frac{(1+t)\tau}{\sqrt{\pi\alpha T_i}} \int_0^{\infty} \frac{e^{-\theta^2} \sin\left(\frac{\theta}{\alpha} \tau\right) \theta d\theta}{(1+t(1-\varphi(\theta)))^2 + \pi t^2 \theta^2 e^{-2\theta^2}};$$

$$\frac{\partial \rho_0(T_i, t; \tau)}{\partial t} = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^{\infty} \frac{e^{-\theta^2} \cos\left(\frac{\theta}{\alpha} \tau\right) d\theta}{(1+t(1-\varphi(\theta)))^2 + \pi t^2 \theta^2 e^{-2\theta^2}} -$$

$$-\frac{4(1+t)}{\sqrt{\pi}} \int_0^{\infty} \frac{e^{-\theta^2} \cos\left(\frac{\theta}{\alpha} \tau\right) \left((1+t(1-\varphi(\theta)))(1-\varphi(\theta)) + \pi t \theta^2 e^{-2\theta^2} \right) d\theta}{\left((1+t(1-\varphi(\theta)))^2 + \pi t^2 \theta^2 e^{-2\theta^2} \right)^2}.$$

Вычисление частных производных АКФ с помощью аналитических формул в явном виде имеет преимущество перед численным методом расчета производных с помощью конеч-

ных разностей непосредственно из $\rho_0(\tau)$, так как не возникают дополнительные вычислительные погрешности при нахождении $\frac{\partial \rho_0}{\partial T_i}, \frac{\partial \rho_0}{\partial t}$. Тем более, что алгоритмы вычислений

$\rho_0(\tau)$ и ее производных имеют общие блоки, не зависящие от T_i, t и связанные с вычислением значений функции $\varphi(\theta)$, находящейся в подынтегральных выражениях $\rho_0(\tau)$ и ее частных производных.

На рис. 1 и 2 приведены кривые $\frac{\partial \rho_0}{\partial T_i}, \frac{\partial \rho_0}{\partial t}$ и соответствующие наборы теоретических АКФ при изменении T_i или t . Нулевые значения частных производных имеют место в точках τ , где значение $\rho_0(\tau)$ не зависит от соответствующего параметра T_i или t . Экстремальные значения частных производных наблюдаются в точках τ , в которых $\rho_0(\tau)$ наиболее чувствительно реагирует к изменению T_i или t ; эти точки τ являются наиболее информативными с точки зрения анализа экспериментальных АКФ для определения ионосферных параметров.

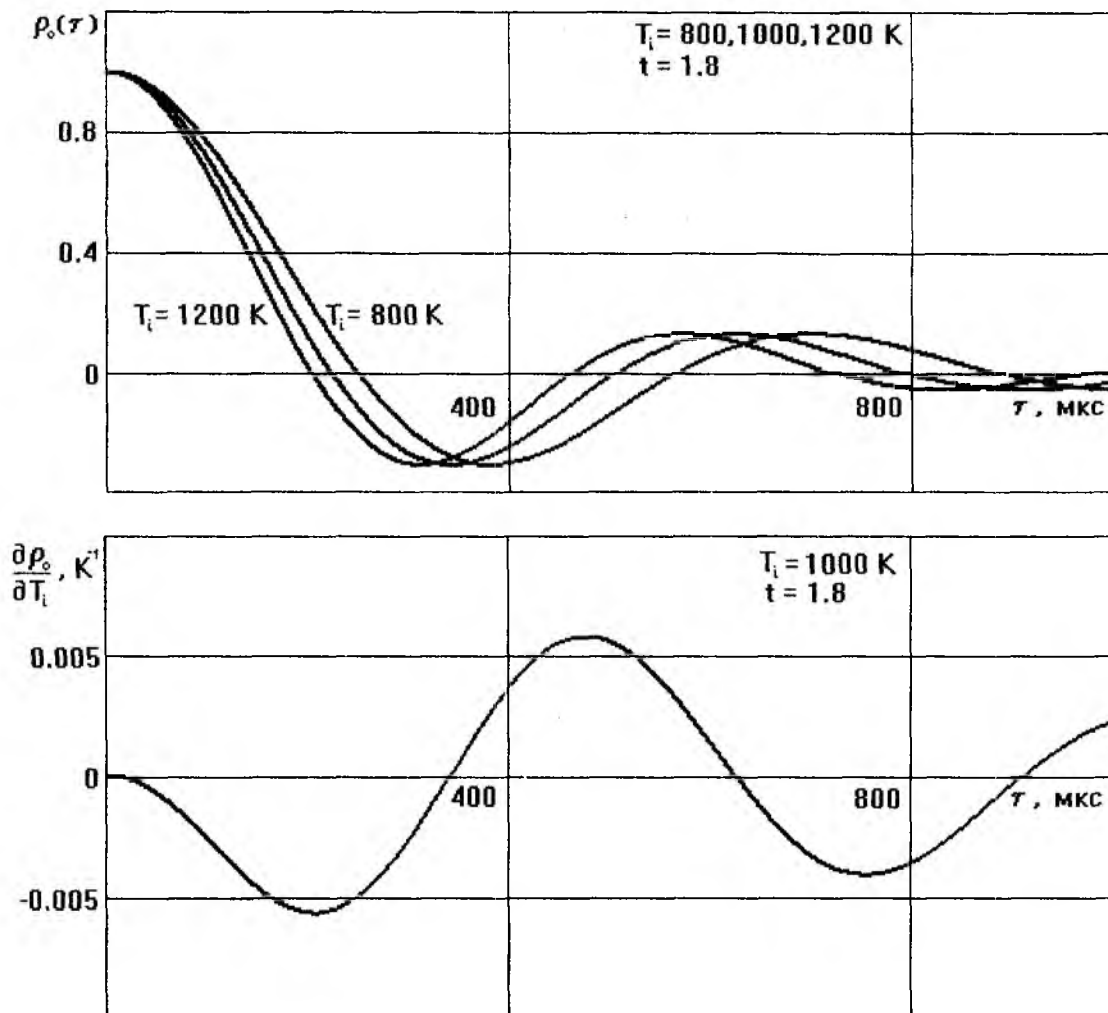


Рис. 1

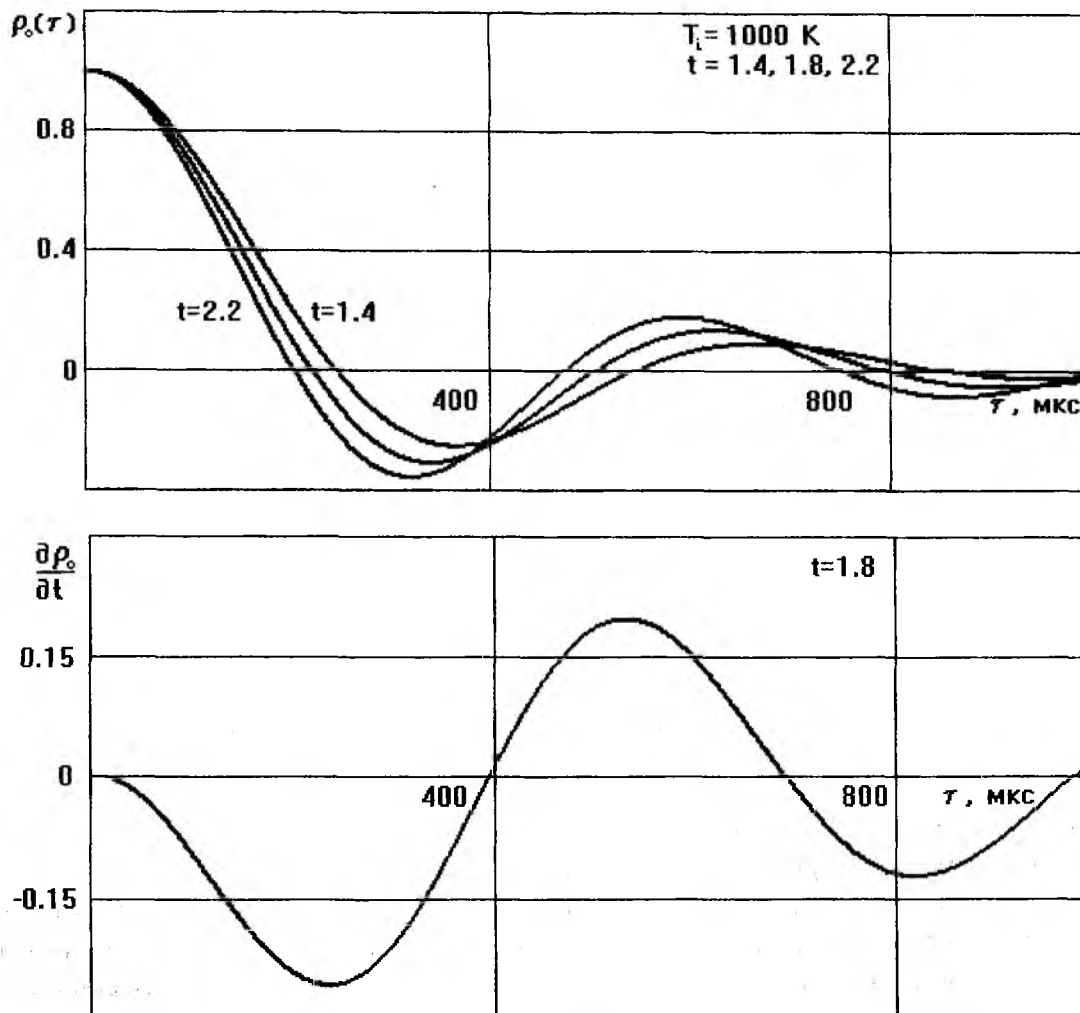


Рис.2

Так как частные производные $\frac{\partial \rho_0}{\partial T_i}$ и $\frac{\partial \rho_0}{\partial t}$ имеют разный порядок величин ($\frac{\partial \rho_0}{\partial T_i} \sim 10^{-3}$, $\frac{\partial \rho_0}{\partial t} \sim 0,1$), то направление $-\text{grad}F$, показывающее направление наибольшего убывания функции невязки $F(T_i, t)$, не является оптимальным для поиска точки минимума функции невязки. Поэтому решение задачи поиска минимума функции невязки $F(T_i, t)$ следует проводить в переменных $T_i' = (T_i - T_{i0})/T_{i0}$ и $t' = (t - t_0)/t_0$, где T_{i0}, t_0 – нулевые приближения. В переменных T_i', t' вектор

$$-\text{grad}F(T_i^{\circ}, t^{\circ}) = \begin{pmatrix} -\frac{\partial F}{\partial T_i^{\circ}} \\ \frac{\partial F}{\partial t^{\circ}} \end{pmatrix}, \quad \text{где} \quad \frac{\partial F}{\partial T_i^{\circ}} = \frac{\partial F}{\partial T_i} T_{i0}, \quad \frac{\partial F}{\partial t^{\circ}} = \frac{\partial F}{\partial t} t_0.$$

Работоспособность предложенного алгоритма обработки АКФ можно проверить с помощью численного эксперимента. По заданным модельным профилям $T_i(z), T_e(z)$ насчитываются теоретические АКФ, которые зашумляются по нормальному закону с нулевым математическим ожиданием и заданным средним квадратическим отклонением $\sigma = 0,10$. Получаемые градиентным методом при обработке зашумленных АКФ высотные профили T_i, T_e показаны на рис. 3.

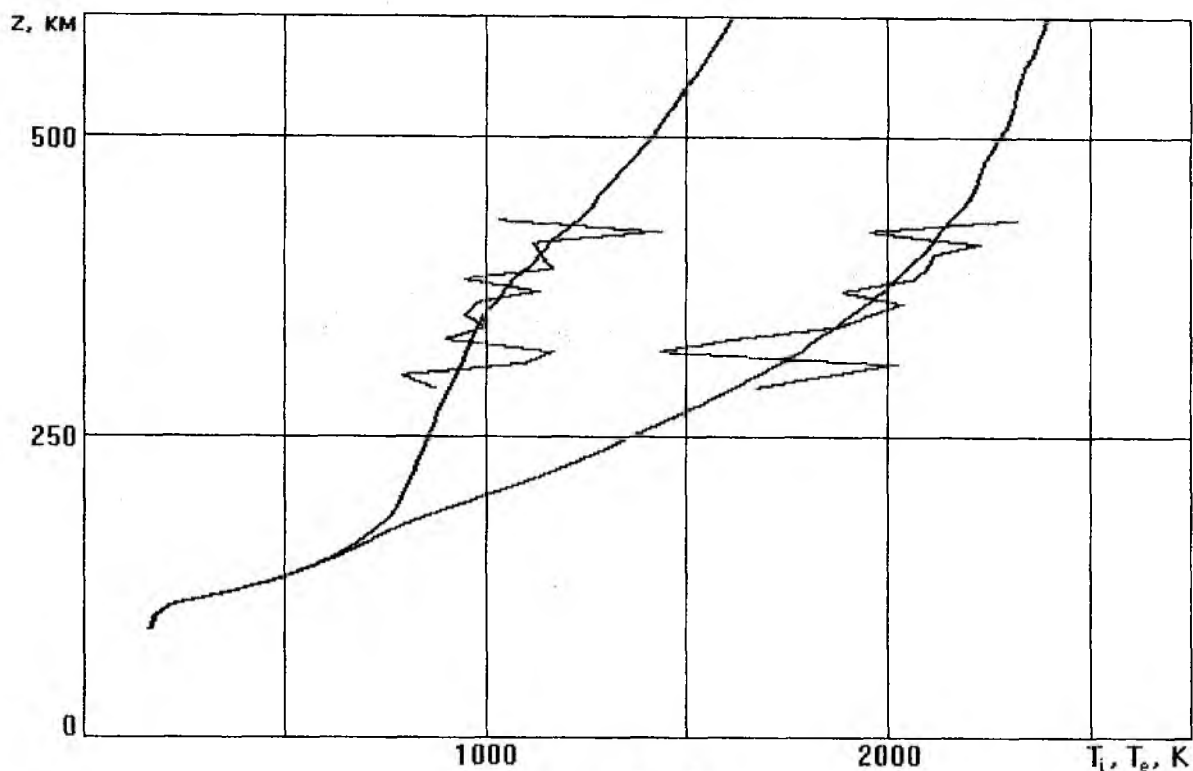


Рис. 3

Обработку АКФ с целью определения T_i и $t=T_e/T_i$, в принципе, можно осуществлять и помощью предварительно рассчитанной библиотеки теоретических АКФ, переходя от одного узла (набора из T_i и t , для которого рассчитаны теоретические значения АКФ) к другому пользуясь критерием уменьшения значения функции невязки. Основным недостатком такого метода обработки является невозможность корректно задать шаги по ионосферным параметрам, с которыми рассчитываются в библиотеке теоретические АКФ. Очевидно, что шаг ионосферного параметра в библиотеке теоретических АКФ должен зависеть от степени его влияния на функцию невязки; причем, степень этого влияния изменяется как по высоте, так и по времени. При использовании библиотеки теоретических АКФ помимо методических проблем возникают и неудобства технического характера, так как при незначительных изменениях библиотеки необходимо заново рассчитывать достаточно громоздкие массивы теоретических АКФ.

Проведенная работа является этапом для создания алгоритма градиентной обработки АКФ в областях $E, F1$ с учетом молекулярных ионов и АКФ верхней ионосферы, характеризующейся переходом к легким ионам.

Список литературы: 1. Farley D.T. Radio wave scattering from the ionosphere // Methods of Experimental Physics. 1971. V. 98. P. 139-186. 2. С. В. Гринченко. Оптимальный алгоритм многократных вычислений теоретических характеристик некогерентно рассеянного сигнала // Сб. научн. тр. Харьковского гос. политех. ун-та 1999. Вып. 7. Ч. 3. С. 331-336.

Институт ионосферы НАН и
Министерства образования и науки Украины

Поступила в редколлегию 30.01.2002

РАДИОЛОКАЦИОННЫЙ ОБНАРУЖИТЕЛЬ ПОДВИЖНЫХ ОБЪЕКТОВ С АДАПТИВНОЙ ВЕСОВОЙ ОБРАБОТКОЙ СПЕКТРА СИГНАЛА

Рассматриваются алгоритм и структурная схема радиолокационного обнаружителя подвижных объектов на фоне множественных дискретных мешающих отражений типа «ангел-эхо» с адаптацией весовых коэффициентов передачи (весовой функции) каналов спектрального фильтра на основе многообзорного анализа информации о спектре мешающих отражений. Показано, что использование предлагаемого радиолокационного обнаружителя позволяет существенно повысить эффективность обнаружения малоразмерных подвижных объектов.

При разработке предлагаемых алгоритма и структурной схемы обнаружителя подвижных объектов основополагающими принципами адаптивной весовой обработки спектра приняты [1]:

- адаптация весовых коэффициентов передачи (весовой функции) каналов фильтра осуществляется с учетом отличий спектров полезных сигналов объектов и мешающих отражений типа «ангел-объект» (АО) и их поведения во времени;
- адаптация их при обработке производится с использованием априорной информации, получаемой путем достаточно долгого (в течение ряда обзоров) наблюдения за спектром сигнала в низкочастотных (НЧ) каналах фильтра ДПФ в каждом разрешаемом элементе.

Основой для такого подхода является достаточно широкий доплеровский спектр сигналов АО, охватывающий «хвостом» и высокочастотную часть спектра, в которой преимущественно появляется отклик полезного сигнала объекта.

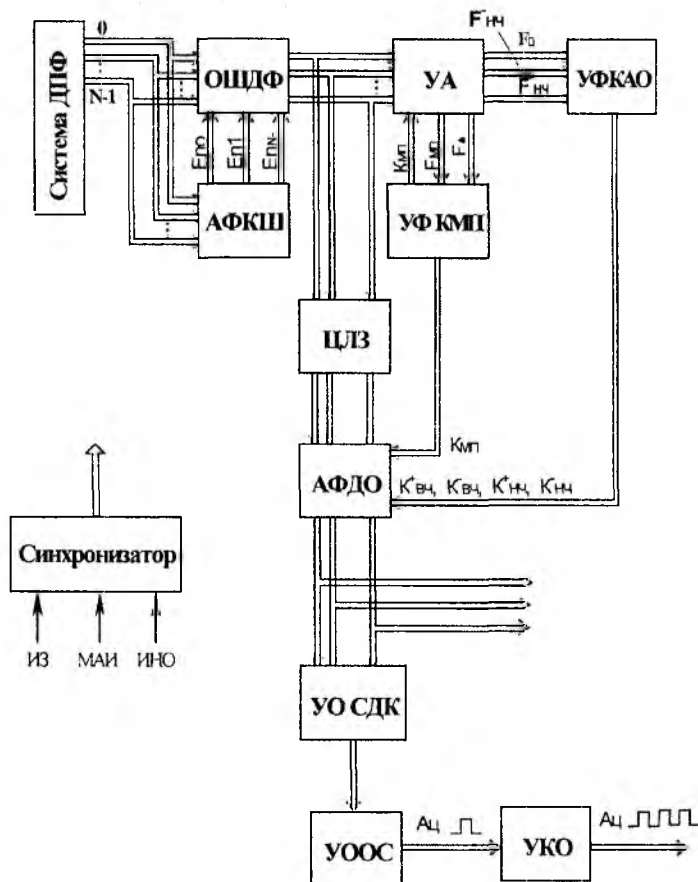


Рис. 1

Весовая функция адаптивного фильтра (АФ) может иметь несколько характерных подканалов, определенным образом связанных со статистическими характеристиками мешающих отражений и полезных сигналов объектов. Подканал местных предметов (МП) включает нулевой канал, в котором могут накапливаться сигналы, отраженные от местных предметов, АО, а также от малоскоростных объектов. Весовой коэффициент подканала Кмп определяется программой формирования карты местных предметов (ПФ КМП) с учетом межобзорных связей сигналов. Алгоритм работы программы рассматривается ниже.

Приведенные принципы адаптивной весовой обработки спектра сигнала легли в основу обнаружителя подвижных объектов, структурная схема которого приведена на рис.1. Спектр сигнала на выходе ДПФ формируется в «скользящем окне» из N отраженных импульсов для фиксированного значения частоты посылок зондирующего сигнала F_n . При скачкообразной модуляции внутри одного обзора через N импульсов в зависимости от ширины пачки отраженных импульсов есть возможность расширения диапазона спектрального анализа доплеровских частот в интересах исключения

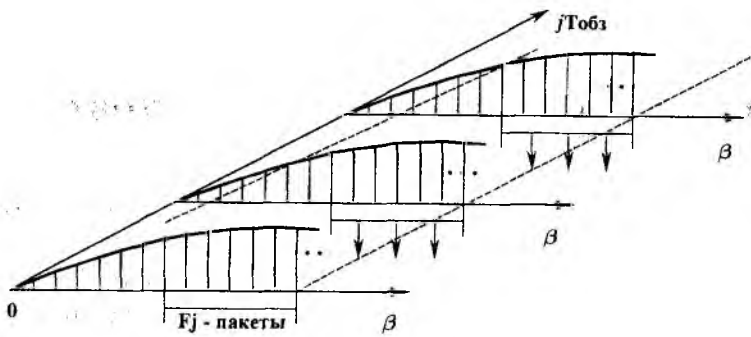


Рис. 2

пачки, скорости перемещения и др.) и вычислительных средств, с помощью которых будут реализовываться ДПФ и анализ структуры F-пакетов. В этом случае качество спектрального анализа повышается за счет увеличения количества анализируемых F-пакетов пачки отраженных сигналов.

Таким образом, выбор способа формирования F_j-пакетов будет определяться видом возбуждения F_{нj} и возможностями вычислительных средств системы ДПФ и обработки сигналов.

Дискретные спектры, полученные на “краях” пачки отраженных сигналов, могут иметь искаженную форму за счет несоответствия количества накапливаемых импульсов количеству фильтровых каналов ДПФ. Поэтому их целесообразно исключить из анализа. С этой целью необходимо предусмотреть схему анализа пачки на входе системы ДПФ или же в самой системе, например, на основе критерийной оценки амплитуд сигналов квадратурных каналов. Алгоритм работы подобной схемы анализа может быть весьма прост. По критерию *K* из *m* (*K/m*) оценивается начало или конец пачки сигналов в “скользящем окне” квадратурных каналов по превышению амплитуд сигналов порога, определяемого уровнем собственных шумов квадратурных каналов. Путем логического сложения признаков отсеиваются пакеты, анализ которых нецелесообразен.

F-пакеты с выхода системы ДПФ поступают на ограничитель шумов доплеровских фильтров (ОЩДФ), необходимый для исключения влияния спектральных составляющих шумов, накопленных в доплеровских фильтрах, на результаты анализа дискретного спектра сигнала и исключения шумовой составляющей. При этом порог ограничения *E_n* может устанавливаться единым для всех доплеровских каналов (рис.3) или отдельно для каждого доплеровского канала (рис.4).

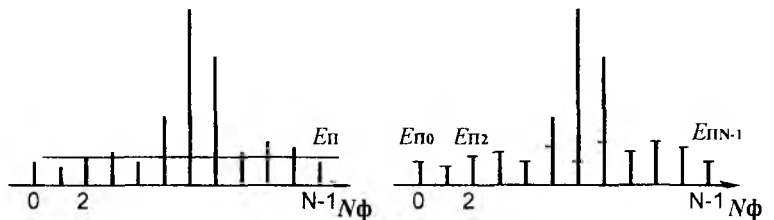


Рис.3

Рис.4

Второй вариант алгоритма более эффективен, однако требует больших вычислительных усилий. Порог ограничения *E_n* устанавливается в соответствии с оценкой уровня собственных и внешних шумов, накопленных в доплеровских каналах, на участках дальности, где отсутствуют сигналы целей, МП, АО и уточняется от обзора к обзору. Оценка уровня шумов и выбор порогов ограничения производится в алгоритме формирования карты шумов (АФКШ) для всех разрешаемых элементов дальности для каждого азимутального направления в каждом обзоре. Таким образом, АФКШ совместно с ОЩДФ решает задачу стабилизации уровня ложных тревог (СУЛТ) по шумовой составляющей дискретного спектра и исключая ее из дальнейшей обработки.

С выхода ОЩДФ сигналы доплеровских каналов поступают на устройство анализа (УА) структуры спектра и через цифровую линию задержки, необходимую для задержки сигналов на время анализа структуры F-пакета в УА и вычисления коэффициентов в устройствах формирования (УФ) карты местных предметов (КМП) и карты «ангел-объектов» (КАО) – на адаптивный фильтр подвижных объектов (АФДО).

“слепых” скоростей и исключения неоднозначности определения частот.

В случае возбуждения частоты F_{нj} от обзора к обзору есть возможность производить более тщательный спектральный анализ “наложения” F-пакетов друг на друга (см. рис.2). Области “наложения” F-пакетов можно выбирать, исходя из особенностей отметок (ширины

В устройстве анализа оценивается суммарная интенсивность F -пакета, интенсивность сигналов подканалов МП и низкочастотных каналов фильтра НЧ⁺, НЧ⁻. Суммарная интенсивность F_{Σ} вычисляется с учетом интенсивности сигналов, накопленных в нулевом фильтре:

$$F_{\Sigma} = F_0 \cdot K_{mn\ j-1} + \sum_{i=1}^{N-1} F_i,$$

где F_0, F_i – интенсивность сигнала, накопленного в 0-м и i -м доплеровских фильтрах; $K_{mn\ j-1}$ – коэффициент, учитывающий степень накопления в нулевом фильтре энергии сигналов от местных предметов, оцененных для анализируемого элемента в УФ КМП в предыдущем $j-1$ обзоре.

При оценке интенсивности сигналов подканалов будут учитываться не все доплеровские фильтры. Поэтому для расчета коэффициентов K_{mn} , $K_{нч}$, $K_{вч}$ целесообразно пользоваться взвешенными значениями суммарной интенсивности F -пакета:

$$F_{\Sigma}(уфкмн) = \beta \times F_{\Sigma}, \quad F_{\Sigma}(уфкао) = \alpha \times F_{\Sigma}, \quad (1)$$

где $F_{\Sigma}(уфкао)$ и $F_{\Sigma}(уфкмн)$ – взвешенные значения суммарной интенсивности F -пакета для расчета весового коэффициента $K_{нч}$, $K_{вч}$, $K_{мп}$; α, β – весовые коэффициенты, учитывающие степень использования доплеровских фильтров для вычисления интенсивности подканалов НЧ, МП ($\alpha < 1, \beta < 1$). Значения α и β с учетом ограничений равны

$$\alpha = \frac{F_{нч}}{F_{\Sigma}} < 1; \quad \beta = \frac{F_{мп}}{F_{\Sigma}} < 1.$$

Значения интенсивности сигналов подканалов МП, НЧ⁺, НЧ⁻ вычисляются в соответствии с выражениями:

$$F_{нч}^{-} = \sum_{i=3N/4}^{N-1} F_i, \quad F_{мп} = F_0, \quad F_{нч}^{+} = \sum_{i=1}^{N/4} F_i.$$

Рассчитанные в устройстве анализа величины $F_{\Sigma}(уфкао)$, $F^{+нч}$, $F^{-нч}$ используются в устройстве УФ КА, а величины $F_{\Sigma}(уфкмн)$ и $F_{мп}$ в – УФ КМП.

В УФ КМП формируется карта интенсивностей сигналов, отраженных от МП, дипольных отражателей и АО, накапливаемых в нулевом фильтре и обеспечивается расчет весового коэффициента $K_{мп}$.

Алгоритм работы УФ КМП может быть описан выражениями:

$$\begin{aligned} \tilde{F}_{мпj} &= \tilde{F}_{мпj-1} + K1_{сгл} K_{мп} \cdot (F_{мпj} - \tilde{F}_{мпj-1}), \\ K_{мпj} &= 1 - \frac{\tilde{F}_{мпj}}{F_{\Sigma}(уфкмн)}, \end{aligned} \quad (2)$$

где $F_{мпj}$ и $F_{мпj-1}$ – значения оценки интенсивности сигналов подканалов МП, рассчитанное для j (текущего) и $j-1$ (предыдущего) обзоров; $F_{мпj}$ – значение интенсивности сигналов подканала МП, вычисленного в текущем обзоре в УА; $K1_{сгл}$ – коэффициент сглаживания оценки $K_{мп}$ ($K1_{сгл} < 1$).

Схема устройства, реализующего алгоритм, описанного выражениями (2), представлена на рис. 5.

Значение оценки интенсивности сигналов подканала МП $F_{мпj}$, определяемого в текущем обзоре, записывается в оперативное запоминающее устройство (ОЗУ) и используется для оценки интенсивности сигналов подканала МП в последующих обзорах.

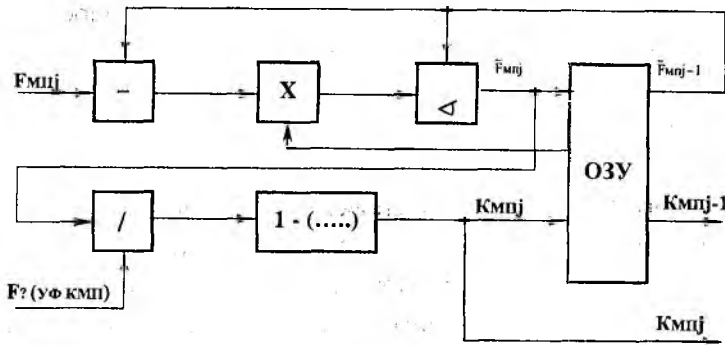


Рис. 5

В ОЗУ также хранится значение коэффициента сглаживания $K1_{cgl}$ и, кроме того, рассчитанное в текущем обзоре значение весового коэффициента $K_{мпj}$, используемое в текущем обзоре в АФДО для весовой обработки F-пакета, а в следующем обзоре – в устройстве УА. УФ КМП многоканально, число каналов равно числу элементов разрешения РЛС.

УФ КАО обеспечивает формирование карты интенсивностей сигналов «ангел-объектов», накопленных в подканалах $НЧ^+$, $НЧ^-$ доплеровского фильтра, на основе которой рассчитываются весовые коэффициенты $K_{нч}^+$, $K_{нч}^-$ и $K_{вч}^+$, $K_{вч}^-$.

Алгоритм работы устройства описывается следующими выражениями:

$$\begin{aligned} \tilde{F}^+_{нчj} &= \tilde{F}^+_{нчj-1} + K2_{cgl} \cdot (F^+_{нчj} - \tilde{F}^+_{нчj-1}), \\ K_{нчj} &= 1 - \frac{\tilde{F}^+_{нчj}}{F_{\Sigma}(уфка)}, \quad K_{вчj} = 1 - \frac{\tilde{F}^+_{нчj} \cdot K_a}{F_{\Sigma}(уфка)}. \end{aligned} \quad (3)$$

Значения величин, входящих в эти выражения, аналогичны значениям величин выражений (2); $K_a < 1$ – для учета наличия хвостов у спектра сигналов «ангел-объектов» в высокочастотных (ВЧ) каналах фильтра.

Для подканала $НЧ^-$ алгоритм работы УФ КАО можно описать выражениями (3), заменив знак «+» на «-». В соответствии с изложенным, схему устройства, реализующего данный алгоритм, можно представить в виде (рис.6.)

Значение оценок интенсивности подканалов $F_{нч^+j}$, $F_{нч^-j}$ запоминаются в ОЗУ и используются для оценки интенсивности сигналов подканалов $НЧ$ в последующих обзорах. В ОЗУ также хранится значение коэффициента сглаживания $K2_{cgl}$ и весового коэффициента K_a . Рассчитанные весовые коэффициенты $K_{нч^+}$, $K_{нч^-}$, $K_{вч^+}$, $K_{вч^-}$ в текущем обзоре попадают на АФДО для весовой обработки F-пакета.

УФ КАО также, как и УФ КМП, многоканально. Число каналов равно числу разрешаемых элементов РЛС.

В АФДО осуществляется весовая обработка сигналов доплеровских каналов в соответствии с принципами, изложенными в предыдущей статье.

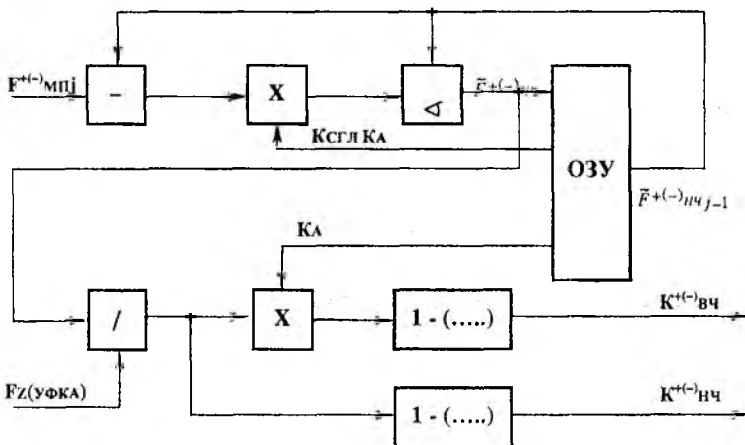


Рис. 6

С выхода АФДО сигналы могут подаваться на устройства первичной обработки (УПО), реализующие известные алгоритмы [1,2]. Однако для повышения эффективности обнаружения малоразмерных целей целесообразно предусмотреть объединение сигналов доплеровских каналов до принятия решения об обнаружении сигнала подвижного объекта. Эта задача в предлагаемом обнаружителе решается устройством объединения сигналов доплеровских каналов (УОСДК). Далее реализован алго-

ритм многопорогового обнаружения, осуществляемого последовательно. Сначала в устройстве обнаружения одиночного сигнала (УООС) осуществляется обнаружение сигналов, отраженных от объектов, МП, АО, пассивных помех, на фоне собственных, внешних шумов и остатков от активных помех. Затем в устройстве критерийной обработки (УКО) происходит обнаружение сигналов подвижных объектов на фоне МП, АО и пассивных помех. В УКО осуществляется обнаружение отметок пачки импульсов отражений от объектов, которое производится на основе анализа особенностей картины пачек импульсов от объектов, АО, МП, импульсных и других помех [2.3].

Таким образом, предлагаемый обнаружитель малоразмерных целей с адаптивной весовой обработкой дискретного спектра сигнала когерентной импульсной РЛС сочетает в себе межпериодную и межобзорную обработку сигналов с целью повышения эффективности выделения отметок малоразмерных подвижных объектов на фоне множественных дискретных помех, в том числе активных помех и мешающих отражений типа “ангел-эхо”.

Оценка эффективности алгоритмов адаптивной весовой обработки дискретного спектра сигнала

Оценка эффективности алгоритма адаптивной весовой обработки при обнаружении малоразмерных объектов когерентными импульсными РЛС проводилась на математической модели. При моделировании результат накопления пачки из N отраженных импульсов в системе ДПФ был представлен в виде совокупности сигналов N доплеровских фильтров. При этом сигнал на выходе каждого доплеровского канала x_i включал детерминированную составляющую x_{oi} и наложенные на нее случайные флуктуации y_i . Случайные флуктуации вводились с учетом составляющих, обусловленных собственными шумами тракта РЛС y_{wi} и внешними шумами различного происхождения y_{Σ}

$$x_i = x_{oi} + y_{wi} + y_{\Sigma i}$$

где $i = 0, 1, \dots, N-1$ – номер фильтра.

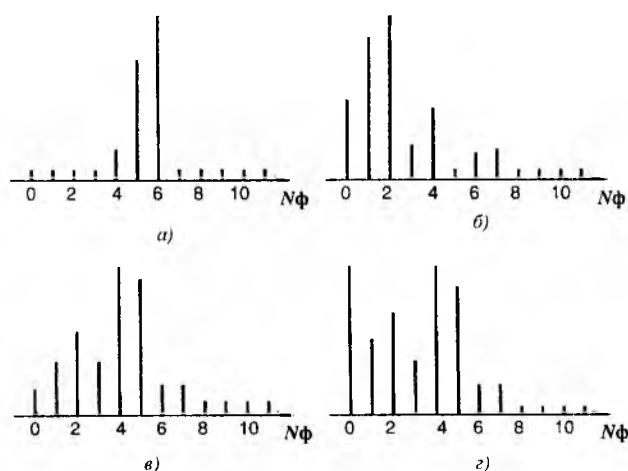


Рис. 7

Так как шумовая составляющая y_{Σ} обусловлена множеством различных статистически независимых факторов (амплитудный и скоростной шум отражателей и излучателей), то в модели ее можно представить случайной величиной, распределенной по логнормальному закону [3].

В соответствии с принципами, изложенными ранее, были разработаны алгоритм и программа математической модели адаптивной весовой обработки дискретного спектра радиолокационного сигнала. При моделировании было сформировано четыре типа массивов F-пакетов (рис. 7), размерность которых превышала 50 испытаний. Массив F-пакетов (рис. 7а) соответствует массиву дискретных спектров подвижных объектов. Массив F-пакетов (рис. 7б) – массиву спектров АО. Массив F-пакетов (рис. 7в) соответствует массиву спектров сигналов подвижного объекта и АО, находящихся в одном разрешаемом элементе, а массив F-пакетов (рис. 7г) – массиву спектров подвижного объекта, АО и местных предметов, находящихся в одном разрешаемом элементе.

В ходе моделирования было исследовано влияние величин коэффициентов сглаживания на качество адаптивной весовой обработки (рис. 8).

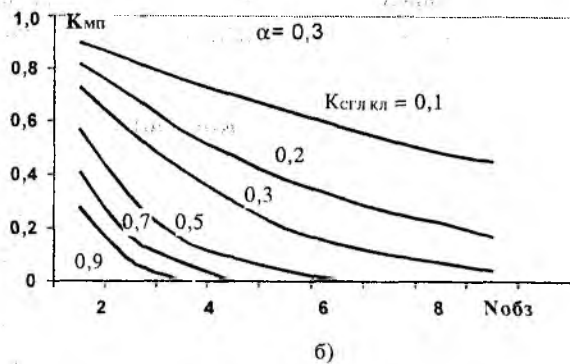
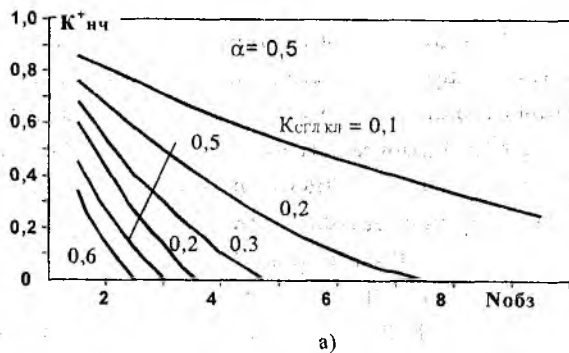


Рис. 8

Исходя из того, что сигналы местных предметов обладают достаточно большой временной стабильностью доплеровского спектра, $K1_{cgl}$ в выражении (2) целесообразно выбирать как можно меньше (повышение «доверия» к результатам оценки интенсивности подканала МП, полученным в предыдущих обзорах). Из анализа поведения КМП в зависимости от величин $K1_{cgl}$ и количества обзоров РЛС $N_{обз}$ (рис.7.б) следует, что оптимальный $K_{mn} = 0$ устанавливается при $K1_{cgl} = 0,5$ к седьмому обзору, а при $K1_{cgl} = 0,7$ – к четвертому обзору и т.д.

Таким образом, считая время установления оптимального коэффициента K_{mn} равным 5...15 обзорам, целесообразно выбрать значение $K1_{cgl}$ равным 0,6...0,3. При этом сохраняется «доверие» к результатам, полученным в предыдущих обзорах, и учитывается возможность подавления спектральных составляющих сигнала, отраженного от АО, накапливаемого в нулевом фильтре.

$K2_{cgl}$ в выражении (3), наоборот, целесообразно выбирать близким к единице, чтобы повысить «доверие» к измененному значению интенсивности подканала НЧ, так как сигналы, отраженные от АО, обладают недостаточно высокой временной стабильностью. Однако в этом случае возможно подавление составляющих спектра сигнала подвижного объекта, накапливающихся в НЧ подканалах доплеровского фильтра. Исходя из вышесказанного, целесообразно, чтобы время установления оптимального коэффициента в подканале НЧ $K_{нч}$ равнялось не более времени 2...3 обзоров. Из анализа рис.8а также следует, что оптимальный коэффициент $K_{нч} = 0$ для массива спектра смеси сигналов подвижного объекта, АО и местных предметов устанавливается за 2...3 обзора при $K2_{cgl} = 0,6...0,4$.

Было исследовано влияние на результаты адаптивной обработки значений весовых коэффициентов α и β в выражениях (1). Подбор значений α и β осуществлялся с учетом выполнения условий:

$$F_{нч} / F_{\Sigma \text{ уфкка}} \leq 1 \wedge K_{нч} \geq 0,$$

$$F_{нч} / F_{\Sigma \text{ уфкмн}} \leq 1 \wedge K_{нч} \geq 0.$$

На рис. 9 приведены полученные на основе модельных экспериментов кривые зависимости $K_{нч} = f(\alpha)$ и $K_{mn} = f(\beta)$ для четырех массивов F-пакетов (рис. 7 а, б, в, г), построенные по второму (непрерывная линия) и шестому (прерывистая линия) значению коэффициентов согласно рис. 8.

Следует отметить, что при увеличении значений α и β возрастает уровень остатков МП и АО, а чрезмерное уменьшение α и β может вызвать подавление определенных спектральных составляющих полезного сигнала.

С учетом сказанного и того обстоятельства, что время установления оптимальных коэффициентов $K_{нч}$ определяется 2...3 обзорам, а время установления K_{mn} – 5...15 обзорам, можно сделать вывод о том, что оптимальное значение весового коэффициента α , оцененное по массивам а, б, в, рис. 7, составляет 0,4...0,6, а оптимальное значение весового коэффициента β , оцененное по массиву г рис. 7, находится в пределах интервала 0,25...0,3.

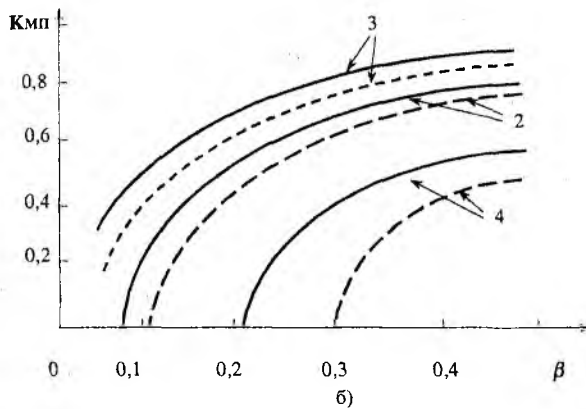
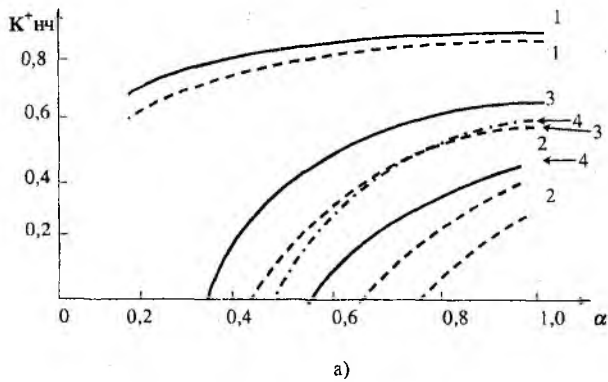


Рис. 9

следующие показатели:

коэффициенты прохождения отметок подвижных объектов $K_{\text{прох.о.}}$ и «ангел-эхо» $K_{\text{прох.а.}}$, определяемые как отношения количества отметок N_0 и N_a положительных экспериментов (превышение порога) к их общему количеству $N_{\text{исп}}$;

коэффициент различения отметок подвижных объектов на фоне отражений от АО и МП $K_{\text{разл.о.}}$

$$K_{\text{разл.о.}} = \frac{N_0}{N_{\text{исп}}},$$

где N_0 – количество испытаний, в которых спектральные составляющие отметки подвижного объекта превысили порог $Z_{\text{пор}}$ при условии, что спектральные составляющие отражений от АО и МП не превысили данный порог. Введенные показатели эффективности характеризуют:

- $K_{\text{прох.о.}}$ – вероятность правильного обнаружения отметки объекта на фоне шумов;
- $K_{\text{прох.а.}}$ – вероятность ложной тревоги при отсутствии на входе сигналов полезного объекта;
- $K_{\text{разл.о.}}$ – вероятность правильного обнаружения объекта на фоне шумов и остатков АО и МП.

По результатам модельных экспериментов были определены значения коэффициентов $K_{\text{прох.о.}}$, $K_{\text{прох.а.}}$, $K_{\text{разл.о.}}$ для различных значений $Z_{\text{пор}}$, которые приведены в виде графиков на рис. 11.

При моделировании массивы F-пакетов формировались по реализациям, полученным экспериментальным путем при наличии в элементе разрешения объектов с ЭПР $\sigma_{\text{ц}} \approx 0,5 \text{ м}^2$ и «ангел-объекта» с ЭПР $\sigma_{\text{а}} \approx 0,3 \text{ м}^2$. Здесь амплитуды спектральных составляющих даны в относительных единицах (0...10), связанных с реальной амплитудой сигналов и накопленных в доплеровских фильтрах. Значение порога $Z_{\text{пор}} = 8$ принято как исходное, при котором возможно разделение сиг-

В ходе экспериментальных работ было подтверждено, что адаптивная весовая обработка позволяет снизить порог обнаружения при сохранении и даже уменьшении уровня ложных тревог (рис.10).

Это объясняется тем, что при отсутствии адаптивной весовой обработки порог $Z_{\text{пор}}$ устанавливается, исходя из максимального уровня помехи. Проходя адаптивную весовую обработку, помеховые сигналы АО уменьшаются и порог устанавливается на фоне этих остатков. На рис.10а показан F-пакет на входе системы обработки, на рис. 10б – на выходе устройства. Из анализа рис. 10 следует, что хотя амплитуда спектральных составляющих полезного сигнала объекта на выходе устройства весовой обработки уменьшается по сравнению с входной, но за счет существенного снижения порога обнаружения вероятность обнаружения отметок объектов будет возрастать.

При оценке эффективности алгоритмов адаптивной весовой обработки спектра сигнала в ходе модельных экспериментов рассчитывались

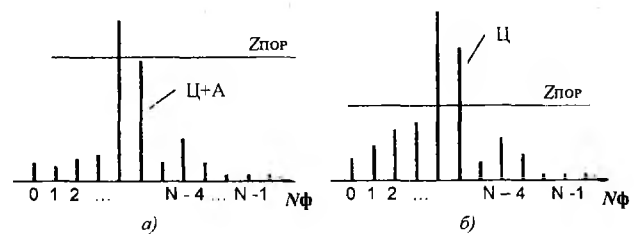


Рис. 10

налов, отраженных от локационного объекта и АО, по энергетическому признаку без адаптивной весовой обработки спектра сигнала. При этом вероятность обнаружения малоразмерных объектов будет невысокой.

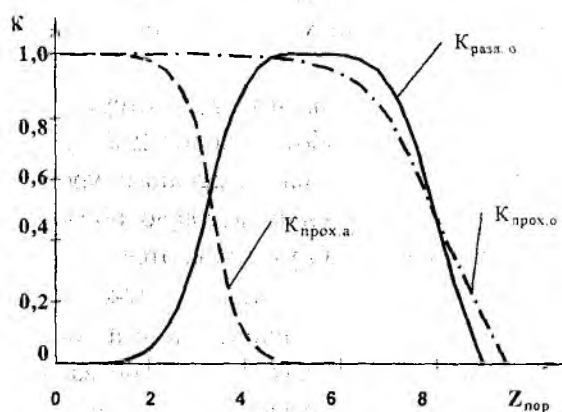


Рис. 11

Из анализа графиков (рис.11) можно показать, что при адаптивной весовой обработке спектра появляется возможность снизить порог обнаружения $Z_{пор}$ с 8 до 5, что будет соответствовать обнаружению подвижного объекта с $\sigma_{ц} \approx 0,15 \text{ м}^2$ на фоне сигналов, отраженных от АО с $\sigma_{а} \approx 0,03 \text{ м}^2$. Снижение порога до 4 позволит обнаружить объекты с $\sigma_{ц} \approx 0,07 \dots 0,05 \text{ м}^2$ на фоне АО, ЭПР которых соизмерима и даже превышает ЭПР малоразмерной цели, но при этом определенная часть сигналов АО будет проходить через устройство обработки ($K_{прох.о} = 0,12$). При $Z_{пор} = 5$ значения $K_{прох.о}$ и $K_{разл.о/АО+МП}$ близки к единице, а $K_{прех.а} = 0$. По предварительной оценке эти значения соответст-

вуют вероятности правильного обнаружения цели $D = 0,7 \dots 0,9$ при вероятности ложных тревог $F_{лт} = 10^{-5} \dots 10^{-6}$.

Эффективность использования предлагаемого алгоритма и устройства адаптивной весовой обработки дискретного спектра сигнала может быть еще существеннее в сочетании с другими техническими мерами, например, с устройствами межпериодной и многообзорной картинной обработки сигналов [2,4].

Выводы

Предложены алгоритмы и возможная схема устройства адаптивной весовой обработки дискретного спектра сигнала когерентной импульсной РЛС, сочетающие межпериодную и межобзорную обработку и учитывающие объективные различия в спектральных признаках сигналов, отраженных от подвижных объектов и «ангел-объектов».

Путем математического моделирования произведена оценка эффективности предлагаемого алгоритма. Установлено, что применение алгоритма адаптивной обработки позволит когерентно импульсным РЛС повысить эффективность обнаружения малоразмерных подвижных объектов на фоне дискретных мешающих отражений типа «ангел-объектов», имеющих ЭПР равную или превышающую ЭПР подвижных объектов. По предварительной оценке качественные показатели обнаружения малоразмерных объектов, ЭПР которых составляет $0,1 \dots 0,2 \text{ м}^2$, имеют значения вероятности правильного обнаружения $D = 0,7 \dots 0,9$ при вероятности ложных тревог $F_{лт} = 10^{-5} \dots 10^{-6}$.

Список литературы: 1. Жирнов В.В Принципы адаптивной весовой обработки спектра сигнала в обзорных РЛС с системой дискретного преобразования Фурье // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2001. Вып. 124. 2. Жирнов В.В., Литвинов В.В. Проблема «ангел-эхо» и цифровые картинные технологии обработки радиолокационных сигналов и информации // Сб. докладов 4-й Межд. науч.-техн. конф. «Радиолокация, навигация, связь» – Воронеж, 1998, Т. 2, С. 795–800. 3. Литвинов В. В., Жирнов В. В., Филлюшкин И. П. Особенности обработки и обнаружения радиолокационных сигналов целей на фоне дискретных мешающих отражений типа «ангел-эхо» // Судостроительная промышленность. Сер. РЛ. Вып. 29. 1991. С. 83-88. 4. Дохов А.И., Жирнов В.В. и др. Совершенствование процедур обработки сигналов и информации при радиолокационном обнаружении и сопровождении малозаметных объектов // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1999. Вып. 110. С. 91-102. 5. Дохов А.И., Жирнов В.В. и др. Принципы защиты радиопеленгаторов в условиях воздействия мешающих отражений типа «ангел-эхо» // Радиотехника: Всеукр. межвед. научн.-техн. сб. 1997. Вып. 104. С. 112 – 119.

В.И. АНТЮФЕЕВ, д-р техн. наук, И.Е. БАКУЛИН, В.Н. БЫКОВ, канд. техн. наук,
А.М. ГРИЧАНЮК, Т.В. МИРОШНИК-БЫКОВА

ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ МЕСТООПРЕДЕЛЕНИЯ РАДИОМЕТРИЧЕСКИХ КОРРЕЛЯЦИОННО-ЭКСТРЕМАЛЬНЫХ СИСТЕМ НАВИГАЦИИ ПУТЕМ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ МЕТОДОВ ПРИБЛИЖЕНИЯ РЕШАЮЩЕЙ ФУНКЦИИ

(Сообщение 2)

В работе [1] показано, что в результате оценивания координат текущего изображения (ТИ) на эталонном изображении (ЭИ) оценки получаются смещенными, причем величина смещения зависит как от целочисленного сдвига изображений, так и от локального сдвига в пределах пикселя. В режиме больших отношений сигнал-шум, в котором должна работать реальная корреляционно-экстремальная система навигации (КЭСН) для обеспечения высокой достоверности привязки, величина смещения оценки местоположения может существенно превышать ее среднеквадратическое отклонение. Поэтому возникает задача снижения систематической ошибки местоположения, которая при однократном сеансе привязки является неизвестной.

В статье проанализирована возможность повышения точностных характеристик КЭСН благодаря частичной компенсации систематической погрешности оценивания координат системой навигации.

Результаты статистических испытаний алгоритмов показали, что характеристики смещения для тестовых изображений, описанных в работе [1], несколько отличаются от характеристик, полученных для реальных изображений. Поэтому в дальнейшем испытания проводились на ЭИ размерами 170×170 элементов, приведенном на рис. 1.

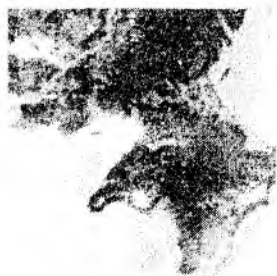


Рис. 1

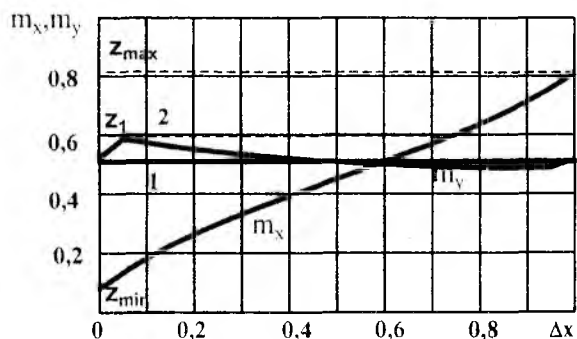


Рис. 2

На рис. 2 представлены зависимости m_x , m_y от смещения Δx ТИ по оси x в пределах одного пикселя при следующих параметрах: $x_0 = 100$; $y_0 = 78,5$; размеры ТИ $N_1 = N_2 = 40$; $q=1$; $\varphi=0$, $\alpha_x = \alpha_y = 1$ (использованы обозначения работы [1]). Кривая 1 для m_y соответствует случаю аппроксимации решающей функции (РФ) в окрестности ее экстремума по формулам (1), (4) упомянутой работы, а кривая 2 – случаю интерполяции в соответствии с выражением (7). В первом случае m_y практически не зависит от величины Δx . Аналогичная картина наблюдается и для m_x при смещении ТИ по оси y . Это обстоятельство позволяет независимо аппроксимировать зависимости $m_x(\Delta x)$, $m_y(\Delta y)$. Поэтому в дальнейшем рассматривается вариант аппроксимации поверхности РФ.

Пусть N_2 - четное число. Рассмотрим одну из простейших аппроксимаций функции m_x на интервале $(x_{\min} = 0, x_{\max} = 1)$ кубической параболой

$$\tilde{m}_x(\Delta x) = \alpha(\Delta x - 1/2)^3 + \beta(\Delta x - 1/2) + (z_{\min} + z_{\max})/2, \quad (1)$$

где $z_{\min} = m_x(x_{\min})$, $z_{\max} = m_x(x_{\max})$, и из условий $m_x(x_1) = z_1$, $m_x(x_{\max}) = z_{\max}$ ($x_1 = x_{\min} + 3(x_{\max} - x_{\min})/4$) = 3/4 определим коэффициенты α , β :

$$\alpha = 16(z_{\max} + z_{\min}/3 - 4z_1/3), \quad \beta = 16z_1/3 - 3z_{\max} - 7z_{\min}/3. \quad (2)$$

Вещественная ветвь обратной к (1) функции имеет вид

$$\tilde{m}_x^{-1}(z) = \frac{1}{2} + \begin{cases} \frac{\gamma(z) - 2\beta}{6\alpha - \gamma(z)}; & \alpha \geq 0; \\ -\frac{\gamma(z) - 2\beta}{6\alpha - \gamma(z)}; & \alpha < 0, \end{cases} \quad (3)$$

где

$$\gamma(z) = \begin{cases} \left\{ \left[108(z - (z_{\min} + z_{\max})/2) + \right. \right. \\ \left. \left. + 6\sqrt{3}\sqrt{16\beta^3/\alpha + 27(z_{\min} + z_{\max})^2 + 108z(z - z_{\min} - z_{\max})} \right] \alpha^2 \right\}^{1/3}; & \alpha \geq 0; \\ \left\{ \left[108(z - (z_{\min} + z_{\max})/2) + \right. \right. \\ \left. \left. + 6\sqrt{3}\sqrt{-16\beta^3/\alpha + 27(z_{\min} + z_{\max})^2 + 108z(z - z_{\min} - z_{\max})} \right] \alpha^2 \right\}^{1/3}; & \alpha < 0. \end{cases} \quad (4)$$

Если N_2 - нечетное число, то функцию m_x аппроксимируем на интервале $(-1/2, 1/2)$ зависимостью $\tilde{m}_x(\Delta x) = \alpha(\Delta x)^3 + \beta\Delta x + (z_{\min} + z_{\max})/2$ и из условий $m_x(x_1 = 1/4) = z_1$, $m_x(x_{\max} = 1/2) = z_{\max}$ находим коэффициенты α , β , которые совпадают с (2). Обратная функция описывается выражением

$$\tilde{m}_x^{-1}(z) = \begin{cases} \frac{\gamma(z) - 2\beta}{6\alpha - \gamma(z)}; & \alpha \geq 0; \\ -\frac{\gamma(z) - 2\beta}{6\alpha - \gamma(z)}; & \alpha < 0. \end{cases} \quad (5)$$

Точность аппроксимации m_x зависимостью (1) иллюстрируется графиком функции $\delta(\Delta x) = \tilde{m}_x(\Delta x) - m_x(\Delta x)$, который представлен на рис. 3 при различных значениях y_0 .

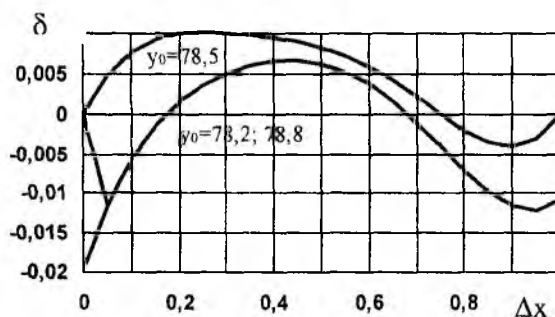


Рис. 3

Испытания показали, что в зависимости от фрагмента ЭИ изменяются значения z_{\min} , z_1 , z_{\max} . Чтобы осуществить компенсацию систематической погрешности местоопределения, алгоритм дополняется следующими вычислениями.

Пусть на первом этапе после вычисления решающей функции по формуле (8) работы [1] координаты минимума равны (k, l) , а после уточнения путем аппроксимации РФ координаты центра ТИ составили (x, y) . Обозначим

$$k_0 = \begin{cases} [x], & N_2 = 2m; \\ \{x\}, & N_2 = 2m - 1; \end{cases} \quad l_0 = \begin{cases} [y], & N_1 = 2m; \\ \{y\}, & N_1 = 2m - 1; \end{cases} \quad (6)$$

$$\Delta x' = \begin{cases} 1/2, & N_2 = 2m; \\ 0, & N_2 = 2m - 1; \end{cases} \quad \Delta y' = \begin{cases} 1/2, & N_1 = 2m; \\ 0, & N_1 = 2m - 1; \end{cases} \quad \delta x = x - k_0; \quad \delta y = y - l_0,$$

где $\{x\}$ – ближайшее к x целое число.

Для построения корректирующей функции вдоль оси x необходимо вычислить значения функции m_x в точках $\Delta x = 0; 3/4; 1$ для четного N_2 или в точках $\Delta x = -1/2; 1/4; 1/2$ для нечетного N_2 и воспользоваться формулой (3) или (5). Поскольку функция m_x в точках $\Delta x_{\min}, \Delta x_{\max}$ имеет разрывы первого рода, вычисление значений z_{\min}, z_{\max} должно осуществляться в точках $\Delta x_{\min} + \varepsilon, \Delta x_{\max} - \varepsilon$, где $|\varepsilon| \ll 1$.

Процедура определения значения z_{\min} заключается в следующем. Методом интерполяции, описанном в работе [1], моделируется незашумленное ТИ с центром в точке $(k_0 + \varepsilon, l_0 + \Delta y')$ и вычисляются новые значения РФ в девяти точках с координатами $(k, l), (k \pm 1, l \pm 1)$, по которым аппроксимируется поверхность РФ в окрестности экстремума. Затем по формулам (6) работы [1] находятся координаты минимума (x', y') и определяется $z_{\min} = x' - k_0$.

Аналогичным образом вычисляются значения z_1, z_{\max} , при этом моделируются ТИ с центрами в точках $(k_0 + \Delta x_1, l_0 + \Delta y'), (k_0 + \Delta x_{\max} - \varepsilon, l_0 + \Delta y')$. Затем в соответствии с формулой (3) или (5) находится уточненное значение координаты x :

$$\tilde{x} = k_0 + \tilde{m}_x^{-1}(\delta x). \quad (7)$$

Подобным образом определяется уточненное значение координаты y :

$$\tilde{y} = l_0 + \tilde{m}_y^{-1}(\delta y). \quad (8)$$

Для отыскания значений z_{\min}, z_1, z_{\max} моделируются ТИ с центрами в точках $(k_0 + \Delta x', l_0 + \varepsilon), (k_0 + \Delta x', l_0 + \Delta y_1), (k_0 + \Delta x', l_0 + \Delta y_{\max} - \varepsilon)$.

Испытания алгоритмов показали, что для некоторых фрагментов при использовании аппроксимации РФ аппроксимирующая поверхность представляет собой гиперболический параболоид [2], а условие (3) работы [1] дает координаты седловой точки. Если такая ситуация возникает на первом этапе алгоритма, то обычно это приводит к неправильной локализации фрагмента. Отмечено, что в этом случае, как правило, поверхность, построенная по тем же значениям РФ методом интерполяции, является эллиптическим параболоидом. Поэтому следует предусмотреть проверку условия (5) работы [1] и в случае его невыполнения переходить от аппроксимации к интерполяции РФ или же вовсе отказаться от уточнения положения экстремума.

На рис. 4 представлены графики зависимостей

$$\sigma_x = \left(\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (\tilde{x}_i - x_i)^2 \right)^{1/2}, \quad \sigma_y = \left(\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (\tilde{y}_i - y_i)^2 \right)^{1/2} \quad (9)$$

от среднеквадратического значения шума σ при следующих значениях параметров: $N_1 = N_2 = 40; \varphi = 0; q = 1; r = 4; \beta = 1,9$. В формуле (9) (x_i, y_i) – координаты центра ТИ при его формировании в i -м испытании алгоритма в серии из N запусков, $(\tilde{x}_i, \tilde{y}_i)$ – оценки координат центра ТИ, полученные с помощью алгоритма локализации.

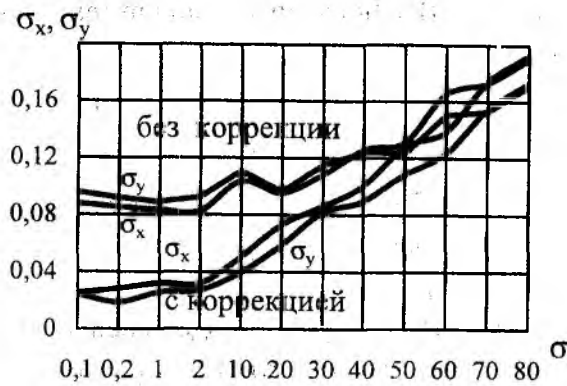


Рис. 4

Координаты (x_i, y_i) разыгрывались случайным образом в соответствии с выражением

$$x_i = [N_2/2] + r + 1 + (M_2 - N_2 - 2r - 3)\chi, \quad y_i = [N_1/2] + r + 1 + (M_1 - N_1 - 2r - 3)\chi,$$

где χ - значение случайной величины, распределенной по равномерному закону на интервале $[0,1]$.

Из графиков на рис. 4 следует, что при больших отношениях сигнал-шум выигрыш в точности местоопределения при использовании процедуры коррекции может составить до 3,5...4 раз.

Испытания алгоритма по вышеприведенной схеме показали, что для данного ЭИ существуют «похожие» фрагменты с размерами ТИ, которые различаются при $r=1$, т.е. при одноступенчатой процедуре. Однако для $r=4$ решающая функция после первого этапа имеет два примерно одинаковых минимума, причем окончательное решение принимается по положению ложного экстремума. Например, в случае фрагмента 39×39 элементов с центром в точке $(x = 80,384; y = 144,363)$ принимается ошибочное решение $(x = 49,5; y = 143,458)$. Целесообразно в такой ситуации определять положение не только глобального, но и нескольких локальных минимумов, отстоящих друг от друга не менее, чем на 2β , а затем вычислить минимумы РФ в окрестности каждого из локальных минимумов на мелкой сетке и выбрать из них минимум минимумум.

Выводы

Предложена аппроксимация систематической погрешности определения координат ТИ на ЭИ кубическим полиномом. Показано, что относительная погрешность местоопределения при такой аппроксимации не превышает 2%. В результате статистических испытаний корреляционного алгоритма установлено, что при больших отношениях сигнал/шум в текущем изображении выигрыш в точности определения координат может достигать до 3 раз.

Список литературы: 1. Антюфеев В.И., Бакулин И.Е., Быков В.Н. и др. Повышение точности местоопределения радиометрических корреляционно-экстремальных систем навигации путем использования методов приближения решающей функции (Сообщение 1) // Радиотехника 2002. Вып.124. С. 84–89. 2. Шипачев В.С. Высшая математика. М.: Высшая школа, 2001. 479 С.

Харьковский военный университет

Поступила в редколлегию 13.11.2001

КОГЕРЕНТНОЕ И НЕКОГЕРЕНТНОЕ РАСПОЗНАВАНИЕ ПЕРИОДИЧЕСКИ КОРРЕЛИРОВАННЫХ И РОДСТВЕННЫХ ИМ СИГНАЛОВ. СООБЩЕНИЕ 1. ПЕРИОДИЧЕСКИ КОРРЕЛИРОВАННЫЕ СЛУЧАЙНЫЕ ПРОЦЕССЫ

В последние два десятилетия получила развитие модель случайных сигналов, учитывающая их стохастический характер и повторяемость – периодически коррелированные (ПКСП) и родственные им процессы (и последовательности) [1,2]. Выполнен ряд работ, посвященных исследованию возможностей применения этой новой модели в задачах распознавания сигналов, в том числе в области радиолокационного распознавания и контроля радиоизлучений средств связи [3,4 и др]. В них алгоритмы распознавания в определенной степени строились с учетом особенностей ПКСП-сигналов на эвристическом уровне.

Данная работа посвящена строгому решению задачи распознавания ПКСП-сигналов в рамках классического подхода оптимального когерентного приема полностью известных сигналов и оптимального некогерентного приема сигналов.

1. Особенности гауссовских–ПКСП сигналов

Рассмотрим сначала основные характеристики гауссовского ПКСП-сигнала на примере случайной последовательности [1,2].

ПКСП-сигнал

$$\xi(\omega, k), \quad k \in Z = \{0, \pm 1, \pm 2, \dots\}, \quad (1)$$

$\omega \in \Omega$ – пространство элементарных событий, имеет корреляционную функцию

$$R(k, l) = M \xi(\omega, k) \xi(\omega, l), \quad (2)$$

которая удовлетворяет условию

$$R(k+N, l+N) = R(k, l). \quad (3)$$

Здесь $N = \Lambda/2\pi$, N – период коррелированности ПКСП. Предполагается, что $M \xi(\omega, k) = 0$.

Периодически коррелированная последовательность $\xi(\omega, k)$ может быть представлена в виде

$$\xi(\omega, k) = \sum_{p=0}^{N-1} \exp\left(j \frac{2\pi}{N} pk\right) \xi_p(\omega, k), \quad (4)$$

а элементы ее корреляционной матрицы – в виде

$$R(k, l) = \sum_{p, q=0}^{N-1} \exp\left[\frac{2\pi}{N}(pk - ql)\right] D_{pq}(k-l). \quad (5)$$

Формулы (4)-(5) представляют периодически коррелированный (т.е. нестационарный) сигнал через стационарные компоненты. Их совокупность определяет N -мерную (векторную) стационарную последовательность

$$\bar{\xi}(\omega, k) = \{\xi_p(\omega, k), \quad p=0, \dots, N-1\} \quad (6)$$

с корреляционной матрицей $D_{pq}(k-l)$, где

$$D_{pq}(k-l) = M \xi_p(\omega, k) \xi_q(\omega, l). \quad (7)$$

Энергетический спектр случайной последовательности (4), как и в общем случае нестационарных процессов, двухчастотный. Однако, в отличие от общего случая, энергетический спектр ПКСП сосредоточен на $2N-1$ линиях

$$\lambda - \mu = \frac{2\pi}{N}k, \quad k = -N+1, \dots, N-1 \quad (8)$$

квадрата $[0, 2\pi) \times [0, 2\pi)$.

Специфической особенностью ПКСП является тот факт, что последовательность отсчетов ПКСП-сигнала, взятых с периодом коррелированности N (при каждой начальной фазе $l=0, 1, \dots, N-1$) является стационарной случайной последовательностью:

$$\eta_p(\omega, k) = \xi(\omega, l+kN), \quad k \in Z. \quad (9)$$

Для гауссовского ПКСП-сигнала спектральное представление (5), представление через стационарные компоненты (6) и, в частности, случайная последовательность (9), являются гауссовскими.

2. Когерентное распознавание M периодически коррелированных гауссовских сигналов

В рамках классической задачи оптимального когерентного приема полностью известного (детерминированного) сигнала на фоне аддитивной помехи гауссовский квазибелый шум предполагается, что все параметры квазигармонического представления принятого сигнала, включая начальную фазу, известны. В предположении, что принимаемые сигналы являются периодически коррелированными гауссовскими последовательностями, задача оптимального когерентного приема M сигналов ставится следующим образом.

Заданы M ПКСП-сигналов, описывающие M типов объектов (целей, ситуаций), которые предъявляются с вероятностью P_i , $\sum_{i=1}^M P_i = 1$. Вероятностные характеристики сигналов полностью известны. Производится дискретизация принятого сигнала с периодом взятия отсчетов, равным периоду коррелированности N_r , $r=1, \overline{M}$, где N_r - период коррелированности r -го сигнала. Сигнал наблюдается на интервале $n \gg \max N_r$.

На основе представлений (4)-(5) вместо первоначального сигнала (который является частным случаем нестационарного) формируется эквивалентный векторный стационарный процесс (6), полученный путем взятия отсчетов исходного сигнала с периодом N_r . Для формирования такого эквивалентного сигнала согласно (6) необходимо увеличить время наблюдения сигнала в N_r раз, т.е. $n_\Sigma = nN_r$. Эквивалентный векторный процесс полностью определен согласно (4)-(5), является гауссовским с корреляционной матрицей (7) размером $nN_r \times nN_r$.

Оптимальное решающее правило распознавания M гауссовских стационарных процессов $\tilde{\eta}_i(\omega, k)$, наблюдаемых на конечном интервале, имеет вид (5)

$$P_i N(D_i) \geq P_r N(D_r), \quad r = \overline{1, M}, \quad r \neq i, \quad (10)$$

где $N(D_r)$ - нормальный закон распределения с нулевым вектором среднего и корреляционной матрицей D_r :

$$N(D_r) = \frac{1}{(2\pi)^{\frac{nN_r}{2}} |D_r|^{\frac{1}{2}}} \exp \left\{ -\frac{1}{2} \tilde{\eta}^T D_r^{-1} \tilde{\eta} \right\}$$

Соответственно, алгоритм (10) может быть записан в развернутом виде

$$\bar{\eta}^{tr} D_r^{-1} \bar{\eta} - \bar{\eta}^{tr} D_i^{-1} \bar{\eta} \geq \ln \left\{ \left(\frac{P_r}{P_i} \right)^2 \frac{|D_i|}{|D_r|} \right\}, \quad r = \overline{1, M}, \quad r \neq i. \quad (10a)$$

3. Некогерентное распознавание M периодически коррелированных сигналов

Основная идея оптимального некогерентного приема сигналов, известных с точностью до случайной начальной фазы, заключается в усреднении функции правдоподобия (характерной для оптимального приема полностью известных сигналов) по всем значениям начальной фазы. При этом решающее правило (10) оптимального некогерентного приема M сигналов

$$\eta_p(\omega, k) = \xi(\omega, l + kN_r), \quad r = \overline{1, M}$$

имеет общий вид

$$P_i \sum_{l=0}^{N_i-1} P_i(l) w^l(\bar{\eta}/l) \geq P_r \sum_{l=0}^{N_r-1} P_r(l) w^r(\bar{\eta}/l), \quad (11)$$

где $P_r(l)$ - распределение начальной фазы r -го сигнала, $r = \overline{1, M}$; $w^r(\bar{\eta}/l)$ - функция правдоподобия r -го сигнала при начальной фазе l .

В оговоренных условиях наблюдения гауссовских ПКСП в предположении равномерного распределения начальной фазы $P_r(l) = \frac{1}{N_r}$, учитывая, что практически $N_r \approx N$, $r = \overline{1, M}$, алгоритм некогерентного оптимального приема M ПКСП-сигналов можно привести к виду

$$P_i \sum_{l=1}^{N_i-1} N(R_i^l) \geq P_r \sum_{l=1}^{N_r-1} N(R_r^l), \quad r = \overline{1, M}, \quad r \neq i. \quad (11a)$$

В алгоритме некогерентного приема информация о корреляционных матрицах M сигналов используется иначе (по сравнению с методом когерентного приема) – используется корреляционная матрица R_r^l для каждого сдвига l внутри периода коррелированности N_r .

4. Пример распознавания ПКСП-сигналов

Эффективность модели ПКСП по сравнению с традиционной моделью гауссовского стационарного процесса исследовалась путем моделирования и на экспериментальных данных¹ применительно к задаче распознавания радиолокационных объектов, для которых характерен турбовинтовой эффект.

Эвристически предполагалось и подтверждено на базе экспериментальных данных, что отраженный радиолокационный сигнал имеет структуру ПКСП. Особенно характерный вид имеет спектр сигнала: он двухчастотный, но (как следует из соотношения (8)) имеет гребенчатую структуру, определяемую периодом коррелированности.

Для иллюстрации эффективности ПКСП-модели проведен следующий модельный эксперимент. Предполагалось, что некие два объекта порождают ПКСП-отраженные сигналы с корреляционными матрицами, которые имеют одинаковые диагональные члены. Экспериментально показано, что если в решающем правиле применять модель стационарного гауссовского сигнала, получается оценка вероятности ошибки их распознавания $\hat{P}_{ош} = 0,46$. В

¹ Авторы благодарят к.т.н. А.В. Омельченко за проведенный эксперимент

рамках модели ПКСП - $\hat{P}_{ош} = 0,07$. То есть, различные объекты в рамках классической модели неразличимы, а в рамках модели ПКСП они очень контрастны и легко распознаются.

Экспериментальные исследования по реальным сигналам проведены на базе данных, полученных от 5 радиолокационных объектов. Длительность наблюдения сигналов составляла $n=1024$. На более или менее эвристическом уровне использовались идеи когерентного приема, определяемого решающим правилом (10), трансформированным в спектральную область. В гребенчатом двухчастотном спектре использовались спектральные отсчеты, превышающие уровень 0,3. Для каждого сигнала выделен 21 информативный признак. Обеспечена вероятность правильного распознавания 5 радиолокационных объектов $\hat{P}_{пр\ расп} = 0,82$ ($\hat{P}_{ош} = 0,18$).

Выводы

1. Периодически коррелированные случайные процессы (последовательности) эффективно учитывают стохастичность и повторяемость случайных сигналов.
2. Возможен когерентный и некогерентный оптимальный прием сигналов, описанных в рамках модели ПКСП. Приведены строгие решения задачи распознавания ПКСП сигналов в рамках классической теории статистических решений.
3. Иллюстративный пример распознавания сигналов показывает преимущество ПКСП-модели по сравнению с классической моделью стационарного гауссовского процесса, а также иллюстрирует возможность распознавания радиолокационных сигналов.

Список литературы: 1. Драган Я. Енергетична теорія лінійних моделей стохастичних сигналів. Львів: Центр стратегічних досліджень еко-біо-технічних систем, 1997. 361с. 2. *Імовірнісні моделі випадкових сигналів та полів у прикладах і задачах*; За ред. В.О. Омельченка. К.: ІСДО, 1996.-272с. 3. Омельченко В.А., Омельченко А.В., Драган Я.П. и др. Распознавание гауссовских периодически коррелированных случайных сигналов. // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. Сообщ.1 1988. Вып.85 С.75-79; Сообщ.2 1989. Вып.91. С.42-49. 4. Безрук В.М., Голобородько Ю.Н., Омельченко А.В. и др. Оценивание параметров вероятностной модели принимаемых сигналов в виде периодически коррелированных случайных сигналов в задачах связи при действии аддитивных и мультипликативных помех // Вероятностные модели и обработка случайных сигналов и полей. К.: УМКВО, 1991. С.37-42. 5. Омельченко В.А. Основы спектральной теории распознавания сигналов. Харьков: Вища шк., 1983. 159с.

Харьковский национальный
университет радиозлектроники

Поступила в редколлегию 13.12.2001

ОСОБЕННОСТИ ПРИЁМА ТЕЛЕИНФОРМАЦИИ НА БОРТУ ВОЗДУШНЫХ ОБЪЕКТОВ

Непрерывно растущие требования к сервисному обслуживанию пассажиров при авиаперевозках могут найти своё разрешение, в частности, в обеспечении возможности просмотра телепередач в реальном времени, а не только с использованием магнитных и иных носителей информации. Особенно актуальным рассматриваемый подход становится для длительных перелётов (несколько часов), когда фактор замкнутого пространства салона проявляется всё сильнее. Анализ возможностей приёма передач эфирного телевидения на борту авиалайнеров, летящих на средних и больших высотах с дозвуковой скоростью, и посвящена настоящая статья, хотя принципиальных ограничений ни на высоту полёта, ни на скорость движения не накладывается.

На первом этапе определим возможные зоны подсвета самолётов излучениями радиотелевизионных передающих станций (РТПС). Для этого рассмотрим геометрию условий передачи и приёма информации, показанную на рис.1. Поскольку дальности обслуживания оказываются значительными, будем учитывать сферичность Земли.

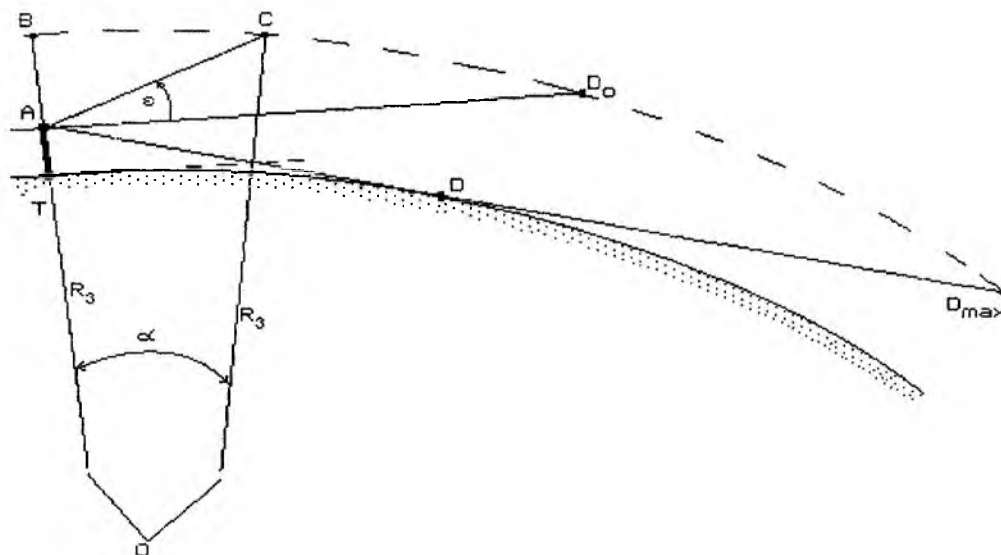


Рис. 1

Расположим РТПС в точке Т на поверхности Земли, средний радиус которой R_3 составляет 6371 км. В этой точке установлена на мачте антенна, высота верхней точки которой h (отрезок АТ). Используя данные о высотах подъёма антенн телепередатчиков [1], можно для определённости принять эту высоту равной 200 метров. В упомянутой монографии найдём и другие необходимые для расчётов данные: угол наклона максимума диаграммы направленности антенны (ДНА) в вертикальной плоскости; ширина ДНА в вертикальной плоскости (6...10 градусов в третьем телевизионном поддиапазоне частот); в горизонтальной плоскости реализуется всенаправленное излучение с неравномерностью по полю не хуже 3дБ. Отметим здесь же, что существует (и высчитывается) вполне определённый угол склонения ДНА, значение которого зависит от высоты подвеса антенны. Однако, как следует из [1], на практике он устанавливается величиной минус один градус для высот антенны до 350 метров.

Пусть самолёт движется из точки В (зенит) на постоянной высоте H (отрезок ВТ на рис.1) в сторону от РТПС. В этом случае расстояние от антенны до него АС будет стороной треугольника АСО (здесь О – центр Земли), которое можно найти по теореме косинусов для угла α – центрального угла ВОС. Этот угол, в свою очередь, нетрудно найти по длине дуги ВС. Наконец, введём в рас-

смотрение угол ϵ – угол между смещённой в точку антенны линией горизонта и линией визирования самолёта. Из рис.1 видно, что при принятых условиях начальное значение угла $\varphi = 90^\circ$ и затем уменьшается по мере удаления самолёта до нуля (точка D_0 на рисунке), далее переходит через нуль и становится отрицательным с максимальным значением, определяемым в точке D – линии, касательной к Земле из вершины антенны (AD). Расчёты показывают, что переход угла места через нуль происходит на дальности примерно 150-200 км от РТПС в зависимости от высоты полёта. Используя введённые обозначения, можно определить оптико-геометрическую дальность $D_{прв}$, а также так называемую дифракционную дальность $D_{диф}$ по формулам:

$$D_{прв} = \sqrt{2hR_з} + \sqrt{H(2R_з + H)} \quad (1)$$

$$D_{диф} = 4.12(\sqrt{h} + \sqrt{H}) \quad (2)$$

Графики зависимостей (1) – сплошная линия и (2) – пунктирная, показаны на рис.2. Из графиков следует, что на средних и больших высотах полёта дальности видимости самолёта весьма велики, что следует учитывать при оценке энергетики системы. Отметим также, что при высоте полёта от 5 км дальность подсвета (в одну сторону) превышает 300 км, что соответствует примерно часовому нахождению самолета в зоне одного телепередатчика.

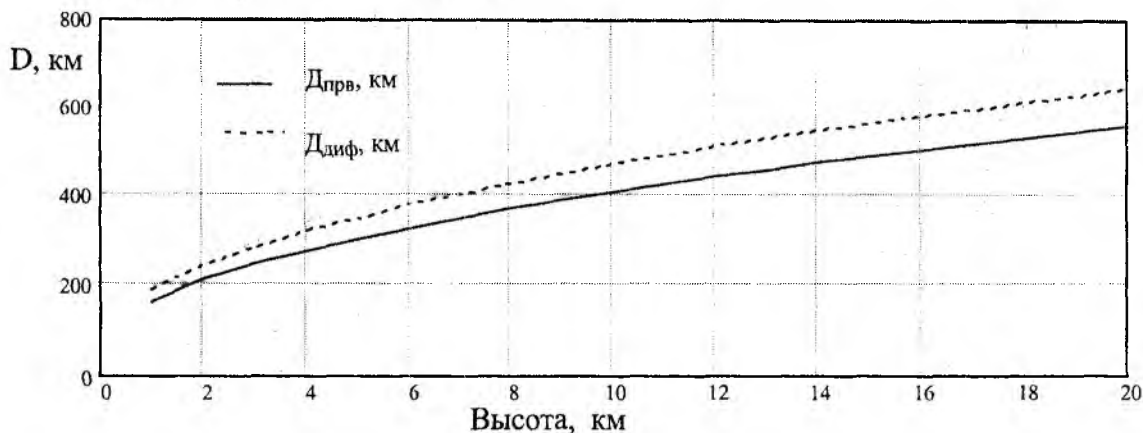


Рис. 2

Дальнейшее рассмотрение проведём с учётом воздействия ДНА и влияния интерференции, возникающей под малыми углами места (так называемый «множитель» Земли). Кроме того, учитывая определённые сложности в размещении антенн на борту самолёта, оценим усиление приёмной антенны величиной 1,2; усиление передающей антенны РТПС примем 10 [1] – по минимуму; средняя мощность излучения 1,7 кВт (типовой самый распространённый телепередатчик); длина волны 1,5 м; чувствительность телевизионного приёмника 50 мкВ (типовой бытовой приёмник). Отметим, что достижение чувствительности в 1 мкВ и менее в III телевизионном поддиапазоне трудностей не вызывает.

Несколько замечаний о диаграмме направленности передающей антенны и множителя Земли. Анализ характеристик направленности передающих антенн в вертикальной плоскости, приведённых в [1], позволяет заключить, что приемлемой аппроксимацией реальных ДНА может стать использование функции вида $\frac{\sin(Nx)}{Nx}$ с ограничением глубины нулей на уровне 0,1...0,2. Число N здесь

определяет ширину ДНА. Поскольку на больших дальностях приходится иметь место с малыми (в том числе и с нулевыми) углами скольжения, то не менее важно учесть интерференционный множитель, предельные значения которого для гладкой отражающей поверхности 0 и 2 [2]. Вместе с тем модуль коэффициента отражения для реальных поверхностей отличается от единицы, а фаза – от противоположной. Поэтому при учёте влияния множителя Земли "провалы" также можно ограничить на уровне 0,01...0,02, а максимумы – величиной 1,98...1,99, что получается при расчёте "множителя" Земли по полной формуле из [2] при значении коэффициента отражения $\rho =$

0,99...0,995. Принятые исходные данные позволяют рассчитать предельную дальность связи (энергетическую) по известной формуле:

$$D_{Эн} = \sqrt{\frac{P_{пер} \cdot G_{пер} \cdot G_{пр} \cdot \lambda^2 \cdot F(\varphi) \cdot F_3(\varphi)}{(4\pi)^2 \cdot P_{пр\ min}}}, \quad (3)$$

где $F(\varphi)$ – функция, описывающая ДНА; $F_3(\varphi)$ – множитель Земли; λ – длина волны; $P_{пер}$, $P_{пр\ min}$ – мощности передатчика и минимального сигнала на входе приёмника; $G_{пер}$, $G_{пр}$ – коэффициенты усиления передающей и приёмной антенн.

Затем из дальностей $D_{прв}$ и $D_{Эн}$ выбирается наименьшая; некоторые результаты приведены на рис.3 для высот 1...20 км, что соответствует дальности подсвета около 600 км. Из графиков можно сделать следующий вывод: влияние ДНА на энергетику системы на всех высотах полета самолета незначительно, поскольку как энергетическая $D_{Эн}$, так и дальность прямой видимости $D_{прв}$ превышают текущую дальность подсвета $D_{тсв}$.

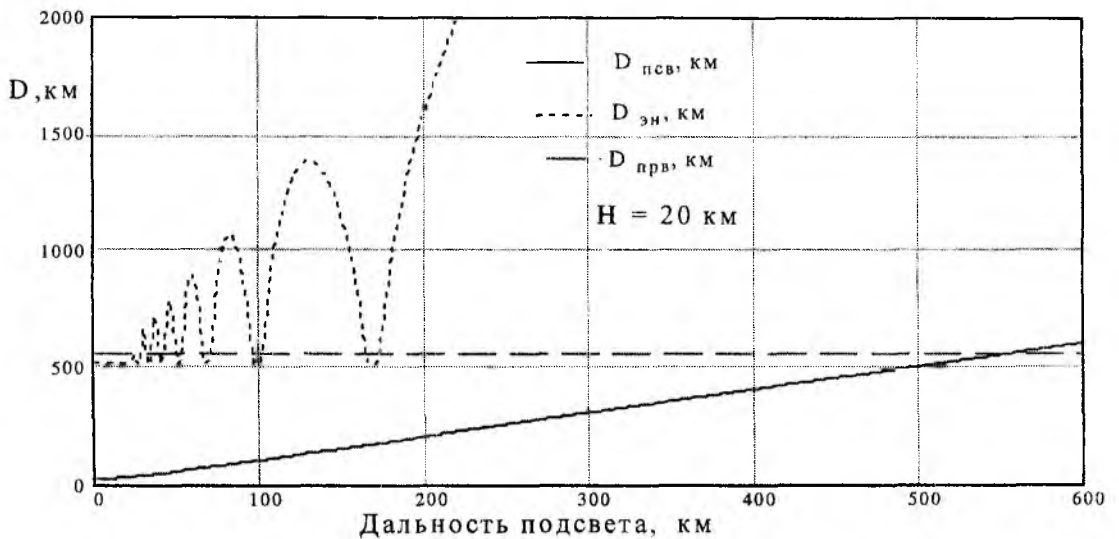


Рис. 3

Интерференция при большой высоте подвеса передающей антенны (в расчетах 200 метров) также не оказывает существенного влияния на условия приёма телеинформации на борту. Конечный результат – дальность обслуживания самолета – показан на рисунке 4,

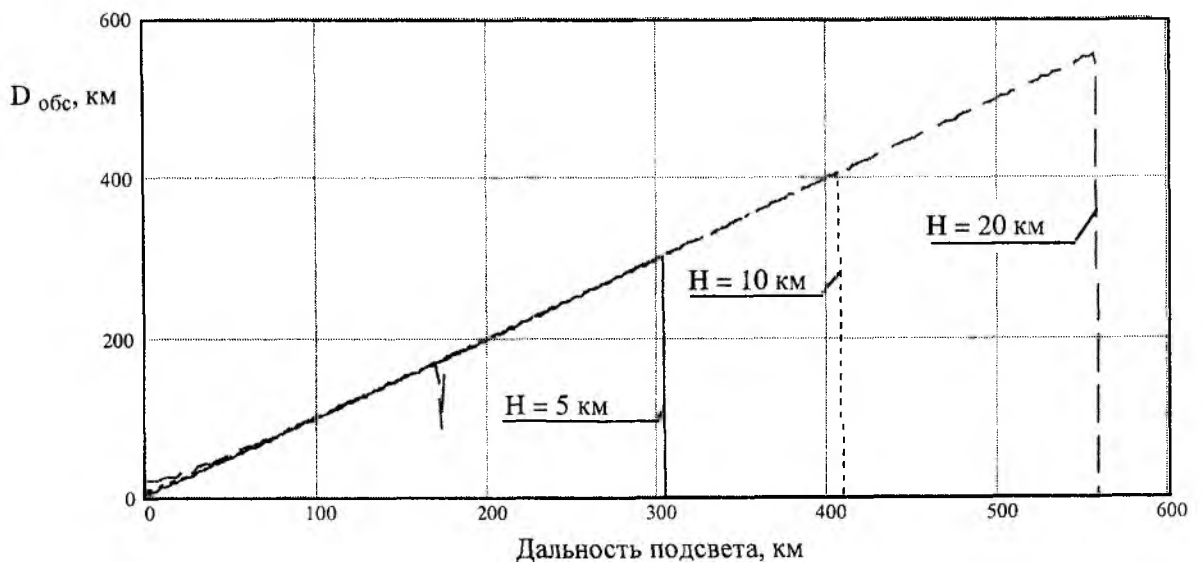


Рис. 4

где имеется единичный провал из-за влияния интерференции. Все проблемы практически снимаются при сравнительно небольшом увеличении энергетического потенциала; для любых высот при чувствительности приёмника 10 мкВ, что легко реализуемо, никаких провалов во всей зоне обслуживания не ожидается.

Таким образом, проведенный анализ позволяет заключить, что имеется реальная возможность обеспечения бесперебойного приёма телепередач на борту самолета на всех высотах перелётов.

Список литературы: 1. *Варбанский А.М.* Передающие телевизионные станции. М.: Связь, 1980. 328 с. 2. *Сколник М.* Справочник по радиолокации. Т.1. Под. ред. Я.С. Иццоки. М.: Сов. радио, 1976. 456 с.

Харьковский военный университет

Поступила в редколлегию 11.02.2001

РАЗРАБОТКА СОВМЕСТНОГО ИЗМЕРИТЕЛЯ ПАРАМЕТРОВ ГАРМОНИЧЕСКОГО СИГНАЛА, ДИСПЕРСИИ И КОЭФФИЦИЕНТА ЭКССЕССА ПОМЕХИ

Современные информационно-измерительные системы различного назначения работают в сложной и непрерывно изменяющейся помеховой обстановке [1]. Поэтому, вследствие отсутствия точных априорных данных о помехах и изменениях их статистических характеристик, целесообразно синтезировать алгоритмы совместного измерения параметров полезного сигнала и параметров негауссовской помехи. При моментно-кумулянтном описании наблюдаемого случайного процесса априорная неопределенность относительно параметров помехи сводится к незнанию кумулянтов разных порядков. Показано [2], что не всегда удается решить задачу нахождения совместной оценки параметров полезного сигнала и конечного числа кумулянтов. Дело в том, что число уравнений для нахождения искомой оценки векторного параметра, как правило, меньше числа оцениваемых параметров. В такой ситуации, для ограничения числа рассматриваемых кумулянтов, можно воспользоваться модельными распределениями n -го порядка, для которых все кумулянтные коэффициенты негауссовской случайной величины порядка s равны нулю для всех $s > n$. Существенным недостатком описанной модели является то, что она не является вероятностной и как следствие не всегда применима [2]. В данной работе предлагается негауссовские случайные величины аппроксимировать частными случайными величинами, которые по своим статистическим свойствам близки к гауссовским случайным величинам, но в то же время отличны от них [3]. Известно, что для гауссовской случайной величины отличными от нуля будут только первые два кумулянта, а все остальные равны нулю. Тогда близость к гауссовским случайным величинам можно определять через низшие кумулянтные коэффициенты. Кроме того предложена процедура перфорации кумулянтного описания случайной величины, суть которой состоит в том, что часть из рассматриваемых кумулянтов, вклад которых в описание случайной величины можно считать незначительным, полагают равными нулю. При этом в описании искомой случайной величины присутствуют кумулянтные коэффициенты высших порядков, которые существуют, но не используются в качестве частичной априорной информации. Использование таких частных случайных величин позволяет адаптировать метод максимизации полинома для совместного измерения параметров полезного сигнала и некоторых статистических характеристик негауссовской помехи.

Будем считать, что в распоряжении наблюдателя имеется независимая выборка $\bar{x} = \{x_1, x_2, \dots, x_n\}$ объемом n из генеральной совокупности значений случайной величины, представляющей собой аддитивную смесь полезного сигнала S_v и негауссовской помехи n_v :

$$x_v = S_v + n_v, \quad v = \overline{1, n}. \quad (1)$$

Гармонический сигнал S_v записан в виде:

$$S_v = a \sin \omega \delta v + b \cos \omega \delta v, \quad v = \overline{1, n},$$

где a , b - амплитуды синусной и косинусной составляющих сигнала, ω - частота, δ - равномерный шаг дискретизации, v - отсчеты (моменты времени наблюдения).

В данной работе, на основании выборочных данных, синтезируется алгоритм совместной оценки амплитуд гармонического сигнала и параметров негауссовской помехи.

хи. В качестве модели помехи n_v будет использована случайная величина с нулевым математическим ожиданием и с дисперсией χ_2 , распределение которой симметрично ($\gamma_3 = 0$), а близость к гауссовской случайной величине определяется только коэффициентом эксцесса γ_4 . Для разработки искомого измерителя используется метод максимизации полинома, согласно которому измерение векторного параметра $\bar{\vartheta} = \{a, b, \chi_2, \gamma_4\}$ возможно только когда степень стохастического полинома $s \geq 4$. Ранее указывалось, что при фиксированной степени полинома s используется только частичное описание помехи, тогда при степени $s = 4$ произвольные значения могут принимать только кумулянт второго порядка χ_2 и коэффициент эксцесса γ_4 , а кумулянтные коэффициенты γ_3 и $\gamma_5 \div \gamma_8$ должны строго равняться нулю. В общем случае, в описании исследуемой помехи кроме указанных параметров присутствуют кумулянтные коэффициенты порядка $i \geq 9$, которые могут принимать произвольные значения, однако здесь просто не учитываются.

Для нахождения совместной оценки рассматриваемых параметров при $s = 4$ записывается система уравнений максимизации полинома вида:

$$\sum_{i=1}^4 \sum_{v=1}^n k_{iv}^{(p)}(\bar{\vartheta}) [x_v^i - m_{iv}(\bar{\vartheta})] \Big|_{\bar{\vartheta}=\hat{\bar{\vartheta}}} = 0, \quad p = \overline{1,4}, \quad (2)$$

где $m_{iv}(\bar{\vartheta})$ - начальные моменты случайной величины (1).

Оптимальные коэффициенты каждого p -го уравнения вида (2) находятся из решения системы линейных алгебраических уравнений вида:

$$\sum_{j=1}^4 k_{jv}^{(p)}(\bar{\vartheta}) F_{(i,j)v}(\bar{\vartheta}) = \frac{\partial}{\partial \vartheta_p} m_{iv}(\bar{\vartheta}), \quad i, p = \overline{1,4}, \quad (3)$$

$$F_{(i,j)v}(\bar{\vartheta}) = m_{(i+j)v}(\bar{\vartheta}) - m_{iv}(\bar{\vartheta})m_{jv}(\bar{\vartheta}).$$

Приведем выражения для начальных моментов случайной величины вида (1):

$$\begin{aligned} m_{1v} &= S_v, & m_{2v} &= \chi_2 + S_v^2, & m_{3v} &= 3S_v \chi_2 + S_v^3, \\ m_{4v} &= \chi_2^2 (\gamma_4 + 3) + 6S_v^2 \chi_2 + S_v^4, & m_{5v} &= 5S_v \chi_2^2 (\gamma_4 + 3) + 10S_v^3 \chi_2 + S_v^5, \\ m_{6v} &= 15\chi_2^3 (\gamma_4 + 1) + 15S_v^2 \chi_2^2 (\gamma_4 + 3) + 15S_v^4 \chi_2 + S_v^6, \\ m_{7v} &= 105S_v \chi_2^3 (\gamma_4 + 1) + 35S_v^3 \chi_2^2 (\gamma_4 + 3) + 21S_v^5 \chi_2 + S_v^7, \\ m_{8v} &= 35\chi_2^4 (\gamma_4^2 + 6\gamma_4 + 3) + 420S_v^2 \chi_2^3 (\gamma_4 + 1) + 70S_v^4 \chi_2^2 (\gamma_4 + 3) + 28S_v^6 \chi_2 + S_v^8. \end{aligned}$$

Легко показать, что после трудоемких, но несложных вычислений оптимальные коэффициенты 1-го уравнения максимизации полинома системы уравнений (2) запишутся в виде:

$$\begin{aligned} k_{1v}^{(1)}(\bar{\vartheta}) &= -\frac{3 \sin_v [S_v^2 \gamma_4 - 2\chi_2 (1 + 2\gamma_4)]}{\chi_2^2 (6 + 9\gamma_4 - \gamma_4^2)}, & k_{2v}^{(1)}(\bar{\vartheta}) &= \frac{3S_v \gamma_4 \sin_v}{\chi_2^2 (6 + 9\gamma_4 - \gamma_4^2)}, \\ k_{3v}^{(1)}(\bar{\vartheta}) &= -\frac{\gamma_4 \sin_v}{\chi_2^2 (6 + 9\gamma_4 - \gamma_4^2)}, & k_{4v}^{(1)}(\bar{\vartheta}) &= 0. \end{aligned} \quad (4)$$

Для сокращения записи в выражении (4) и далее используются следующие обозначения:

$$\sin_{\nu} = \sin \omega \delta \nu, \quad \cos_{\nu} = \cos \omega \delta \nu.$$

Очевидно, что коэффициенты 2-го уравнения максимизации полинома можно получить, используя выражения для оптимальных коэффициентов 1-го уравнения, для этого достаточно заменить в выражениях (4) функцию \sin_{ν} функцией \cos_{ν} .

Искомые коэффициенты 3-го уравнения можно представить в виде:

$$k_{1\nu}^{(3)}(\bar{\theta}) = -\frac{2S_{\nu}[2S_{\nu}^2\gamma_4(\gamma_4-2)+3\chi_2(\gamma_4^2+16\gamma_4+4)]}{\chi_2^3(17\gamma_4^3+38\gamma_4^2+84\gamma_4+24)},$$

$$k_{2\nu}^{(3)}(\bar{\theta}) = \frac{3[2S_{\nu}^2\gamma_4(\gamma_4-2)+\chi_2(\gamma_4^2+16\gamma_4+4)]}{\chi_2^3(17\gamma_4^3+38\gamma_4^2+84\gamma_4+24)}, \quad (5)$$

$$k_{3\nu}^{(3)}(\bar{\theta}) = -\frac{4S_{\nu}\gamma_4(\gamma_4-2)}{\chi_2^3(17\gamma_4^3+38\gamma_4^2+84\gamma_4+24)}, \quad k_{4\nu}^{(3)}(\bar{\theta}) = \frac{\gamma_4(\gamma_4-2)}{\chi_2^3(17\gamma_4^3+38\gamma_4^2+84\gamma_4+24)}.$$

Коэффициенты последнего уравнения системы (2) имеют вид:

$$k_{1\nu}^{(4)}(\bar{\theta}) = -\frac{2S_{\nu}[S_{\nu}^2(\gamma_4+2)-\chi_2(7\gamma_4+6)]}{\chi_2^2(17\gamma_4^3+38\gamma_4^2+84\gamma_4+24)}, \quad k_{2\nu}^{(4)}(\bar{\theta}) = \frac{3S_{\nu}^2(\gamma_4+2)-\chi_2(7\gamma_4+6)}{\chi_2^2(17\gamma_4^3+38\gamma_4^2+84\gamma_4+24)}, \quad (6)$$

$$k_{3\nu}^{(4)}(\bar{\theta}) = -\frac{2S_{\nu}(\gamma_4+2)}{\chi_2^2(17\gamma_4^3+38\gamma_4^2+84\gamma_4+24)}, \quad k_{4\nu}^{(4)}(\bar{\theta}) = \frac{0,5(\gamma_4+2)}{\chi_2^2(17\gamma_4^3+38\gamma_4^2+84\gamma_4+24)}.$$

В процессе нахождения искомых коэффициентов было получено выражение для главного определителя системы уравнений (3), которое имеет вид:

$$\Delta_4 = 2\chi_2^{10}(6+9\gamma_4-\gamma_4^2)(24+84\gamma_4+38\gamma_4^2+17\gamma_4^3). \quad (7)$$

Согласно методу максимизации полинома выражение (7) всегда больше или равно нулю. Тогда коэффициент эксцесса может принимать только значения, входящие в интервал допустимых значений $[-0,327; 9,623]$.

При подстановке полученных коэффициентов (4)-(6) в систему уравнений (2) целесообразно последнюю представить в виде:

$$\frac{1}{n} \sum_{i=1\nu=1}^4 \sum_{\bar{\theta}} k_{i\nu}^{(p)}(\bar{\theta}) x_{\nu}^i + k_{0\nu}^{(p)}(\bar{\theta}) \Big|_{\bar{\theta}=\hat{\bar{\theta}}} = 0, \quad p = \overline{1,4}. \quad (8)$$

Легко показать, что весовые коэффициенты $k_{1\nu}^{(p)}(\bar{\theta}) - k_{4\nu}^{(p)}(\bar{\theta})$ уравнений (8) равны числителям выражений (4)-(6), а коэффициенты $k_{0\nu}^{(p)}(\bar{\theta})$, $p = \overline{1,4}$ имеют вид:

$$k_{0\nu}^{(1)}(\bar{\theta}) = \frac{3}{8}a(a^2+b^2)\gamma_4 - 3a\chi_2(1+2\gamma_4), \quad k_{0\nu}^{(2)}(\bar{\theta}) = \frac{3}{8}b(a^2+b^2)\gamma_4 - 3b\chi_2(1+2\gamma_4),$$

$$k_{0\nu}^{(3)}(\bar{\theta}) = \frac{3}{8}(a^2+b^2)^2\gamma_4(\gamma_4-2) + \frac{3}{2}(a^2+b^2)\chi_2(\gamma_4^2+16\gamma_4+4) - \chi_2^2(\gamma_4^3+4\gamma_4^2+42\gamma_4+12), \quad (9)$$

$$k_{0v}^{(4)}(\bar{\theta}) = \frac{3}{16} (a^2 + b^2)^2 (\gamma_4 + 2) - 0,5(a^2 + b^2)\chi_2(7\gamma_4 + 6) - 0,5\chi_2^2(\gamma_4^2 - 9\gamma_4 - 6).$$

Из анализа весовых коэффициентов (4)-(6) и (9) легко заключить, что окончательные уравнения для нахождения оценки векторного параметра $\bar{\theta} = \{a, b, \chi_2, \gamma_4\}$ при $s = 4$ являются нелинейными относительно оцениваемых параметров. В данном случае не удастся найти оценку векторного параметра в явном виде, поэтому используют численные методы решения системы уравнений максимизации полинома [4].

Используя весовые коэффициенты (4)-(6), можно найти вариационную матрицу оценок. Тогда, для исследования точностных свойств получаемых оценок достаточно рассмотреть диагональные элементы вариационной матрицы оценок, являющиеся дисперсиями соответствующих оценок. Опуская промежуточные вычисления, приведем конечные выражения дисперсий искомых оценок:

$$\sigma_{(a,b)4}^2 = \frac{2\chi_2}{n} \left[1 - \frac{\gamma_4^2}{3(2+3\gamma_4)} \right], \quad (10)$$

$$\sigma_{(\chi_2)4}^2 = \frac{2\chi_2^2}{n} \left(1 + \frac{\gamma_4}{2} \right), \quad \sigma_{(\gamma_3)4}^2 = \frac{2}{n} (12 + 36\gamma_4 + 5\gamma_4^2 + 2\gamma_4^3).$$

Было бы интересно сравнить результаты, получаемые методом максимизации полинома, с результатами, получаемыми одним из классических методов. Исторически сложилось так, что в теории оценок параметров основное внимание уделяется методам, основанным на использовании плотностей распределения случайных величин и процессов. При описании случайной величины последовательностью усредненных характеристик (моментов, кумулянтов и др.) широко используются лишь два метода - метод моментов и метод наименьших квадратов. Однако и этими методами не удастся найти совместную оценку рассматриваемых параметров гармонического сигнала и помехи, близкой к гауссовской, поскольку метод моментов развит только для одинаково распределенных выборочных значений, а при использовании метода наименьших квадратов невозможно оценивать статистические характеристики рассматриваемой помехи.

Поэтому ограничимся сравнением величины дисперсии вида (10) оценок параметров a и b с дисперсией оптимальных оценок соответствующих параметров, когда помеха является гауссовской и ее параметры известны, найденные методом максимального правдоподобия или методом максимизации полинома при $s=1$. Показано, что в выражении (10) множитель, заключенный в квадратные скобки, характеризует величину изменения дисперсии искомых оценок. Зависимость эффективности оценок параметров гармонического сигнала от значений коэффициента эксцесса помехи γ_4 представлена на рис.1. Для отрицательных значений γ_4 , принадлежащих интервалу допустимых значений, эффективность оценок очень низкая.

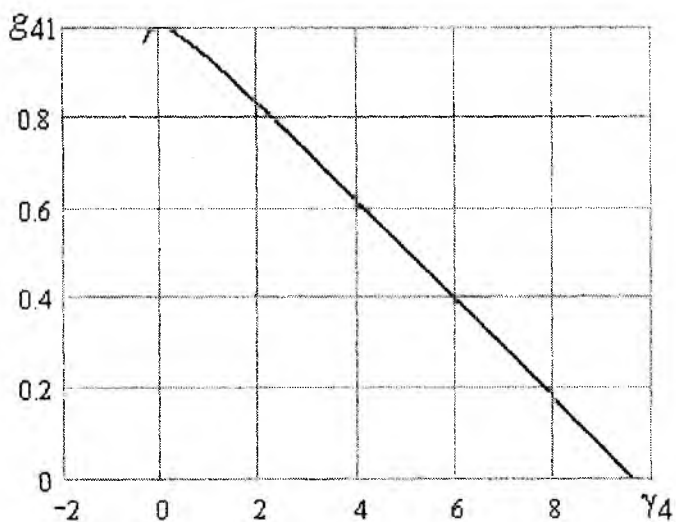


Рис.1

Если $\gamma_4 = 0$, то коэффициент эффективности равен единице, т.е. никакого улучшения точностных свойств искомых оценок не происходит. При симметричной помехе с островершинной кривой распределения ($\gamma_4 > 0$) эффективность оценок рассматриваемых параметров, найденных методом максимизации полинома при $s = 4$, может быть значительно выше, чем у оценок, найденных методом максимального правдоподобия, когда помеха является гауссовской и ее параметры известны.

Список литературы: 1. Фомин А.Ф., Стафеев А.В. Приближенная идентификация законов распределения помех в адаптивных приемниках // Радиотехника. М. №1,2. 1992. С. 36-41. 2. Малахов А.Н. Кумулянтный анализ негауссовских случайных процессов и их преобразований. М.: Сов. радио, 1978. 376с. 3. Полиномиальные оценки параметров близких к гауссовским случайных величин. Ч.1. Ю.П.Кунченко. Стохастические полиномы, их свойства и применение для нахождения оценок параметров. Черкассы: ЧИТИ, 2001. 133 с. 4. Гавриш А.С. Способы численного решения систем уравнений максимизации полинома при неодинаково распределенных выборочных значениях // Радиотехника: Всеукр. межвед. научн.-техн. сб. Вып. №115. С. 47-50.

*Черкасский государственный
технологический университет*

Поступила в редколлегию 04.12.2001

В.Н. МАНЖОС, д-р техн. наук, С.В. ПШЕНИЧНЫХ, канд. техн. наук,
Н.М. КАЛЮЖНЫЙ, канд. техн. наук, И.В. ПУЗИЙ

ДЕМОДУЛЯЦИЯ СИГНАЛОВ С МИНИМАЛЬНОЙ ЧАСТОТНОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ И ПСЕВДОСЛУЧАЙНОЙ ПЕРЕСТРОЙКОЙ РАБОЧЕЙ ЧАСТОТЫ С ПОМОЩЬЮ АКУСТОЭЛЕКТРОННОГО ФУРЬЕ-ПРОЦЕССОРА

На практике демодуляция сигналов с минимальной частотной манипуляцией (МЧМ) и псевдослучайной перестройкой рабочей частоты (ППРЧ) является относительно сложной задачей. В этом плане для ее решения определенный интерес представляют акустоэлектронные Фурье-процессоры (АЭФП) на основе ЛЧМ-преобразования в силу относительной простоты их реализации и широких функциональных возможностей. Описание указанных АЭФП приводится в ряде работ [1-5]. В [1] приводится общее описание схемы одного из демодуляторов на основе АЭФП, предназначенного для обработки частотно-манипулированного сигнала. Однако параметры сигнала и алгоритм его демодуляции не конкретизируются. В данной работе рассматриваются конкретные алгоритмы демодуляции сигнала с МЧМ и ППРЧ на основе использования АЭФП при его функционировании в синхронном и асинхронном режимах.

Будем полагать, что на вход АЭФП поступает сигнал с МЧМ, передаваемый на i -й рабочей частоте. Модель такого сигнала в комплексной форме определяется следующим выражением

$$X_i(t) = b \sum_{k=1}^N \text{rect}[t - (k-1)T] \exp\{j[2\pi F_i + \nu_k \pi / 2T]t + \varphi_k\}, \quad (1)$$

$$\text{где } \text{rect}[s] = \begin{cases} 1, & \text{при } (k-1)T < s < kT, \\ 0, & \text{при } (k-1)T > s > kT; \end{cases}$$

F_i - отклонение средней частоты принимаемого сигнала относительно средней частоты полосы анализа АЭФП; $b = b \exp\{j\varphi_k\}$ - случайный амплитудно-фазовый множитель; $\nu_k = \pm 1$ - неизвестный информационный символ, соответствующий k -му частотному элементу сигнала длительностью T ; $\pi/2T$ - сдвиг круговой частоты относительно F_i ; φ_k начальная фаза k -го частотного элемента. Значение φ_k удовлетворяет следующему условию непрерывности фазы сигнала в пределах его длительности $T_c = NT$ [2]:

$$\varphi_k = \pi \cdot (k-1) \cdot (\nu_{k-1} - \nu_k) / 2 + \varphi_{k-1}, \quad k = \overline{1, N}. \quad (2)$$

В общем случае демодуляция сигнала (1) с неизвестной функцией манипуляции возможна на основе последовательного различения его частотных элементов, что соответствует поэлементному приему. При анализе последнего начнем со случая синхронной работы АЭФП. Будем полагать, что сигналы ЛЧМГ имеют длительность $T_r = T$ и синхронизированы по времени с элементами входного сигнала. В этом случае в каждом цикле обработки на выходе АД будем иметь сжатый сигнал, описываемый выражением

$$W_{i,k}(t) = T \left| \frac{\sin[(2\pi F_i + \nu_k \pi / 2T - 2\beta t)T / 2]}{(2\pi F_i + \nu_k \pi / 2T - 2\beta t)T / 2} \right|, \quad (3)$$

где $\beta = \pi \Delta f_r / T$ - параметр частотной модуляции ЛЧМГ с девиацией частоты Δf_r . Форма сигнала (3) соответствует амплитудно-частотному спектру k -го элемента входного сигнала, а временное положение его максимума относительно переднего фронта сигнала ЛЧМГ определяется соотношением

$$t_k = t_i + \frac{v_k}{4\Delta f_r}, \quad (4)$$

где $t_i = F_i T_r / \Delta f_r$.

Как следует из (4), оценка t_k для каждого из N выходных сигналов АЭФП содержит информацию как о несущей частоте F_i , так и о значении информационного символа v_k . Если значение F_i известно заранее, то идентификацию символов v_k можно производить непосредственно на основе (4) в реальном масштабе времени. В то же время при синхронной обработке элементов входного сигнала идентификацию v_k можно осуществлять и при неизвестном F_i . Для этого необходимо в каждом цикле обработки вычислять разность предыдущей и последующей оценки

$$\Delta t_k = t_k - t_{k+1} = \frac{(v_k - v_{k+1})}{4\Delta f_r}. \quad (5)$$

В зависимости от значений v_k и v_{k+1} разность Δt_k может принимать одно из трех значений: $0,5/\Delta f_r$, 0 и $-0,5/\Delta f_r$. При конструктивной реализации алгоритма (5) удобно от величины Δt_k перейти к величине $v_k^* = 2\Delta t_k \Delta f_r$. При этом v_k^* может принимать значения $1, 0$ и -1 . Из полученных соотношений легко установить соответствие между значениями v_k^* и комбинациями символов v_k и v_{k+1} (табл.1).

Таблица 1

v_k^*	v_{k-1}	v_{k+1}
1	1	1
-1	-1	1
0	1	1
0	-1	-1

Как видно из таблицы, при $v_k^* = 0$ имеет место неоднозначность, однако она легко устраняется, если в последовательности $\{v_k^*\}$ имеется хотя бы одно значение v_k^* , отличное от нуля. Решающее правило идентификации символов v_k^* имеет вид

$$v_k^* = \begin{cases} 1, & \text{при } \Delta t_k > 0, \\ -1, & \text{при } \Delta t_k < 0, \\ 0, & \text{при } \Delta t_k = 0. \end{cases} \quad (6)$$

Пример перекодирования последовательности $\{v_k^*\}$ в исходную информационную последовательность $\{v_k\}$ приведен в виде табл. 2.

Таблица 2

v_k^*	0	0	1	-1	1	-1	0	1	-1	
v_k	1	1	1*	-1	1	-1	1	1	-1	1

В соответствии с табл.1 идентификацию информационной последовательности $\{v_k\}$ можно осуществить в реальном масштабе времени при помощи спецвычислителя.

Необходимым условием реализации рассмотренного алгоритма является синхронизация запуска ЛЧМГ с началом каждого частотного элемента входного сигнала, что требует дополнительных аппаратурных затрат. В связи с этим представляет интерес исследование возможностей идентификации информационных символов при асинхронной обработке сигнала в АЭФП.

Рассмотрим особенности асинхронной обработки МЧМ-сигнала, по-прежнему полагая $T_r = T$. В данном случае опорные импульсы ЛЧМГ оказываются смещенными относительно элементов входного сигнала на случайное время задержки $t_3 \neq 0$. При этом в каждом цикле обработки в АЭФП осуществляется спектральное преобразование сегментов входного сигнала, каждый из которых, за исключением первого и последнего, состоит из двух усеченных смежных элементов, имеющих длительность t_3 и $T - t_3$. Выходной сигнал АЭФП представляет собой суперпозицию откликов на воздействие смежных усеченных элементов и описывается выражением

$$W_{k,k+1}(t) = \left((T - t_3) \frac{\sin[(2\pi F_i + v_k \pi / 2T - 2\beta t)(T - t_3) / 2]}{(2\pi F_i + v_k \pi / 2T - 2\beta t)(T - t_3) / 2} + t_3 \frac{\sin[(2F_i + v_{k+1} \pi / 2T - 2\beta t)t_3 / 2]}{(2\pi F_i + v_{k+1} \pi / 2T - 2\beta t)t_3 / 2} \cdot \exp\{j\Phi(t)\} \right), \quad (7)$$

где $\Phi(t) = (\pi F_i - \beta t)T - \pi t_3 / 4T (v_k - v_{k-1}) + \pi v_k / 4$.

Как показывает анализ (8), при $t_3 \neq 0$ однозначная зависимость между временным положением t_k максимума выходного сигнала и значениями v_k и v_{k+1} имеет место только в том случае, если $v_k = v_{k+1}$. При этом величина смещения δt_k максимума относительно t_i будет иметь максимальное значение $\delta t_k = 0.25 / \Delta f_r$, а знак разности $\delta t_k = t_k - t_i$ будет зависеть от знака символов v_k и v_{k+1} . Если средняя частота сигнала F_i и соответствующее ей значение t_i известны априори, то идентификацию символов v_k и v_{k+1} можно осуществлять, используя выражение (4), так же как и в случае синхронной обработки. Правило идентификации при этом оказывается следующим:

$$v_k, v_{k+1} = \begin{cases} 1, & \text{если } \delta t_k = 0.25 / \Delta f_r, \\ -1, & \text{если } \delta t_k = -0.25 / \Delta f_r. \end{cases} \quad (8)$$

Если же $v_k \neq v_{k+1}$, то смещение пика выходного сигнала $|\delta t_k| < 0.25 / \Delta f_r$.

Таким образом, измеряя временное смещение δt_k и сравнивая его с величиной $0.25 / \Delta f_r$, можно: в первом случае однозначно идентифицировать символы v_k и v_{k+1} , во втором случае – установить лишь факт смены знака символов ($v_k \neq v_{k+1}$) в пределах анализируемого сегмента сигнала. При этом в случае, когда задержка t_3 находится в области значений $t_3 \in 0,5T$, сам знак изменившегося символа установить гарантированно практически не представляется возможным. Тем не менее, поскольку принимаемый МЧМ сигнал манипулирован бинарной последовательностью ($v_k = \pm 1$), то для идентификации последовательности информационных символов v_k достаточно знать лишь о факте смены знака этих символов в моменты времени t_k . При этом идентификацию символов v_k представляется целесообразным производить в следующей последовательности.

Предварительно, на основе массива измеренных значений временных положений пиков сжатых импульсов, вычисляется значение t_i^* , соответствующее средней частоте колебаний

$$t_i^* = 1 / N \sum_{k=1}^N t_k^*. \quad (9)$$

Поскольку число положительных и отрицательных значений v_k в пределах длительности сигнала примерно одинаково, то оценка t_i^* оказывается достаточно точной. Затем определяются значения $\delta t_k = t_k^* - t_i^*$. В зависимости от значений v_k , v_{k+1} и t_3 величина δt_k и ее модуль $|\delta t_k|$ могут принимать следующие значения:

$$\begin{aligned} \delta t_k &= \pm 0.25 / \Delta f_r, \text{ при } v_k = v_{k+1} \text{ и любом } t_3, \\ |\delta t_k| &< 0.25 \Delta f_r, \text{ при } v_k \neq v_{k+1} \text{ и } t_3 \neq 0. \end{aligned} \quad (10)$$

С целью упрощения реализации алгоритма идентификации более удобно от δt_k перейти к символам v_k^* , используя следующее правило :

$$v_k^* = \begin{cases} 1, & \text{при } \delta t_k = 0,25 / \Delta f_z, \\ -1, & \text{при } \delta t_k = -0,25 / \Delta f_z, \\ 0, & \text{при } |\delta t_k| < 0,25 / \Delta f_z. \end{cases} \quad (11)$$

Используя соотношения (11), (12), легко установить соответствие между значениями $\{v_k^*\}$ и комбинациями символов v_k и v_{k+1} (табл.3).

Таблица 3

v_k^*	v_{k-1}	v_{k+1}
1	1	1
-1	-1	-1
0	1	-1
0	-1	1

Имеющая место неоднозначность $v_k^* = 0$ легко устраняется при наличии в последовательности $\{v_k^*\}$ хотя бы одного значения v_k^* , отличного от нуля. Пример перекодирования последовательности $\{v_k^*\}$ в исходную информационную последовательность $\{v_k\}$ приведен в виде табл.4.

Таблица 4

v_k^*	1	1	0	0	0	-1	0	1	0	
v_k	1	1	1	-1	1	-1	-1	1	1	-1

Как и в случае синхронного режима обработки сигнала в АЭФП, рассмотренный алгоритм идентификации в асинхронном режиме также может быть реализован с использованием спецвычислителя.

Результаты проведенного анализа показывают принципиальную возможность демодуляции МЧМ-сигналов с ППРЧ с использованием АЭФП как при наличии, так и при отсутствии синхронизации по входному сигналу. Полученные алгоритмы идентификации информационных последовательностей могут быть реализованы в приемно-анализирующих устройствах на основе АЭФП.

Список литературы: 1. Кочемасов В.Н. и др. Акустоэлектронные фурье-процессоры. М.: Радио и связь, 1987. 2. Морган Д. Устройства обработки сигналов на поверхностных акустических волнах: Пер. с англ. М.: Радио и связь. 1990. 3. Хорунжий В.А. Процессоры на поверхностных акустических волнах. К.: Техника, 1990. 4. Кайно Г. Акустические волны: Устройства, визуализация и аналоговая обработка сигналов: Пер. с англ. М.: Мир, 1990. 5. Папулис А. Теория систем и преобразований в оптике: Пер. с англ. М.: Мир, 1971.

Харьковский военный университет

Поступила в редколлегию 10.12.2001

*А.И. СТРЕЛКОВ, д-р техн. наук, А.М. СТАДНИК, канд. физ.-мат. наук,
Т.А. СТРЕЛКОВА, канд. техн. наук, С.И. КАЛМЫКОВ*

ОЦЕНКА ИНТЕНСИВНОСТИ СВЕРХСЛАБОГО ИЗЛУЧЕНИЯ ПРИ ХЕМИЛЮМИНЕСЦЕНТНОМ АНАЛИЗЕ

Введение

В настоящее время доказано, что большинство заболеваний сопровождается активацией перекисного окисления липидов, которое при истощении собственной антиоксидатной системы может привести к нарушению структурно-функционального состояния мембран и усугублению патологического процесса [1,2].

Разработка методов исследования окислительного метаболизма биосистем имеет важное значение для понимания молекулярных механизмов активации клеток. Одним из наиболее перспективных методов для изучения возбужденных продуктов реакций является метод хемилюминисценции. Вопросы обнаружения и оценивания параметров оптического излучения при сверхслабых свечениях представляют большой интерес для оценки вирусных инфекций, бактериального загрязнения атмосферного воздуха, источников водоснабжения и пищевых продуктов [3,4].

При исследовании сверхслабых излучений возрастают требования к точности и чувствительности применяемой для регистрации аппаратуры. В этих условиях наиболее чувствительной и точной является методика счета отдельных фотонов. Это обуславливает необходимость разработки методов обнаружения и оценивания различных параметров случайных потоков общего вида [5, 6]. Ранее рассматривались различные методы оценивания интенсивности [7, 8], моментов произвольного порядка [9] и периода ненаблюдаемости нестационарного пуассоновского потока [10]. В работе [11] предложены оценки функции корреляции и спектра интенсивности дважды стохастического пуассоновского потока.

Использование пуассоновской модели для описания случайных потоков не в последнюю очередь связано с ее простотой (не учитываются корреляции между моментами появления событий потока) и возможностью продвинуться в аналитических вычислениях. В то же время адекватное описание реальных процессов зачастую требует учета корреляций между моментами появления событий случайного потока.

Поскольку, как правило, интенсивность корреляций убывает с ростом их порядка (тройные корреляции менее вероятны, чем парные, четверные – менее вероятны, чем тройные и т.д.), то основной физический интерес в большинстве случаев представляют парные корреляции. Парнокоррелированным называют поток, у которого существенны лишь попарные корреляции между моментами наступления событий.

Вопросы обнаружения парнокоррелированного потока рассматривались в работах [12, 13], где был синтезирован алгоритм оптимального по критерию Неймана-Пирсона обнаружителя, а также получены выражения и рекуррентные соотношения для функций, через которые выражаются плотности вероятности произвольного парнокоррелированного потока.

Если для пуассоновского потока оценка числа событий на интервале наблюдения при однократном отсчете сводится просто к их подсчету, то наличие корреляций в исходном потоке может существенно исказить такую оценку.

Целью данной работы является построение оптимальной оценки среднего числа событий на интервале наблюдения парнокоррелированного потока при однократном отсчете на фоне парнокоррелированных шумов.

1. Вероятностные характеристики случайных потоков

Случайный поток представляет собой процесс появления на временном интервале $(0, T)$ в случайные моменты времени τ_1, \dots, τ_k также случайного числа k событий ($k = 0, 1, 2, \dots$). Тра-

диционно вероятностное описание случайных процессов задается набором многомерных плотностей вероятности.

Пусть $\pi_k(\tau_1 \dots \tau_k; T) d\tau_1 \dots d\tau_k$ – вероятность появления k событий в интервалах $d\tau_j$ около точек τ_j ($j=1, 2, \dots, k$) и не появления любого числа событий в остальной части интервала $(0, T)$. Плотности $\pi_k(\tau; T) = \pi_k(\tau_1 \dots \tau_k; T)$ в силу неразличимости событий являются симметричными относительно перестановок аргументов τ_1, \dots, τ_k и удовлетворяют условию нормировки

$$\sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{k!} \int d\tau \pi_k(\tau; T) = 1, \quad (1)$$

а среднее от любой случайной функции $\Phi_k(\tau)$ выражается через них посредством

$$\overline{\Phi_k(\tau)} = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{k!} \int d\tau \pi_k(\tau; T) \Phi_k(\tau),$$

где для сокращения записи введен вектор $\tau = (\tau_1, \dots, \tau_k)$ и, соответственно, $\int d\tau = \prod_{j=1}^k \int d\tau_j$.

Вероятности появления в интервале $(0, T)$ ровно k событий безотносительно к моментам их появления находятся как

$$P_k(T) = \frac{1}{k!} \int d\tau \pi_k(\tau; T)$$

и удовлетворяют следующему из (1) естественному условию нормировки $\sum_{k=0}^{\infty} P_k(T) = 1$.

Возможны и другие системы функций, каждая из которых может быть выражена через любую из остальных. Это находит свое отражение в том, что эквивалентное описание случайных потоков можно также эффективно осуществлять посредством производящего функционала (ПФЛ), определяемого как [5]

$$L[u; T] = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{k!} \int d\tau \pi_k(\tau; T) \prod_{j=1}^k [1 + u(\tau_j)],$$

где $u(\tau)$ – произвольная функция на интервале $(0, T)$.

При таком подходе плотности $\pi_k(\tau; T)$ представляют собой производные от $L[u; T]$ в точке $u(\tau) = -1$

$$\pi_k(\tau; T) = \left. \frac{\delta^k L[u; T]}{\delta u(\tau_1) \dots \delta u(\tau_k)} \right|_{\delta u(\tau_j) = -1}$$

Для характеристики случайных потоков по степени корреляции появления событий на интервале наблюдения более удобным оказывается представление ПФЛ в виде:

$$L[u; T] = \exp \left[\sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k!} \int d\tau g_k(\tau) \prod_{j=1}^k u(\tau_j) \right], \quad (2)$$

поскольку вводимые таким образом корреляционные функции потока $g_k(\tau) \equiv g_k(\tau_1 \dots \tau_k)$ отражают тенденцию k событий к сближению при положительных корреляциях и к их “расталкиванию” – при отрицательных.

2. Модель парнокоррелированного потока

Парнокоррелированным называется поток, у которого отличны от нуля только корреляции низших порядков $g_1(\tau)$ и $g_2(\tau_1, \tau_2)$, а его ПФЛ имеет, соответственно, вид [5]:

$$L[u; T] = \exp \left[\int_0^T d\tau g_1(\tau) u(\tau) + \frac{1}{2} \int_0^T d\tau_1 \int_0^{\tau_1} d\tau_2 g_2(\tau_1, \tau_2) u(\tau_1) u(\tau_2) \right]. \quad (3)$$

В предыдущих работах авторов [12, 13] показано, что плотности $\pi_k(\tau; T)$ для парнокоррелированного потока находятся как

$$\pi_k(\tau_1, \dots, \tau_k; T) = P_0(T) \prod_{i=1}^k \chi_1(\tau_i; T) U_k(\tau_1, \dots, \tau_k; T),$$

где функция $\chi_1(\tau; T) = g_1(\tau) - \int_T d\tau' g_2(\tau, \tau')$, а $U_k(\tau_1, \dots, \tau_k; T)$ может быть определена из рекуррентных соотношений

$$U_k(\tau_1, \dots, \tau_k; T) = U_{k-1}(\tau_1, \dots, \tau_{k-1}; T) + \sum_{i=1}^{k-1} q(\tau_i, \tau_k) U_{k-2}(\tau_1, \dots, \tau_{i-1}, \tau_{i+1}, \dots, \tau_{k-1}; T),$$

в которых $U_{k-2}(\tau_1, \dots, \tau_{i-1}, \tau_{i+1}, \dots, \tau_{k-1}; T)$ – функция $k-2$ аргументов, получаемых из упорядоченного множества $(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{k-1})$ исключением i – го члена ($1 \leq i \leq k-1$), функция

$$q(\tau, \tau') = \frac{\chi_2(\tau, \tau')}{\chi_1(\tau; T) \chi_1(\tau'; T)}, \text{ а } \chi_2(\tau, \tau') = g_2(\tau, \tau').$$

На основе этих выражений там же получено, что вероятности $P_k(T)$ появления k точек парнокоррелированного потока в интервале $(0, T)$ равны

$$P_k(T) = P_0(T) \sum_{i=0}^{[k/2]} \frac{X_1^{k-2i}(T)}{(k-2i)!} \frac{1}{i!} \left(\frac{X_2(T)}{2} \right)^i, \quad (4)$$

где вероятность того, что в интервале $(0, T)$ не появится ни одной точки, дается выражением

$$P_0(T) = \exp \left[-X_1(T) - \frac{1}{2} X_2(T) \right], \quad (5)$$

а величины $X_1(T)$ и $X_2(T)$ выражаются через интегралы от корреляционных функций

$$G_1(T) = \int_T d\tau_1 g_1(\tau_1),$$

$$G_2(T) = \int_T d\tau_1 \int_T d\tau_2 g_2(\tau_1, \tau_2)$$

посредством соотношений

$$\begin{aligned} X_1(T) &= G_1(T) - G_2(T), \\ X_2(T) &= G_2(T). \end{aligned} \quad (6)$$

Наиболее важная интегральная характеристика произвольного потока, среднее число событий \bar{n} по результатам наблюдения на всем интервале $(0, T)$, находится как

$$\bar{n} = \int_0^T d\tau g_1(\tau) = G_1(T).$$

Таким образом, $g_1(\tau)$ имеет смысл интенсивности потока, а функция парной корреляции $g_2(\tau_1, \tau_2)$ является аналогом двухчастичной корреляционной функции в статистической физике [14].

3. Постановка задачи

Пусть на вход приемного устройства поступает смесь парнокоррелированного потока полезных сигналов, характеризуемого производящим функционалом

$$L^c[u; T] = \exp \left[\int_T d\tau g_1^c(\tau) u(\tau) + \frac{1}{2} \int_T d\tau_1 \int_T d\tau_2 g_2^c(\tau_1, \tau_2) u(\tau_1) u(\tau_2) \right], \quad (7)$$

и парнокоррелированного потока шумовых сигналов, ПФЛ которого имеет, соответственно, вид:

$$L^w[u; T] = \exp \left[\int_T d\tau g_1^w(\tau) u(\tau) + \frac{1}{2} \int_T d\tau_1 \int_T d\tau_2 g_2^w(\tau_1, \tau_2) u(\tau_1) u(\tau_2) \right], \quad (8)$$

где функции $g_1^c(\tau)$, $g_2^c(\tau_1, \tau_2)$ и $g_1^w(\tau)$, $g_2^w(\tau_1, \tau_2)$ представляют собой первую и вторую корреляции сигнального и шумового парнокоррелированных потоков.

При условии, что при однократном отсчете на интервале наблюдения $(0, T)$ было зарегистрировано k событий, по результатам отсчета необходимо дать оптимальную оценку среднего числа событий сигнального потока $G_1^c(T)$, полагая известными среднее число событий шумового потока $G_1^w(T)$ и соответствующих интегральных функций корреляции $G_2^c(T)$ и $G_2^w(T)$.

Если априорная информация не уточняет результат измерений, то, как известно, оценка по критерию максимума апостериорной вероятности сводится к оценке наибольшего правдоподобия, соответствующей точке максимума логарифма отношения правдоподобия [15]

$$l = \ln \frac{P_k^{c+w}(T)}{P_k^w(T)}. \quad (9)$$

Таким образом, для нахождения оптимальной оценки $G_1^c(T)$ необходимо знание апостериорной вероятности $P_k^{c+w}(T)$ регистрации k событий при наблюдении смеси парнокоррелированных сигнального и шумового потоков (физически очевидно, что вероятность $P_k^w(T)$ от $G_1^c(T)$ не зависит). Проведем соответствующие выкладки.

Для статистически независимых сигнального и шумового потоков производящий функционал их суммы равен произведению парциальных ПФЛ [5]

$$L^{c+w}[u; T] = L^c[u; T] \cdot L^w[u; T],$$

что в нашем случае с учетом (7) и (8) дает [13]:

$$L^{c+w}[u; T] = \exp \left[\int_T d\tau g_1^{c+w}(\tau) u(\tau) + \frac{1}{2} \int_T d\tau_1 \int_T d\tau_2 g_2^{c+w}(\tau_1, \tau_2) u(\tau_1) u(\tau_2) \right], \quad (10)$$

где

$$\begin{aligned} g_1^{c+w}(\tau) &= g_1^c(\tau) + g_1^w(\tau); \\ g_2^{c+w}(\tau_1, \tau_2) &= g_2^c(\tau_1, \tau_2) + g_2^w(\tau_1, \tau_2). \end{aligned} \quad (11)$$

Таким образом, сумма двух независимых парнокоррелированных потоков также является парнокоррелированным потоком, корреляции которого выражаются через корреляции слагаемых посредством (11), а вероятность $P_k^{c+w}(T)$ дается соответствующим обобщением выражений (4):

$$P_k^{c+w}(T) = P_0^{c+w}(T) \sum_{i=0}^{[k/2]} \frac{\left(X_1^{c+w}(T) \right)^{k-2i}}{(k-2i)!} \frac{1}{i!} \left(\frac{X_2^{c+w}(T)}{2} \right)^i, \quad (12)$$

где, согласно (5) и (6):

$$P_0^{c+w}(T) = \exp \left[-X_1^{c+w}(T) - \frac{1}{2} X_2^{c+w}(T) \right], \quad (13)$$

$$\begin{aligned} X_1^{c+\psi}(T) &= G_1^{c+\psi}(T) - G_2^{c+\psi}(T), \\ X_2^{c+\psi}(T) &= G_2^{c+\psi}(T), \end{aligned} \quad (14)$$

а, согласно (11):

$$\begin{aligned} G_1^{c+\psi}(T) &= G_1^c(T) + G_1^\psi(T), \\ G_2^{c+\psi}(T) &= G_2^c(T) + G_2^\psi(T). \end{aligned} \quad (15)$$

Теперь мы имеем все необходимые заготовки для нахождения оптимальной оценки среднего числа событий сигнального потока $G_1^c(T)$.

4. Оптимальная оценка среднего числа событий парнокоррелированного потока

Оптимальная оценка среднего числа событий сигнального парнокоррелированного потока $G_1^c(T)$ на фоне парнокоррелированного шума при однократном отсчете на интервале наблюдения $(0, T)$ является решением уравнения $\frac{\partial l}{\partial G_1^c(T)} = 0$, которое с учетом (9) и (12-15) можно

представить в виде:

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial G_1^c} \ln \frac{P_k^{c+\psi}}{P_k^\psi} &= \frac{\partial}{\partial X_1^{c+\psi}} \ln P_k^{c+\psi} = \\ &= -1 + \frac{\sum_{i=0}^{[(k-1)/2]} \frac{(X_1^{c+\psi})^{k-2i-1}}{(k-2i-1)!} \frac{1}{i!} \left(\frac{X_2^{c+\psi}}{2} \right)^i}{\sum_{i=0}^{[k/2]} \frac{(X_1^{c+\psi})^{k-2i}}{(k-2i)!} \frac{1}{i!} \left(\frac{X_2^{c+\psi}}{2} \right)^i} = 0, \end{aligned} \quad (16)$$

где для упрощения записи опущена явная зависимость всех величин от длительности интервала T .

Уравнение (16) нетрудно преобразовать к виду:

$$X_1^{c+\psi} = k \frac{Q_{k-1} \left(\frac{X_2^{c+\psi}}{2(X_1^{c+\psi})^2} \right)}{Q_k \left(\frac{X_2^{c+\psi}}{2(X_1^{c+\psi})^2} \right)}, \quad (17)$$

где функция $Q_k(x)$ определяется соотношениями

$$Q_k(x) = \begin{cases} 1, & k = 0, 1; \\ 1 + \sum_{i=1}^{[k/2]} \frac{k!}{i!(k-2i)!} x^i, & k \geq 2. \end{cases} \quad (18)$$

Представление (17) является более удобным в нескольких отношениях. Во-первых, видно (как, впрочем, и из (16)), что приемник не может оценивать вклад парных корреляций отдельно сигнального и помехового потоков, так как они, согласно (14), (15), дают вклад в (17) на равных основаниях. Аналогично, из уравнения (17) получают оптимальную оценку $\hat{X}_1^{c+\psi}$ только суммарного среднего числа событий (смеси сигнального и шумового) парнокоррелированного потока. Лишь затем, полагая известной интегральную интенсивность парных корреляций суммарного потока $G_2^{c+\psi}$, можно получить оптимальную оценку для суммарного потока $\hat{G}_1^{c+\psi} = \hat{X}_1^{c+\psi} + G_2^{c+\psi}$,

из которой, при известной $G_1^{\text{ш}}$, находим оптимальную оценку для сигнального потока $\hat{G}_1^{\text{с}} = \hat{G}_1^{\text{с+ш}} - G_1^{\text{ш}}$.

Помимо прочего, это означает также, что данная методика может быть использована для оценки среднего числа событий парнокоррелированного шумового потока, если в эксперименте есть возможность выделить измерительный канал, в котором отсутствуют события сигнального потока.

Во-вторых, уравнение (17) представлено в форме $x = f(x)$, готовой для его решения методом простых итераций. В качестве начального приближения естественно брать $x_0 = k$, а последующие итерации $x_i = f(x_{i-1})$ проводятся до получения необходимой точности и прекращаются при выполнении условия $|x_i - x_{i-1}| < \varepsilon$.

Наконец, в-третьих, представление уравнения в виде (17) позволяет делать качественные выводы о характере его решения. Поскольку, как видно из (18), $Q_k(0) = 1$, то при отсутствии парных корреляций в обоих потоках $X_2^{\text{с+ш}} = 0$ оптимальная оценка сводится к предельному пуассоновскому случаю $\hat{X}_1^{\text{с+ш}} = k$.

Далее из (17) прямо следует на первый взгляд несколько неожиданный вывод о том, что при $k \rightarrow \infty$ эффект парных корреляций также пропадает, и оптимальной оценкой является опять $\hat{X}_1^{\text{с+ш}} = k$. Объяснение состоит в том, что степень парных корреляций в произвольном парнокоррелированном потоке определяется не абсолютной величиной X_2 , а, как показано в [12], отношением $r(T) = G_2(T) / G_1(T)$, причем, значение $r(T) = 0$ соответствует отсутствию парных корреляций, а максимальное значение $r(T) = 1$ - вырождению в поток парных событий. Поэтому случай $k \rightarrow \infty$, соответствующий независимому неограниченному увеличению $G_1(T)$, приводит к мнимому парадоксу «пропадания» парных корреляций.

5. Результаты численных расчетов

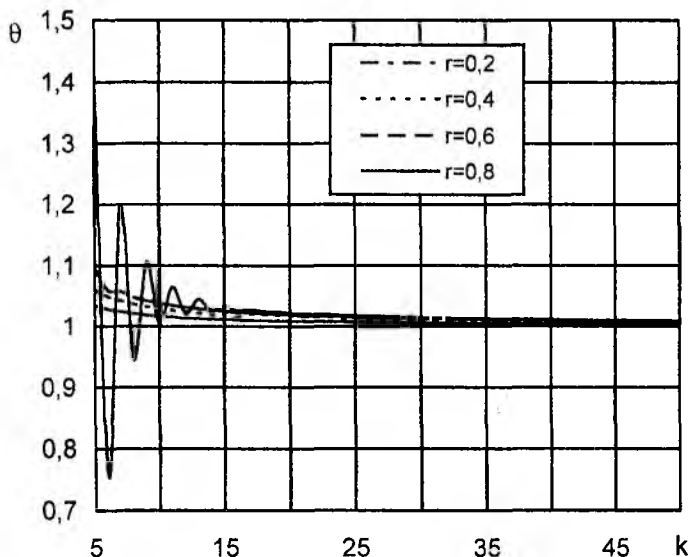


Рис. 1

Иллюстративные численные расчеты были проведены для функции $\theta = \hat{G}_1 / k$, отличие которой от единицы характеризует уклонение оптимальной оценки среднего числа событий \hat{G}_1 на интервале наблюдения $(0, T)$ от значения k , соответствующего случаю отсутствия парных корреляций. По изложенным выше причинам здесь и ниже у всех величин опущен индекс «с+ш», отмечающий их принадлежность к полному (суммарному) потоку.

После некоторых преобразований из (17) следует уравнение непосредственно для θ , которое и решалось численно методом простых итераций при различных значениях параметра r , характеризующего, как отмечалось выше, суммарную интенсивность парных корреляций в исходном потоке. Результаты расчетов представлены на рис. 1.

Поведение кривых при значениях r от 0,2 до 0,6 предсказуемо: большим значениям r соответствуют большие отличия θ от единицы, то есть большие значения интенсивности парных корреляций обуславливают необходимость более существенной коррекции полученных из реализаций значений среднего числа событий. Причина стремления θ к единице при $k \rightarrow \infty$ обсуждалась выше.

Совершенно неожиданным представляется осциллирующее поведение θ при значениях r , близких к единице. Этот факт можно объяснить тем, что при $r \rightarrow 1$ парнокоррелированный поток начинает вырождаться в поток парных событий. Поэтому при регистрации в эксперименте крайне маловероятного нечетного числа событий алгоритм оптимальной оценки вынужден весьма существенно изменять его, «подтягивая» к ближайшему четному значению. При больших значениях k такие осцилляции также присутствуют, однако на рисунке практически неразличимы в силу их малости.

Заключение

В работе построена оптимальная по критерию максимума правдоподобия оценка среднего числа событий на интервале наблюдения парнокоррелированного потока при однократном отсчете на фоне парнокоррелированных шумов. Уравнение для данной оценки приведено к виду, удобному как для качественного анализа, так и для его численного решения методом простых итераций. Приведены результаты численных расчетов функции, отличие которой от единицы характеризует уклонение оптимальной оценки среднего числа событий от значения, соответствующего отсутствию парных корреляций. Осциллирующий характер поведения этой функции при сильных парных корреляциях объяснен вырождением парнокоррелированного потока в поток парных событий.

Список литературы: 1. Кузмина Е.И., Подгусков Н.С., Ермолин С.В., Мошкова С.В. Использование хемилюминисцентного анализа мочи и сыворотки крови в ранней диагностике злокачественных и воспалительных заболеваний органов мочеполовой системы // Люминесцентный анализ в медицине и биологии и его аппаратное обеспечение. Рига. 1988. 189 с. 2. Добрецов Г.Е. Флуоресцентные зонды в биофизике мембран, медицине и фармакологии // Люминесцентный анализ в медико-биологических исследованиях. 1986. 264 с. 3. Калмыков С.И. Высокоточная оценка биологического заражения в местах дислокации воинских формирований // Системы обработки информации. Зб. наук. праць. Харьков: ХВУ. 2001. Вып. 5(15). С. 155-158. 4. Вирусы и вирусные заболевания. Республиканский межведомственный сборник. 1990. Вып. 18. 145 с. 5. Большаков И. А., Ракошиц В. С. Прикладная теория случайных потоков. М.: Сов. Радио, 1978. 248 с. 6. Ван Кампен Н. Г. Стохастические процессы в физике и химии. М.: Высш. школа, 1990. 376 с. 7. Никитин Н. Н., Снегова А. А. Рекуррентное оценивание параметров нестационарного пуассоновского потока // Автоматика и телемеханика. 1984. № 1. С. 86-90. 8. Никитин Н. Н., Снегова А. А. Применение метода стохастической аппроксимации при оценивании параметров нестационарного пуассоновского потока // Автоматика и телемеханика. 1984. № 7. С. 89-93. 9. Daudpota Q. I., Dowrick G., Greated C. A. Estimation of moments of a Poisson-sampled random process // J. Phys. A 1977. V. 10, no 4. Pp. 471-483. 10. Горцев А. М., Климов И. С. Оценивание периода ненаблюдаемости и интенсивности пуассоновского потока событий // Радиотехника (Москва). 1996. № 2. С. 8-11. 11. Идрисов Ф. Ф. Оценка функции корреляции и спектра интенсивности дважды стохастического пуассоновского потока // Радиотехника (Москва). 1996. № 2. С. 3-7. 12. Стрелков А. И., Стадник А. М., Калмыков С. И., Лытюга А. П. Обнаружение парнокоррелированного потока сигналов на фоне пуассоновского шума // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб., 1999. Вып. 112. С. 3-11. 13. Стадник А. М. Оптимальное обнаружение парнокоррелированного потока сигналов на фоне парнокоррелированного шума // Радиопизика и радиоастрономия. 1999. Т. 4. № 4. С. 331-341. 14. Климонтович Ю. Л. Статистическая физика. М.: Наука, 1982. 608 с. 15. Сосулин Ю. Г. Теория обнаружения и оценивания стохастических сигналов. М.: Сов. Радио, 1978. 320 с.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники
Харьковский военный университет

Поступила в редколлегию 24.04.2002

ПРОХОДЖЕННЯ ПЛОСКОЇ ХВИЛІ У ФРАКТАЛЬНЕ СЕРЕДОВИЩЕ

Для отримання більшості результатів за допомогою класичних геометричної та фізичної теорій дифракції використовується задача про взаємодію плоскої хвилі з ідеально провідною напівплощиною. Але для таких класичних варіантів недоступними є задачі дифракції на нерегулярностях діелектричних і метало-діелектричних структур. Сучасний же стан розвитку досліджень взаємодії енергії з середовищем показує, що розв'язування задач такого типу необхідне зокрема для аналізу і синтезу фізично реалізованих проектів і режимів інваріантного відбиття і розсіювання хвиль плоскими та циліндричними імпедансними моделями як некерованих, так і експериментально розроблених нових керованих покриттів [1].

У технічних застосуваннях, як відомо, механізми некерованого відбору середовищем енергії з електромагнітної хвилі (резистивний і спіновий) придатні для зниження радіолокаційної помітності об'єктів у радіолокаційних діапазонах довжин хвиль. Сучасні покриття та конструкції об'єктів радіолокаційного спостереження повинні забезпечувати як регульоване поглинання та розсіювання, так і регенерацію й рекуперацію енергії хвилі, що взаємодіє з покриттям, для управління параметрами електромагнітного поля у вільному просторі [2].

Можливість використання масштабно-інваріантних фракталів для наближень в описах геометричних властивостей сильно порізаних, шорстких, пористих об'єктів (аналогічно тому, як це звичайно здійснюється за допомогою понять точки, прямої та площини, гладких контурів та поверхонь) відмічалась Б. Мандельбротом [3]. З дослідженням розподілів фізичних величин (зарядів і струмів) на геометричних носіях з фрактальними властивостями пов'язаний розгляд мультифрактальних мір [4,5].

Успіхи математичної розробки питань про будову фракталів, що застосовуються у фізико-геометричних моделях природних явищ, сприяли використанню інтегродиференціального апарату [6,7] для аналізу взаємодії електромагнітної енергії з речовиною [8;9]. Інтегродиференціальна модель електромагнітного поля застосовується далі для розв'язування задачі про взаємодію плоскої хвилі з фрактальним середовищем, яке практично може реалізовуватись у вигляді штучного діелектрика. Множину матеріальних точок, що складають несутільне штучне середовище, будемо моделювати на основі уявлень про фрактальні множини канторового типу.

Фрактальність геометричної структури штучного середовища будемо характеризувати α -вимірною мірою Хаусдорфа V_α виду

$$V_\alpha = \frac{1}{\Gamma(\alpha)} \int_0^r \frac{\mu(\alpha) dt}{(r-t)^{1-\alpha}} = ({}_a I_r^\alpha \mu)(\alpha) = \gamma(\alpha) r^\alpha,$$

що виникає у спробах вичерпування фрактальної множини за допомогою покриття α -вимірними кулями з радіусом r . Поведінку компонент $u(r)$ електромагнітного поля поблизу фрактальних множин визначатимемо їх інтегродиференціалами $u^\alpha(r) = ({}_a I_r^\alpha u)(r)$ (так званими α -характеристиками поля [10]), де скейлінговий показник α характеризує локальні властивості вимірювання фрактальної множини точок). Це дозволяє, наприклад, розглядати інтегральне рівняння Максвелла для стаціонарних задач на фрактальних контурах з диференціальним елементом довжини $d^\alpha l' = l^{-\alpha} dl' / (l-l')^{1-\alpha}$ у вигляді аналога інтегрального рівняння Абеля.

У переході від інтегральної форми рівнянь Максвелла до диференціальної на першому етапі звичайно покладається існування гладких похідних струму в однорідному середовищі. У нашому випадку вибір згладжувального покриття та пов'язаний з цим ввід інтегродифере-

нціальних α -характеристики поля дозволяє записувати рівняння Максвела для фрактального середовища у формі, що використовується для опису суцільного однорідного середовища

$$\begin{aligned}\nabla \times \vec{H}^\alpha &= -\vec{j}_e^\alpha - G(\omega)\vec{E}^\alpha, \\ \nabla \times \vec{E}^\alpha &= \vec{j}_m^\alpha + Z(\omega)\vec{E}^\alpha,\end{aligned}\quad (1)$$

де $G(\omega)$ – тензор питомої електричної провідності, $Z(\omega)$ – тензор питомого магнітного опору, що характеризують властивості вакууму та фрактального середовища відповідно по електричному і магнітному полях; $\vec{E}^\alpha, \vec{H}^\alpha$ – інтегродиференціали (α -характеристики) векторів електричної та магнітної напруженостей; $\vec{j}_e^\alpha, \vec{j}_m^\alpha$ – вектори електричного та магнітного струмів (залежність у часі $\exp(-j\omega t)$). Для α -характеристик поля у фрактальному однорідному середовищі виконуються залежності $\text{div}\vec{E}^\alpha = 0, \text{div}\vec{H}^\alpha = 0$.

З урахуванням (1) одержуємо однорідні векторні рівняння Гельмгольца для поля у фрактальному середовищі без струмів, з відносними діелектричною ϵ і магнітною μ проникностями та $k = \omega/c$. Будь-яка α -характеристика складової F^α векторів поля у такому середовищі задовольняє скалярне рівняння $\Delta F^\alpha + K^2 F^\alpha = 0, K = k\sqrt{\epsilon\mu} = kn$ (n – показник заломлення), розв'язок якого можна записати функцією, що описує так звану узагальнену плоску хвилю $F^\alpha = C \exp(jKz')$, $z' = ax + by + cz$. Числа a, b, c у α -характеристиках F^α за змістом відповідають напрямляючим косинусам, що фіксують напрям осі z' відносно системи координат x, y, z .

Для відтворення залежної від α складової поля $F^{(\alpha)} = I^\alpha F^\alpha = I^\alpha D^\alpha F^\alpha$ у середовищі з фрактальними властивостями, що характеризуються скейлінговим показником α у напрямку z' , необхідно скористатися відомими співвідношеннями [6]

$$I^\alpha (C e^{jKz}) = C (jK)^{-\alpha} e^{jKz}; D^\alpha (f(z)) = 0, f(z) = 1/z^{1-\alpha}; (\mp jK)^\alpha = e^{\frac{\alpha \ln|K| \mp \frac{\alpha\pi}{2} \text{sign}K}{} } \quad (2)$$

Розглянемо ефекти, що виникають за умов, коли плоска хвиля з компонентами $E_x = H_y = A e^{jk_1 z}$, $k_1 = \omega/c$ у вільному однорідному напівпросторі 1 ($z < 0$) розповсюджується вздовж z у перпендикулярному напрямку до фрактальної межі розділу з середовищем 2 ($z > 0$), що проектується на площину XOY у вигляді розподілу, який фізично можна уявляти у вигляді рівномірного фрактально розподіленого по площині канторового пилу [4], у зв'язку з чим, як відомо [11], зберігається хаусдорфова розмірність фрактальної множини. Умови, яким задовольняють компоненти у класичному випадку взаємодії плоскої хвилі з ідеальною площиною розділу однорідних середовищ, зберігаються і для поставленої задачі, тільки вже для α -характеристик.

У середовищі 1 виникає відбита хвиля, що описується своєю α -характеристикою внаслідок взаємодії з середовищем 2. Отже, з урахуванням (2), напруженості електричного $E^{(\alpha)}$ та магнітного $H^{(\alpha)}$ полів можна записати у вигляді

$$\vec{E}^{(\alpha)}(z) = \begin{cases} \vec{x}_0 A (e^{jk_1 z} + R \frac{I^{-\alpha}}{(jk_1)^\alpha} e^{-jk_1 z}), & z < 0; \\ \vec{x}_0 A T \frac{I^{-\alpha}}{(jk_2)^\alpha} e^{jk_2 z}, & z > 0; \end{cases} \quad (3)$$

$$\vec{H}^{(\alpha)}(z) = \begin{cases} \vec{y}_0 A (e^{jk_1 z} - R \frac{l^{-\alpha}}{(jk_1)^\alpha} e^{-jk_1 z}), & z < 0; \\ \vec{y}_0 A \frac{T}{W} \frac{l^{-\alpha}}{(jk_2)^\alpha} e^{jk_2 z}, & z > 0, \end{cases}$$

де A – амплітуда, R і T – аналоги коефіцієнтів відбиття і проходження хвилі, $k_2 = \omega\sqrt{\epsilon\mu} = k_1 n$; ϵ, μ, n – діелектрична, магнітна проникності та коефіцієнт заломлення середовища 2, $l^{-\alpha}$ – множник вирівнювання розмірностей, що визначається хаусдорфовою відстанню між фрактальними множинами, $W = \sqrt{\mu/\epsilon}$ – хвильовий опір середовища 2.

Для визначення R і T скористаємось неперервністю α -характеристик компонент поля на плоскій фрактальній (“товстій”) межі $z = 0$ розділу середовищ:

$$E_x^{(\alpha)} \Big|_{z=-0} = E_x^{(\alpha)} \Big|_{z=+0}, \quad H_y^{(\alpha)} \Big|_{z=-0} = H_y^{(\alpha)} \Big|_{z=+0}. \quad (4)$$

Задовольняючи (4) з урахуванням (2),(3), одержуємо

$$R^{(\alpha)} = \frac{W-1}{W+1} e^{\alpha \ln|k_1 l| + j \frac{\alpha \pi}{2}} = R^{(0)} e^{\alpha \ln|k_1 l| + j \frac{\alpha \pi}{2}},$$

$$T^{(\alpha)} = \frac{2W}{W+1} e^{\alpha \ln|k_1 n l| + j \frac{\alpha \pi}{2}} = T^{(0)} e^{\alpha \ln|k_1 n l| + j \frac{\alpha \pi}{2}}, \quad (5)$$

де $R^{(0)}$ та $T^{(0)}$ дорівнюють коефіцієнтам відбиття та проходження для випадку однорідного середовища 2 (коли $\alpha=0$). Видно, що в задачах про взаємодію плоскої хвилі з фрактальним середовищем аналоги коефіцієнтів відбиття і проходження набувають комплексних значень за дійсних значень α та W .

У діапазоні значень $l/\lambda \ll 1$ (λ – довжина хвилі) збільшення коефіцієнта заломлення n призводить до зменшення проходження і наближення до значень, що відповідають класичним для випадку однорідного діелектричного середовища (Рис. 1, а)). Уявна частина T за великих значень n наближається до нуля (Рис. 1, б)). Дійсна частина T додатня для значень $\alpha > 0$, $\alpha < 0$, а уявна стає від’ємною для $\alpha < 0$.

Залежність $\text{Re } T$ від величини скейлінгового показника має екстремальний характер, проходження хвилі збільшується до екстремального за від’ємних значень α . Збільшення показника від $\alpha = 0$ до $\alpha = 1$ призводить до зменшення проходження хвилі у середовище 2 у порівнянні з класичним і наближається до нуля для значень α , близьких до 1 (Рис. 2, а), б)).

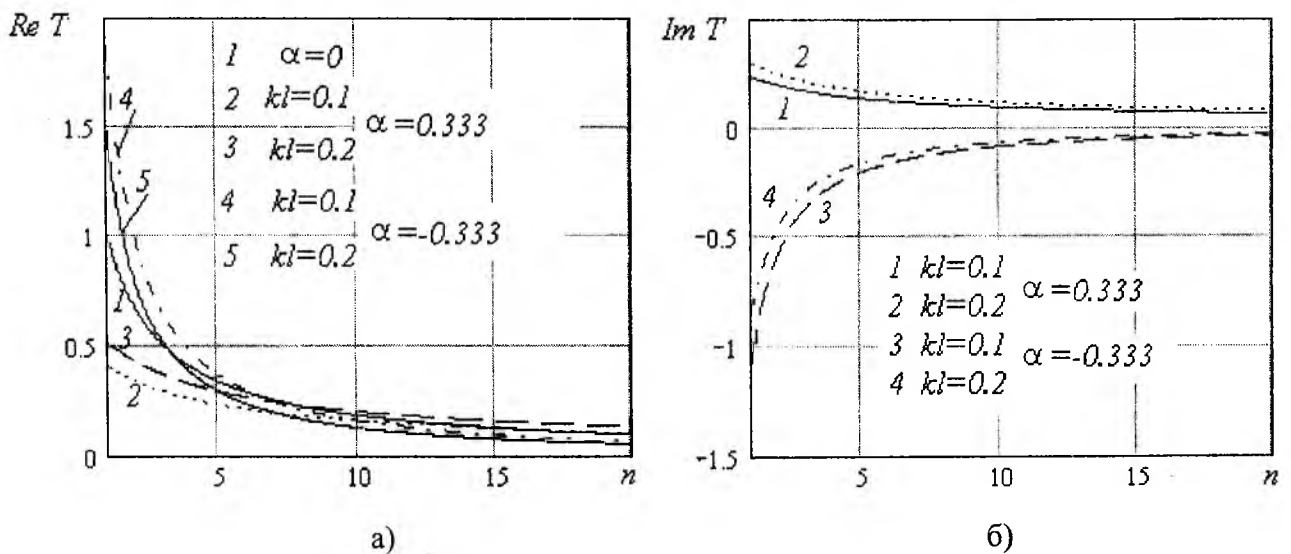


Рис. 1

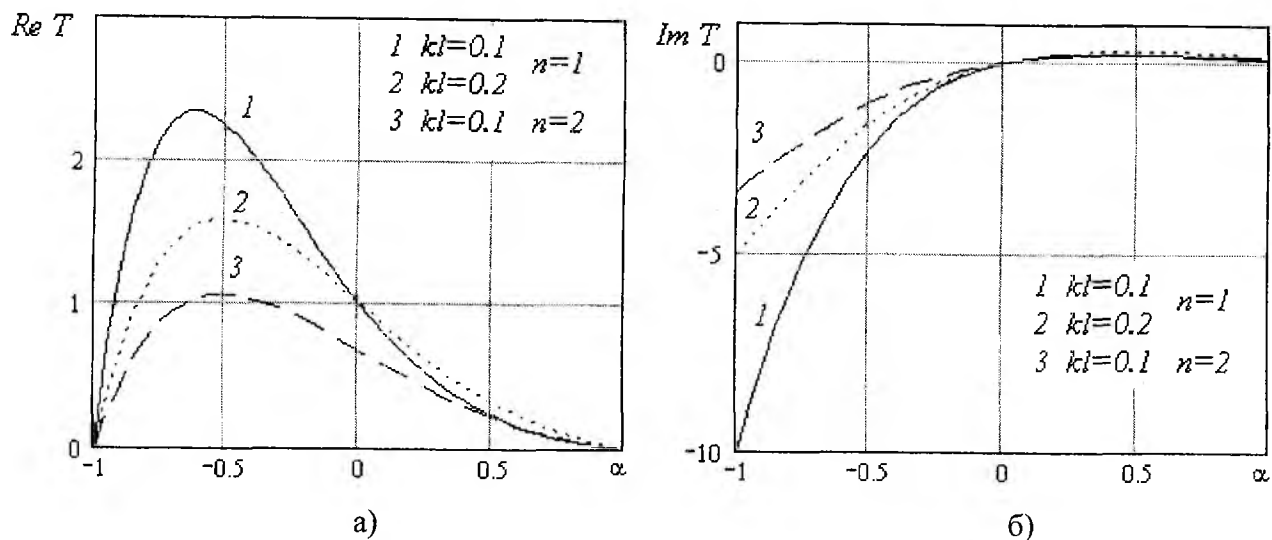


Рис. 2

Відмінність поведінки коефіцієнта проходження хвилі у середовище 2 у залежності від частоти та хаусдорфової відстані між між фрактальними точками на межі середовища 2 (від величини параметра kl) демонструє Рис. 3 а), б). Перехід від додатніх значень α до від'ємних змінює зростання $Re T$ на спадання, а в уявних частинах $Im T$ спостерігається зростання із зміною знака для $\alpha < 0$.

Виникнення таких ефектів у явищі проходження плоскої хвилі з вільного середовища у фрактальне пояснюється в першу чергу тим, що застосовна фрактальна модель середовища більш наближена до опису реальної речовини та межі розділу середовищ, що мають шорстку структуру, що, звичайно впливає на поляризаційну картину у діелектриках і особливо у металодіелектриках.

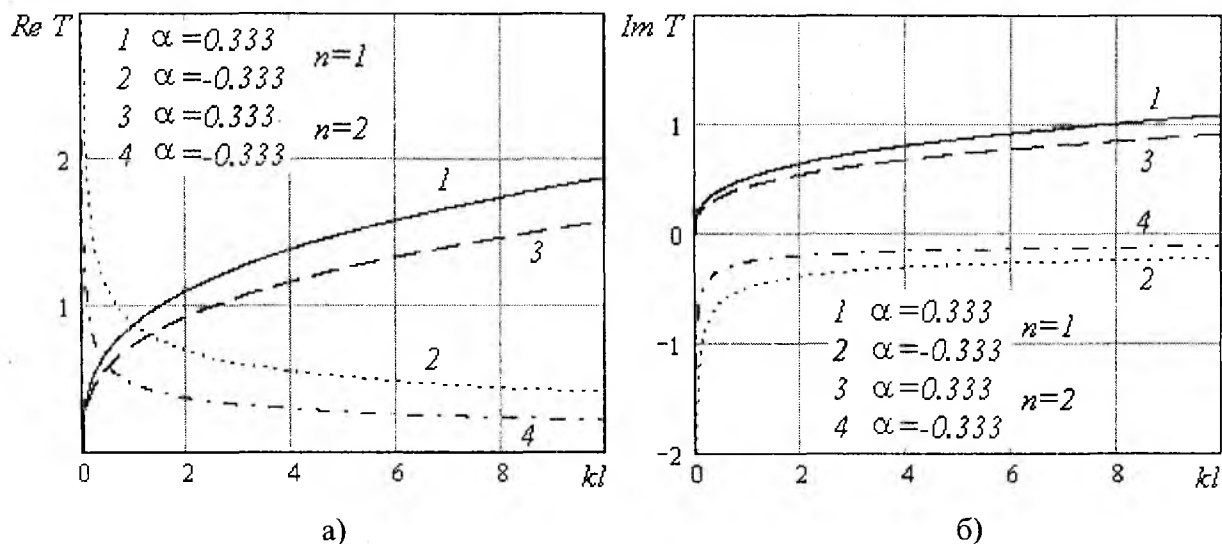


Рис. 3

Наявність фрактальної структури середовища призводить до збудження так званої узагальненої хвилі, що розповсюджується у середовищах з комплексними значеннями електродинамічних параметрів (див., напр., [12]). Така хвиля має розбіжність, змінену амплітуду та деформовані силові лінії, а це неминуче викликає заломлення хвилі (навіть за нормального падіння на межу розділу середовищ), появу поздовжніх складових поля (відсутніх у класичній постановці задачі).

Результати проведеного дослідження проходження плоскої хвилі з вільного простору у фрактальне середовище підтверджують можливість регулювання процесу за допомогою ке-

рованої зміни фізико-геометричних властивостей металодіелектрика. У зв'язку з цим наведена інтегродиференціальна постановка задачі дозволяє розглядати і особливості взаємодії хвиль з кірвальним середовищем.

Список літератури: 1. *Семеновичин А.И.* Инвариантные свойства электромагнитного поля в задачах рассеяния на анизотропных управляемых импедансных покрытиях// Материалы Всероссийской науч.-техн. конференции «Излучение и распространение электромагнитных волн (ИРЭМВ 2001)». Таганрог: ТРТУ. 2001. С. 62-64. 2. *Волощенко П.Ю., Волощенко Ю.П.* Физические принципы конструирования микроэлектронных противорадиолокационных покрытий// Там же.- С.76-78. 3. *Mandelbrot B.* The Fractal Geometry of Nature.-San Francisco: W.H. Freeman, 1982. 4. *Федер Е.* Фракталы. Пер. с англ. М.: Мир, 1991. 254 с. 5. *Frisch U., Parisi G.* On the singularity structure of fully developed turbulence.- In: Turbulence and Predictability in Geophysical Fluid Dynamics and Climate Dynamics. New York. 1985. PP. 84-88. 6. *Oldham K., Spanier J.* The fractional calculus. New York and London: Academic Press, 1974. 7. *Engheta N.* On the Role of Fractional Calculus in Electromagnetic Theory// IEEE Antennas & Propagation Magazin. Vol.39. № 4, August 1997. P.35-46. 8. *Онуфрієнко В.М.* Взаємодія плоскої електромагнітної хвилі з металізованою фрактальною поверхнею// Радиофизика и электроника. Ин-т радиофизики и электроники НАН Украины: Харьков. 1999. Том 4, № 2. С.19-22. 9. *Онуфрієнко В. М.* Поглинання енергії плоскої електромагнітної хвилі поверхнею з фрактальною провідністю // Радиофизика и электроника. Ин-т радиофизики и электроники НАН Украины: Харьков. 2000. Том 5, № 1. С.20-23. 10. *Onufrienko V.* On "α-features" of electrical waves above impedance plane// Conference Proceedings 12 International Conference on Microwaves & Radar. Vol.1. Krakov (Poland).- 1998.- P.212-215. 11. *Р.М.Кроновер.* Фракталы и хаос в динамических системах. Основы теории. М.: Постмаркет, 2000.-352 с. 12. *Вайнштейн Л.А.* Электромагнитные волны. М.: Радио и связь. 1988.

*Запорізький національний
технічний університет*

Надійшла до редколегії 27.03.2002

РАССЕЯНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН В ПРЯМОУГОЛЬНОМ ВОЛНОВОДЕ С РЕЗОНАНСНЫМИ МАГНИТОДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМИ СФЕРАМИ

Целью работы является решение задачи о рассеянии электромагнитных волн на произвольном числе малых резонансных магнитодиэлектрических сфер при их произвольном расположении в прямоугольном волноводе. Рассеяние волн на одиночных неоднородностях изучалось в работах [1,2].

Полагаем, что в прямоугольном волноводе, проницаемости заполнения которого ϵ_0, μ_0 , находятся N магнитодиэлектрических сфер радиуса a_p с проницаемостями ϵ_p, μ_p ($p \in N$). Стенки волновода определяются плоскостями $x = 0, x = d; y = 0, y = h$, координата z направлена по оси волновода. Вне сфер $a/\lambda \ll 1$, но внутри сфер возможен резонансный случай $a/\lambda_g \sim 1$, где λ – длина волны в свободном пространстве, а λ_g – длина волны в сфере. Поля в волноводе будем записывать в виде $\vec{E}(\vec{r}, t) = \vec{E}(\vec{r})e^{i\omega t}$, $\vec{H}(\vec{r}, t) = \vec{H}(\vec{r})e^{i\omega t}$.

Рассеянное поле по известному внутреннему полю рассеивателей определим через электрический $\vec{\Pi}^{\text{э}}$ и магнитный $\vec{\Pi}^{\text{м}}$ потенциалы Герца

$$\begin{aligned}\vec{E}_{\text{расс}} &= (\nabla\nabla + k^2\epsilon_0\mu_0)\vec{\Pi}^{\text{э}} - ik\mu_0[\nabla, \vec{\Pi}^{\text{м}}], \\ \vec{H}_{\text{расс}} &= (\nabla\nabla + k^2\epsilon_0\mu_0)\vec{\Pi}^{\text{м}} + ik\epsilon_0[\nabla, \vec{\Pi}^{\text{э}}].\end{aligned}\quad (1)$$

Для отдельных сфер потенциалы Герца представим в виде [3]

$$\begin{aligned}\vec{\Pi}^{\text{э}} &= \frac{1}{4\pi} \int_V \left(\frac{\epsilon}{\epsilon_0} - 1 \right) \vec{E}^0(\vec{r}') f(|\vec{r} - \vec{r}'|) dV, \\ \vec{\Pi}^{\text{м}} &= \frac{1}{4\pi} \int_V \left(\frac{\mu}{\mu_0} - 1 \right) \vec{H}^0(\vec{r}') f(|\vec{r} - \vec{r}'|) dV,\end{aligned}$$

где $f(|\vec{r} - \vec{r}'|)$ является решением уравнения

$$\Delta f(|\vec{r} - \vec{r}'|) + k^2\epsilon_0\mu_0 f(|\vec{r} - \vec{r}'|) = -4\pi\delta(|\vec{r} - \vec{r}'|),$$

удовлетворяющего условию излучения на бесконечности и имеет вид

$$f(|\vec{r} - \vec{r}'|) = \frac{e^{-ik\sqrt{\epsilon_0\mu_0}|\vec{r} - \vec{r}'|}}{|\vec{r} - \vec{r}'|}, \quad (2)$$

а $\vec{E}^0(\vec{r}')$, $\vec{H}^0(\vec{r}')$ – внутренние поля рассеивателей, V – объем рассеивателей.

Можно показать, что для внешних точек сферы ($r > r'$) интеграл по объему сферы от функции Грина для свободного пространства (2) имеет вид

$$W(\vec{r}) = \int_V \frac{e^{-ik\sqrt{\epsilon_0\mu_0}|\vec{r} - \vec{r}'|}}{|\vec{r} - \vec{r}'|} dV = \frac{4\pi}{k_1^3} (\sin k_1 a - k_1 a \cos k_1 a) \frac{e^{-ik_1 r}}{r},$$

где $k_1 = k\sqrt{\epsilon_0\mu_0}$, $k = 2\pi/\lambda$, а r – определяет расстояние от центра до внешних точек сферы.

Внутреннее поле рассеивателей будем находить, опираясь на интегральные уравнения [3]. Вначале рассмотрим случай, когда $a/\lambda_g \ll 1$ внутри и $a/\lambda \ll 1$ вне сферы, а потом результаты вычисления внутреннего поля рассеивателей обобщим и на резонансный случай, когда $a/\lambda_g \sim 1$ внутри сферы.

Воспользуемся методом изображений и представим металлический прямоугольный волновод с рассеивающими сферами в виде пространственной решётки из сфер и их зеркальных изображений в стенках волновода, и эту модель будем использовать при вычислении внутренних и рассеянных полей.

Тогда, для пространственной решетки сфер и их зеркальных изображений построим систему квазистационарных уравнений для определения внутренних полей в виде системы неоднородных для сфер и однородных для их зеркальных изображений уравнений. Входящие в эту систему уравнений неоднородные и однородные уравнения для произвольной сферы и произвольного изображения имеют вид

$$\begin{aligned}
 \bar{E}_0(p',s'=0,t'=0)(\bar{r}',t) &= \left\{ 1 + \frac{1}{3} \left(\frac{\epsilon_{p'}}{\epsilon_0} - 1 \right) \right\} \bar{E}_{(p',s'=0,t'=0)}^0(\bar{r}',t) - \\
 &- \sum_{\substack{1 \\ p}}^N \sum_{\substack{-\infty \\ s}}^{\infty} \sum_{\substack{-\infty \\ t}}^{\infty} \left\{ \left(\nabla \nabla + k^2 \epsilon_0 \mu_0 \right) \frac{1}{4\pi} \left(\frac{\epsilon_p}{\epsilon_0} - 1 \right) W_{(p,s,t)}^3(\bar{r}) \bar{E}_{(p,s,t)}^0(\bar{r}',t) - \right. \\
 &(p,s,t) \neq (p',s'=0,t'=0) \\
 &\left. - ik\mu_0 \left[\nabla, \frac{1}{4\pi} \left(\frac{\mu_p}{\mu_0} - 1 \right) W_{(p,s,t)}^M(\bar{r}) \bar{H}_{(p,s,t)}^0(\bar{r}',t) \right] \right\}, \tag{3} \\
 \bar{H}_0(p',s'=0,t'=0)(\bar{r}',t) &= \left\{ 1 + \frac{1}{3} \left(\frac{\mu_{p'}}{\mu_0} - 1 \right) \right\} \bar{H}_{(p',s'=0,t'=0)}^0(\bar{r}',t) - \\
 &- \sum_{\substack{1 \\ p}}^N \sum_{\substack{-\infty \\ s}}^{\infty} \sum_{\substack{-\infty \\ t}}^{\infty} \left\{ \left(\nabla \nabla + k^2 \epsilon_0 \mu_0 \right) \frac{1}{4\pi} \left(\frac{\mu_p}{\mu_0} - 1 \right) W_{(p,s,t)}^M(\bar{r}) \bar{H}_{(p,s,t)}^0(\bar{r}',t) + \right. \\
 &(p,s,t) \neq (p',s'=0,t'=0) \\
 &\left. + ik\epsilon_0 \left[\nabla, \frac{1}{4\pi} \left(\frac{\epsilon_p}{\epsilon_0} - 1 \right) W_{(p,s,t)}^3(\bar{r}) \bar{E}_{(p,s,t)}^0(\bar{r}',t) \right] \right\}, \\
 0 &= \left\{ 1 + \frac{1}{3} \left(\frac{\epsilon_{p'}}{\epsilon_0} - 1 \right) \right\} \bar{E}_{(p',s',t')}^0(\bar{r}',t) - \\
 &- \sum_{\substack{1 \\ p}}^N \sum_{\substack{-\infty \\ s}}^{\infty} \sum_{\substack{-\infty \\ t}}^{\infty} \left\{ \left(\nabla \nabla + k^2 \epsilon_0 \mu_0 \right) \frac{1}{4\pi} \left(\frac{\epsilon_p}{\epsilon_0} - 1 \right) W_{(p,s,t)}^3(\bar{r}) \bar{E}_{(p,s,t)}^0(\bar{r}',t) - \right. \\
 &(p,s,t) \neq (p',s',t')
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& -ik\mu_0 \left[\nabla, \frac{1}{4\pi} \left(\frac{\mu_p}{\mu_0} - 1 \right) W_{(p,s,t)}^M(\vec{r}) \bar{H}_{(p,s,t)}^0(\vec{r}', t) \right] \Bigg\}, \\
& 0 = \left\{ 1 + \frac{1}{3} \left(\frac{\mu_{p'}}{\mu_0} - 1 \right) \right\} \bar{H}_{(p',s',t')}^0(\vec{r}', t) - \\
& - \sum_{\substack{p \\ (p,s,t) \neq (p',s',t')}}^N \sum_{s=-\infty}^{\infty} \sum_{t=-\infty}^{\infty} \left\{ \left(\nabla \nabla + k^2 \varepsilon_0 \mu_0 \right) \frac{1}{4\pi} \left(\frac{\mu_p}{\mu_0} - 1 \right) W_{(p,s,t)}^M(\vec{r}) \bar{H}_{(p,s,t)}^0(\vec{r}', t) + \right. \\
& \left. + ik\varepsilon_0 \left[\nabla, \frac{1}{4\pi} \left(\frac{\varepsilon_p}{\varepsilon_0} - 1 \right) W_{(p,s,t)}^{\mathcal{E}}(\vec{r}) \bar{E}_{(p,s,t)}^0(\vec{r}', t) \right] \right\},
\end{aligned} \tag{4}$$

где для неоднородных уравнений (3) $\bar{E}_{0(p',s'=0,t'=0)}(\vec{r}', t)$, $\bar{H}_{0(p',s'=0,t'=0)}(\vec{r}', t)$ и $\bar{E}_{(p',s'=0,t'=0)}^0(\vec{r}', t)$, $\bar{H}_{(p',s'=0,t'=0)}^0(\vec{r}', t)$ – поле падающей волны и внутреннее поле выделенной сферы, а $\bar{E}_{(p,s,t)}^0(\vec{r}', t)$, $\bar{H}_{(p,s,t)}^0(\vec{r}', t)$ – внутренние поля всех остальных сфер и изображений.

Для однородных уравнений (4) $\bar{E}_{(p',s',t')}^0(\vec{r}', t)$, $\bar{H}_{(p',s',t')}^0(\vec{r}', t)$ – внутреннее поле выделенного изображения, а $\bar{E}_{(p,s,t)}^0(\vec{r}', t)$, $\bar{H}_{(p,s,t)}^0(\vec{r}', t)$ – внутренние поля остальных сфер и изображений.

Величины $W_{(p,s,t)}^M(\vec{r})$, $W_{(p,s,t)}^{\mathcal{E}}(\vec{r})$ имеют вид

$$\begin{aligned}
W_{(p,s,t)}^M(\vec{r}) &= -\frac{4\pi}{k_1^3} (\sin k_1 a_p - k_1 a_p \cos k_1 a_p) \frac{e^{-ik_1 r_{(p',s',t'),(p,s,t)}}}{r_{(p',s',t'),(p,s,t)}}, \\
W_{(p,s,t)}^{\mathcal{E}}(\vec{r}) &= \frac{4\pi}{k_1^3} (\sin k_1 a_p - k_1 a_p \cos k_1 a_p) \frac{e^{-ik_1 r_{(p',s',t'),(p,s,t)}}}{r_{(p',s',t'),(p,s,t)}}, \\
r_{(p',s',t'),(p,s,t)} &= \sqrt{(x_{p',s'} - x_{p,s})^2 + (y_{p',t'} - y_{p,t})^2 + (z_{p'} - z_p)^2},
\end{aligned} \tag{5}$$

где

$$\begin{aligned}
x_{p,s} &= \left[s - \{(-1)^s - 1\} 0,5 \right] d - (-1)^{s-1} x_{p,s=0} & (s = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm \infty), \\
y_{p,t} &= \left[t - \{(-1)^t - 1\} 0,5 \right] h - (-1)^{t-1} y_{p,t=0} & (t = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm \infty), \\
z_p &= z_0 + l_p = z_0 + pl & (p = 1, 2, 3, \dots, N)
\end{aligned} \tag{6}$$

Здесь $x_{p',s'}, y_{p',t'}, z_{p'}$ и $x_{p,s}, y_{p,t}, z_p$ – координаты выделенной сферы или изображения и остальных сфер и изображений, $x_{p,s=0}, y_{p,t=0}, z_p$ – координаты сферы, порождающей изображения. Пространственные положения сфер и изображений однозначно определяются упорядоченными тройками чисел $c = (p, s, t)$.

Первые слагаемые справа (3,4) в неоднородном и однородном уравнениях связаны с внутренним полем выделенной сферы или изображения без учета влияния всех остальных сфер и изображений, а вторые слагаемые учитывают влияние на выделенную сферу или изображение всех остальных сфер и изображений.

Рассматриваемая система уравнений состоит из $2N$ векторных неоднородных уравнений и бесконечного числа векторных однородных уравнений, решение которой для выделенной сферы или изображения имеет вид

$$\begin{aligned} \bar{E}_{(p,s,t)}^0(\bar{r}',t) &= \frac{1}{\Delta^{\text{эм}}} \sum_{p=1}^N \left(\hat{g}_p^{\text{эс}} \bar{E}_{0(p,s=0,t=0)}(\bar{r}',t) + \hat{\beta}_p^{\text{эс}} \bar{H}_{0(p,s=0,t=0)}(\bar{r}',t) \right) \\ \bar{H}_{(p,s,t)}^0(\bar{r}',t) &= \frac{1}{\Delta^{\text{эм}}} \sum_{p=1}^N \left(\hat{g}_p^{\text{мс}} \bar{E}_{0(p,s=0,t=0)}(\bar{r}',t) + \hat{\beta}_p^{\text{мс}} \bar{H}_{0(p,s=0,t=0)}(\bar{r}',t) \right) \end{aligned} \quad (7)$$

где $\Delta^{\text{эм}}$ – детерминант системы уравнений.

Если предположить, что внутреннее поле сферы и её изображений одинаковы, то бесконечная система уравнений сведется к системе $2N$ векторных неоднородных уравнений, решение которой аналогично (7), если под входящими в неё величинами понимать величины, относящиеся к этому случаю.

Систему уравнений для внутреннего поля (3,4) можно записать в другом виде, если поле падающей волны, внутреннее и рассеянное поля представить в виде некоторых разложений.

Разложим по собственным функциям поперечного сечения прямоугольного волновода выражение с экспонентой в соотношениях (5) [3]

$$\frac{e^{-ik_1 r(p',s',t')(p,s,t)}}{r(p',s',t')(p,s,t)} = \frac{2\pi}{dh} \sum_{m,n=0}^{\infty} \frac{\chi_{mn}}{\beta_{mn}} e^{-i \left[\frac{m\pi}{d}(x_{p',s'} - x_{p,s}) + \frac{n\pi}{h}(y_{p',t'} - y_{p,t}) + \beta_{mn} |z_{p'} - z_p| \right]},$$

где

$$\begin{aligned} \chi_{mn} &= \begin{cases} 2, & \text{если } m=0 \text{ или } n=0, \\ 1, & \text{если } m,n > 0, \end{cases} \\ \beta_{mn} &= \sqrt{k^2 \varepsilon_0 \mu_0 - \left(\frac{m\pi}{d} \right)^2 - \left(\frac{n\pi}{h} \right)^2} \quad (m,n = 0,1,2,\dots). \end{aligned}$$

Тогда величины $W_{(p,s,t)}^M(\bar{r})$ и $W_{(p,s,t)}^{\text{э}}(\bar{r})$ (5) можно записать в виде

$$\begin{aligned} W_{(p,s,t)}^M(\bar{r}) &= -\frac{4\pi}{k_1^3} \left(\sin k_1 a_p - \right. \\ &\quad \left. - k_1 a_p \cos k_1 a_p \right) \frac{2\pi}{dh} \sum_{m,n=0}^{\infty} \frac{\chi_{mn}}{\beta_{mn}} e^{-i \left[\frac{m\pi}{d}(x_{p',s'} - x_{p,s}) + \frac{n\pi}{h}(y_{p',t'} - y_{p,t}) + \beta_{mn} |z_{p'} - z_p| \right]}, \\ W_{(p,s,t)}^{\text{э}}(\bar{r}) &= \frac{4\pi}{k_1^3} \left(\sin k_1 a_p - \right. \\ &\quad \left. - k_1 a_p \cos k_1 a_p \right) \frac{2\pi}{dh} \sum_{m,n=0}^{\infty} \frac{\chi_{mn}}{\beta_{mn}} e^{-i \left[\frac{m\pi}{d}(x_{p',s'} - x_{p,s}) + \frac{n\pi}{h}(y_{p',t'} - y_{p,t}) + \beta_{mn} |z_{p'} - z_p| \right]}. \end{aligned}$$

Поле падающей волны относительно рассеивающей сферы представим в виде бесконечной суммы пространственных гармоник

$$\begin{aligned}\bar{E}_{0(p,s=0,t=0)}(\bar{r}',t) &= \sum_{m,n=0}^{\infty} \bar{E}_{0(p,s=0,t=0)}^{mn}(\bar{r}',t), \\ \bar{H}_{0(p,s=0,t=0)}(\bar{r}',t) &= \sum_{m,n=0}^{\infty} \bar{H}_{0(p,s=0,t=0)}^{mn}(\bar{r}',t)\end{aligned}$$

Внутреннее поле рассеивателей запишем в виде

$$\begin{aligned}\bar{E}_{(p,s,t)}^0(\bar{r}',t) &= \sum_{m,n=0}^{\infty} \bar{E}_{(p,s,t)}^{0mn}(\bar{r}',t), \\ \bar{H}_{(p,s,t)}^0(\bar{r}',t) &= \sum_{m,n=0}^{\infty} \bar{H}_{(p,s,t)}^{0mn}(\bar{r}',t),\end{aligned}\tag{8}$$

это представление нельзя рассматривать как разложение Фурье.

Уравнения для компонент внутренних полей $\bar{E}_{(p,s,t)}^0(\bar{r}',t), \bar{H}_{(p,s,t)}^0(\bar{r}',t)$ произвольной сферы представим в виде

$$\begin{aligned}\bar{E}_{0(p',s'=0,t'=0)}^{mn}(\bar{r}',t) &= \left\{ 1 + \frac{1}{3} \left(\frac{\epsilon_{p'}}{\epsilon_0} - 1 \right) \right\} \bar{E}_{(p',s'=0,t'=0)}^{0mn}(\bar{r}',t) - \\ &- \sum_{\substack{1 \\ p}}^N \sum_{\substack{-\infty \\ s}}^{\infty} \sum_{\substack{-\infty \\ t}}^{\infty} \frac{2\pi}{dhk_1^3} (\sin k_1 a_p - k_1 a_p \cos k_1 a_p) \frac{\chi_{mn}}{\beta_{mn}} \left\{ (\nabla \nabla + k^2 \epsilon_0 \mu_0) \left(\frac{\epsilon_p}{\epsilon_0} - 1 \right) \bar{E}_{(p,s,t)}^{0mn}(\bar{r}',t) - \right. \\ &(\bar{p},s,t) \neq (p',s'=0,t'=0) \\ &\left. - ik\mu_0 \left[\nabla, \left(-1 \right) \left(\frac{\mu_p}{\mu_0} - 1 \right) \bar{H}_{(p,s,t)}^{0mn}(\bar{r}',t) \right] \right\} e^{-i \left[\frac{\pi m}{d} (x_{p',s'} - x_{p,s}) + \frac{\pi n}{h} (y_{p',t'} - y_{p,t}) + \beta_{mn} |z_{p'} - z_p| \right]}, \\ \bar{H}_{0(p',s'=0,t'=0)}^{mn}(\bar{r}',t) &= \left\{ 1 + \frac{1}{3} \left(\frac{\mu_{p'}}{\mu_0} - 1 \right) \right\} \bar{H}_{(p',s'=0,t'=0)}^{0mn}(\bar{r}',t) - \\ &- \sum_{\substack{1 \\ p}}^N \sum_{\substack{-\infty \\ s}}^{\infty} \sum_{\substack{-\infty \\ t}}^{\infty} \frac{2\pi}{dhk_1^3} (\sin k_1 a_p - k_1 a_p \cos k_1 a_p) \frac{\chi_{mn}}{\beta_{mn}} \left\{ (\nabla \nabla + k^2 \epsilon_0 \mu_0) \left(-1 \right) \left(\frac{\mu_p}{\mu_0} - 1 \right) \bar{H}_{(p,s,t)}^{0mn}(\bar{r}',t) + \right. \\ &(\bar{p},s,t) \neq (p',s'=0,t'=0) \\ &\left. + ik\epsilon_0 \left[\nabla, \left(\frac{\epsilon_p}{\epsilon_0} - 1 \right) \bar{E}_{(p,s,t)}^{0mn}(\bar{r}',t) \right] \right\} e^{-i \left[\frac{\pi m}{d} (x_{p',s'} - x_{p,s}) + \frac{\pi n}{h} (y_{p',t'} - y_{p,t}) + \beta_{mn} |z_{p'} - z_p| \right]},\end{aligned}\tag{9}$$

$$\begin{aligned}
0 &= \left\{ 1 + \frac{1}{3} \left(\frac{\varepsilon_{p'}}{\varepsilon_0} - 1 \right) \right\} \bar{E}_{(p',s',t')}^{0mn}(\vec{r}', t) - \\
&- \sum_{\substack{p \\ 1}}^N \sum_{\substack{s \\ -\infty}}^{\infty} \sum_{\substack{t \\ -\infty}}^{\infty} \frac{2\pi}{dhk_1^3} (\sin k_1 a_p - k_1 a_p \cos k_1 a_p) \frac{\chi_{mn}}{\beta_{mn}} \left\{ (\nabla \nabla + k^2 \varepsilon_0 \mu_0) \left(\frac{\varepsilon_p}{\varepsilon_0} - 1 \right) \bar{E}_{(p,s,t)}^{0mn}(\vec{r}', t) - \right. \\
&(p,s,t) \neq (p',s',t') \\
&- ik\mu_0 \left[\nabla, \left(-1 \right) \left(\frac{\mu_p}{\mu_0} - 1 \right) \bar{H}_{(p,s,t)}^{0mn}(\vec{r}', t) \right] \left. \right\} e^{-i \left[\frac{\pi m}{d} (x_{p',s'} - x_{p,s}) + \frac{\pi n}{h} (y_{p',t'} - y_{p,t}) + \beta_{mn} |z_{p'} - z_p| \right]}, \\
0 &= \left\{ 1 + \frac{1}{3} \left(\frac{\mu_{p'}}{\mu_0} - 1 \right) \right\} \bar{H}_{(p',s'=0,t'=0)}^{0mn}(\vec{r}', t) - \\
&- \sum_{\substack{p \\ 1}}^N \sum_{\substack{s \\ -\infty}}^{\infty} \sum_{\substack{t \\ -\infty}}^{\infty} \frac{2\pi}{dhk_1^3} (\sin k_1 a_p - k_1 a_p \cos k_1 a_p) \frac{\chi_{mn}}{\beta_{mn}} \left\{ (\nabla \nabla + k^2 \varepsilon_0 \mu_0) \left(-1 \right) \left(\frac{\mu_p}{\mu_0} - 1 \right) \bar{H}_{(p,s,t)}^{0mn}(\vec{r}', t) + \right. \\
&(p,s,t) \neq (p',s',t') \\
&+ ik\varepsilon_0 \left[\nabla, \left(\frac{\varepsilon_p}{\varepsilon_0} - 1 \right) \bar{E}_{(p,s,t)}^{0mn}(\vec{r}', t) \right] \left. \right\} e^{-i \left[\frac{\pi m}{d} (x_{p',s'} - x_{p,s}) + \frac{\pi n}{h} (y_{p',t'} - y_{p,t}) + \beta_{mn} |z_{p'} - z_p| \right]}.
\end{aligned} \tag{10}$$

Решение системы уравнений (9,10) для N сфер имеет вид

$$\begin{aligned}
\bar{E}_{(p,s,t)}^0(\vec{r}', t) &= \sum_{m,n=0}^{\infty} \left[\frac{1}{\Delta^{mn}} \sum_{p=1}^N \left(\hat{g}_p^{\varepsilon cmn} \bar{E}_{0(p,s=0,t=0)}^{mn}(\vec{r}', t) + \hat{\beta}_p^{\varepsilon cmn} \bar{H}_{0(p,s=0,t=0)}^{mn}(\vec{r}', t) \right) \right], \\
\bar{H}_{(p,s,t)}^0(\vec{r}', t) &= \sum_{m,n=0}^{\infty} \left[\frac{1}{\Delta^{mn}} \sum_{p=1}^N \left(\hat{g}_p^{\mu cmn} \bar{E}_{0(p,s=0,t=0)}^{mn}(\vec{r}', t) + \hat{\beta}_p^{\mu cmn} \bar{H}_{0(p,s=0,t=0)}^{mn}(\vec{r}', t) \right) \right], \tag{11}
\end{aligned}$$

где Δ^{mn} – детерминант системы уравнений (9,10).

Числа m, n , связанные с распространяющимися волнами, определяются условием

$$k^2 \varepsilon_0 \mu_0 > \left(\frac{m\pi}{d} \right)^2 + \left(\frac{n\pi}{h} \right)^2,$$

а с затухающими волнами –

$$k^2 \varepsilon_0 \mu_0 < \left(\frac{m\pi}{d} \right)^2 + \left(\frac{n\pi}{h} \right)^2.$$

Потенциалы Герца $\vec{\Pi}^{\varepsilon}$ и $\vec{\Pi}^{\mu}$ рассеянного в волноводе поля по известному внутреннему полю (7) отдельных сфер и зеркальных изображений представим в виде суперпозиции потенциалов Герца отдельных сфер и изображений

$$\begin{aligned} \vec{\Pi}^{\text{э}}(\vec{r}, t) &= \sum_p \sum_s \sum_t \frac{1}{k_1^3} (\sin k_1 a_p - k_1 a_p \cos k_1 a_p) \left(\frac{\epsilon_p}{\epsilon_0} - 1 \right) \vec{E}_{(p,s,t)}^0(\vec{r}', t) \frac{e^{-ik_1 r_{(p,s,t)}}}{r_{(p,s,t)}}, \\ \vec{\Pi}^{\text{м}}(\vec{r}, t) &= -\sum_p \sum_s \sum_t \frac{1}{k_1^3} (\sin k_1 a_p - k_1 a_p \cos k_1 a_p) \left(\frac{\mu_p}{\mu_0} - 1 \right) \vec{H}_{(p,s,t)}^0(\vec{r}', t) \frac{e^{-ik_1 r_{(p,s,t)}}}{r_{(p,s,t)}}, \end{aligned} \quad (12)$$

где

$$r_{(p,s,t)} = \sqrt{(x - x_{p,s})^2 + (y - y_{p,t})^2 + (z - z_p)^2},$$

здесь координаты (x, y, z) определяют точку наблюдения рассеянного поля внутри волновода вне сфер, координаты $(x_{p,s}, y_{p,t}, z_p)$ – точку нахождения центра сферы или зеркального изображения (6).

В соотношениях для потенциалов Герца (12) выражение с экспонентой можно представить в виде разложения по собственным функциям сечения волновода

$$\frac{e^{-ik_1 r_{(p,s,t)}}}{r_{(p,s,t)}} = \frac{2\pi}{dh} \sum_{m,n=0}^{\infty} \frac{\chi_{mn}}{\beta_{mn}} e^{-i \left[\frac{\pi m}{d}(x - x_{p,s}) + \frac{\pi n}{h}(y - y_{p,t}) + \beta_{mn}|z - z_p| \right]}.$$

Полученные решения для внутреннего поля (7, 11) и потенциалов Герца (12) справедливы, когда $a/\lambda \ll 1$ и $a/\lambda_g \ll 1$. Но их можно обобщить на резонансный случай $a/\lambda_g \sim 1$, если вместо проницаемостей ϵ_p и μ_p ввести эффективные проницаемости [4,1,2]

$$\begin{aligned} \epsilon_{p\text{эф}} &= \epsilon_p F(ka_p \sqrt{\epsilon_p \mu_p}), \\ \mu_{p\text{эф}} &= \mu_p F(ka_p \sqrt{\epsilon_p \mu_p}), \end{aligned} \quad (13)$$

где

$$F(ka_p \sqrt{\epsilon_p \mu_p}) = \frac{2(\sin ka_p \sqrt{\epsilon_p \mu_p} - ka_p \sqrt{\epsilon_p \mu_p} \cos ka_p \sqrt{\epsilon_p \mu_p})}{(k^2 a_p^2 \epsilon_p \mu_p - 1) \sin ka_p \sqrt{\epsilon_p \mu_p} + ka_p \sqrt{\epsilon_p \mu_p} \cos ka_p \sqrt{\epsilon_p \mu_p}}.$$

Рассеянное в волноводе поле (1) для случая (7), учитывая (13), запишем в виде

$$\begin{aligned} \vec{E}_{\text{расс}}(\vec{r}, t) &= \sum_p \sum_s \sum_t \frac{1}{k_1^3} (\sin k_1 a_p - k_1 a_p \cos k_1 a_p) \left\{ \left(\frac{\epsilon_{p\text{эф}}}{\epsilon_0} - 1 \right) \hat{L}_c \vec{E}_{(p,s,t)}^0(\vec{r}') - \right. \\ &\quad \left. - ik\mu_0 (-1) \left(\frac{\mu_{p\text{эф}}}{\mu_0} - 1 \right) \hat{P}_c \vec{H}_{(p,s,t)}^0(\vec{r}') \right\} e^{i(\omega t - k_1 r_{(p,s,t)})}, \\ \vec{H}_{\text{расс}}(\vec{r}, t) &= \sum_p \sum_s \sum_t \frac{1}{k_1^3} (\sin k_1 a_p - k_1 a_p \cos k_1 a_p) \left\{ (-1) \left(\frac{\mu_{p\text{эф}}}{\mu_0} - 1 \right) \hat{L}_c \vec{H}_{(p,s,t)}^0(\vec{r}') + \right. \\ &\quad \left. + ik\epsilon_0 \left(\frac{\epsilon_{p\text{эф}}}{\epsilon_0} - 1 \right) \hat{P}_c \vec{E}_{(p,s,t)}^0(\vec{r}') \right\} e^{i(\omega t - k_1 r_{(p,s,t)})}, \end{aligned}$$

а для случая (11) в виде

$$\hat{E}_{расc}(\vec{r}, t) = \sum_{p=1}^N \sum_{s=-\infty}^{\infty} \sum_{t=-\infty}^{\infty} \frac{2\pi}{dhk_1^3} \left(\sin k_1 a_p - k_1 a_p \cos k_1 a_p \right) \sum_{m,n=0}^{\infty} \frac{\chi_{mn}}{\beta_{mn}} \left[\left(\frac{\varepsilon_{p\partial\phi}}{\varepsilon_0} - 1 \right) \hat{L}_c^{mn} \bar{E}^0(p, s, t)(\vec{r}') - \right. \\ \left. - ik\mu_0 (-1) \left(\frac{\mu_{p\partial\phi}}{\mu_0} - 1 \right) \hat{P}_c^{mn} \bar{H}^0(p, s, t)(\vec{r}') \right] e^{i \left(\omega t - \left[\frac{\pi m}{d} (x - x_{p,s}) + \frac{\pi n}{h} (y - y_{p,t}) + \beta_{m,n} |z - z_p| \right] \right)}, \\ \hat{H}_{расc}(\vec{r}, t) = \sum_{p=1}^N \sum_{s=-\infty}^{\infty} \sum_{t=-\infty}^{\infty} \frac{2\pi}{dhk_1^3} \left(\sin k_1 a_p - k_1 a_p \cos k_1 a_p \right) \sum_{m,n=0}^{\infty} \left\{ (-1) \left(\frac{\mu_{p\partial\phi}}{\mu_0} - 1 \right) \hat{L}_c^{mn} \bar{H}^0(p, s, t)(\vec{r}') + \right. \\ \left. + ik\varepsilon_0 \left(\frac{\varepsilon_{p\partial\phi}}{\varepsilon_0} - 1 \right) \hat{P}_c^{mn} \bar{E}^0(p, s, t)(\vec{r}') \right\} e^{i \left(\omega t - \left[\frac{\pi m}{d} (x - x_{p,s}) + \frac{\pi n}{h} (y - y_{p,t}) + \beta_{m,n} |z - z_p| \right] \right)},$$

где \hat{L}_c, \hat{P}_c и $\hat{L}_c^{mn}, \hat{P}_c^{mn}$ – функциональные матрицы вида

$$\hat{L}_c = \begin{bmatrix} \Psi_{xxc} & \Psi_{xyc} & \Psi_{xzc} \\ \Psi_{yxc} & \Psi_{yyc} & \Psi_{yxc} \\ \Psi_{zxc} & \Psi_{zyc} & \Psi_{zxc} \end{bmatrix}; \quad \hat{P}_c = \begin{bmatrix} 0 & \Psi_{zc} & \Psi^{\circ}_{yc} \\ \Psi^{\circ}_{zc} & 0 & \Psi_{xc} \\ \Psi_{yc} & \Psi^{\circ}_{xc} & 0 \end{bmatrix}; \quad (14) \\ \hat{L}_c^{mn} = \begin{bmatrix} \left(k^2 \varepsilon_0 \mu_0 - \frac{m^2 \pi^2}{d^2} \right) & -\frac{m\pi}{d} \frac{n\pi}{h} & -\beta_{mn} \frac{m\pi}{d} \\ -\frac{m\pi}{d} \frac{n\pi}{h} & \left(k^2 \varepsilon_0 \mu_0 - \frac{n^2 \pi^2}{h^2} \right) & -\beta_{mn} \frac{n\pi}{h} \\ -\beta_{mn} \frac{m\pi}{d} & -\beta_{mn} \frac{n\pi}{h} & \left(k^2 \varepsilon_0 \mu_0 - \beta_{mn}^2 \right) \end{bmatrix}; \\ \hat{P}_c^{mn} = \begin{bmatrix} 0 & i\beta_{mn} & -i \frac{n\pi}{h} \\ -i\beta_{mn} & 0 & i \frac{m\pi}{d} \\ i \frac{n\pi}{h} & -i \frac{m\pi}{d} & 0 \end{bmatrix}.$$

Величины, входящие в функциональные матрицы (14), запишем в виде (6)

$$\Psi_{xxc} = \frac{1}{r(p,s,t)} k^2 \varepsilon_0 \mu_0 + \frac{\left| 3(x-x_p, s)^2 - r_{(p,s,t)}^2 \right|}{r_{(p,s,t)}^5} - k_1^2 \frac{(x-x_p, s)^2}{r_{(p,s,t)}^3} + ik_1 \frac{\left| 3(x-x_p, s)^2 - r_{(p,s,t)}^2 \right|}{r_{(p,s,t)}^4}, \\ \Psi_{yyc} = \frac{1}{r(p,s,t)} k^2 \varepsilon_0 \mu_0 + \frac{\left| 3(y-y_p, t)^2 - r_{(p,s,t)}^2 \right|}{r_{(p,s,t)}^5} - k_1^2 \frac{(y-y_p, t)^2}{r_{(p,s,t)}^3} + ik_1 \frac{\left| 3(y-y_p, t)^2 - r_{(p,s,t)}^2 \right|}{r_{(p,s,t)}^4},$$

$$\Psi_{z z c} = \frac{1}{r(p, s, t)} k^2 \varepsilon_0 \mu_0 + \frac{\left| 3(z - z_{p, t})^2 - r_{(p, s, t)}^2 \right|}{r_{(p, s, t)}^5} - k_1^2 \frac{(z - z_{p, t})^2}{r_{(p, s, t)}^3} + i k_1 \frac{\left| 3(z - z_{p, t})^2 - r_{(p, s, t)}^2 \right|}{r_{(p, s, t)}^4},$$

$$\Psi_{x y c} = \Psi_{y x c} = \frac{3(x - x_{p, s})(y - y_{p, t})}{r_{(p, s, t)}^5} - k_1^2 \frac{(x - x_{p, s})(y - y_{p, t})}{r_{(p, s, t)}^3} + i k_1 \frac{3(x - x_{p, s})(y - y_{p, t})}{r_{(p, s, t)}^4},$$

$$\Psi_{x z c} = \Psi_{z x c} = \frac{3(x - x_{p, s})(z - z_p)}{r_{(p, s, t)}^5} - k_1^2 \frac{(x - x_{p, s})(z - z_p)}{r_{(p, s, t)}^3} + i k_1 \frac{3(x - x_{p, s})(z - z_p)}{r_{(p, s, t)}^4},$$

$$\Psi_{y z c} = \Psi_{z y c} = \frac{3(y - y_{p, t})(z - z_p)}{r_{(p, s, t)}^5} - k_1^2 \frac{(y - y_{p, t})(z - z_p)}{r_{(p, s, t)}^3} + i k_1 \frac{3(y - y_{p, t})(z - z_p)}{r_{(p, s, t)}^4},$$

$$\Psi_{x c} = \frac{(x - x_{p, s})}{r_{(p, s, t)}^3} + i k_1 \frac{(x - x_{p, s})}{r_{(p, s, t)}^2}, \Psi_{x c}^0 = -\Psi_{x c},$$

$$\Psi_{y c} = \frac{(y - y_{p, t})}{r_{(p, s, t)}^3} + i k_1 \frac{(y - y_{p, t})}{r_{(p, s, t)}^2}, \Psi_{y c}^0 = -\Psi_{y c},$$

$$\Psi_{z c} = \frac{(z - z_p)}{r_{(p, s, t)}^3} + i k_1 \frac{(z - z_p)}{r_{(p, s, t)}^2}, \Psi_{z c}^0 = -\Psi_{z c}.$$

Граничное условие для тангенциальной компоненты полного электрического поля в волноводе со сферами на внутренней идеальной металлической поверхности S волновода выполняется, если

$$\vec{E}_{t \text{ расс}}(\vec{r}, t)|_S = 0.$$

Из детерминантов систем уравнений (3, 4), (9, 10) находятся резонансные условия, когда в сферах $a/\lambda_g \sim 1$.

В данном решении волноводная задача сведена к решеточной, что позволяет найденное решение сопоставить с подобным решением для решетки сфер в свободном пространстве [5]. Изучение такого сопоставления может дать возможность замены некоторых экспериментальных измерений для свободного пространства волноводными измерениями [6].

Список литературы: 1. Козарь А.И., Хижняк Н.А. Отражение электромагнитных волн от резонансной диэлектрической сферы в волноводе // Укр. физ. журн. 1970. Т. 15. С.847-849. 2. Козарь А. И., Хижняк Н. А. К вопросу о точном измерении больших значений диэлектрической проницаемости сегнетоэлектриков. // Радиотехника. 1970. Вып. 14. С. 118-128. 3. Хижняк Н.А. Интегральные уравнения макроскопической электродинамики. Киев: Наукова думка, 1986. С.279. 4. Левин Л. Современная теория волноводов. М.: Изд-во иностр. лит. 1954. С.216. 5. Козарь А.И. Рассеяние электромагнитных волн на сложных пространственных решетках резонансных магнитоэлектрических сфер // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2002. Вып. 124. С. 24-35. 6. Козарь А. И. Прямоугольный электромагнитный резонатор с резонансными магнитоэлектрическими сферами // Вісник Харк. нац. ун-ту. Радіофізика та електроніка. 2002. Вип. 1. №544. С. 199–205.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 13.02.2002

ВОЗБУЖДЕНИЕ НЕЗАМКНУТОЙ КОНИЧЕСКОЙ СТРУКТУРЫ ИМПУЛЬСНЫМ РАДИАЛЬНЫМ ИСТОЧНИКОМ

В работе впервые получено строгое решение задачи возбуждения импульсным точечным источником полубесконечного идеально проводящего конуса с периодически прорезанными вдоль образующих щелями. Интерес к исследованию таких задач вызван тем, что рассматриваемая коническая поверхность является моделью конической щелевой антенны, способной формировать импульсные электромагнитные поля и концентрировать их энергию. Для решения нестационарных электродинамических граничных задач используются, в частности, преобразование Лапласа по временному параметру [1,2], а также численный FTD метод [3]. Применение первого зачастую сопряжено с трудностями обращения, а второй позволяет получить только численные результаты, чего недостаточно для изучения сложных переходных процессов. Авторам работы [4] удалось построить функцию Грина для первой краевой задачи волнового уравнения в случае замкнутого (сплошного) конуса путем использования преобразования Лапласа и обращения функции Грина для уравнения Гельмгольца. В [5] предложен подход для нахождения функции Грина нестационарной задачи с граничным условием Дирихле на полубесконечной конической поверхности с периодически прорезанными вдоль образующих щелями. Целью настоящей работы является решение задачи возбуждения импульсным радиальным магнитным диполем конической структуры с периодическими продольными щелями.

Постановка и решение задачи

Полубесконечный идеально проводящий круговой конус Σ с углом раскрыва 2γ и периодически прорезанными вдоль образующих N щелями во введенной сферической системе координат r, ϑ, φ с началом в вершине конуса задается уравнением $\vartheta = \gamma$. Период конической структуры $l = 2\pi/N$ и ширина щелей – угловые величины (величины двугранных углов, которые образованы пересечением плоскостей, проведенных через ось конуса и ребра соседних конических лент). Среда, в которую помещен конус, считается однородной, изотропной и непроводящей с диэлектрической ϵ и магнитной μ проницаемостями.

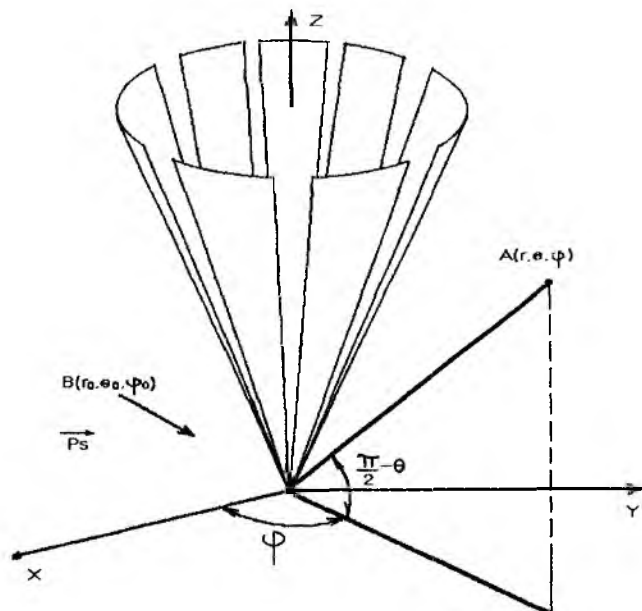


Рис. 1

В качестве источника возбуждения рассмотрим магнитный радиальный диполь, расположенный в точке $\vec{r} = \vec{r}_0$, с моментом

$$\vec{M}(\vec{r}, t) = M \cdot \vec{e}_r \delta(\vec{r} - \vec{r}_0) \delta(t - t_0),$$

где $|\vec{e}_r| = 1$, а $\eta(z)$ - функция Хевисайда. Такому источнику отвечает импульсная плотность тока

$$\vec{j}^m(\vec{r}, t) = \frac{\partial}{\partial t} \vec{M}(\vec{r}, t) = M \cdot \vec{e}_r \delta(\vec{r} - \vec{r}_0) \frac{d}{dt} \delta(t - t_0). \quad (1)$$

Искомое электромагнитное поле $\vec{E}(\vec{r}, t)$ и $\vec{H}(\vec{r}, t)$ удовлетворяет [1-3]:

- 1) системе уравнений Максвелла вне конуса Σ и источника;
- 2) граничному условию на конических лентах

$$(\vec{n} \times \vec{E})_{\Sigma} = 0, \quad (2)$$

где \vec{n} - единичный вектор внешней нормали к поверхности конуса;

- 3) условию на бесконечности в пространстве;
- 4) условию причинности

$$\vec{E} \equiv 0 \equiv \vec{H} \text{ при } t < t_0. \quad (3)$$

Представим поле \vec{E} и \vec{H} в виде

$$\vec{E} = \vec{E}_0 + \vec{E}_p, \quad \vec{H} = \vec{H}_0 + \vec{H}_p, \quad (4)$$

где \vec{E}_0, \vec{H}_0 - поле источника, а \vec{E}_p, \vec{H}_p соответствует полю, обусловленному присутствием конуса. Для удобства решения граничной задачи введем магнитный потенциал Дебая $v(\vec{r}, t)$, через который составляющие электромагнитного поля выражаются по формулам [6]:

$$\begin{aligned} E_r &\equiv 0, & H_r &= \left(\frac{\partial^2}{\partial r^2} - \epsilon\mu \frac{\partial^2}{\partial t^2} \right) (rv), \\ E_{\vartheta} &= -\frac{\mu}{\sin \vartheta} \frac{\partial^2 v}{\partial \varphi \partial t}, & H_{\vartheta} &= \frac{1}{r} \frac{\partial^2}{\partial r \partial \vartheta} (rv), \\ E_{\varphi} &= \mu \frac{\partial^2 v}{\partial \vartheta \partial t}, & H_{\varphi} &= \frac{1}{r \sin \vartheta} \frac{\partial^2}{\partial r \partial \varphi} (rv). \end{aligned} \quad (5)$$

Неизвестный потенциал $v(\vec{r}, t)$ удовлетворяет:

- 1) однородному волновому уравнению

$$\Delta v - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 v}{\partial t^2} = 0, \quad \hat{c} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon\mu}},$$

всюду вне конуса Σ и источника;

- 2) граничному условию Неймана

$$\left. \frac{\partial v}{\partial n} \right|_{\Sigma} = 0$$

в соответствии с (2) и (5);

- 3) условию на бесконечности в пространстве;
- 4) условию, соответствующему принципу причинности (3)

$$v(\vec{r}, t) \equiv 0 \equiv \frac{\partial v(\vec{r}, t)}{\partial t} \text{ при } t < t_0.$$

Согласно (4) записываем $v(\vec{r}, t)$ в виде

$$v(\vec{r}, t) = v_0(\vec{r}, t) + v_p(\vec{r}, t), \quad (6)$$

где

$$v_0(\vec{r}, t) = -\frac{M}{4\pi\mu_0} \frac{\delta(\hat{\tau} - R/\hat{c})}{R} \eta(\hat{\tau} - R/\hat{c}), \quad \hat{\tau} = t - t_0, \quad R = |\vec{r} - \vec{r}_0|,$$

соответствует полю источника $\vec{E}_0(\vec{r}, t)$, $\vec{H}_0(\vec{r}, t)$ с плотностью тока (1), $v_p(\vec{r}, t)$ - полю $\vec{E}_p(\vec{r}, t)$, $\vec{H}_p(\vec{r}, t)$. Используя преобразование Лапласа по временному параметру

$$v^{(s)}(\vec{r}) = \int_0^{+\infty} v(\vec{r}, t) e^{-st} dt, \quad s > 0,$$

сведем решение нестационарной задачи 1) - 4) к нахождению магнитного потенциала Дебая $v^{(s)}(\vec{r})$ стационарной задачи, который удовлетворяет однородному уравнению Гельмгольца

$$\Delta v^{(s)} - q^2 v^{(s)} = 0$$

вне конуса и источника ($q = s/\hat{c}$), граничному условию на лентах, условию на бесконечности в форме принципа предельного поглощения, условию ограниченности энергии. Эти условия обеспечивают единственность решения нестационарной задачи [1,3]. Структура $v^{(s)}(\vec{r})$ такая, как и у потенциала $v(\vec{r}, t)$ (6):

$$v^{(s)}(\vec{r}) = v_0^{(s)} + v_p^{(s)}, \quad v_0^{(s)} = -\frac{Me^{-st_0}}{\mu_0} \frac{e^{-qR}}{4\pi R}. \quad (7)$$

Одним из эффективных средств для решения граничных задач с конической геометрией является интегральные преобразования Конторовича-Лебедева относительно радиальной координаты [7,8]

$$\hat{g}(\tau) = \int_0^{+\infty} g(r) \frac{K_{i\tau}(qr)}{\sqrt{r}} dr, \quad (8)$$

$$g(r) = \frac{2}{\pi^2} \int_0^{+\infty} \tau \operatorname{sh} \pi \tau \hat{g}(\tau) \frac{K_{i\tau}(qr)}{\sqrt{r}} d\tau, \quad (9)$$

где $K_{i\tau}(z)$ - функция Макдональда. Принимая во внимание представление для $e^{-qr}/4\pi R$ в виде (9) [8], ищем $v_p^{(s)}(r)$ также в виде интеграла Конторовича-Лебедева (8), (9)

$$v_p^{(s)}(\vec{r}) = \frac{2}{\pi^2} \int_0^{+\infty} \tau \operatorname{sh} \pi \tau \cdot \hat{v}_p^{(s)}(\tau) \frac{K_{i\tau}(qr)}{\sqrt{r}} d\tau, \quad (10)$$

$$\hat{v}_p^{(s)}(\tau) = \int_0^{+\infty} v_p^{(s)}(\vec{r}) \frac{K_{i\tau}(qr)}{\sqrt{r}} dr =$$

$$= -\sum_{m=-\infty}^{+\infty} a_{m\tau}^{(s)} \frac{d}{d\gamma} P_{-1/2+i\tau}^m(\cos \gamma) \cdot P_{-1/2+i\tau}^m(-\cos \vartheta_0) \cdot U_{m\tau}(\vartheta, \varphi), \quad \gamma < \vartheta_0,$$

$$a_{m\tau}^{(s)} = \xi_{m\tau} e^{-st_0} \frac{K_{i\tau}(qr_0)}{\sqrt{r_0}}, \quad \xi_{m\tau} = \frac{M}{4\mu_0} \frac{(-1)^m}{ch \pi \tau} e^{-im\varphi_0} \frac{\Gamma(1/2 - m + i\tau)}{\Gamma(1/2 + m + i\tau)},$$

$$U_{m\tau} = \begin{cases} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x_{m,n+m_0} \frac{P_{-1/2+i\tau}^{m+nN}(\cos \vartheta)}{d\gamma} e^{i(m+nN)\varphi}, & 0 < \vartheta < \gamma, \\ \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x_{m,n+m_0} \frac{P_{-1/2+i\tau}^{m+nN}(-\cos \vartheta)}{d\gamma} e^{i(m+nN)\varphi}, & \gamma < \vartheta < \pi, \end{cases}$$

где $\Gamma(z)$ - гамма-функция, $P_{-1/2+i\tau}^m(\cos\vartheta)$ - присоединенная функция Лежандра первого рода, $m/N = m_0 + \nu$, m_0 - ближайшее целое число к m/N , $-1/2 \leq \nu < 1/2$. Неизвестные коэффициенты $x_{m, n+m_0}(\tau)$ не зависят от параметра q , что упрощает процедуру обращения $v_p^{(s)}(\vec{r})$ (10) и нахождения потенциала Дебая нестационарной задачи $v_p(\vec{r}, t)$.

Таким образом, решение задачи импульсного возбуждения свелось к решению стационарной и определению коэффициентов Фурье $x_n(\tau)$. Применяя процедуру обращения, предложенную в [4] для сплошного конуса, получаем

$$v_p(\vec{r}, t) = -\frac{\hat{c}}{r} \eta(\hat{r} - (r + r_0)/\hat{c}) \int_0^{+\infty} \tau \operatorname{sh} \pi \tau U_{m\tau}^*(\vartheta, \varphi) P_{-1/2+i\tau}^m(\operatorname{ch} b(\hat{r})) d\tau, \quad (11)$$

$$U_{m\tau}^*(\vartheta, \varphi) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \frac{d}{d\gamma} P_{-1/2+i\tau}^m(\cos \gamma) P_{-1/2+i\tau}^m(-\cos \vartheta_0) U_{m\tau}(\vartheta, \varphi),$$

$$\operatorname{ch} b(\hat{r}) = \frac{\hat{c}^2 \hat{r}^2 - r^2 - r_0^2}{2rr_0}.$$

Использование граничного условия для $v^{(s)}(\vec{r})$ на лентах, непрерывности поля в щелях и метода задачи Римана-Гильберта для дуги единичной окружности [9] приводит к системе линейных алгебраических уравнений второго рода фредгольмовского типа (СЛАУ-2) для коэффициентов $x_n^{(m_0)}$ следующего вида:

$$M_n^\nu(u) \cdot (x_n^{(m_0)} - \delta_n^{(m_0)}) = \sum_{p=-\infty}^{+\infty} A_{np} (x_p^{(m_0)} - \delta_p^{(m_0)}) + B_n^{(m_0)}, \quad n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \quad (12)$$

$$M_n^\nu(u) = \frac{P_\nu(-u) - P_{\nu-1}(-u)}{P_\nu(-iu) + P_{\nu-1}(-iu)} \cdot \delta_n^0 + 1, \quad \delta_n^m = \begin{cases} 1, & n = m, \\ 0, & n \neq m; \end{cases}$$

$$A_{np} = \frac{|p|}{p} \varepsilon_p \cdot T_{np}(u) + P_n(u) \cdot \delta_p^0, \quad T_{np}(u) = \begin{cases} \nu V^p(u), & n = 0, \\ V_{n-1}^{p-1}(u), & n \neq 0; \end{cases}$$

$$B_n^{(p)} = -\frac{|p|}{p} (1 - \varepsilon_p) T_{np}(u), \quad u = \cos(\pi d/l),$$

$$\frac{1}{N(n+\nu)} \frac{|n|}{n} (1 - \varepsilon_n) = (-1)^{N(n+\nu)+1} \frac{\operatorname{ch} \pi \tau}{\pi \sin^2 \gamma} \frac{\Gamma(1/2 + i\tau + (n+\nu)N)}{\Gamma(1/2 + i\tau - (n+\nu)N)} \times$$

$$\times \frac{1}{\frac{d}{d\gamma} P_{-1/2+i\tau}^{N(n+\nu)}(\cos \gamma) \cdot \frac{d}{d\gamma} P_{-1/2+i\tau}^{N(n+\nu)}(-\cos \gamma)},$$

$$V_{n-1}^{p-1}(u) = \begin{cases} \frac{1}{2} \sum_{j=0}^p \rho_{p-j}(u) P_{j-n}(u), & p \geq 1, \\ \frac{1}{2} [P_{n-1}(u) - P_n(u)], & n = 0, \\ -\frac{1}{2} \sum_{j=0}^{-p} \rho_{-p-j}(u) P_{j+n}(u), & p \leq -1, \end{cases}$$

$$\rho_0(u) = 1, \quad \rho_1(u) = -u, \quad \rho_n(u) = P_n(u) - 2uP_{n-1}(u) + P_{n-2}(u), \quad n \geq 2.$$

Для коэффициентов ε_p имеет место оценка

$$\varepsilon_p = O(N^{-2} \cdot (p+\nu)^{-2}), \quad N(p+\nu) \gg 1.$$

Требование выполнимости условия ограниченности энергии накладывает условие принадлежности коэффициентов $x_n^{(m_0)}$ гильбертову пространству \tilde{l}^2 со скалярным произведением

$$(x, y) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{|x_n| \cdot |y_n|}{1 + |n|}.$$

При любых параметрах задачи и их соотношениях матричный оператор системы (12) является вполне непрерывным, что делает возможным использование метода редукции для решения СЛАУ-2 [10]. В случае полупрозрачного конуса, когда число щелей велико и их ширина мала по сравнению с периодом, матричный оператор является сжимающим, что позволяет применить для решения (12) метод последовательных приближений и получить решение исходной электродинамической задачи.

Результаты

В случае полупрозрачного конуса, который определяется существованием предела

$$W = \lim \left[-\frac{1}{N} \ln \sin \frac{\pi d}{2l} \right] \text{ при } N \rightarrow +\infty \text{ и } d/l \rightarrow 0, \quad (13)$$

решение СЛАУ-2 имеет вид ($m_0 = 0, m = N \cdot \nu$)

$$x_0^{(0)} = \frac{2W}{2W + \Phi_{i\tau}^{(-m)}}, \quad x_n^{(0)} = -\frac{\Phi_{i\tau}^{(-m)}}{2W + \Phi_{i\tau}^{(-m)}}, \quad n \neq 0,$$

$$\Phi_{i\tau}^{(m)} = \frac{1}{m} (1 - \varepsilon_0), \quad \Phi_{i\tau} = \Phi_{i\tau}^{(m)} \Big|_{m=0}.$$

Учитывая поведение $P_{-1/2+i\tau}^p(\cos \vartheta)$ при $p \gg 1$ [11], получаем из (11) представление для $v_p(\vec{r}, t)$

$$v_p(\vec{r}, t) = v_p^{cнлн}(\vec{r}, t) + \frac{\bar{c}}{2\pi r r_0} \frac{M}{\mu} \eta(\bar{c} - (r + r_0)/\bar{c}) \sum_{m=-\infty}^{+\infty} (-1)^m e^{im(\varphi - \varphi_0)} \times$$

$$\times \int_0^{+\infty} \frac{\pi h \pi \tau \cdot \Phi_{i\tau}^{(-m)}}{2W + \Phi_{i\tau}^{(-m)}} \chi_{i\tau}^{(m)} P_{-1/2+i\tau}^m(-\cos \vartheta_0) P_{-1/2+i\tau}^m(-\cos \vartheta) P_{-1/2+i\tau}^m(\text{chb}(\bar{c})) d\tau, \quad \gamma < \vartheta < \pi, \quad (14)$$

где

$$v_p^{cнлн}(\vec{r}, t) = -\frac{\bar{c}}{2\pi r r_0} \frac{M}{\mu} W \eta(\bar{c} - (r + r_0)/\bar{c}) \sum_{m=-\infty}^{+\infty} (-1)^m e^{im(\varphi - \varphi_0)} \times$$

$$\times \int_0^{+\infty} \pi h \pi \tau \chi_{i\tau}^{(m)} P_{-1/2+i\tau}^m(-\cos \vartheta_0) P_{-1/2+i\tau}^m(-\cos \vartheta) P_{-1/2+i\tau}^m(\text{chb}(\bar{c})) d\tau, \quad \gamma < \vartheta < \pi,$$

$$\chi_{i\tau}^{(m)} = \frac{\Gamma(1/2 + i\tau - m)}{\Gamma(1/2 + i\tau + m)} \frac{d}{d\gamma} P_{-1/2+i\tau}^m(\cos \gamma) \frac{d}{d\gamma} P_{-1/2+i\tau}^m(-\cos \gamma).$$

Аналогичное представление имеет место и для $0 < \vartheta < \gamma$. Устремляя в (14) параметр заполнения W из (13) к бесконечности, в пределе получаем решение задачи Неймана в случае сплошного конуса $v_p(\vec{r}, t) = v_p^{cнлн}(\vec{r}, t)$ [4]. Из представления (14) заключаем, что потенциал Дебая для рассеянного поля может быть представлен в виде суммы слагаемых, соответствующих потенциалу для сплошного конуса $v_p^{cнлн}(\vec{r}, t)$ и влиянию щелей. Если источник расположен на оси конуса ($\vartheta_0 = \pi, m = 0$), то выражение в правой части (14) упрощается и тогда

$$v_p(\vec{r}, t) = -\frac{\hat{c}}{2\pi r r_0} \frac{M}{\mu} W \eta(\bar{\tau} - (r + r_0)/\hat{c}) \times \\ \times \int_0^{+\infty} \frac{\pi h \pi \tau}{2W + \Phi_{i\tau}} \chi_{i\tau}^{(0)} P_{-1/2+i\tau}(-\cos \vartheta) P_{-1/2+i\tau}(chb(\bar{\tau})) d\tau, \quad \gamma < \vartheta < \pi. \quad (15)$$

Подставляя правые части (14), (15) в формулы (5), получаем выражения для составляющих электромагнитного поля, одна из которых ($H_{\vartheta p}$) имеет вид ($\vartheta_0 = \pi, \varphi_0 = 0$)

$$H_{\vartheta p}(\vec{r}, t) = -\frac{\hat{c}}{2\pi r r_0} \frac{M}{\mu} W \eta(\bar{\tau} - (r + r_0)/\hat{c}) \times \\ \times \int_0^{+\infty} \frac{\pi h \pi \tau}{2W + \Phi_{i\tau}} \chi_{i\tau}^{(0)} \cdot \frac{d}{d\vartheta} P_{-1/2+i\tau}(-\cos \vartheta) \cdot \frac{\partial}{\partial r} P_{-1/2+i\tau}(chb(\bar{\tau})) d\tau, \quad \gamma < \vartheta < \pi. \quad (16)$$

Переходя в (16) к интегрированию по мнимой оси ($\zeta = i\tau$) и используя основную теорему о вычетах, приходим к представлению для $H_{\vartheta p}$ в виде ряда

$$H_{\vartheta p}(\vec{r}, t) = -\frac{\hat{c}}{2\pi r r_0} \frac{M}{\mu} W \sin^2 \gamma \cdot \eta(\bar{\tau} - (r + r_0)/\hat{c}) \times \\ \times \sum_{j=0}^{+\infty} \frac{\zeta_j}{\frac{d}{d\zeta} F_\zeta \Big|_{\zeta=\zeta_j}} \left[\frac{d}{d\gamma} P_{-1/2+\zeta_j}(\cos \gamma) \right]^2 \cdot \frac{d}{d\vartheta} P_{-1/2+\zeta_j}(-\cos \vartheta) \cdot \frac{\partial}{\partial r} Q_{-1/2+\zeta_j}(chb), \quad (17)$$

где $Q_{-1/2+\zeta}(z)$ - функция Лежандра второго рода,

$$F_\zeta = \cos \pi \zeta - \pi \sin^2 \gamma \cdot W \frac{d}{d\gamma} P_{-1/2+\zeta}(\cos \gamma) \frac{d}{d\gamma} P_{-1/2+\zeta}(-\cos \gamma), \\ F_{\zeta_j} = 0. \quad (18)$$

В соответствии с (17) спектр нестационарной задачи такой, как у стационарной [5] и определяется корнями ζ_j уравнения (18). Структура рассеянного поля такова, что в его представлении кроме слагаемых, отвечающих полю для сплошного конуса, присутствуют слагаемые, обусловленные наличием щелей.

При установившемся режиме ($\bar{\tau} \gg 1$) для $H_{\vartheta p}$ можно ограничиться приближением, воспользовавшись поведением функции $Q_{-1/2+\zeta}(z)$, $z \gg 1$, [11]

$$Q_{-1/2+\zeta}(z) = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \cdot \frac{\Gamma(1/2+\zeta)}{2^\zeta \zeta \Gamma(\zeta)} \cdot z^{-3/2-\zeta} [1 + O(z^{-2})].$$

Тогда

$$H_{\vartheta p}(\vec{r}, t) = -\frac{\hat{c} M}{\mu} W \sin^2 \gamma \cdot \frac{(1/2 + \kappa) \Gamma(1/2 + \kappa)}{\Gamma(\kappa)} \times \\ \times \frac{\left[\frac{d}{d\gamma} P_{-1/2+\kappa}(\cos \gamma) \right]^2}{\frac{d}{d\zeta} F_\zeta \Big|_{\zeta=\kappa}} \cdot r^{-3/2+\kappa} \cdot r_0^{-1/2+\kappa} \frac{d}{d\vartheta} P_{-1/2+\kappa}(-\cos \vartheta) \cdot \frac{1}{(\bar{\tau}^2 \hat{c}^2)^{1/2+\kappa}} [1 + O(\bar{\tau}^{-2})], \quad (19)$$

где $\kappa = \min \zeta_j$, $j = 0, 1, 2, \dots$ и $\kappa > 1/2$.

Из представления (19) видно, что магнитное поле вблизи вершины конуса имеет особенность, как и в случае стационарной электродинамической задачи.

В данной работе предложен подход для решения задачи возбуждения импульсным точечным источником конической поверхности с периодическими продольными щелями. Он основан на сведении нестационарной задачи к стационарной с помощью преобразования Лапласа и последующим обращением. В случае полупрозрачного конуса получено аналитическое решение задачи в виде интеграла и ряда. Для установившегося режима приведена асимптотика решения и проведен анализ спектра граничной задачи и структуры поля.

Список литературы 1. *Боровиков В.А.* Дифракция на многоугольниках и многогранниках. М.: Наука, 1966. 455с. 2. *Фелсен Л., Маркувиц Н.* Излучение и рассеяние волн. М.: Мир, 1978. Т.1,2. 3. *Lee J.-F., Lee R., Cangellaris A.* Time-domain finite-element methods //IEEE Trans. Antennas and Propagat. Vol.45, No.3. 1997. P.430-441. 4. *Chan K.-K., Felsen L.B.* Transient and time harmonic diffraction by a semi-infinite cone // IEEE Trans. Antennas and Propagat. Vol.25, No.6. 1977. P.802-806. 5. *Дорошенко В.А., Кравченко В.Ф.* Нестационарная дифракция на незамкнутом конусе // Доклады Рос. АН. 2001 Т.378, №2. С.183-186. 6. *Борисов В.В.* Электромагнитные поля неустановившихся токов. С.-П.-б: Изд-во С.-П.-б. ун-та, 1966. 207с. 7. *Канторович М.И., Лебедев Н.Н.* Об одном методе решения некоторых задач теории дифракции и родственных ей проблем // ЖЭТФ. 1938. Т.8, №10-11. С.1193-1206. 8. *Гошин Г.Г.* Граничные задачи электродинамики в конических областях. Томск: Изд-во Томск. ун-та, 1987. 127с. 9. *Шестопалов В.П.* Сумматорные уравнения в современной теории дифракции. Киев: Наук. думка, 1983. 252с. 10. *Канторович Л.В., Акилов Г.П.* Функциональный анализ. М.: Наука, 1977. 742с. 11. *Бейтмен Г., Эрдеи А.* Высшие трансцендентные функции: В 3-х т. Т.1. М.: Наука, 1973. 295.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 03.01.2002

КОЛИВАННЯ ПРОСТОРОВОГО ЗАРЯДУ В СИСТЕМАХ ЗІ СХРЕЩЕНИМИ ПОЛЯМИ

Процеси в просторі взаємодії систем зі схрещеними полями (магнетронів, ламп зворотної хвилі, підсилювачів тощо) надто складні й до цього часу не мають вичерпного пояснення.

Однією з найцікавіших "аномалій" у поведінці таких систем є коливання, частота яких не пов'язана з параметрами резонаторної системи; ці коливання не вміщуються в межі класичної теорії, що не враховує хвильових властивостей просторового заряду. Вивчення цих коливань викликає певний інтерес, тому що дозволяє з'ясувати причини незадовільності сучасної теорії систем зі схрещеними полями [1, 2, 3].

Процеси, які мають місце в просторовому заряді, що розташовано в схрещених електричному та магнітному полях, привертає все більшу увагу дослідників. Це пов'язано в першу чергу з широким використанням приладів зі схрещеними полями у промисловості, науці, зокрема, НВЧ–електроніці та ядерній фізиці, медицині та побуті.

Методи аналізу розподілення просторового заряду, що існують, надто складні, й, як правило, непридатні для вивчення щільної електронної хмари в сучасних системах зі схрещеними полями [4].

В імпульсних генераторних системах зі схрещеними полями дециметрового діапазону встановлення регулярних автоколивань настає раніше, ніж електронна хмара таких систем встигне суттєво відхилитися від динамічного стану завдяки дифузійним процесам. В імпульсних магнетронних генераторах сантиметрового та міліметрового діапазонів до моменту досягнення порогової напруги стан просторового заряду значно відрізняється від динамічного.

Отже, розрахунки процесів встановлення коливань у генераторах довгохвильового діапазону можуть виконуватися динамічними методами. Розрахунки збудження систем зі схрещеними полями короткохвильового (сантиметрового та міліметрового) діапазону треба провадити, виходячи зі стану просторового заряду, що близький до стаціонарного [5].

В роботі [5] показано, що формування електронної хмари магнетрону після миттєвого вмикання анодної напруги супроводжується зміною спектру шумів. Змінюється як інтенсивність флуктуацій, так і розташування смуг найінтенсивніших флуктуацій в спектрі шумів.

Причиною, що викликає ці ефекти, вважають власні коливання просторового заряду. Модель просторового заряду, яка враховує всі можливі (й ті, що спостерігаються на практиці) автоколивання, до цього часу ще не побудовано, хоч існує низка спроб описати поведінку просторового заряду при наявності коливань.

Експериментально виявлено коливання об'ємного заряду в магнетроні, що генерує. Взаємодія їх з коливаннями основної моди дає бічні складові в НВЧ–спектрі й призводить до зламів на вольт–амперній характеристиці приладів.

НВЧ–спектр магнетрона, що генерує, мстить бічні коливання, які трактуються як коливання резонаторної системи.

Бічні складові в НВЧ–спектрі є не автоколиваннями на частоті $(f_0 - F)$ або $(f_0 + F)$, які можна було б трактувати як паразитні коливання резонаторної системи, а результатом модуляції НВЧ– коливань автоколиваннями просторового заряду, які й спостерігаються в анодному струмі приладу [6,7,8].

У системах зі схрещеними полями стале магнітне поле перешкоджає перетворенню потенційної енергії електронів у кінетичну, призводячи до її перетворення в енергію електромагнітних коливань. Електрони в магнетронних генераторах рухаються під дією сталого по-

ля, зовнішнього електричного, яке є нормальним до магнітного поля та електричного, котре створюється самими електронами [9].

Завдяки поперечному полю високочастотні складові швидкості створюють значні високочастотні сили так, що магнітний стиск об'ємного заряду й електростатичне розштовхування можуть знаходитись у рівновазі одне з одним, рівновазі, яка може стати нестійкою [10].

Можна припустити, що стан електронної хмари магнетрона у режимах, що вказано, відображається за допомогою моделі, яка складається з двох шарів: прикатодного – двопоточного регулярного шару та статичного синхронного шару в другій частині міжелектродного простору [11].

У [9] показано, що навіть у передгенераційному режимі електронна хмара як в однопоточному, так і в двопоточному режимі нестійка. Електронний потік, що знаходиться в схрещених полях, починаючи з визначених анодних напруг, стає нестійким. Результатом нестійкості електронної хмари в системах зі схрещеними полями є генерація коливань на частотах, які залежать від режиму живлення та геометрії простору взаємодії. Для виникнення коливань мусить існувати коло позитивного зворотного зв'язку входу генератора з його виходом. У системах зі схрещеними полями роль зворотного зв'язку відіграє замкненість електронного потоку.

Замкнення електронного потоку самого на себе автоматично здійснює зворотний зв'язок. Замкненість потоку визначає також й фазові умови підтримки коливань [12].

Встановлено [10,11,13], що в магнетронному діоді й у магнетроні в передгенераційному режимі існують стійкі коливання електронної хмари, причому їх частоти залежать від прикладених напруг й визначаються структурою самої хмари. В [8] показано, що ці коливання продовжують існувати і в режимі генерації базового коливання.

Коливання просторового заряду грають важливу роль в роботі приладів зі схрещеними полями. Відомі два основних типи коливань: радіально-симетричні (КРС) на частоті, що близька до циклотронної, й коливання типу біжучої хвилі (КБХ), частота яких змінюється зі зміною анодної напруги U_a та магнітного поля B [14].

Поряд з КРС та КБХ, які пов'язані з рухом електронів в напрямку, що перпендикулярний магнітному полю, в системах зі схрещеними полями можливі також коливання просторового заряду вздовж магнітного поля. В [15] було показано існування колективних коливань просторового заряду вздовж магнітного поля. Цей тип коливань можна назвати аксіальними коливаннями (КА).

Послідовне розв'язання задачі про коливання хмари просторового заряду повинно будуватись на сумісному розв'язанні системи рівнянь поля за визначеними граничними умовами на катоді й поверхні резонаторної системи.

Суттєвим при цьому є припущення про характер незбудженого розподілу густини й швидкості електронів.

Результатом такого розв'язання мусить бути залежність комплексної частоти коливань від параметрів електронного потоку, резонаторної системи та моди коливань.

Однак строге розв'язання задачі про коливання наштовхується на серйозні математичні ускладнення, є надто громіздким й можливе лише чисельними методами.

На нестійкість хмари просторового заряду мусить суттєво впливати розподілення E_θ в радіальному напрямку, тому що ця величина визначає розташування верхньої та нижньої меж примусової синхронізації.

Таким чином, дисперсія в електронному потоці може привести до зміщення ліній з малими номерами в бік більш довгих хвиль й обмеження спектру коливань з боку коротких хвиль.

Розглянемо більш детально вищезгадані типи коливань просторового заряду в магнетронах.

У межах такої моделі електронної хмари її власні коливання розглядалися теоретично в роботі [11], а експериментально до цього часу не досліджувалися й вперше розглядаються в цій роботі.

У відповідності до загальноприйнятої методики для обчислення змінного поля $\tilde{E}(r)$ на межі між шарами вважаємо, що радіальна компонента змінного поля на незбуреній межі між шарами дорівнює сумі радіальних компонент поля $\tilde{E}_{1r}(r)$ та $\tilde{E}_{2r}(r)$, що зумовлено відповідно електронами двопоточного шару на його дійсній межі, яка коливається, й коливаннями межі статичного синхронного шару [11].

Розглянемо поведінку магнетрона, простір взаємодії якого наведено на рис. 1. Рух електронів описується рівняннями

$$\frac{d^2 r}{dt^2} - r \left(\frac{d\theta}{dt} \right)^2 = \eta E_r - \eta B r \frac{d\theta}{dt} \quad (1)$$

$$\frac{d}{dt} \left(r^2 \frac{d\theta}{dt} \right) = \eta r E_\theta + \eta B r \frac{dr}{dt} \quad (2)$$

Тут r, θ – координати електрону, E_r, E_θ – радіальне та тангенціальне поля.

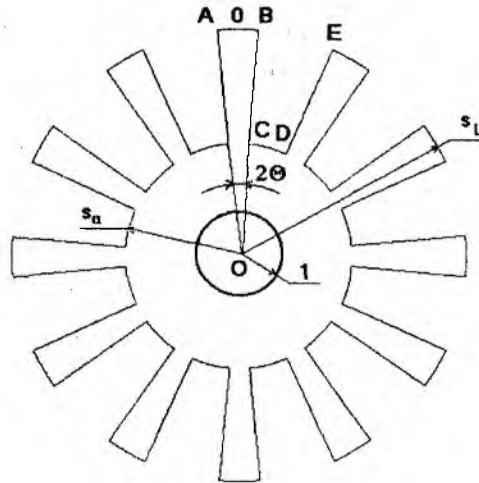


Рис. 1

Для магнетрона з гладким анодом на початковій стадії формування електронної хмари $E_\theta = 0$ (коливань немає). Інтегрування рівняння (2) дає вираз для кутової швидкості електронів у статичному режимі

$$\omega = \frac{\omega_H}{2} \left(1 - \frac{r_k^2}{r} \right).$$

Інтегруючи рівняння (1) і враховуючи, що напруженість електричного поля в статичному синхронному шарі пропорційна радіусу точки спостереження, а потенціал — квадрату радіуса [16], можна отримати наступний вираз для межі регулярної частини електронної хмари r :

$$h^{-2} = \left(1 - \frac{r_k^2}{r_a^2} \right)^{-2} \left(1 - \frac{r_k^2}{r^2} \right) \left(1 + \frac{r_k^2}{r^2} - 2 \frac{r_k^2}{r_a^2} \right), \quad (3)$$

де $h = \frac{B}{B_{KP}}$,

r_k – радіус катода,

r_a – радіус анода,

$$B_{KP} = \sqrt{\frac{8m}{e}} \frac{\sqrt{U_a}}{r_a \left(1 - \frac{r_k^2}{r_a^2}\right)},$$

тут U_a – потенціал анода,

$e = 1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл — заряд електрона,

$m = 9,1 \cdot 10^{-31}$ кг — маса електрона.

Всередині хмари розподіл тангенційних швидкостей електронів визначається

$$v_\theta = \frac{\omega_H r}{2} \left(1 - \frac{r_k^2}{r^2}\right).$$

З цього виразу випливає, що електронний потік в системах зі схрещеними полями є суттєво неоднорідним за швидкістю.

Вираз (3) надає можливість визначити r як функцію U_a :

$$r = \frac{r_k}{\sqrt{\frac{r_k^2}{r_a^2} + \frac{1 - \frac{r_k^2}{r_a^2}}{B} \sqrt{B^2 - \frac{8m}{e} \frac{U_a}{r_a^2 \left(1 - \frac{r_k^2}{r_a^2}\right)}}}},$$

а, отже, f_n :

$$f_n = \frac{ne}{8\pi m} B \left[1 - \frac{r_k^2}{r_a^2} + \frac{1 - \frac{r_k^2}{r_a^2}}{B} \sqrt{B^2 - \frac{8m}{e} \frac{U_a}{r_a^2 \left(1 - \frac{r_k^2}{r_a^2}\right)}} \right] \times \left[1 - \frac{1}{\kappa} \left(1 - \frac{r_k^2}{r_a^2} + \frac{1 - \frac{r_k^2}{r_a^2}}{B} \sqrt{B^2 - \frac{8m}{e} \frac{U_a}{r_a^2 \left(1 - \frac{r_k^2}{r_a^2}\right)}} \right) \right]. \quad (4)$$

Крім коливань електронної хмари в радіальному та азимутальному напрямках, як згадано вище, існують коливання й в аксіальному напрямку [14,17]. Аксіальні коливання впливають на роботу магнетронів через дію на рух електронів біля катода.

У роботі [15] було отримано наближений вираз для частоти коливань поодинокого згустку за параболічного розподілення потенціалу вздовж осі приладу

$$f = \frac{1}{\pi h} \sqrt{2U_0(r)} \frac{e}{m}. \quad (5)$$

Тут $U_0(r)$ – залежний від радіальної координати r потенціал в перпендикулярній B площині, що проведено посередині між торцевими екранами.

Використовуючи (5), можна показати, що за однопоточного стану розподілу потенціалу $U_0(r)$ в квазіплощинному випадку, частота $f(r_x)$ певної кількості згустків просторового заряду, котрі рухаються вздовж осі, визначається виразом

$$f(r_x) = \frac{n_\alpha \omega_H}{\pi h} (r_a - r_k) \left[1 - \sqrt{1 - \frac{U_a}{\frac{m}{2e} \omega_H^2 (r_a - r_k)^2}} \right],$$

де $n_\alpha = 1, 2, 3, \dots$ – номер моди аксіальних коливань, які визначаються кількістю згустків, що вміщуються на довжині h .

На базі теоретичних залежностей, які наведено вище, розраховано залежності частот коливань хмари просторового заряду в залежності від геометричних розмірів систем зі схрещеними полями, величини прикладених електричного та магнітного полів. Ці залежності для магнетрона трисантиметрового діапазону наведено на рис. 2. Коливання хмари просторового заряду займають діапазон частот від десятків мегагерц до десятків гігагерц. З рисунка видно, що частоти аксіальних коливань майже не залежать від прикладеного магнітного поля й де-що вище частот радіальних коливань хмари просторового заряду, які зменшуються зі зростанням напруженості магнітного поля.

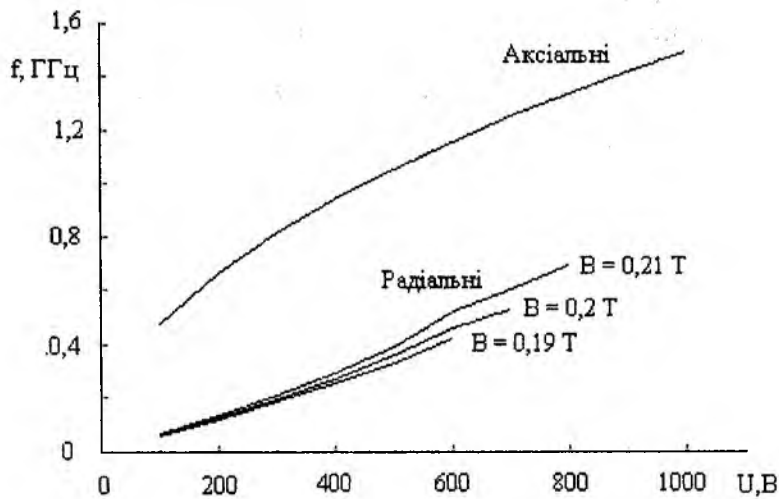


Рис. 2

При вивченні коливань просторового заряду систем зі схрещеними полями було здійснено експериментальні дослідження. Ці дослідження показали, що спектр флуктуацій струму, котрий тече по поверхні анода в азимутальному напрямку, має максимуми біля частот, що відповідають співвідношенню Гартрі, й що некогерентні коливання просторового заряду систем зі схрещеними полями є їх власними коливаннями типу хвилі, що обертається, котрі збуджуються флуктуаційними струмами.

Суть здійснених досліджень полягає у порівнянні розрахованих частот можливих коливань електронної хмари за формулою (4) з такими, що виміряно на установці, котру зібрано за схемою, яку наведено на рис. 3.

Як об'єкт вимірювань використовувався магнетронний діод з такими геометричними розмірами: $r_a = 1,45$ мм та $r_k = 0,865$ мм при фіксованому B та $U_a = 300 - 500$ В. Діапазон частот, що досліджувався — 2 ... 3 ГГц.

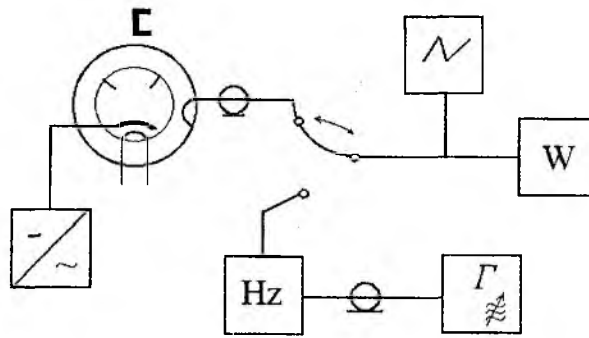


Рис. 3

Спектр частот приладу спостерігався на екрані аналізатора спектру С4-27. Антена зв'язку розташовувалася біля виводів катода й наведений сигнал через коаксіальний кабель подавався на вхід аналізатора спектру.

Результати вимірювань та їх порівняння з результатами обчислень за виразом (4) наведено на рис. 4, точками позначено експериментальні результати.

Експериментальні дослідження коливань хмари просторового заряду систем зі схрещеними полями показали, що спектр є дуже нерівномірним за частотою й складається з окремих максимумів, частоти яких знаходяться біля розрахованих ліній власних коливань хмари просторового заряду. Ці максимуми зсуваються за частотою в залежності від анодної напруги.

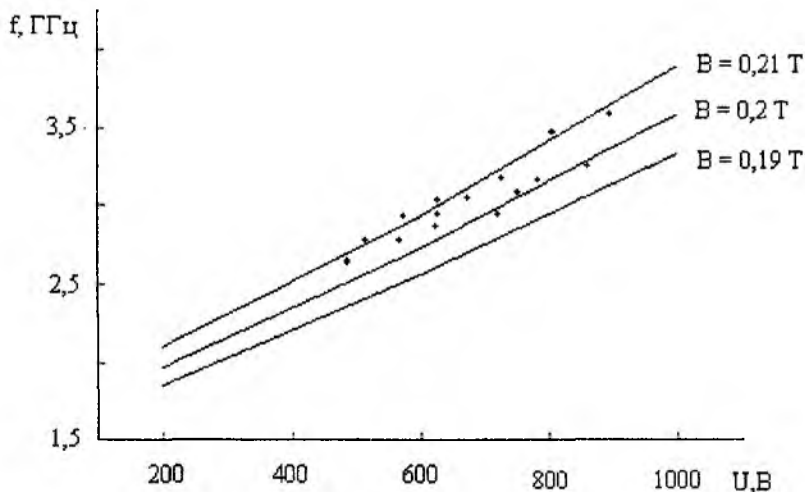


Рис. 4

В результаті виконаної роботи було виявлено:

1. Замкнений в кільце неоднорідний за швидкістю електронний потік, що утворюється в схрещених електричному та магнітному полях, починаючи з визначених анодних напруг, стає нестійким.
2. Для виникнення коливань суттєвою є замкненість електронної хмари або наявність зворотного зв'язку іншого вигляду.
3. Наслідком нестійкості статичного стану електронної хмари є генерація малопотужних коливань на частотах, які визначаються режимом живлення й геометрією простору взаємодії.
4. Коливання електронної хмари, які існують у системах зі схрещеними полями, виникають в широкому діапазоні частот: від кількох мегагерц до кільканадцяти гігагерц з амплітудою від десятків мікрвольт до сотень вольт. Ці коливання можуть створювати перешкоди в широкому діапазоні частот й призводити до появи комбінаційних складових, що обумовлено як модуляцією, так і комбінаційною взаємодією.

Список літератури 1. *Тычинский В.П.* Электронная проводимость облака пространственного заряда в магнетроне // Радиотехника и электроника. 1957. Т. 2, № 7. С. 912 - 924. 2. *Тычинский В.П., Деркач Ю.Т.* Колебания облака пространственного заряда в цилиндрическом магнетроне. Ч. I (теоретическая) // Радиотехника и электроника. 1956. Т. 1, № 2. С. 233 - 244. 3. *Тычинский В.П., Деркач Ю.Т.* Колебания облака пространственного заряда в цилиндрическом магнетроне. Ч. II (экспериментальная) // Радиотехника и электроника. 1956. Т. 1, № 3. С. 344 - 357. 4. *Соминский Г.Г.* Радиальное распределение торцового тока в магнетроне // ЖТФ. 1968. т. 38, N 4. С. 663 - 669. 5. *Бербасов В.А.* Время установления стационарного состояния в магнетронном диоде // Электронная техника. Сер. I. Электроника СВЧ. 1969. № 8. С. 96 - 103. 6. *Горшков Л.М. и др.* Измерение времени формирования электронного облака в импульсных магнетронах в предгенерационный период / Л.М. Горшков, А.А. Гудков, М.И. Кузнецов // Радиотехника. 1978. Т. 21, № 2. С. 169 - 173. (Изв. высш. учеб. заведений) 7. *Бутусов М.М., Баженова Н.А.* Некоторые особенности работы мощного магнетронного диода вблизи критического режима // ЖТФ 1967. Т. 37, № 7. С. 1269 - 1276. 8. *Беспалов А.Н., Усыченко В.Г.* О влиянии колебаний пространственного заряда в магнетронном генераторе на его характеристики // ЖТФ. 1975. Т. 45, № 1. С. 183 - 185. 9. *Вайнштейн Л.А., Солнцев В.А.* Лекции по сверхвысокочастотной электронике. М.: Сов. радио, 1973. 400 с. 10. Электронные сверхвысокочастотные приборы со скрещенными полями. Т. 1: Основные элементы приборов: Пер. с англ. Под общ. ред. М.М. Федорова. М.: Иниздат. 1973. 456 с. 11. *М.И. Кузнецов и др.* Собственные колебания электронного облака в цилиндрическом магнетроне / М.И. Кузнецов, И.Н. Железцова, С.В. Степанов // Радиотехника. 1972. Т. 15, № 5. С. 788 - 791. (Изв. высш. учеб. заведений) 12. *М.И. Шевчик, Г.Н. Шведов, А.В. Соболев* Волноводные и колебательные явления в электронных потоках на сверхвысоких частотах. - Саратов: Изд-во Саратов. ун-та. 1962. 335 с. 13. *В.А. Бербасов и др.* Исследование флуктуаций в магнетроне. I: Амплитудные флуктуации / В.А. Бербасов, М.И. Кузнецов, В.Е. Нечаев // Радиофизика. 1960. Т. 3, № 1. С. 102-109. (Изв. высш. учеб. заведений) 14. *Бондарцов Г.И. и др.* Исследование аксиальных колебаний пространственного заряда в магнетронном диоде / Г.И. Бондарцов, Г.Г. Соминский, С.А. Фридрихов // Письма в ЖТФ. 1975. Т. 19. С. 895 - 899. 15. *Бондарцов Г.И., Соминский Г.Г.* Исследование аксиальных колебаний пространственного заряда в усилителе со скрещенными полями // ЖТФ. 1975. Т. 45, № 8. С. 1654 - 1657. 16. *Бычков С.И.* Вопросы теории и практического применения приборов магнетронного типа. М.: Сов. радио. 1967. 216 с. 17. *Бондарцов Г.И. и др.* О связи характеристик аксиальных колебаний в магнетронном диоде с геометрическими размерами пространства взаимодействия // ЖТФ. 1976. Т. 46, N 12. С. 2428 - 2430. 18. *Hirsch E.H.* Space charge oscillations in the cylindrical magnetrons // International Journal of electronics. 1967. V. 23, № 6. Pp. 497 - 509.

*Харківський національний
університет радіоелектроніки*

Надійшла до редколегії 30.11.2001

К РЕШЕНИЮ МАТРИЧНОГО УРАВНЕНИЯ ВОЗБУЖДЕНИЯ РЕЗОНАТОРНОЙ ЗАМЕДЛЯЮЩЕЙ СИСТЕМЫ

В работе [1] получены общие выражения для расчета коэффициентов матричного уравнения возбуждения замедляющей системы (ЗС) в виде цепочки связанных резонаторов на базе параметров нормальных видов колебаний и бегущих волн. Данное уравнение предназначено для нестационарного и спектрального моделирования СВЧ-приборов методом мгновенных значений [2] и в матричном виде записывается как:

$$\frac{d^2\Gamma}{dt^2} + 2\|\delta_0\| \frac{d\Gamma}{dt} + \|\omega_0\|^2 \Gamma = -\frac{1}{2} \|W_0\|^{-1} \int_V E_0 \frac{\partial j_{exc}}{\partial t} dV \quad (1)$$

(здесь и далее обозначения всех переменных соответствуют принятым в работе [1]). Для однородной ЗС оно может быть представлено в виде системы

$$\frac{d^2 T_n}{dt^2} + 2 \sum_u \delta_{0|u|} \frac{dT_{n+u}}{dt} + \sum_u \omega_{0|u|}^2 T_{n+u} = -\frac{1}{2} \sum_u W_{0|u|}^i \int_V E_{0n+u} \frac{\partial j_{exc}}{\partial t} dV, \quad (2)$$

где суммирование осуществляется по всем $u = -N_{coup} \dots + N_{coup}$ ячейкам, связь с которыми учитывается для текущего (n -го) резонатора. При расчете коэффициентов $\omega_{0|u|}^2$, $\delta_{0|u|}$ и $W_{0|u|}$ необходимо, во-первых, задаться конкретным значением N_{coup} , во-вторых – выбрать нормальные виды колебаний ЗС, являющиеся исходными (маркерными) для расчета.

Определим, какое значение N_{coup} является оптимальным. При малом количестве учитываемых пар связанных ячеек основная погрешность расчетов будет вызвана неточностью интерполяции реальной дисперсионной характеристики ЗС формулой

$$\sum_u \omega_{0|u|}^2 \cos u \Delta \varphi_q = \omega_q^2. \quad (3)$$

С увеличением N_{coup} эта погрешность неограниченно убывает. Взамен увеличиваются ошибки, возникающие вследствие пренебрежения запаздывающими потенциалами в элементах связи. Кроме того, всегда присутствует погрешность, вызванная игнорированием частотных зависимостей структуры поля и энергии парциальных видов колебаний ячеек и не зависящая от N_{coup} . Строгая оценка соотношения всех трех погрешностей для произвольной ЗС, по-видимому, невозможна. Поэтому воспользуемся эвристическим подходом, и при выборе числа N_{coup} будем исходить из принципа его минимума, обеспечивающего приемлемую точность интерполяции дисперсионной зависимости.

На рис. 1 приведена реальная дисперсионная характеристика амплитрона QK-434, взятая из книги [3] (кривая 4), а также синтезированные по формуле (3) расчетные дисперсионные зависимости при $N_{coup} = 1$ (кривая 1), $N_{coup} = 2$ (кривая 2) и $N_{coup} = 4$ (кривая 3). Видно, что последнее значение обеспечивает достаточную точность интерполяции дисперсионной характеристики, поэтому его можно считать оптимальным для этой цели.

В то же время из практики расчетов известно, что погрешности в задании частотной характеристики затухания ЗС и аналогичной зависимости единичной энергии электрического поля нормального вида значительно меньше влияют на результаты моделирования, чем неточности в определении дисперсионной характеристики. Поэтому количество коэффициентов $\delta_{0|u|}$ и $W_{0|u|}$ (число ненулевых элементов в соответствующих суммах уравнения возбуждения) можно уменьшить в два раза по сравнению с количеством коэффициентов $\omega_{0|u|}^2$, без заметного ущерба для точности результатов. Это не приводит к упрощению модели, однако позволяет несколько снизить объем исходных данных для расчета. Итак, число диагоналей с

ненулевыми элементами матрицы $|\omega_0^2|$ будем считать равным девяти, а число таких же диагоналей матриц $|\delta_0|$ и $|W_0|$ – пяти. В целях снижения погрешности при работе с обращенной матрицей единичных энергий $|W_0|^{-1}$, вызванной ограничением ее размера [4], количество ненулевых диагоналей этой матрицы можно увеличить до девяти.

Вторым этапом вычисления коэффициентов уравнения возбуждения является выбор пяти маркерных нормальных видов колебаний ЗС, для которых известны электродинамические параметры системы (собственная частота, коэффициент затухания, единичная энергия электрического поля и т.п.).

В качестве двух из них целесообразно выбрать виды, лежащие вблизи границ полосы частот, анализируемой с помощью спектральной модели. Если исследуются процессы во всей полосе пропускания ЗС, таковыми являются 0- и π -виды. Остальные три маркерных вида можно расположить равномерно между двумя выбранными граничными. В данном случае погрешность аппроксимации дисперсионной характеристики будет примерно одинаковой во всей полосе частот. Другим вариантом может быть размещение одного из оставшихся видов вблизи рабочей частоты прибора. При этом увеличивается точность синтеза дисперсионной зависимости для спектральных компонент сигнала с наибольшими амплитудами за счет увеличения погрешности аппроксимации для остальных составляющих. Конкретный выбор зависит от характера задач, решаемых при моделировании.

Расчет коэффициентов на базе параметров нормальных видов колебаний

Дисперсионная характеристика системы стоячей волны является дискретной, поэтому выбирать маркерные виды колебаний приходится из ограниченного набора. Этот набор зависит, в частности, от количества резонаторов ЗС. Следовательно, для обеспечения возможности расчета произвольного прибора необходимо использовать численное решение систем линейных алгебраических уравнений работы [1], например методом исключения Гаусса [5]. Как вариант, можно подготовить аналитические решения этих систем для наиболее типичных конфигураций приборов. Например, для 8-, 16-, 24-резонаторных магнетронов и т.д. в качестве маркерных целесообразно взять 0-вид (присвоим ему номер $q = 0$), $\pi/4$ -вид ($q = 1$), $\pi/2$ -вид ($q = 2$), $3\pi/4$ -вид ($q = 3$) и π -вид ($q = 4$). Подставляя частоты всех этих видов в уравнение (3), получим следующую систему уравнений относительно неизвестных квадратов парциальных частот и коэффициентов связи $\omega_{0|q}|^2$:

$$\begin{aligned} 2\omega_{04}^2 + 2\omega_{03}^2 + 2\omega_{02}^2 + 2\omega_{01}^2 + \omega_{00}^2 &= \omega_0^2, \\ -2\omega_{04}^2 - \sqrt{2}\omega_{03}^2 + 0 \cdot \omega_{02}^2 + \sqrt{2}\omega_{01}^2 + \omega_{00}^2 &= \omega_1^2, \\ 2\omega_{04}^2 + 0 \cdot \omega_{03}^2 - 2\omega_{02}^2 + 0 \cdot \omega_{01}^2 + \omega_{00}^2 &= \omega_2^2, \\ -2\omega_{04}^2 + \sqrt{2}\omega_{03}^2 + 0 \cdot \omega_{02}^2 - \sqrt{2}\omega_{01}^2 + \omega_{00}^2 &= \omega_3^2, \\ 2\omega_{04}^2 - 2\omega_{03}^2 + 2\omega_{02}^2 - 2\omega_{01}^2 + \omega_{00}^2 &= \omega_4^2. \end{aligned}$$

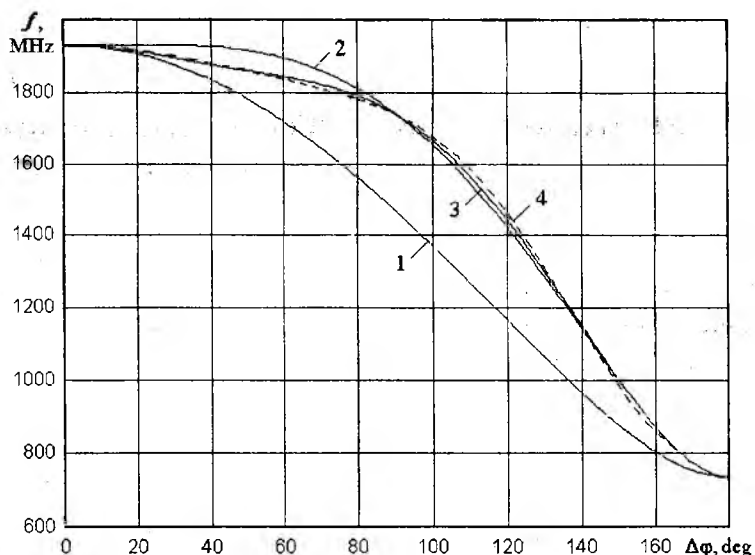


Рис. 1

Решение этой системы записывается как:

$$\begin{aligned}
 \omega_{00}^2 &= \frac{1}{8}(\omega_0^2 + 2\omega_1^2 + 2\omega_2^2 + 2\omega_3^2 + \omega_4^2), \\
 \omega_{01}^2 &= \frac{1}{8}(\omega_0^2 + \sqrt{2}\omega_1^2 - \sqrt{2}\omega_3^2 - \omega_4^2), \\
 \omega_{02}^2 &= \frac{1}{8}(\omega_0^2 - 2\omega_2^2 + \omega_4^2), \\
 \omega_{03}^2 &= \frac{1}{8}(\omega_0^2 - \sqrt{2}\omega_1^2 + \sqrt{2}\omega_3^2 - \omega_4^2), \\
 \omega_{04}^2 &= \frac{1}{16}(\omega_0^2 - 2\omega_1^2 + 2\omega_2^2 - 2\omega_3^2 + \omega_4^2).
 \end{aligned} \tag{4}$$

Для расчета коэффициентов затухания и единичных энергий достаточно использовать только параметры 0-вида, $\pi/2$ -вида и π -вида (поскольку коэффициенты δ_{03} , δ_{04} , W_{03} и W_{04} считаются тождественно равными нулю). Подставляя собственные добротности перечисленных видов в уравнение (7) работы [1], получаем систему относительно неизвестных коэффициентов $\delta_{0|i|}$:

$$\begin{aligned}
 2\delta_{02} + 2\delta_{01} + \delta_{00} &= \frac{\omega_0}{2Q_{0int 0}}, \\
 -2\delta_{02} + 0 \cdot \delta_{01} + \delta_{00} &= \frac{\omega_2}{2Q_{0int 2}}, \\
 2\delta_{02} - 2\delta_{01} + \delta_{00} &= \frac{\omega_4}{2Q_{0int 4}}.
 \end{aligned}$$

Решение данной системы следующее:

$$\begin{aligned}
 \delta_{00} &= \frac{1}{8} \left(\frac{\omega_0}{Q_{0int 0}} + 2 \frac{\omega_2}{Q_{0int 2}} + \frac{\omega_4}{Q_{0int 4}} \right), \\
 \delta_{01} &= \frac{1}{8} \left(\frac{\omega_0}{Q_{0int 0}} - \frac{\omega_4}{Q_{0int 4}} \right), \\
 \delta_{02} &= \frac{1}{16} \left(\frac{\omega_0}{Q_{0int 0}} - 2 \frac{\omega_2}{Q_{0int 2}} + \frac{\omega_4}{Q_{0int 4}} \right).
 \end{aligned} \tag{5}$$

Коэффициенты $W_{0|i|}$ определяются в результате решения следующей системы, полученной из уравнения (10) работы [1] подстановкой эквивалентных емкостей нормальных видов C_{1q} в расчете на одну ячейку ЗС:

$$\begin{aligned}
 2W_{02} + 2W_{01} + W_{00} &= \frac{g^2 C_{10}}{2}, \\
 -2W_{02} + 0 \cdot W_{01} + W_{00} &= g^2 C_{12}, \\
 2W_{02} - 2W_{01} + W_{00} &= \frac{g^2 C_{14}}{2}.
 \end{aligned}$$

Решение имеет вид:

$$\begin{aligned} W_{00} &= \frac{g^2}{8}(C_{10} + 4C_{12} + C_{14}), \\ W_{01} &= \frac{g^2}{8}(C_{10} - C_{14}), \\ W_{02} &= \frac{g^2}{16}(C_{10} - 4C_{12} + C_{14}). \end{aligned} \quad (6)$$

Поскольку нам необходимы не сами коэффициенты (6), а элементы обращенной матрицы $W_{0|u|}^i$, для нахождения последних используем стандартный алгоритм обращения матриц. Одним из простейших и самых надежных является метод Гаусса-Жордана, реализованный в виде подпрограммы MINV пакета научных программ на Фортране [5]. Размерность обращаемой матрицы $|W_0|$, как уже отмечалось, составляет 9×9 .

Расчет коэффициентов на базе параметров бегущих волн

Теперь получим выражения для коэффициентов уравнения возбуждения на основе характеристик бегущей волны. Этот подход является более гибким, чем основанный на параметрах нормальных видов, поскольку дисперсионная характеристика непрерывна и тем самым не накладывает ограничений на выбор маркерных видов колебаний. Распределим их, как и ранее, равномерно в пределах полосы пропускания ЗС. Парциальные частоты и коэффициенты связи при этом можно рассчитывать по формулам (4). Для нахождения коэффициентов затухания и единичных энергий в качестве исходных используем соответствующие параметры ЗС на частотах выбранных ранее промежуточных маркерных видов ($\pi/4$ -вида, $\pi/2$ -вида и $3\pi/4$ -вида). Несмотря на завершенность уравнений (16) и (19) работы [1], здесь во избежание чрезмерной громоздкости конечных формул целесообразно вновь ввести в качестве вспомогательной переменной групповую скорость волны. Тогда эти уравнения переписутся соответственно как:

$$\sum_u \delta_{0|u|} \cos u \Delta \varphi_q = v_{gq} \alpha_q \quad (7)$$

и

$$\sum_u W_{0|u|} \cos u \Delta \varphi_q = \frac{g^2 D}{2} \frac{1}{Z_{0q} |v_{gq}|}, \quad (8)$$

где групповая скорость на частоте ω_q вычисляется по формуле

$$v_{gq} = -\frac{D}{2\omega_q} \sum_{u=-4}^{+4} \omega_{0|u|}^2 u \sin u \Delta \varphi_q. \quad (9)$$

Подставляя в (9) выражения для коэффициентов $\omega_{00}^2 \dots \omega_{04}^2$ из (4), находим, что при $\Delta \varphi_q = \pi/4, \pi/2$ и $3\pi/4$ групповые скорости равны соответственно:

$$\begin{aligned} v_{g1} &= -\frac{D}{8\omega_1} \left[(1 + \sqrt{2})\omega_0^2 - 2\omega_2^2 + (1 - \sqrt{2})\omega_4^2 \right], \\ v_{g2} &= -\frac{\sqrt{2}D}{4\omega_2} (\omega_1^2 - \omega_3^2), \\ v_{g3} &= \frac{D}{8\omega_3} \left[(1 - \sqrt{2})\omega_0^2 - 2\omega_2^2 + (1 + \sqrt{2})\omega_4^2 \right]. \end{aligned}$$

В остальном методика вывода выражений для коэффициентов уравнения возбуждения сохраняется, приведем лишь конечные результаты:

$$\begin{aligned}\delta_{00} &= \frac{1}{2}(v_{g1}\alpha_1 + v_{g3}\alpha_3), \\ \delta_{01} &= \frac{1}{2\sqrt{2}}(v_{g1}\alpha_1 - v_{g3}\alpha_3), \\ \delta_{02} &= \frac{1}{4}(v_{g1}\alpha_1 - 2v_{g2}\alpha_2 + v_{g3}\alpha_3)\end{aligned}\quad (10)$$

и

$$\begin{aligned}W_{00} &= \frac{g^2 D}{4} \left(\frac{1}{Z_{01}|v_{g1}|} + \frac{1}{Z_{03}|v_{g3}|} \right), \\ W_{01} &= \frac{g^2 D}{4\sqrt{2}} \left(\frac{1}{Z_{01}|v_{g1}|} - \frac{1}{Z_{03}|v_{g3}|} \right), \\ W_{02} &= \frac{g^2 D}{8} \left(\frac{1}{Z_{01}|v_{g1}|} - 2\frac{1}{Z_{02}|v_{g2}|} + \frac{1}{Z_{03}|v_{g3}|} \right).\end{aligned}\quad (11)$$

Очевидно, что при решении уравнений возбуждения (1) и (2) с коэффициентами, полученными в результате применения описанной здесь методики, учитываются реальная форма дисперсионной характеристики, частотные зависимости коэффициента затухания и сопротивления взаимодействия ЗС в выбранном диапазоне частот, вплоть до всей полосы пропускания. Точность учета зависит от величины погрешностей аппроксимации этих характеристик с помощью найденных выше коэффициентов $\omega_{0|k|}^2$, $\delta_{0|k|}$ и $W_{0|k|}$, а также от степени корректности общих предположений, лежащих в основе метода мгновенных значений. Кроме того, автоматически моделируется частотная зависимость поперечной структуры поля бегущей волны. Это связано с тем, что данная структура синтезируется по формуле (2) работы [4] из полей парциальных видов колебаний отдельных ячеек. С изменением фазового сдвига между колебаниями в соседних резонаторах меняется форма зависимости напряженности ВЧ-поля от расстояния до торцов ламелей ЗС.

Таким образом, полученная в работе [1] общая методика нахождения коэффициентов матричного уравнения возбуждения замедляющей системы в виде цепочки связанных резонаторов на основе результатов «холодных» электродинамических измерений параметров и характеристик ЗС конкретизирована здесь применительно к использованию в реальных моделях. Выбрано оптимальное число пар резонаторов, связь с которыми должна учитываться в уравнении возбуждения для каждой ячейки. Получены аналитические выражения для расчета коэффициентов на базе параметров нормальных видов колебаний замкнутых систем с числом резонаторов 8, 16, 24 и т.д., а также характеристик бегущих волн. Аналогичным образом могут быть выведены выражения для систем с другим количеством ячеек.

Список литературы: 1. Грицунов А.В. К расчету коэффициентов матричного уравнения возбуждения резонаторной замедляющей системы // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2002. Вып. 124. С. 16 – 23. 2. Gritsunov A. V. On Spectral Modeling of Microwave Devices // Telecomm. and Radio Engineering. 2001. V. 55, No. 8. P. 98 – 102. 3. Электронные сверхвысокочастотные приборы со скрещенными полями. Т. 2 / Под ред. М.М. Федорова. М.: Мир, 1961. 471 с. 4. Грицунов А.В. К выводу уравнения возбуждения цепочки связанных резонаторов для метода мгновенных значений // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2001. Вып. 121. С. 156 – 162. 5. Сборник научных программ на Фортране. Вып. 1 / Под ред. С.Я. Виленкина. М.: Статистика, 1974. 224 с.

ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ УСТРОЙСТВ РАСПОЗНАВАНИЯ ОБРАЗОВ ПРИ ИЗМЕРЕНИИ ПРИЗНАКОВ МЕТОДОМ ДИСКРЕТНОГО СЧЁТА

На основе применения методов проверки сложных статистических гипотез разработан способ прогнозирования эффективности устройств распознавания образов по параметрам физических, химических и других процессов, оцениваемым цифровыми измерителями.

При решении прикладных задач в области распознавания образов часто в качестве признаков используются параметры физических, химических, биологических и других процессов, радиосигналов. В силу простоты технической реализации для оценки этих параметров широко применяются цифровые устройства, основанные на методе дискретного счёта [1]. При реализации этого метода формируется стробирующий импульс, длительность τ_λ которого с точностью до коэффициента пропорциональности k_λ соответствует измеряемому параметру λ ($\tau_\lambda = \lambda/k_\lambda$). Этот импульс заполняется последовательностью тактовых импульсов с периодом их следования T_λ . Количество n_λ импульсов в последовательности пропорционально длительности τ_λ стробирующего импульса. Длительность τ_λ оценивается по формуле:

$$\hat{\tau}_\lambda = n_\lambda T_\lambda, \quad (1)$$

где $\hat{\tau}_\lambda$ - оценка длительности стробирующего импульса.

Обобщенная структурная схема измерителя, реализующего метод дискретного счёта, включает в себя (рис. 1) формирователь стробирующего импульса (ФСИ), генератор тактовых импульсов (ГТИ), ключ тактовых импульсов (СТИ) и логическое устройство (ЛУ).

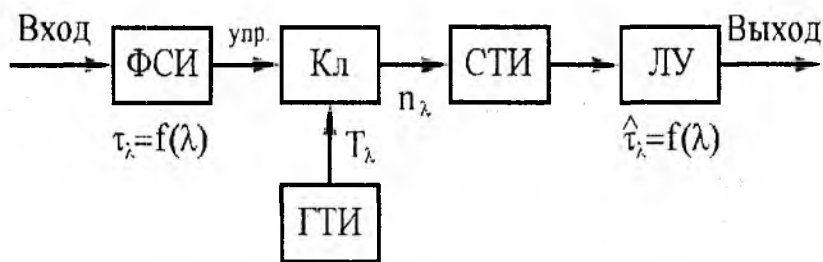


Рис.1

При оценке эффективности устройства распознавания образов по признакам, оцениваемым таким измерителем, необходимо учесть влияние погрешностей стробирования и дискретизации измеряемого интервала на вероятности принятия ошибочных решений. До настоящего времени не известно строгое решение этой задачи из-за сложности учёта различных видов и параметров распределений этих погрешностей. Получить такое решение можно, применяя методы проверки сложных статистических гипотез [2], например, в соответствии с [3].

Цель статьи – на основе применения методов проверки сложных статистических гипотез разработать способ прогнозирования эффективности устройств распознавания образов, позволяющий учесть погрешности основных элементов цифровых устройств измерения признаков.

Пусть распознаётся образ S_i на фоне образа S_q . Известны априорные вероятности p_i и p_q того, что истинное значение длительности τ_λ сформированного импульса принадлежит множествам \mathcal{S}_i и \mathcal{S}_q , соответствующим распознаваемым образам. Известны также плотности вероятности $w_i(\tau_\lambda) = W(\tau_\lambda | \mathcal{S}_i)$ и $w_q(\tau_\lambda) = W(\tau_\lambda | \mathcal{S}_q)$ длительности τ_λ формируемого импульса на указанных множествах и плотность вероятности $W(\hat{\tau}_\lambda | \tau_\lambda)$ оценок длительности стробирующего импульса (функция правдоподобия выборки оценок $\hat{\tau}_\lambda$) при фиксированном значении τ_λ . Необходимо оценить зависимость полной вероятности принятия ошибочного

решения от погрешностей формирования стробирующего импульса и от периода следования тактовых импульсов T_λ .

Для простоты будем рассматривать алгоритм распознавания образов, в соответствии с которым решение принимается по каждой полученной оценке $\hat{\tau}_\lambda$. Проверяется сложная гипотеза о том, что истинное значение τ_λ принадлежит континуальному множеству \mathfrak{S}_i , против сложной альтернативы, что это значение принадлежит множеству \mathfrak{S}_q . Для определения $w_i(\tau_\lambda)$ и $w_q(\tau_\lambda)$ воспользуемся гауссовской моделью. Ошибку одиночного измерения длительности сформированного стробирующего импульса в соответствии с [4] можно считать имеющей равномерное распределение $W(\hat{\tau}_\lambda | \tau_\lambda)$ в интервале $[-T_\lambda, T_\lambda]$ с дисперсией $\sigma_{T_\lambda}^2 = T_\lambda^2/6$.

С учётом изложенного в соответствии с [3] отношение правдоподобия $\Lambda(\hat{\tau}_\lambda)$ рассматриваемого алгоритма определим в виде

$$\Lambda(\hat{\tau}_\lambda) = \frac{p_q \int_{\mathfrak{S}_q} W(\hat{\tau}_\lambda | \tau_\lambda) w_q(\tau_\lambda) d\tau_\lambda}{p_i \int_{\mathfrak{S}_i} W(\hat{\tau}_\lambda | \tau_\lambda) w_i(\tau_\lambda) d\tau_\lambda} = \frac{p_q \sigma_{\tau_i} \int_{\hat{\tau}_\lambda - T_\lambda}^{\hat{\tau}_\lambda + T_\lambda} \exp\left\{-\frac{(\tau_\lambda - \tau_{\lambda q})^2}{2\sigma_{\tau q}^2}\right\} d\tau_\lambda}{p_i \sigma_{\tau q} \int_{\hat{\tau}_\lambda - T_\lambda}^{\hat{\tau}_\lambda + T_\lambda} \exp\left\{-\frac{(\tau_\lambda - \tau_{\lambda i})^2}{2\sigma_{\tau i}^2}\right\} d\tau_\lambda}, \quad (2)$$

где $\tau_{\lambda i} = \lambda_i/k_\lambda, \tau_{\lambda q} = \lambda_q/k_\lambda$ – математические ожидания длительностей импульсов на выходе ФСИ при наблюдении i -го и q -го образов, соответственно;

λ_i, λ_q – математические ожидания значений параметров при наблюдении i -го и q -го образов;

$\sigma_{\tau i}^2, \sigma_{\tau q}^2$ – дисперсии длительностей импульсов на выходе ФСИ при наблюдении i -го и q -го образов.

Дисперсии $\sigma_{\tau i}^2$ и $\sigma_{\tau q}^2$ могут быть определены по методу, приведенному в [5], задавая модели фронтов импульсов, по которым формируются передний и задний фронты строга. В частности, при гауссовских фронтах эти дисперсии равны:

$$\sigma_{\tau i(q)}^2 = \frac{\tau_{\text{фни}(q)}^2 + \tau_{\text{фзи}(q)}^2}{2\pi h_0^2 \ln(h_0/q_{i(q)})}, \quad (3)$$

Где $\tau_{\text{фни}(q)}, \tau_{\text{фзи}(q)}$ – длительности фронтов импульсов, по которым формируются передний и задний фронты строга при наблюдении i -го (q -го) сигналов;

$h_0 = h/\sigma_\omega$ – нормированное значение порогового уровня h , по которому формируется стробирующий импульс;

$q_{i(q)} = u_{i(q)}/\sigma_\omega$ – отношение сигнал/шум по напряжению при наблюдении i -го (q -го) сигналов, $q_{i(q)} > h_0$;

σ_ω – среднее квадратическое отклонение шума на входе формирователя стробирующих импульсов.

Для примера на рис. 2 показаны графики зависимостей $\sigma_{\tau i(q)}^2/\tau_\phi^2 = f(q_{i(q)})$ для различных h_0 , где $\tau_\phi = \tau_{\text{фни}(q)} = \tau_{\text{фзи}(q)}$.

Отношение (2) сравнивается с порогом, выбираемым в соответствии с

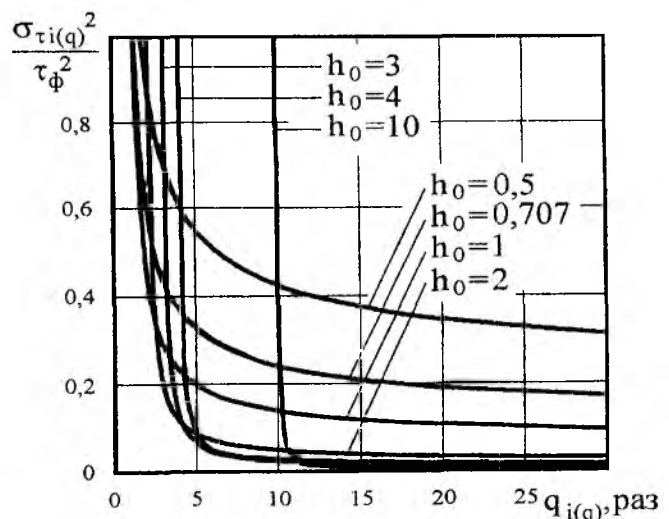


Рис.2

используемым критерием эффективности. Положим для определённости, что $\tau_{\lambda q} \geq \tau_{\lambda i}$. При этом полные вероятности ошибок первого α и второго β рода [2] равны:

$$\alpha = \int_{\mathfrak{S}_i} w_i(\tau_\lambda) \alpha(\tau_\lambda) d\tau_\lambda = \frac{1}{\sigma_{\tau i} \sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left\{-\frac{(\tau_\lambda - \tau_{\lambda i})^2}{2\sigma_{\tau i}^2}\right\} \alpha(\tau_\lambda) d\tau_\lambda, \quad (4)$$

$$\beta = \int_{\mathfrak{S}_q} w_q(\tau_\lambda) \beta(\tau_\lambda) d\tau_\lambda = \frac{1}{\sigma_{\tau q} \sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left\{-\frac{(\tau_\lambda - \tau_{\lambda q})^2}{2\sigma_{\tau q}^2}\right\} \beta(\tau_\lambda) d\tau_\lambda, \quad (5)$$

где $\alpha(\tau_\lambda) = \int_{\tau_{\lambda n}}^{\infty} W(\hat{\tau}_\lambda | \tau_\lambda) d\hat{\tau}_\lambda$, $\tau_\lambda \in \mathfrak{S}_i$, $\beta(\tau_\lambda) = \int_{-\infty}^{\tau_{\lambda n}} W(\hat{\tau}_\lambda | \tau_\lambda) d\hat{\tau}_\lambda$, $\tau_\lambda \in \mathfrak{S}_q$, то есть

$$\alpha(\tau_\lambda) = \begin{cases} 0, & \tau_{\lambda n} > \tau_\lambda + T_\lambda; \\ \frac{1}{2T_\lambda} (\tau_\lambda + T_\lambda - \tau_{\lambda n}), & \tau_{\lambda n} \in [\tau_\lambda - T_\lambda, \tau_\lambda + T_\lambda]; \\ 1, & \tau_{\lambda n} < \tau_\lambda - T_\lambda, \end{cases} \quad (6)$$

$$\beta(\tau_\lambda) = \begin{cases} 0, & \tau_{\lambda n} < \tau_\lambda - T_\lambda; \\ \frac{1}{2T_\lambda} (\tau_{\lambda n} + T_\lambda - \tau_\lambda), & \tau_{\lambda n} \in [\tau_\lambda - T_\lambda, \tau_\lambda + T_\lambda]; \\ 1, & \tau_{\lambda n} > \tau_\lambda + T_\lambda, \end{cases} \quad (7)$$

где $\tau_{\lambda n}$ – порог принятия решения.

На рис. 3 показаны графики зависимостей полной вероятности принятия ошибочного решения $p_{\text{ош}} = p_i \alpha + p_q \beta$ от нормированного периода $T_\lambda' = T_\lambda / (|\tau_{\lambda q} - \tau_{\lambda i}|)$ следования тактовых импульсов, для различных нормированных значений $\sigma_\tau' = \sigma_\tau / |\tau_{\lambda q} - \tau_{\lambda i}|$, где $\sigma_\tau = \sigma_{\tau i} = \sigma_{\tau q}$ – определяются (3). При вычислении (4)...(7) переменные τ_λ , $\hat{\tau}_\lambda$, математические ожидания $\tau_{\lambda i}$, $\tau_{\lambda q}$, порог $\tau_{\lambda n}$, были приведены к началу отсчёта и трансформированы в безразмерные величины по алгоритму:

$$\tau_\lambda' = [\tau_\lambda - \min(\tau_{\lambda i}, \tau_{\lambda q})] / |\tau_{\lambda q} - \tau_{\lambda i}|.$$

При построении графиков полагалось $p_i = p_q = 0,5$. Порог $\tau_{\lambda n}$ выбирался в соответствии с критерием максимума апостериорной вероятности [2]: $\tau_{\lambda n} = \arg[\Lambda(\hat{\tau}_\lambda) = 1]$. На рис.3 показаны также уровни полной вероятности ошибки $p_{\text{ош}0}$, определённые без учёта влияния периода следования:

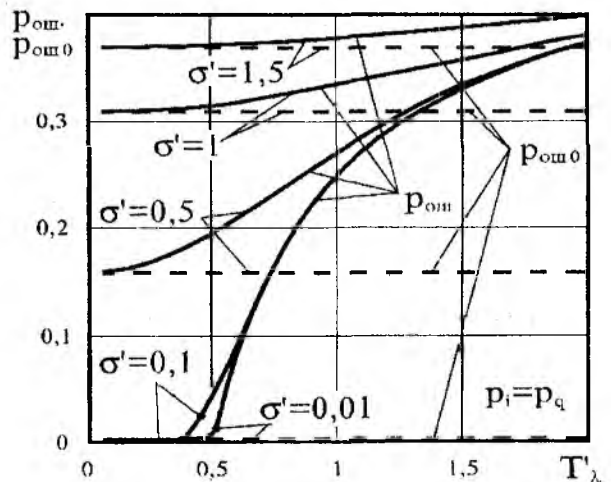


Рис.3

$$P_{\text{ош}0} = P_i \int_{\mathcal{S}_i} W(\hat{\tau}_\lambda | \mathcal{S}_i) d\hat{\tau}_\lambda + P_q \int_{\mathcal{S}_q} W(\hat{\tau}_\lambda | \mathcal{S}_q) d\hat{\tau}_\lambda. \quad (8)$$

Из графиков видно, что при $T_\lambda \leq 0,2|\tau_{\lambda q} - \tau_{\lambda i}|$ влиянием дискретизации измеряемого параметра тактовыми импульсами можно пренебречь. Следовательно, при создании практических схем распознавания образов период следования тактовых импульсов каждого измерителя признака не должен превышать 20% от минимального расстояния между образами по шкале измеряемого признака. В этом случае при оценке эффективности и оптимизации распознающего автомата погрешность дискретизации измеряемого признака может не учитываться, что существенно упростит задачу оптимизации.

В заключение гипотетически положим, что плотность вероятности ошибок измерения сформированного стробирующего импульса $W(\hat{\tau}_\lambda | \tau_\lambda)$ подчиняется не равномерному, а гауссовскому закону распределения вероятностей с нулевым математическим ожиданием и дисперсией $\sigma^2_{\tau} = T_\lambda^2$. В этом случае рассматриваемую задачу можно было бы решать в виде (8), определяя математические ожидания оценок величинами $\tau_{\lambda q}$, $\tau_{\lambda i}$, а дисперсии σ_i^2 и σ_q^2 - рассчитывая в виде

$$\sigma_{i,q}^2 = \sigma_{\tau i,q}^2 + T_\lambda^2. \quad (9)$$

На рис. 4 показаны полученные для этого случая графики зависимостей $P_{\text{ош}0} = f(T_\lambda')$. Анализ графиков показывает, что рассчитанные таким образом оценки полной вероятности принятия ошибочного решения с точностью порядка 10...30% $P_{\text{ош}}(T_\lambda')$ соответствуют полученным выше. Поэтому при ориентировочных расчётах, например, при определении априорного словаря признаков [6], можно вместо $P_{\text{ош}}(T_\lambda')$ оценивать $P_{\text{ош}0}(T_\lambda')$.

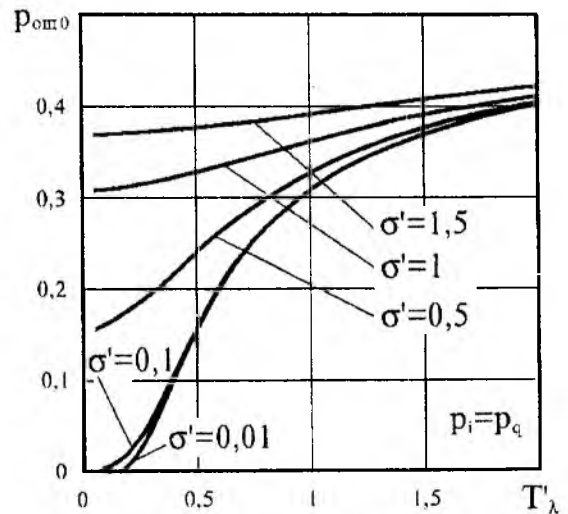


Рис.4

Список литературы: 1. *Мирский Г.Я.* Электронные измерения. М.: Радио и связь, 1986. 440 с. 2. *Левин Б.Р.* Теоретические основы статистической радиотехники. Кн. 2. М.: Сов. радио, 1975. 392 с. 3. *Левцов Г.В.* Синтез алгоритма распознавания радиоизлучений на основе байесовского правила проверки сложных гипотез // Радиотехника. 1998. - №4. С.49-57. (Изв. высш. учеб. заведений). 4. *Кузьмин С.З.* Основы проектирования систем цифровой обработки радиолокационной информации. М.: Радио и связь, 1986. 352 с. 5. *Кузьмин С.З.* Основы теории цифровой обработки радиолокационной информации. М.: Сов.радио, 1974. 432 с. 6. *Горелик А.Л., Скрипкин В.А.* Методы распознавания. М.: Высш.шк., 1984. 208 с.

Харьковский военный университет

Поступила в редколлегию 20.12.2001

*В.А. АНТОНОВА, канд. техн. наук, В.Н. БОРЩЕВ, д-р. техн. наук,
В.Р. КОПАЧ, канд. техн. наук, Н.П. КЛОЧКО, канд. техн. наук, А.М. ЛИСТРАТЕНКО,
Е.В. РОГОЖКИН, д-р. физ.-мат. наук, Н.И. СЛИПЧЕНКО, канд. техн. наук, И.Т. ТЫМЧУК*

ПЕРСПЕКТИВНЫЕ КОНСТРУКТОРСКО-ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ РЕШЕНИЯ МОНОКРИСТАЛЛИЧЕСКИХ КРЕМНИЕВЫХ ФОТОПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ КОСМИЧЕСКОГО НАЗНАЧЕНИЯ

Среди большого количества различных энергетических проектов значимое место занимает гелиоэнергетика, основными аргументами в пользу которой являются экологическая безопасность, практическая неисчерпаемость источника, возможность применения как в космосе, так и на Земле. Однако кажущаяся простота преобразования солнечной энергии в электрическую с использованием фотоэффекта на p-n-переходе скрывает существенные технологические сложности при создании фотопреобразователей (ФП), в силу чего коэффициент полезного действия (КПД) реального ФП не превышает 17-20%. Широкое использование ФП в силовой энергетике сдерживается их низким КПД и, соответственно, высоким уровнем стоимости одного ватта генерируемой мощности. В связи с этим актуальными являются исследования влияния конструктивно-технологических факторов на максимальную мощность, выделяемую ФП на согласованную полезную нагрузку.

Украина обладает мощной промышленностью по производству полупроводниковых материалов, приборов и изделий микроэлектроники. Работы по совершенствованию конструкторско-технологических решений (КТР) фотопреобразователей космического назначения (ФПКН) проводятся Государственным предприятием Научно-исследовательский технологический институт приборостроения (ГП НИТИП, г. Харьков), Харьковским национальным университетом радиоэлектроники (ХНУРЭ), Национальным техническим университетом „Харьковский политехнический институт”. В конечном счете это привело к созданию и внедрению базового варианта серийноспособной технологии изготовления радиационностойких ФПКН со структурой n^+p-p^+ типа для комплектации солнечных батарей украинских космических аппаратов серии „Микроспутник” [1-5].

В качестве исходных полупроводниковых пластин для таких ФПКН применяется монокристаллический кремний марки КДБ-10, выращенный методом Чохральского. Структуры изготовлены с использованием процессов одновременной комбинированной диффузии из жидкорастворных композиций (ЖРК) и твердых источников и процессов внешнего геттерирования. С целью минимизации потерь солнечного излучения, связанных с рекомбинацией на фронтальной поверхности, со стороны фронтальной поверхности n^+ -слой пассивирован термическим тонким (10-15нм) окисным слоем в окнах между металлическими полосками токосъемного контакта. Поверх SiO_2 из жидкорастворной композиции нанесено просветляющее покрытие, материалом которого является TiO_2 . Слои металлизации для фронтального и тыльного токосъемных электродов выполнены, соответственно, на основе Ti/Al и Al . При $25^\circ C$ и режиме облучения АМ0 [6] образцы кремниевых ФПКН с габаритными размерами $46,05 \times 15,20 \times 0,35$ мм, изготовленные в условиях экспериментального производства ГП НИТИП согласно

базовому варианту разработанной технологии, имеют следующие выходные параметры [5]: напряжение холостого хода $U_{xx} \approx 0,60\text{В}$, плотность тока короткого замыкания $j_{кз} = 39\text{--}40\text{мА/см}^2$, коэффициент заполнения нагрузочной световой вольтамперной характеристики $FF = 0,73\text{--}0,75$, максимальная выходная мощность $P_{ном} \approx 170\text{--}180\text{Вт/м}^2$. Применение ГП НИТИП усовершенствованной технологии [7], позволяющей реализовать специфический „клювообразный” концентрационный профиль атомов фосфора в диффузионном p^+ -слое у фронтальной поверхности ФПКН, обеспечивает параметры: $U_{xx} = 0,61\text{--}0,62\text{В}$, $j_{кз} = 40\text{--}42\text{мА/см}^2$, $FF = 0,75\text{--}0,78$ и $P_{ном} \approx 185\text{--}200\text{Вт/м}^2$. Вместе с тем для лучших зарубежных аналогов ФПКН при указанных выше условиях аттестации КПД = 17,4–18,3%, $P_{ном} \approx 235\text{--}245\text{Вт/м}^2$, что обусловлено повышенными значениями остальных выходных параметров: $U_{xx} = 0,63\text{--}0,65\text{В}$, $j_{кз} = 48\text{мА/см}^2$, $FF = 0,77\text{--}0,79$ [8]. Приведенное сопоставление выходных параметров указывает на потенциальную возможность существенного повышения эффективности работы отечественных ФПКН.

Как следует из количественных соотношений соответствующих параметров, определяющих величину $P_{ном}$, наиболее сильно в процентном отношении различаются значения $j_{кз}$, в то время как параметры U_{xx} и FF различаются незначительно. Согласно [9] указанное сочетание отличий обусловлено пониженной плотностью фототока $j_{ф}$ наряду с большей затененностью β освещаемой поверхности фронтальным электродом, а также с повышенными значениями диодных параметров (плотности диодного тока насыщения j_0 , коэффициента идеальности диода A и последовательного сопротивления R_p).

Анализ состояния проблемы позволил сделать вывод о том, что, несмотря на существенный прогресс в области создания фотопреобразователей, предельные возможности ФП на основе монокристаллического кремния далеко не реализованы. С привлечением современных наиболее передовых концепций [8,10], относящихся к проблеме повышения КПД и $P_{ном}$ за счет увеличения $j_{ф}$ и снижения β , j_0 , A , R_p , а также результатов собственных исследований в данном направлении [1-5,7] при разработке перспективных КТР для ФПКН были поставлены следующие задачи:

- увеличение составляющей фототока, генерированного как в базовой области, так и в легированном p^+ -слое;
- снижение рекомбинационных потерь на фронтальной поверхности p^+ -слоя;
- уменьшение сопротивления растекания R_p , сопротивления металлизации R_m для снижения последовательного сопротивления фронтального токосъемного электрода;
- оптимизация геометрии фронтальной контактной гребенки и снижение величины β .

При поэтапном решении этих задач для увеличения составляющей фототока, генерированного в базовой области, в технологический маршрут был включен процесс внешнего геттерирования [3,4]. Для увеличения составляющей фототока, генерированного в легированном слое, использованы процессы двухэтапной диффузии, обеспечивающие специфический „клювообразный” профиль распределения примеси со стороны фронтальной поверхности [7]. Благодаря такому концентрационному профилю уменьшается вклад легированного слоя непосредственно под контактной гребенкой в R_p

без возрастания скорости поверхностной рекомбинации носителей заряда (особенно по механизму Оже), что способствует повышению фоточувствительности ФП в коротковолновой области солнечного излучения.

Ниже изложены результаты исследований, связанных с дальнейшей оптимизацией конструкции и технологии изготовления ФПКН.

Прежде всего исследована проблема корректировки спектрального состава излучения, поступающего на фронтальную поверхность базового кристалла ФПКН. Как известно [6,9], потери солнечной энергии (~50% от поступающей на поверхность ФП) обусловлены отражением света от поверхности ФП, прохождением через базовый кристалл фотонов с энергией $h\nu < \Delta E_0$ (h – постоянная Планка, ν – частота излучения, ΔE_0 – ширина запрещенной зоны кремния), не сопровождающимся генерацией электронно-дырочных пар, а также фотоактивным поглощением фотонов с $h\nu > \Delta E_0$, сопровождающимся последующей рекомбинацией на фронтальной поверхности и термализацией в объеме кремния генерированных этими фотонами горячих носителей заряда. При этом около 29% потерь энергии приходится на фотоны с $h\nu > \Delta E_0$. Разработка отечественных ФПКН осуществляется, в первую очередь, согласно КТР, обеспечивающим частичное снижение первого из перечисленных выше видов потерь за счет оптимизации просветляющих покрытий [1,3,4].

Реализуемая в ГП НИТИП жидкорастворная технология нанесения TiO_2 , подобная одной из описанных в [11], позволяет легко управлять толщиной просветляющего покрытия из этого материала на поверхности n^+ -Si в диапазоне от 0,04-0,05 до 0,2мкм. При однократном нанесении центрифугированием (2000-3000 оборотов в минуту) 10%-го раствора тетрабутилоксититана в изопропиловом спирте и последующей термообработке пленка TiO_2 имеет толщину 0,04-0,05мкм, удельное сопротивление 10^{11} Ом·см, относительную высокочастотную диэлектрическую проницаемость 4-5, плотность поверхностных состояний 10^{11} - 10^{12} см⁻²эВ⁻¹, плотность полного заряда на границе раздела $(1-6) \cdot 10^{-7}$ Кл/см². Для устранения обнаруженных токов утечки в слое TiO_2 и уменьшения плотности заряда на поверхности раздела “Si-просветляющее покрытие” до $(1-6) \cdot 10^{-8}$ Кл/см² использовано введение термически выращенного подслоя SiO_2 толщиной около 0,01мкм.

Исследования зависимости коэффициента отражения R от длины волны света λ для ФПКН с просветляющим покрытием TiO_2 толщиной 0,07-0,09мкм показали, что минимальное значение $R(\lambda) \approx 3-4\%$ достигается при управлении спектральным положением этого значения в диапазоне $0,55 < \lambda < 0,73$ мкм за счет толщины слоя TiO_2 . Расчетным путем по зависимости минимума $R(\lambda)$ от толщины слоя TiO_2 было установлено, что коэффициент преломления последнего $n \approx 2,0 \div 2,1$.

В настоящее время при достигнутом для отечественных ФПКН значениях КПД и $R_{ном}$ наряду с дальнейшей оптимизацией просветления крайне актуальным становится снижение потерь солнечной энергии, обусловленных фотонами $h\nu > \Delta E_0$. Концепция разработки для решения данной задачи состоит в использовании эффекта фотолюминесценции [12] для подгонки спектрального состава излучения на поверхности просветляющего покрытия к максимуму чувствительности ФПКН и в оптимизации

толщины однослойного просветляющего покрытия или двухслойного просветляющего покрытия, например, $\text{TiO}_2/\text{Al}_2\text{O}_3$, TiO_2/ITO , с учетом модифицированного спектрального состава излучения.

Для ФП на основе монокристаллического кремния р-типа максимум спектральной чувствительности располагается, как правило, в области $0,7 < \lambda < 1,0 \text{ мкм}$ [5,6,12]. В данном случае для реализации описанного выше способа подгонки спектрального состава излучения к максимуму спектральной чувствительности ФП, согласно [12], подходящими могут оказаться ионы Yb^{3+} , поглощающие фотоны из спектральных полос с максимумами при $\lambda=0,28 \text{ мкм}$ или $\lambda=0,36 \text{ мкм}$, а испускающие излучение с максимумом при $\lambda=0,7 \text{ мкм}$. Более того, оптимальным является использование не одного вида центров фотолюминесценции, а такого их ассортимента, который позволил бы с максимально возможной эффективностью преобразовать большую часть спектральной области солнечного излучения, соответствующую $h\nu > \Delta E_0$, в излучение с узким диапазоном значений λ , лежащих как можно ближе к максимуму λ_{max} внутренней спектральной чувствительности (со стороны $\lambda \leq \lambda_{\text{max}}$) разрабатываемых ФПКН. Центры фотолюминесценции можно ввести в наружное защитное покрытие из Al_2O_3 или из оптического кварцевого стекла. Прорабатывается и другой вариант корректировки спектрального состава излучения, состоящий в использовании органических люминофоров [13], с помощью которых значительно легче обеспечить требуемый спектральный состав излучения. В данном случае оптически прозрачная среда, содержащая люминесцентные центры необходимого ассортимента, может помещаться между наружным защитным покрытием с добавкой ионов Yb^{3+} и просветляющим покрытием.

Для решения второй проблемы – существенного снижения рекомбинационных потерь на фронтальной поверхности p^+ -слоя – предполагается применять ее пассивирование путем смачивания на протяжении нескольких секунд в 0,1М-водном растворе KCN, последующего кипячения в воде в течение 10 минут и окисления при 450°C . Наличие тонкого пассивирующего слоя термического окисла SiO_2 на поверхности p^+ -Si фотопреобразователей, изготовленных в ГП НИТИП, обеспечивает лишь частичное снижение рекомбинационных потерь неосновных носителей заряда, генерируемых из коротковолновой области солнечного спектра. Остаточная плотность N_s поверхностных состояний на границе раздела p^+ -Si/ SiO_2 продолжает выступать одной из причин сниженной величины $j_{\text{ф}}$ и повышенной величины j_0 . Уменьшение N_s на межфазной поверхности может быть достигнуто за счет насыщения оборванных валентных связей в кремнии группами CN [14].

Заметим, что система Si-O-C-N перспективна не только для снижения рекомбинационных потерь на фронтальной поверхности слоя p^+ -Si. Пленки переменного состава на основе этой системы с коэффициентом преломления, увеличивающимся в направлении от их внешней поверхности к границе раздела со слоем p^+ -Si, могут быть использованы и как высокоэффективные просветляющие покрытия, снижающие интегральный коэффициент отражения в диапазоне длин волн 0,4-1,1 мкм до значений ниже 3,3%, а в диапазоне 0,60-0,95 мкм – до значений ниже 1,8% [15].

Для комплексного решения проблемы уменьшения последовательного сопротивления ФПКН ($R_{\text{п}} \approx R_{\text{р}} + R_{\text{м}}$), снижения затенения фронтальной поверхности и повышения технологичности сборки модулей солнечных батарей из ФПКН прямоугольной формы наиболее предпочтительной является гребенчатая геометрия фронтального токосъемного электрода, обсуждавшаяся ранее в [7]. Однако расчет оптимальных размеров фронтального токосъемного электрода, выполненный в [7] согласно известной методике [16], базировался на комбинации исходных данных о ФПКН, которая отличается от реальных параметров ФП, разработанных и изготовленных в ГП НИТИП на современной стадии совершенствования их КТР. Так, в [7] ширина t параллельных полос гребенчатого электрода задана равной 0,1мм. Предполагалось, что ширина W шины гребенки, перпендикулярной полосчатым элементам и соединяющей их концы вдоль одной из больших сторон прямоугольного ФП, имеет ту же величину, что и t . Поверхностное сопротивление R_s для n^+ -слоя принималось равным 15 Ом/кв, в то время, как плотность фототока $j_{\text{ф}}$ отождествлялась с $j_{\text{кз}} = 40 \text{ мА/см}^2$, а $j_0 = 10^{-12} \text{ А/см}^2$ при коэффициенте идеальности диода $A = 1$.

В настоящее время реализована возможность изготовления гребенчатого электрода с $t = 0,04 \text{ мм}$ и $W = 0,4 \text{ мм}$, достигнуто воспроизводимое значение $j_{\text{кз}} = 42 \text{ мА/см}^2$, однако при $R_s = 50 - 100 \text{ Ом/кв}$, $j_0 = 10^{-10} \text{ А/см}^2$ и $A = 1,2$. Результаты расчета параметров гребенчатого токосъемного электрода для ФП с размерами $24 \times 15 \text{ мм}$ приведены в таблице. Параметры рассчитаны по методике [16] при $j_{\text{кз}} = 42 \text{ мА/см}^2$, $T = 300 \text{ К}$ для различных комбинаций j_0/A и R_s . Здесь: $l_1 = l + t$ – период гребенки фронтального токосъемного электрода (l – расстояние между внутренними сторонами параллельных полосчатых элементов); N – количество полосчатых элементов; δ – расстояние от наружных крайних полосок гребенки до меньших сторон ФП.

$j_0/A, \text{ А} \cdot \text{см}^{-2}$	$10^{-10}/1,2$		$10^{-11}/1,1$		$10^{-12}/1,0$	
$R_s, \text{ Ом/кв}$	50	100	50	100	50	100
$l_1, \text{ мм}$	2,37	1,88	2,40	1,90	2,40	1,90
$N, \text{ шт}$	10	13	10	13	10	13
$\delta, \text{ мм}$	1,32	0,70	1,18	0,58	1,18	0,58
$R_{\text{р}}, \text{ Ом}$	0,076	0,090	0,077	0,090	0,077	0,090

Данные таблицы определяют оптимальные значения l_1 , N и δ при указанных размерах ФПКН, а также $t = 0,04 \text{ мм}$ и $W = 0,4 \text{ мм}$, на стадиях разработки, соответствующих достижению более низких значений j_0 и A . При всех значениях l_1 и N затенение освещаемой поверхности ФП гребенчатым фронтальным электродом, рассчитанное по отношению площади этого электрода к площади освещенной поверхности, не превышает 4,8%.

Сопротивление растекания $R_{\text{р}}$ при длине полосчатых элементов $l_2 = 14,5 \text{ мм}$ рассчитано по формуле [16]:

$$R_{\text{р}} = \left\{ 1 / [12(N - 1)] \right\} R_s l_1 / l_2.$$

Из таблицы видно, что $R_{\text{р}} \leq 0,09 \text{ Ом}$. В пересчете на единицу поверхности ФПКН удельное сопротивление растекания $\sim 0,32 \text{ Ом} \cdot \text{см}^2$, что не превышает критериального

значения $R_{\text{пкр}}^* = 0,5 \text{ Ом}\cdot\text{см}^2$ [9], на котором при облучении в режиме АМ0 теряется не более 3% полной электрической мощности, вырабатываемой фотопреобразователем.

Реальные значения $R_{\text{п}}$ разработанных в ГП НИТИП фотопреобразователей составляют $\sim 2,0 \text{ Ом}\cdot\text{см}^2$ при толщине алюминиевой металлизации $h=1\text{мкм}$ и $\sim 1,0 \text{ Ом}\cdot\text{см}^2$ при $h=2\text{мкм}$. Таким образом, величина $R_{\text{п}}$ исследованных ФПКН практически полностью определяется сопротивлением металлизации $R_{\text{м}}$ гребенчатого электрода. Для исключения влияния $R_{\text{м}}$ на величину $R_{\text{п}}$ толщину алюминиевой металлизации следует увеличить до $\sim 5\text{мкм}$.

В последнее время в конструкции солнечных батарей широкое распространение получил модульный подход [17]. В качестве перспективного КТР нами предложена конструкция модуля ФПКН на алюминий-полиимидном носителе для отечественных батарей фотопреобразователей космических аппаратов (БФ КА), в состав которого входят 10 ФП (2 группы соединенных параллельно, по 5 ФП в каждой, соединенных последовательно). При модульной конструкции солнечных батарей повышается ее надежность, создаются обходные параллельные цепи для прохождения тока при отказе типа „обрыв”, происходящего у одного или нескольких ФП вследствие механических повреждений, отслоения контактов или неисправностей в межэлементных соединениях.

В условиях АМ0 и при температуре 25°C разработанная нами группа из 5 ФП обеспечивает $I_{\text{опт}}=260\text{мА}$, $U_{\text{опт}}=2,5\text{В}$, $U_{\text{хх}}=3,15\text{В}$, $I_{\text{кз}}=275\text{мА}$, $P_{\text{ном}}=182\text{Вт}/\text{м}^2$. Вольтамперная характеристика разработанной группы приведена на рисунке.

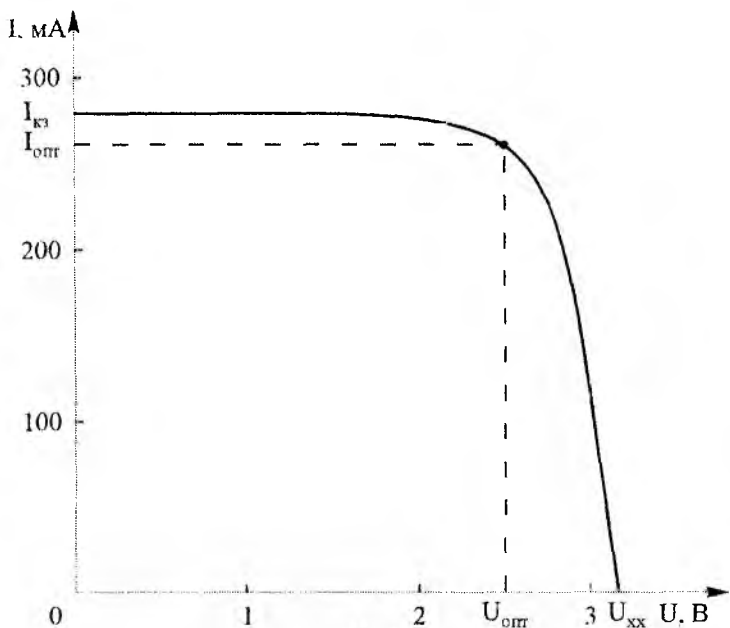


Рис. 1

Разработанная конструкция модуля имеет достаточно высокие массогабаритные показатели: коэффициент заполнения модуля не менее 0,95, вес модуля без защиты $0,5\div 0,8\text{кг}/\text{м}^2$, габаритные размеры модуля $46,5\times 80,2\text{мм}$ (при размерах отдельного ФП $46,05\times 15,20\text{мм}$), вес полиимидного носителя 0,35г.

В заключение следует отметить, что, исходя из сложившихся к настоящему времени физических представлений о зависимости выходных параметров от фототока и диодных параметров ФП, а также из опыта ГП НИТИП по разработке при-

боров рассматриваемого типа, предложены наиболее рациональные пути дальнейшего повышения эффективности работы ФП в режиме АМ0.

Список литературы: 1. Антонова В.А., Листратенко А.М., Слипченко Н.И. Высокоэффективные солнечные элементы на основе жидкорастворной технологии // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2000. Вып.115. С. 90-94. 2. Зависимость электрических параметров и спектрального отклика кремниевых фотопреобразователей от условий диффузионного легирования и морфологии поверхности их базовых кристаллов / В.Р. Копач, А.М. Листратенко, Г.С. Хрипупов, Е.П. Черных // Вестник Харьк. гос. политехн. ун-та (Новые решения в современных технологиях). 1998. Вып.17. С. 76-77. 3. Твердотельные солнечные фотопреобразователи на основе жидкорастворных композиций / В.А. Антонова, А.М. Листратенко, Б.И. Макаренко, Н.И. Слипченко // Технология приборостроения. 1999. №3. С. 54-57. 4. Листратенко А.М. Исследование и разработка малозатратной технологии изготовления высокоэффективных кремниевых фотопреобразователей космического применения // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2001. Вып.121. С. 121-125. 5. Gorban A.P., Kostylev V.P., Borschev V.N., Listratenko A.M. State and prospects of a development of silicon photoconductors and batteries for the space use // Telecommunications and Radio Engineering. 2001. V.55. №9. P. 94-100. 6. Колтун М.М. Оптика и метрология солнечных элементов. М.: Наука, 1985. 200с. 7. Оптимизация кремниевых солнечных элементов на основе n^+-p-p^+ -структур / В.А. Антонова, В.Н. Борщев, В.А. Золотарев, А.М. Листратенко, Н.И. Слипченко // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2001. Вып.120. С. 155-161. 8. Crotty G.T., Verlinder P.J., Cudzinovic M., Swanson R.M. and Crane R.A. 18,3% efficient solar cells for space applications // 26th IEEE Photovoltaic Specialist Conference, Anaheim, C.A. 1997. P.1035-1038. 9. Фаренбрух А. Бьюб Р. Солнечные элементы: Теория и эксперимент. М.: Энергоиздат. 1987. 280с. 10. Development of high end-of-line efficiency silicon space solar cell / Tomomura Y., Washio H., Nakamura K., Kawano K., Kaneiwa M., Saga T., Matsutani T., Aburaya T., Hisamatsu T. and Matsuda S. // 2nd World Conference and Exhibition on Photovoltaic Solar Energy Conversion, Vienna, Austria. 1998. P.3511-3514. 11. Сауйковская Н.В. Химические методы получения тонких прозрачных пленок. Л.:Химия, 1971. 200с. 12. Kawano K., Sado T., Nishikawa M. and Nakata R. Conversion efficiency of solar cell with ion-implanted rare earth into anti-reflection film // 2nd World Conference and Exhibition on Photovoltaic Solar Energy Conversion, Vienna, Austria. 1998. P. 334-357. 13. Красовицкий Б.М. Органические люминофоры и их применение // Функциональные материалы для науки и техники / Под ред. В.П. Семиноженко. Харьков: „Институт монокристаллов”, 2001. С. 338-354. 14. Kobayashi H., Asano A., Asada S., Kanazaki E., Nakato Y., Yoneda K., Todokoro Y. Decrease in the interface state density by cyanide treatments and improvement of electrical characteristics of <ITO/Silicon Oxide/n-Si> solar cells // 2nd World Conference and Exhibition on Photovoltaic Solar Energy Conversion, Vienna, Austria. 1998. P. 1456-1459. 15. Faur M., Faur M., Bailey S.G., Flood D.I., Brinker D.I., Faur H.M., Alterovitz S.A., Wheeler D.R., Boyd D.L. Room temperature wet chemical growth of passivating /antireflections coating for Si-based solar cell // 2nd World Conference and Exhibition on Photovoltaic Solar Energy Conversion, Vienna, Austria. 1998. P. 1574-1578. 16. А.М. Васильев, А.П. Ландсман Полупроводниковые фотопреобразователи. М.: Сов. радио, 1971. 248 с., 17. Раушенбах Г. Справочник по проектированию солнечных батарей: Пер. с англ. М.: Энергоиздат, 1983. 360с.

Харьковский ГП НИТИ Приборостроения
Харьковский национальный
университет радиоэлектроники
Национальный технический университет
„Харьковский политехнический институт”

Поступила в редколлегию 20.03.2002

ФОРМИРОВАНИЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО СПЕКТРА МНОГОСЛОЙНОЙ СИММЕТРИЧНОЙ КВАНТОВОРАЗМЕРНОЙ СТРУКТУРЫ НА ОСНОВЕ GaAs/Al_{x1}Ga_{1-x1}As/Al_{x2}Ga_{1-x2}As. Часть 1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Бурное развитие нанoeлектроники в конце XX, начале XXI века привело к созданию большого количества нанoeлектронных квантоворазмерных приборов различного функционального назначения, производимых на основе широкой номенклатуры полупроводниковых материалов и их соединений, с использованием как традиционных технологий, так и с помощью специально разработанных нанoeлектронных технологий.

Среди всего множества нанoeлектронных приборов различного назначения и конструкций видное место занимают полупроводниковые излучающие приборы – высоконаправленные светодиоды и инжекционные полупроводниковые лазеры на квантоворазмерных структурах (ИПЛ на КРС). Развитие этого класса приборов, их модернизация, совершенствование конструкций, расширение и удешевление элементной базы обусловлено развитием средств связи, оптоволоконных линий, оптических и магнитооптических носителей информации, систем оптической обработки, записи и считывания информации, построением оптических систем контроля и диагностики на основе ИПЛ на КРС в различных отраслях науки и промышленности. Именно с появлением этого класса приборов началось развитие нанoeлектроники как отдельной области науки. Кроме того, разработка ИПЛ на КРС привела к открытию ряда принципиально новых физических эффектов, на основе которых стала возможной разработка квантоворазмерных приборов неоптоэлектронного применения, и технологий их производства – собственно нанoeлектронных технологий [1 - 5].

К настоящему времени известно большое количество конструкций ИПЛ на КРС, появление которых связано с необходимостью удовлетворения противоречивых эксплуатационных требований, предъявляемых к ИПЛ на КРС как к приборам: высокая излучаемая оптическая мощность, малые потребляемые токи, возможность работы в непрерывном режиме в широком температурном диапазоне, высокая степень монохроматичности, малое и однородное уширение спектра излучения, широкая полоса модуляции и т.д. Одним из технологических путей решения некоторых из перечисленных проблем является повышение размерности квантования структур, а также создание многослойных и многоэлементных структур.

В зависимости от направлений, в которых осуществляется квантовое ограничение движения носителей зарядов, различают одномерные, двумерные и трёхмерные КРС, называемые также слоистыми, нитевидными структурами, и структурами на основе квантовых точек, квантовых капель или «сверхатомов». Очевидно, что наиболее простыми и дешевыми при серийном производстве являются слоистые структуры или структуры с одномерным квантовым ограничением. Данные структуры по своим конструктивно-технологическим особенностям также могут быть разделены на:

- симметричные и несимметричные однослойные структуры – с одним квантово-ограниченным слоем (с одной квантовой ямой для носителей);
- симметричные и несимметричные многослойные структуры – с одним активным квантово-ограниченным слоем и соседними слоями, в которых также наблюдается эффект квантового ограничения движения носителей (как одностороннего, так и двустороннего ограничения);

– симметричные и несимметричные многослойные структуры -- с чередующимися слоями квантовых ям и барьеров, электрические свойства которых от слоя к слою могут или повторяться или отличаться – сверхрешетки. Необходимо отметить, что сверхрешетками также называют чередующиеся структуры с двумерным и трёхмерным квантовым ограничением.

Названия «симметричные» и «несимметричные» характеризуют КРС согласно энергетической высоты, геометрической формы и протяженности барьерных ограничивающих и разделительных слоёв.

Наилучшими свойствами по отдельному управлению электрическими и оптическими свойствами квантоворазмерных светоизлучающих приборов обладают многослойная структура и сверхрешетка. При этом в информационной технике и технике волоконно-оптической связи, где используются сравнительно маломощные источники и требования к частотным и спектральным характеристикам излучения высоки, используются, как правило, многослойные симметричные и несимметричные структуры. В навигационных, диагностических и технологических системах, системах накачки мощных твердотельных и жидкостных лазеров и т.п. используются в основном ИПЛ на КРС, созданных на основе сверхрешеток [1, 6 - 8]. Особенности формирования энергетического спектра сверхрешеток могут быть описаны теоретически с помощью методов квантовой механики, разработанных для движения заряженных частиц в поле периодически меняющегося потенциала, например, в поле атомов кристаллической решетки твёрдого тела (модель Кронига-Пени, кр - метод и т.д.) [9 - 10]. В этой связи актуальной задачей является описание особенностей формирования энергетического спектра частиц в многослойных структурах, поскольку современные технологии позволяют реализовать сколь угодно разнообразную и сложную многослойную структуру с произвольным энергетическим профилем. В пользу более детального изучения симметричных и несимметричных многослойных квантоворазмерных структур свидетельствует также и то, что в последние годы развивается тенденция создания мощных ИПЛ на КРС с соблюдением высоких требований по частотным и спектральным характеристикам выходного излучения, повышения их быстродействия и т.д. Одним из возможных методов создания таких лазеров является создание сверхрешеток, в которых многослойная структура с заданными электронными и оптическими свойствами используется в качестве повторяющейся ячейки. На принципиальную технологическую возможность создания таких структур указывал Херман в [2].

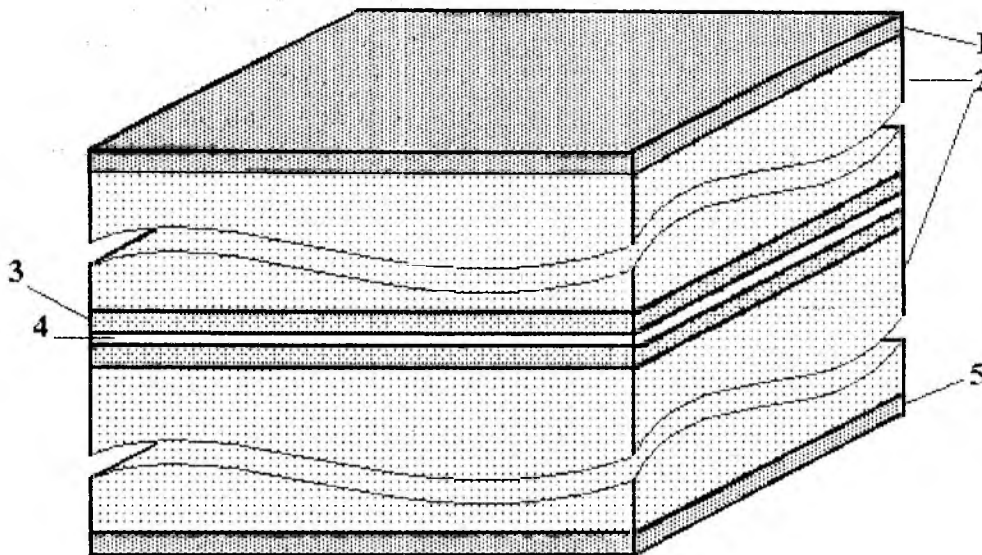
В данной работе рассматривается многослойная симметричная квантоворазмерная структура, созданная на основе $\text{GaAs}/\text{Al}_{x_1}\text{Ga}_{1-x_1}\text{As}/\text{Al}_{x_2}\text{Ga}_{1-x_2}\text{As}$. Исследованы особенности формирования энергетического спектра носителей в такой структуре и его отличия от энергетических спектров частиц в однослойных, симметричных и несимметричных структурах.

На рис. 1 показана структура полупроводникового кристалла, содержащего КРС на основе $\text{GaAs}/\text{Al}_{x_1}\text{Ga}_{1-x_1}\text{As}/\text{Al}_{x_2}\text{Ga}_{1-x_2}\text{As}$.

На рис. 2 показана энергетическая диаграмма исследуемой симметричной многослойной КРС, здесь также приведены обозначения эффективных масс частиц и квази-частиц, отличающихся от слоя к слою. Необходимо отметить в качестве одного из основных допущений при исследовании энергетического спектра носителей в данной структуре изотропность эффективных масс носителей и неизменность их в пределах каждого слоя [1, 2, 4].

В рассматриваемой структуре слой узкозонного материала GaAs толщиной не более длины волны де Бройля электронов в GaAs, ограничен с двух сторон равноширокими слоями более широкозонных материалов $\text{Al}_{x_1}\text{Ga}_{1-x_1}\text{As}$, ширина

которых также не превышает длины волны де Бройля электронов в $Al_{x1}Ga_{1-x1}As$. Содержание алюминия – $x1$, в твёрдых растворах замещения ограничивающих материалов одинакова, что обеспечивает одинаковую высоту ограничивающих потенциальных барьеров, а следовательно и симметрию всех квантово-ограниченных слоёв. Структура $Al_{x1}Ga_{1-x1}As/GaAs/Al_{x1}Ga_{1-x1}As$ в свою очередь заключена между ещё более широкозонными слоями $Al_{x2}Ga_{1-x2}As$, которые служат материалами подложки и низкоомных контактных площадок. Содержание алюминия - $x2$ в материалах слоёв $Al_{x2}Ga_{1-x2}As$ также одинаково, что обеспечивает полную симметрию структуры $GaAs/Al_{x1}Ga_{1-x1}As/Al_{x2}Ga_{1-x2}As$, кроме того, толщина слоёв $Al_{x2}Ga_{1-x2}As$ намного превышает длину волны де Бройля электронов в $Al_{x2}Ga_{1-x2}As$ и эти слои, таким образом, являются барьерными или ограничивающими (неквантоворазмерными).



- 1, 5 – металлизация контактных площадок разводки и общего электрода подложки;
- 2 – слои подложки и ограничивающие (буферные) слои $Al_{x2}Ga_{1-x2}As$;
- 3 – квантоворазмерные ограничивающие (барьерные) слои $Al_{x1}Ga_{1-x1}As$;
- 4 – квантово-ограниченный слой GaAs.

Рис. 1

Эффективные массы частиц и квазичастиц в каждом материале и их зависимость от мольных долей компонентов твёрдых растворов, составляющих тот или иной материал, а также ширина запрещённой зоны материала и её зависимость от химического состава конкретного соединения определяются в приближении Латтингера и Кона [11] по соотношениям, представленным в табл. 1.

Таблица 1

Материал	GaAs	AlAs	$Al_xGa_{1-x}As$
Параметр			
$E_g, эВ$	1,424	3,018	$1,424+1,247 \cdot x, 0 < x < 0,45$ $1,424+1,247 \cdot x+1,427 \cdot (x-0,45), 0,45 < x < 1,0$
m_e^*/m_0	0,067	0,124	$0,067+0,057 \cdot x$
γ_1	6,85	3,45	$6,85-3,4 \cdot x$
γ_2	2,1	0,68	$2,1-1,42 \cdot x$

В табл. 1 m_e^* - эффективная масса электрона; m_0 - масса свободного электрона; γ_1 и γ_2 - постоянные Латтингера. Согласно [11] эффективные массы тяжелой и легкой дырок могут быть вычислены по формулам:

$$m_{hh}^* = \frac{m_0}{(\gamma_1 - 2 \cdot \gamma_2)}, \quad (1)$$

$$m_{lh}^* = \frac{m_0}{(\gamma_1 + 2 \cdot \gamma_2)}, \quad (2)$$

где m_{hh}^* и m_{lh}^* - эффективные массы тяжелой и легкой дырок соответственно.

Высоты барьеров для электронов в зоне проводимости и для легких и для тяжелых дырок в валентной зоне определяются из полуэмпирического правила Миллера [15]. Согласно этому правилу (для соединений $A^{III}B^V$, $A^{II}B^{VI}$ и их твердых растворов с элементами III и II групп) высота потенциального барьера для электронов в зоне проводимости и для дырок в валентной зоне на гетерогранице между узкозонным и широкозонным материалами относятся как 65% и 35% от общей разности между шириной запрещенной зоны широкозонного и узкозонного материалов. На рис. 2 показана энергетическая диаграмма структуры, изображенной на рис. 1.

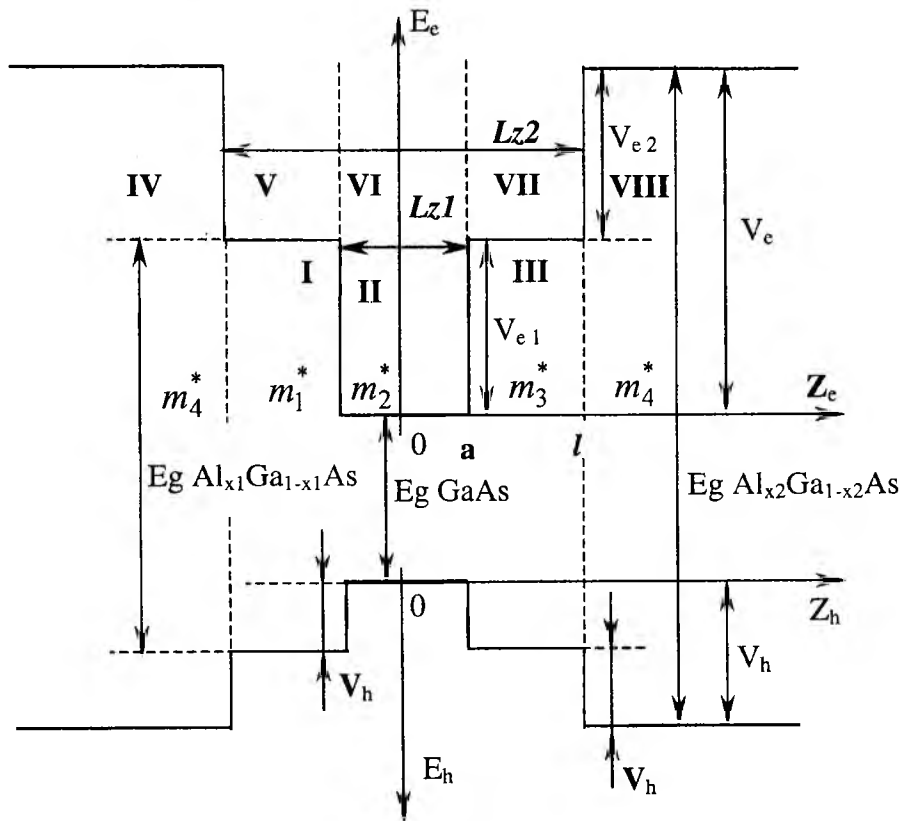


Рис. 2

На рис. 2 энергия электронов отсчитывается от дна зоны проводимости вверх, а энергия дырок - от потолка валентной зоны вниз так, как это принято в физике полупроводников; Lz - ширина квантово-ограниченного слоя (не более длины волны де-Бройля для ограничиваемого материала, в данном случае для GaAs эта величина составляет приблизительно 140 А).

Таким образом, на рис. 2 для областей I, III, V и VII:

$$V_{e1} = 0,65 \cdot (E_g \text{Al}_{x1}\text{Ga}_{1-x1}\text{As} - E_g \text{GaAs}), \quad (3)$$

$$V_{h1} = 0,35 \cdot (E_g \text{Al}_{x1}\text{Ga}_{1-x1}\text{As} - E_g \text{GaAs}), \quad (4)$$

а для областей IV и VIII:

$$V_{e2} = 0,65 \cdot (E_g \text{Al}_{x2}\text{Ga}_{1-x2}\text{As} - E_g \text{Al}_{x1}\text{Ga}_{1-x1}\text{As}), \quad (5)$$

$$V_{h2} = 0,35 \cdot (E_g \text{Al}_{x2}\text{Ga}_{1-x2}\text{As} - E_g \text{Al}_{x1}\text{Ga}_{1-x1}\text{As}), \quad (6)$$

где V_{e1}, V_{e2} - высоты потенциальных барьеров для электронов в зоне проводимости на соответствующих гетерограницах, эВ;

V_{h1}, V_{h2} - высоты потенциальных барьеров для дырок в валентной зоне, эВ;

x_1, x_2 - молярные доли алюминия в соответствующих слоях арсенида галлия;

E_g - ширина запрещённой зоны материала, эВ.

Для определения собственных значений энергии электронов, лёгких и тяжелых дырок в квантоворазмерной структуре, энергетический профиль которой показан на рис. 2 необходимо решить стационарное уравнение Шредингера, которое для каждой из областей записывается так:

$$-\frac{\hbar^2}{2m_1} \cdot \frac{\partial^2 \Psi_1}{\partial z^2} + V_1 \cdot \Psi_1 = E \cdot \Psi_1, \quad \left\{ \begin{array}{l} -l \leq z \leq -a \\ 0 < E \leq V_1 \end{array} \right\}, \quad (7)$$

$$-\frac{\hbar^2}{2m_2} \cdot \frac{\partial^2 \Psi_2}{\partial z^2} = E \cdot \Psi_2, \quad \left\{ \begin{array}{l} -a \leq z \leq +a \\ 0 < E \leq V_1 \end{array} \right\}, \quad (8)$$

$$-\frac{\hbar^2}{2m_1} \cdot \frac{\partial^2 \Psi_3}{\partial z^2} + V_1 \cdot \Psi_3 = E \cdot \Psi_3, \quad \left\{ \begin{array}{l} +a \leq z \leq +l \\ 0 < E \leq V_1 \end{array} \right\}, \quad (9)$$

$$-\frac{\hbar^2}{2m_3} \cdot \frac{\partial^2 \Psi_4}{\partial z^2} + (V_1 + V_2) \cdot \Psi_4 = E \cdot \Psi_4, \quad \left\{ \begin{array}{l} -\infty \leq z \leq -l \\ V_1 \leq E \leq V_2 \end{array} \right\}, \quad (10)$$

$$-\frac{\hbar^2}{2m_1} \cdot \frac{\partial^2 \Psi_5}{\partial z^2} = E \cdot \Psi_5, \quad \left\{ \begin{array}{l} -l \leq z \leq -a \\ V_1 \leq E \leq V_2 \end{array} \right\}, \quad (11)$$

$$-\frac{\hbar^2}{2m_2} \cdot \frac{\partial^2 \Psi_6}{\partial z^2} = E \cdot \Psi_6, \quad \left\{ \begin{array}{l} -a \leq z \leq +a \\ V_1 \leq E \leq V_2 \end{array} \right\}, \quad (12)$$

$$-\frac{\hbar^2}{2m_1} \cdot \frac{\partial^2 \Psi_7}{\partial z^2} = E \cdot \Psi_7, \quad \left\{ \begin{array}{l} +a \leq z \leq +l \\ V_1 \leq E \leq V_2 \end{array} \right\}, \quad (13)$$

$$-\frac{\hbar^2}{2m_3} \cdot \frac{\partial^2 \Psi_8}{\partial z^2} + (V_1 + V_2) \cdot \Psi_8 = E \cdot \Psi_8, \quad \left\{ \begin{array}{l} +l \leq z \leq +\infty \\ V_1 \leq E \leq V_2 \end{array} \right\}. \quad (14)$$

В уравнениях (7) - (14) нумерация волновых функций Ψ - (1 - 8) соответствует нумерации областей (I - VIII) на рис. 2.

Введём обозначения:

$$\frac{2m_1}{\hbar^2} \cdot (V_1 - E) = k_1^2, \quad (15)$$

$$\frac{2m_2}{\hbar^2} \cdot E = k_2^2, \quad (16)$$

$$\frac{2m_3}{\hbar^2} \cdot (V_1 + V_2 - E) = k_3^2, \quad (17)$$

$$\frac{2m_1}{\hbar^2} \cdot E = k_4^2. \quad (18)$$

С учётом обозначений (15) - (18) систему уравнений (7) - (14) можно переписать так:

$$\frac{\partial^2 \Psi_1}{\partial z^2} - k_1^2 \cdot \Psi_1 = 0, \quad \left\{ \begin{array}{l} -l \leq z \leq -a \\ 0 < E \leq V_1 \end{array} \right\}, \quad (19)$$

$$\frac{\partial^2 \Psi_2}{\partial z^2} + k_2^2 \cdot \Psi_2 = 0, \quad \left\{ \begin{array}{l} -a \leq z \leq +a \\ 0 < E \leq V_1 \end{array} \right\}, \quad (20)$$

$$\frac{\partial^2 \Psi_3}{\partial z^2} - k_1^2 \cdot \Psi_3 = 0, \quad \left\{ \begin{array}{l} +a \leq z \leq +l \\ 0 < E \leq V_1 \end{array} \right\}, \quad (21)$$

$$\frac{\partial^2 \Psi_4}{\partial z^2} - k_3^2 \cdot \Psi_4 = 0, \quad \left\{ \begin{array}{l} -\infty \leq z \leq -l \\ V_1 \leq E \leq V_2 \end{array} \right\}, \quad (22)$$

$$\frac{\partial^2 \Psi_5}{\partial z^2} + k_4^2 \cdot \Psi_5 = 0, \quad \left\{ \begin{array}{l} -l \leq z \leq -a \\ V_1 \leq E \leq V_2 \end{array} \right\}, \quad (23)$$

$$\frac{\partial^2 \Psi_6}{\partial z^2} + k_2^2 \cdot \Psi_6 = 0, \quad \left\{ \begin{array}{l} -a \leq z \leq +a \\ V_1 \leq E \leq V_2 \end{array} \right\}, \quad (24)$$

$$\frac{\partial^2 \Psi_7}{\partial z^2} + k_4^2 \cdot \Psi_7 = 0, \quad \left\{ \begin{array}{l} +a \leq z \leq +l \\ V_1 \leq E \leq V_2 \end{array} \right\}, \quad (25)$$

$$\frac{\partial^2 \Psi_8}{\partial z^2} - k_3^2 \cdot \Psi_8 = 0, \quad \left\{ \begin{array}{l} +l \leq z \leq +\infty \\ V_1 \leq E \leq V_2 \end{array} \right\}. \quad (26)$$

Решения уравнений (19) - (26) могут быть записаны в виде [1, 9, 10]:

$$\Psi_1 = A_1 \cdot \exp(k_1 z) + B_1 \cdot \exp(-k_1 z), \quad (27)$$

$$\Psi_2 = A_2 \cdot \cos(k_2 z) + B_2 \cdot \sin(k_2 z), \quad (28)$$

$$\Psi_3 = A_3 \cdot \exp(k_1 z) + B_3 \cdot \exp(-k_1 z), \quad (29)$$

$$\Psi_4 = A_4 \cdot \exp(k_3 z) + B_4 \cdot \exp(-k_3 z), \quad (30)$$

$$\Psi_5 = A_5 \cdot \cos(k_4 z) + B_5 \cdot \sin(k_4 z), \quad (31)$$

$$\Psi_6 = A_6 \cdot \cos(k_2 z) + B_6 \cdot \sin(k_2 z), \quad (32)$$

$$\Psi_7 = A_7 \cdot \cos(k_4 z) + B_7 \cdot \sin(k_4 z), \quad (33)$$

$$\Psi_8 = A_8 \cdot \exp(k_3 z) + B_8 \cdot \exp(-k_3 z). \quad (34)$$

Требования непрерывности волновой функции и её первой производной на границах раздела яма – барьер дают трансцендентные уравнения для определения собственных значений энергии частиц и квазичастиц для чётных и нечётных функций:

$$\operatorname{tg}(k_2 \cdot a) = \frac{k_1}{m_1^*} \cdot \frac{m_2^*}{k_2}, \left\{ \begin{array}{l} -a \leq z \leq +a \\ 0 \leq E \leq V1 \end{array} \right\} - \text{чётные решения}, \quad (35)$$

$$\operatorname{ctg}(k_2 \cdot a) = -\frac{k_1}{m_1^*} \cdot \frac{m_2^*}{k_2}, \left\{ \begin{array}{l} -a \leq z \leq +a \\ 0 \leq E \leq V1 \end{array} \right\} - \text{нечётные решения}, \quad (36)$$

$$\operatorname{tg}(k_4 \cdot l) = \frac{k_3}{m_4^*} \cdot \frac{m_1^*}{k_4}, \left\{ \begin{array}{l} -l \leq z \leq +l \\ V1 \leq E \leq V2 \end{array} \right\} - \text{чётные решения}, \quad (37)$$

$$\operatorname{ctg}(k_4 \cdot l) = -\frac{k_3}{m_4^*} \cdot \frac{m_1^*}{k_4}, \left\{ \begin{array}{l} -l \leq z \leq +l \\ V1 \leq E \leq V2 \end{array} \right\} - \text{нечётные решения}. \quad (38)$$

Решения системы (27) - (34) записаны отдельно для собственных значений энергии частиц, лежащих ниже потенциального барьера $V1$ (- выражения (35), (36)) и ниже $V2$, но выше $V1$ (- выражения (37), (38)) как для чётных, так и для нечётных состояний.

Расчеты конкретных значений энергии частиц проводились по данным, приведенным в табл. 2, там же приведены численные значения энергии электронов, рассчитанные для заданных параметров несимметричной КРС. Отсчет энергии электронов ведется от границы зоны проводимости наиболее узкозонного в данной структуре материала – GaAs.

Расчёты собственных значений энергии лёгких и тяжёлых дырок проводятся по аналогичной методике по тем же формулам ((35) – (38)), с той лишь разницей, что для дырок подставляются соответствующие значения эффективных масс и высоты ограничивающих барьеров, рассчитываемые по формулам (1), (2) и (4), (6) соответственно.

В таблице 2 также приведены собственные значения энергии электронов, рассчитанные для симметричных КРС, с шириной квантово-ограниченного слоя, соответствующей как “узкой”, так и “широкой” частям несимметричной КРС и с высотами ограничивающих барьеров, соответствующих как $V1$, так и $V1+V2$ несимметричной КРС.

	$A = 20 \text{ A}, l = 60 \text{ A}$	$a = 60 \text{ A}$		$a = 20 \text{ A}$	
	$X1 = 0,3; x2 = 0,9$	$x = 0,3$	$x = 0,9$	$x = 0,3$	$x = 0,9$
№	$Ve1 = 0,243 \text{ eB},$ $Ve2 = 0,822 \text{ eB}$	$Ve = 0,243 \text{ eB}$	$Ve = 1,065 \text{ eB}$	$Ve = 0,243 \text{ eB}$	$Ve = 1,065 \text{ eB}$
1	0,017	$2,615 \cdot 10^{-3}$	$2,801 \cdot 10^{-3}$	0,02	0,024
2	0,067	0,01	0,011	0,076	0,095
3	0,149	0,023	0,025	0,162	0,213
4	0,241	0,042	0,045	0,242	0,375
5	0,26	0,065	0,07	-	0,578
6	0,311	0,093	0,101	-	0,809
7	0,395	0,125	0,137	-	1,023
8	0,513	0,162	0,179	-	-
9	0,664	0,201	0,226	-	-
10	0,846	0,239	0,279	-	-
11	1,057	-	0,337	-	-
12	-	-	0,401	-	-
13	-	-	0,47	-	-
14	-	-	0,544	-	-
15	-	-	0,622	-	-

Список литературы: 1. Физика полупроводниковых лазеров: Пер. с японск. /Под ред. Х. Такумы. М.: Мир, 1989. 310с. 2. Херман М. Полупроводниковые сверхрешетки: Пер с англ. М.: Мир 1989. 240 с. 3. Бузанёва Е.В. Микроструктуры интегральной электроники. М.: Радио и связь, 1990. 304 с. 4. Т. Андо и др. Электронные свойства двумерных систем: Пер. с англ. М.: Мир, 1985. 416 с. 5. Л. Эсаки Молекулярно-лучевая эпитаксия и гетероструктуры.: Пер с англ. /Под ред. Л.Ченга, К. Плога. М.: Мир 1989. 584 с. 6. Полупроводниковые инжекционные лазеры. Динамика, модуляция, спектры: Пер. с англ. /Под ред У. Тсанга. М.: Радио и связь, 1990. – 320 с. 7. Гауэр Дж. Оптические системы связи: Пер. с англ. М.: Радио и связь, 1989. 504 с. 8. Справочник по лазерной технике: Пер. с нем. М.: Энергоатомиздат, 1991. 504 с. 9. Ансельм А.И. Введение в теорию полупроводников М.: Наука, 1978. 615 с. 10. Ч. Куммель Квантовая теория твёрдых тел: Пер. с англ. М.: Наука, 1967. 491 с. 11. J.M. Luttinger, W. Kohn. Motion of Electrons and Holes in Perturbed Periodic Fields // Phys. Rev. Ser. B. 1955. Vol. 97, No 4. P. 869 – 883.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 20.03.2002

**ВЛИЯНИЕ ШИРИНЫ ЛИНИИ ЛАЗЕРНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ НА ЭФФЕКТИВНОСТЬ
МЕТОДА ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОГО ПОГЛОЩЕНИЯ**

При дистанционном исследовании характеристик газоаэрозольных сред широкое применение нашел лидарный метод дифференциального поглощения и рассеяния (ДПР) лазерного излучения. Данный метод предполагает зондирование выбранного объема пространства на двух длинах волн, одна из которых соответствует центру линии поглощения молекул исследуемого газа, а другая находится вне контура поглощения. При этом существенным фактором, влияющим на эффективность лидарных измерений, является степень соответствия ширины линии зондирующего излучения с шириной контура поглощения молекул.

Влияние данного фактора в нормальных условиях исследовалось в [1]. При этом спектральные функции всех исходных параметров задавались гауссовским распределением. Однако для высокотемпературных газоаэрозольных сред контур линии поглощения молекул существенно уширен и является лоренцевским [2], что необходимо учитывать при исследовании таких сред.

Для лазера с широкой полосой излучения, центр которой соответствует длине волны λ_0 , уравнение для упругого рассеяния можно записать в виде [1]:

$$E(\lambda_0, R) = \frac{c \cdot \tau_d \cdot Y \cdot \xi(R) \lambda_0^{+\Delta_c}}{2 \cdot R^2 \lambda_0^{-\Delta_c}} \int_{\lambda_0 - \Delta_c}^{\lambda_0 + \Delta_c} d\lambda \cdot \xi(\lambda) \cdot \beta(\lambda, R) \cdot E(\lambda) \cdot \exp\left(-2 \int_0^R K(\lambda, R) dR\right), \quad (1)$$

где $E(\lambda)$ – спектральное распределение энергии, излучаемой лазером; c – скорость света; τ_d – длительность импульса; R – дальность до зондируемого объема; Y – эффективная площадь приемной апертуры; $\xi(R)$ – геометрический фактор; $\xi(\lambda)$ – спектральное пропускание оптического тракта; $\beta(\lambda, R)$ – коэффициент обратного рассеяния; Δ_c – полуширина спектрального пропускания приемной оптической системы;

$$K(\lambda, R) = \bar{K}(\lambda, R) + N(R) \cdot \sigma(\lambda), \quad (2)$$

где $\bar{K}(\lambda, R)$ – коэффициент ослабления за вычетом вклада поглощения анализируемых молекул; $N(R)$ – концентрация этих молекул на расстоянии R ; $\sigma(\lambda)$ – спектральное сечение поглощения молекул газа.

Учитывая соотношение (2) и узость интервала интегрирования по λ в (1), при котором можно считать постоянными величинами коэффициенты как рассеяния излучения в обратном направлении, так и ослабления (за вычетом поглощения), выражение (1) можно представить в следующем виде:

$$E(\lambda_0, R) = \frac{c \cdot \tau_d \cdot Y \cdot \xi(R) \cdot \beta(\lambda_0, R)}{2 \cdot R^2} \exp\left(-2 \int_0^R \bar{K}(\lambda_0, R) dR\right) \times \int_{\lambda_0 - \Delta_c}^{\lambda_0 + \Delta_c} d\lambda \cdot \xi(\lambda) \cdot E(\lambda) \exp\left(-2 \int_0^R N(R) \sigma(\lambda, R) dR\right). \quad (3)$$

Для значения энергии рассеянного сигнала на длине волны λ_0 , принятого с расстояния $(R+\Delta R)$, соотношение (3) примет следующий вид:

$$E(\lambda_0, R + \Delta R) = \frac{c \cdot \tau_d \cdot Y(R + \Delta R) \cdot \beta(\lambda_0, R + \Delta R)}{2 \cdot (R + \Delta R)^2} \exp\left(-2 \int_0^{R+\Delta R} \bar{K}(\lambda_0, R) dR\right) \times$$

$$\times \left[\int_{\lambda_0 - \Delta c}^{\lambda_0 + \Delta c} d\lambda \cdot \xi(\lambda) \cdot E(\lambda) \exp\left(-2 \int_0^{R+\Delta R} N(R) \sigma^A(\lambda, R) dR\right) \right]. \quad (4)$$

Аналогичным образом можно получить выражения для энергии рассеянных сигналов на длине волны λ_ω , учитывая при этом отсутствие поглощения на этой длине волны. Тогда

$$E(\lambda_\omega, R) = \frac{c \cdot \tau_d \cdot Y(R) \cdot \beta(\lambda_\omega, R)}{2 \cdot R^2} \exp\left(-2 \int_0^R \bar{K}(\lambda_\omega, R) dR\right) \cdot \left[\int_{\lambda_\omega - \Delta c}^{\lambda_\omega + \Delta c} d\lambda \cdot \xi(\lambda) \cdot E(\lambda) \right], \quad (5)$$

$$E(\lambda_\omega, R + \Delta R) = \frac{c \cdot \tau_d \cdot Y(R + \Delta R) \cdot \beta(\lambda_\omega, R + \Delta R)}{2(R + \Delta R)^2} \exp\left(-2 \int_0^{R+\Delta R} \bar{K}(\lambda_\omega, R) dR\right) \times$$

$$\times \left[\int_{\lambda_\omega - \Delta c}^{\lambda_\omega + \Delta c} d\lambda \xi(\lambda) E(\lambda) \right] \quad (6)$$

В методе дифференциального поглощения и рассеяния значение измеренной концентрации газовой компоненты зависит от отношения энергий рассеянных сигналов на двух разных длинах волн (λ_0 и λ_ω), принятых с расстояний R и $(R+\Delta R)$. В этом случае с учетом формул (1), (2), (3), (4), (5) и условия $R \gg \Delta R$ можно получить выражение, определяющее возможные ошибки измерений, связанные с реальной шириной линии зондирующего излучения:

$$\frac{E(\lambda_\omega, R + \Delta R) \cdot E(\lambda_0, R)}{E(\lambda_\omega, R) \cdot E(\lambda_0, R + \Delta R)} = \frac{\beta(\lambda_\omega, R) \cdot \beta(\lambda_0, R + \Delta R)}{\beta(\lambda_\omega, R + \Delta R) \cdot \beta(\lambda_0, R)} \times \quad (7)$$

$$\times \frac{\int_{\lambda_0 - \Delta c}^{\lambda_0 + \Delta c} d\lambda \xi(\lambda) E(\lambda) \exp\left(-2 \int_0^{R_1} N(R) \sigma^A dR\right)}{\int_{\lambda_0 - \Delta c}^{\lambda_0 + \Delta c} d\lambda \xi(\lambda) E(\lambda) \exp\left(-2 \int_0^{R_2} N(R) \sigma^A dR\right)} e^{-2\tau_c}$$

$$\text{где } \tau_c = \int_0^{R+\Delta R} [\bar{K}(\lambda_\omega, R) - \bar{K}(\lambda_0, R)] dR + \int_0^R [\bar{K}(\lambda_\omega, R) - \bar{K}(\lambda_0, R)] dR. \quad (8)$$

Учитывая относительную узость спектрального диапазона и незначительную величину ΔR (реальные размеры следа аэродинамического объекта), получим

$$\frac{\beta(\lambda_\omega, R+\Delta R) \cdot \beta(\lambda_0, R)}{\beta(\lambda_\omega, R) \cdot \beta(\lambda_0, R+\Delta R)} \cdot e^{-2\tau_c} \approx 1. \quad (9)$$

При исследовании влияния ширины линии зондирующего излучения на эффективность лидарных измерений спектральные функции $\xi(\lambda)$, $E(\lambda)$, $\sigma(\lambda)$ задавались гауссовским распределением. Однако, как показывают результаты исследований, контур линии поглощения газовых компонент в следе аэродинамического объекта описывается лоренцевской кривой,

что необходимо учитывать в условиях реального дистанционного зондирования. Тогда можно записать:

$$\xi(\lambda) = \xi_0 \frac{(\ln 2)^{1/2}}{\Delta_e \pi^{1/2}} \exp\left(-\frac{(\lambda_0 - \lambda)^2}{\Delta_e^2}\right), \quad (10)$$

где Δ_e – полуширина спектральной функции пропускания оптической системы лидара.

$$E(\lambda) = E_0 \frac{(\ln 2)^{1/2}}{\Delta_0 \pi^{1/2}} \exp\left(-\frac{(\lambda_0 - \lambda)^2}{\Delta_0^2}\right), \quad (11)$$

где Δ_0 – полуширина линии лазерного излучения на длине волны λ_0 .

$$\sigma^A(\lambda) = \sigma^A \frac{\Delta_n}{\pi[(\lambda_n - \lambda)^2 + \Delta_n^2]}, \quad (12)$$

где λ_n – длина волны, соответствующая центру линии поглощения;

Δ_n – полуширина линии поглощения молекул исследуемого газа.

Спектральные характеристики излучения и поглощающих молекул газа представлены на рис. 1.

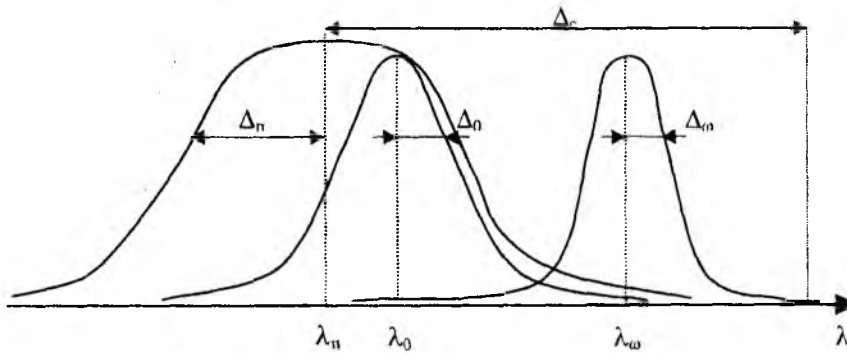


Рис. 1

С учетом формул (10), (11), (12) и (9) выражение (7) можно преобразовать к виду:

$$M(\Delta x) = \frac{E(\lambda_w, R + \Delta R) \cdot E(\lambda_0, R)}{E(\lambda_0, R + \Delta R) \cdot E(\lambda_w, R)} = \frac{\int_{\lambda_0 - \Delta_e}^{\lambda_0 + \Delta_e} \exp\left\{-\frac{(\lambda_0 - \lambda)^2}{\Delta_n^2 \Delta_x^2} - \frac{2\tau_1 \Delta_0}{\Delta_x [(\lambda_n - \lambda)^2 + \Delta_n^2]}\right\} d\lambda}{\int_{\lambda_0 - \Delta_e}^{\lambda_0 + \Delta_e} \exp\left\{-\frac{(\lambda_0 - \lambda)^2}{\Delta_n^2 \Delta_x^2} - \frac{2\tau_2 \Delta_0}{\Delta_x [(\lambda_n - \lambda)^2 + \Delta_n^2]}\right\} d\lambda}, \quad (13)$$

где $\Delta_x = \frac{\Delta_0}{\Delta_n}$ – отношение полуширины линии лазерного излучения к полуширине

линии поглощения исследуемого газа;

τ_1, τ_2 – оптическая толщина поглощения излучения;

$$\tau_1 = \int_0^R N(R) \sigma^\lambda dR, \quad \tau_2 = \int_0^{R+\Delta R} N(R) \sigma^\lambda dR.$$

Результаты моделирования в соответствии с выражением (13) для типичных характеристик лазерного излучения и газовых компонент представлены на рис.2.

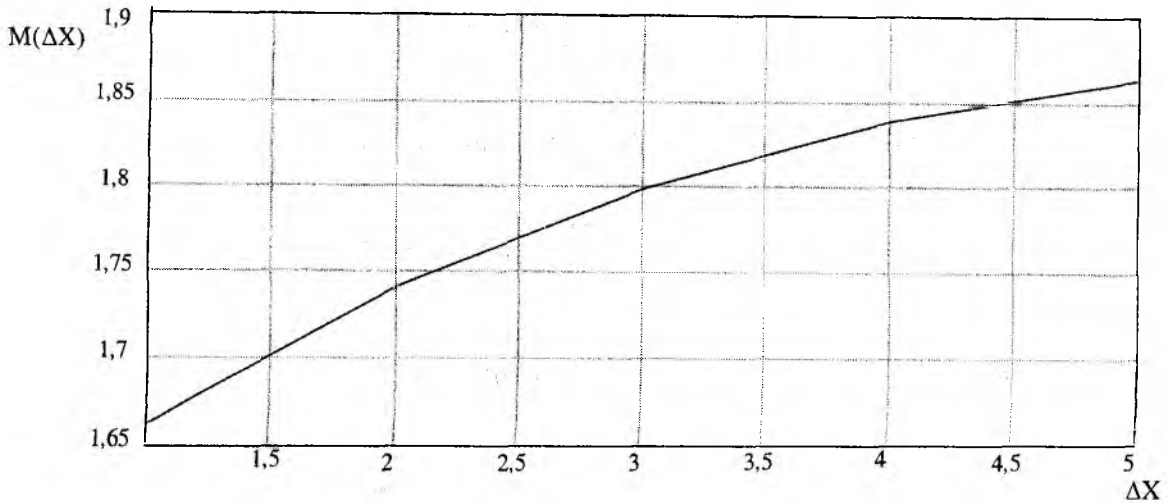


Рис. 2

Анализ графика показывает, что изменение соотношения полуширины лазерного излучения и полуширины линии поглощения исследуемого газа приводит к необходимости учета систематической ошибки измерений, связанной с конечной шириной линии лазерного излучения. Для высокоэффективных лидарных измерений это отношение (Δx) необходимо уменьшать.

Список литературы: 1. *Межерис Р.* Лазерное дистанционное зондирование. М.: Мир, 1987. 550 с. 2. *Тюрин С.В., Быков М.М., Романюк В.А. и др.* Определение параметров возмущенной среды лидарными средствами// Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2001. Вып.122. С.183-187.

*Харьковский военный университет
Харьковский национальный
университет радиозлектроники*

Поступила в редколлегию 12.02.2002

ИССЛЕДОВАНИЕ ДИНАМИЧЕСКИХ СВОЙСТВ ЛАЗЕРОВ С АКТИВНОЙ ОБЛАСТЬЮ В ВИДЕ МАССИВА КВАНТОВЫХ ТОЧЕК

Введение

Гетероструктуры с пространственным ограничением носителей заряда во всех трех измерениях реализуют предельный случай размерного квантования в полупроводниках, когда модификация электронных свойств материала наиболее выражена. Такие структуры представляют собой наноразмерные (1-100 нм) кластерные включения узкозонного полупроводника на поверхности или внутри широкозонной матрицы, создающие локализирующий потенциал для носителей заряда [1]. Малые геометрические размеры потенциальных ям, сравнимые с размерами экситонов в полупроводниковом материале, приводят к кардинальным изменениям его параметров, которые влекут за собой существенные изменения в характеристиках и поведении лазерных структур, созданных на основе квантовых точек.

Как объекты исследования квантовые точки требуют для своего описания применения математического аппарата квантовой механики, который не отличается простотой и наглядностью. Поэтому для оценки характеристик и поведения гетеролазеров на основе квантовых точек (ГЛКТ) представляется необходимым создание достаточно простой и адекватной модели динамики процессов в этих приборах. Возможным решением проблемы является модель, основанная на скоростных уравнениях, которая с успехом применяется для описания динамики лазеров на основе структур с квантовыми ямами. Целью данной работы является адаптация скоростных уравнений для описания динамических процессов в ГЛКТ и численный анализ на их основе.

1 Скоростные уравнения

Начнем с того, что перечислим те предпосылки, которые положим в основу динамической модели ГЛКТ. Лазер работает в одномодовом режиме. Это позволяет упростить выражение для учета процесса усиления. Во время процесса генерации сохраняется условие квазиравновесия. Эта предпосылка позволяет не учитывать влияние дырок на динамические процессы в ГЛКТ. Положим также, что параметры активной среды и динамика процессов внутри лазера не зависят от температуры. То есть выброс носителей из квантовых точек при произвольных вариациях температурного поля в активной среде отсутствует, а скорости процессов рекомбинации при этом постоянны. Свойства активной среды (такие как плотность массива КТ, неоднородность КТ по размерам), появляющиеся при переходе к нанокластерам (рис. 1), учитываются неявно посредством применения типичных экспериментальных значений коэффициента усиления, времени рекомбинации.



Рис. 1

Сделанные предположения позволяют принять скоростные уравнения в следующем виде:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dn}{dt} = \frac{I}{q \cdot V} - G_p(n, S) \cdot S - \frac{n}{\tau_{eff}}, \\ \frac{dS}{dt} = \Gamma \cdot G_p(n, S) \cdot S + \Gamma \cdot \beta \cdot \frac{n}{\tau_{eff}} - \frac{S}{\tau_{ph}}, \end{array} \right. \quad (1a)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dn}{dt} = \frac{I}{q \cdot V} - G_p(n, S) \cdot S - \frac{n}{\tau_{eff}}, \\ \frac{dS}{dt} = \Gamma \cdot G_p(n, S) \cdot S + \Gamma \cdot \beta \cdot \frac{n}{\tau_{eff}} - \frac{S}{\tau_{ph}}, \end{array} \right. \quad (16)$$

где n и S концентрации электронов и фотонов соответственно, I - ток накачки, V - объем волноводной области, $G_p(n, S)$ - пиковое усиление, τ_{eff} - эффективное время жизни электрона, τ_{ph} - среднее время жизни фотона в резонаторе, Γ - коэффициент оптического ограничения, β - доля спонтанного излучения, входящая в оптическую моду. Система (1) не учитывает ряд особенностей квантовых точек как активной среды, поэтому в нее необходимо внести изменения.

Массив квантовых точек представляет собой дискретную в пространстве структуру, элементы которой имеют очень малые геометрические размеры. Отсюда следует, что не все инжектированные носители попадают в активный объем и, следовательно, фактическая скорость инжекции меньше, чем представленная в (1a). Чтобы учесть этот момент, введем в слабое для скорости инжекции коэффициент, характеризующий эффективность процесса инжекции и равный отношению объема реально занимаемого квантовыми точками к объему волноводной области $\eta_{inj} = V_{QD}/V_{OCL} = V_{QD} \cdot N_{QD}$, здесь N_{QD} - объемная концентрация квантовых точек в области оптического ограничения, V_{QD} - средний объем квантовой точки. Таким образом, вместо выражения $I/(q \cdot V)$ в (1a) следует записать $\eta_{inj} \cdot I/(q \cdot V)$.

Пиковое усиление в (1) записывается в виде [2]:

$$G_p(n, S) = \frac{g_0 \cdot (n - n_{tr})}{(1 + \epsilon_{ph} \cdot S)}, \quad (2)$$

где $g_0 = v_g \cdot \partial G / \partial n$, v_g - групповая скорость моды, $\partial G / \partial n$ - дифференциальное усиление в линейной аппроксимации зависимости пикового усиления от концентрации электронов; n_{tr} - концентрация электронов на пороге прозрачности материала; ϵ_{ph} - фотонный коэффициент нелинейности пикового усиления. Особенности квантовых точек как активных сред приводят к тому, что в функциональной зависимости пикового усиления от концентрации электронов $G_p(n, S)|_{S=const}$ наблюдается значительно более резкий переход к насыщенному состоянию, чем в лазерах на квантовых ямах [3]. Чтобы учесть эти особенности, на основе [3], выражение (2) перепишем в виде:

$$G_p(n, S) = (1 + \epsilon_{ph} \cdot S)^{-1} \cdot \begin{cases} g_0 \cdot (n - n_{tr}), & n < 2 \cdot n_{tr} \\ g_0 \cdot n_{tr} \equiv g_{sat}, & n \geq 2 \cdot n_{tr} \end{cases}, \quad (3)$$

где g_{sat} - насыщенное усиление.

Иногда удобно рассматривать динамически процессы в полупроводниковых лазерах, оперируя не концентрациями, а числом квазичастиц. Это, в частности, позволяет на несколько порядков снизить значения величин, которыми приходится оперировать в процессе расчета. Переход от концентраций к числам можно осуществить по известным формулам $n = N_e/V$, $S = \Gamma \cdot N_{ph}/V$, где N_e и N_{ph} числа электронов и фотонов соответственно. Подставляя (4) в (1) и учитывая пространственную дискретность активной среды (коэффициент η_{inj}), получим систему скоростных уравнений для чисел фотонов и электронов в активной области:

$$\begin{cases} \frac{dN_e}{dt} = \eta_{inj} \cdot \frac{I}{q} - \frac{N_e}{\tau_{eff}} - G_p(N_e, N_{ph}) \cdot N_{ph}, \\ \frac{dN_{ph}}{dt} = G_p(N_e, N_{ph}) \cdot N_{ph} + \beta \cdot \frac{N_e}{\tau_{eff}} - \frac{N_{ph}}{\tau_{ph}}. \end{cases} \quad (4a)$$

$$\begin{cases} \frac{dN_e}{dt} = \eta_{inj} \cdot \frac{I}{q} - \frac{N_e}{\tau_{eff}} - G_p(N_e, N_{ph}) \cdot N_{ph}, \\ \frac{dN_{ph}}{dt} = G_p(N_e, N_{ph}) \cdot N_{ph} + \beta \cdot \frac{N_e}{\tau_{eff}} - \frac{N_{ph}}{\tau_{ph}}. \end{cases} \quad (4b)$$

В уравнениях (4) $G_p(N_e, N_{ph})$, с учетом (4), определяется выражением:

$$G_p(N_e, N_{ph}) = (1 + \epsilon_{norm} \cdot N_{ph})^{-1} \cdot \begin{cases} g_{norm} \cdot (N_e - N_{tr}), & N_e < 2 \cdot N_{tr}; \\ g_{norm} \cdot N_{tr} \equiv g_{sat}, & N_e \geq 2 \cdot N_{tr} \end{cases} \quad (5)$$

где $g_{norm} = g_0 \cdot \Gamma / V$ - нормированное дифференциальное усиление; $\epsilon_{norm} = \epsilon_{ph} \cdot \Gamma / V$ - нормированный коэффициент нелинейности усиления. Система уравнений (4), учитывающая пространственную дискретность активной среды и нелинейность усиления стала основой для получения динамических и модуляционных характеристик ГЛКТ, которые обсуждаются в следующем пункте.

2 Результаты численного эксперимента

Полученные в предыдущем разделе уравнения (4) представляют собой систему нелинейных дифференциальных уравнений. Аналитическое решение такой системы в явном виде затруднительно. Поэтому для получения решения необходимо применять численные методы исследования систем ОДУ. В данной работе был применен метод Рунге – Кутты [4, 5]. Выбор обусловлен тем, что этот метод решения систем ОДУ сочетает в себе скорость и точность счета. Кроме этого существует большое количество подпрограмм, реализующих данный метод на ЭВМ. Для исследования характеристик были использованы следующие численные значения параметров: $\eta_{inj} = 0.8$, $\tau_{eff} = 10^{-9} \text{ с}$, $g_{norm} = 5 \cdot 10^4 \text{ с}^{-1}$, $\epsilon_{norm} = 8 \cdot 10^{-8}$, $N_{tr} = 10^7$, $\tau_{ph} = 5 \cdot 10^{-12} \text{ с}$, $\beta = 10^{-5}$. При проведении численного эксперимента были исследованы динамические и модуляционные характеристики ГЛКТ. Наибольший интерес представляет поведение характеристик ГЛКТ при изменении силы тока накачки и эффективности инжекции. Поэтому основное внимание уделялось именно этому вопросу.

На рисунке 2 изображены электронный и оптический отклики ГЛКТ, полученные с учетом и без учета эффекта насыщения усиления. Можно видеть, что пока число электронов не достигает величины $2 \cdot N_{tr}$, насыщение не играет никакой роли и поэтому динамические характеристики ГЛКТ имеют совершенно идентичный вид как при учете, так и учета эффекта насыщения. Срыв роста числа электронов является реакцией на начало процесса генерации. Когда усиление насыщается, то для достижения необходимого уровня инверсии населенности

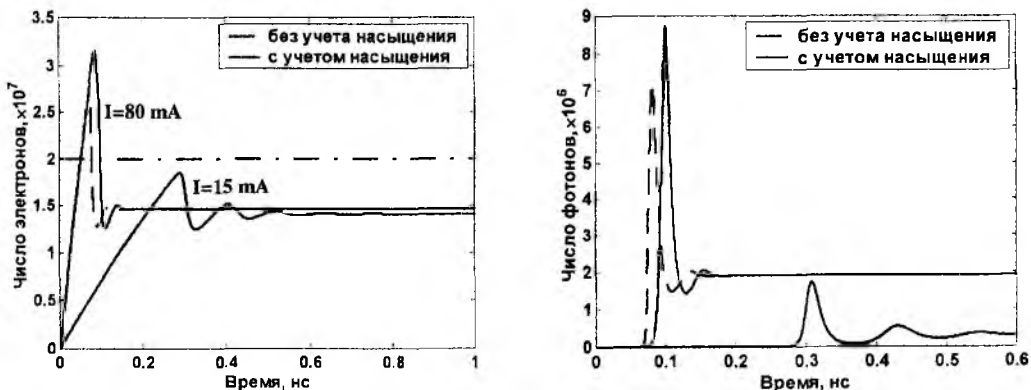


Рис. 2

системе нужно больше времени, что приводит к увеличению времени задержки оптического отклика. Последнее является причиной роста инверсной населенности.

На рисунке 3 показано влияние эффективности инжекции η_{inj} на вид динамической характеристики. Как видно, с увеличением эффективности инжекции уменьшается время задержки и возрастает число фотонов в стационарном режиме. Механизм такого поведения сводится к следующему: эффективность инжекции характеризует количество электронов,

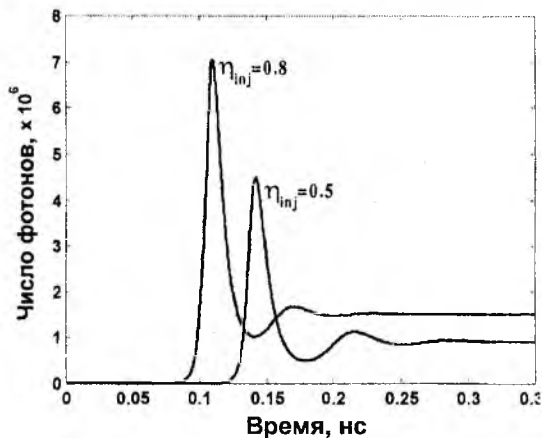


Рис. 3

представляется в виде:

$$I = I_0 \left(1 + \Omega \sum_{k=1}^m \sin(k\omega_{mt}) \right), \quad (7)$$

где Ω - глубина модуляции, k - номер гармоники.

Изображения модуляционных характеристик при изменении различных параметров приведены на рисунке 4. Их поведение тесным образом связано с влиянием одноименных параметров на динамические характеристики. На рисунке 2 видно, что с увеличением тока смещения уменьшается длительность переходного процесса. Это влечет за собой уширение спектра сигнала, следствием чего является увеличение полосы модуляции. Механизм влияния η_{inj} на модуляционные характеристики аналогичен, но менее ярко выражен, поскольку η_{inj} меньше влияет на динамические характеристики ГЛКТ.

Увеличение полосы модуляции сопровождается уменьшением и уширением резонансного пика на модуляционных характеристиках. Механизм этого явления представляется следующим. При уменьшении длительности переходного процесса спектр релаксационных колебаний обогащается, то есть уменьшается степень их гармоничности. Это приводит к расплыванию резонансного пика в частотной области. А так как энергия, сосредоточенная в узком спектральном диапазоне, распределяется между возрастающим числом гармоник, то резонансный пик уменьшается по высоте. Таким образом, причиной исчезновения резонансного пика на

инжектируемых непосредственно в активную среду. Поэтому рост η_{inj} приводит к тому, что количество электронов, участвующих в процессе рекомбинации, увеличивается. Как следствие этого наблюдается большая интенсивность излучения в стационарном режиме. Увеличение числа рекомбинирующих носителей заряда означает возрастание скорости накачки, а, следовательно, уменьшение времени задержки оптического отклика.

Расчет модуляционных характеристик проводился с учетом насыщения усиления и основан на разложении отклика лазера на гармонические составляющие при помощи быстрого преобразования Фурье. При этом сигнал тока накачки

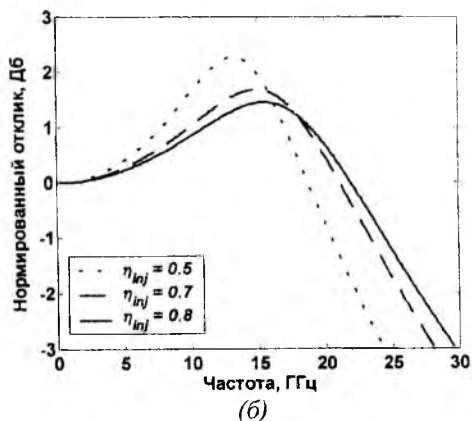
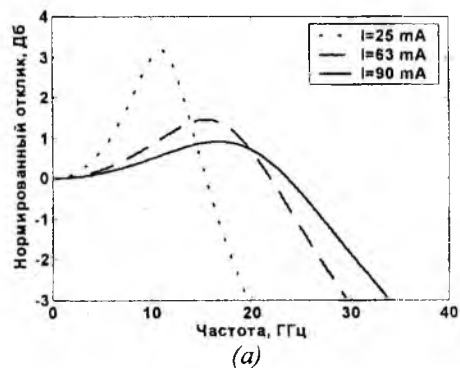


Рис. 4

модуляционных характеристиках является сильный ангармонизм релаксационных колебаний.

Заключение

Таким образом, в данной работе сформулирована одномерная динамическая модель ГЛКТ, основанная на кусочно-линейной аппроксимации функциональной зависимости пикового усиления от числа электронов в активной области. Был проведен анализ скоростных уравнений, аналогичных применяемым при моделировании лазеров на квантовых ямах, для описания динамических процессов в ГЛКТ. В рамках одноуровневой модели получены динамические и модуляционные характеристики ГЛКТ. Численное моделирование динамики ГЛКТ показало, что насыщение усиления приводит к росту времени задержки оптического отклика лазера. Последнее свидетельствует о необходимости учета нелинейных эффектов насыщения в ГЛКТ, как и в лазерах с квантовыми ямами. Численная оценка полосы модуляции ГЛКТ составляет величину порядка 30 ГГц, что говорит о потенциальных возможностях создания сверхширокополосных телекоммуникационных систем на базе ГЛКТ.

Список литературы: 1. Леденцов Н. Н., Устинов В. М., Щукин В. А. и др. // Физика и техника полупроводников. 1998. Т.32. № 4. С.385-410. 2. Tsai C. - Y., Tsai C. - Y., Spenser R. M., Lo Y. - H., Eastman L. F. // IEEE Journal of Quantum Electronics. 1996. vol. 32. p. 201. 3. Ковш А. Р., Жуков А. Е., Егоров А. Ю. и др. // Физика и техника полупроводников. 1999. Т.33. вып.2. С. 215-223. 4. Шун Т. Е. Прикладные численные методы в физике и технике. М.: Высшая школа, 1990. 254 с. 5. Калиткин Н. Н. Численные методы. М.: Наука, 1978. 512с.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 20.12.2001

АКУСТООПТИЧЕСКОЕ УСТРОЙСТВО ВРЕМЕННОГО РАЗУПЛОТНЕНИЯ ДАННЫХ ДЛЯ ОПТИЧЕСКИХ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ СРЕДСТВ

Введение

Одним из путей повышения производительности электронных вычислительных средств является переход к созданию оптических (оптоэлектронных) вычислительных средств (ОВС), где повышение таковой реализуется за счет естественного быстрогодействия элементов и устройств. Основными элементами ОВС, сдерживающими их производительность, являются устройства ввода информации, межблочной связи и вывода информации. В качестве элементов межблочной связи ОВС (локальной сети в ОВС) находят применение волоконно – оптические линии передачи (ВОЛП). Важнейшим достоинством ВОЛП является высокая пропускная способность. Спектральная полоса пропускания кварцевого одномодового километрового отрезка волоконного световода (ВСв) лежит в области 0,8...1,8 мкм, что соответствует полосе частот $\Delta f \approx 2 \cdot 10^5$ ГГц. Тем не менее, высокая пропускная способность ВСв ограничена его дисперсионными характеристиками. Уровень развития быстродействующих полупроводниковых фотоприемников (элементов вывода) позволяет вести обработку со скоростью ≤ 1 Гбит/с. Оптические схемы уплотнения-разуплотнения в локальных сетях ОВС позволяют повысить ее до 5-10 Гбит/с [1].

Акустооптический метод разуплотнения оптических каналов связи

Как один из вариантов решения проблемы уплотнения-разуплотнения оптических каналов связи ОВС, рассмотрим применение акустооптической ячейки [2] в режиме дифракции Брэгга, у которой отсутствует акустическая нагрузка. В этом случае в среде акустооптического взаимодействия (САОВ) акустооптической ячейки (АОЯ) создается стоячая акустическая волна и лазерный пучок (ЛП) модулируется акустической волной со скоростью, по крайней мере, вдвое превышающей частоту акустической волны. Формальное доказательство отмеченного свойства АОЯ проведем в предположении, что в качестве его САОВ используется изотропная среда, в которой отсутствуют потери энергии лазерного и акустических пучков. В такой среде в условиях стоячей волны происходит модуляция показателя преломления: $n^2 = n_0^2 + 2n_0n_1 \cos(\Omega t) \cos(Ky)$, обусловленная фотоупругим эффектом, где n_0 - невозмущенный показатель преломления, n_1 - пиковое значение возмущенного показателя преломления, Ω и K - частота и волновое число акустической волны. Уравнение движения для компонент электрического поля оптических волн в среде взаимодействия имеет вид

$$\nabla^2 \vec{E} = \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2}{\partial t^2} (n^2 \vec{E}), \quad \nabla^2 \vec{E} = k^2 [1 + 2(n_1 / n_0) \cos(\Omega t) \cos(Ky)] \vec{E},$$

где $k = \omega_0 / (c/n_0)$, c - скорость света в свободном пространстве. Решая второе уравнение методом разделения переменных, амплитуды поля недифрагированного и дифрагированного ЛП выразим в виде

$$E_{0t} = E_i \cos\left[\frac{\pi n_1 L \cos(\Omega t)}{\lambda \cos \Theta_B}\right], \quad (1)$$

$$E_{1s} = E_i j \sin\left[\frac{\pi n_1 L \cos(\Omega t)}{\lambda \cos \Theta_B}\right], \quad (2)$$

где L - ширина акустического столба, λ и E_i - длина волны и амплитуда поля падающей (входной) световой волны, Θ_B - угол Брэгга. Временная зависимость интенсивности ЛП оп-

ределяется $I_{0t}(t) = I_i \cos^2 \left[\frac{\pi n_1 L \cos(\Omega t)}{\lambda \cos \Theta_B} \right]$ - в нулевом и $I_{1s}(t) = I_i \sin^2 \left[\frac{\pi n_1 L \cos(\Omega t)}{\lambda \cos \Theta_B} \right]$ - первом

порядке дифракции. Анализируя уравнения (1), (2) и $I_{0t}(t)$, $I_{1s}(t)$, отметим, что аргументы их модулируются с частотой акустической волны Ω , при этом интенсивности световых лучей $I_{0t}(t)$ и $I_{0s}(t)$ модулируются с удвоенной частотой акустической волны, что видно из результата разложения $I_{0t}(t)$, $I_{1s}(t)$ по частотным компонентам:

$$I_{0t} = \frac{I_i}{2} \left[1 + J_0 \left(\frac{2\pi n_1 L}{\lambda \cos \Theta_B} \right) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n J_{2n} \left(\frac{2\pi n_1 L}{\lambda \cos \Theta_B} \right) \cos 2n\Omega t \right], \quad (3)$$

$$I_{1s} = \frac{I_i}{2} \left[1 + J_0 \left(\frac{2\pi n_1 L}{\lambda \cos \Theta_B} \right) - 2 \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n J_{2n} \left(\frac{2\pi n_1 L}{\lambda \cos \Theta_B} \right) \cos 2n\Omega t \right]. \quad (4)$$

Практическая значимость модуляции на удвоенной частоте заключается в том, что скорость модуляции оказывается не зависящей от времени пересечения оптической апертуры акустической волной, в отличие от АОЯ, где используется бегущая акустическая волна. Исходя из приведенных соображений физики акустооптического взаимодействия, следует практический вывод о возможности реализации высокоскоростной последовательной модуляции света, пользуясь коллимированным световым лучом и акустической волной большой апертуры. Предлагается величины I_{0t}/I_i и I_{1s}/I_i в двух последних уравнениях назвать модуляционными функциями $S_0(t)$ и $S_1(t)$ соответственно.

Таким образом, с помощью АОЯ на стоячей акустической волне в САОВ, можно решить задачу оптического переключения для последовательности световых импульсов, которая со скоростью, вдвое превышающей частоту акустической волны, направляет входной луч света попеременно в различных, пространственно разнесенных направлениях, разделенных на двойной угол Брэгга. Для определенности, устройство, принцип действия которого основан на фотоупругом эффекте, основным структурным элементом которого является АОЯ на стоячей акустической волне, обладающее отмеченными функциональными признаками, назовем акустооптическим временным разуплотнителем (АОВР).

Учитывая временную зависимость модуляционной функции S (рис. 1), можно выделить два типа рабочих мод АОВР. Рабочая мода, показанная на рис. 1б, характеризуется частотой акустической волны, равной четверти частоты следования оптической последовательности импульсов или любой нечетной гармонике. Следовательно, последовательность оптических импульсов на этой моде может быть расщеплена в две серии импульсов, каждая из которых характеризуется частотой следования, равной половине исходной частоты следования.

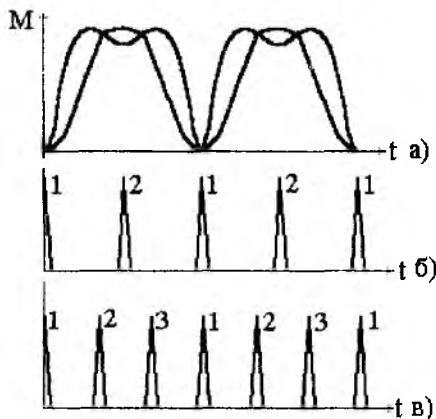


Рис. 1

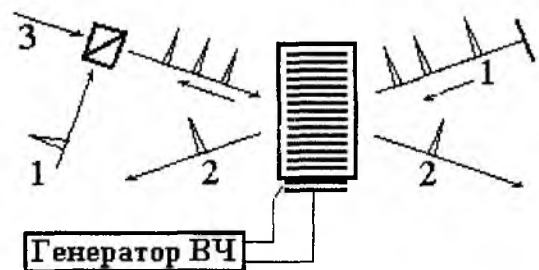


Рис. 2

Второй тип рабочей моды АОВР показан на рис. 1в. В этом случае частота акустической волны равна $1/6$ частоты следования оптических импульсов или частоте, кратной произведению $(3n+1)$ или $(3n+2)$ на частоту следования, где n - целое число. Тогда АОВР, работаю-

щий на данном типе рабочей моды, может реализовать разуплотнение в 3 каналах. На рис. 2 приведен возможный вариант блок-схемы такой обработки.

Применяя двухполяризационную систему уплотнения и пользуясь режимами 2 и 3-канальной обработки, можно реализовать одновременно обработку информации в 4 и 6 каналах соответственно, например, как показано на рис. 3.

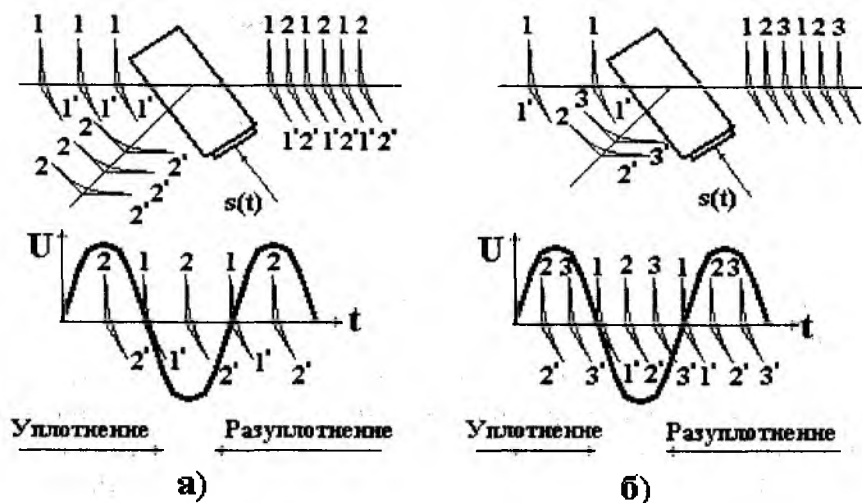


Рис. 3

Экспериментальное исследование макета АОВР

Блок-схема макета акустооптического временного разуплотнителя оптических каналов показана на рис. 4. Структура аппаратных средств содержит: 1 – лазер; 2 – смеситель; 3 – компенсатор Бобине; 4 – макет АОВР, 5,6,7 – система элементов, обеспечивающих термостабилизацию АОВР; 8 – р-і-п фотодиод; 9 – усилитель ВЧ; 10 – элемент развязки и подстройки; 11 – светоделительная призма; 12 и 13 – соответственно, лавинный и р-і-п фотодиоды; 14 – триггер; 15 – стробоскопический осциллограф. В качестве САОВ акустооптической ячейки АОВР использовался молибдат свинца ($PbMoO_4$). Пьезопреобразователь на основе пластины ниобата лития ($LiNbO_3$) прикреплен к САОВ методом термокомпрессионной сварки [3]. Центральная частота АОВР - 115 МГц при полосе ± 35 МГц.

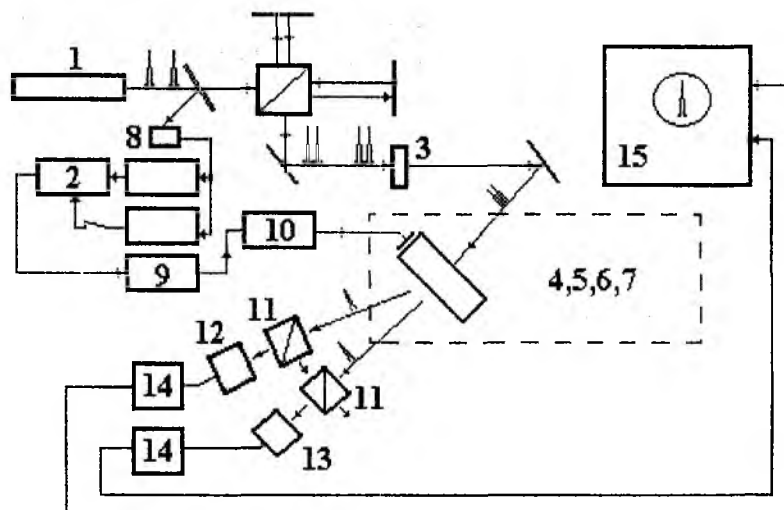


Рис. 4

Согласно представленной структуре устройства экспериментально установлено, что при возбуждении акустической волны в среде акустооптического взаимодействия АОЯ на частоте 5-й гармоники (150 МГц), в АОВР был реализован режим переключения оптических последовательностей со скоростью порядка 3816 Гбит/с при двухполяризационном уплотнении.

В исследованиях использовался импульсный аргоновый лазер с частотой следования импульсов 75 Мбит/с в режиме синхронизации мод. Длительность импульсов составляла 0,5 нс (по уровню интенсивности $1/e^2$) и 0,3 нс (по уровню половинной интенсивности). С целью повышения частоты следования импульсов выходной пучок лазера делился светоделительной пластиной, а затем вновь собирался в один пучок, чтобы задержка (обусловлена оптической разностью хода) равнялась обратной величине требуемой скорости следования. Таким образом, для луча одной поляризации удавалось получить скорость следования оптических импульсов до 2 Гбит/с. По формуле $n = 10 \lg P_0 / P_1$, где P_0 - импульсная мощность в возмущающем канале, P_1 - импульсная мощность в возмущенном канале, оценивался уровень перекрестных искажений. Величина n составила для первого и нулевого дифракционных каналов, соответственно, -9 и -12 дБ. При этом, для реализации 100%-й эффективности в АОВР, потребовалась мощность управляющего радиосигнала в 3,9 Вт.

Экспериментальные исследования позволили несколько прояснить картину механизма акустооптического взаимодействия на стоячей акустической волне и потенциальные возможности быстрого действия акустооптических временных уплотнителей - разуплотнителей оптических кодированных последовательностей. Установлено, что факторами, определяющими перекрестные искажения, являются: недостаточный по длительности временной интервал между смежными оптическими импульсами; неоптимальная мощность акустической волны, обусловленная отсутствием методов её метрологического контроля; ошибками во временной синхронизации серии оптических импульсов состоящей акустической волной.

Варианты структур АОВР

Анализируя работу АОЯ на стоячей акустической волне в режиме уплотнения оптических импульсных последовательностей, предложены варианты структур с меньшим количеством АОВР, в каскадном включении для полного разуплотнения информации по индивидуальным каналам. Вариант структуры, обеспечивающий обработку четырех каналов на одном АОВР показан на рис. 5.

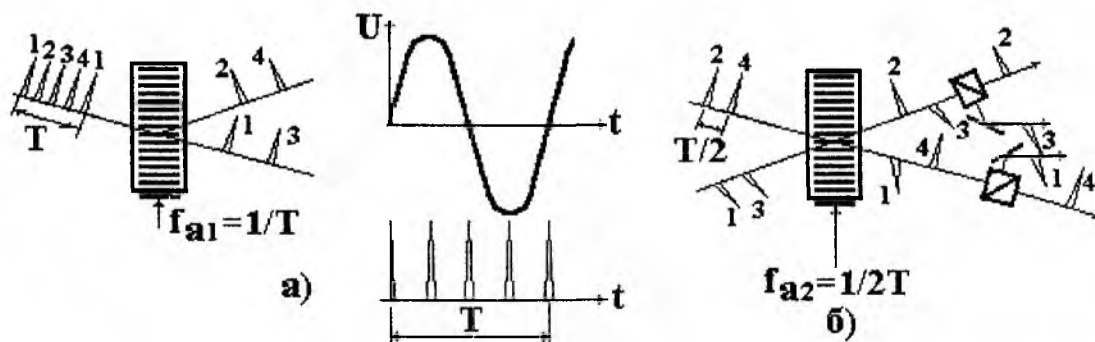


Рис. 5

Кажется целесообразным применение структуры для тех систем временного уплотнения-разуплотнения, где отдельные каналы поляризованы в одном направлении. Если используется 4-канальная серия оптических импульсов со скоростью прохождения информации $4/T$ (рис. 5а), то полагая, что частота акустической волны в АОВР f_{a1} равна $1/4$ полной скорости прохождения информации, т.е. $f_{a1} = 1/T$, на выходе его будет две серии сложных двухканальных импульсов, разделенных в пространстве. Таким образом, данная структура является 4-канальным устройством, позволяющим производить обработку 2-х серий двухканальных оптических импульсов с помощью одного АОВР. Поместив на пути одного из двухканальных оптических пучков полуволновую пластину и оптическую линию задержки, можно повернуть поляризацию этого составного сигнала на $\pi/2$ и при этом обеспечить надлежащую задержку между двумя сериями импульсов. Обе серии составных импульсов посылаются под двойным углом Брэгга на акустический пучок САОВ для повторного акустооптического взаимодейст-

вия в тот же момент времени. В результате возникают две новые серии сложных оптических импульсов (рис. 56). Теперь уже каждая составная серия содержит два различных оптических канала, отличающихся один от другого ортогональной поляризацией. Окончательное разделение 4-х каналов осуществляется с помощью призмы Глана-Томсона. Предложенная структура 4-канального устройства с каскадным включением элементов для обработки N – кратно уплотненных оптических каналов, где N – четное число, нуждается в $N/2$ акустооптических временных разуплотнителях.

Заключение

Явлениями, ограничивающими пропускную способность существующих волоконно-оптических линий межблочной связи оптических вычислительных средств, при их чрезвычайной широкополосности, являются дисперсия показателя преломления и материальная дисперсия. Высокая пропускная способность существующих волоконно-оптических линий передачи межблочной связи может быть реализована только при наличии соответствующей элементной базы уплотнения-разуплотнения данных.

Основываясь на известной в экспериментальной физике физической модели для изучения процессов акустооптического взаимодействия – акустооптической ячейке, предложено её использование в качестве структурного элемента устройства временного уплотнения-разуплотнения данных в оптических вычислительных средствах, отличающееся тем что процесс АОВ в АОЯ реализован на стоячей акустической волне.

Предложена математическая модель акустооптического взаимодействия на стоячей акустической волне в виде интенсивности выходного лазерного пучка (3,4), причем интенсивности как дифрагированного так и недифрагированного ЛП модулируются с удвоенной частотой акустической волны.

Предложено величины I_{0t}/I_i и I_{1s}/I_i , в уравнениях (3) и (4), назвать модуляционными функциями $S_0(t)$ и $S_1(t)$ соответственно. Учитывая временную зависимость модуляционной функции S (рис. 1), рекомендовано выделить два типа рабочих мод АОВР, устройства, основным структурным элементом которого является АОЯ на стоячей акустической волне. Первая, показанная на рис. 1б, характеризуется частотой акустической волны, равной четверти частоты следования оптической последовательности импульсов или любой нечетной гармоники. Вторая, показанная на рис. 1в, характеризуется частотой акустической волны, равной $1/6$ частоты следования оптических импульсов или частоте, кратной произведению $(3n+1)$ или $(3n+2)$ на частоту следования, где n – целое число.

Проведено экспериментальное исследование макета акустооптического временного разуплотнителя данных. Используемая структура аппаратных средств макета позволила показать, что режим разуплотнения порядка 4 Гбит/с вполне реален для данного типа устройств при двухполяризованном уплотнении. Установлено, что факторами, определяющими перекрестные искажения такого АОВР, являются: недостаточный по длительности временной интервал между смежными оптическими импульсами; неоптимальная мощность акустической волны, обусловленная отсутствием методов её метрологического контроля; ошибками во временной синхронизации серии оптических импульсов стоячей акустической волной.

Предложены варианты структуры АОВР для систем временного уплотнения - разуплотнения, где отдельные каналы поляризованы в одном направлении.

Список литературы: 1. Козанне А., Флере Ж., Мэтр Г., Руссо М. Оптика и связь: оптическая передача и обработка информации: Пер. с франц. М.: Мир. 1984. 2. Данилов В.В. Классификационный анализ устройств управления лазерным пучком // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. 2000. №2-3. С. 52 – 57. 3. Данилов В.В. Установка диффузионной термокомпрессионной сварки // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. 1999. №5-61 С. 28-30.

КОНТРОЛЬ УГЛА ПОЛИРОВКИ ТОРЦА ОПТИЧЕСКОГО НАКОНЕЧНИКА ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКОГО СОЕДИНИТЕЛЯ

Важнейшим элементом любой волоконно-оптической сети являются оптические соединители. Конструктивно оптический соединитель содержит оптические наконечники, представляющие собой цилиндрические втулки, размещенные на концах волокон (рис. 1), и разрезную соединительную втулку, которую часто называют адаптер. Характеристики соединителей определяются комбинацией факторов, включая геометрические размеры волокна и позиционирование сердцевин, размер оптического наконечника, соосность наконечника и волокна, а также метод полировки торца наконечника в процессе армирования. Угол торцевой поверхности формируется в процессе полировки. Хорошо известно, что технология полировки влияет на обратные потери. Обратные потери или отражение - количество света, распространяющееся назад в сторону источника. Отраженный сигнал попадает в лазерный резонатор и может вызвать флуктуации выходного сигнала, трансформацию мод и приводит к деградации лазера. Это влияние особенно существенно в высокоскоростных и аналоговых сетях.

Первичной причиной возникновения отражения является изменение профиля показателя преломления в зазоре (Френелевские потери). Этот эффект устраняется приданием определенной формы торцу соединителя. Обычно, существуют соединители с плоской, сферической (физический контакт Physical Contact-PC, супер-PC, ультра-PC) и угловой сферической полировкой (Angled PC-APC). Все PC-соединители имеют скругленный торец, исключая промежуток воздух-стекло в контакте сердцевин световодов. В APC-соединителях создаются условия для вывода отраженного сигнала в оболочку. Для них характерны низкое обратное отражение, но при немного больших вносимых потерях. Исключительно важным является определение качества соединителей в кабельных сборках или патч-кордах, которые обычно оконцовываются на предприятиях. По этой причине большинство конечных пользователей не имеет возможности проверить их. Однако, контроль комплекса параметров должен быть более точным, отклонения формы должны контролироваться тщательнее, поверхностные дефекты должны быть немногочисленны [1]. Не только производители, но и пользователи должны иметь возможность тестировать кабельные сборки.

Увеличение вносимых и обратных потерь значительно зависит от угла полировки, который, в свою очередь, определяется числовой апертурой волокна. Фактически он должен равняться апертурному углу волокна. В настоящее время наиболее типичными являются значения угла 5° и $8^\circ \pm 0.5^\circ$.

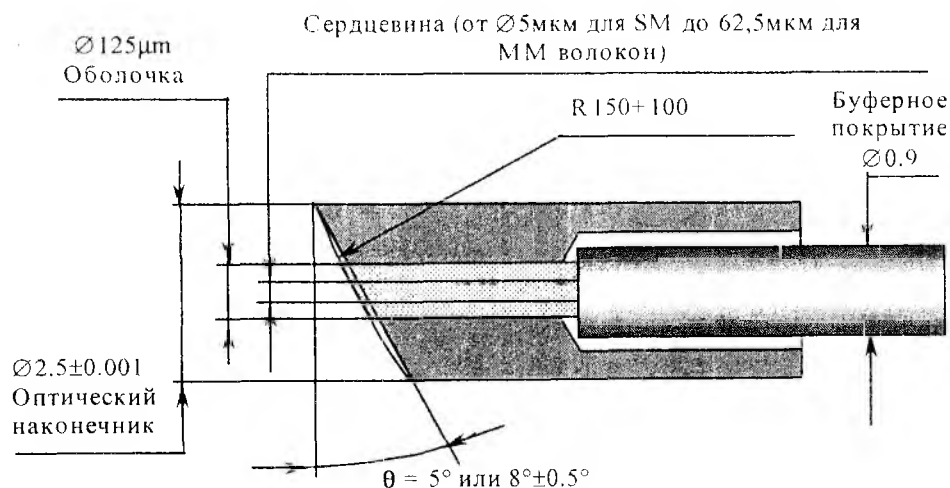


Рис.1

Сферическая форма торца способствует физическому контакту только поверхностей волокон, исключая соприкосновение втулок. Поэтому достаточно контролировать угол полировки торца волокна. Данная особенность ограничивает базовую область контроля размера-ми оптического волокна. Это упрощает практическую реализацию, так как не требует оптических приборов с широким полем зрения или прецизионных подвижек координатного стола. Также анализируется поверхность только одного класса - стекло, тогда как втулка может быть стальной или керамической с отличающимися коэффициентами отражения.

Для измерения угла целесообразно использовать интерференционный метод, который также позволяет определять ряд других параметров торца (шероховатость, радиус кривизны, положение и размеры втулки и волокна).

Схема измерительной установки представлена на рис.2 и аналогична рассмотренной в [2]. Интерференционная картина формируется в микроинтерферометре Линника и воспринимается ПЗС-видеокамерой. Видеосигнал оцифровывается и обрабатывается персональным компьютером.

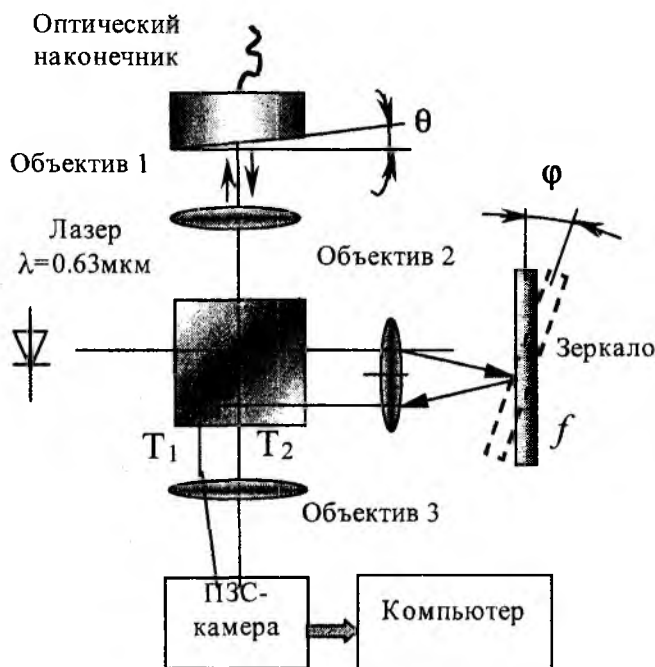


Рис.2

В обычном режиме зеркало микроинтерферометра наклонено на незначительный угол ϕ . В результате лучи, падающие на его разные области, проходят различные пути и возникает разность хода, которая линейно изменяет фазу колебаний луча T1 и T2 вдоль поля зрения микроинтерферометра. Благодаря этому при идеально гладкой и перпендикулярной испытуемой поверхности видеокамера наблюдает систему параллельных интерференционных полос "равной толщины". Смещение объекта приводит к перемещению полос, а изменение угла наклона ϕ - к изменению их размеров и расстояния между ними.

Эффект от малого наклона зеркала аналогичен интерференции в плоском оптическом клине (рис.3). Отличие состоит лишь в том, что разность хода возникает не в клине, а в световой делительной призме. При этом сущность процесса сохраняется. Допустим, в точках А, С, Е наблюдаются интерференционные максимумы интенсивности. Это условие выполняется, если разность хода возрастет на расстояние, равное длине волны: $BC=DE=\lambda_1=\lambda/n$ (где λ - длина волны в воздухе, n - показатель преломления материала призмы). Можно записать:

$$2 \cdot \Delta \cdot \operatorname{tg} \theta = \frac{\lambda}{n} \quad (1)$$

Так как для малых углов (в том числе для $\theta \leq 8^\circ$) $\operatorname{tg} \theta \approx \theta$ рад, тогда расстояние между полосами

$$\Delta = \frac{\lambda}{2 \cdot n \cdot \theta} \quad (2)$$

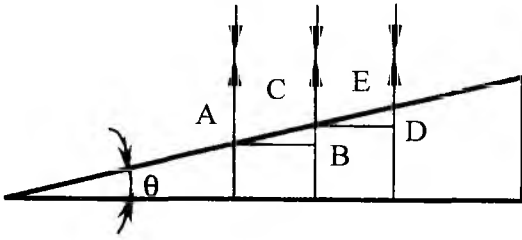


Рис.3

Поскольку пространственная ориентация плоскости торца случайна и заранее не известна, то для измерения в схеме микроинтерферометра следует изменить назначение объекта и зеркала.

Необходимо установить штатное зеркало перпендикулярно ходу лучей ($\varphi = 0^\circ$), а в качестве наклонного зеркала использовать торец APC- соединителя. Выравнивание зеркала достигается помещением в плоскость объекта плоского эталонного зеркала и устранением интерференционной картины путем уменьшения угла поворота наклонного зеркала φ .

При стандартных значениях угла полировки торца оптического наконечника расстояние между полосами Δ для угла 5° будет составлять около 8 мкм и для угла 8° - около 5 мкм. Эти значения могут быть легко зафиксированы с помощью приведенной установки контроля и с использованием цифровых процедур обработки данных. Алгоритм обработки рассмотрен в [2] и предполагает фильтрацию в пространственно-частотной области с использованием фильтра Баттерворта и выполнением процедур БПФ-ОБПФ. На рис.4 представлено распределение интенсивности интерференционного изображения в поперечном полосам направлении (для трех полос в зоне анализа) до и после фильтрации.



Рис. 4

После фильтрации определяется расстояние между интерференционными полосами при известных параметрах микроскопной части интерферометра и по формуле (2) рассчитывается угол полировки.

На точность вычисления расстояния Δ значительное влияние оказывает метод определения центра интерференционной полосы, т.к. даже после фильтрации распределение интенсивности далеко от синусоидальной формы. Поэтому для определения центра наиболее оптимальным является использование интегральной оценки, обеспечивающей равенство сум-

марной интенсивности поля относительно линии центра интерференционной полосы. Данная линия определяется как геометрическое место точек X_C , являющихся центром тяжести функции распределения интенсивности $I(x)$, который задается соотношением [3]

$$X_C = \frac{m_1}{m_0} = \frac{\int_{x_1}^{x_2} xE^2(x)dx}{\int_{x_1}^{x_2} E^2(x)dx}, \quad (6)$$

где m_1 и m_0 – моменты первого и нулевого порядка соответственно функции распределения интенсивности; $E^2(x)$ – нормированная относительно максимального значения интенсивность поля в ближней зоне; x – координата, связанная с линейной осью фотоприемника, вдоль которой осуществляется сканирование поля и ограниченная рамками одной полосы (x_1, x_2).

По предложенной методике был осуществлен контроль партии APC-коннекторов. На рисунках 5 и 6 представлены интерференционные изображения, полученные на измерительной установке, по которым были вычислены углы наклона плоскости полировки двух наконечников. Четко видно границы оболочки оптического волокна (центральное пятно) и последующие слои соединителя. На рисунке 5 в площади оболочки располагается 15 интерференционных полос. Измеренное расстояние между интерференционными полосами составляет 7.8 мкм, что соответствует углу наклона 4.9° . Для наконечника на рисунке 6 расстояние между интерференционными полосами составляет 2.8 мкм (приблизительно 45 интерференционных полос на 125 мкм оболочке). В этом случае угол равен 13.5° .

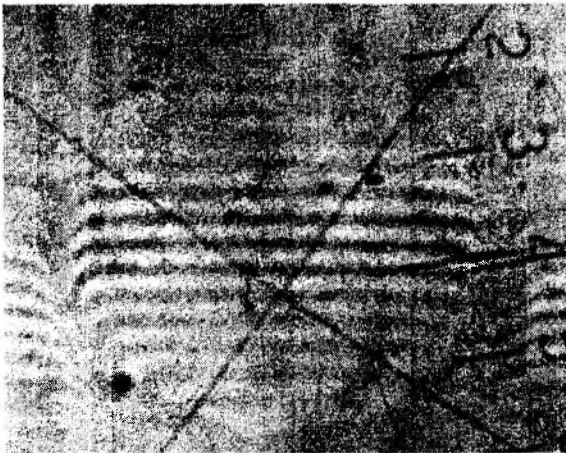


Рис.5

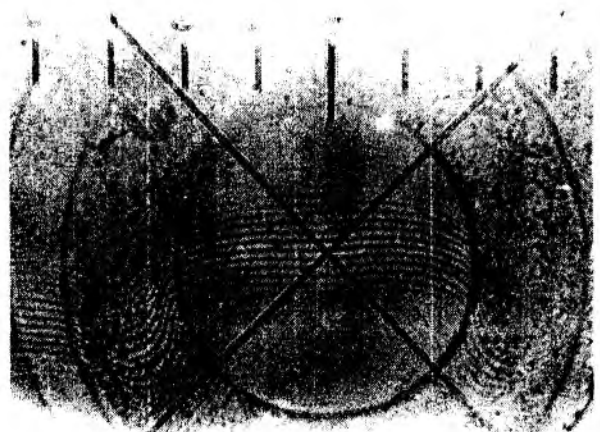


Рис.6

Разработанный метод легко интегрируется в комплексную систему интерференционного контроля параметров разъемных оптических соединителей, таких как шероховатость торца, расположение волокон в оптических наконечниках и др.

Список литературы: 1. *Meghan Fuller*. Often overlooked, patch cords provide important function // *Lightwave*, November 2000.-P.172-176. 2. *Filipenko A.I.* Fiber connector end face analysis by interference method // *Proceedings of LFNМ'2000*. 2nd International Workshop on Laser and Network Modelling, Kharkiv, May 23, 2000.-P.74-76. 3. *Филипенко А.И.* Метод анализа излучения оптических волокон // *Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб.* Харьков: ХТУРЭ, 1997. Вып.103.С.26–30.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 25.12.2001

КОМПЕНСАЦИЯ НЕЛИНЕЙНОСТИ ТИПА ЗОНЫ НЕЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ В СИСТЕМЕ ФАЗОВОЙ АУТОПОДСТРОЙКИ С ПОМОЩЬЮ ЭКСТРАПОЛИРУЮЩЕГО КОРРЕКТИРУЮЩЕГО УСТРОЙСТВА

Во многих практических случаях использования систем фазовой автоподстройки (ФАП) в устройствах связи и управления [1-5] они содержат нелинейные звенья, содержащие нелинейность типа зоны нечувствительности, которая приводит к уменьшению точности и быстродействия, являющимися основными показателями качества.

В настоящей работе предлагается способ компенсации нелинейности типа зоны нечувствительности, в отличие от известных способов [6] с помощью экстраполирующего корректирующего устройства (ЭКУ).

Структурная схема системы ФАП с нелинейностью типа зоны нечувствительности изображена на рис. 1, а, где $\alpha(t)$ – задающее воздействие (разность фаз двух сравниваемых по фазе напряжений); $\Delta\varphi(t)$ – фазовая ошибка; $\beta(t)$ – управляемая величина (разность фаз входного и выходного напряжений управляемого фазовращателя).

Рассмотрим два случая: 1) Нелинейное звено расположено в замкнутом контуре управления до интегрирующего звена; 2) Нелинейное звено расположено после интегрирующего звена.

Для первого случая имеем:

$$\left. \begin{aligned} W_1(p) &= \frac{D_1(p)}{F_1(p)}; \\ W_2(p) &= \frac{D_2(p)}{F_2(p)} = \frac{D_2(p)}{F_2(p)p}, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где

$$\lim_{p \rightarrow 0} F_{20}(p) \neq 0.$$

С учетом (1) запишем уравнение элементов системы, рис. 1, а:

$$\left. \begin{aligned} \Delta\varphi(t) &= \alpha(t) - \beta(t); \\ \beta(t) &= W_2(p)F(\Delta\varphi_1); \\ \Delta\varphi_1(t) &= W_1(p)\Delta\varphi(t), \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где $p \equiv d/dt$.

Из уравнения (2) получаем дифференциальное уравнение относительно переменной $\Delta\varphi_1(t)$ на входе нелинейности:

$$\Delta\varphi_1(t) = W_1(p)\alpha(t) - W_1(p)W_2(p)F(\Delta\varphi_1). \quad (3)$$

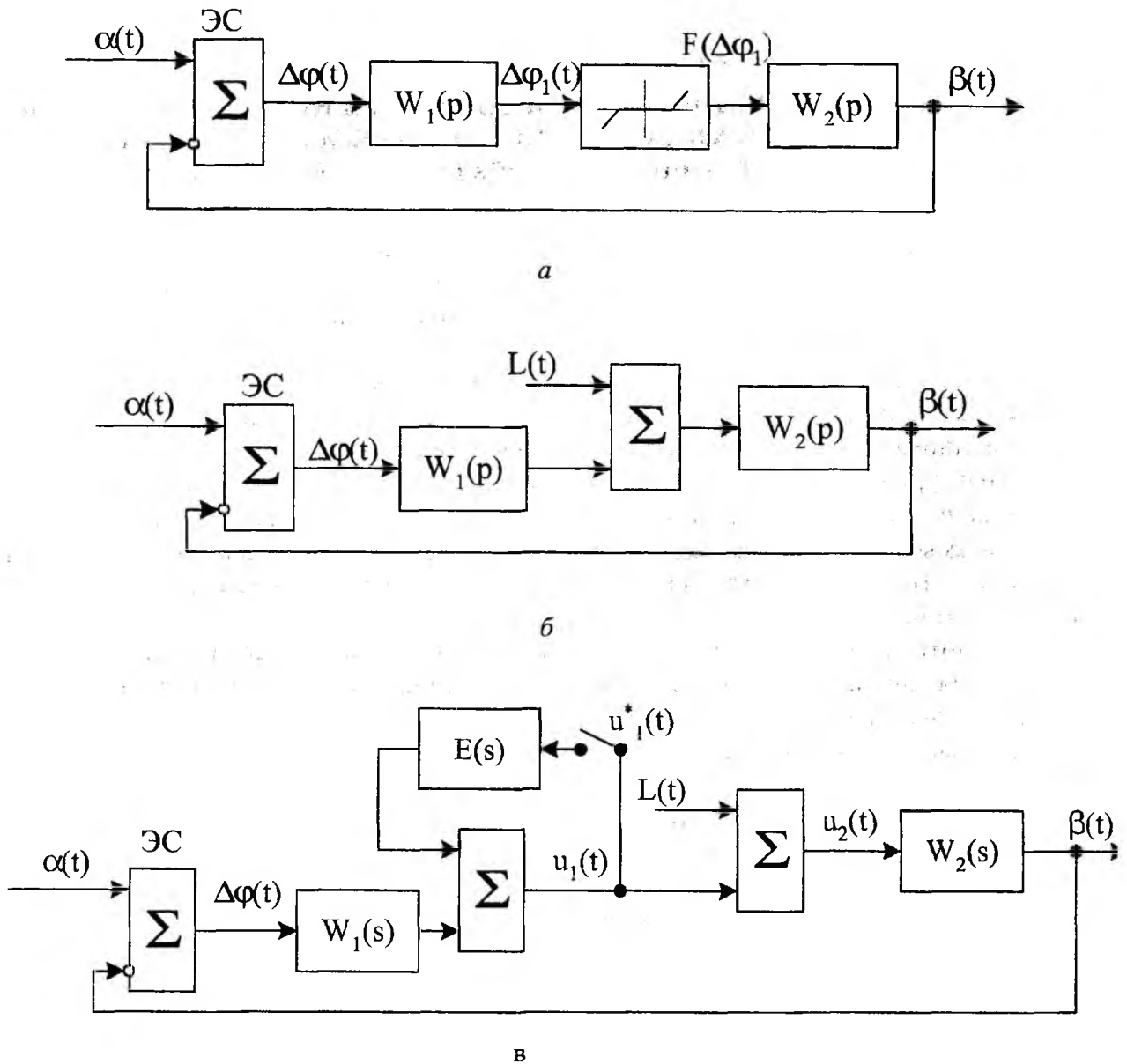


Рис.1.

На Рис. 1. представлены структурные схемы системы ФАП с зоной нечувствительности: *а* – исходная; *б* – эквивалентная; *в* – с ЭКУ.

Учитывая, что $\Delta\varphi_1(t) = W_1(p)\Delta\varphi(t)$, из уравнения (3) получаем:

$$\Delta\varphi(t) = \alpha(t) - W_2(p)F(\Delta\varphi_1), \quad (4)$$

где

$$F(\Delta\varphi_1) = \begin{cases} 0, & |\Delta\varphi_1| \leq \vartheta_n; \\ -\kappa_n\vartheta_n \text{sign}\Delta\varphi_1 + \kappa_n\Delta\varphi_1, & |\Delta\varphi_1| \geq \vartheta_n, \end{cases} \quad (5)$$

где κ_n, ϑ_n – коэффициент усиления нелинейности на линейном участке и половина ширины зоны нечувствительности соответственно.

С учетом выражения (5) уравнение (4) принимает вид:

$$\Delta\varphi(t) = \begin{cases} \alpha(t), & |\Delta\varphi_1(t)| \leq \vartheta_n; \\ \alpha(t) + W_2(p)\kappa_n\vartheta_n \text{sign}\Delta\varphi_1(t) - W_1(p)W_2(p)\kappa_n\Delta\varphi(t), & |\Delta\varphi_1(t)| \geq \vartheta_n, \end{cases}$$

или

$$\Delta\varphi(t) = \begin{cases} \alpha(t), & |\Delta\varphi_1(t)| \leq \varepsilon_n; \\ W_{\Delta\varphi}(p)\alpha(t) + W_2(p)W_{\Delta\varphi}(p)\kappa_n\varepsilon_n \operatorname{sign}\Delta\varphi_1(t), & |\Delta\varphi_1(t)| \geq \varepsilon_n \end{cases} \quad (6)$$

$$\text{где } W_{\Delta\varphi}(p) = \frac{1}{1 + W_1(p)W_2(p)}.$$

Как видно из выражения (6), ошибка системы зависит от входного сигнала нелинейности. При $|\Delta\varphi_1(t)| \geq \varepsilon_n$ ошибка системы состоит из двух составляющих:

$$\Delta\varphi(t) = \Delta\varphi^*(t) + \Delta\varphi_2(t), \quad (7)$$

где

$$\Delta\varphi_1^*(t) = W_{\Delta\varphi}(p)\alpha(t);$$

$$\Delta\varphi_2(t) = W_{\Delta\varphi}(p)W_2(p)\kappa_n\varepsilon_n \operatorname{sign}\Delta\varphi_1(t).$$

С учетом (7) при $|\Delta\varphi_1(t)| \geq \varepsilon_n$ структурную схему системы ФАП (рис. 1, а) можно представить в виде, показанном на рис.1, б. Здесь $L(t) = \varepsilon_n \operatorname{sign}\Delta\varphi_1(t)$.

Таким образом, при $|\Delta\varphi_1(t)| \geq \varepsilon_n$ нелинейную систему ФАП можно представить в виде линейного замкнутого контура управления, на который действует задающее воздействие $\alpha(t)$ и возмущение $L(t)$. Операторы системы ФАП относительно ошибки по задающему воздействию и возмущению соответственно равны:

$$W_{\Delta\varphi_1^*}(p) = \frac{\Delta\varphi_1^*(t)}{\alpha(t)} = \frac{1}{1 + W_1(p)W_2(p)\kappa_n}; \quad (8)$$

$$W_{\Delta\varphi_2}(p) = \frac{\Delta\varphi_2(t)}{L(t)} = \frac{W_2(p)}{1 + W_1(p)W_2(p)}. \quad (9)$$

Разлагая операторы (8) и (9) в ряды, получим:

$$\left. \begin{aligned} W_{\Delta\varphi_1^*}(p) &= D_0 + D_1p + D_2p^2 + \dots + D_n p^n; \\ W_{\Delta\varphi_2}(p) &= D_0 + D_1p + D_2p^2 + \dots + D_n p^n, \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

где D_i, D_i^* - соответствующие коэффициенты ошибки, $i = \overline{0, n}$.

С учетом выражений (1) при $|\Delta\varphi_1(t)| \geq \varepsilon_n$ получаем:

$$W_{\Delta\varphi_1^*}(p) = \frac{F_1(p)F_{20}(p)p^{v=1}}{D_1(p)D_2(p)\kappa_n + F_1(p)F_2(p)}; \quad (11)$$

$$W_{\Delta\varphi_2}(p) = \frac{F_1(p)F_2(p)\kappa_n p^{v=0}}{D_1(p)D_2(p)\kappa_n + F_1(p)F_2(p)}, \quad (12)$$

где v – порядок астатизма.

Как видно из (11), (12), система, приведенная на рис.1, а, является астатической относительно задающего воздействия $\alpha(t)$ и статической относительно возмущения $L(t)$.

Тогда:

$$\Delta\varphi_1^*(t) = W_{\Delta\varphi_1^*}(p)\alpha(t) = D_1 \frac{d\alpha(t)}{dt} + D_2 \frac{d^2\alpha(t)}{dt^2} + \dots + D_n \frac{d^n\alpha(t)}{dt^n}. \quad (13)$$

Ошибка системы относительно возмущения $L(t)$ равна:

$$\Delta\varphi_2(t) = W_{\Delta\varphi_2}(p)L(t) = D_0L(t) + D_1\frac{dL(t)}{dt} + D_2\frac{d^2L(t)}{dt^2} + \dots + D_n\frac{d^nL(t)}{dt^n}$$

или с учетом того, что в установившемся режиме:

$$\frac{dL(t)}{dt} = \frac{d\epsilon_H \text{sign}\Delta\varphi_1(t)}{dt} = 0,$$

получим:

$$\Delta\varphi_2(t) = D_0L(t) = D_0\epsilon_H \text{sign}\Delta\varphi_1(t). \quad (14)$$

Из анализа выражений (13) и (14) следует, что в системе при $|\Delta\varphi_1(t)| \geq \epsilon_H$, когда интегрирующее звено в системе, рис.1, а и рис.1, б, предшествует нелинейному, т.е.:

$$\left. \begin{aligned} W_1(p) &= \frac{D_1(p)}{F_1(p)p} = \frac{D_1(p)}{F_{10}(p)p}; \\ W_2(p) &= \frac{D_2(p)}{F_2(p)}; \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

$$\lim_{p \rightarrow 0} F_{10}(p) \neq 0.$$

Подставляя (15) в (8) и (9), получаем:

$$W_{\Delta\varphi_1}^*(p) = \frac{F_{10}(p)F_2(p)p^{v=1}}{D_1(p)D_2(p)\kappa_H + F_1(p)F_2(p)}; \quad (16)$$

$$W_{\Delta\varphi_2}(p) = \frac{F_{10}(p)F_2(p)p^{v=1}}{D_1(s)D_2(s)\kappa_H + F_1(p)F_2(p)}. \quad (17)$$

Как видно из выражений (16), (17), система, приведенная на рис.1, б, является астатической относительно задающего воздействия $\alpha(t)$ и относительно возмущения $L(t)$, т.е. первые коэффициенты рядов (10) равны нулю:

$$D_0 = D_0' = 0.$$

Тогда ошибка $\Delta\varphi_1^*(t)$ системы, обусловленная задающим воздействием $\alpha(t)$, определяется выражением (13), и ошибка, обусловленная возмущением $L(t)$, в соответствии с (14) в установившемся решении равна нулю:

$$\Delta\varphi_2(t) = D_0L(t) = 0.$$

Таким образом, для устранения вредного влияния зоны нечувствительности на точность системы ФАП в установившихся режимах следует экстраполирующее корректирующее устройство включать в замкнутом контуре управления перед нелинейностью типа зоны нечувствительность.

На рис.1, в приведена нелинейная система ФАП с ЭКУ. Составим уравнение выхода, для этого зададимся значением $\alpha(t) = 0$. Тогда в преобразованиях по Лапласу имеем:

$$\left. \begin{aligned} \Delta\varphi(s) &= -\beta(s); \\ \beta(s) &= W_2(s)u_2(s); \\ u_2(s) &= u_1(s) + L(s); \\ u_1^*(s) &= \frac{-\beta(s)}{1 - H^*(s)Z^{-1}} = \beta(s)D^*(s), \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

где

$$D^*(s) = \frac{1}{1 - H^*(s)z^{-1}}.$$

Из уравнений (18) после соответствующих преобразований получаем:

$$\beta_L^*(s) = \frac{AL^*(s)}{1 + AH^*(s)D^*(s)}.$$

Дискретная передаточная функция нелинейной системы ФАП с ЭКУ относительно $L(s)$ в z -преобразовании имеет вид

$$W_L(z) = \frac{\beta_L(z)}{L(z)} = \frac{AL(z)/L(z)}{1 + AH(z)D(z)}, \quad (19)$$

где

$$\left. \begin{aligned} L(z) &= z \left[\frac{1}{s} \right] = \frac{z}{z-1}; \\ D(z) &= \frac{z}{z-1}; \\ AL(z) &= z \left[\frac{K}{K+s} \frac{1}{s} \right] = \frac{(1-d)z}{(z-1)(z-d)}; \\ AH(z) &= z \left[\frac{K}{K+s} \frac{1-e^{-sT}}{s} \right] = \frac{1-d}{z-d}. \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

Подставим значения выражений (20) в (19), получим дискретную передаточную функцию относительно $L(s)$, выраженную в z -форме.

$$W_L(z) = \frac{\beta_L(z)}{L(z)} = \frac{AL(z)/L(z)}{1 + AH(z)D(z)} = \frac{(z-1)(1-d)}{(z-1)(z-d) + (1-d)z}.$$

Таким образом, передаточная функция относительно $L(z)$ имеет вид:

$$W_L(z) = (z-1)F(z),$$

где

$$F(z) = (1-d)/[(z-1)(z-d) + (1-d)z].$$

Следовательно, составляющая ошибки, обусловленная наличием нелинейности типа зоны нечувствительности в системе ФАП с ЭКУ, равна нулю.

Таким образом, в системе ФАП для установившегося (синхронного) режима можно полностью устранить влияние нелинейности типа зоны нечувствительности на точность с помощью ЭКУ, реализуемого сравнительно простыми техническими средствами.

Список литературы: 1. Автоматическая подстройка фазового набега / Под ред. М.В. Капранова. М.: Сов радио. 1972. 175 с. 2. Зайцев Г.Ф., Стеглов В.К. Радиотехнические системы автоматического управления высокой точности. К.: Техника. 1988. 208 с. 3. Зайцев Г.Ф., Стеглов В.К., Юрасов В.С. Автоматическое регулирование в магнитной записи. К.: Техника, 1979. 168 с. 4. Скляренко С.Н. и др. Системы фазовой синхронизации. К.: Техника, 1994. 160 с. 5. Шахгильдян В.В., Ляховкин А.А. Системы фазовой автоподстройки. М.: связь. 1972. 447 с. 6. Зайцев Г.Ф., Стеглов В.К. Компенсации естественных нелинейностей автоматических систем. М.: Энергоиздат, 1982. 96 с.

Киевский институт связи
ОНАС им. А.С. Попова

Поступила в редколлегию 04.12.2001

МЕТОДИКА АНАЛИЗА ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ БОЛЬШОЙ СОВОКУПНОСТИ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ В ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ РАДИОЧАСТОТНОГО МОНИТОРИНГА

В статье рассматриваются вопросы методики анализа межсистемной электромагнитной совместимости (ЭМС) для наземных радиоэлектронных средств (РЭС) в интересах создания информационной системы радиочастотного мониторинга (ИСРМ) в диапазонах ОВЧ и УВЧ (вопросы объектовой ЭМС автором не рассматриваются). Попытки создания подобных систем предпринимались и ранее. С 1986 г в областных ГИЭ эксплуатировалась система «Марс» (предназначенная для анализа ЭМС только телевизионных и подвижных систем, работающих в диапазоне частот 30...150 МГц), есть определенный опыт в создании таких систем и у администраций других государств. Однако, в силу специфики Национальной таблицы распределения частот Украины, покупка такой системы за границей потребует не только значительных финансовых средств, но и большого объема доработок (попытка использовать в России французскую систему «Эллипс» не увенчалась успехом [1]). Таким образом, достаточно конструктивной системы, пригодной для практического решения задачи автоматизированного расчета ЭМС большой совокупности РЭС, до настоящего времени не создано. Создание концепции ИСРМ позволяет эту задачу решить.

Алгоритм экспертизы заявки на приобретение (эксплуатацию) РЭС для присвоения частоты новым РЭС начинается с ввода в ЭВМ данных из базы данных заявок (БДЗ), в которой для каждой из рассматриваемой симплексной радиостанции указана одна частота, а для каждой дуплексной радиостанции – две частоты (частота передачи и частота приема). Далее производится прогнозирование ЭМС каждой стационарной радиостанции, включенной в БДЗ, с действующими РЭС, включенными в базу данных (БД). Для этого из БДЗ выбирается стационарная радиостанция и вокруг нее формируется группировка действующих станций, которые попадают в зону помех. При этом под зоной помех понимается территориальная зона, в пределах которой могут существовать взаимные помехи между вновь вводимой и действующими РЭС. Группировка РЭС формируется в пределах территориальной зоны с радиусом R_0 и центром в точке расположения новой радиостанции. Зона ограничивается двумя меридианами $\xi_j - \Delta\xi$, $\xi_j + \Delta\xi$ и двумя параллелями $\lambda_j - \Delta\lambda$, $\lambda_j + \Delta\lambda$. Расстояние R_0 рассчитывается из соображений, чтобы уровень помехи на входе любого приемника от вновь вводимой радиостанции не превышал чувствительности наиболее чувствительного приемника из числа расположенных в данном регионе. Радиостанции, учтенные в базе данных с географическими координатами ξ_i, λ_i , которые удовлетворяют условию $\lambda_j - \Delta\lambda \leq \lambda_i \leq \lambda_j + \Delta\lambda$ и $\xi_j - \Delta\xi \leq \xi_i \leq \xi_j + \Delta\xi$, образуют совместно с новой радиостанцией группировку РЭС. Величины $\Delta\lambda$ и $\Delta\xi$ вычисляются с помощью выражений, полученных из формул расчета расстояний между точками с известными географическими координатами:

$$\Delta\lambda = \arccos\left(1 - \frac{R_0^2}{2 \cdot 6375^2}\right), \quad \Delta\xi = \arccos\left(1 - \frac{R_0^2}{2 \cdot 6375^2 \cdot \cos^2 \lambda_j}\right). \quad (1)$$

Первоначальный отбор по частоте производится из условия учета излучения передатчика от 10 субгармоники до 10 гармоники, т.е. $0,1f_{0T} < f_{0Ri} < 10f_{0T}$, (f_{0Ri} – частота настройки i -го приемника). Из состава группировки формируются все возможные пары «приемник-передатчик». Расчет помехи типа ОО (от основного излучения передатчика по основному каналу приема); НО (от неосновного излучения передатчика по основному каналу приема); ОН (от основного излучения передатчика по неосновному каналу приема); НН (от неосновного излучения передатчика по неосновному каналу приема), а также помех, обусловленных эффектом блокирования приемника, производится для всех пар группировки, каждая из ко-

торых состоит из вновь вводимой радиостанции и радиостанций, учтенных в БД системы. С этой целью формируются пары « j приемник – i передатчик» и « i приемник – j передатчик» (индексы j и i приписываются новой радиостанции и радиостанции из БД соответственно). Помехи в паре не рассчитываются, если ее РЭС принадлежат одной сети связи, разрешены на вторичной основе, время работы РЭС никогда не совпадает, оба РЭС являются дуплексными станциями и работают в совмещенном канале. Это объясняется тем, что ЭМС РЭС одной сети обеспечивается на этапе ее проектирования; решение осуществлять работу на вторичной основе, как известно, не гарантирует отсутствие помех работе приемника; дуплексные стационарные станции, работающие в совмещенном канале, не создают взаимных помех. В последнем случае могут быть помехи радиоприему от передатчиков подвижных станций. Об этом, при наличии подвижных станций у передатчика рассматриваемой пары РЭС, выдается сообщение.

Согласно алгоритму расчет помехи производится по формуле

$$P_n = P_T + G_T - a_{\phi T} + G_R - a_{\phi R} + K_{nl} - L(R) - FDR(\Delta f), \quad (2)$$

где P_T – мощность передатчика; G_T – коэффициент усиления антенны источника помех в направлении приемника; G_R – коэффициент усиления приемной антенны в направлении источника помех; $a_{\phi T}$, $a_{\phi R}$ – потери в передающем и приемном фидерных трактах соответственно; K_{nl} – коэффициент, учитывающий различия поляризаций антенн источника и рецептора помех (0...-30); $L(R)$ – потери на расстоянии разнеса R между рецептором и источником помех, для свободного пространства $L(R) = 20 \lg\left(\frac{4\pi R}{\lambda}\right)$ (λ – длина волны); $FDR(\Delta f)$ – коэффициент, показывающий, какая доля мощности помехи, центральная частота которой расстроена на величину Δf относительно частоты настройки приемника, проходит на вход демодулятора.

Расчет по формуле (2) разбивается на три этапа. На первом этапе предполагается, что существуют условия, обеспечивающие максимально возможный уровень помехи на входе приемника: частоты каналов излучения и приема совпадают; весь спектр мощности помехи, излучаемой передатчиком, принимается приемником; коэффициенты усиления передающей и приемной антенн взаимодействующих РЭС максимальны. На втором этапе учитываются селективные свойства приемника рассматриваемой пары РЭС. На третьем этапе производится учет реальных значений коэффициентов усиления антенн взаимодействующих РЭС путем корректировки максимальных значений коэффициентов усиления в зависимости от взаимного разнеса и ориентации в пространстве передающей и приемной антенн по алгоритму, изложенному в [2].

На первом этапе порог отбора выбирается, исходя из величины порога деградации приемника TD , для чего вначале определяется мощность собственных шумов на входе приемника $P_{ш}$. Затем вычисляется пороговое значение помехи $P_{пор} = P_{ш} - 13$ (дБ). Для сокращения времени расчета величина $P_{пор}$ для каждого приемника может быть рассчитана заранее и занесена в БД РЭС.

Расчет расстояния R между РЭС пары производится по их географическим координатам:

$$R = \Delta R \cdot (180 / \pi), \text{ (км); } \Delta R = 111,2 \arccos(k),$$

$$\text{где } k = \sin \lambda_i \cdot \sin \lambda_j + \cos \lambda_i \cdot \cos \lambda_j \cdot \cos(\xi_i - \xi_j).$$

Необходимость расчета того или иного вида помех в паре РЭС определяется, исходя из начальных условий. Условия существования помехи вида ОО такие: $|f_{OT} - f_{OR}| < 0,2 f_{OR}$. При этом формула для расчета уровня помехи на входе приемника является частным случаем уравнения 2 и имеет вид

$$P_{11} = P_{OT} + G_{OT} - \alpha_{\phi T} + G_{OR} - \alpha_{\phi R} - L(R),$$

где P_{OT} – мощность мешающего передатчика; G_{OT} – коэффициент усиления антенны источника помехи; G_{OR} – коэффициент усиления антенны приемника помехи; $L(R)$ – потери на трассе распространения мешающий передатчик – приемник, рассчитанные по методике, изложенной в [3].

Значение P_{11} сравнивается с пороговым значением помехи. Если $P_{11} \leq P_{пор}$, то рассматриваемая пара «передатчик – приемник» из дальнейших расчетов исключается, т.к. передатчик вновь вводимого РЭС не будет создавать помех работе существующего в БД РЭС приемника. На втором этапе учитываются селективные свойства приемника рассматриваемой пары РЭС: $P_{12} = P_{11} - FDR(\Delta f)$.

В общем случае величина $FDR(\Delta f)$ состоит из дополнительных потерь, возникающих из-за расстройки между несущей частотой источника помех и средней частотой полосы пропускания канала приема приемника (OFR), дБ и дополнительных потерь из-за несовпадения спектра излучения источника помехи с полосой пропускания приемника (OTR), дБ [4]:

$$FDR(\Delta f) = OTR + OFR(\Delta f). \quad (3)$$

Помехи по основному каналу вызываются наличием полезного и мешающего сигналов в одном и том же канале в пределах полосы пропускания усилителя промежуточной частоты. В этом случае слагаемое $OFR(\Delta f)$ в (3) равно нулю и мешающий сигнал нельзя отфильтровать. Уровень помех по совмещенному каналу зависит от характеристик подавления приемника в совмещенном канале и от характеристик излучения передатчика (OTR). Помехи по соседнему каналу наблюдаются в том случае, если мешающий сигнал действует в соседнем канале или же при наличии побочных излучений передатчика. Уровень помех по соседнему каналу зависит от характеристик подавления приемника на радиочастоте $M(f + \Delta f)$ и определяется параметром $OFR(\Delta f)$.

Для практических расчетов более удобным является применение двухуровневых аппроксимаций характеристик излучений и приема РЭС с использованием норм на ширину полосы пропускания (излучения) B на уровнях 60 или 30 дБ. Тогда дополнительные потери, возникающие из-за расстройки между несущей частотой источника помех и частотой настройки приемника OFR, могут быть найдены по формуле (все слагаемые выражены в дБ) [5]

$$OFR = -(\max(M(\Delta f); -S(\Delta f); -100)), \quad (4)$$

где $M(f)$ – спектральная плотность мощности источника непреднамеренной помехи (Вт/Гц); $S(f)$ – характеристика избирательности приемника; $S(f + \Delta f)$ – характеристика избирательности приемника, нормированная относительно частотной расстройки Δf от частоты настройки приемника.

Параметр дополнительных потерь из-за несовпадения спектра излучения источника помехи с полосой пропускания приемника OTR, дБ, может быть найден по упрощенной формуле [4]

$$\begin{aligned} OTR &= K \lg\left(\frac{B_T}{B_R}\right) \quad B_R \leq B_T, \\ OTR &= 0 \quad B_R > B_T, \end{aligned} \quad (5)$$

где $K=10$ для некогерентных сигналов и $K=20$ для импульсных сигналов.

Таким образом, величина дополнительных потерь $FDR(\Delta f)$, определяемых расстройкой между несущей частотой источника помех и средней частотой полосы пропускания приемника, а также несовпадением спектров излучения источника помехи с полосой пропускания приемника, с допустимой для оценки ЭМС РЭС точностью может быть найдена по формулам (3), (4), (5).

Основное уравнение для расчета помехи на третьем этапе является частным случаем уравнения 2 и имеет вид (все слагаемые выражены в дБ)

$$P_{13} = P_{12} + G_T + G_R + K_{nl} - G_{OT} - G_{OR} + \sigma_A,$$

где σ_A – СКО модели антенны при изменении рабочих условий.

Коэффициенты G_T , G_R , K_{nl} рассчитываются по методике, изложенной в [2]. Если $P_{13} \geq P_{пор}$, то данные о помехе запоминаются для анализа возможности возникновения нелинейных эффектов.

Для приемников, использующих в качестве критерия ЭМС защитное отношение сигнал/помеха A , рассчитывается величина $P_{ндон} = P_c/A$. Для этого вначале для каждой пары стационарных РЭС определяется уровень мощности полезного сигнала на входе приемника P_c по формуле (все величины в дБ)

$$P_c = P_T' - \Delta P_T' + G_{OT}' + G_{OR}' - L(R'),$$

где «'» означает воздействие со стороны полезного передатчика, $\Delta P_T'$ – диапазон перестройки мощности полезного передатчика, Вт.

Если приемник, для которого определяется P_c , может принимать сигналы от нескольких стационарных радиостанций, то в этом случае $P_T' = \min\{P_{Ti}'\}$, G_{OT} равен коэффициенту усиления антенны радиостанции, у которой высота антенны $H' = \min\{H_i\}$ минимальна (при этом P_{Ti}' – мощность передатчика i -й станции, а H_i – высота размещения над землей антенны i -й станции). Если радиостанция, для которой определяется P_c , является базовой, т.е. у нее есть подвижные станции, P_{Ti}' – мощность передатчика подвижной станции, $H_i = 1,5$ м, $G_{OT} = 1,5$ дБ, R' равно радиусу зоны обслуживания базовой станции.

Если $P_{13} > P_{ндон}$, значение $P_{13} - P_{ндон}$ печатается в таблице помех в графе «Помеха вида ОО». Также вычисляется вероятность совместной работы РЭС рассматриваемой пары. Если $P_{13} \leq P_{ндон}$, то производится выбор очередной пары РЭС для расчета помех.

Если начальные условия для расчета помехи вида ОО не выполняются, то производится проверка условий существования помехи вида НО. Условия существования помехи вида НО такие: $0,1f_{OT} < f_{OR} < 10f_{OT}$. Основное уравнение для расчета помехи на первом этапе является частным случаем уравнения 2 и имеет вид:

$$P_{21} = P_{OT} + P_2 + G_{OT} + G_{OR} - \alpha_{\phi T} - \alpha_{\phi R} - L(R),$$

где P_2 – относительный уровень побочных излучений на гармониках.

Значение P_{21} сравнивается с пороговым значением помехи на входе приемника. Если $P_{21} \leq P_{пор}$, то данная пара «приемник – передатчик» из дальнейшего расчета исключается и производится выбор очередной пары для дальнейшего анализа. Если $P_{21} > P_{пор}$, то расчет продолжается на втором этапе.

Основное уравнение для расчета помехи вида НО на втором этапе является частным случаем уравнения 2 и имеет вид: $P_{22} = P_{21} - FDR1(\Delta f)$. Здесь $FDR1(\Delta f)$ – коэффициент, корректирующий величину P_{21} в зависимости от ширины спектра побочного излучения передатчика, характеристики избирательности приемника и частотного разнеса между частотой побочного излучения и центральной частотой приема, дБ.

Поскольку значение коэффициента коррекции $FDR1(\Delta f)$ зависит от величины расстройки анализируемой помехи относительно центральной частоты канала проникновения, то сначала оценивается значение этой расстройки [5]

$$\Delta f = \left| \left[\frac{f_{OR}}{f_{OT}} \right] \cdot f_{OT} - f_{OR} \right|,$$

где $\left[\frac{f_{OR}}{f_{OT}} \right]$ - ближайшее целое. Если в спектре излучений передатчика имеются субгармоники или неосновные излучения других видов, то при определении их расстройки вместо $\left[\frac{f_{OR}}{f_{OT}} \right] \cdot f_{OT}$ берется конкретная частота исследуемого излучения.

Далее производится расчет $FDR1(\Delta f)$ по формуле (3) с учетом (4) и (5). Если $P_{22} \leq P_{нор}$, то расчет прекращается. Если же $P_{22} > P_{нор}$, то расчет продолжается на третьем этапе.

Основное уравнение для расчета помехи на третьем этапе имеет вид

$$P_{23} = P_{22} + G_T + G_R + K_{нл} - G_{OT} - G_{OR} + \sigma_A.$$

Если $P_{23} \geq P_{нор}$, то определяется величина P_{23} :

$$P_{23} = P_{22} - P_2 + A \lg \frac{f_{OR}}{f_{OT}} + B + \sqrt{\sigma_T^2 + \sigma_A^2} - \sigma_A,$$

где A , B и σ_T - параметры математической модели побочных излучений передатчиков [5].

Полученная величина сравнивается с $P_{нор}$. Если $P_{23} > P_{нор}$, то производится расчет $P_{ндон}$ по методике, изложенной выше. Если же $P_{23} \leq P_{нор}$, то производится выбор очередной пары РЭС для расчета помех. Если $P_{23} > P_{ндон}$, в память ЭВМ вводится величина помехи $P'_{23} - P_{ндон}$, значение которой будет затем напечатано в графе «помехи вида НО» таблицы помех. Также вычисляется вероятность совместной работы РЭС рассматриваемой пары. Если $P_{23} \leq P_{ндон}$, производится выбор очередной пары РЭС для расчета помех.

Условие существования помехи вида ОН следующее: $0,1f_{OR} < f_{OT} < 10f_{OR}$. Основное уравнение для расчета помехи ОН на первом этапе является частным случаем уравнения 2 и имеет вид (все слагаемые выражены в дБ)

$$P_{31} = P_{OT} + G_{OT} + G_{OR} - \alpha_{фТ} - \alpha_{фR} - L(R) - S_{ПКП},$$

где $S_{ПКП}$ - избирательность приемника по побочным каналам приема.

Значение P_{21} сравнивается с пороговым значением помехи на входе приемника. Если $P_{31} \leq P_{нор}$, то данная пара «приемник - передатчик» из дальнейшего расчета исключается и производится выбор очередной пары для дальнейшего анализа. Если $P_{31} > P_{нор}$, то расчет продолжается на втором этапе.

Основное уравнение для расчета помехи вида ОН на втором этапе такое: $P_{32} = P_{31} - FDR2(\Delta f)$ (где $FDR2(\Delta f)$ - коэффициент, корректирующий величину P_{31} в зависимости от ширины спектра основного излучения передатчика, характеристики избирательности приемника по побочным каналам приема и частотного разнеса между частотой побочного излучения и центральной частотой приема, дБ).

При этом для определения Δf вначале определяется частота гетеродина $f_{Г} = f_{OR} \pm f_{нч}$, $f_{ПЧ}$ - промежуточная частота. Далее вычисляется величина [5]

$$p + \Delta p = \frac{f_{OT} \pm f_{нч}}{f_{Г}}. \text{ Тогда } p = [p + \Delta p]; \Delta p = [p + \Delta p] - p, \text{ при этом } \Delta f = \Delta p \cdot f_{Г}.$$

Затем производится расчет $FDR2(\Delta f)$ по формуле (3) с учетом (4) и (5).

Если $P_{32} \leq P_{нор}$, то расчет прекращается. Если же $P_{32} > P_{нор}$, то расчет продолжается на третьем этапе. При этом рассчитывается величина помехи ОН P_{33} , учитывающая направленные свойства антенн.

$$P_{33} = P_{32} + G_T + G_R + K_{на} - G_{OT} - G_{OR} + \sigma_A.$$

Если $P_{33} \geq P_{ндон}$, то определяется величина

$$P_{33}' = P_{33} + S_{ПКП} + I \lg \frac{f_{OT}}{f_{OR}} + J + \sqrt{\sigma_R^2 + \sigma_A^2} - \sigma_A,$$

где I, J, σ_R – параметры математической модели восприимчивости приемника [5].

Полученная величина сравнивается с $P_{нор}$. Если $P_{33}' > P_{нор}$, то производится расчет $P_{ндон}$ по методике, изложенной выше. Если же $P_{33} \leq P_{нор}$, то производится выбор очередной пары РЭС для расчета помех. Если $P_{33}' > P_{ндон}$, в память ЭВМ вводится величина помехи $P_{33}' - P_{ндон}$, значение которой будет затем напечатано в графе «Помехи вида ОН» таблицы помех. Также вычисляется вероятность совместной работы РЭС рассматриваемой пары. Если $P_{33}' \leq P_{ндон}$, производится выбор очередной пары РЭС для расчета помех.

Условие возникновения помехи типа НН такое: $0,1f_{OT} < 10f_{OR}$; $10f_{OT} > 0,1f_{OR}$. Основное уравнение для расчета помехи на первом этапе является частным случаем уравнения 2 и имеет вид

$$P_{41} = P_{OT} + P_2 + G_{OT} + G_{OR} - \alpha_{фТ} - \alpha_{фR} - L(R) - S_{ПКП}.$$

Значение P_{41} сравнивается с допустимым значением помехи на входе приемника. Если $P_{41} \leq P_{нор}$, то данная пара «приемник – передатчик» из дальнейшего расчета исключается и производится выбор очередной пары для дальнейшего анализа. Если $P_{41} > P_{нор}$, то расчет продолжается на втором этапе. При этом $P_{42} = P_{41} - FDR3(\Delta f)$, где $FDR3(\Delta f)$ – коэффициент, корректирующий величину P_{31} в зависимости от ширины спектра неосновного излучения передатчика, характеристики избирательности приемника по побочным каналам приема и частотного разнеса между частотой побочного излучения и частотой побочного канала приема, дБ.

Для определения Δf вначале определяется частота гетеродина $f_{г} = f_{OR} \pm f_{нч}$, далее определяется величина [3]

$$p + \Delta p = \frac{[\frac{f_{OR}}{f_{OT}}] f_{OT} \pm f_{нч}}{f_{г}}.$$

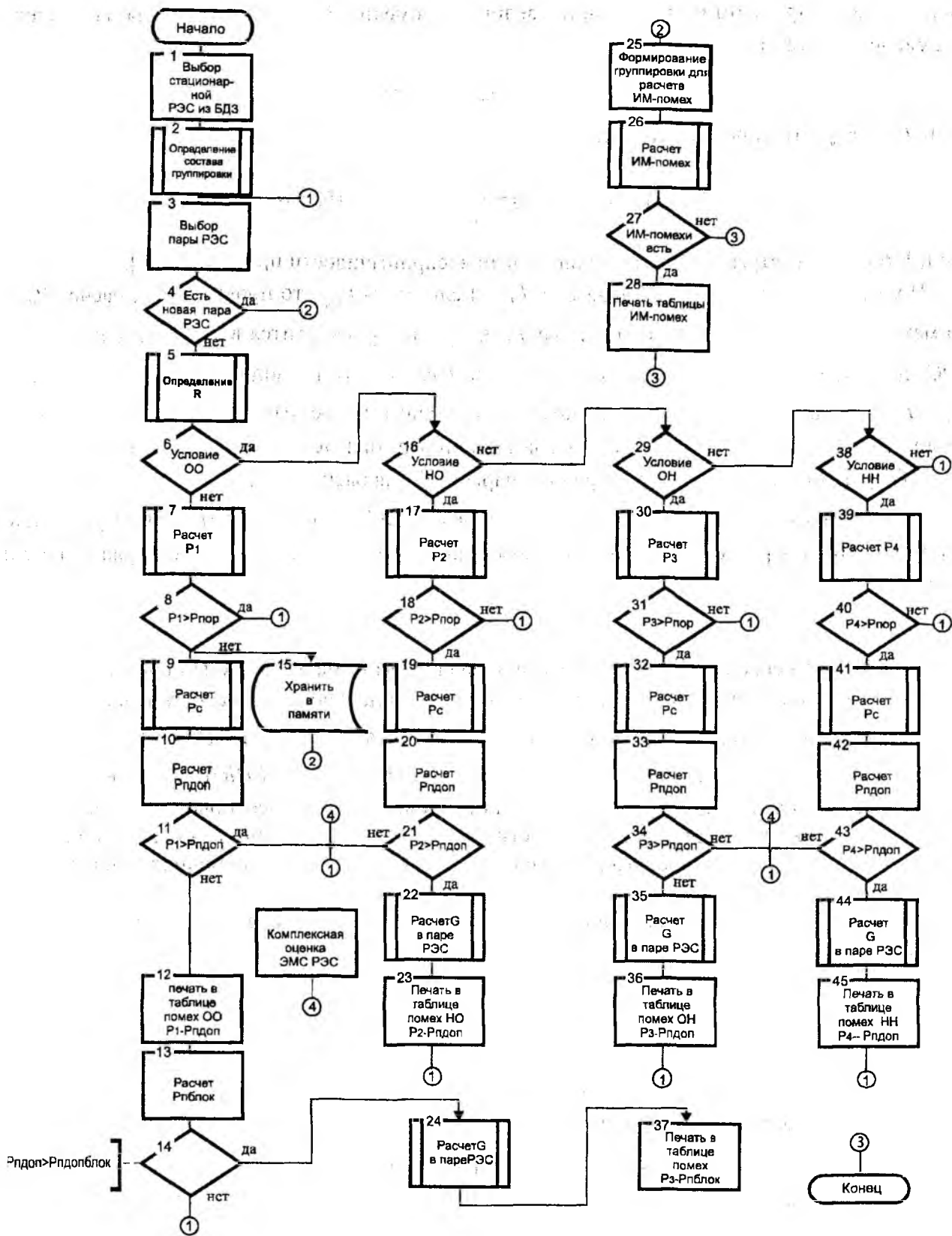
Тогда $p = [p + \Delta p]$; $\Delta p = [p + \Delta p] - p$, при этом $\Delta f = \Delta p \cdot f_{г}$.

Затем производится расчет $FDR3(\Delta f)$ по формуле (3) с учетом (4) и (5). Если $P_{42} \leq P_{нор}$, то расчет прекращается. Если же $P_{42} > P_{нор}$, то расчет продолжается на третьем этапе.

Основное уравнение для расчета помехи НН на этом этапе является частным случаем уравнения 2 и имеет вид:

$$P_{43} = P_{42} + G_T + G_R + K_{на} - G_{OT} - G_{OR} + \sigma_A.$$

Если $P_{43} \geq P_{нор}$, то определяется величина P_{43}' :



$$P'_{43} = P_{43} - P_{\Gamma} + A \lg \frac{f_{OR}}{f_{OT}} + B - S_{ПКП} + I \lg \frac{f_{OT}}{f_{OR}} + J + \sqrt{\sigma_A^2 + \sigma_T^2 + \sigma_R^2} - \sigma_A.$$

Полученная величина сравнивается с $P_{пор}$. Если $P'_{43} > P_{пор}$, то производится расчет P_{ndon} по методике, изложенной выше. Если же $P_{43} \leq P_{пор}$, то производится выбор очередной пары РЭС для расчета помех.

Если $P'_{43} > P_{ndon}$, в память ЭВМ вводится величина помехи ($P'_{43} - P_{ndon}$), значение которой будет затем напечатано в графе «Помехи вида НН» таблицы помех. Также вычисляется вероятность совместной работы РЭС рассматриваемой пары. Если $P'_{43} \leq P_{ndon}$, производится выбор очередной пары РЭС для расчета помех. Как было отмечено раньше, все мешающие сигналы, выделенные как опасные при помехе вида ОО, оцениваются на возможность создания эффекта блокирования. Также все РЭС, выделенные как потенциально опасные для создания помех вида ОО, исследуют на интермодуляцию. Для этого из всех потенциально опасных РЭС формируются группы «приемник – два передатчика», а затем «приемник – три передатчика». Расчет помехи интермодуляции производится по методике, изложенной в [6].

Заключительным этапом оценки ЭМС РЭС является расчет вероятности их совместной работы. Упрощенный алгоритм расчета ЭМС РЭС в ИСРМ приведен на рисунке.

Поэтапный расчет позволяет заранее исключить из рассмотрения случаи, которые не приводят к возникновению помех работе приемника, и сосредоточить основное внимание на наиболее вероятных конфликтных ситуациях. Этот принцип также позволяет существенно сократить объем вычислений, т.к. на первых двух этапах из дальнейшего рассмотрения, как правило, исключается большая часть пар из общего числа анализируемых.

Контрольные расчеты, проведенные на ЭВМ Pentium III-600 с объемом оперативной памяти 256 Мбайт, операционной системой Windows NT и параметрами винчестера: скорость оборота шпинделя составляет 5400 об/мин, среднее время поиска 8,9 мс; объем cach – 512 кБ, интерфейс Ultra ATN100, – показали, что время расчета 10000 пар приемник-передатчик без учета профиля трассы составляет в среднем 35 с. Время перебора 253 РЭС по комбинациям частот двухсигнальной помехи интермодуляции 3 и 5 порядков составляет 10с40мс. Все расчеты проведены без учета выбора данных из БД.

Список литературы 1 Бобовников В.В. и др. Совершенствование управления использованием РЧС в России // Электросвязь. №6. 2000. С.21-25. 2. Стороженко В.В., Олейник В.Ф. Учет характеристик направленности антенн в задачах электромагнитной совместимости //Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.- техн. сб. 2001. Вып.123. С. 130-138. 3. Стороженко В.В. Алгоритм расчета потерь при распространении радиоволн в диапазонах ОВЧ и УВЧ в интересах ЭМС// Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.- техн. сб. 1999. Вып.111. С. 151-156. 4.ITU-R Recommendation 337-3. Frequency and distance separations. -1992. 5. Виноградов Е.М., Винокуров В.И., Харченко И.П. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств. Л.: Судостроение, 1986. 264 с. 6. Стороженко В.В. Анализ уровней интермодуляционных помех, возникающих в приемниках// Труды УНИИРТ. 2001. №2. С. 16-22.

Харьковский национальный
университет радиэлектроники

Поступила в редколлегию 18.01.2002

ТЕНЗОРНЫЙ АНАЛИЗ В ЗАДАЧАХ СИСТЕМНОГО ИССЛЕДОВАНИЯ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ

Решение многих важных задач по модернизации существующих и созданию перспективных телекоммуникационных систем (ТКС) на новых технологических основах связано с необходимостью использования целостной, содержательной методологии исследований. В связи с этим как при решении проблем теоретического обоснования, так и практического воплощения требований, стоящих перед ТКС, имеет смысл воспользоваться результатами разработанной и хорошо развитой теории систем, которая ставит своей целью создание и изучение наиболее общих способов описания, законов функционирования и методов исследования сложных систем вне зависимости от их физической природы и представляет собой логическое средство описания реальных объектов в их многоаспектности и противоречивости. В рамках системологического рассмотрения ТКС трактуется как сложная организационно-техническая система. Основными факторами сложности в данном случае могут выступать многоаспектность, высокая размерность, динамический и стохастический характер функционирования, взаимодействие ТКС с другими системами, в первую очередь - обеспечение информационных и расчетно-аналитических систем различного назначения, а также наличие влияния внешних, нередко дестабилизирующих факторов. Попытки целостного представления ТКС обычно сопровождаются использованием системы математических моделей, полученных на уровнях морфологического, функционального и информационного описания. При этом каждая из моделей, а также связанные с ней методы исследования отражают тот или иной аспект рассмотрения ТКС. Зачастую задачи структурного и функционального синтеза решаются независимо, в лучшем случае, определяя друг для друга исходные данные, принятые допущения и ограничения.

В этой связи единый подход к исследованию ТКС как сложной системы позволяют получить тензорные методы анализа и синтеза [1]. Тензорное представление обладает максимальной целостностью, позволяя сконцентрировать основное внимание на самой системе вне зависимости от возможных координатных систем ее рассмотрения. В рамках тензорного анализа система представляется тензором, который отображает инвариантный геометрический объект, координаты которого при преобразовании системы координат изменяются по линейному закону. Это позволяет по известным проекциям тензора в одной системе координат получить его проекции в других системах, если известны законы перехода от одной системы координат к другой. С точки зрения системологии, смена системы координат может означать изменение аспекта рассмотрения исследуемой системы, а проекции тензора могут отображать величины показателей, характеризующие основные ее свойства в принятом для рассмотрения аспекте.

Особую актуальность при решении сетевых задач различной физической природы приобретают исследование американского ученого Г. Крона и его разработки в области тензорного анализа и диакоптики, которые базировались на использовании инвариантных величин, тензоров, которые подобно каркасу связывают преобразование структуры сложных систем [2,3]. Тензорный анализ сетей основан на совместном использовании функциональных уравнений системы и ее графо-топологического описания, представляющего дополнительный источник информации для эффективного составления и решения этих уравнений. Возможность совместного исследования структуры телекоммуникационной системы и протекающих в ней процессов представляется главным преимуществом тензорной методологии исследований, основанной на объединении возможностей дифференциальной геометрии с возможностями комбинаторной топологии.

Методология тензорного подхода к анализу ТКС как сложной системы состоит в следующем:

1. Геометризация системы: введение понятий пространства, систем координат и правил их преобразования.
2. Инвариантное представление уравнений поведения системы, ее основных свойств и характеристик.
3. Установление правил приведения исходной математической модели ТКС к тензорному виду: определение инвариантов, ковариантных и контравариантных величин.
4. Обоснование и выбор примитивной системы, для которой возможно осуществить расчет иско́мых параметров наиболее просто.
5. Формулирование правил прямого и обратного преобразования (интерпретации) от исследуемой системы к примитивной.

В отличие от однородного непрерывного пространства при исследовании ТКС следует рассматривать анизотропное пространство-структуру, определяемое составом и взаимосвязями элементов системы. Размерность такого пространства численно равна количеству ветвей, а переходя от сетевой терминологии [2] к телекоммуникационной – числу отдельных трактов передачи информации в ТКС. Совокупность независимых замкнутых и разомкнутых путей, проходящих по ветвям сети, образуют системы координат [1,2]. Из курса комбинаторной топологии известно, что количество ветвей в любой одномерной сети, представимой на плоскости в виде графа, численно равно сумме независимых замкнутых и разомкнутых путей, а численность независимых разомкнутых путей определяется разницей количества узлов в сети и числа несвязных подсетей [1]. Преобразование структуры сети с сохранением начального числа ветвей или переход от одной совокупности независимых путей к другой трактуется как преобразование системы координат. Таким образом, каждый путь ввиду своей независимости определяет в рамках рассматриваемого пространства-структуры координатную ось.

Для более наглядного понимания введенных понятий тензорного анализа рассмотрим следующую модель расчета сети связи, предполагающую выполнение следующих двух условий: одномерность элементов системы, т.е. воздействие, приложенное к элементу, и отклик на него задаются скалярами (числами); линейность связи между воздействием и откликом. Пусть изначально сеть представлена шестью несвязными ветвями (рис.1). Размерность введенного пространства-структуры (n) равна шести. В рассматриваемой сети количество разомкнутых путей, образуя базис пространства, соответствует числу ветвей и обозначается как $p_i, i = \overline{1, n}$.

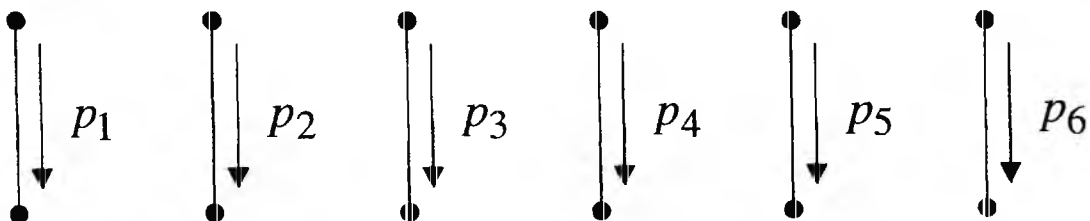


Рис. 1

Каждая ветвь сети, моделирующая тракт передачи в ТКС, характеризуется целым рядом параметров, которые, в общем случае, зависят друг от друга. К основным из них отнесем нагрузку в ветви ($h^i, i = \overline{1, n}$), измеряемую в битах; пропускную способность ветви ($l_i, i = \overline{1, n}$), измеряемую в битах за секунду; задержку передачи в ветви ($t_i, i = \overline{1, n}$), измеряемую в секундах. Предполагая использование для каждого элемента сети в качестве воздействующей величины задержку t_i , а в качестве величины отклика – нагрузку h^i , эти величины можно связать между собой следующими уравнениями:

$$h^i = l_i \cdot t_i, i = \overline{1, n}. \quad (1)$$

Исходя из постулата первого обобщения Крона [2], форма записи уравнений (1), характеризующих поведение отдельных элементов сети, должна соответствовать уравнению поведения сети в целом, что обуславливает замену системы скалярных уравнений (1) векторно-матричным уравнением вида

$$H = L \cdot T, \quad (2)$$

где

$$H = \begin{bmatrix} h^1 \\ h^2 \\ \vdots \\ h^n \end{bmatrix}, \quad T = \begin{bmatrix} t_1 \\ t_2 \\ \vdots \\ t_n \end{bmatrix}$$

- векторы, соответственно, загрузки ветвей сети и задержек в них размерности n ; $L = \|l_{i,j}\|$ - матрица пропускных способностей сети размерности $n \times n$, на главной диагонали которой находятся собственные пропускные способности ветвей сети, т.е. $l_{i,i} = l_i, i = \overline{1, n}$, а недиагональные элементы матрицы для разомкнутой структуры сети (рис.1) равны нулю.

В зависимости от постановки задачи в качестве воздействующей величины можно принять нагрузку в ветви h^i , а в качестве величины отклика - задержку t_i , определив для расчета векторно-матричное уравнение следующего вида

$$T = R \cdot H, \quad \text{где } R = L^{-1}. \quad (3)$$

Пусть структура исходной сети, сохранив в качестве инварианта количество ветвей (n), равное шести, претерпела изменения (рис.2), образовав неориентированный полносвязный граф с четырьмя вершинами-узлами (k).

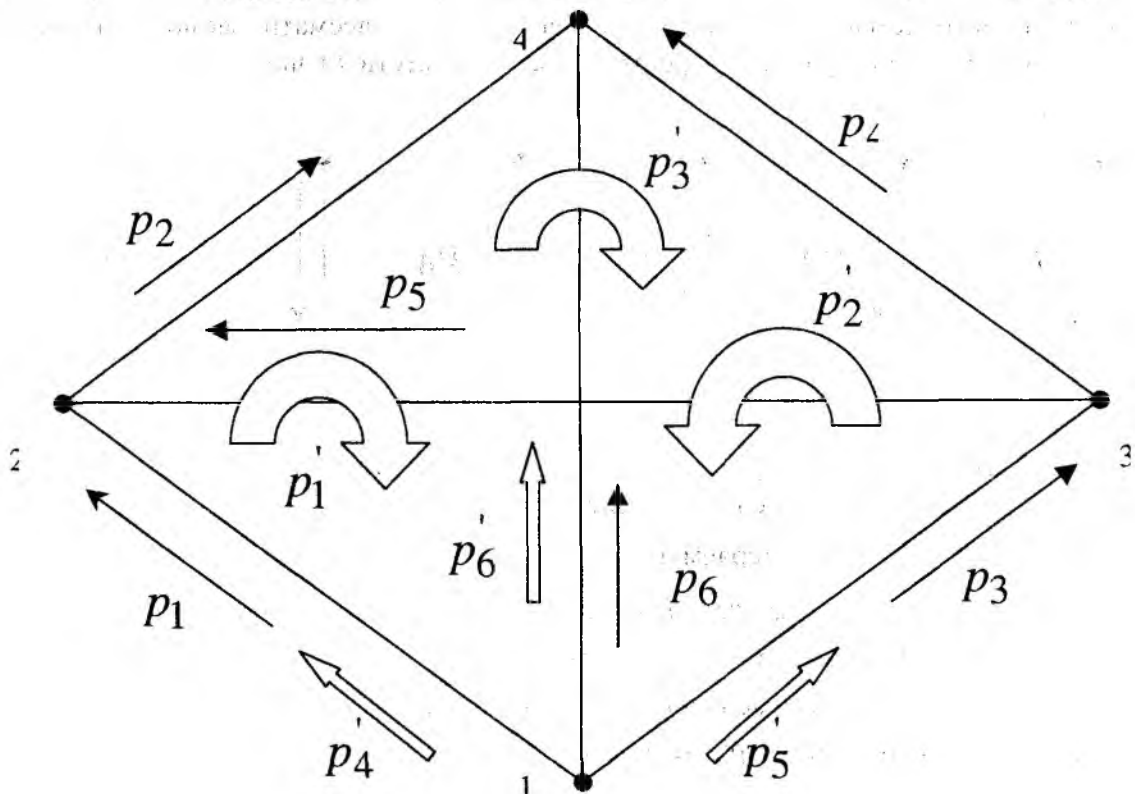


Рис. 2

Вследствие вышеотмеченных закономерностей количество независимых разомкнутых путей (j) стало равно трем и численность независимых замкнутых путей – контуров (m) также равняется трем, что определяет в сумме общее число ветвей (n) в сети. К замкнутым относятся пути $(\overset{\cdot}{p}_1, \overset{\cdot}{p}_2, \overset{\cdot}{p}_3)$ в контурах, соответственно, (1-2-4), (1-3-4) и (2-4-3), а к разомкнутым – пути $(\overset{\cdot}{p}_4, \overset{\cdot}{p}_5, \overset{\cdot}{p}_6)$. Через пути $p_i, i = \overline{1, n}$, определяющие базис системы, можно выразить любой другой путь сети (рис.2). Причем алгебраическая сумма путей – это путь, проходящий по всем слагаемым суммы в соответствии с их ориентацией. Например, замкнутый путь (контур) $\overset{\cdot}{p}_1$ можно представить в виде алгебраической суммы путей p_1, p_2 и p_6 , где путь p_6 входит в выражение со знаком минус. По аналогии путь p_2 от узла 2 к узлу 4 находится как сумма путей $\overset{\cdot}{p}_1$ и $\overset{\cdot}{p}_3$ ввиду их одинаковой направленности.

Переход от разомкнутой структуры сети (рис.1) к соединенной структуре (рис.2) можно трактовать как переход к новой системе координат представления ТКС, как переход от базиса $p_i, i = \overline{1, n}$ к базису $\overset{\cdot}{p}_i, i = \overline{1, n}$ в выбранном пространстве-структуре. Выразим компоненты старого базиса $p_i, i = \overline{1, n}$ через компоненты нового базиса $\overset{\cdot}{p}_i, i = \overline{1, n}$:

$$\begin{cases} p_1 = \overset{\cdot}{p}_4, \\ p_2 = \overset{\cdot}{p}_1 - \overset{\cdot}{p}_4 + \overset{\cdot}{p}_6, \\ p_3 = \overset{\cdot}{p}_5, \\ p_4 = \overset{\cdot}{p}_2 - \overset{\cdot}{p}_5 + \overset{\cdot}{p}_6, \\ p_5 = -\overset{\cdot}{p}_1 + \overset{\cdot}{p}_2 + \overset{\cdot}{p}_3 + \overset{\cdot}{p}_4 - \overset{\cdot}{p}_5, \\ p_6 = \overset{\cdot}{p}_6. \end{cases} \quad (4)$$

Правило преобразования базисов (4) определяет следующую невырожденную матрицу преобразования координат при переходе от базиса $p_i, i = \overline{1, n}$ к базису $\overset{\cdot}{p}_i, i = \overline{1, n}$:

$$A = \begin{vmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & -1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & -1 & 1 \\ -1 & 1 & 1 & 1 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{vmatrix}. \quad (5)$$

В матричном виде правило преобразования (4) с учетом матричного представления (5) имеет вид

$$P = A \cdot P', \quad (6)$$

где

$$P = \begin{bmatrix} p_1 \\ p_2 \\ \vdots \\ p_6 \end{bmatrix}, \quad P' = \begin{bmatrix} \overset{\cdot}{p}_1 \\ \overset{\cdot}{p}_2 \\ \vdots \\ \overset{\cdot}{p}_6 \end{bmatrix}$$

- векторные представления, соответственно, базиса разомкнутой структуры сети (рис.1) и базиса соединенной структуры сети (рис.2).

Следующим шагом после геометризации системы и определения инвариантного уравнения поведения системы (2) является приведение этого уравнения к тензорному виду с определением инвариантных, ковариантных и контравариантных величин, связанное с принятием постулата второго обобщения Г.Крона [2]. Второй постулат утверждает, что в уравнении системы (2) одному и тому же символу, например L , соответствует не одна матрица, а их большое количество, каждая из которых имеет одну и ту же размерность, но отличается значениями компонент. Каждый символ в уравнении образует новую математическую сущность, называемую «геометрический объект», с которым в каждой частной системе координат связана матрица исходной размерности. Для символа L - матрица размерности $n \times n$, для символов H и T - матрицы размерности $n \times 1$. При этом переход от одной системы координат к другой, от одного представления системы к другому производится с помощью матриц преобразования. Поскольку каждая новая система имеет свою собственную матрицу преобразования, то с каждым геометрическим объектом ассоциируется некоторая группа матриц преобразования. Постулат второго обобщения заменяет матричное уравнение, полученное в ходе принятия постулата первого обобщения и справедливое для каждой частной системы координат, на инвариантное уравнение, справедливое для всех координатных систем заданной размерности [2], слагаемыми которого являются уже не матрицы, а геометрические объекты - экстенсивы [4].

Свяжем правила преобразования экстенсивов H , T и L при переходе от одной системы координат к другой с правилами преобразования базисов этих координатных систем (6), показав тем самым их тензорный характер. Пусть в каждой ветви при разомкнутой структуре сети (рис.1) вне зависимости от типа возбуждения величины h^i и t_i ($i = \overline{1, n}$) сонаправлены с соответствующими базисными векторами $p_i, i = \overline{1, n}$. Аналогично, в каждой ветви связанной сети (рис.2) также выберем уже величины h^i и t_i ($i = \overline{1, n}$) по направлениям новых базисных векторов $p_i, i = \overline{1, n}$, определив тем самым вектора нагрузок $H^* = [h^1, h^2, \dots, h^n]$ и задержек $T^* = [t_1, t_2, \dots, t_n]$ в этой сети, где * - символ транспонирования.

В сети с соединенной структурой понятия контурных (узловых) нагрузок и задержек вводятся виртуально: контурная нагрузка считается одинаковой для всех ветвей этого контура, а контурная задержка представляет собой алгебраическую сумму задержек в ветвях данного контура. На основании введенных понятий правила преобразования компонент векторов нагрузок и задержек имеют вид

$$\begin{cases} h^1 = h^{1'} + h^{4'} \\ h^2 = h^{1'} + h^{3'} \\ h^3 = h^{2'} + h^{5'} \\ h^4 = h^{2'} - h^{3'} \\ h^5 = h^{3'} \\ h^6 = -h^{1'} - h^{2'} + h^{6'} \end{cases} \quad \begin{cases} t_1 = t_4 \\ t_2 = t_1 - t_4 + t_6 \\ t_3 = t_5 \\ t_4 = t_2 - t_5 + t_6 \\ t_5 = -t_1 + t_2 + t_3 + t_4 - t_5 \\ t_6 = t_6 \end{cases}$$

В матричной форме вышеприведенные правила преобразования выглядят следующим образом:

$$H = C \cdot H' ; \tag{7}$$

$$T = A \cdot T', \quad (8)$$

где матрица преобразования вектора нагрузки представима в форме

$$C = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}. \quad (9)$$

Заметим, что матрицы преобразования C и A связаны между собой условием ортогональности

$$C \cdot A^* = I,$$

где I - единичная матрица размерности $n \times n$.

Таким образом, при переходе от одной системы координат к другой компоненты (координаты) экстенсивов H и T преобразуются по линейному закону (7-8), что дает основание говорить об их тензорном характере. Полная совокупность всех матриц преобразования образует тензор преобразования C_p^p [2].

В целом ТКС можно представить в виде геометрического объекта – тензора N валентности (порядка, ранга) два

$$N = H \cdot T^*, \quad (10)$$

характеризуемого в каждой частной системе координат n^2 компонентами, а тензорный характер объекта подтверждается следующим выражением:

$$N' = C^* \cdot N \cdot A.$$

Смешанный тензор N , выступая в выбранном пространстве-структуре в качестве модели ТКС, как следует из выражения (10), имеет два слагаемых. Их по виду правил своего преобразования при переходе от одной системы координат к другой (7-8) можно трактовать как контравариантные (H) и ковариантные (T). В тензорном исчислении принято контравариантные величины записывать с верхними индексами, а ковариантные с нижними, что объясняет вышепринятую индексную запись компонент тензоров нагрузок и задержек. Основываясь на постулате первого обобщения и форме правил преобразования (7-8), нетрудно определить правила преобразования для величин L и R

$$L' = A^* \cdot L \cdot A; \quad (11)$$

$$R' = C^* \cdot R \cdot C, \quad (12)$$

вид которых позволяет определить тензор пропускных способностей сети как дважды контравариантный метрический тензор, а обратный ему тензор как дважды ковариантный метрический тензор [2,4]. Для каждой частной системы координат тензор R представляется матрицей, называемой фундаментальной [4].

Установив правила преобразования проекций тензора N , актуальной становится задача выбора начальной координатной системы, для которой уже известны все искомые компоненты всех геометрических объектов и, опираясь на которую, можно рассчитать необходимые компоненты в заданной координатной системе. Сеть, соответствующая такой системе координат, называется простейшей или примитивной [2]. В случае, когда заранее рассчитанных

сетей нет, в качестве примитивной выбирается сеть, в которой расчет искомых параметров ТКС являлся бы наиболее предпочтительным, вызывая минимальные вычислительные затруднения. Опыт решения подобных задач тензорными методами [1-3] подсказывает, что в качестве примитивной сети при расчете соединенной сети (рис.2) целесообразно выбрать несвязную сеть, состоящую из отдельных n ветвей (рис.1). Это может также быть связано с тем, что представления тензоров в инвариантном уравнении поведения системы при разомкнутой структуре сети соответствуют ее рассмотрению в ортогональной системе координат ввиду диагональной формы фундаментальной матрицы.

Целостность тензорного описания обеспечивает многоаспектность рассмотрения исследуемых явлений, процессов и системы в целом. Введенная тензорная интерпретация основных сетевых терминов и понятий позволит значительно упростить процесс расчета искомых параметров ТКС, придав ему требуемую системность. Это достигается путем сведения решения исходной задачи в непосредственном наблюдении к расчету примитивной сети, выбор которой соответствует переходу к наиболее предпочтительному аспекту рассмотрения. В свою очередь, переход от исходной постановки к примитивной осуществляется с помощью несложных матричных преобразований.

Эффективность и количественную интерпретацию использования тензорных методов расчета сетей связи продемонстрируем на примере решения такой важной задачи как нахождение максимального потока между двумя узлами сети. Известно, что в такой постановке она относится к классу потоковых задач и может решаться методами квадратичного программирования [5]. Однако более изящное и простое решение можно получить, сведя исходную задачу к задаче расчета электрической цепи [6], для решения которой разработаны и хорошо апробированы тензорные методы [1-3]. Это основано на доказательстве соответствия постановок задач квадратичного программирования и расчета электрических цепей [6], содержащих источники тока, напряжения и сопротивления. Их решение представляет собой особый случай распределения токов и напряжений, удовлетворяющих первому и второму законам Кирхгофа и минимизирующих мощность, рассеиваемую на сопротивлениях.

Аналогия между задачами расчета сетей связи и электрических сетей заключается в установлении взаимнооднозначного соответствия между такими понятиями, как нагрузка (H) и ток (I), задержка (T) и напряжение (U), пропускная способность (L) и проводимость (Y). Воспользовавшись тензорным методом расчета электрических цепей [2] и сохранив понятийный аппарат сетей связи, сформулируем задачу нахождения максимального потока с ограничением на время доставки данных следующим образом. Для примитивной сети (рис.1) заданы пропускные способности ветвей таким образом, что фундаментальная матрица имеет вид

$$R = \begin{pmatrix} 0.25 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.33 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.14 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.25 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix},$$

а необходимо рассчитать максимальную нагрузку между узлами 1 и 4 соединенной сети (рис.2), исполненную не более чем за 10 секунд. В приведенной постановке в качестве воздействующих величин выступают предельные задержки в ветвях

$$T^* = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ -10].$$

В качестве искомых величин отклика выступают нагрузки в ветвях соединенной сети H_g . Тензорный метод решения подобного рода задач предполагает следующую очередность дей-

ствий. Во-первых, производится расчет вектора задержек вдоль контуров соединенной сети (рис. 2)

$$T'_m = C_m^* \cdot T,$$

где сингулярная матрица C_m - относится лишь к контурам соединенной сети, т.е.

$$C_m = \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 0 & 0 & 1 \\ -1 & -1 & 0 \end{vmatrix},$$

$$T'_m = \begin{vmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 & -1 & 1 & 0 \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ -10 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 10 \\ 10 \\ 0 \end{vmatrix}.$$

Во-вторых, определяется контурная часть фундаментальной матрицы в соединенной сети

$$R'_m = C_m^* \cdot R \cdot C_m,$$

$$R'_m = \begin{vmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 & -1 & 1 & 0 \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} 0.25 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.33 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.14 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.25 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 0 & 0 & 1 \\ -1 & -1 & 0 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 0.45 & 0 & 0.2 \\ 0 & 0.48 & -0.14 \\ 0.2 & -0.14 & 0.59 \end{vmatrix}.$$

В-третьих, рассчитываются контурные нагрузки

$$H'_m = (R'_m)^{-1} \cdot T'_m,$$

$$H'_m = \begin{vmatrix} 2.65 & -0.29 & -0.96 \\ -0.29 & 2.3 & 0.65 \\ -0.96 & 0.65 & 2.17 \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} 10 \\ 10 \\ 0 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 23.61 \\ 20.06 \\ -3.13 \end{vmatrix}.$$

В-четвертых, производится расчет нагрузок в каждой ветви соединенной сети

$$H'_s = C_m \cdot H'_m,$$

$$H'_6 = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 0 & 0 & 1 \\ -1 & -1 & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 23.61 \\ 20.06 \\ -3.13 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 23.61 \\ 20.48 \\ 20.06 \\ 23.19 \\ -3.13 \\ -43.67 \end{pmatrix}$$

Значение шестого компонента вектора H'_6 и определяет максимальный поток в сети (рис. 2) между узлами 1 и 4 при введенном ограничении на время доставки данных.

Электротехническая интерпретация - не единственное свидетельство эффективного использования тензорных методов расчета сетей различной физической природы. На этом примере произведена наглядная демонстрация преимуществ тензорной методологии исследования ТКС как сложных систем. Использование наряду с функциональным описанием системы, представленным ее уравнением поведения, также графо-топологического портрета позволило отказаться от прямолинейности в расчетах основных параметров сети связи. Переход от представления системы, данного в непосредственном наблюдении, к другому (более предпочтительному в рамках выбранных критериев) аспекту рассмотрения, трактуя такой переход как смену координатных систем, возможен только за счет целостного (многоаспектного) описания систем телекоммуникаций с использованием тензорных методов анализа и синтеза. Тензорная методология позволяет объединить непрерывный анализ (уравнения) с дискретным (графы), создавая тем самым благоприятные условия для эффективного решения сложных задач системного исследования ТКС.

Список литературы: 1. Петров А.Е. Тензорная методология в теории систем. М: Радио и связь, 1985. 152 с. 2. Крон Г. Тензорный анализ сетей. М.: Сов. радио, 1978. 719 с. 3. Крон Г. Исследование сложных систем по частям - диакоптика. М.: Наука, 1972. 542 с. 4. Победря Б.Е. Лекции по тензорному анализу. М.: Из-во Московского ун-та, 1974. 206 с. 5. Йенсен П., Барнес Д. Потокосное программирование. М.: Радио и связь, 1984. 392 с. 6. Денис Дж.Б. Математическое программирование и электрические цепи. М.: Из-во иностранной литературы, 1961. 215 с.

Харьковский национальный
университет радиэлектроники

Поступила в редколлегию 13.02.2002

СИНТЕЗ СЕТИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ С КОЛЬЦЕВОЙ СТРУКТУРОЙ НА МАГИСТРАЛЬНОМ УЧАСТКЕ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МЕТОДИКИ ЭЛАСТИЧНОЙ НЕЙРОНОЙ СЕТИ

Введение

Современное общество характеризуется бурным развитием информационных технологий во многих областях человеческой деятельности. Внедрение этих технологий базируется на широком использовании компьютерной техники, техники связи, развитии методов и средств передачи информации, распределенной обработки и хранения данных.

Рост числа источников и потребителей информации, увеличение расстояния между ними, повышение требований к оперативности и надежности доставки информации выдвигают требования организации эффективного взаимодействия удаленных ЭВМ между собой путем объединения их в сети и построении на их основе крупных информационно-управленческих систем различного назначения.

Анализ принципов построения систем на основе применения сетей ЭВМ показывает, что удовлетворение требований, предъявляемых к ним, достигается, прежде всего, за счет эффективного проектирования транспортных сетей передачи данных, являющихся основой для построения любой сети ЭВМ.

При проектировании транспортной сети передачи данных возникает задача синтеза ее оптимальной структуры (топологии). При этом при проектировании сети с учетом реально допустимых значений пропускных способностей каналов связи для выбранной технологии возникает ситуация, когда на некоторых участках проектируемой сети необходимо организовать каналы связи с пропускной способностью, превышающей максимально возможную для данной технологии передачи данных. В данном случае приходится либо строить дополнительные линии связи, либо переходить на более производительные технологии передачи данных. В ряде случаев новые более производительные технологии накладывают дополнительные ограничения на топологию сети, например, требуют организации топологии сети в виде кольца. Кроме того, возникает ситуация, когда организация сети передачи данных с высокоскоростными каналами передачи данных нецелесообразна по причине недостаточной величины информационного потока на передачу. В последнем случае целесообразна организация гетерогенной сети передачи данных, состоящей из высокоскоростного магистрального участка и низкоскоростного участка. Низкоскоростной участок позволяет организовать доступ абонентов сети к магистральному сегменту и передавать данные в пределах группы узлов обслуживаемой одним и тем же узлом доступа. При этом на разных сегментах сети применяются разные технологии передачи данных.

В данной статье предлагается решение задачи организации гетерогенной сети, в которой высокоскоростная технология передачи данных на магистральном участке требует организации кольцевой структуры.

Постановка задачи

Рассмотрим постановку и математическую модель задачи синтеза структуры гетерогенной сети передачи данных (СПД) по критерию минимума стоимости.

Пусть имеется множество абонентов сети (АС) $A = \{a_i\}$ - источников информационных потоков и задач. Обозначим:

$\{x_i, y_i\}$ - географические координаты пункта нахождения абонента a_i ;

$H = \{h_{ij}\}$ - матрица потребности в передаче трафика между АС a_i и a_j ;

$Z = \{z_m\}$ - возможные места размещения оборудования доступа (ОД) в магистральный сегмент сети, $Z \subseteq A$;

K - количество узлов, в которых необходимо установить ОД;

$U = \{u_s\}$ – набор каналов связи (КС) определенной пропускной способности (ПС), применение которых возможно при организации низкоскоростного сегмента сети;

$V = \{v_k\}$ – набор каналов связи определенной пропускной способности, применение которых возможно при организации магистрального участка сети;

$D = \|d_{ij}\|$ – матрица приведенных затрат на строительство линии связи между АС a_i и a_j ;

$D^Z = \|d_{ij}^Z\|$ – матрица приведенных затрат на строительство линии связи между пунктами, где установлено оборудование доступа (ОД) на магистральном участке сети;

$d^{LS}(u_s)$ – приведенные затраты на организацию канала связи пропускной способности u_s на низкоскоростном сегменте сети;

$d^{HS}(v_k)$ – приведенные затраты на организацию канала связи пропускной способности v_k на магистральном участке сети;

$d(z_m)$ – приведенные затраты на установку ОД.

Требуется определить фактические места размещения ОД $Z^* \subseteq Z$ подмножества A_z , $z_j \in Z^*$ абонентов, подключаемых к каждому из них таким образом, чтобы минимизировать суммарные приведенные затраты на организацию сети в целом с учетом ограничений, связанных с использованием ОД и эксплуатационных параметров КС.

Введем следующие переменные:

$c_{ij} \in U$ – пропускная способность канала между АС a_i и a_j на низкоскоростном сегменте сети;

$c_{ij}^Z \in V$ – пропускная способность канала на магистральном участке сети;

$b_{ij} = \begin{cases} = 1, & \text{если АС } a_i \text{ связана с } a_j \text{ низкоскоростным каналом связи,} \\ = 0 & \text{в противном случае;} \end{cases}$

$b_j^Z = \begin{cases} = 1, & \text{если в пункте } z_j \text{ установлено оборудование доступа,} \\ = 0 & \text{в противном случае;} \end{cases}$

$b_{ij}^Z = \begin{cases} = 1, & \text{если пункт } z_i \text{ связан с пунктом } z_j, \\ = 0 & \text{в противном случае.} \end{cases}$

Требуется найти такие c_{ij} , c_z , b_{ij} , b_j^Z , b_{ij}^Z , при которых

$$W = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1, j \neq i}^n \left[d^{LS}(c_{ij}) + d_{ij} \right] \cdot b_{ij} + \sum_{i \in Z} \left[d(z_i) b_i^Z + \sum_{j \in Z} \left[d^{HS}(c_{ij}^Z) + d_{ij}^Z \right] \cdot b_{ij}^Z \right] \rightarrow \min \quad (1)$$

при условии:

$$f_{ij}^{LS} \leq c_{ij}, \quad c_{ij} \in U \quad \forall i, j \in A, b_{ij} \neq 0; \quad (2)$$

$$f_{ij}^{HS} \leq c_{ij}^Z, \quad c_{ij}^Z \in V \quad \forall i, j \in Z^*, b_{ij}^Z \neq 0; \quad (3)$$

$$c_{ij}^Z = c^Z, \quad \forall i, j \in Z^*, b_{ij}^Z \neq 0; \quad (4)$$

$$\sum_{j \in Z^*} b_{ij}^Z = 2, \quad \forall i \in Z^*, \quad \forall i, j \in Z^* \quad \exists P(i, j) \subseteq Z^*, \quad (5)$$

где:

f_{ij}^{LS} – трафик в канале связи между АС a_i и a_j на низкоскоростном участке сети;

f_{ij}^{HS} – трафик в канале связи между пунктами, где установлено ОД на высокоскоростном участке сети;

c^Z – пропускная способность канала связи на магистральном участке сети.

Поясним смысл ограничений. Неравенство (2) и (3) учитывают ограничение на трафик в канале и значение пропускной способности, которая должна выбираться из ряда допустимых

значений. Условие (4) указывает на требование, чтобы все каналы связи на магистральном участке сети имели одинаковую пропускную способность. Условие (5) указывает на требование, чтобы магистральный участок имел кольцевую структуру и объединял все узлы, где установлено ОД.

Решение задачи

Решение подобной задачи происходит в несколько этапов:

- принятие решения относительно количества и мест размещения концентраторов и привязки терминалов к концентраторам;
- проектирование сети доступа;
- проектирование магистрального сегмента сети.

Идея такого итеративного метода заключается в том, что если размещение концентраторов и привязка терминалов к ним уже произведена, то проектирование сети доступа и магистрального сегмента происходит независимо и может быть произведено отдельно.

Предлагаемый в статье алгоритм решения задачи на этапе принятия решения относительно количества и мест размещения концентраторов производит предварительное решение подзадачи проектирования магистрального сегмента. При этом используется методика эластичной нейронной сети, успешно применяемая для решения задачи коммивояжера [1] с рядом модификаций.

Кратко опишем базовую методику эластичной нейронной сети.

Эластичная сеть может быть представлена как некоторое количество бусинок, соединенных эластичной резиновой нитью так, чтобы образовать кольцо. Идея метода состоит в следующем:

Используя итеративную процедуру, круговой замкнутый маршрут постепенно и неоднородно удлиняется до тех пор, пока, в конце концов, не будет проходить достаточно близко ко всем городам, определяя, таким образом, маршрут.

Обозначим города \bar{g}_i и подберем для этих городов соответствие с точками («бусинками») пути \bar{r}_a так, чтобы $\sum_a |\bar{r}_a - \bar{r}_{a+1}|$ была минимальной, и чтобы каждый \bar{g}_i соответствовал, по крайней мере, одной \bar{r}_a . Следующее выражение для энергетической функции будет минимальным на искомом пути:

$$E(T, r) = -\eta \cdot T \cdot \sum_i \ln \sum_j e^{-\frac{|\bar{g}_i - \bar{r}_j|^2}{2 \cdot T^2}} + \gamma \cdot \sum_a |\bar{r}_a - \bar{r}_{a+1}|^2.$$

Здесь коэффициент γ устанавливает относительный вес связи \bar{g}_i и \bar{r}_a по отношению к длине пути. Динамическое уравнение может быть записано так:

$$\Delta \bar{r}_a = -\eta \cdot \sum_i v_{ia} \cdot (\bar{g}_i - \bar{r}_a) + \gamma \cdot T \cdot (\bar{r}_{a+1} - 2 \cdot \bar{r}_a + \bar{r}_{a-1}) = -T \frac{\delta E}{\delta \bar{r}_a}, \quad (6)$$

где $\Delta \bar{r}_a$ - изменение \bar{r}_a на каждом шаге эволюции; η - константа; v_{ia} - вес, который характеризует соответствие a и i и имеет вид:

$$v_{ia} = \frac{e^{-\frac{|\bar{g}_i - \bar{r}_a|^2}{2 \cdot T^2}}}{\sum_j e^{-\frac{|\bar{g}_i - \bar{r}_j|^2}{2 \cdot T^2}}}, \quad (7)$$

здесь параметр T можно интерпретировать как температуру, уменьшающуюся в процессе эволюции. Алгоритм, таким образом, является процедурой последовательного пересчета положений точек в плоскости городов. Точки описывают замкнутый маршрут, который в начале является маленькой окружностью, помещенной в середину распределения городов, и

постепенно неоднородно вытягивается до тех пор, пока не пройдет достаточно близко ко всем городам и таким образом определит маршрут. Каждая точка пути движется под влиянием двух типов сил: первая сила тянет их по направлению к ближайшим городам; вторая сила - к их соседям по пути, минимизируя полную длину пути.

В результате такого процесса каждый город воздействует на каждый участок пути. Величина такого воздействия определяется зависимостью первого типа силы от расстояния от города до данного участка пути и от того, как эта сила изменяется в процессе работы алгоритма. В начале все города имеют примерно одинаковое воздействие на каждую точку пути. Но постепенно большие расстояния становятся менее предпочтительными, и каждый город приобретает большее влияние только на ближайшие к нему точки.

Свойство вытягивания кольца в сторону концентрации городов, особенно на первых этапах работы алгоритма, можно использовать при проектировании сетей передачи данных, имеющих кольцевую топологию на магистральном участке и приняв узлы сети в качестве городов. Предлагается следующий алгоритм:

- запускаем в работу алгоритм эластичной нейронной сети;
- после некоторого количества итераций работу алгоритма останавливаем, при этом кольцо не проходит через все узлы сети, а лишь описывает общий вид пути и последовательность обхода будущих узлов доступа;
- запускаем процедуру выбора узлов доступа и их привязки к кольцу;
- продолжаем работу алгоритма эластичной нейронной сети с сокращенным набором узлов (используется только множество узлов выбранных для установки оборудования доступа к магистральному участку сети на предыдущем этапе);
- запускаем процедуру синтеза сети доступа.

В описанном выше алгоритме все узлы сети равноправны и оказывают одинаковое влияние на растягиваемое кольцо. Обобщим задачу и введем понятие массы узла, под которой мы будем понимать суммарную величину потребностей к передаче трафика для данного узла. Рассмотрим для начала случай, когда масса узла принимает дискретный ряд значений $m_i = m_0 \cdot n$, $n = 1, 2, \dots$. В этом случае узел с массой $m_i = m_0 \cdot n_i$ можно представить как n_i узлов с массой m_0 , имеющих одни и те же координаты. В этом случае мы получим расширенное множество узлов с одинаковой массой. Применив формулы (6) и (7) к расширенному множеству и, преобразовав ее, получим:

$$\Delta \bar{r}_a = -\eta' \cdot \sum_i m_i \cdot v_{ia} \cdot (\bar{g}_i - \bar{r}_a) + \gamma \cdot T \cdot (\bar{r}_{a+1} - 2 \cdot \bar{r}_a + \bar{r}_{a-1}), \quad (8)$$

$$\text{где } v_{ia} = \frac{e^{-|\bar{g}_i - \bar{r}_a|^2 / 2 \cdot T^2}}{\sum_j e^{-|\bar{g}_i - \bar{r}_j|^2 / 2 \cdot T^2}}, \quad \eta' = \eta / m_0.$$

Данные выражения будут справедливы и для случая, когда m_i будет вещественным числом, а $m_0 = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n m_i$ - средним значением массы узла.

На следующем этапе необходимо произвести выбор узлов, в которых будет установлено оборудование доступа, и произвести привязку абонентских узлов к узлам, где установлено оборудование доступа.

В качестве узла, где будет устанавливаться оборудование доступа, примем ближайший к «бусинке» узел.

Для решения подзадачи привязки абонентских узлов к узлам, где установлено оборудование доступа, можно воспользоваться алгоритмом синтеза топологии централизованной сети с концентраторами, например, New Clust [4].

Рассчитываем трафик в каналах сети и пропускные способности каналов на низкоскоростном участке. Производим дальнейшую оптимизацию сети [5].

Результат работы алгоритма для сети размером 100 узлов и количеством узлов, где будет устанавливаться оборудование доступа, равным 20 узлам, приведен на рис.1. Время работы алгоритма 5 сек.

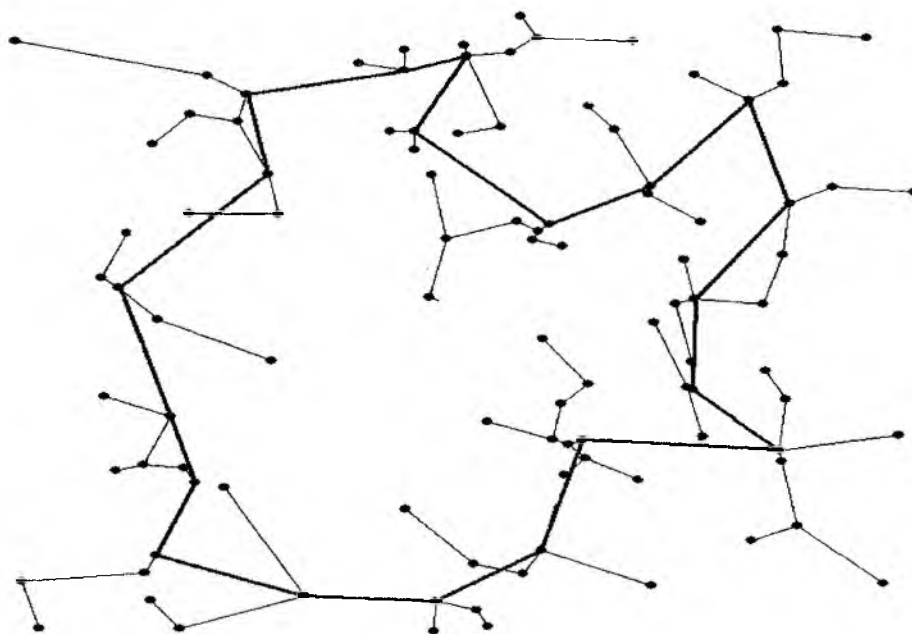


Рис. 1

Заключение

Предложенная в статье методика позволяет синтезировать оптимальную по критерию стоимости сеть передачи данных с кольцевой структурой на магистральном участке.

Данную методику рекомендуется применять в том случае, когда возникает ситуация, в которой невозможна организация сети передачи данных с использованием одной технологии передачи из-за того, что на некоторых участках сети необходима организация каналов с пропускной способностью, превышающей максимально возможное значение для выбранной технологии, а использование более производительной технологии экономически нецелесообразно. Сеть передачи данных, синтезированная по описанной методике, позволит сэкономить средства за счет минимизации расходов на строительство линий связи между узлами сети (отпадает необходимость строительства параллельных линий для увеличения пропускной способности между узлами) и оптимального выбора пропускных способностей каналов.

Предложенная в статье методика выбора мест для установки оборудования доступа в магистральный сегмент сети позволяет значительно уменьшить затраты на организацию сети по сравнению с методиками, в которых в качестве узла доступа выбирается узел, совпадающий с центром локальной группировки узлов.

Список литературы: 1. R. DURBIN, D. WILLSHAW. An Analogue Approach to the Travelling Salesman Problem Using an Elastic Net Method // Nature. 1987. № 326, P 89–691. 2. R. C. Dubes and A. K. Jain. Algorithms for Clustering Data. Prentice Hall, 1988. 3. Зайченко Ю.П., Гонга Ю.В. Структурная оптимизация сетей ЭВМ. Киев: Техника, 1986. 168 с. 4. Алгоритм решения задачи о размещении концентраторов // Передача информации. ГосИНТИ. 1977. № 46. с. 40-48. 5. Д.В. Агеев. Методика синтеза гетерогенной сети передачи данных с кольцевой структурой на магистральном участке // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2001. Вып. 123. С. 37-44.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 15.04.2002

ДЕЯКІ ГРАНИЧНІ СПІВВІДНОШЕННЯ В МЕРЕЖАХ
З КОМУТАЦІЄЮ ПАКЕТІВ

Телекомунікаційні технології розвиваються в напрямку мереж з комутацією пакетів (комірок).

Взаємодія відкритих систем здійснюється відповідно до семирівневої еталонної моделі ISO. На кожному рівні моделі до даних, що містяться в пакеті, додається додаткова інформація – так звані *накладні витрати*. Більше того, внаслідок розвитку альтернативних технологій необхідно забезпечити взаємодію обладнання, яке реалізує ці технології, що також приводить до збільшення накладних витрат.

В свою чергу, накладні витрати збільшують ціну передачі корисної інформації та зменшують реальну швидкість і продуктивність комутаційного обладнання (КО).

Метою даної роботи є визначення кількісних співвідношень між відносною величиною накладних витрат та ціною передачі корисної інформації, реальною швидкістю та продуктивністю КО. Указані величини характеризують техніко-економічні показники мережі з комутацією пакетів.

Ціна передачі корисної інформації. Введемо наступні позначення: V_k , V_n – об'єми корисної інформації та інформації накладних витрат в пакеті, p_1 – ціна передачі одиниці будь-якої інформації. Тоді ціна передачі пакету буде обчислюватись за формулою:

$$P_1 = p_1 (V_n + V_k).$$

Очевидно, що ціна передачі одиниці *корисної* інформації та її абсолютне і відносне збільшення визначаються відповідно за формулами:

$$p_k = \frac{P_1}{V_k} = p_1 (1 + \rho), \quad (1)$$

$$\Delta p_k = p_k - p_1 = p_1 \rho,$$

$$\delta p_k = \rho \cdot 100\%, \quad (2)$$

де $\rho = \frac{V_n}{V_k}$ – коефіцієнт накладних витрат інформаційної структури пакета.

Розглянемо проблему з іншого боку. Нехай в першому випадку об'єми інформації в пакеті: $V_k = V_{k1}$ і $V_n = V_{n1}$. В другому випадку поставимо завдання відносно змінити об'єми корисної та накладної інформації в пакеті $V_k = V_{k2} = K_1 V_{k1}$ і $V_n = V_{n2} = K_2 V_{n1}$. При цьому, якщо

$$K_1 \gg 1, \quad K_2 \geq 1, \quad K_1 \gg K_2, \quad (3)$$

то об'єм корисної інформації збільшиться набагато більше від об'єму накладної інформації.

Виходячи з формули (1), легко показати, що абсолютне та відносне зменшення ціни передачі інформації (або економія витрат) у другому випадку можуть бути обчислені відповідно за формулами:

$$\Delta p_e = \frac{K_1 - K_2}{K_1} \frac{V_{n1}}{V_{k1}} P_1 = (1 - \rho_2) \rho p_1,$$

$$\delta p_e = (1 - \rho_2) \rho, \quad (4)$$

де $\rho_2 = K_2/K_1$.

Якщо прийняти, що час роботи системи T , швидкість передачі R , то, враховуючи (4), абсолютну величину економії витрат ΔP_e можна обчислити так:

$$\Delta P_e = \frac{K_1 - K_2}{K_1} \frac{V_{н1}}{V_{к1}} P_1 RT = (1 - \rho_2) \rho P_1 RT \quad (5)$$

В зв'язку з тим, що величина накладних витрат зросла в K_2 раз (3), то для того, щоб організувати паралельну обробку заголовка (щоб не втратити на продуктивності КО) необхідні додаткові елементи в комутаційних пристроях, тобто додаткові капітальні витрати ΔP_d .

Якщо економія витрат ΔP_e зрівняється з додатковими витратами ΔP_d , то із формули (5) можна визначити термін окупності

$$T_{ок} = \frac{\Delta P_d}{P_1 R (1 - \rho_2) \rho} \quad (6)$$

Швидкість передачі інформації. Введемо наступні додаткові позначення: R_k – швидкість передачі корисної інформації, n_n – кількість пакетів, що передається за час T . Тоді швидкості передачі R загальної і R_k – корисної інформації визначаються за такими формулами:

$$R = \frac{n_n (V_k + V_n)}{T}, \quad R_k = \frac{n_n V_k}{T}. \quad (7)$$

Враховуючи (7), знайдемо зв'язок між швидкостями передачі загальної R та корисної R_k інформації

$$R_k = \frac{R}{1 + \rho}. \quad (8)$$

Враховуючи (7), (8), знайдемо абсолютне та відносне зменшення швидкостей передачі

$$\Delta R = R - R_k = n_n \cdot V_n / T = R_k \cdot \rho, \\ \delta R = \frac{\Delta R}{R} = \rho \cdot 100\% \quad (9)$$

При визначені ціни передачі одиниці інформації, аналогічно вище викладеному, розглянемо два випадки. Нехай за час T передається загальна інформація об'ємом V . Тоді кількості пакетів для першого та другого випадків визначаються формулами:

$$n_1 = \frac{V}{V_{к1} V_{н1}}, \quad n_2 = \frac{V}{K_1 V_{к1} + K_2 V_{к2}}.$$

Швидкість передачі корисної інформації у першому та другому випадках обчислюється за формулами:

$$R_{к1} = R \frac{V_{к1}}{V_{к1} + V_{н1}}, \quad R_{к2} = R \frac{K_1 V_{к1}}{K_1 V_{к1} + K_2 V_{н1}}.$$

Різниця між цими швидкостями дасть абсолютний виграш по швидкості у другому випадку

$$\Delta R_k = R \frac{\rho_1 (1 - \rho_2)}{(1 + \rho_1 \rho_2)(1 + \rho_1)},$$

$$\text{де } \rho_1 = \frac{V_{н1}}{V_{к1}}.$$

Продуктивність комутаційного обладнання. Звичайно продуктивність мережі визначається середнім числом пакетів, які доставляються адресатам за одиницю часу [1]. Але таке визначення не завжди адекватно характеризує цю величину, тому що пакети можуть бути різної довжини. Більш того, тут іде мова про продуктивність не мережі, а комутаційного обладнання. Тому під продуктивністю комутаційного обладнання χ будемо розуміти кількість інформації, яка пройшла через це обладнання із вхідних на вихідні порти за час T

$$\chi = V/T \quad (10)$$

Постановимо задачу знайти функціональну залежність зменшення реальної продуктивності при зміні відносної величини накладних витрат.

Нехай $n_{\text{п}}$ - число пакетів, що проходить через КО за час T , тоді загальна та корисна продуктивність обчислюються по формулах:

$$\chi = \frac{(V_{\text{к}} + V_{\text{н}})n_{\text{п}}}{T}, \quad \chi_{\text{к}} = \frac{V_{\text{к}}n_{\text{п}}}{T}$$

З останніх формул витікають абсолютна $\Delta\chi$ та відносна $\delta\chi$ величини зменшення продуктивності КО

$$\Delta\chi = \chi_{\text{к}}\rho, \quad (11)$$

$$\delta\chi = \rho \cdot 100\%. \quad (12)$$

Розглянемо два випадки з різними співвідношенням між знайденими витратами та корисною інформацією. Будемо вважати, що затримка виникає в основному за рахунок обробки заголовка пакета і практично не залежить від його довжини. Нехай $t_{\text{н}}$ - час, за який пакет проходить через КО, тоді для першого та другого випадків маємо:

$$V_1 = T(V_{\text{к1}} + V_{\text{н1}})/t_{\text{н}},$$

$$V_2 = T(K_1V_{\text{к1}} + K_2V_{\text{н1}})/t_{\text{н}}.$$

По формулі (10) знаходимо продуктивність КО для двох випадків

$$\chi_1 = \frac{V_{\text{к1}} + V_{\text{н1}}}{t_{\text{н}}}, \quad \chi_2 = \frac{K_1V_{\text{к1}} + K_2V_{\text{н1}}}{t_{\text{н}}}.$$

Досить легко показати, що абсолютна та відносна величини зміни продуктивності КО мають вигляд:

$$\Delta\chi = \chi_2 - \chi_1 = \chi_{\text{к1}} \cdot [(K_1 - 1) + (K_2 - 1)e_1],$$

$$\delta\chi = \frac{\Delta\chi}{\chi_{\text{к1}}} = [(K_1 - 1) + (K_2 - 1)\rho_1] \cdot 100\%. \quad (13)$$

Враховуючи, що $K_1 \gg 1$ та $K_2 \geq 1$, видно, що відносне збільшення продуктивності може досягати сотень процентів. Але збільшення довжини поля корисної інформації в пакеті може привести до збільшення помилок, яке в свою чергу приведе до необхідності повторення передачі пакетів, що еквівалентно зменшенню продуктивності КО. При незалежних помилках та відомій середній величині ймовірності помилки на біт P_0 , середня ймовірність помилки в пакеті визначається відомою формулою [2]

$$P_{\text{оп}} = 1 - (1 - P_0)^n, \quad (14)$$

де n число біт в пакеті.

Аналіз отриманих співвідношень. Із формул (2, 9, 12) відповідно бачимо, що відносні величини: приріст ціни передачі одиниці корисної інформації δp_k , зменшення швидкості передачі корисної інформації δR та зменшення продуктивності КО - $\delta \chi$ прямо пропорційно залежать від коефіцієнта накладних витрат ρ_1 .

На кожному рівні еталонної моделі взаємодії відкритих систем $\rho_1 \ll 1$ (для комірок АТМ $\rho_1 = 0,104$), але враховуючи, що таких рівнів сім, можна говорити про значне зниження техніко-економічних показників (30...50 %) мережі з комутацією пакетів. Показовою є формула (13). Продуктивність КО може збільшуватись в декілька разів при $K_2 \approx 1$. Продуктивність не залежить від початкового значення ρ_1 і є прямо пропорційна K_1 . Тобто при $K_1 = 2$ продуктивність збільшується в два рази, при $K_1 = 3$ в три рази і т.д.

Збільшення довжини даних в пакеті приводить до збільшення ймовірності помилки, що вимагає повторної передачі.

Розрахуємо по формулі (14) імовірність отримання пошкодженого пакета $P_{оп}$. Нехай $P_0 = 10^{-9}$, а число байт корисної інформації в пакеті складає 48 (технологія АТМ). Тоді $n = 48 \cdot 8 = 384$, а $P_{оп} = 3,84 \cdot 10^{-7}$. При збільшенні n в два рази $P_{оп} = 7,68 \cdot 10^{-7}$, при збільшенні n в три рази $P_{оп} = 11,52 \cdot 10^{-7}$. Таким чином імовірність прийому помилкового пакета прямо пропорційна його довжині.

Із розрахунків видно, що зменшення ймовірності прийому пакета практично не впливає на продуктивність КО.

Висновки.

1. Зниження накладних витрат є суттєвим фактором підвищення техніко-економічних показників мережі з комутацією пакетів.

2. Для зниження накладних витрат КО необхідно розробити новий стек протоколів еталонної моделі взаємодії відкритих систем.

3. Доцільно розглянути можливість побудови АТМ-технології зі змінною величиною комірки.

Список літератури: 1. *Протоколи и методы в сетях передачи данных*: Пер. с англ./ Под ред. Ф.Ф. Куо. М.: Радио и связь, 1985. 480 с. 2. *Котов П.А. Повышение достоверности передачи цифровой информации*. М.: Связь, 1980. 184 с.

Одеська національна академія зв'язку

Надійшла до редколегії 24.12.2001

АДАПТИВНАЯ ПРОСТРАНСТВЕННАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ ПО КРИТЕРИЮ МИНИМУМА МОЩНОСТИ ВЫХОДНОГО СИГНАЛА В УСЛОВИЯХ АПРИОРНОЙ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ О ПРОСТРАНСТВЕННОЙ СТРУКТУРЕ СИГНАЛА

Для линий радиосвязи наиболее типичными являются ситуации, когда направление прихода сигнала априори не известно, или же известно с точностью до некоторого углового сектора. Следовательно, имеет место полная или частичная априорная неопределенность о пространственной структуре сигнала. Поскольку установлено, что алгоритмы, синтезируемые с использованием критериев максимума отношения сигнал/(помеха+шум) (МОСП) и минимум среднеквадратического отклонения принимаемого сигнала от опорного (МСКО) непосредственно неприменимы даже в условиях частичной априорной неопределенности, рассмотрим случай критерия минимума мощности выходного сигнала (ММВ). Определим потенциальные возможности ММВ-алгоритмов, исследуем известные в настоящее время подходы к построению систем адаптивной пространственной обработки сигналов (АПОС) в виде пространственного фильтра (ПФ) с несколькими выходами, определим условия применения и оценим потенциальные возможности таких систем.

Для удобства анализа будем считать, что полезный сигнал, помехи и шумы взаимно некоррелированы и представим корреляционную матрицу (КМ) \mathbf{R}_{xx} в виде

$$\mathbf{R}_{xx} = \mathbf{R}_{ss} + \mathbf{R}_{\Sigma} + \mathbf{R}_{uuu}, \quad \mathbf{R}_{ss} = E\{\bar{s}(t)\bar{s}^H(t)\}, \quad \mathbf{R}_{\Sigma} = \sum_{l=1}^L \mathbf{R}_{ll}, \quad \mathbf{R}_{ll} = E\{\bar{p}_l(t)\bar{p}_l^H(t)\}, \quad \mathbf{R}_{uuu} = E\{\bar{u}(t)\bar{u}^H(t)\}.$$

Положим также, что шумы являются пространственно белыми, то есть $\mathbf{R}_{uuu} = \sigma_u^2 \mathbf{I}$, а сигнал и помехи узкополосны в пространственно-временном смысле и для КМ $\mathbf{R}_{ss}, \mathbf{R}_{ll}$ с точностью до постоянного коэффициента справедлива одноранговая аппроксимация

$$\mathbf{R}_{ss} = P_s \bar{\mathbf{V}}_s \bar{\mathbf{V}}_s^H, \quad \mathbf{R}_{ll} = P_l \bar{\mathbf{V}}_l \bar{\mathbf{V}}_l^H, \quad l = \overline{1, L}, \quad (1)$$

$$\text{где } \bar{\mathbf{V}}_s = [a_{s1} e^{j\varphi_{s1}} \dots a_{sN} e^{j\varphi_{sN}}]^T; \quad \bar{\mathbf{V}}_l = [a_{l1} e^{j\varphi_{l1}} \dots a_{lN} e^{j\varphi_{lN}}]^T.$$

Анализируя с учетом (1) варианты (3) и (4) решения задачи минимизации [1]

$$\min_W \bar{\mathbf{W}}^H \mathbf{R}_{xx} \bar{\mathbf{W}}, \quad \bar{\mathbf{W}} \in G, \quad (2)$$

где G – множество ограничений, обеспечивающее исключение тривиального ($\bar{\mathbf{W}} \equiv 0$) решения;

$$\bar{\mathbf{W}}_{MBM} = \beta \bar{\mathbf{Q}}(\lambda_{\min}(\mathbf{R}_{xx})), \quad (3)$$

где $\bar{\mathbf{Q}}(\lambda_{\min}(\mathbf{R}_{xx}))$ – собственный вектор (СВ), соответствующий минимальному собственному числу (СЧ) матрицы \mathbf{R}_{xx} , β – постоянного коэффициента;

$$\bar{\mathbf{W}}'_{MMB} = \beta \mathbf{R}_{xx}^{-1} \bar{\mathbf{C}}_j. \quad (4)$$

где $\bar{\mathbf{C}}_j$ – вектор с одной (j -ой) ненулевой компонентой, приходим к трем вариантам решений [1]: при ограничении $\bar{\mathbf{W}} = G_3$ – N линейно-независимых решений; в случае

ограничений $\bar{W} = G_1$ и $\bar{W} = G_2$ решение задачи единственно, если $L \geq N - 1$, а если $L < N - 1$, то существует несчетное множество решений, где $\bar{W}(t)$ – N -мерный вектор весовых коэффициентов (ВВК), N – количество антенных элементов (АЭ), L – количество входных сигналов. При этом все решения обеспечивают одинаковую глубину подавления помехи и, в общем случае, различные значения выходного отношения сигнал/(помеха+шум) (ОСПШ).

Из вышеизложенного непосредственно следует, что в случае, когда адаптация осуществляется при отсутствии полезного сигнала ($\mathbf{R}_{xx} = \mathbf{R}_{uu}, \mathbf{R}_{uu} = \mathbf{R}_{\Sigma} + \sigma_u^2 \mathbf{I}$) и выполняется неравенство $L < N$, ВВК типа (3) обеспечивает полное (до уровня теплового шума) подавление квазимонохроматических помех, а при использовании ВВК типа (4) глубина подавления помех зависит от входного отношения помеха/шум. В случае же, когда адаптация осуществляется при наличии полезного сигнала и при этом $L < N - 1$, то ВВК типа (3), (4) осуществляют подавление как помех, так и сигнала (соответственно до уровня теплового шума и на величину, зависящую от входных отношений сигнал/шум, помеха/шум).

Для большей общности сопоставим ВВК (3), (4) с учетом реальной (ненулевой) ширины спектра сигнала и помех, то есть рассмотрим ситуацию, при которой не выполняется представление (1). Ограничившись случаем антенной решетки (АР), состоящей из изотропных и невзаимодействующих АЭ, и, учитывая межэлементную декорреляцию комплексных огибающих сигнала и помех, корреляционные матрицы $\mathbf{R}_{ss}, \mathbf{R}_{ll}$ представим соответственно в виде [2]

$$\mathbf{R}'_{ss} = P_s \begin{vmatrix} 1\rho_{s12}e^{j\varphi_{s12}} & \dots & \rho_{s1N}e^{j\varphi_{s1N}} \\ \rho_{s21}e^{j\varphi_{s21}} & 1 & \dots & \rho_{s2N}e^{j\varphi_{s2N}} \\ \vdots & & & \\ \rho_{sN1}e^{j\varphi_{sN1}} & \dots & 1 & \dots \end{vmatrix}, \quad (5)$$

$$\mathbf{R}'_{ll} = P_l \begin{vmatrix} 1\rho_{l12}e^{j\varphi_{l12}} & \dots & \rho_{l1N}e^{j\varphi_{l1N}} \\ \rho_{l21}e^{j\varphi_{l21}} & 1 & \dots & \rho_{l2N}e^{j\varphi_{l2N}} \\ \vdots & & & \\ \rho_{lN1}e^{j\varphi_{lN1}} & \dots & 1 & \dots \end{vmatrix}, \quad (6)$$

где $\rho_{ski}(\rho_{lki})$ – нормированный коэффициент корреляции сигналов (помех от l -го источника) на выходах k -го и i -го АЭ; $\rho_{ski} = \rho_{sik}$; $\rho_{lki} = \rho_{lik}$; $\varphi_{ski} = j(\varphi_{sk} + \varphi_{si})$; $\varphi_{lki} = j(\varphi_{lk} + \varphi_{li})$. Анализируя КМ (5), (6) и вводя обозначение $\mathbf{R}'_{xx} = \mathbf{R}'_{\Sigma} + \mathbf{R}'_{\Sigma} + \sigma_u^2 \mathbf{I}$

$\left(\mathbf{R}'_{\Sigma} = \sum_{j=1}^L \mathbf{R}'_{jj} \right)$, приходим к выводу, что в случае реальных (с ненулевой шириной спектра)

сигналов и помех ВВК (3) единственен и всегда обеспечивает большую глубину подавления помех, чем ВВК типа (4). При этом, если $N = 2$, то нормированные СВ, соответствующие минимальным СЧ матриц \mathbf{R}'_{jj} и \mathbf{R}_{jj} тождественны, а если $N > 2$, то

$$\bar{Q}(\lambda_{\min}(\mathbf{R}'_{jj})) \neq \bar{Q}(\lambda_{\min}(\mathbf{R}_{jj})).$$

Для иллюстрации рассмотрим численный пример. Положим, что $N = 3$, а АР состоит из изотропных и невзаимодействующих АЭ, разнесенных в пространстве на $d_{12} = d_{21} = d = m_0/2$. Тогда КМ \mathbf{R}_{ss} и $\mathbf{R}_{nu} = \mathbf{R}_{11} + \sigma_u^2 \mathbf{I}$ можно представить в виде:

$$\mathbf{R}_{ss} = P_s \begin{bmatrix} 1 e^{-j\varphi_s} e^{-2j\varphi_s} \\ e^{j\varphi_s} 1 e^{-j\varphi_s} \\ e^{2j\varphi_s} - e^{j\varphi_s} 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{R}_{nu} = P_1 \begin{bmatrix} \alpha e^{-j\varphi_1} e^{-2j\varphi_1} \\ e^{j\varphi_1} \alpha e^{-j\varphi_1} \\ e^{2j\varphi_1} e^{j\varphi_1} \alpha \end{bmatrix}, \quad (7)$$

где $\alpha = 1 + \sigma_u^2/P_1$; $\varphi_s = \pi \sin \Theta_s$; $\varphi_1 = \pi \sin \Theta_1$; Θ_s, Θ_1 – углы прихода сигнала и помехи.

Для упрощения положим, что адаптация осуществляется при отсутствии полезного сигнала $\mathbf{R}_{xx} = \mathbf{R}_{nu}$ и, используя выражение (3), получим

$$\bar{W}_{1MMB} = [1 - 0,5e^{-j\varphi_1} - 0,5e^{-2j\varphi_1}]^H, \quad \bar{W}_{2MMB} = [-0,5e^{j\varphi_1} 1 - 0,5e^{-j\varphi_1}]^H, \\ \bar{W}_{3MMB} = [-0,5e^{2j\varphi_1} - 0,5e^{-j\varphi_1} + 1]^H.$$

При использовании ВВК (4), в свою очередь, имеем

$$\bar{W}'_{1MMB} = \left[1 + \frac{\sigma_u^2}{P_1} - 0,5e^{-j\varphi_1} - 0,5e^{-2j\varphi_1} \right]^H, \quad \bar{W}'_{2MMB} = \left[-0,5e^{j\varphi_1} 1 + \frac{\sigma_u^2}{P_1} - 0,5e^{-j\varphi_1} \right]^H, \\ \bar{W}'_{3MMB} = \left[-0,5e^{2j\varphi_1} - 0,5e^{j\varphi_1} + \frac{\sigma_u^2}{P_1} \right]^H.$$

Для случая ВВК $\bar{W}_{1MMB} - \bar{W}_{3MMB}$ зависимости выходного ОСПШ от угла прихода полезного сигнала, рассчитанные при значениях $\Theta_1 = 30^\circ$, $10 \lg P_1/\sigma_u^2 = 20 \text{ дБ}$, $10 \lg P_s/P_1 = -10 \text{ дБ}$ представлены на рис. 1. При этом цифрами 1, 2, 3, обозначены зависимости, полученные с использованием ВВК \bar{W}_{1MMB} , \bar{W}_{2MMB} , \bar{W}_{3MMB} соответственно. (Для выбранного соотношения помеха/шум зависимости, полученные с использованием ВВК $\bar{W}'_{1MMB} - \bar{W}'_{3MMB}$, практически совпадают с соответствующими кривыми, представленными на рис.1). Из рис. 1 видно, что в зависимости от угла прихода сигнала различия ОСПШ, потенциально достижимого с использованием ВВК типа (3) или ВВК типа (4), могут достигать 6 дБ и более. Можно показать, что указанные различия возрастают при увеличении числа АЭ.

Для иллюстрации и более подробного сопоставления ВВК (3), (4) воспользуемся методом имитационного моделирования и для исключения возможной неоднозначности решений ограничимся случаем $N = 2$. Результаты моделирования представлены на рис. 2 – 4, где цифрой 1 обозначены зависимости, полученные при использовании ВВК (3), а цифрой 2 – ВВК (4). При этом на рис. 2, 3 показаны зависимости нормированного значения мощности помехи на выходе АР ($P_{1вbx}/P_1$) соответственно от входного отношения помеха/шум (рис. 2) и нормированного коэффициента взаимной корреляции комплексных огибающих $\rho = \rho_{112}$ помехи на выходах АЭ (рис. 3), а на рис. 4 представлены зависимости выходного ОСПШ от входного отношения помеха/сигнал. При проведении моделирования предполагалось, что АР состоит из изотропных и невзаимодействующих АЭ, разнесенных в пространстве на $d = m_0/2$, и использовались следующие гипотезы о характере сигнально-

помеховой обстановки: – несущие частоты и формы спектра сигнала и помехи тождественны; – угол прихода помехи $\Theta_1 = 30^\circ$ (рис. 2 – 4); – угол прихода сигнала $\Theta_s = 0^\circ$ (рис. 4); – отношение мощности помехи (сигнала) к дисперсии теплового шума $10 \lg P_1 / \sigma_{ш}^2 = 10 \text{ дБ}$ (рис. 3), $10 \lg P_1 / \sigma_{ш}^2 = 20 \text{ дБ}$ (рис. 4), $10 \lg P_s / \sigma_{ш}^2 = 10 \text{ дБ}$ (рис. 4). Кроме того, предполагалось, что сигнал и помеха узкополосны в пространственно-временном смысле и для соответствующих КМ справедливы представления (5), (6).

Из графиков (рис. 2. – 4) видно, что ВВК типа (3) практически инвариантны к входному отношению помеха/шум и во всех случаях обеспечивают большую глубину подавления помех, чем ВВК типа (4). Кроме того, в тех случаях, когда применение ММВ-алгоритмов не приводит к подавлению полезного сигнала (например, когда $L = N - 1$, $P_s < P_l$, $l = \overline{1, L}$) ВВК типа (3) обеспечивают большее выходное ОСПШ, чем ВВК типа (4).

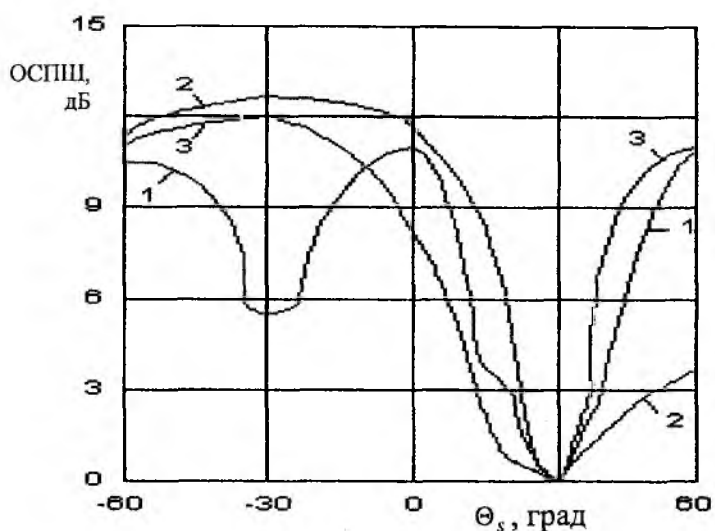


Рис. 1

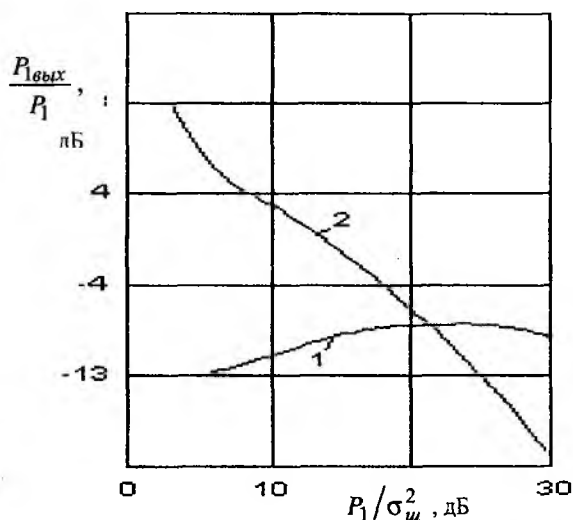


Рис. 2

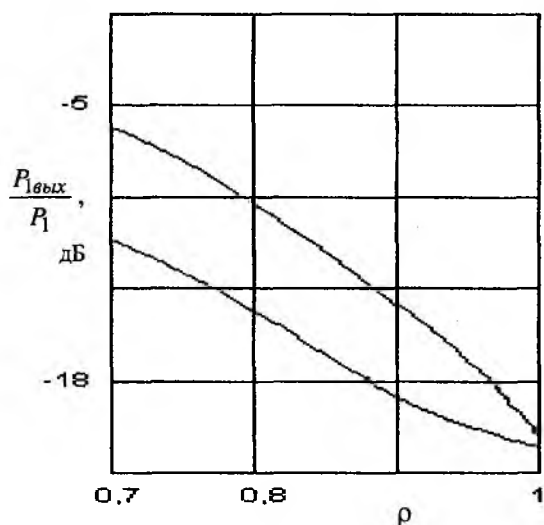


Рис. 3

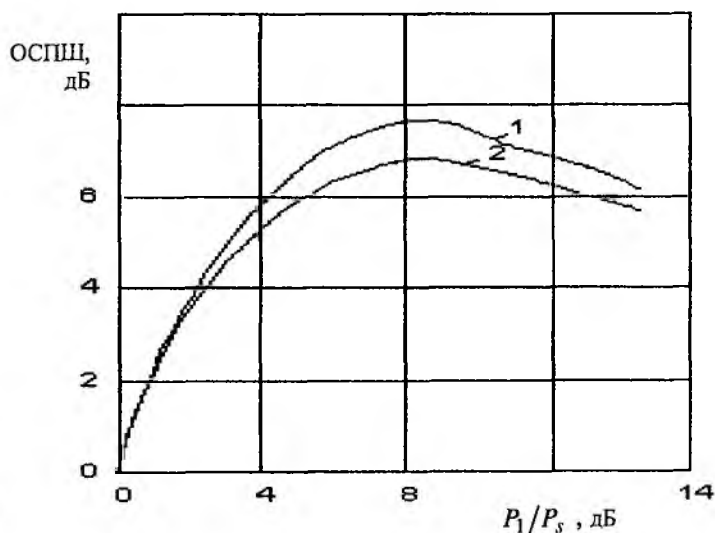


Рис. 4

На основании приведенного анализа можно сделать следующие выводы:

1. В случае квадратичных ограничений решение задачи минимизации мощности выходного сигнала АР совпадает с СВ, соответствующим минимальному СЧ корреляционной матрицы входных сигналов, а в случае линейных ограничений задача минимизации мощности эквивалентна выбору соответствующего столбца обратной КМ.

2. В случае, когда для КМ-сигнала и помех справедлива одноранговая аппроксимация, задача минимизации мощности с квадратичными ограничениями имеет $N - L - 1$ ($N - L$ – при отсутствии сигнала) линейно-независимых решений, обеспечивающих одинаковую глубину подавления помех и в общем случае различные значения выходного ОСПШ. В указанных условиях задача минимизации мощности с линейными ограничениями имеет N линейно-независимых решений.

3. Алгоритмы АПОС, синтезированные по критерию ММВ с квадратичными ограничениями, инвариантны к уровню теплового шума и обеспечивают большее подавление как узкополосных, так и "широкополосных" помех, чем алгоритмы, реализующие критерий ММВ с линейными ограничениями.

4. В случае, когда расчет ВВК осуществляется при наличии сигнала и при этом $N > (L + 1)$, полезный сигнал может быть подавлен в процессе адаптации, даже если на входе АР выполняется неравенство $P_s < P_l$, $l = \overline{1, L}$. Поэтому при практической реализации необходимо применять меры по снижению числа степеней свободы АР.

Непреднамеренное подавление полезного сигнала – основной недостаток ММВ-алгоритмов, практически исключающий возможность их непосредственного использования в военных линиях радиосвязи. Этот недостаток внутренне присущ самому критерию ММВ и в практических приложениях речь может идти только о способах применения ММВ-алгоритмов, уменьшающих вероятности непреднамеренного подавления сигнала [3 – 4]. В настоящее время, по – видимому, единственный конструктивный способ использования ММВ-алгоритмов – "двухканальный" вариант построения системы АПОС. При таком подходе система АПОС постоянно находится в режиме обучения, а собственно для приема сигналов используется только в том случае, когда качество приема становится хуже некоторого порога. Таким образом, исключается возможность непреднамеренного сигнала для тех случаев, когда для его удовлетворительного приема достаточно имеющегося в линии ресурса помехозащиты. Однако "двухканальный" вариант неработоспособен в случае помех, соизмеримых по мощности с полезным сигналом и не позволяет реализовать обширные потенциальные возможности АПОС.

Список литературы: 1. Марчук Л.А., Гиниятуллин Н.Ф., Коляничко А.В. Анализ алгоритмов минимизации мощности выходного сигнала в адаптивных антенных решетках // Радиотехника и электроника. 1997. Т.42, № 6. С.1-6. 2. Марчук Л.А., Прасьяко А.Д. Максимизация ОСПШ в задачах адаптивной пространственной фильтрации относительно широкополосных сигналов // Известия вузов. Серия Радиотехника. 1996. Т.39, № 8. С.72-75. 3. Комpton P.T. Адаптивная антенная решетка в широкополосной системе связи // ТИИЭР. 1978. Т.66, № 3. С. 23-34. 4. Gardner W.A., Spooner C.M. The cumulant theory of cyclostationary time – series, part I: Foundation // IEEE Trans. Signal Processing. 1994. Vol.42, № 12. Pp. 3887- 4308.

Харьковский национальный
университет радиотехники

Поступила в редколлегию 14.01.2002

СТАТИСТИЧЕСКАЯ ОБРАБОТКА РЕЗУЛЬТАТОВ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛОВ В СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМАХ СВЯЗИ

Введение

Системы спутниковой связи (ССС) по-прежнему занимают важное место в обеспечении связи, позволяют удовлетворить срочные потребности в каналах связи, обеспечить быструю переброску групп каналов на другие направления в зависимости от изменения трафика, организовать оперативную связь в условиях стихийных бедствий и катастроф.

Современные технологии спутниковых телекоммуникаций обеспечивают большую гибкость при создании сетей ведомственной и деловой связи в интересах государственных и коммерческих структур, при организации некоммутируемых каналов для построения компьютерных сетей на обширных территориях, обеспечивают возможность предоставления одновременно нескольких видов услуг с помощью одной станции спутниковой связи (передача данных, двусторонняя телефонная, видеоконференцсвязь и др.).

В последние годы интенсивно развиваются средства подвижной спутниковой связи и персонального радиовызова. Подвижная спутниковая связь становится особенно актуальной в связи с вводом в действие глобальных систем с использованием низкоорбитальных ретрансляторов. На базе терминалов подвижной спутниковой связи возможно также развертывание сетей фиксированной телефонной связи по типу "переговорных пунктов" в сельской местности, где организация телефонных каналов другими средствами экономически нецелесообразна.

Вместе с тем, требования к качеству связи и предоставляемых услуг телекоммуникаций постоянно возрастает. Обеспечение качества спутниковой связи требует, в свою очередь, постоянного мониторинга радиочастотного спектра и радиочастотных измерений.

Измерения на цифровой сети, использующей спутниковую связь

Радиочастотные измерения систем спутниковой связи представляют собой большой класс измерений, связанных с анализом радиочастотных каналов и систем спутниковой связи. Структурная схема организации радиочастотных измерений на цифровой сети, использующей спутниковую связь, представлена на рис. 1.

Согласно схеме, радиочастотные измерения входят составной частью в комплекс измерений на сети. Из технологии радиочастотных измерений могут быть исключены измерения параметров цифровых трактов системы передачи и частично измерения каналообразующей аппаратуры, так как они связаны с анализом цифровой сети вне зависимости от среды распространения сигнала.

Основу радиочастотных измерений составляют измерения параметров сигналов, связанные с анализом электромагнитной обстановки во всем спектре, используемом системой передачи.

Основу спутниковых систем передачи составляют спутниковые ретрансляторы. К измерениям ретрансляторов относятся: измерение АЧХ, измерения линейности усилителей, измерение ФЧХ, измерение шумов ретрансляторов.

К измерениям характеристик компонентов радиочастотного тракта относятся измерения параметров модемов, анализ работы усилителей, анализ работы фильтров, измерения уровней собственных тепловых и фазовых шумов элементов радиочастотного тракта, измерения параметров задающих генераторов приемника и передатчика, измерения антенных систем.

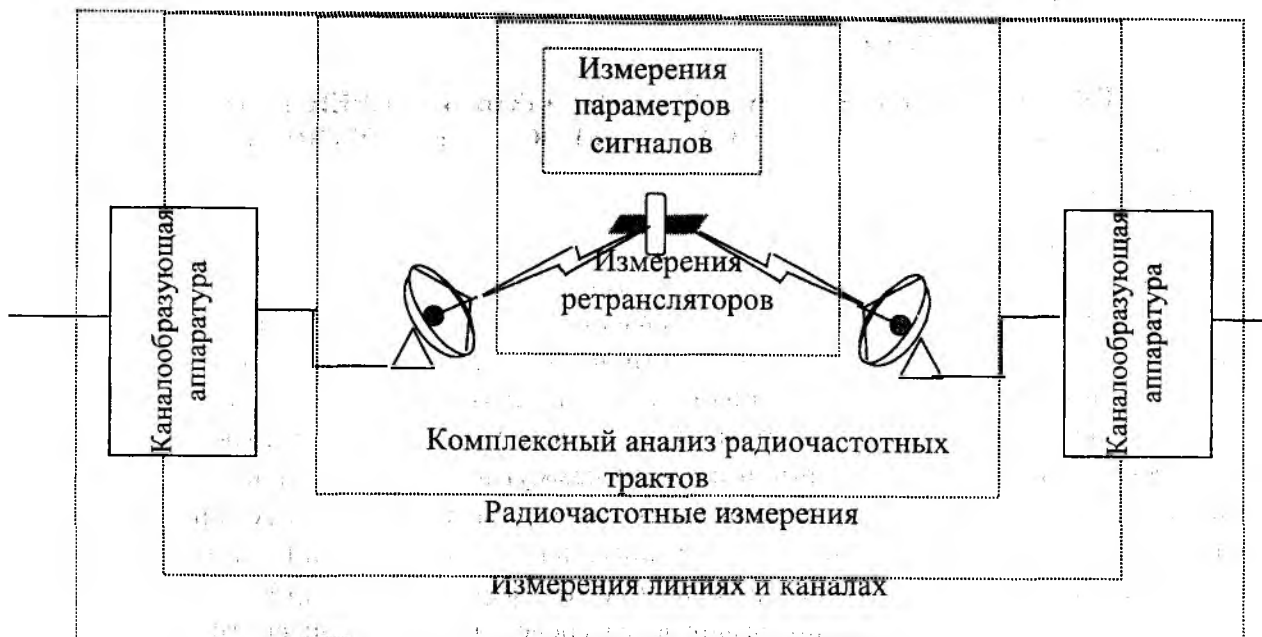


Рис. 1

Все перечисленные выше измерения производятся для того, чтобы добиться требуемого качества связи или наименьшего параметра ошибки в системе передачи. Основным параметром цифровых систем передачи, использующих радиочастотный тракт, является вероятность ошибки (BER). Поэтому окончательные параметры спутниковой системы передачи определяются в виде функциональных зависимостей от BER. Зависимость BER от отношения сигнал/шум (ОСШ) в спутниковой системе передачи практически наиболее важный параметр, так как позволяет учесть вклад всех устройств тракта. Теоретически параметр BER при ОСШ менее 20 дБ составляет более 10^{-3} [1]. На практике BER отличается от теоретического параметра тем, что для заданного значения BER требуется большее значение ОСШ. Это связано с различными причинами ухудшения параметров в трактах ПЧ и РЧ, а также с различного рода замираниями в каналах распространения. Кроме того, в реальных каналах распространения, кроме шумов, присутствуют сосредоточенные по спектру помехи, мощность которых достигает нескольких десятков децибел по отношению к мощности полезного сигнала. Поэтому более адекватной является зависимость BER от отношения сигнал/(помеха+шум) (ОСПШ). В свою очередь, ОСПШ в спутниковых системах связи может существенно изменяться в зависимости от поляризации сигналов и помех.

Проблемы поляриметрии

Поляризация является физической характеристикой электромагнитного поля (ЭМП), определяющей особенности пространственного расположения и изменения во времени вектора напряженности электрической $E(t)$ (или магнитной $H(t)$) составляющей.

На практике наличие ЭМП и его параметров в конкретной точке пространства определяются не по составляющим векторов напряженности поля $E(t, r)$ и $H(t, r)$, а по наблюдаемым величинам напряжений $u(t)$ и токов $i(t)$, протекающих в согласованных нагрузках антенных элементов [2]. Напряжение $u(t)$, индуцированное полем $E(t)$ на

согласованной нагрузке антенны, обладающей электрической длиной l , равно скалярному произведению этих векторов:

$$u(t) = (\vec{E}(t), \vec{l}) = E(t)l \cos(\widehat{\vec{E}(t), \vec{l}}). \quad (1)$$

При этом задача приема антенной ЭМП состоит в получении соответствующего замкнутого отображения:

$$f: \vec{E}(t) \rightarrow \vec{u}(t). \quad (2)$$

Поэтому задачи измерения поляризационных параметров (поляриметрии) обычно решаются посредством измерения напряжений $u(t)$ или токов $i(t)$ в элементах антенных систем.

Проблеме поляриметрии посвящено достаточно большое число работ [3,4,5] и др. Методы поляриметрии сводятся к набору и обработке статистики.

Конкретные значения статистических параметров поляризационной структуры сигналов в линиях связи играют важную роль при использовании не только методов пространственно-временной обработки сигналов и помех, но и традиционных методов связи, при которых, как правило, применяются приемные и передающие антенны с фиксированными поляризационными параметрами. Это обусловлено тем, что различные изменения поляризации сигналов приводят к рассогласованиям в точке приема и так называемым поляризационным замираниям, к снижению энергии принятого сигнала, к появлению кросс-поляризационных компонентов и др. Кроме того, в реальных условиях, кроме наблюдаемых выборочных значений поля $E(t)$ или $u(t)$, имеют место ошибки измерения $\Delta u(t)$, обусловленные погрешностью измерительных приборов. Ошибки появляются также в результате воздействия помех и шумов во входных элементах поляриметра. Во многих практических случаях эти погрешности удается аппроксимировать гауссовским законом и считать их результатом воздействия эквивалентного белого или окрашенного шума.

В настоящее время можно считать достаточно хорошо разработанными методы поляриметрии регулярных и случайных однородных по различным параметрам, полностью поляризованных полей. Поляриметрия неоднородных полей, нестационарных по различным физическим параметрам, значительно сложнее и требует использования принципиально новых методов и допущений, особенно в тех случаях, когда необходимо обеспечить ее в реальном масштабе времени.

Оценивание поляризационных параметров имеет самостоятельное значение и это оценивание необходимо при решении различных задач связи, например, при установлении и поддержании связи с корреспондентом, поляризация которого неизвестна в силу произвольной ориентации его антенны, подвижности носителя источника сигнала либо в силу случайной анизотропии самого канала распространения, при изучении свойств и параметров источников сигналов, при исследовании сред распространения, при юстировке антенных систем.

Важную роль играет оценивание поляризационных параметров как составляющая, предварительная операция при решении более общих задач: поляризационного подавления или режекция сосредоточенных помех. В этом случае оценивают поляризационные параметры перед ортогонализацией базиса антенны по отношению к поляризации

действующей помехи, при восстановлении ортогональности принимаемых сигналов в системах связи с повторным использованием частот (ПИЧ) и других.

Таким образом, в общем случае $\vec{E}(t)$ представляет собой векторный случайный процесс или случайное поле, развивающееся в пространстве и во времени. При неизменном направлении прихода такого поля в точку приема пространственное положение его вектора может быть полностью описано лишь в трехмерной системе координат, а само отображение (2) должно обеспечиваться с помощью трехэлементной, например, трипольной турникетной антенны. Это требование удовлетворяет теореме Гуревича об устойчивости отображений (2), что выполняется при условии соотношения размерности отображения в виде:

$$\dim E \leq \dim u. \quad (3)$$

В некоторых случаях, в частности, при известном направлении прихода волны обладающей плоским фазовым фронтом, размерность представления вектора $\vec{E}(t)$ соответствует двум. В качестве примера на рис.2 показаны две ортогонально поляризованных волны эллиптической поляризации $\vec{E}^T(t) = \{E_\xi(t), E_\eta(t)\}$ (T – операция транспонирования), векторы напряженностей которых совпадают с осями, образующими базис в виде эллипсов с противоположными направлениями вращения, равными эксцентриситетами и взаимно перпендикулярными большими осями.

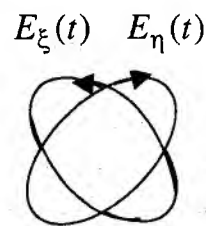


Рис. 2

В реальной обстановке статистические характеристики ЭМП зачастую неизвестны, а наблюдения, используемые для получения соответствующих статистик, являются условными, зависящими от выбранного поляризационного базиса $\{\xi, \eta\}$ и подвержены влиянию помех. Полученные при этом оценки параметров поляризации, как и сама статистика процессов $u_\xi(t)$, $u_\eta(t)$, уже должны определяться относительно условий наблюдения.

При получении выборочной статистики наблюдений $\vec{E}^T_{iN} = \{E^i_\xi, E^i_\eta\}$, $i = \overline{1, N}$ (N - число отсчетных значений) желательно отдельные значения этой статистики E^i иметь независимыми. Независимость отсчетов может быть достигнута, например, разложением компонентов $E_\xi(t)$, $E_\eta(t)$ в ряд по системе ортогональных функций.

Оценка элементов матрицы когерентности

Для ограниченного числа независимых отсчетов ($N < \infty$)

$$\begin{cases} E_\xi = E^1_\xi, E^2_\xi, \dots, E^N_\xi, \\ E_\eta = E^1_\eta, E^2_\eta, \dots, E^N_\eta, \end{cases} \quad (4)$$

максимально правдоподобной оценкой матрицы когерентности

$$J = \begin{pmatrix} \sigma_{11} & \sigma_{12} \\ \sigma_{21} & \sigma_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sigma^2_i & \sigma_i \sigma_j \rho_{ij} \\ \sigma_i \sigma_j \rho_{ij} & \sigma^2_j \end{pmatrix} \quad (5)$$

является выборочная ковариационная матрица [6]:

$$S = \frac{1}{N-1} \sum_{j=1}^N \sum_{i=1}^N [E_i - \langle E \rangle][E_j - \langle E \rangle]^T, \quad (6)$$

где $\langle E \rangle$ - среднее значение; ρ_{ij} - комплексный коэффициент корреляции; σ_i^2 - дисперсия по i -му каналу.

Поскольку матрица когерентности (5), и, соответственно, и (6), комплексны, то для решения задачи в пространстве вещественных переменных число координат выборочного вектора (4) необходимо удвоить, т.е. перейти к вещественному четырехмерному вектору $x = (x_1, x_2, x_3, x_4)$. Тогда для рассматриваемых каналов типа рэлеевских, райсовских, матрица когерентности

$$J = \begin{pmatrix} \sigma_1^2 & 0 & d\sigma_1\sigma_2 & q\sigma_1\sigma_2 \\ 0 & \sigma_1^2 & -q\sigma_1\sigma_2 & d\sigma_1\sigma_2 \\ d\sigma_1\sigma_2 & -q\sigma_1\sigma_2 & \sigma_2^2 & 0 \\ q\sigma_1\sigma_2 & d\sigma_1\sigma_2 & 0 & \sigma_2^2 \end{pmatrix}, \quad (7)$$

где d и q - коэффициенты корреляции между одноименными и разноименными квадратурными составляющими волны ($d, q = \frac{a_{ij}}{\sqrt{a_{ii}a_{jj}}}$, $i, j = 1, 2, 3, 4$, $i \neq j$); a - элементы выборочной ковариационной матрицы (4x4), являющиеся составляющими модуля комплексного коэффициента корреляции:

$$|\rho| = \sqrt{d^2 + q^2} \quad (8)$$

Известно [6], что положительная матрица $A = (N-1)S$ распределена по закону Уишарта:

$$w(A) = \frac{|A|^{\frac{1}{2}(N-r-2)} \exp\left(-\frac{1}{2} S_p^{-1} A\right)}{2^{\frac{N-1}{2}} \pi^{\frac{r(r-1)}{4}} |J|^{\frac{N-1}{2}} \prod_{i=1}^r \Gamma\left(\frac{1}{2}(N-r)\right)}, \quad (9)$$

где r - ранг матрицы; $\Gamma(\cdot)$ - гамма-функция; S_p - след матрицы S .

Интегрированием по соответствующим параметрам вычисляются конечные выражения для матрицы когерентности, которые могут быть использованы в адаптивных алгоритмах поляриметрии.

При ПИЧ возникает проблема влияния переходных, из i в j каналах и обратно, помех, вызванных деполяризацией в тракте распространения радиоволн. Наиболее существенные поляризационные искажения наблюдаются в дециметровом и нижней части сантиметрового диапазонов, где проявляется эффект Фарадея [2] и где сосредоточены диапазоны частот основных систем подвижной связи. На поляризационную структуру сигналов в системах ПИЧ влияют также гидрометеоры в жидкой и твердой фазах [2], рассеивающее падающее поле. Кроме того, поляризационные искажения наступают в тех условиях, когда прием сигналов осуществляется на скате главного лепестка диаграммы направленности антенны.

Все эти три главные причины в разной степени влияют на качество приема полезных сигналов, и качество этого приема однозначно зависит от степени поляризации. Известно [2], что степень поляризации m численно равна максимуму комплексного коэффициента корреляции ρ_{ij} . Максимально правдоподобной оценкой ρ_{ij} является оценка Пирсона:

$$\hat{\rho}_{ij} = \frac{\sum_{j=1}^N \sum_{i=1}^N [E_i - \langle E \rangle][E_j - \langle E \rangle]^T}{\sqrt{[E_i - \langle E \rangle]^2} \sqrt{[E_j - \langle E \rangle]^2}}. \quad (10)$$

Распределение вероятностей $w(\hat{\rho})$ получим из закона распределения Уишарта, интегрируя (9) по выборочным дисперсиям, и переходя к новым переменным, определяемым выражением (8), получим:

$$w(\hat{\rho}_{ij}) = \frac{\Gamma(0,5(N-1))}{\Gamma(0,5(N-2))\sqrt{\pi}} (1-\hat{\rho}^2)^{\frac{N-4}{2}}. \quad (11)$$

На рис. 3 представлены графики плотности распределения оценки $w(\hat{\rho}_{ij})$ для $\rho = 0,2$.

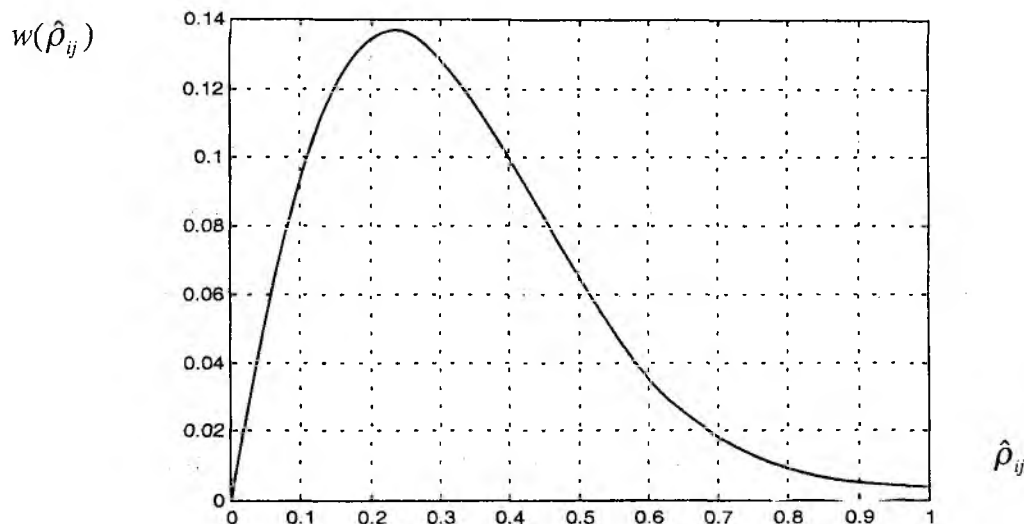


Рис.3

Таким образом, поляриметрия сигналов спутниковых систем связи обеспечивают контроль качества передачи информации.

Список литературы: 1. Бакланов И.Г. Методы измерений в системах связи. Эко-трендз. М.: 1999. 195 с. 2. Родимов А.П., Поповский В.В. Статистическая теория поляризационно-временной обработки сигналов и помех. М.: Радио и связь. 1984. 272 с. 3. Борн М., Вольф Э. Основы оптики. М.: Наука, 1970. 740 с. 4. Канарейкин Д.Б., Павлов Н.Ф., Потехин В.А. Поляризация радиолокационных сигналов. М.: Сов. радио, 1966. 440 с. 5. Канарейкин Д.Б., Потехин В.А., Шишкин И.Ф. Морская поляриметрия. Л.: Судостроение, 1968. 328 с. 6. Андерсон Т. Статистический анализ временных рядов. М.: Мир, 1976. 760 с.

Харьковский национальный
университет радиозлектроники

Поступила в редколлегию 23.04.2002

АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПЕРЕДАЧИ РАДИОСИГНАЛОВ В ОФИСНЫХ И КАМПУСНЫХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ

Общие сведения

Принятые IEEE в 1999 году стандарты 802.11 на беспроводные сети находят все большее практическое применение как при построении офисных телекоммуникационных систем, так и систем более широкого применения, например кампусных [1]. Близким по характеристикам является предложенный Европейским институтом телекоммуникационных стандартов (ETSI) протокол Hiper LAN-2. Один и другой рекомендуют использовать технологию ортогонального частотного мультиплексирования (OFDM). В этих протоколах предусмотрена параллельная передача информации по различным частотным каналам, помехоустойчивое кодирование и методы обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС). Эта ЭМС достигается применением частотной адаптации (Dynamic Frequency Selection - DFS) и управлением мощностью передатчика (Transmit Power Control - TPC). Все это по мнению разработчиков позволит получить надежность работы системы в течение $H=99,99\%$ времени.

Несмотря на то, что связь в системах с Hiper LAN-2 и 802.11 предусматривается осуществлять в нелицензируемых диапазонах частот $\Delta f_1=5,15\dots 5,35$ ГГц и $\Delta f_2=5,725\dots 5,825$ ГГц, мощности передатчиков составляют значительные величины 250 мВт...1 Вт, что для обслуживающего персонала сказывается негативно. Вместе с тем, во многих случаях такие уровни и не нужны. Все это требует детальных исследований для того, чтобы при проектировании LAN или MAN можно быть уверенным в качественном решении и соблюдении условий ЭМС, экологии и биологической защиты.

Постановка задачи

В соответствии с протоколом 802.11a для работы в эфире выделяется полоса частот $\Omega=20$ МГц с шагом $\Delta\Omega=300$ кГц, то есть всего выделяется $N = \frac{\Omega}{\Delta\Omega}$ - число частот. За счет случайных изменений условий распространения радиоволн (многолучевость, экранирование, рассеяние), обусловленных перемещением в пространстве различных объектов, качество передачи информации на каждой из $n = 1, N$ частот случайно изменяется. Это качество будем характеризовать параметром q , который может быть различным в зависимости от условий функционирования системы, например, это может быть отношение уровней сигнал/шум.

Наличие многолучевого характера распространения радиоволн приводит к тому, что в точку приема приходит прямая волна и одна или несколько отраженных. Они образуют в этой точке интерференционную картину. При этом наиболее неприятной является ситуация, когда прямая и отраженная волны, складываясь в противофазе, приводят к замираниям. Вместе с тем, эти замирания в различных участках выделенной полосы Ω различны. Передача сигналов по протоколу 802.11a организуется таким образом, что из всего числа частот N одновременно задействованными оказывается лишь $M < N$. Возникает задача выбора такого набора из M используемых каналов, который будет отличаться наилучшим качеством q [1,2,3].

Задача по содержанию является многопараметрической, поскольку на каждом из M каналов качество q будет различно. Вместе с тем, шаг $\Delta\Omega=300$ кГц в протоколе 802.11a выбран таким образом, чтобы для офисной обстановки фазовая разница в путях

прохождения прямой и отраженной волн для соседних каналов приводила к времени запаздывания $\Delta t \geq 10^{-10} \dots 10^{-11}$ сек. Это позволяет считать, что на соседних и более удаленных частотах выделенной полосы Ω появление замираний происходит практически независимо. В предположении этой независимости в качестве оптимизируемой рационально выбрать функцию [6]

$$Q_n(t) = \min_m q_{mn}(t), \quad (1)$$

где $q_{mn}(t)$ - значение параметра качества в m -м наборе частот $m = \overline{1, M}$. Очевидно, число вариантов таких наборов составит $N - M + 1$.

Задача оптимизации состоит в получении максимума функции (1)

$$Q(t) = \max_n Q_n(t) = \max_n \min_m q_{mn}(t). \quad (2)$$

Найдем решение этой задачи.

Решение задачи

Поскольку по постановке задача недостаточно определена, то для ее решения воспользуемся методами порядковых статистик [4]. Для этого в произвольный фиксированный момент t построим из значений $q_n(t)$ вариационный ряд:

$$q_{nN} \leq q_{nN-1} \leq \dots \leq q_{n1}. \quad (3)$$

Привлекая правило (2), выберем M частот таким образом, чтобы

$$Q = q_{nm+m}, \quad m = \overline{0, m_{\max}}. \quad (4)$$

Тогда функция плотности распределения вероятностей показателя (4) определяется для $(M - m)$ -го сверху члена вариационного ряда формулой [4]:

$$w_Q(Q | Q = q_{nm+m}) = N C_{N-1}^{M+m+1} F^{N-(M-m)}(Q) [1 - F(Q)]^{M+m-1} w(Q), \quad (5)$$

где $w(\cdot)$ и $F(\cdot)$ - соответственно: плотность и функция распределения q для каждой из частот передачи, N - объем выборки, C_N^M - число сочетаний M из N .

Усредняя по всем возможным расположениям M из N , получим безусловную плотность распределения для Q :

$$w_Q(Q) = N \sum_{m=0}^{m_{\max}} p_{M+m} C_{N-1}^{M+m-1} F^{N-(M+m)}(Q) [1 - F(Q)]^{M+m-1} w(Q), \quad (6)$$

где $p_{M+m} = p\{Q = q_{nM+m}\}$ - вероятность того, что $Q = q_{nM+m}$.

Плотность распределения параметра качества m -го канала в M -наборе найдем из условий того, что вследствие статистической однородности любой рассматриваемый канал соответствует с равной вероятностью любому из $M + m$ верхних чисел ряда (5). Это позволяет (6) преобразовать к виду:

$$w_q(q) = N \sum_{m=0}^{m_{\max}} \frac{p_{M+m}}{M+m} \sum_{K=1}^{M+m} C_{N-1}^{K-1} F^{N-K}(q) [1 - F(q)]^{K-1} w(q). \quad (7)$$

Выражение (7) далее можно использовать для получения конкретных значений конечных показателей качества – средней вероятности ошибочного приема бинарного импульса $P_{ош}$ и вероятности появления пакета ошибок $P_{пак}$. Так, считая, что вероятность ошибки одиночного импульса задана функцией $p(q) = p(h^2)$, где $h^2 = P_c / P_{ш}$, получим выражение для средней вероятности ошибки:

$$\overline{P_{ош}} = \int_0^{\infty} p(q)w_q(q) dq . \quad (8)$$

Вероятность появления пакета ошибок

$$P_{пак} = \int_0^{q_{доп}} w_q(q) dq , \quad (9)$$

где $q_{доп}$ - допустимое качество приема сигналов, при котором выполняются заданные требования.

Получить общие решения для (8), (9) и для среднего $E[Q] = \overline{Q}$ не удастся. Зато можно найти эти значения для частных случаев, а также получить верхнюю и нижнюю оценки. Получим эти значения. Информация передается по всем M параллельным каналам, то есть когда $N = M$, $m_{\max} = 0$. Из (7) получаем среднее значение параметра Q , нормированное к его же среднему значению при неадекватной передаче, когда [5,6]:

$$\overline{Q} = \frac{N \sum_{m=0}^{m_{\max}} \zeta_{M+m} C_{N-1}^{M+m-1} \int_0^{\infty} Q F^{N-(M+m)}(Q) [1 - F(Q)]^{M+m-1} w(Q) dQ}{M \int_0^{\infty} Q [1 - F(Q)]^{M-1} w(Q) dQ} . \quad (10)$$

Другим крайним случаем является значение, когда $M \ll N$, то есть когда при выборе M пачек частот существует достаточно много непрекрывающихся вариантов B их размещения ($B \gg 1$) в выделенной полосе Ω .

Плотность распределения качества Q при этом определяется [4] через выражение для максимального члена вариационного ряда выборки объемом B из генеральной совокупности с плотностью, которая в свою очередь определяется как функция наименьшей порядковой статистики выборки объемом M из генеральной совокупности $w(q)$:

$$w_Q(Q) = N \left[1 - (1 - F(Q))^M \right]^{B-1} [1 - F(Q)]^{M-1} w(Q) . \quad (11)$$

Поступая аналогично (10), то есть нормируя и переходя к среднему, получаем:

$$Q \geq \frac{B_0 \int_0^{\infty} Q \left[1 - (1 - F(Q))^M \right]^{B-1} [1 - F(Q)]^{M-1} w(Q) dQ}{\int_0^{\infty} Q [1 - F(Q)]^{M-1} w(Q) dQ} . \quad (12)$$

Получим оценку для $P_{ош}$ и $P_{пак}$, определяемых из (8) и (9). Для этого воспользуемся выражением для двумерной плотности распределения вероятностей минимального и k -го членов вариационного ряда [4]. Зафиксировав положения соответствующей пачки M частот, получаем:

$$w_q(q/Q) = \frac{[1 - F(q)]^{M-1} w(q) \delta(Q - q)}{M [1 - F(Q)]^{M-1} w(Q)} + \frac{(M - 1)w(q)}{M [1 - f(Q)]}, \quad (13)$$

где $q \geq Q$.

Безусловная плотность для параметра q в одном канале из M -пачки имеет вид:

$$w_q(q) = \int_0^{\infty} w_q(q/Q) w_Q(Q) dQ. \quad (14)$$

В выражении (14) первый подынтегральный сомножитель представляет собой плотность (13), а второй – плотность (11). Окончательную верхнюю оценку вероятности ошибки находим, подставляя (14) в (8) и (9).

Анализ полученных решений. Для проведения анализа необходимо задаться определенной сигнально-помеховой обстановкой. Возьмем характерный используемый в протоколах 802.11а класс фазомодулированных бинарных сигналов (BPSK), многолучевый характер которых подчиняется рэлеевскому закону распределения вероятностей [1,2]:

$$w(U) = \frac{U}{\sigma^2} \exp\left\{-\frac{U^2}{2\sigma^2}\right\}, \quad (15)$$

где U - амплитуда принимаемого сигнала, определяемая как корень квадратный из суммы квадратов квадратурных компонент; σ^2 - дисперсия случайных изменений.

Скорость передачи по каждому из каналов составляет 125 Кбит/с, что в общей сложности составляет 6 Мбит/с. Вероятность ошибочного приема одиночного импульса для различных методов модуляции определяется выражением [1]:

$$p(q) = P_{ош} = \frac{1}{2} \left[1 - \Phi\left\{\sqrt{\gamma h^2}\right\} \right], \quad (16)$$

где $\gamma = 2; 1$ или $0,5$ для ФМ, ЧМ и АМ соответственно,

$$\Phi(x) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^x \exp\left\{-\frac{t^2}{2}\right\} dt - \text{функция Крампа,}$$

$h^2 = P_c / P_{ш}$ - отношение уровней сигнала к шуму в полосе частот приема этого сигнала.

Аппроксимируя помехи белым гауссовым шумом, мы несколько упрощаем ситуацию, ибо кроме чисто шумовых помех внутренней и внешней природы, действуют еще и взаимные помехи, образованные сигналами, передаваемыми по соседним частотным каналам. Этот класс взаимных помех составляет содержание внутрисистемной задачи ЭМС [5]. Однако, учитывая достаточно большое их число ($M \geq 5$), групповой спектр, который они образуют, имеет практически равномерный уровень, близкий к спектру белого шума.

Проведем расчет значений показателей эффективности \bar{Q} , $P_{ош}$ и $P_{пак}$ при различных соотношениях N/M . Результаты расчетов представлены на графиках (рис. 1,2,3). На рис.1 представлена зависимость среднего качества передачи сигналов от числа вариантов размещения пачки частот в выделенной полосе Ω . Как следует из рисунка, качество передачи сигналов при использовании частотной адаптации возрастает с ростом вариантов $B = N/M$ размещения пачки частот в выделенной полосе Ω . В то же время при $M \rightarrow N$, когда число вариантов $\rightarrow 1$, это качество остается единичным.

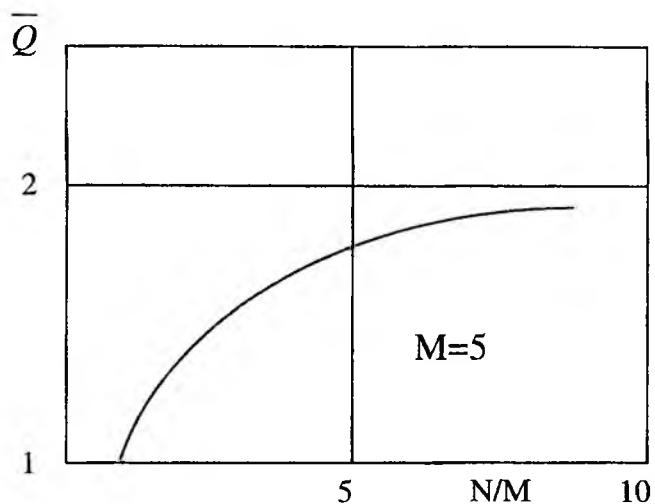


Рис. 1

На рис.2 представлена зависимость средней вероятности ошибки, вычисленной по формуле (8). Полученные данные близки по результатам, полученным в [2]. Вместе с тем, для использования данных результатов в системах абонентского радиодоступа, использующих протокол 802.11a, следует рекомендовать выбирать уровень полезных сигналов, превышающих уровень помех на 30...40дБ, что позволяет достичь требуемых величин $P_{ош} \leq 10^{-6} \dots 10^{-8}$.

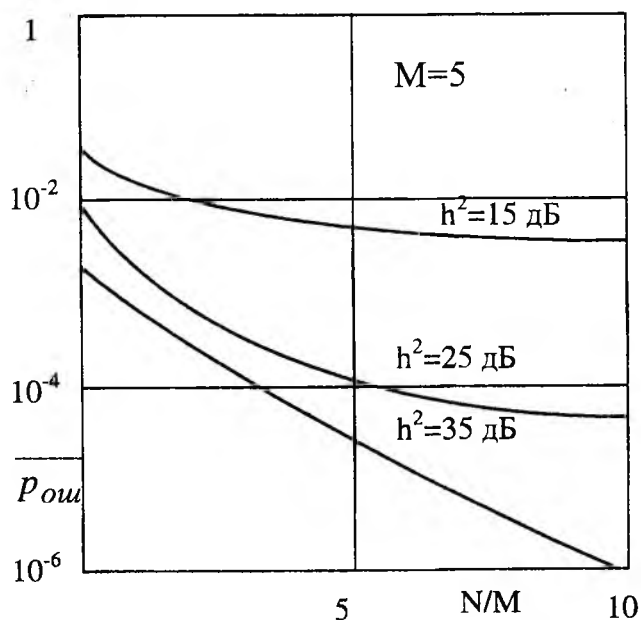


Рис. 2

На рис.3 представлена зависимость вероятности появления глубоких замираний, приводящих к появлению пачки ошибок. Из сопоставления результатов рис.2 и рис.3 можно сделать заключение о том, что при тех же исходных данных $P_{пач} < P_{ош}$, то есть появление единичной ошибки более вероятно, чем появление пачки этих ошибок.

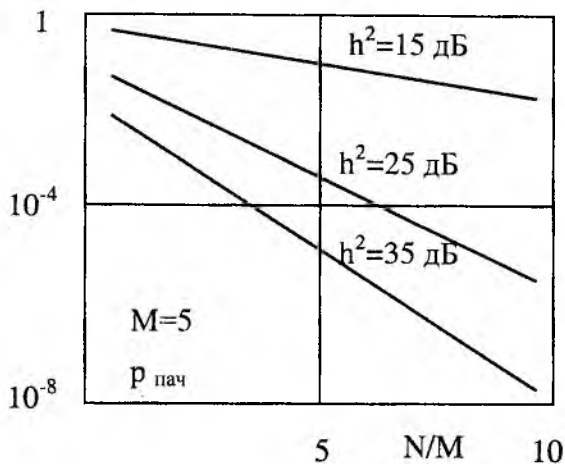


Рис.3

Заключение

С использованием методов теории порядковых статистик разработана методика анализа эффективности передачи радиосигналов в офисных и кампусных телекоммуникационных системах последнего поколения. Проведенные исследования эффективности передачи радиосигналов, использующих OFDM, показали, что в рамках существующих протоколов 802.11 или IEEE LAN-2 возможны условия, при которых потенциал телекоммуникационной системы окажется или значительно занижен или завышен, что является неприемлемым. Результаты исследований позволяют осуществлять выбор оптимальных значений параметров указанных систем как для обеспечения частотной адаптации, так и необходимых уровней сигналов при заданных требованиях на достоверность передачи.

Результаты рекомендуются использовать для исследований помехозащищенности, надежности и электромагнитной совместимости различных вариантов построения офисных и кампусных сетей. Кроме того, полученные результаты позволяют осуществлять выбор минимально необходимой мощности излучения передатчиков, что особенно важно при защите персонала от вредных воздействий радиации.

Список литературы: 1. Омельченко В.О., Санников В.Г. Теория электричного зв'язку. К.: ІЗМН, 1997. 640 с. 2. Андронов И.П., Финк Л.М. Передача дискретных сигналов по параллельным каналам. М.: Сов. Радио, 1971. 408 с. 3. Колхен Р. Беспроводные сети стандарта 802.11 – в массы // Сети и системы связи. 2000, №11 (61). С.22-25. 4. Дэйвид Г. Порядковые статистики. М.: Наука, 1979. 5. Селиванов К.А., Идрисси Яхьяуи Халид. Расчет составляющих взаимной модуляции на выходе усилителя при большом числе несущих на его входе// Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. №123. С.211-214. 6. Захарченко М.В., Поповський В.В., Горохов С.М., Олійник В.Ф. Основи теорії систем зв'язку. Одеса: РВЦ ОНАЗ, 2001. 149 с.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 17.01.2002

О.И. ОХТЕНЬ, О.Г. ВАРФОЛОМЕЕВА,
А.Л. НЕДАШКОВСКИЙ

КОМПЕНСАЦИЯ НЕЛИНЕЙНОСТИ ТИПА НАСЫЩЕНИЕ В СИСТЕМЕ ФАЗОВОЙ АВТОПОДСТРОЙКИ С ЭКСТРАПОЛИРУЮЩИМ КОРРЕКТИРУЮЩИМ УСТРОЙСТВОМ

Системы фазовой автоподстройки (ФАП) находят широкое применение в устройствах связи и управления [1-5]. Многие из них содержат функциональные необходимые элементы, статические характеристики которых являются нелинейными – наиболее распространенной нелинейностью является нелинейность типа насыщение. При больших рассогласованиях (фазовых ошибках) точность и быстродействие системы ФАП уменьшаются. Поэтому возникает необходимость в компенсации отрицательного влияния нелинейностей типа насыщение. В отличие от известных способов [6], в настоящей работе для устранения влияния нелинейности типа насыщение на точность ФАП предлагается использовать экстраполирующее корректирующее устройство (ЭКУ).

В системах ФАП предъявляются жесткие требования к линейности статической характеристики предварительного усилителя. Это, во-первых, объясняется тем, что на входной полезный сигнал часто накладывается квадратурная помеха, уменьшающая коэффициент усиления при выходе за зону линейности предварительного усилителя. Кроме того, на входной полезный сигнал могут быть наложены различные флуктуационные помехи.

Структурную схему системы ФАП с управлением по отклонениям в общем случае можно представить в виде, показанном на рис.1, а, где $a(t)$ – задающее воздействие (разность фаз двух сравниваемых по фазе напряжений; $\beta(t)$ – управляемая величина (разность фаз входного и выходного напряжений управляемого фазовращателя). Фазовый дискриминатор (элемент сравнения (ЭС)) и линейные звенья отнесены к звеньям с общим оператором $W_p(p)$.

Уравнения элементов системы ФАП рис.1, а определяются выражениями:

$$\left. \begin{aligned} \Delta\varphi(t) &= \alpha(t) - \beta(t); \\ \beta(t) &= W_p(p)F(\Delta\varphi), \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где $F(\Delta\varphi) = \begin{cases} k\Delta\varphi(t), & |\Delta\varphi(t)| \leq c/k; \\ c \operatorname{sign}\Delta\varphi(t), & |\Delta\varphi(t)| > c/k; \end{cases} \quad p \equiv d/dt.$

k – коэффициент усиления на линейном участке; c – уровень насыщения.

Полагаем, что мгновенные значения полезного сигнала и квадратурной помехи определяется выражениями:

$$\left. \begin{aligned} u_c(t) &= \sqrt{2}U_{cm} \sin \omega_0 t; \\ u_k(t) &= \sqrt{2}U_{km} \cos \omega_0 t. \end{aligned} \right\}$$

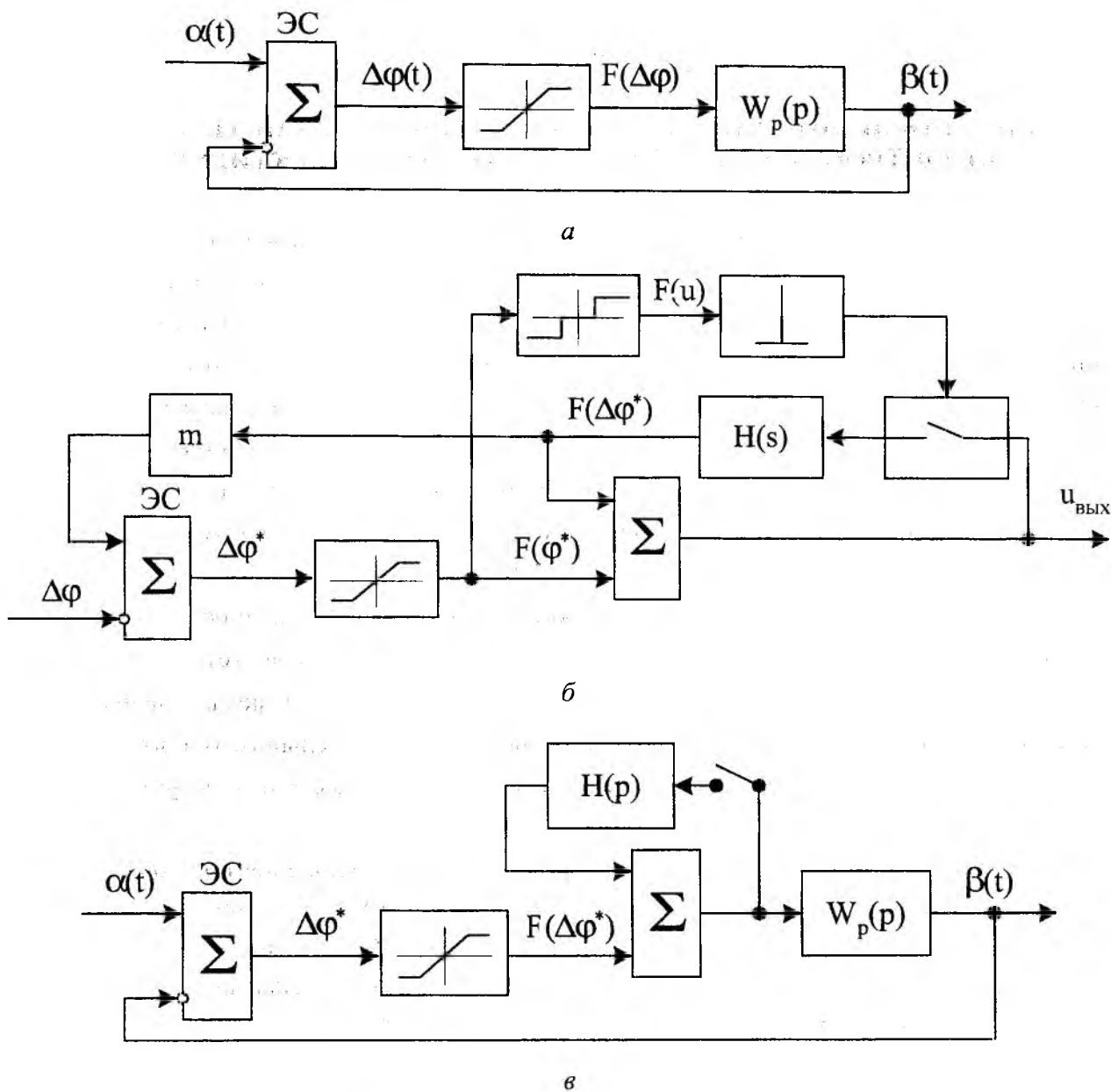


Рис.1

Суммарный сигнал на входе усилителя равен:

$$\Delta\varphi(t) = u_c(t) + u_k(t) = \sqrt{2(U_{cm}^2 + U_{km}^2)} \cos(\omega_0 t - \varphi),$$

где $\varphi = \arctg \frac{U_{cm}}{U_{km}}$.

Как показано в [7,8], при $U_{cm} \ll U_{km}$ подавление усиления определяется отношением:

$$\psi = \frac{c}{k\sqrt{2}U_{km}} = \frac{b}{\sqrt{2}U_{km}},$$

где $b = c/k$ – половина ширины линейной зоны нелинейности типа насыщение; U_{km} – амплитуда квадратурной помехи.

Из [7] следует, что половина ширины линейной зоны должна быть больше или, по крайней мере, должна быть равна амплитуде квадратурной помехи на входе, чтобы коэффициент усиления усилителя остался неизменным. К уменьшению коэффициента усиления предварительного усилителя с насыщением также приводит наличие шумов на его входе. В частности, как показано в [8], средний коэффициент усиления определяется выражением:

$$\bar{k} = \frac{kt_1}{t_1 + t_2} = 2k\Phi(z), \quad (2)$$

где $\Phi(z) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{z_0} e^{-\frac{z^2}{2}} dz$ – интеграл вероятности; $z_0 = \frac{b}{\sigma}$; $z = \frac{U_m}{\sigma}$;

σ – среднеквадратичное значение шума; t_1 – вероятная продолжительность нахождения напряжения шума на линейном участке характеристики усилителя; t_2 – вероятная продолжительность нахождения напряжения шума за линейным участком характеристики усилителя.

Очевидно, для сохранения коэффициента усиления усилителя неизменным при больших уровнях шума, превышающих линейную зону усилителя с насыщением, требуется расширение этой линейной зоны. При этом в соответствии с выражением (2) значение \bar{K} увеличивается, поскольку t_2 уменьшается, а t_1 , при увеличении линейной зоны увеличивается. В пределе при $t_2 \rightarrow 0$ имеем:

$$\lim_{t_2 \rightarrow 0} \bar{k} = \lim_{t_2 \rightarrow 0} \frac{kt_1}{t_1 + t_2} = k. \quad (3)$$

Как видно из (3), при расширении линейной зоны (при $t_2 \rightarrow 0$) коэффициент усиления усилителя не зависит от уровня шума на его входе.

Необходимость расширения линейной зоны предварительного усилителя вызывается не только наличием различного рода помех, но и тем, что на выходе предварительного усилителя, как правило, включаются линейные корректирующие цепи, эффективность которых также зависит от ширины линейной зоны предшествующих элементов и, в частности, от ширины линейной зоны предварительного усилителя.

Таким образом, как отмечалось, только компенсация нелинейности может привести к улучшению показателей качества системы ФАП с насыщением.

Применение ЭКУ для коррекции ошибки системы ФАП решает одновременно задачу компенсации нелинейности типа насыщение, что эквивалентно расширению линейной зоны усилителя замкнутой системы ФАП.

Для анализа компенсации нелинейности типа насыщение рассмотрим эквивалентную разомкнутую часть системы ФАП с ЭКУ, представленную на рис. 1, б. Здесь:

$$F_1(q^x) = \begin{cases} K[q - mF_2^x(q)], & |q - mF_2^x(q)| \leq c/k; \\ c \operatorname{sign}[qm - F_2^x(q)], & |q - mF_2^x(q)| > c/k; \end{cases} \quad (4)$$

$$F(u) = \begin{cases} 0, & |F_1(q^x)| \geq C; \\ c \operatorname{sign} F_1(q^x), & |F_1(q^x)| < C. \end{cases} \quad (5)$$

На рис. 2 приведены временные диаграммы формирования сигнала в системе по структурной схеме рис.1, б. Требуется найти значение $F_2(q^x)$, при котором:

$$U_{\text{вых}}(t) = \begin{cases} kq(t), & |q(t)| \geq 2c/k; \\ 2c \operatorname{sign} q(t), & |q(t)| \leq 2c/k. \end{cases} \quad (6)$$

Тогда на основании рис.1, б и учитывая (4), выходной сигнал будет равен:

$$U_{\text{вых}}(t) = F_1(q^x) + F_2^x(q) = \begin{cases} kq - kmF_2^x(q) + F_2^x(q), & q \leq \frac{c}{k} - mF_2^x(q); \\ kq - kmF_2^x(q) + F_2^x(q), & q \geq \frac{c}{k} - mF_2^x(q); \\ c + F_2^x(q), & q \geq \frac{c}{k} - mF_2^x(q); \\ -c + F_2^x(q), & q \leq -\frac{c}{k} - mF_2^x(q). \end{cases} \quad (7)$$

Из уравнений (7) видно, что для выполнения условий (6) необходимо:

$$\left. \begin{aligned} kmF_2^x(q) + F_2^x(q) &= 0; \\ c/k - mF_2^x(q) &= 2c/k. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Тогда из первого уравнения (8) получаем:

$$m = 1/k. \quad (9)$$

Из второго уравнения (8) имеем:

$$mF_2^x(q) = -c/k. \quad (10)$$

Подставляя значения (9), (10) в уравнение (7), получим:

$$U_{\text{вых}}(t) = \begin{cases} kq(t), & |q(t)| \geq 2c/k; \\ 2c \operatorname{sign} q(t), & |q(t)| \leq 2c/k. \end{cases}$$

Очевидно, расширение линейной зоны нелинейности типа насыщение может быть осуществлено не только в два раза, но в общем случае, и в n раз. Необходимым условием для этого должна быть соответствующая линейная зона сумматора, на вход которого поступает сигнал с выхода предварительного усилителя и сигнал с выхода ЭКУ. В этом случае:

$$U_{\text{вых}}(t) = \begin{cases} kq(t), & |q(t)| \geq (n-1)c/k; \\ 2c \operatorname{sign} q(t), & |q(t)| \leq (n-1)c/k. \end{cases}$$

Поскольку нелинейность типа насыщение находится внутри замкнутого контура системы ФАП, то напряжение смещения на входе компенсируемой нелинейности может осуществляться за счет цепи отрицательной обратной связи рис.1, в.

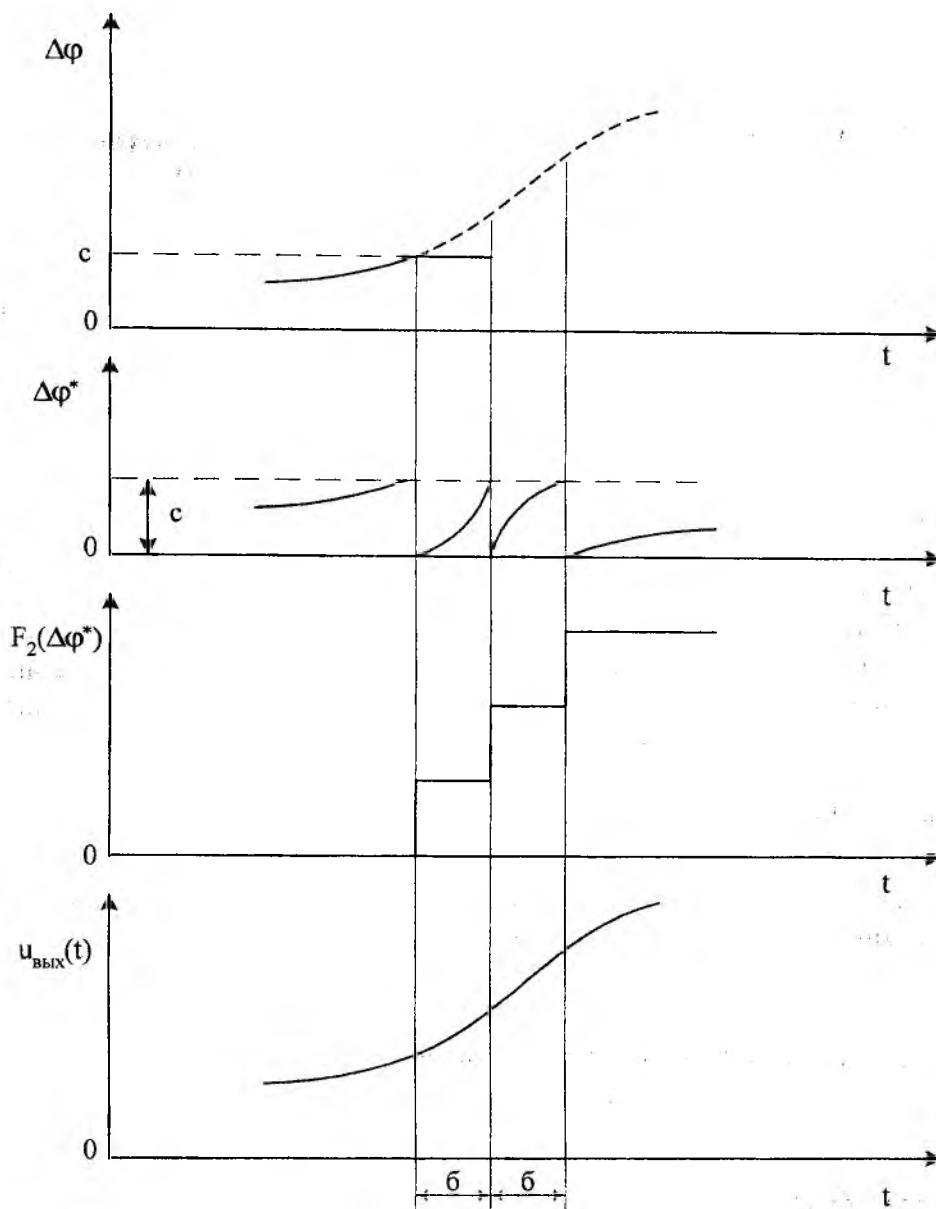


Рис.2

Таким образом, показано, что нелинейность типа насыщение уменьшает качественные показатели системы ФАП в установившихся и переходных режимах. Для устранения отрицательного влияния нелинейности на точность и быстродействие системы ФАП целесообразно использование ЭКУ, которое реализуется простыми техническими средствами.

Список литературы: 1. Автоматическая подстройка фазового набегу / Под ред. М.В. Капранова М.: Сов. Радио, 1972-175с. 2. Зайцев Г.Ф., Стеклов В.К. Радиотехнические системы автоматического управления высокой точности. К.: Техника, 1988-208с. 3. Зайцев Г.Ф., Стеклов В.К., Юрасов В.С. Автоматическое регулирование в магнитной записи. К.: Техника, 1979-168с. 4. Склярченко С.Н. и др. Системы фазовой синхронизации. К.: Техника, 1994-160с. 5. Шахгильдян В.В., Ляховкин А.А., Системы фазовой автоподстройки. М.: Связь, 1972-447с. 6. Зайцев Г.Ф., Стеклов В.К. Компенсация естественных нелинейностей автоматических систем. М.: Энергоиздат, 1982-96с. 7. Бессекерский В.А., Орлов В.П., Полонская А.В., Федоров С.М. Проектирование следящих систем малой мощности. Л.: Судпромгиз, 1958 406с. 8. Бессекерский В.А. Динамический синтез систем автоматического регулирования. М.: Наука, 1972-493с.

Киевский институт связи
ОНАС им. А.С. Попова

Поступила в редколлегию 04.12.2001

ОПТИМІЗАЦІЯ СИСТЕМ УПРАВЛІННЯ СУЧАСНИМИ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИМИ МЕРЕЖАМИ

У статті розглянуто методи багатокритеріальної оптимізації СУ телекомунікаційними мережами. Описано особливості систем управління як складної системи. Визначено основні критерії (показники) якості, що впливають на ефективність управління розмаїттям телекомунікаційних мереж. Розроблено методи об'єднання суперечливих критеріїв та отримання загального критерію.

Синтез такого типу векторний, тобто виконується з урахуванням значень сукупності (векторів) показників якості, включаючи й економічні, які заздалегідь враховані (спрогнозовані) у критерії переваги (критерії оптимальності системи).

Запропоновано оптимальну систему управління за допомогою синтезу системи. Задача синтезу полягає в знаходженні такої СУ, яка компромісно оптимізує обмеження вхідних даних та спектр визначених умов.

Рішення задачі оптимального синтезу – це процес вибору управляючих змінних x , що належать допустимій області D і забезпечують оптимальне значення характеристики СУ – $Q(x)$. Характеристика, яка показує відносно "перевагу" одного варіанту порівняно з іншими, називається критерієм оптимальності (цільовою функцією, критерієм ефективності, функцією корисності тощо).

Екстремальне значення критерію оптимальності $Q(x)$ (кількісне значення) отримано в залежності від конкретного завдання максимуму або мінімуму цієї функції.

Таким чином, для кожного критерію $Q_1(x), Q_2(x), \dots, Q_s(x)$ знайдено вектор $\bar{x} = (x_1, x_2, \dots, x_n)$, що забезпечує мінімальне (максимальне) значення критерію оптимальності:

$$Q_i = Q_i(x_1, x_2, \dots, x_n), \quad i = \overline{1, m},$$

при умові, яка визначає рішення системи нерівностей:

$$Q_i(x_1, x_2, \dots, x_n) \geq 0, \quad i = \overline{1, m};$$

$$x_j^- \leq x_j \leq x_j^+, \quad j = \overline{1, n}.$$

Отже, розв'язок задачі оптимізації СУ зведено до вирішення умови оптимізації – тобто до визначення оптимального значення x^* та знаходження мінімального (максимального) значення критерію оптимальності.

Для СУ доцільно визначити такі часткові критерії:

$Q_1(x)$ – функція, яка характеризує кількість інформації, що забезпечує заданий спектр послуг;

$Q_2(x)$ – функція, що характеризує затримку управління інформації при визначеній кількості контрольованих вузлів та швидкодії центрів комутації пакетів СУ;

$Q_3(x)$ – функція, яка характеризує надійність структури при заданих обмеженнях;

$Q_4(x)$ – функція, котра характеризує достовірність переданої інформації;

$Q_5(x)$ – функція, що характеризує вартість СУ з урахуванням усіх перерахованих властивостей.

Екстремальне значення критерію оптимальності $Q(x)$ (кількісне значення) характеризує одну з найважливіших властивостей СУ.

У статті описано різні методи об'єднання і одержання узагальненого критерію на базі часткових. Це дозволяє здійснити глобальний синтез СУ з урахуванням часткових критеріїв, необхідних для забезпечення заданої точності параметрів мережі.

При проектуванні СУ доцільно зупинитися на виборі кількості показників якості, що враховуються при синтезі. Кількість показників, які характеризують якість реальної системи,

може бути дуже великою. Це означає, що чим більша кількість показників якості враховується при синтезі системи, тим більш досконалою буде синтезована система. В той час, коли більше врахованих показників якості, тоді складніше провести синтез без введення порівняно грубих припущень. Тому на практиці існує оптимальна кількість показників якості, яку необхідно враховувати. Введення додаткових показників якості призводить не до покращання, а до погіршення результатів синтезу.

При проектуванні системи управління необхідно враховувати наступні показники:

1. Кількість управляючої інформації (а отже, і необхідну пропускну спроможність каналів), що забезпечує задану точність параметрів об'єктів мережі. При цьому визначається мінімальна кількість управляючої інформації, яка дозволяє СУ мати як властивість адаптивності до плинно спрогнозованих збурень, так і інваріантності до заздальгідь неспрогнозованих факторів.

2. Затримка управляючої інформації, при якій час передавання команд управління до контрольованих об'єктів не перевищує заданого.

3. Достовірність (вірогідність помилки) при передаванні управляючої інформації.

4. Вартість системи управління.

Таким чином, суб'єктивну результуючу цільову функцію доцільно представити так:

$$\left. \begin{aligned} K_p &= C_1 K_1 + C_2 K_2 + C_3 K_3 + C_4 K_4; \\ K_i &= K_i' / K_{i0}; \\ \sum_{i=1}^m C_i &= 1, \quad C_i > 0, \quad i = \overline{1, m}. \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

K_{i0} – деяке опорне значення ненормованого показника якості K_i' ,

C_i – вагові коефіцієнти, котрі вибираються, виходячи з відносної важливості кожного з показників якості K_1, \dots, K_m , чим більш вагомим вважається даний показник K_i . Іншими словами – чим більш суттєво показник K_i мінімізується у процесі синтезу, тим більшою обирається відповідна йому вага C_i .

$$K_p = \min_{S \in M} f_p(K_1, \dots, K_i, \dots, K_m). \quad (2)$$

Будемо вважати оптимальною систему управління, що забезпечує виконання умов:

$$K_i \leq K_{im}, \quad i = \overline{1, m},$$

де K_{im} – значення показника якості K_i максимально допустиме, з точки зору вимог замовника до системи управління;

M – множина, до якої входять допустимі параметри системи S .

Під K_{1m} , K_{2m} , K_{3m} та K_{4m} вважаємо такі показники якості СУ:

K_{1m} – сумарна максимально допустима пропускну спроможність каналів СУ (цей показник визначається, виходячи з ресурсів обладнання, яке призначене для системи управління);

K_{2m} – це максимальна затримка управляючої інформації, при якій СУ в реальному масштабі часу контролює необхідні параметри мережі;

K_{3m} – максимально допустима вірогідність помилки каналів передачі інформації СУ;

K_{4m} – максимально допустима вартість системи управління.

Визначення кожного з K_{im} – це окремі самостійні завдання, які вирішуються у наступних розділах. Нижче приведемо приклад оптимізації системи. Для подальшого вирішення цього завдання доцільно скористатися мінімаксним критерієм. При цьому необхідно також визначити мінімально можливі значення показників якості, при яких задовольняються основні вимоги до СУ.

Таким чином, з множини варіантів побудови СУ необхідно вибрати найкращий. Якість системи характеризується такими основними показниками якості K_1, K_2, K_3, K_4 .

Зазначимо, що з цих чотирьох показників якості K_2 і K_3, K_3 і K_4 суперечливі. Як відомо, чим менша затримка, тим більша вартість. Можна визначити, що вони пов'язані обернено-пропорційною залежністю: $K_4 = f(K_3)$, при цьому затримка залежить від пропускної спроможності каналів: $K_3 = f(K_2)$.

Мінімаксний критерій представимо у наступному вигляді:

$$K_p = \min_{S \in M} f_p(K_1, K_2, K_3, K_4). \quad (3)$$

Тоді цільова функція має вигляд:

$$f_p = [C_1 K_1; C_2 K_2; C_3 K_3; C_4 f(K_3)] = \min [C_1 \frac{K_1}{K_{1m}}; C_2 \frac{K_2}{K_{2m}}; C_3 \frac{f(K_2)}{K_{3m}}; C_4 \frac{f(K_3)}{K_{4m}}], \quad (4)$$

де $K_4 = f(K_3); K_3 = f(K_2)$.

При цьому необхідно розглянути допустимі варіанти зміни K_i від мінімально можливих до максимальних значень, вибрати оптимальні.

Для вирішення цієї задачі потрібно визначити максимальні та мінімальні значення коефіцієнтів K_i (методи визначення значень K_i наведені у наступних розділах). Оберемо крок ΔK_i , тобто зміни показників якості від $K_{i \min}$ до $K_{i \max}$. Нехай вагові коефіцієнти C_i становлять: $C_1 = 0,3; C_2 = 0,2; C_3 = 0,4; C_4 = 0,1$. Ці коефіцієнти обрані за умови, коли найбільш важливою є потреба мінімізації затримки переданої інформації, тоді як пропускна спроможність каналів та вірогідність помилки мають приблизно однакові пріоритети. Вартість же обирається мінімально можливою, однак необхідною для виконання решти вимог до якості системи, тому їх вага мінімальна.

Виходячи з вищевказаного, узагальнений критерій оптимальності представимо у вигляді:

$$f_p = \min (C_1 \frac{K_{\min} + \Delta K_{j1}}{K_{1m}}; C_2 \frac{K_{2 \min} + \Delta K_{j2}}{K_{2m}}; C_3 \frac{K_{3 \min} + \Delta K_{j3}}{K_{3m}}; C_4 \frac{K_{4 \min} + \Delta K_{j4}}{K_{4m}}), \quad (5)$$

$$\text{де } \frac{K_{4 \min} + \Delta K_{j4}}{K_{4m}} = f\left(\frac{K_{3 \min} + \Delta K_{j3}}{K_{3m}}\right).$$

Тоді, у даному випадку, оптимальною буде система S_i , де K_i будуть мінімальні.

В залежності від обраних параметрів ваги, що визначаються пріоритетами основних показників якості, ми отримуємо різні варіанти, для яких загальний нормований критерій буде мінімальний, а відповідно система управління – оптимальною.

Постановка оптимізаційної задачі проектування без врахування випадкових факторів не досить чітко описує процеси, що протікають у системі управління. Критерій оптимальності й обмеження за фіксованими значеннями керованих змінних x – це випадкові величини, що залежать від вектора зовнішніх факторів y :

$$\min_{x \in D} Q(x, y), \quad (6)$$

де $D = \{x | g_i(x, y) \geq 0, i = 1, 2, \dots, m\}$, D – область рішень.

При рішенні задачі (6) можливі дві ситуації:

1) оптимальне рішення, стосовно параметрів системи, x^* потрібно визначити до реалізації факторів y , тобто незалежно від їхніх конкретних значень;

2) оптимальне рішення x^* потрібно визначити після того, як будуть відомі параметри фактору y .

У першому випадку врахування випадкових значень вектора y в умовах задачі оптимізації (6) зводиться до введення нового критерію оптимальності й обмежень, що дозволяють позбутися невизначеності. В залежності від ступеня інформованості про закон розподілу випадкових величин y можна розглядати три випадки.

1. Про y нічого невідомо, крім того, що вони належать деякій області D_y : $y \in D_y$.
2. Для факторів y задано функцію розподілу $f(y)$.

Для факторів y задано закон розподілу з точністю до вектора параметрів Q , тобто задана функція $f(y, a)$, для якої невідомі параметри Q , що належать області D_a .

Таким чином новий критерій оптимальності й обмеження приходиться вибирати, орієнтуючись або на гірший випадок щодо невизначеності значень вектора y , або на деякі середні значення критерію й обмежень. Якщо відомо тільки, що $y \in D_y$, критерій оптимальності призначається з умови забезпечення найкращого результату в найгіршому за невизначеністю випадку

$$Q(x) = \max_{y \in D_y} Q(x, y). \quad (7)$$

Аналогічно для обмежень можна записати:

$$g_i(x) = \min_{y \in D_y} g_i(x, y). \quad (8)$$

Підставляючи (7) і (8) у вираз:

$$Q = Q(x_1, x_2, \dots, x_n), \quad (9)$$

при вирішенні системи нерівностей:

$$g_i(x_1, x_2, \dots, x_n) \geq 0, \quad i = 1, 2, \dots, m, \quad (10)$$

$$x_j^- \leq x_j \leq x_j^+, \quad j = 1, 2, \dots, n, \quad (11)$$

і відсутності інформації про фактори y (випадок невизначеності), приходимо до детермінованої задачі оптимізації:

$$\min_{x \in D} \max_{y \in D_y} Q(x, y), \quad (12)$$

$$\text{де } D = \left\{ x \left[\min_{y \in D_y} g_i(x, y) \right] \geq 0, i = 1, 2, \dots, m \right\}.$$

Знаючи, що y – випадкові величини, можна вибрати найкращі порівняно з (8) критерії оптимальності. Справді, знання законів розподілу в критерії (8) нічого нового не дає порівняно з випадком невизначеності. Тому критерій оптимальності й обмеження необхідно змінити так, щоб отриманий результат був найкращим “у середньому” для сукупності ситуацій, що задаються законом розподілу $f(y)$.

Якщо закони розподілу відомі, за критерій оптимальності можна взяти математичне очікування (середнє значення) випадкової функції $Q(x, y)$:

$$Q(x) = M\{Q(x, y)\} = \int_{y \in D_y} Q(x, y) df(y), \quad (13)$$

або квадрат стандартного відхилення значень функції $Q(x, y)$ від заданого рівня Q^+ :

$$Q(x) = M\{[Q(x, y) - Q^+]^2\} = \int_{y \in D_y} [Q(x, y) - Q^+]^2 df(y), \quad (14)$$

або ймовірність того, що випадкова величина $Q(x,y)$ перевищить деякий заданий рівень Q :

$$Q(x) = P\{Q(x,y) > Q\}. \quad (15)$$

Використовуючи вирази (12) – (14) як критерій оптимальності й обмежень для випадку відомих законів розподілу, приходимо до однієї з задач стохастичного програмування.

Усереднену задачу стохастичного програмування сформулюємо так: знайти вектор керованих змінних x , що забезпечує:

$$\min_x \int_{y \in D_y} Q(x,y) df(y), \quad (16)$$

за умови:

$$\int_{y \in D_y} g_i(x,y) df(y) \geq 0, \quad i=1,2,\dots,m. \quad (17)$$

Задача стохастичного програмування з імовірними обмеженнями зводиться до знаходження вектора керованих змінних x , що забезпечує:

$$\min_x \int_{y \in D_y} Q(x,y) df(y), \quad (18)$$

за умови:

$$P\{g_i(x,y) \geq 0, \quad i=1, 2, \dots, m\} \geq P', \quad (19)$$

де $0 \leq P' \leq 1$ - деяка задана ймовірність виконання системи обмежень вихідної задачі (6).

Імовірна задача стохастичного програмування може бути представлена в такому вигляді: знайти вектор керованих змінних x , що забезпечує:

$$\max_x P\{Q(x,y) \leq Q^+\}. \quad (20)$$

При наявності інформації про закони розподілу випадкових факторів, заданих з точністю до вектора параметрів a , вирази (12) - (14) стають функціями від цих змінних. Однак про вектор a нічого невідомо, крім того, що він належить області D_a . У цьому випадку необхідно використовувати комбінований критерій, що сполучає у собі вираз (7) і один з виразів (10) – (12). Це дозволить перейти від задачі (6) до однієї з задач стохастичного програмування. Наприклад, усереднену задачу стохастичного програмування в цьому випадку сформулюємо так: знайти вектор керованих змінних x , що забезпечує:

$$\min_x \max_{a \in D_a} \int_{y \in D_y} Q(x,y) df(y,a), \quad (21)$$

за умови:

$$\left[\min_{a \in D_a} \int_{y \in D_y} g_i(x,y) df(y,a) \right] \geq 0, \quad i = 1, 2, \dots, m. \quad (22)$$

Отже, визначення оптимального рішення x^* , що не залежить від конкретної реалізації y , зводиться до рішення задачі нелінійної оптимізації, при якій рішення можна записати у вигляді:

$$\min_{x \in D} Q(x). \quad (23)$$

При відомих значеннях y , розглянута задача аналогічна звичайній задачі оптимізації. При цьому конкретним реалізаціям випадкових факторів y відповідають різні оптимальні рі-

шення $x^* = x^*(y)$, тобто при зміні умов у задачі оптимізації можливо “перебудувати” оптимальне рішення.

Висновок

Процес пошуку оптимального рішення в задачах проектування СУ (як при багатокритеріальній оптимізації, так і з врахуванням випадкових факторів) практично зводиться до кількісного рішення задачі нелінійної оптимізації.

Запропонований метод отримання узагальненого критерію при оптимізації систем управління дозволяє одержати ефективні значення параметрів управляємої мережі з урахуванням поставлених до них вимог.

Розглянуті методи широко впроваджуються в системах управління сучасними телекомунікаційними мережами України та охоплюють новітні технологічні рішення. Це дозволяє на базі традиційного устаткування здійснювати більш ефективне та досконале управління.

Список літератури: 1. *Стеглов В.К., Карпенко Н.Ф., Беркман Л.Н.* Многокритериальная оптимизация систем управления телекоммуникационными сетями // Зв'язок. 1999. №6.-С.26-28. 2. *Стеглов В.К., Беркман Л.Н.* Оценка пропускной способности каналов системы управления современными информационными сетями // Вісник Українського Будинку економічних та науково-технічних знань. 1999. №8. С.35-42. 3. *Стеглов В.К., Беркман Л.Н.* Построение математической модели интеллектуальной сети // Сборник научных трудов по материалам V международной конференции “Теория и техника передачи, приёма и обработки информации”. Харьков Туапсе. 1999. С.6-9. 4. *Стеглов В.К., Беркман Л.Н.*, Системы управления для глобальной информационной инфраструктуры // Труды IV международной научно-технической конференции по телекоммуникациям “Телеком-99”. Одесса. 1999. С.52-56. 5. *Стеглов В.К., Беркман Л.Н.* Оценка объёма управляющей информации в информационных сетях // Электросвязь.-2000.-№6.-С.34-37. 6. *Стеглов В.К., Стародуб Н.М., Беркман Л.Н.*, Выбор обобщённого критерия оптимальности систем управления информационными сетями //Зв'язок. 2000. №5. С. 48-50.

Київський інститут зв'язку

ОНАЗ ім.О.С. Попова

Надійшла до редколегії 04.12.2001

*Е.М. РУДЫЙ, д-р. техн. наук, И.А.КИРЕЕВ, канд. техн. наук,
А.П.УЛЕЕВ, канд. техн. наук, Б.Д.БУРЯЧЕНКО*

МЕТОДЫ ФОРМИРОВАНИЯ КОДОВЫХ КОНСТРУКЦИЙ МВК ПРИ РАЗДЕЛЕНИИ ИСТОЧНИКОВ ИНФОРМАЦИИ

Введение

Известно [1], что использование многопозиционных временных сигналов (МВС) и кодов (МВК) позволяет сократить время передачи кодового слова источника информации, а на основе простых сигналов МВК ($d_0 = 1$, где d_0 – минимальное кодовое расстояние) можно наиболее полно использовать временной интервал и строить системы уплотнения (сжатия) информации. При таком способе построения систем производят объединение ряда источников с последующим кодированием сигналами МВК, увеличивая при этом коэффициент использования канала связи.

Выбор параметров сигналов и расчет числа реализаций МВК.

Для двоичных разрядно-цифровых кодов (РЦК) время передачи кодового слова определяется производительностью источника и разрядностью кода m . При этом зависимость числа реализаций кода N_p от значности m является линейной функцией ($\log_2 N_p/m = 1$).

Как следует из [2], число N_p кодовых слов простого МВК с увеличением числа m (количества элементов простого кода) растёт нелинейно (экспоненциально) и определяется числом значащих моментов модуляции (ЗММ), длительностью элемента МВК $\Delta = t_0 / S$, где S – число уровней разбиения единичного интервала t_0 . Число реализаций для простых сигналов МВК N_{p1} на заданном интервале времени T превышает число реализаций N_{p2} для сигналов РЦК ($N_{p1} \gg N_{p2}$).

При простом многопозиционном временном кодировании на заданном интервале простого кода $T = m t_0$ возникает задача выбора параметров и расчёта числа реализаций для обеспечения заданного коэффициента использования канала связи $K_{\text{и}}$.

В таблице 5.12 и на рисунке 5.13 [2] приведены зависимости $f(m) = \log_2 N_{p1}$ при заданных параметрах МВС. Из данных зависимостей следует, что при $S \geq 3$ заданное число N_p источника можно реализовать при меньшей длине кодового слова m . Например, при $N_p = 256$ источника необходимо время передачи $T = 8t_0$, а при использовании сигналов МВК время T составит $4,5t_0$, для гауссового канала с параметрами $\sigma = 0,05t_0$, $P_{\text{э}\Delta} \cong 10^{-5}$, где σ – среднеквадратическое отклонение, а $P_{\text{э}\Delta}$ – вероятность ошибки элемента Δ МВК. Коэффициент использования канала при этом составит $K_{\text{и}} = 8/4,5 \approx 1,8$. Поэтому, с целью сокращения времени передачи, целесообразно укрупнять кодовые слова источника либо объединять в одну группу ряд источников.

Например, если $K_{\text{и}} = 2$, то информация от двух ($I = 2$) источников должна быть передана за время цикла передачи одного источника, и поэтому необходимо выбирать такие методы формирования сигналов, при которых возможно реализовать все возможные сочетания кодовых комбинаций I источников. Если источников I , а число элементов кода одного источника m , то общее число реализаций составит $N_p = 2^{Im}$.

Используя все возможные реализации МВК с числом значащих моментов модуляции ЗММ $k = \overline{1, m}$, на заданном интервале времени T можно получить максимальное значение $K_{\text{и}}$. Например, в таблице [1, 2] приведены параметры МВК ($S, m, i = k, N_p$), по которым можно выбрать и оценить свойства кода на данной ступени кодирования.

Можно показать, что для получения $K_n = 2$ при $m = 5$ одного источника информации необходимо число реализаций $N_p = 1024$. Задаваясь значениями m и вероятностью ошибки при приёме кодовой комбинации $P_{\text{ош кк}}$, можно выбрать требуемый код и определить его параметры Δ , S , k , при котором мощность кода N_p будет обеспечивать требуемую.

Алгоритмы сжатия времени передачи источников информации.

Под уплотнением понимается метод временного объединения двух и более независимых источников информации. Источниками информации могут быть системы или оконечные устройства передачи, работающие кодом МТА-2 или КОИ-7, т.е. асинхронные системы при последовательном вводе-выводе информации со стартстопным способом корректирования. Для уплотнения используется одна из возможных N_p реализаций простого МВК, который возможно построить на заданном интервале стартстопного цикла

$T = m t_0 + t_{\text{ст}} + t_{\text{стоп}}$ (где $t_{\text{ст}}$ и $t_{\text{стоп}}$ – длительности стартстопных элементов).

Так как при МВК в канал последовательно передаются временные интервалы, модулированные по длительности, то формируемые сигналы называют ещё таймерными сигналами МВК. Рассмотрим отдельные методы формирования таймерных сигналов МВК при разделении источников информации и определим их параметры.

При первом методе формирования сигналов МВК информационные разряды кодовых слов двух источников объединяются в одном слове, являющемся, в свою очередь, новым словом, которое и кодируется простым МВК (рис. 1).

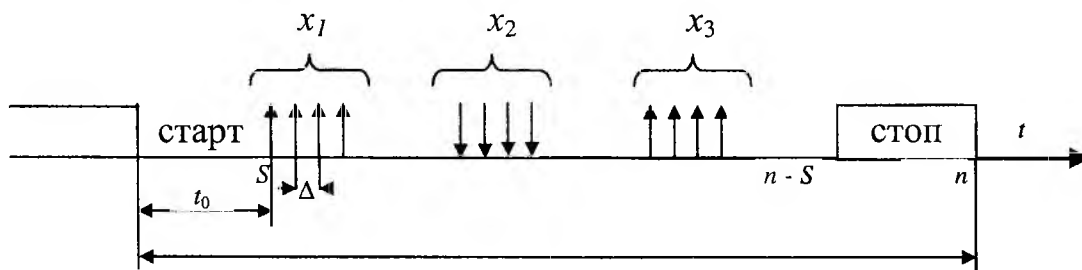


Рисунок 1.

Для источников с $m = 5$ мощность МВК должна быть такова, чтобы обеспечить возможность кодирования алфавита объёмом 2^{10} . Если же источники используют код КОИ-8 ($m = 8$), то при их объединении формируется 16-ти разрядные слова, и мощность МВК составит $N_p = 2^{16}$. Расчёты показывают [2], что для достижения требуемой мощности на интервале $T = 11 t_0$, целесообразно использовать МВК с $d = 1$, $S = 4$ с переменным числом ЗММ $k = \overline{3,6}$. Аналогично для двух источников (МТА-2) на интервале $T = 7,5 t_0$ для $d = 1$, $S = 4$ и $k = \overline{1,3}$ мощность кода составит $N = 1024$ (1068) [2].

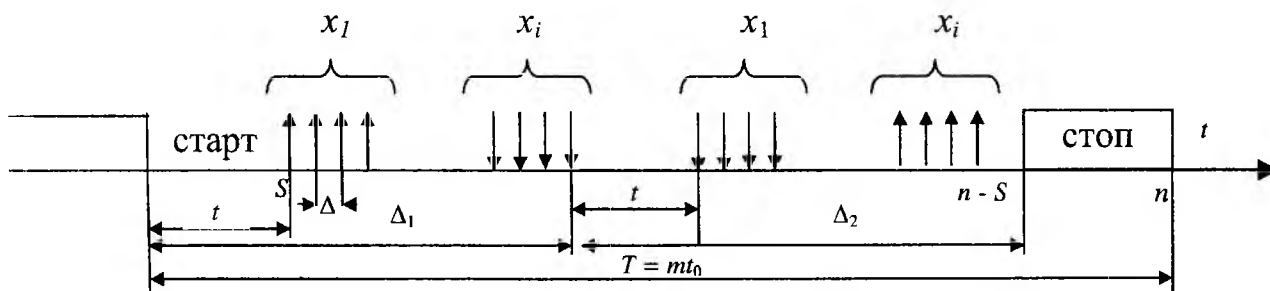


Рисунок 2.

Второй метод формирования сигналов МВК при объединении источников информации основан на принципе временного разделения МВК (рис. 2). С этой целью на интервале

времени T формируется два сигнала МВК. На первом интервале Δ_1 кодируется МВК кодом информация первого источника I_1 , а на втором интервале Δ_2 – информация второго источника I_2 . Данный метод позволяет снизить мощность кода N_p и значительно упростить процесс кодирования и декодирования кодовых конструкций МВК. Для поддержания поэлементной и групповой синхронизации между интервалами Δ_1 и Δ_2 вводится защитный интервал $t \geq t_0$.

Третий метод формирования сигналов МВК характеризуется тем, что интервал времени T разбивается на S частей, t_1, t_2, \dots, t_S , кратные t_0 (рис. 3), и в каждой части фиксируется три положения ЗММ (0, 1, 2).

Кодирование источников происходит согласно следующему алгоритму.

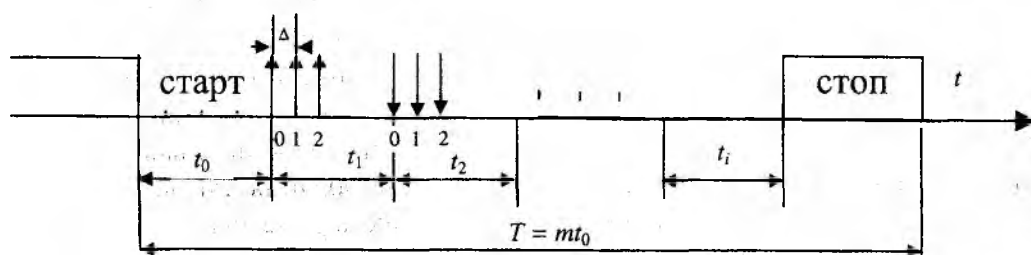


Рисунок 3

Пусть $Q_i = (0,1)$ соответствует исходному состоянию после старта. Через $m_{1,1}$ и $m_{1,2}$ обозначим первые разряды источника I_1 и источника I_2 соответственно, тогда $Q_i + 1$ определяется по таблице 1.

Таблица 1.

$m_{1,1}$	$m_{1,2}$	$Q_i + 1$	i
0	0	Q_i	0
0	1	Q_i	1
1	0	Q_i	2
1	1	Q_i	-

В табл. 1 i -тое – временное положение ЗМВ определяет число элементов Δ , на которое смещается модулируемый ЗМ. Аналогично для последующих разрядов, например, $Q_i + 1 = Q_i + 1$ и $i = 1$, если $m_{2,1} = 0$ и $m_{2,2} = 1$.

Следовательно, для такого метода формирования число ЗММ в кодовых конструкциях МВК будет переменным, а области фиксации при приёме МВК будут разделёнными.

Первый метод формирования сигналов при сжатии времени передачи источников информации на основе простых МВК будем называть временным уплотнением, а второй метод – временным разделением. В работе [4] отражены вопросы реализации алгоритмов кодирования и декодирования таймерных сигналов МВК для первых двух методов формирования. Третий метод формирования сигналов МВК назван методом побитного последовательного кодирования отдельных ЗММ источников.

Формирование кодовых конструкций МВК при заданном числе ЗММ.

С целью упрощения процессов кодирования и декодирования сигналов простых МВК предлагается аналитический метод формирования таймерных сигналов [3]. При этом методе для каждой из N_p реализаций формируется кодовая комбинация простого МВК, местоположение ЗММ в которой вычисляется по аналитическим выражениям.

Исходными данными для расчётов является число элементов кода m , интервал времени простого кода источника $T = mt_0 = mS\Delta$ и номер кодовой конструкции, который определяется на основании информации источников I_1 и I_2 .

Рассмотрим метод формирования сигналов МВК согласно [3] для частного случая, когда число ЗММ $k = 4$ и 5. При этом число ЗММ в кодовой конструкции МВК будет постоянным и равным k .

Пусть необходимо сформировать на заданном отрезке $n = mS$ (рис. 4) N_p реализаций с помощью X_k составляющих (координат) ЗММ сигналов. $N_p = \{x_1, x_2, \dots, x_k\}$, где x_1, x_2, \dots, x_k – составляющие, по которым проектируется кодовая конструкция МВК. Каждая конкретная N_j

реализация принимает свои значения $x_{1j}, x_{2j}, \dots, x_{kj}$.

Например, при числе ЗММ $k = 4$, используя правило кодирования [3], находятся последовательно все составляющие МВК x_4, x_3 и x_1 . Составляющая x_4 находится из неравенства

$$x_4 \left\{ \frac{1}{6} \sum_{r=0}^{x_4} (n - 4S - r)(n - 4S - r + 1)(n - 4S - r + 2) - N_j \right\} \geq 0.$$

Перебором всех значений $r = \overline{0, x_4}$ при данном номере N_j находится такое значение y_4 , при котором $N_j \geq 0$, поэтому

$$y_4 = \frac{1}{6} \sum_{r=0}^{x_4} (n - 4S - r)(n - 4S - r + 1)(n - 4S - r + 2). \quad (1)$$

Составляющую x_3 находят аналогично, но с учётом значения y_4

$$x_3 \left\{ \frac{1}{2} \sum_{r=0}^{x_3} (n - 4S - r + x_4)(n - 4S - r + 1 - x_4) + y_4 - N_j \right\} \geq 0.$$

При этом y_3 соответственно будет равно

$$y_3 = \frac{1}{2} \sum_{r=0}^{x_3} (n - 4S - r - x_4)(n - 4S - r + 1 - x_4). \quad (2)$$

Составляющая x_2 находится аналогично

$$x_2 \left\{ \sum_{r=0}^{x_2} (n - 4S - r - x_3 - x_4) + y_4 + y_3 - N_j \right\} \geq 0,$$

$$y_2 = \sum_{r=0}^{x_2} (n - 4S - r - x_4 - x_3). \quad (3)$$

Составляющая x_1 определяется как разность $x_1 = N_j - y_4 - y_3 - y_2$. На этом процесс кодирования (формирования координат сигнала МВК) заканчивается. В канал связи будет передана N_j реализация простого МВК в виде смен полярностей сигнала (ЗММ) (рис. 4) в моменты, определяемые координатами x_1, x_2, x_3, x_4 (τ_{ci} – длительность сигнала между соседними ЗММ, $\tau_{ci} \leq t_0$).

Процесс декодирования кодового слова МВК происходит после регистрации каждого $T = nS$

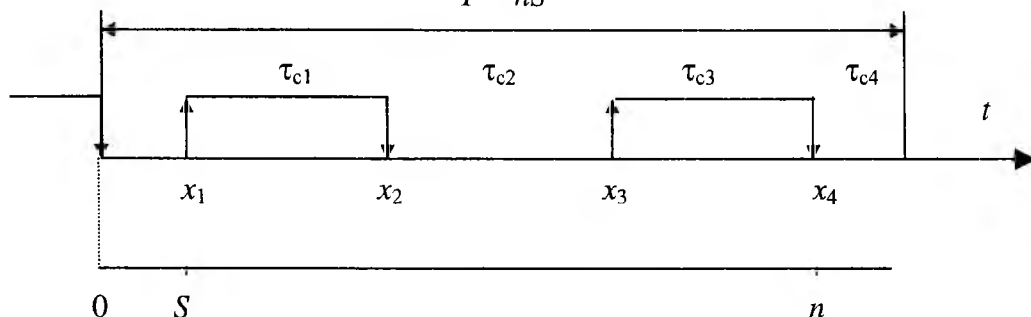


Рисунок 4

ЗМВ, пришедшего из канала. Номер N_j реализации на приёме будет определяться как сумма составляющих $\hat{N}_j = \hat{x}_1 + y_2 + y_3 + y_4$. Составляющие $\hat{x}_2, \hat{x}_3, \hat{x}_4$ входят в выражения y_2, y_3, y_4 , которые определяются из (1, 2, 3).

При $k = 5$ кодирование простого МВК будет происходить с помощью пяти составляющих $N_p = \{x_1, x_2, x_3, x_4, x_5\}$. Составляющие N_j будут определяться аналогично по правилу кодирования [3]:

$$x_5 \left\{ \frac{1}{24} \sum_{r=0}^{x_5} (n - 5S - r)(n - 5S - r + 1)(n - 5S - r + 2)(n - 5S - r + 3) - N_j \right\} \geq 0;$$

$$x_4 \left\{ \frac{1}{6} \sum_{r=0}^{x_4} (n - 5S - x_5 - r)(n - 5S - x_5 - r + 1)(n - 5S - r - x_5 + 2) + y_5 - N_j \right\} \geq 0;$$

$$x_3 \left\{ \frac{1}{2} \sum_{r=0}^{x_3} (n - 5S - x_5 - x_4 - r)(n - 5S - x_5 - x_4 - r + 1) + y_5 + y_4 - N_j \right\} \geq 0;$$

$$x_2 \left\{ \sum_{r=0}^{x_2} (n - 5S - x_5 - x_4 - x_3 - r) + y_3 + y_4 + y_5 - N_j \right\} \geq 0;$$

$$x_1 \{ x_1 = N_j - x_2 - x_3 - x_4 - x_5 \}.$$

Значения y_5, y_4, y_3, y_2 , определяются выражениями (4, 5, 6, 7):

$$y_5 = \frac{1}{24} \sum_{r=0}^{x_5} (n - 5S - r)(n - 5S - r + 1)(n - 5S - r + 2)(n - 5S - r + 3); \quad (4)$$

$$y_4 = \frac{1}{6} \sum_{r=0}^{x_4} (n - 5S - r - x_5)(n - 5S - r - x_5 + 1)(n - 5S - r - x_5 + 2); \quad (5)$$

$$y_3 = \frac{1}{2} \sum_{r=0}^{x_3} (n - 5S - x_5 - x_4 - r)(n - 5S - x_5 - x_4 - r + 1); \quad (6)$$

$$y_2 = \sum_{r=0}^{x_2} (n - 5S - r)(n - 5S - r + 1)(n - 5S - r + 2)(n - 5S - r + 3). \quad (7)$$

Декодирование производится по следующему алгоритму $\hat{N}_j = \hat{x}_1 + y_2 + y_3 + y_4 + y_5$ аналогично предыдущему примеру.

Число реализаций простых МВК можно значительно увеличить, используя все возможные сочетания МВК с ЗММ сигнала $k = 1, m$, но при этом возрастает сложность обработки сигналов.

Выводы.

Предложенные методы формирования кодовых конструкций МВК целесообразно совместно использовать с разрядно – цифровыми кодами при каскадном кодпреобразовании. При этом, на первом уровне кодирования (внутреннем) производится сжатие времени передачи блока информации, а на втором (внешнем) – помехоустойчивое кодирование избыточным РЦК. Следует отметить, что представленные алгоритмы имеют практическое использование в системах передачи данных [5,6] с программными методами обработки процессов кодирования и декодирования.

Список литературы: 1. Захарченко Н.В. Эффективность использования многопозиционных кодов в низкоскоростных системах ПДИ (Учебное пособие), Одесса: ОЭИС, 1984. 84 с. 2. Захарченко Н. В., Гайдар В.П., Улеев, А.П., Липчанский А.И. Методы повышения эффективности использования каналов связи. Киев.: Техника, 1998. 248 с. 3. Киреев И.А., Захарченко В.Н., Улеев А.П. Сжатие информации в системах передачи данных при использовании многопозиционных временных сигналов // Вестн. Харьк. гос. политехн.ун-та. 1999. №35. С. 100 – 104. 4. А.С. 1159166. Устройство для кодирования и декодирования дискретной информации // Захарченко Н.В. 5. А.С. 1518886. Система передачи дискретной информации // Захарченко Н.В., Киреев И.А. 6. А.С. 1542391. Абонентский пункт для передачи данных // Захарченко Н.В., Киреев И.А., Нагорный В.Н.

Украинская государственная академия
связи им. А. С. Попова, Одесса

Поступила в редколлегию 20.03.2002

СОДЕРЖАНИЕ

<i>Шокало В.М., Рыбалко А.М., Омаров М.А., Грецих Д.В.</i> Моделирование крупноапертурных ректенн космических энергосистем. 2. Расчет КПД перехвата при несоосном расположении передающей и приемной апертур.....	3
<i>Проценко М.Б., Громоздин В.В.</i> Широкодиапазонная малогабаритная антенна с повышенной направленностью излучения.....	8
<i>Должиков В.В.</i> Средняя добротность и средний КНД линейной антенны.....	13
<i>Петров В.А., Шейко С.А.</i> Корреляционные функции поля и потери усиления антенн в радиолокационных системах зондирования атмосферы.....	18
<i>Бавыкина В. В., Коваль Ю. А., Ткачук А. А., Трамбовецкий С. В.</i> Статистический анализ выборок результатов радиометеорных измерений сдвига шкал эталонов времени.....	25
<i>Гринченко С.В.</i> Градиентный метод обработки АКФ некогерентно рассеянного сигнала области F2 ионосферы.....	33
<i>Жирнов В.В.</i> Радиолокационный обнаружитель подвижных объектов с адаптивной весовой обработкой спектра сигнала.....	37
<i>Антюфеев В.И., Бакулин И.Е., Быков В.Н., Гричанюк А.М., Мирошник-Быкова Т.В.</i> Повышение точности местоопределения радиометрических корреляционно-экстремальных систем навигации путем использования методов приближения решающей функции (Сообщение 2).....	45
<i>Омельченко В.А., Омельченко Л.В.</i> Когерентное и некогерентное распознавание периодически коррелированных и родственных им сигналов. Сообщение 1. Периодически коррелированные случайные процессы.....	49
<i>Кондратенко А.П., Шаповалов С.В.</i> Особенности приёма телеинформации на борту воздушных объектов.....	53
<i>Гавриш А.С.</i> Разработка совместного измерителя параметров гармонического сигнала, дисперсии и коэффициента эксцесса помехи.....	57
<i>Манжос В.Н., Пшеничных С.В., Калужный Н.М., Пузий И.В.</i> Демодуляция сигналов с минимальной частотной манипуляцией и псевдослучайной перестройкой рабочей частоты с помощью акустоэлектронного Фурье – процессора.....	62
<i>Стрелков А.И., Стадник А.М., Стрелкова Т.А., Калмыков С.И.</i> Оценка интенсивности сверхслабого излучения при хемилюминесцентном анализе.....	66
<i>Онуфриенко В.М.</i> Прохождение плоской волны в фрактальную среду.....	73
<i>Козарь А.И.</i> Рассеяние электромагнитных волн в прямоугольном волноводе с резонансными магнитодиэлектрическими сферами.....	78
<i>Дорошенко В.А.</i> Возбуждение незамкнутой конической структуры импульсным радиальным источником.....	87
<i>Зиньковский В.Н., Копоть М.А., Никитенко А.Н.</i> Колебания пространственного заряда в системах со скрещенными полями.....	94
<i>Грицунов А.В.</i> К решению матричного уравнения возбуждения резонаторной замедляющей системы.....	101

<i>Певцов Г.В.</i> Оценка эффективности устройств распознавания образов при измерении признаков методом дискретного счета	106
<i>Антонова В.А., Борщев В.Н., Копач В.Р., Клочко Н.П., Листратенко А.М., Рогожкин Е.В., Слитченко Н.И., Тымчук И.Т.</i> Перспективные конструкторско-технологические решения монокристаллических кремниевых фотопреобразователей космического назначения	110
<i>Пащенко А.Г., Ванцан В.М.</i> Формирование энергетического спектра многослойной симметричной квантоворазмерной структуры на основе $\text{GaAs}/\text{Al}_{x_1}\text{Ga}_{1-x_1}\text{As}/\text{Al}_{x_2}\text{Ga}_{1-x_2}\text{As}$. Часть 1. Постановка задачи.....	117
<i>Тюрин С.В., Быков М.М., Романюк В.А., Шурыгин С.В.</i> Влияние ширины линии лазерного излучения на эффективность метода дифференциального поглощения	125
<i>Лысак В.В., Шулика А.В., Сухованов И.А.</i> исследование динамических свойств лазеров с активной областью в виде массива квантовых точек	129
<i>Данилов В.В.</i> Акустооптическое устройство временного разуплотнения данных для оптических вычислительных средств	134
<i>Филипенко А.И.</i> Контроль угла полировки торца оптического наконечника волоконно-оптического соединителя	139
<i>Охтеня О.И., Стеглов В.К.</i> Компенсация нелинейности типа зоны нечувствительности в системе фазовой автоподстройки с помощью экстраполирующего корректирующего устройства.....	143
<i>Стороженко В.В.</i> Методика анализа электромагнитной совместимости большой совокупности радиоэлектронных средств в информационных системах радиочастотного мониторинга	148
<i>Поповский В.В., Лемешко А.В.</i> Тензорный анализ в задачах системного исследования телекоммуникационных систем	156
<i>Агеев Д.В.</i> Синтез сети передачи данных с кольцевой структурой на магистральном участке с использованием методики эластичной нейронной сети.....	165
<i>Воробьенко П.П.</i> Некоторые граничные соотношения в сетях с коммутацией пакетов	170
<i>Титаренко Л.А.</i> Адаптивная пространственная обработка сигналов по критерию минимума мощности выходного сигнала в условиях априорной неопределенности о пространственной структуре сигнала	174
<i>Коляденко Ю.Ю., Олейник В.Ф.</i> Статистическая обработка результатов измерения параметров сигналов в спутниковых системах связи	179
<i>Идрисси Яхьяуи Халид</i> Анализ эффективности передачи радиосигналов в офисных и кампусных телекоммуникационных системах.....	185
<i>Охтеня О.И., Варфоломеева О.Г., Недашковский А.Л.</i> Компенсация нелинейности типа насыщения в системе фазовой автоподстройки с экстраполирующим корректирующим устройством	191
<i>Стеглов В.К., Беркман Л.Н., Варфоломеева О.Г.</i> Оптимизация систем управления современными телекоммуникационными сетями	196
<i>Рудый Е.М., Киреев И.А., Улеев А.П., Буряченко Б.Д.</i> Методы формирования кодовых конструкций МВК при разделении источников информации.....	202

CONTENTS

<i>Shokalo V.M., Rybalko A.M., Omarov M.A., Gretskih D.V.</i> Modeling of large aperture rectennas for space power systems. 2. Interception efficiency calculation in case of transmitting and receiving apertures non-axial arrangement	3
<i>Protsenko M.B., Gromozdin V.V.</i> Wide-band small-dimension antenna with the increased radiation directivity	8
<i>Dolzhikov V.V.</i> The average quality factor and the average directivity of linear antennas	13
<i>Petrov V.A., Sheyko S.A.</i> The field correlation function and the antenna gain loss in atmosphere sounding radar systems.....	18
<i>Bavykina V.V., Koval Yu. A., Tkachuk A.A., Trambovetsky S.V.</i> Statistical analysis of samplings of radio meteoric measurement results of time standard scales shift.....	25
<i>Grinchenko S.V.</i> Gradient method processing of F2-region incoherent scatter signal ACF	33
<i>Zhirnov V.V.</i> The radar-tracking detector of mobile objects with adaptive weight processing of a signal spectrum	37
<i>Antyufeev V.I., Bakulin I.E., Bykov V.M., Grichaniuk O.M., Miroshnik-Bykova T.V.</i> Object location precision increase of map-matching navigation systems by using the decision function approach methods (Message 2)	45
<i>Omelchenko V.A., Omelchenko L.V.</i> Coherent and non-coherent recognition of periodically correlated and related to them signals. Report 1. Periodically correlated random processes.....	49
<i>Kondratenko A.P., Shapovalov S.V.</i> Features of reception of the teleinformation on air planes board	53
<i>Gavrish A.S.</i> ...Development of the joint meter of parameters of a harmonic signal, variance and noise excess coefficient.....	57
<i>Manzhos V.N., Pshenichnykh S.V., Kalyuzhny N.M., Puziy I.V.</i> Demodulation of signals with minimum frequency shift keying and pseudo-random tuning of operational frequency with the help of acoustoelectronic Fourier processor.....	62
<i>Strelkov, A.I., Stadnik A.M., Strelkova T. A., Kalmykov S.I.</i> Estimation of super low radiation intensity in chemiluminescent analysis.....	66
<i>Onufrienko V.M.</i> Plane wave movement in the fractal medium	73
<i>Kozar A.I.</i> Electromagnetic scattering in the rectangular waveguide with resonant magnetodielectric spheres.....	78
<i>Doroshenko V.A.</i> Excitation of a non-closed conical structure with an impulse radial source	87
<i>Zin'kovsky V.N., Kopot' V.A., Nikitenko O.M.</i> Space charge oscillations in crossed-field systems.....	94
<i>Gritsunov A.V.</i> On a resonator-type delay line matrix excitation equation solution	101
<i>Pevtsov G.V.</i> Pattern recognition devices efficiency estimation using measuring patterns discrete counting method	106
<i>Antonova V.A., Borshchov V.N., Kopach V.R., Klochko N.P., Listratenko A.M., Rogozhkin E.V., Slipchenko N.I.</i> Advanced construction and technology solution of monocrystalline silicon phototransformers for space application.....	110

<i>Pashchenko A.G., Vantsan V.M.</i> Formation of GaAs/AlGaAs/AlGaAs-based multi-layer symmetrical quantum-well structure power spectrum. Part 1. Statement of the problem	117
<i>Tyurin S.V., Bykov M.M., Romanyuk V.A., Shuryguin S.V.</i> Influence of laser bandwidth on the differential absorption method efficiency	125
<i>Lysak V.V., Shulika A.V., Sukhoivanov I.A.</i> Investigation of dynamical properties of quantum dot lasers	129
<i>Danilov V.V.</i> Time-domain data de-condensation acoustic optical device for optical computing means	134
<i>Filipenko A.I.</i> Monitoring of end-face polishing angle in fiber-optical connector ferrule	139
<i>Okhten O.I., Steklov V.K.</i> Compensation of a dead zone type non-linearity in the system of phase auto tuning with the adjusting device extrapolation	143
<i>Storozhenko V.V.</i> Procedure of electromagnetic compatibility analysis of a large totality of radio electronic means in the radio frequency monitoring information system	148
<i>Popovsky V.V., Lemeshko A.V.</i> Tensor analysis in problems of telecommunication system research	156
<i>Ageyev D.V.</i> Synthesis of data transmission ring structure network in the bus section using elastic neuron network methods	165
<i>Vorobiyenko P.P.</i> Some boundary relations in packet switching networks	170
<i>Titarenko L.A.</i> Adaptive spatial processing of signals by criterion of a minimum of the target signal capacity in conditions of a priori uncertainty about signal spatial structure	174
<i>Koljadenko J.J., Olejnik V.F.</i> Statistical processing of signal parameter measurement results in satellite communication systems	179
<i>Idrissi Yhyui Halid</i> The analysis of radio signals transmission efficiency in the office and campus telecommunication systems	185
<i>Ohten O.I., Varfolomeeva O.G., Nedashkovskiy A.L.</i> Nonlinearity compensation of the saturation type in the system of phase auto tuning with extrapolating correcting device	191
<i>Steklov V.K., Berkman L.N., Varfalomeeva O.G.</i> Optimization of modern telecommunication networks control system	196
<i>Rudyi E.M., Kirejev I.A., Ulejev A.P. Burjachenko, B.D.</i> Methods of forming the code MTC structures when separating the information sources	202

УДК 662.396.67: 621.314.6

Моделирование крупноапертурных ректенн космических энергосистем. 2. Расчет КПД перехвата при несоосном расположении передающей и приемной апертур / В.М. Шокало, А.М. Рыбалко, М.А. Омаров, Д.В. Грецких // Радиотехника: Всеукр. междувед. науч.-техн. сб. 2002. Вып.125. С. 3 – 7.

В работе показано построение математической модели системы беспроводной передачи энергии, учитывающей наличие ошибки соосности передающей антенны и ректенны. Получены соотношения для анализа КПД перехвата в случае круглой передающей антенны и квадратной и круглой ректенны.

Ил.3. Библиогр.: 3 назв.

УДК 662.396.67: 621.314.6

Моделивання великоапертурних ректенн космічних енергосистем. 2. Розрахунок ККД перехвату при несувісному розташуванні передавальної та приймальної апертур / В.М. Шокало, О.М. Рибалко, М.А. Омаров, Д.В. Грецких // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2002. Вип.125. С. 3 – 7.

У роботі показано побудову математичної моделі системи безпроводної передачі енергії, що враховує наявність помилки сувісності передавальної антени та ректени. Отримані співвідношення для аналізу ККД перехвату у випадку круглої передавальної антени та квадратної і круглої ректени.

Іл.3. Бібліогр.: 3 назв.

UDC 662.396.67: 621.314.6

Modeling of large aperture rectennas for space power systems. 2. Interception efficiency calculation in case of transmitting and receiving apertures non-axial arrangement / V.M. Shokalo, A.M. Rybalko, M.A. Omarov, D.V. Gretsikh // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2002. № 125. P. 3 – 7.

Construction of the wireless power transmission mathematical model considering the presence of the coaxiality error in the antenna and rectenna is shown. Relations for the interception efficiency analysis in case of a round transmitting antenna and square and round rectennas are obtained.

Fig.3. Ref.: 3 items.

УДК 621.396.674.1: 621.396.67.095.3

Широкодиапазонная малогабаритная антенна с повышенной направленностью излучения / М.Б. Проценко, В.В. Громоздин // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2002. Вып. 124. С. 8 – 12.

Представлены результаты теоретических и экспериментальных исследований рамочной антенны, возбуждаемой бегущей волной тока. Выделен и исследован широкодиапазонный режим излучения антенны с кардиоидной формой диаграмм направленности.

Ил. 5. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.396.674.1: 621.396.67.095.3

Широкодіапазонна малогабаритна антена з підвищеною спрямованістю випромінювання / М.Б. Проценко, В.В. Громоздін // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2002. Вип. 124. С. 8 – 12.

Представлені результати теоретичних й експериментальних досліджень рамкової антени, збуджуваної рухомою хвилею струму. Виділен та досліджен широкодіапазонний режим випромінювання антени з кардіоїдною формою діаграм спрямованості.

Іл. 5. Бібліогр.: 5 назви.

UDC 621.396.674.1: 621.396.67.095.3

Wideband small-size antenna with high directivity / M.B. Protsenko, V.V. Gromozdin // Radiotekhnika. All-Urk. Sci. Interdep. Mag. 2002. N 124. P. 8 – 12.

The theoretical and experimental results of a loop antenna excited by traveling wave of current are represented. Multioctave radiation mode of the antenna with the cardioid shape pattern is investigated.

5 fig. Ref.: 5 items.

УДК 621.396.67

Средняя добротность и средний КНД линейной антенны / В.В. Должиков // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2002. Вып. 125. С. 13 – 17.

Изучено влияние статистических параметров фазовых флуктуаций на среднюю добротность линейной антенны, синтезированной по критерию максимума среднего КНД. Выяснено, что в отличие от детерминированного случая при наличии флуктуаций не всегда существует однозначное соответствие между средним КНД и средней добротностью.

Ил. 6. Библиогр.: 10 назв.

УДК 621.396.67

Середня добротність і середній КСД лінійної антени / В. В. Должиков // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2002. Вип.125. С. 13 – 17.

Вивчено вплив статистичних параметрів фазових флуктуацій на середню добротність лінійної антени, синтезованої за критерієм максимуму середнього КСД. Вияснено, що на відміну від детермінованого випадку при наявності флуктуацій не завжди існує однозначна відповідність між середнім КСД і середньою добротністю.

Ил. 6. Бібліогр.: 10 назв.

UDC 621.396.67

The average quality factor and the average directivity of linear antennas / V. V. Dolzhikov // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2002. N. 125. P. 13 – 17.

The influence of phase fluctuations statistical parameters on the average Q-factor of the linear antenna synthesized by the criterion of a maximum average directivity is investigated. It has been established that unlike the determined case with fluctuations there is not always a one-to-one correspondence between the average directivity and the average Q-factor in difference from the determined case.

6 fig. Ref.: 10 items.

УДК 621.37.01

Корреляционные функции поля и потери усиления антенн в радиолокационных системах зондирования атмосферы / В.А. Петров, С.А. Шейко // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2002. Вып. 125. С. 18 – 24.

Рассматривается корреляционная функция поля, рассеянного турбулентной средой, в радиолокационных системах зондирования атмосферы. Показано, что радиус корреляции поля приблизительно равен размеру апертуры передающей антенны. Если характеристики антенн одинаковы, потери усиления приемной антенны в этих условиях составляют около 7 дБ.

Ил. 4. Библиогр.: 6 назв.

УДК 621.37.01

Кореляційні функції поля та втрати підсилення антен у радіолокаційних системах зондування атмосфери / В.А. Петров, С.О. Шейко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2002. Вип. 125. С. 18 – 24.

Розглядається кореляційна функція поля, розсіяного турбулентним середовищем, у радіолокаційних системах зондування атмосфери. Виявлено, що радіус кореляції поля приблизно дорівнює радіусу апертури передавальної антени. Якщо параметри антен однакові, втрати підсилення приймальної антени за таких умов складають близько 7 дБ.

Ил. 4. Бібліогр.: 6 назв.

UDC 621.37.01

The field correlation function and the antenna gain loss in atmosphere sounding radar systems / V.A. Petrov, S.A. Sheyko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2002. N 125. P. 18 – 24.

The correlation function of the field scattered by the turbulent medium is considered in atmosphere sounding radar systems. It is shown that the field correlation length is approximately equal to the transmitting antenna aperture radius. If both of antennas are identical, the gain loss of the receiving antenna is about 7 dB under such conditions.

4 fig. Ref.: 6 items.

УДК 621.396.96

Статистический анализ выборок результатов радиометеорных измерений сдвига шкал эталонов времени / В. В. Бавыкина, Ю. А. Коваль, А. А. Ткачук, С. В. Трамбовецкий // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2002. Вып. 125. С. 25 – 32.

Выполнен статистический анализ результатов 53 сеансов штатных измерений сдвига шкал эталонов времени России UTC(SU) и Украины UTC(UA) за 2000 год. На основании различных статистик Пирсона, Бартлета, Стьюдента и Фишера проверялись статистические гипотезы об однородности и равнозначности входящих в сеанс групп выборок, полученных от «полезных» метеорных следов, а по критерию согласия Пирсона устанавли-

валось соответствие распределений выборок результатов измерений за сеансы гипотетически нормальному закону. Результаты измерений за сеанс примерно в 40% случаев нельзя считать однородной, равноточной и нормально распределенной выборкой.

Табл. 4. Ил. 6. Библиогр.: 6 назв.

УДК 621.396.96

Статистичний аналіз вибірок результатів радіометорних вимірів зсуву шкал еталонів часу / В. В. Бавикіна, Ю. О. Коваль, О. О. Ткачук, С. В. Трамбовецький // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2002. Вип. 125. С. 25 – 32.

Виконано статистичний аналіз результатів 53 сеансів штатних вимірів зсуву шкал еталонів часу Росії UTC(SU) і України UTC(UA) за 2000 рік. На підставі різних статистик Пірсона, Бартлета, Стьюдента та Фішера перевірялися статистичні гіпотези про однорідність і рівноточність, що входять до сеансу груп вибірок, отриманих від «корисних» метеорних слідів, а за критерієм згоди Пірсона устанавлювалася відповідність розподілів вибірок результатів вимірів за сеанси гіпотетично нормальному закону. Результати вимірів за сеанс приблизно в 40% випадків не можна вважати однорідною, рівноточною і нормально розподіленою вибіркою.

Табл. 4. Ил. 6. Библиогр.: 6 назв.

UDC 621.396.96

Statistical analysis of samplings of radiometeoric measurement results of time standard scales shift / V. V. Bavykina, Ya. A. Koval, A. A. Tkachuk, S. V. Trambovetsky // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2002. N 125. P. 25 – 32.

The statistical analysis of 53 sessions results of nominal measurements of scales shift in the Russian UTC (SU) and Ukrainian UTC (UA) time standards per 2000 is executed. Based on different Pearson, Bartlett, Student and Fisher statistics the statistical hypothesizes about uniformity and equal variety of sampling groups, included in the session, obtained from the "useful" meteor trails were checked up and by the Pearson test of fit the conformity of the observed data samplings distributions for the sessions to the hypothetically normal law was set. It is impossible to consider measurement data for the sessions homogeneous, equally precise and normally distributed sampling approximately in 40 % of cases.

4 tab. 6 fig. Ref.: 6 items.

УДК 621.371

Градиентный метод обработки АКФ некогерентно рассеянного сигнала области F2 ионосферы / С.В. Гринченко// Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук. - техн. зб. 2002. Вип. 125. С. 33 – 36.

Описан градиентный метод обработки АКФ некогерентно рассеянного сигнала при зондировании области F2 ионосферы в метровом диапазоне радиоволн. Представлены аналитические формулы частных производных АКФ. Алгоритм обработки протестирован с помощью численного эксперимента с зашумленными теоретическими значениями АКФ.

Ил. 3. Библиогр.: 2 назв.

УДК 621.371

Градієнтний метод обробки АКФ некогерентно розсіяного сигналу області F2 іоносфери / С.В. Грінченко// Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2002. Вип. 125. С. 33 – 36.

Описано градієнтний метод обробки АКФ некогерентно розсіяного сигналу при зондуванні області F2 іоносфери у метровому діапазоні радіохвиль. Наведено аналітичні формули часткових похідних АКФ. Алгоритм обробки протестовано за допомогою чисельного експерименту з зашумленими теоретичними значеннями АКФ.

Ил. 3 Библиогр. : 2 назв.

UDC 621.371

Gradient method processing of F2-region incoherent scatter signal ACF / S.V. Grinchenko// Radiotekhnika: All-Ukr. Interdep. Sci. Mag. 2002. № 125. P. 33 – 36.

The gradient method processing of F2-region incoherent scatter signal ACF is developed. The partial derivative analytical formulae are presented. The processing algorithm is tested with the numerical experiment method using the ACF data with the noise additive.

3 fig. Ref.: 2 items.

УДК 621.396

Радиолокационный обнаружитель подвижных объектов с адаптивной весовой обработкой спектра сигнала / В.В. Жирнов // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2002. Вып. 125. С. 37 – 44.

Приводятся результаты исследования алгоритмов радиолокационного обнаружителя подвижных объектов на фоне множественных дискретных мешающих отражений типа «ангел-эхо» с адаптацией весовых коэффициентов передачи (весовой функции) каналов спектрального фильтра на основе использования многообзорного анализа информации о спектре мешающих отражений. Показано, что использование предлагаемого радиолокационного обнаружителя позволяет существенно повысить эффективность обнаружения малоразмерных подвижных объектов.

Ил. 11. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.396.

Радіолокаційний виявляч рухомих об'єктів з адаптивною ваговою обробкою спектру сигналу / В.В. Жирнов // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2002 № 125. 37 – 44.

Наводяться результати дослідження алгоритмів радіолокаційного виявляча рухомих об'єктів на фоні множинних дискретних заважаючих відбиттів типу «ангел-ехо» з адаптацією вагових коефіцієнтів передачі (вагової функції) каналів спектрального фільтру на основі використання багатооглядового аналізу інформації про спектр заважаючих відбиттів. Показано, що використання запропонованого радіолокаційного виявляча дозволяє істотно підвищити ефективність виявлення малорозмірних рухомих об'єктів.

Рис. 11. Бібліогр.: 5 назви.

UDC 621.396.

The radar-tracking detector of mobile objects with adaptive weight processing of a signal spectrum / V.V. Zhirnov // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci.Interdep. Mag. 2002 . N 125. P. 37 – 44.

The results of the investigation into the algorithms of the radar-tracking detector of mobile objects on a hum noise of multiple discrete hindering reflections of the "angel – echo" type with using weight transmission factors (weighting function) adaptation of the spectral filter channels based on the use of the multisurvey analysis of information on the hindering reflections spectrum are given. It is shown, that the offered radar-tracking detector application allows essentially to increase essentially efficiency of small-size mobile objects detection.

Fig.11. Ref.: 5 items.

УДК 621.396.963

Повышение точности местоопределения радиометрических корреляционно-экстремальных систем навигации путем использования методов приближения решающей функции (Сообщение 2) / В.И. Антюфеев, И.Е.Бакулин, В.Н. Быков, А.М. Гричанюк, Т.В. Мирошник-Быкова // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2002. Вып. 125. С. 45 – 48.

Предложена методика компенсации систематической погрешности определения координат летательных аппаратов посредством корреляционно-экстремальных систем навигации, механизм возникновения которой описан в работе [1]. В результате статистических испытаний алгоритма, реализующего данную методику, показано, что при больших отношениях сигнал-шум в текущем изображении может быть достигнут трехкратный выигрыш в точности определения координат.

Ил. 4. Библиогр.: 2 назв.

УДК 621.396.963

Підвищення точності місцевизначення радіометричних кореляційно-екстремальних систем навігації шляхом використання методів наближення вирішальної функції (Повідомлення 2) / В.І. Антюфеев, І.Є. Бакулін, В.М. Биков, О.М. Грічанюк, Т.В. Мірошник-Бикова // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2002. Вип. 125. С. 45 – 48.

Запропоновано методику компенсації систематичної похибки визначення координат літальних апаратів за допомогою кореляційно-екстремальних систем навігації, механізм виникнення якої описано у роботі [1]. За результатами статистичних випробувань алгоритму, який реалізує дану методику, виявлено, що при великих відношеннях сигнал-шум у поточному зображенні можливо досягнуть триразового виграшу у точності визначення координат.

Ил. 4. Бібліогр.: 2 назви.

Object location precision increase of map-matching navigation systems by using the decision function approach methods (Message 2) / V.I. Antyufeev, I.E. Bakulin, V.M. Bykov, O.M. Grichaniuk, T.V. Miroshnik-Bykova // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2002. N. 125. P. 45 – 48.

The systematic error compensation method of flying vehicles coordinates determination through map matching navigation systems is proposed. The mechanism of this error origin is described in [1]. The results of statistical test of the algorithm, realizing the given method, it is demonstrated that with great signal-to-noise ratios in a current sensor map an advantage in coordinates determination accuracy can be the threefold.

4 fig. Ref.: 2 items.

УДК 621.391

Когерентное и некогерентное распознавание периодически коррелированных и родственных им сигналов. Сообщение 1. Периодически коррелированные случайные процессы / В.А. Омельченко, Л.В. Омельченко // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2002. Вып.125. С. 49 – 52.

Рассматривается оптимальный прием периодически коррелированных случайных сигналов. Приведены строгие алгоритмы когерентного и некогерентного распознавания таких сигналов. Особенности распознавания ПКСП-сигналов иллюстрируются экспериментальными данными.

Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.391

Когерентне та некогерентне розпізнавання періодично корельованих та породнених з ними сигналів. Повідомлення 1. Періодично корельовані випадкові процеси / Омельченко В.О., Омельченко Л.В. // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2002. Вип.125. С. 49 – 52.

Розглядається оптимальне приймання періодично корельованих випадкових сигналів. Дано строгі алгоритми когерентного та некогерентного розпізнавання таких сигналів. Особливості розпізнавання ПКВП сигналів ілюструються експериментальними даними.

Бібліогр. : 5 назв.

UDC 621.391

Coherent and non-coherent recognition of periodically correlated and related to them signals. Report 1. Periodically correlated random processes. / Omelchenko V.A., Omelchenko L.V. // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2002 N 125. P. 49 – 52.

Optimum reception of periodically correlated random signals is considered. Strict algorithms of coherent and non-coherent reception of such signals are cited. Peculiarities of PCRП signals recognition are illustrated with experimental data.

Ref.: 5 items.

УДК. 621.391.26

Особенности приёма телеинформации на борту воздушных объектов / А.П. Кондратенко, С.В. Шаповалов // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2002. Вып. 125. С. 53 – 56.

Обсуждаются возможности бесперебойного приёма телеинформации на трассах перелёта самолётов. Определяются требования к энергетике линии связи с учётом влияния формы диаграммы направленности передающей антенны в условиях интерференции излучаемых сигналов.

Ил. 7. Библиогр.: 2 назв.

УДК. 621.391.26

Особенности приёму телеінформації на борту повітряних об'єктів / А.П. Кондратенко, С.В. Шаповалов // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2002. Вип. 125. С. 53 – 56.

Обговорюються можливості безперебійного прийому телеінформації на трасах перельоту літаків. Визначаються вимоги до енергетики лінії зв'язку з урахуванням впливу форми діаграми спрямованості передавальної антени в умовах інтерференції сигналів, що випромінюються.

Іл. 7. Бібліогр.: 2 назва.

UDC. 621.391.26

Features of teleinformation reception on air planes board / A.P. Kondratenko, S.V. Shapovalov // Radiotekhnika: All - Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2002. N. 125. P. 53 – 56.

The capabilities of uninterrupted reception of the teleinformation on airplanes routes are considered. The requirements to the communication circuit power engineering are determined in view of influence the transmitting antenna directional diagram form in conditions of the radiated signals interference.

7 fig. Ref.: 2 items.

УДК 621.391

Разработка совместного измерителя параметров гармонического сигнала, дисперсии и коэффициента эксцесса помехи / А.С.Гавриш // Радиотехника. Всеукр. межвед. научн.-техн. сб. 2002. Вып. 125. С. 57 – 61.

В данной работе, используя метод максимизации полинома при степени $s=4$ и процедуру перфорации кумулянтного описания случайной величины, синтезируется алгоритм нахождения совместной оценки параметров гармонического сигнала, дисперсии и коэффициента эксцесса помехи. Исследованы точностные характеристики нового нелинейного алгоритма и проведено их сравнение с лучшими аналогами.

Ил. 1. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.391

Розробка спільного вимірювача параметрів гармонічного сигналу, дисперсії та коефіцієнта ексцесу завади / О.С.Гавриш // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2002. Вип. 125. С. 57 – 61.

У даній роботі, використовуючи метод максимізації поліному при ступені $s=4$ і процедуру перфорації кумулянтного опису випадкової величини, синтезується алгоритм знаходження сумісної оцінки параметрів гармонічного сигналу, дисперсії і коефіцієнта ексцесу завади. Досліджено точнісні характеристики нового нелінійного алгоритму і проведено їх порівняння з кращими аналогами.

Іл. 1. Бібліогр.: 4 назв.

UDC 621.391

Development of the joint meter of parameters of a harmonic signal, variance and noise excess coefficient / A.S.Gavrish // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2002. N 125. C. 57 – 61.

Using the method of Polynomial Maximization at a degree $s=4$ and procedure of punching of the cumulant description of random variable, the algorithm of finding of a joint estimation of harmonic signal parameters, variance and noise excess coefficient is synthesized. The characteristic accuracy of a new non-linear algorithm and their comparison with the best analogs are investigated.

1 fig. Ref.: 4 items.

УДК 623.61:621.396.62

Демодуляция сигналов с минимальной частотной манипуляцией и псевдослучайной перестройкой рабочей частоты с помощью акустоэлектронного Фурье – процессора / В.Н. Манжос, С.В. Пшеничных, Н.М.Калужный, И.В. Пузий // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2002. Вып. 125. С. 62 – 65.

Рассмотрены методы демодуляции сигналов с минимальной частотной манипуляцией и псевдослучайной перестройкой рабочей частоты с помощью акустоэлектронного Фурье-процессора. Приводятся алгоритмы идентификации информационных символов двоичных кодирующих последовательностей.

Табл. 4. Библиогр.: 5 назв.

УДК 623.61:621.396.62

Демодуляція сигналів з мінімальною частотною маніпуляцією та псевдовипадковою перебудовою робочої частоти за допомогою акустоелектронного Фур'є-процесора / В.М. Манжос, С.В. Пшеничних, М.М. Калужний, І.В. Пузій // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-тех. зб. 2002. Вип. 125. С. 62 – 65.

Розглянуто методи демодуляції сигналів з мінімальною частотною маніпуляцією та псевдовипадковою перебудовою робочої частоти за допомогою акустоелектронного Фур'є-процесора. Наведені алгоритми ідентифікації інформаційних символів двоїчних кодуєчих послідовностей.

Табл. 4. Бібліогр.: 5 назв.

UDC 623.61:621.396.62

Demodulation of signals with minimum frequency shift keying and pseudo-random tuning of operational frequency with the help of acoustoelectronic Fourier-processor / V.N. Manzhos, S.V. Pshenichnykh, N.M. Kalyuzhny, I.V.Puziy // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2002. № 125. P. 62 – 65.

The methods of demodulation of signals with minimum frequency shift keying and pseudo-random tuning of operational frequency with the help of acoustoelectronic Fourier-processor are considered. The algorithms of identification of binary coding sequences information digits are given.

4 tabl. Ref.: 5 items.

УДК 543.426 : 519.24 : 621.391.14

Оценка интенсивности сверхслабого излучения при хемилюминесцентном анализе/ А.И. Стрелков, А.М. Стадник, Т.А. Стрелкова С.И. Калмыков // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-тех. сб. 2002. Вып. 125. С. 66 – 72.

Построена оптимальная по критерию максимума правдоподобия оценка среднего числа событий на интервале наблюдения парнокоррелированного потока на фоне парнокоррелированных шумов. Уравнение для данной оценки приведено к виду, удобному как для качественного анализа, так и для его численного решения ме-

тодом простых итераций. Приведены результаты численных расчетов функции, отличие которой от единицы характеризует отклонение оптимальной оценки среднего числа событий от значения, соответствующего отсутствию парных корреляций.

Ил. 1. Библиогр.: 15 назв.

УДК 543.426 : 519.24 : 621.391.14

Оцінка інтенсивності найслабшого випромінювання при хемілюмінесцентному аналізі / О.І. Стрелков, О.М. Стадник, Т.О. Стрелкова, С.І. Калмиков // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-тех. зб. 2002. Вип. 125. С. 66 – 72.

Побудована оптимальна за критерієм максимуму вірогідності оцінка середньої кількості подій на інтервалі спостереження парнокорельованого потоку на фоні парнокорельованих шумів. Рівняння для даної оцінки приведено до вигляду, зручного як для якісного аналізу, так і для його чисельного розв'язання. Наведені результати чисельних розрахунків функції, відмінність якої від одиниці характеризує відхилення оптимальної оцінки середньої кількості подій від значення, що відповідає відсутності парних кореляцій.

Ил. 1. Библиогр.: 15 назв.

UDC 543.426 : 519.24 : 621.391.14

Estimation of super low radiation intensity in chemiluminescent analysis / A.I. Strelkov, A.M. Stadnik, T.A. Strelkova, S.I. Kalmykov // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2002. N 125. P. 66 – 72.

Maximum likelihood optimal estimation of the mean number of observed events of pairwise correlated flux in pairwise correlated noise is developed. Equation for this estimation is transformed into the form, suitable for both qualitative analysis and numerical solution by the method of simple iterations. Numerical results for the function deviation of which from one characterizes difference between the optimal estimation of the mean number of events and value that corresponds to the absence of pairwise correlations.

1 fig. Ref.: 15 items.

УДК 537.871:621.37

Прохождение плоской волны в фрактальную среду / В.М. Онуфриенко // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2002. Вып. 125. С. 73 – 77.

Фрактальная структура искусственной среды характеризуется мерой Хаусдорфа. Определено поведение компонент плоской волны в фрактальной среде через интегродифференциалы. Рассмотрены эффекты, возникающие при нормальном падении плоской волны на фрактальную металлодиэлектрическую структуру. Исследованы графики коэффициента прохождения плоской волны в зависимости от значений коэффициента преломления, скейлингового показателя и частоты. Выявлены особенности взаимодействия нормальной плоской волны с фрактальной средой. Указана возможность регулирования процесса за счет управления физико-геометрическими параметрами фрактальной среды.

Ил. 6. Библиогр.: 12 назв.

УДК 537.871:621.37

Проходження плоскої хвилі у фрактальне середовище / В.М. Онуфрієнко // Радіотехніка. Всеукр. Міжвід. наук.-техн. зб. 2002. Вип. 125. С. 73 – 77.

Фрактальна структура штучного середовища характеризується мірою Хаусдорфа. Визначено поведінку компонентів плоскої хвилі у фрактальному середовищі через інтегродиференціали. Розглянуто ефекти, що виникають за умов нормального падіння плоскої хвилі на фрактальну металодіелектричну структуру. Досліджено графіки коефіцієнта проходження плоскої хвилі у залежності від значень коефіцієнта заломлення, скейлінгового показника і частоти. Виявлено особливості взаємодії нормальної плоскої хвилі з фрактальним середовищем. Зазначено можливість регулювання процесу за рахунок керування фізико-геометричними параметрами фрактального середовища.

Ил. 6. Библиогр.: 12 назв.

UDC 537.871:621.37

Plane wave passage in the fractal medium / V.M. Onufriyenko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2002. N 125. P. 73 – 77.

The fractal structure of the artificial medium is characterized by the Hausdorff measure. The behaviour of components of a plane wave in the fractal medium through differintegrals is defined. The effects originating at a normal falling of a plane wave on a fractal metal-dielectric structure are considered. The graphics of the coefficient of a plane wave passage depending on the refraction coefficient values, of a scaling metric and frequency, are investigated. The features of a normal plane wave interaction with the fractal medium are detected. The possibility of the process regulation at the expense of physico-geometrical parameters control of the fractal medium is indicated.

6 fig. Ref.: 12 items.

УДК 628.373.8

Рассеяние электромагнитных волн в прямоугольном волноводе с резонансными магнитодиэлектрическими сферами / А.И.Козарь // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2002. Вып. 125. С. 78 – 86.

Рассмотрено решение задачи о рассеянии электромагнитных волн на произвольном числе малых резонансных сфер в прямоугольном волноводе. Волноводная задача сведена к решетчатой. Получены выражения для рассеянных полей.

Библиогр.: 4 назв.

УДК 628.373.8

Розсіяння електромагнітних хвиль в прямокутному хвилеводі з резонансними магнітодіелектричними сферами / А.І. Козарь // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2002. Вип. 125. С. 78 – 86.

Розглянуто розв'язання задачі про розсіяння електромагнітних хвиль на довільному числі малих резонансних сфер у прямокутному хвилеводі. Хвилеводна задача зведена до ґраткової. Одержані вирази для розсіяних полів.

Бібліогр.: 4 назв.

UDC 628.373.8

Electromagnetic scattering in the rectangular waveguide with resonant magnetodielectric spheres / A.I.Kozar // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2002. N 125. P. 78 – 86.

Solution of the problem on electromagnetic scattering on the arbitrary number of small resonant spheres in the rectangular waveguide is considered. The waveguide problem is reduced to the grating one. Expressions were derived for the scattered fields.

Ref.: 4 items.

УДК 621.396

Возбуждение незамкнутой конической структуры импульсным радиальным источником / В.А.Дорошенко // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2002 Вып.125. С. 87 – 93.

Рассмотрена задача возбуждения импульсным радиальным магнитным диполем полубесконечного идеально проводящего кругового конуса с периодически прорезанными вдоль образующих щелями. Решение нестационарной граничной задачи с помощью преобразования Лапласа сводится к решению соответствующей стационарной задачи с последующим обращением. В частном случае полупрозрачного конуса получено строгое аналитическое решение нестационарной задачи, на основе которого исследован ее спектр и поведение поля вблизи вершины конуса.

Ил.1. Библиогр.: 11 назв.

УДК 621.396

Збудження незамкненої конічної структури імпульсним радіальним джерелом / В.О.Дорошенко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2002. Вип.125. С. 87 – 93.

Розглянута задача збудження імпульсним радіальним магнітним диполем напівнескінченного ідеально провідного конуса з періодичними повздовжніми щілинами. За застосуванням перетворення Лапласа розв'язання нестационарної граничної задачі зведено до розв'язання відповідної стаціонарної задачі з подальшим оберненням. В окремому випадку напівпрозорого конуса одержано строгий аналітичний розв'язок нестационарної задачі та досліджено її спектр і поведінка поля поблизу вершини конуса.

Ил.1. Бібліогр.: 11 назв.

UDC 621.396

Excitation of a nonclosed conical structure with an impulse radial source / V.A.Doroshenko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2002. №125. P. 87 – 93.

The problem of a semi-infinite perfectly conducting circular periodic slotted cone excitation using an impulse radial magnetic dipole is considered. The solution of the nonstationary boundary problem is reduced to solving the corresponding stationary problem when using of the Laplace conversion. Rigorous analytical solution of the nonstationary problem is obtained for a semi-transparent cone. Spectrum of the boundary problem and field behavior at the cone tip is investigated.

1fig. Ref.: 11 items.

УДК 621.385

Колебания пространственного заряда в системах со скрещенными полями / В.Н. Зиньковский, М.А. Копоть, А.Н. Никитенко // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2002. Вып. 125. С. 94 – 100.

Одним из главных вопросов, представляющих практический интерес для специалистов в области электроники и электродинамики СВЧ, является вопрос об адекватном описании процессов, имеющих место в системах со скрещенными полями. Одной из основных составляющих при работе таких систем является пространственный заряд в пространстве взаимодействия.

Описываются результаты расчетов частот колебаний облака пространственного заряда и сравнение этих результатов с экспериментальными данными.

Ил. 4. Библиогр.: 18 назв.

УДК 621.385

Коливання просторового заряду в системах зі скрещеними полями / В.М. Зінківський, М.А. Копоть, О.М. Нікітенко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2002. Вип. 125. С. 94 – 100.

Одним з головних питань, що викликає практичну зацікавленість для фахівців у галузі електроніки та електродинаміки НВЧ, є питання про адекватний опис фізичних процесів, що мають місце у системах зі скрещеними полями. Одним з головних чинників при роботі таких систем є наявність просторового заряду в просторі взаємодії.

В статті подано результати розрахунків частот коливання хмари просторового заряду й порівняння цих результатів з експериментальними даними.

Іл. 4. Бібліогр.: 18 назв

UDC 621.385

Space charge oscillations in crossed-field systems / V.N. Zin'kovsky, V.A. Kopot', O.M. Nikitenko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2002. №125 P. 94 – 100.

One of the most important problems being of practical interest for specialists in microwave electronics and electrodynamics, is the problem adequate description of physical processes taking place in the crossed-field systems. One of the main components in the operation of such systems is the space charge in interaction space.

The calculation results of the charge cloud oscillation frequencies and these results and experimental data comparison are presented here.

Ref.: 4 fig. 18 items.

УДК 621.385.69

К решению матричного уравнения возбуждения резонаторной замедляющей системы / А.В. Грицунов // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2002. Вып. 125. С. 101 – 105.

Конкретизирована методика нахождения коэффициентов матричного уравнения возбуждения замедляющей системы в виде цепочки связанных резонаторов на основе результатов «холодных» электродинамических измерений параметров и характеристик системы. Выбрано оптимальное число пар резонаторов, связь с которыми должна учитываться в уравнении возбуждения для каждой ячейки. Получены аналитические выражения для расчета коэффициентов на базе параметров нормальных видов колебаний замкнутых систем с числом резонаторов 8, 16, 24 и т.д., а также характеристик бегущих волн. Результаты могут быть использованы при численном моделировании СВЧ-приборов и других нелинейных электрофизических систем.

Ил. 1. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.385.69

До розв'язання матричного рівняння збудження резонаторної сповільнюючої системи / О.В. Грицунов // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2002. Вип. 125. С. 101 – 105.

Конкретизовано методику знаходження коефіцієнтів матричного рівняння збудження сповільнюючої системи у вигляді ланцюжка зв'язаних резонаторів на основі результатів „холодних” електродинамічних вимірів параметрів та характеристик системи. Вибрано оптимальну кількість пар резонаторів, зв'язок з якими повинен враховуватись в рівнянні збудження для кожної чарунки. Одержано аналітичні вирази для розрахунку коефіцієнтів на базі параметрів нормальних видів коливань замкнутих систем з числом резонаторів 8, 16, 24 і т.д., а також характеристик біжучих хвиль. Результати можуть бути використані при числовому моделюванні НВЧ-приладів та інших нелінійних електрофізичних систем.

Іл. 1. Бібліогр.: 5 назв.

UDC 621.385.69

On a resonator-type delay line matrix excitation equation solution / A.V. Gritsunov // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2002. №125. P. 101 – 105.

The procedure of finding the matrix excitation equation coefficients for a delay line in the form of a coupled-resonator chain based on the results of a “cold” electrodynamic measuring of a line parameters and characteristics is defined concretely. The optimal number of resonator pairs is chosen, a coupling with every cell must be considered in

the excitation equation. The analytic expression for the coefficients evaluation based on the normal modes parameters of the closed-loop RF systems with the cavities number 8, 16, 24 etc. as well as progressive wave characteristics are derived. The obtained results can be used for numerical simulation of microwave tubes and other non-linear electro-physical systems.

1 fig. Ref.: 5 items.

УДК 621.391:519.28

Оценка эффективности устройств распознавания образов при измерении признаков методом дискретного счета / Г.В. Певцов // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2002. Вып. 125. С. 106 – 109.

На основе применения методов проверки сложных статистических гипотез разработан способ прогнозирования эффективности устройств распознавания образов по параметрам физических, химических и других процессов, оцениваемым цифровыми измерителями.

Ил. 4. Библиогр.: 6 назв.

УДК 621.391:519.28

Оцінка ефективності пристроїв розпізнавання образів при вимірюванні ознак методом дискретного рахунка / Г.В. Певцов // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2002. Вип. 125. С. 106 – 109.

На основі застосування методів перевірки складних статистичних гіпотез розроблено спосіб прогнозування ефективності пристроїв розпізнавання образів за параметрами фізичних, хімічних та інших процесів, які оцінюються цифровими вимірювачами.

Іл. 4. Бібліогр.: 6 назв.

UDC 621.391:519.28

Pattern recognition devices efficiency estimation using measuring patterns discrete counting method / G.V.Pevtsov // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2002. N 125. P. 106 – 109.

Based on complex statistical hypotheses control methods application the procedures were developed for predicting efficiency of the device for patterns recognition by the parameters of physical, chemical and other processes estimated digital meters.

4 fig. Ref.: 6 items

УДК 621.382:621.383

Перспективные конструкторско-технологические решения монокристаллических кремниевых фотопреобразователей космического назначения / В.А. Антонова, В.Н. Боршев, В.Р. Копач, Н.П. Клочко, А.М. Листратенко, Е.В. Рогожкин, Н.И. Слипенченко, И.Т. Тымчук // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2002. Вып. 125. С. 110 – 116.

Рассмотрены пути дальнейшего повышения эффективности фотопреобразования за счет комплексной оптимизации элементов конструкции рассматриваемых фотопреобразователей космического назначения (ФПКН) со стороны их фронтальной поверхности: наружного защитного покрытия; покрытия, просветляющего непосредственно полупроводниковый кристалл; пассивирующего окисла на поверхности p⁺-слоя; фронтального токосъемного электрода. Отмечено, что крайне актуальным становится использование эффекта фотолюминесценции для корректировки спектрального состава излучения, поступающего на поверхность базового кристалла.

Табл. 1. Ил. 1. Библиогр.: 17назв.

УДК 621.382:621.383

Перспективні конструкторсько-технологічні рішення монокристалічних кремнієвих фотоперетворювачів космічного призначення / В.А. Антонова, В.М. Боршов, В.Р. Копач, Н.П. Клочко, А.М. Лістратенко, Є.В. Рогожкін, М.І. Сліпченко, І.Т. Тимчук // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2002. Вип. 125. С. 110 – 116.

Розглянуто шляхи подальшого підвищення ефективності фотоперетворення за рахунок комплексної оптимізації елементів конструкції розглянутих фотоперетворювачів космічного призначення (ФПКП) з боку їхньої фронтальної поверхні: зовнішнього захисного покриття; покриття, що просвітлює безпосередньо напівпровідниковий кристалл; окислу, що пасивує, на поверхні p⁺-шару; фронтального струмоз'ємного електроду. Відзначено, що вкрай актуальним стає використання ефекту фотолюмінісценції для корегування спектрального складу випромінювання, що надходить на поверхню базового кристалу.

Табл. 1. Іл. 1. Бібліогр.: 17назв.

UDC 621.382:621.383

Advanced construction and technology solution of monocrystalline silicon phototransformers for space application / V.A. Antonova, V.N. Borshchov, V.R. Kopach, N.P. Klochko, A.M. Listratenko, E.V. Rogojkine, N.I. Slipchenko, I.T. Tymchuk // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2002. №125. 110 – 116.

The methods of further increase in efficiency phototransformation at the expense of complex optimization of the considered phototransformer constructive elements for space application (PTSA) on the side of their frontal surface;

i.e., the external protective coating, the coating clarifying directly the semiconductor crystal; the passivation oxide on the n^+ layer surface; the frontal current-collecting electrode, are presented. It is noted, that the photoluminescence effect use for the radiation spectral composition correction on the base crystal surface becomes extremely actual.

1 tab. 1 fig. Ref.: 17 items.

УДК 621.373.826

Формирование энергетического спектра многослойной симметричной квантоворазмерной структуры на основе GaAs/Al_{x1}Ga_{1-x1}As/Al_{x2}Ga_{1-x2}As. Часть 1. Постановка задачи / А.Г. Пашенко, В.М. Ванцан // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2002. Вып. 125. С. 117 – 124.

Рассмотрены особенности формирования энергетического спектра частиц в трёхслойной симметричной квантоворазмерной структуре. Проведено сравнение энергетических спектров однослойных и трёхслойной симметричных квантоворазмерных структур.

Табл. 2. Ил. 2. Библиогр.: 11 назв.

УДК 621.373.826

Формування енергетичного спектру багатослоєвої симетричної квантоворозмірної структури на основі GaAs/Al_{x1}Ga_{1-x1}As/Al_{x2}Ga_{1-x2}As Частина 1. Постановка задачі / О.Г. Пашенко, В.М. Ванцан // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2002. Вип. 125. С. 117 – 124.

Розглянуті особливості формування енергетичного спектру частинок у тришаровій симетричній квантоворозмірній структурі. Проведено порівняння енергетичних спектрів одношарових та тришарової симетричних квантоворозмірних структур.

Табл. 2. Іл. 2. Бібліогр.: 11 назв.

UDC 621.373.826

Formation of GaAs/Al_{x1}Ga_{1-x1}As/Al_{x2}Ga_{1-x2}As - based multi-layer symmetrical quantum-well structure power spectrum. Part 1. Statement of the problem / A.G. Pashchenko, V.M. Vantsan // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2002. N125. P. 117 – 124.

The singularities of the particle power spectrum formation in the three-layer symmetrical quantum-well structure are considered. Comparison of one-layer and three-layer symmetrical quantum-well structures power spectra is carried out.

2 tabl. 2 fig. Ref.: 11 items.

УДК 621.378

Влияние ширины линии лазерного излучения на эффективность метода дифференциального поглощения./ С.В.Тюрин, М.М.Быков, В.А.Романюк, С.В.Шурыгин// Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2002. Вып. 125. С. 125 – 128.

Исследовано влияние немонохроматичности зондирующего излучения на эффективность его взаимодействия с молекулами поглощающего газа. Оценены условия, при которых это влияние незначительно.

Ил. 2. Библиогр.: 2.

УДК 621.378

Вплив ширини лінії лазерного випромінювання на ефективність методу диференційного поглинання / С.В.Тюрін, М.М.Биков, В.А.Романюк, С.В.Шуригін// Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2002. Вип. 125. С. 125 – 128.

Досліджено вплив немонохроматичності зондуємого випромінювання на ефективність його взаємодії з молекулами поглинаючого газу. Оцінені умови, при яких цей вплив незначний.

Іл. 2. Бібліогр.: 2.

UDC 621.378

Influence of laser bandwidth on the differential absorption method efficiency. / S. V. Tyurin, M.M.Bykov, V.A.Romanyuk, S.V.Shuryguin // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2002. №125. P. 125 – 128.

Influence of the sounding radiation non-monochromatism on efficiency of its interaction with the absorbing gas molecules is investigated. Conditions, under which this influence is insignificant, are estimated.

2 fig.: 2 items.

УДК 621.373.826

Исследование динамических свойств лазеров с активной областью в виде массива квантовых точек / В. В. Лысак, А. В. Шулика, И. А. Сухоиванов // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2002. Вып. 125. С. 129 – 133.

Рассмотрена возможность применения скоростных уравнений для описания динамического поведения гетеролазеров с активной областью в виде массива квантовых точек. Представлена одноуровневая модель этих лазеров, основанная на кусочно-линейной аппроксимации функциональной зависимости пикового усиления от

числа електронів в активній області. В рамках даної моделі отримані динамічні та модуляційні характеристики гетеролазерів на квантових точках. Численне моделювання динаміки цих пристроїв показало, що насичення посилення приводить до росту часу затримки оптичного відклику. Це вказує на необхідність урахування ефектів насичення посилення в лазерах з квантовими точками так же, як і в лазерах з квантовими ямами. Оцінка пропускової здатності лазера з квантовими точками в рамках одноуровневої моделі становить величину порядку 30 ГГц.

УДК 621.373.826

Дослідження динамічних властивостей лазерів з активною областю у вигляді масиву квантових точок / В. В. Лисак, А. В. Шуліка, І. О. Сухоіванов // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2002. Вип. 125. С. 129 – 133.

Досліджена можливість застосування швидкісних рівнянь для опису динамічної поведінки гетеролазерів з активною областю у вигляді масиву квантових точок. Подано однорівневу модель цих лазерів, основою якої є шматочково-лінійна апроксимація функціональної залежності максимального посилення від кількості електронів в активному шарі. У рамках цієї моделі отримано динамічні та модуляційні характеристики гетеролазерів на квантових точках. За допомогою моделювання динаміки цих пристроїв на ЕОМ були отримані результати, які показали, що насичення посилення веде до зростання часу затримки оптичного відклику. Це вказує на необхідність урахування ефектів насичення посилення в лазерах на квантових точках, як і в лазерах на квантових ямах. Чисельна оцінка смуги модуляції лазерів на квантових точках в межах одноуровневої моделі дала значення приблизно 30 ГГц.

UDC 621.373.826

Investigation of dynamical properties of quantum dot lasers / V. V. Lysak, A. V. Shulika, I. A. Sukhoivanov // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2002. N. 125. P. 129 – 133.

The possibility to apply the rate equations for exposition of a quantum dot heterolaser dynamical behavior is considered. The single-level model of these lasers based on piecewise linear approximation of the peak gain functional dependence on the electron number in the active area is presented. Within the framework of this model the dynamical and modulation characteristics of the quantum dot lasers were obtained. The numerical simulation of these devices dynamics shows that the gain saturation reduces the delay time of the optical response. This points to the necessity to take into account the gain saturation effects in the lasers with quantum dots as well as in quantum well lasers. The quantum dot laser modulation bandwidth approximately equals to 30 GHz in the context of a single-level model.

УДК 621.374.55

Акустооптичне пристрій часового розушільнення даних для оптичних обчислювальних засобів / В.В. Данилов // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук. – техн. зб. 2002. Вип. 125. С. 134 – 138.

Предложено основы создания акустооптического устройства временного разуплотнения данных для оптических вычислительных средств на базе акустооптической ячейки работающей на стоячей акустической волне. Приведена математическая модель взаимодействия полей акустической и световой волны в такой акустооптической ячейке. Исследован макет акустооптического временного разуплотнения потоков данных, с пропускной способностью 3816 Гбит/с, при двухполяризованном исходном уплотнении. Предложены структуры возможных реализаций акустооптических временных уплотнителей – разуплотнителей данных.

Ил. 5. Библиогр.: 3 назв.

УДК 621.374.55

Акустооптический пристрій часового розушільнення даних для оптичних обчислювальних засобів / В.В. Данилов // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук. - техн. зб. 2002. Вип. 125. С. 134 – 138.

Запропоновано основи створення акустооптичного пристрою часового розушільнення даних для оптичних обчислювальних засобів на базі акустооптичної комірки працюючої на стоячій акустичній хвилі. Приведено математичну модель взаємодії полів акустичної і світлової хвилі в таких акустооптичних комірках. Досліджено макет акустооптичного часового розушільнення потоків даних, із пропусковою здатністю 3816 Гбіт/с, при двуполізаційному вхідному ущільненні. Запропоновано структури можливих реалізацій акустооптичних часових ущільнювачів – розушільнювачів даних.

Ил. 5. Библиогр.: 3 назв.

UDC 621.374.55

Time-domain data decondensation acoustooptical device for optical computing means / V.V. Danilov // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2002. № 125. P. 134 – 138.

The design technique for the time-domain data decondensation acoustooptical device for optical computing means based on the acoustooptical cell with a standing acoustic wave was proposed. The mathematical model of the interaction between the acoustic and light wave in such an acoustooptical cell was presented. The breadboard of acoustooptical time-domain decondensation of data streams with 3816 Gbit/s throughput at the two-polarizing initial conden-

sation was investigated. The structures of possible implementations of acoustooptical time-domain data condensation-decondensation devices were presented.

5 fig. Ref.: 3 items.

УДК 681.7.068.4

Контроль угла полировки торца оптического наконечника волоконно-оптического соединителя / А.И. Филипенко // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2002 Вып. 125. С. 139 – 142.

Рассмотрен бесконтактный метод контроля угла полировки торцевой поверхности оптических наконечников APC-соединителей, основанный на анализе ее интерференционного изображения. Угол полировки торца определяется путем измерения расстояния между интерференционными полосами. Интерференционное изображение формируется микроинтерферометром Линника. Зеркало интерферометра установлено без наклона. Разность хода лучей возникает при отражении от наклонного торца. Интерференционное изображение воспринимается ПЗС-видеокамерой и обрабатывается цифровыми алгоритмами на персональном компьютере.

Ил. 6. Библиогр.: 3 назв.

УДК 681.7.068.4

Контроль кута полірування торця оптичного наконечника волоконно-оптичного з'єднувача / О.І. Филипенко // Радиотехника: Всеукр. міжвід. науч.-техн. зб. 2002. Вип. 125. С. 139 – 142.

Розглянуто безконтактний метод контролю кута полірування торцевої поверхні оптичних наконечників APC- з'єднувачів, оснований на аналізі її інтерференційного зображення. Кут полірування торця визначається шляхом вимірювання відстані між інтерференційними смугами. Інтерференційне зображення формується мікроінтерферометром Линника. Дзеркало інтерферометра встановлено без нахилу. Різниця ходу променів виникає при відбитті від похилого торця наконечника. Інтерференційне зображення сприймається ПЗС-відеокамерою і оброблюється цифровими алгоритмами на персональному комп'ютері.

Ил. 6. Библиогр.: 3 назви.

UDC 681.7.068.4

Monitoring of end-face polishing angle in fiber-optical connector ferrule / A.I. Filipenko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2002. N 125. P. 139 – 142.

The noncontact monitoring method of a ferrule end-face-polishing angle in APC-connectors is considered. It is based on the interference picture analysis. The end-face-polishing angle is determined by a measurement of a distance between fringes. The interference image is formed using Linnik microinterferometer. The interferometer mirror is installed without incline. The reflection from the inclined connector end face gives rise to the ray course difference. The interference image is received by a CCD-videocamera and processed using digital algorithms in a personal computer.

6 fig. Ref.: 3 items.

УДК 621.396.662

Компенсация нелинейности типа зоны нечувствительности в системе фазовой автоподстройки с помощью экстраполирующего корректирующего устройства / О.И. Охтен, В.К. Стеклов // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2002. Вып. 125. С. 143 – 147.

Исследуется влияние нелинейности типа зоны нечувствительности в системе фазовой автоподстройки (ФАП) на ее точность. Предлагается способ компенсации нелинейности с помощью экстраполирующего корректирующего устройства (ЭКУ).

Рис.1. Библиогр.: 6 назв.

УДК 621.396.662

Компенсация нелинейности типу зоны нечутливості в системі фазового автопідстроювання за допомогою екстраполюючого коригувального пристрою / О.І.Охтен, В.К.Стеклов // Радиотехника: Всеукр. міжвід. науч.-техн. зб. 2002.Вип. 125. С. 143 – 147.

Досліджується вплив нелінійності типу зони нечутливості в системі фазового автопідстроювання (ФАП) на її точність. Пропонується спосіб компенсації нелінійності за допомогою екстраполюючого коригувального пристрою (ЕКП).

Рис.1. Библиогр.: 6 назв.

UDC 621.396.662

Compensation of a dead zone nonlinearity type in the system of phase auto tuning with the adjusting device extrapolation / O.I. Ohten, V.K. Steklov // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2002. №125. P. 143 – 147.

The action of dead zone type nonlinearity in the system of phase auto tuning (PAT) on its accuracy is investigated. The nonlinearity compensation means with the extrapolation adjusting device (AD) is offered

1 fig. Ref.: 6 items.

УДК.621.391.827

Методика анализа электромагнитной совместимости большой совокупности радиоэлектронных средств в информационных системах радиочастотного мониторинга / В.В.Стороженко // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.- техн. сб. 2002. Вып. 125. С. 148 – 155.

Разработана эффективная методика и алгоритм анализа ЭМС в рамках создания информационной системы радиочастотного мониторинга (ИСРМ), обслуживающей регион, в котором функционирует несколько десятков тысяч РЭС. Методика отборочная, что позволяет поэтапно сокращать число анализируемых РЭС. Анализируются ЭМС как пар РЭС, так и их совокупности. Приведены данные по оценке быстродействия работы системы.

Ил.1. Библиогр.: 6 назв.

УДК.621.391.827

Методика аналізу електромагнітної сумісності великої сукупності радіоелектронних засобів в інформаційних системах радіочастотного моніторингу / В.В.Стороженко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2002. Вип. 125. С. 148 – 155.

Розроблено ефективну відбіркову методику та алгоритм аналізу ЕМС у рамках створення ІСРМ, що обслуговує регіон, у якому функціонує кілька десятків тисяч РЕЗ. Методика відбіркова, що дозволяє послідовно скорочувати число РЕЗ, які аналізуються. Аналізуються ЕМС РЕЗ як пар, так і їх сукупності. Наведено дані оцінки швидкодії роботи системи. озглянуто методику розрахунку коефіцієнтів підсилення антен з обліком їх спрямованих, частотних і поляризаційних властивостей.

Ил.1. Бібліогр.: 6 назв.

UDC.621.391.827

Procedure of electromagnetic compatibility analysis of a large totality of radio electronic means in the radio frequency monitoring information systems / V.V. Storozhenko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2002. №125. P. 148 – 155.

The effective methods and algorithm of the EMC analysis are developed within the framework of radio frequency monitoring information system (ISRM) creation, servicing the region where some tens thousand of radio electronic means (REM) function. The procedure is a selective one it allows to shorten the quantity of the analyzed REM by stage. EMC are analyzed both as REM pairs, and as their totality. The system operation speed estimation data are presented.

1 fig. Ref.: 6 items.

УДК 621.391.28

Тензорный анализ в задачах системного исследования телекоммуникационных систем / В.В. Поповский, А.В. Лемешко // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2002. Вып. 125. С. 156 – 164.

Предложен подход к исследованию телекоммуникационных систем, основанный на использовании математического аппарата тензорного анализа сетей. Рассмотрен пример решения задачи по нахождению максимального потока в сети.

Ил. 2. Библиогр.: 6 назв.

УДК 621.391.28

Тензорний аналіз у задачах системного дослідження телекомунікаційних систем / В.В. Поповський, О.В. Лемешко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2002. Вип. 125. С. 156 – 164.

Запропоновано підхід до дослідження телекомунікаційних систем, заснований на використанні математичного апарату тензорного аналізу мереж. Розглянуто приклад розв'язання задачі щодо знаходження максимального потоку у мережі.

Ил. 2. Бібліогр.: 6 назв.

UDC 621.391.28

Tensor analysis in problems of telecommunication systems research / V.V. Popovsky, A.V.Lemeshko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2002. №. 125. P. 156 – 164.

The approach to the telecommunication systems research, based on the mathematical apparatus of networks tensor analysis is offered. The example of the problem solution on finding the maximum flow in the network is considered.

2 fig. Ref: 6 items.

УДК 621.391

Синтез сети передачи данных с кольцевой структурой на магистральном участке с использованием методики эластичной нейронной сети / Д.В. Агеев // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2002. Вып. 125. С. 165 – 169.

Во время проектирования глобальной сети передачи данных возникает задача синтеза ее структуры (топологии). В данной статье предлагается алгоритм решения задачи синтеза гетерогенной сети передачи данных с кольцевой структурой на магистральном участке по критерию минимальной стоимости. Для решения данной

задачи мы сначала при помощи метода эластичной нейронной сети синтезируем предварительную структуру магистрального кольца, затем производим выбор узлов, где будет установлено оборудование доступа, производим привязку абонентских узлов к узлам доступа, синтезируем сеть доступа и, наконец, синтезируем конечный вариант магистрального кольца.

Интересна специалистам занимающихся проектированием и синтезом топологии сетей передачи данных.

Ил. 1. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.391

Синтез мережі передачі даних з кільцевою структурою на магістральній ділянці з застосуванням методики еластичної нейронної мережі / Д.В. Агеев // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2002. Вип. 125. С. 165 – 169.

Під час проектування глобальної мережі передачі даних спливає задача синтезу її структури (топології). У цій статті пропонується алгоритм рішення задачі синтезу гетерогенної мережі передачі даних з кільцевою структурою на магістральній ділянці за критерієм мінімальної вартості. Для рішення цієї задачі ми спочатку за допомогою метода еластичної нейронної мережі синтезуємо початкову структуру магистрального кільця, потім робимо вибір вузлів, де буде встановлено засоби доступу, робимо прив'язку абонентських вузлів до вузлів доступу, синтезуємо мережу доступу й в кінці синтезуємо останній варіант магистрального кільця.

Корисна фахівцям у галузі проектування та синтезу топології мереж передачі даних.

Л. 1. Бібліогр.: 5 назв

UDC 621.391

Synthesis of data transmission ring structure network in the bus section using elastic neuron network methods / Dm.V. Ageyev // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2002. N 125 P. 165 – 169.

The problem of global data transmission network structure (topology) synthesis arises when design it. An algorithm for solving the problem of data transmission ring structure heterogeneous network in the bus section using the minimum cost criterion is offered. To solve the given problem the bus ring structure is first synthesized using the elastic neuron network method, then we the choice of the nodes, where the access equipment will be mounted, is performed, then bind the customer nodes to the access nodes, synthesize the access network and, finally, synthesize the bus ring final version.

1 fig. Ref: 5 items.

УДК 681.324 (031)

Некоторые граничные соотношения в сетях с коммутацией пакетов / П.П.Воробийенко // Радіотехніка: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2002. Вып. 125 С. 170 – 173.

Предложена методика определения влияния информационной структуры пакетов на некоторые технико-экономические показатели коммутационного оборудования сетей с коммутацией пакетов. Найденны аналитические выражения для скорости передачи информации, производительности коммутационного оборудования, цены передачи единицы полезной информации и срока окупаемости. Проведен анализ этих показателей.

Ил. 5. Библиогр.: 2 назв.

УДК 681.324 (031)

Деякі граничні співвідношення в мережах з комутацією пакетів / П.П.Воробійенко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2002. Вип.125. С. 170 – 173.

Запропоновано методику визначення впливу інформаційної структури пакетів на деякі техніко-економічні показники комутаційного обладнання мереж з комутацією пакетів. Знайдені аналітичні вирази для швидкості передачі інформації, продуктивності комутаційного обладнання, ціни передачі одиниці корисної інформації та терміну окупності. Проведено аналіз цих показників.

Л. 5. Бібліогр.: 2 назв.

UDC 681.324 (031)

Some boundary relations in packet switching networks / P.P.Vorobiyenko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2002. №125. P. 170 – 173.

The procedure of defining the packets informational structure impact on some technical and economical features of the switching equipment with packets switching is offered. Analytical expressions for data transfer rate, efficiency of switching equipment, the price of a useful information unit transfer with payback period are derived. These features are analyzed.

5 fig. Ref.: 2 items.

УДК 621.396.2

Адаптивная пространственная обработка сигналов по критерию минимума мощности выходного сигнала в условиях априорной неопределенности о пространственной структуре сигнала/ Л.А.Титаренко // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2002. Вып.125. С. 174 – 178.

Работа посвящена вопросам анализа и синтеза алгоритмов адаптивной пространственной обработки сигналов в условиях полной или частичной априорной неопределенности о пространственной структуре сигналов. Исследован алгоритм, реализующий критерий минимума мощности выходного сигнала при различных ограничениях. Приведен численный пример и результаты имитационного моделирования в виде графиков.

Ил.4. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.396.2

Адаптивна просторова обробка сигналів за критерієм мінімуму потужності вихідного сигналу в умовах априорної невизначеності про просторову структуру сигналу/ Л.О.Титаренко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2002. Вип.125. С. 174 – 178.

Робота присвячена питанням аналізу та синтезу адаптивної просторової обробки сигналів в умовах повної або часткової априорної невизначеності про просторову структуру сигналу. Досліджено алгоритм, що реалізує критерій мінімуму потужності вихідного сигналу при різних обмеженнях. Наведено численний приклад та результати імітаційного моделювання у вигляді графіків.

Ил.4. Бібліогр.: 4 назв.

UDC 621.396.2

Adaptive spatial processing of signals by criterion of a minimum of the target signal capacity in conditions of a priori uncertainty about signal spatial structure/ L.A.Titarenko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2002. №125. P. 174 – 178.

The work is devoted to the questions of analysis and synthesis of algorithms for adaptive spatial signal processing under conditions of complete or partial a priori uncertainty about spatial structure of signals. The algorithm realizing criterion of a minimum capacity of the target signal is investigated at various restrictions. The numerical example and results of imitating modeling in the form of the diagrams is given.

4fig. Ref.: 4 items.

УДК 621.396.6.08

Статистическая обработка результатов измерения параметров сигналов в спутниковых системах связи / Ю.Ю. Коляденко, В.Ф. Олейник // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2002. Вып. 125. С. 179 – 184.

Рассмотрены методы измерения параметров сигналов спутниковых систем связи. В спутниковых системах связи может существенно изменяться поляризация сигналов и помех, особенно при повторном использовании частот. Показано, что качество приема ортогонально поляризованных сигналов зависит от величины поляризационных искажений, измеряемых степенью поляризации этих сигналов. Получены распределения вероятностей и оценки степени поляризации.

Ил. 3. Библиогр.: 6 назв.

УДК 621.396.6.08

Статистична обробка результатів вимірювання параметрів сигналів в супутникових системах зв'язку / Ю.Ю. Коляденко, В.Ф. Олійник // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2002. Вип. 125. С. 179 – 184.

Розглянуто методи вимірювання параметрів сигналів супутникових систем зв'язку. В супутникових системах зв'язку може суттєво змінюватись поляризація сигналів та завад, особливо при повторному використанні частот. Показано, що якість приймання ортогонально поляризованих сигналів залежить від величини поляризаційних спотворень, які вимірюються ступенем поляризації цих сигналів. Одержані розподілення ймовірностей та оцінки ступеня поляризації.

Ил. 3. Бібліогр.: 6 назв.

UDC 621.396.6.08

Statistical processing of results of signal of parameter measurement results in satellite communication systems / J.J.Koljadenko, V.F.Olejnik// // Radiotekhnika:.. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2002. №125. P. 179 – 184.

Methods of measuring parameters of the satellite communication systems the polarization of signals and noise can essentially change especially when reusing the frequencies. It is shown that orthogonally the polarized signals reception quality depends on the polarization degree. Probability distributions and estimates of polarization degree are obtained.

3 fig. Ref.: 8 items.

УДК 621.396.019.4

Анализ эффективности передачи радиосигналов в офисных и кампусных телекоммуникационных системах / Идрисси Яхьяуи Халид // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2002. Вып.125.С. 185 – 190.

Рассмотрена задача исследования достоверности, вероятности пакета ошибок и других характеристик эффективности при использовании в системах абонентского радиодоступа методов ортогонального частотного мультиплексирования (OFDM). Параметры эффективности исследованы в зависимости от относительного размера пачки частот в пределах выделенного частотного ресурса и от уровней сигнал/шум в полосе частот приема. Задача решена с привлечением методов порядковых статистик.

Ил. 3. Библиогр. 6 назв.

УДК 621.396.019.4

Аналіз ефективності передачі радіосигналів в офісних та кампусних телекомунікаційних системах / Ідріссі Ях'яуї Халід // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2002. Вип.125. С. 185 – 190.

Розглянута задача дослідження достовірності, ймовірності пакета помибок та інших характеристик ефективності при використанні в системах абонентського радіодоступу методів ортогонального частотного мультиплексування (OFDM). Параметри ефективності досліджені в залежності від відносного розміру пачки частот в межах виділеного частотного ресурсу та від рівнів сигнал/шум в смузі частот прийому. Задача вирішена з використанням методів порядкових статистик.

Іл. 3. Бібліогр.: 6 назв.

UDC 621.396.019.4

The analysis of radio signals transmission efficiency in the office and campus telecommunication systems / Idrissi Yhyui Halid // Radioteknika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2002. №125. С. 185 – 190.

The problem of investigating reliability, probability of error burst and other efficiency characteristics, when using the orthogonal frequency multiplexing methods in the subscriber radio access systems, is considered. The efficiency parameters are studied depending on the relative size of frequencies band within the assigned frequency resource and signal / noise levels in the reception frequency band. The problem is solved with the order statistic methods.

3 fig. Ref.: 6 items.

УДК 621.396.662

Компенсация нелинейности типа насыщение в системе фазовой автоподстройки с экстраполирующим корректирующим устройством / О.И. Охтен, О.Г. Варфоломеева, А.Л. Недашковский // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2002. Вып. 125. С. 191-195.

Предлагается способ устранения отрицательного влияния нелинейности типа насыщение на точность системы фазовой автоподстройки (ФАП) с помощью экстраполирующего корректирующего устройства (ЭКУ). Предлагается структура соединения звеньев, обеспечивающая расширение линейной зоны статической характеристики нелинейности типа насыщение.

Рис.2. Библиогр.: 8 назв.

УДК 621.396.662

Компенсація нелінійності типу насичення в системі фазового автопідстроювання з екстраполюючим коригувальним пристроєм / О.І. Охтен, О.Г. Варфоломеева, А.Л. Недашковский // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2002. Вип.125. С. 191-195.

Пропонується спосіб усунення негативного впливу нелінійності типу насичення на точність системи фазового автопідстроювання (ФАП) за допомогою екстраполюючого коригувального пристрою (ЕКП). Пропонується структура з'єднання ланок, що забезпечує розширення лінійної зони статичної характеристики нелінійності типу насичення.

Рис.2. Бібліогр.: 8 назв.

UDC 621.396.662

Nonlinearity compensation of the saturation type in the system of phase auto tuning with extrapolating correcting device / O.I. Ohten, O.G. Varfolomeeva, A.L. Nedashkovskiy // Radioteknika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2002. №125. P. 191 – 195.

The way of eliminate the negative action of the saturation type nonlinearity on the accuracy of phase auto tuning system (PTS) with extrapolating correcting devise (ECD) is offered. The structure for parts connection, ensuring, widening of the nonlinear type saturation statistical characteristics linear zone, is presented.

2 fig. Ref.: 8 items.

УДК 621.327.8

Оптимизация систем управления современными телекоммуникационными сетями / В.К. Стеклов, Л.Н. Беркман, О.Г. Варфоломеева // Радиотехника. 2002. Вып. 125. С. 196 – 201.

Представлен метод многокритериальной оптимизации. Описаны внешние параметры системы управления (СУ): количество информации, задержка, достоверность и стоимость. Эти параметры являются показателями, которые определяют как качество системы управления, так и количество предоставленных услуг.

Библиогр.: б назв.

УДК 621.327.8

Оптимізація систем управління сучасними телекомунікаційними мережами / В.К. Стеклов, Л.Н. Беркман, О.Г. Варфоломеева // Радиотехника. 2002. Вып. 125. С. 196 – 201.

Представлено метод багатокритеріальної оптимізації. Описано зовнішні параметри системи управління (СУ): кількість інформації, затримка, вірогідність і вартість. Ці параметри є показниками, котрі визначають як якість системи управління, так і кількість наданих послуг.

Бібліогр.: 6.

UDC 621.327.8

Optimization of modern telecommunication networks control system / V.K. Steklov, L.N. Berkman, O.G. Varfolomeeva // Radiotechnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2002. №125. P. 196 – 201.

The method of multicriterion optimizathion is presented. The external parameters of the control system (CS) are described: the information volume, delay, reliability and cost. These parameters are indices defining both quality of control system, and quantity of the given services.

Ref.: 6 items.

УДК 621.396.94; 621.394.18

Методы формирования кодовых конструкций МВК при разделении источников информации / Е.М. Рудый, И.А.Киреев, А.П.Улеев, Б.Д.Буряченко//Радиотехника: Всеукр. Межвед. наук.-техн. сб. 2002. Вып. 125. С. 202 – 206.

Предложены методы формирования кодовых конструкций многопозиционного временного кода (МВК) при кодовом разделении источников информации с целью сокращения времени передачи блока информации и снижения потерь пропускной способности канала связи.

Табл.1.Ил.3. Библиогр.: 6 назв.

УДК 621.396.94; 621.394.18

Методи формування кодових конструкцій БЧК при розподілу джерел інформації / Е.М. Рудий, І.А.Кіреєв, О.П.Улеєв, Б.Д.Буряченко //Радиотехніка: Всеукр. Міжвід. наук.-техн. сб. 2002. Вып. 125 С. 202 – 206.

Запропоновано методи формування кодових конструкцій багатопозиційного часового коду (БЧК) при кодовому розподілі джерел інформації з метою скорочення часу передавання блоку інформації и зниження втрат пропускної здатності каналу зв'язку.

Табл. 1. Ил.3. Бібліогр.: 6 назв.

UDC 621.396.94; 621.394.18

Methods of forming the code MTC structures when separating the information sources / E. M. Rudii, I.A.Kireev, B.D.Burjachenko // Radiotechnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2002. №125. P. 202 – 206.

The methods of forming the code Multiposition Time Code (MTC) structures when separating sources of information for the purpose of reducing information block time of transmission and decreasing losses of channel capacity are proposed.

1 tab. 3 fig. Ref.: 6 items.