

СОДЕРЖАНИЕ

Маслов В. Н., Кокин В. Н., Агаджанов А. А., Адамович А. А. Асимптотически оптимальное обнаружение полезных сигналов на фоне негауссовского шума	3
Морозов П. С. Модифицированный рекуррентный поиск сложных сигналов	7
Брандис П. А., Куликов А. Л. Аппаратурный контроль дискретных ортогональных преобразований	11
Упсало В. Н. Показатели функциональной контролепригодности систем цифровой обработки сигналов	18
Тетров В. А. Некоторые особенности спектра сигнала, рассеянного нестационарной турбулентной средой	24
Дикитин Ю. П., Никитин П. Ю., Пятигорец Н. П. Параметрический селектор импульсов	31
Говарницкий А. В., Гапоненко В. Н. Методика анализа структуры кодов на основе комбинаторных представлений	35
Тетручек Т. П. О зависимости остаточного затухания канала связи от расхождения частот переносчиков в системах передачи	40
Ютов И. В., Воеводин В. А. Оценка взаимного влияния параметров сигнально-кодовой конструкции на помехоустойчивость канала связи	44
Гласев Ю. В. Аутентификация пакетной сети с множественным доступом	49
Ютох Н. Г., Мусиенко В. Ю. Обработка радиометрических изображений, основанная на оценках Парзена — Розенблатта	54
Минервин Н. Н., Голодный А. Ю. Учет флуктуаций углов прихода составляющих широкополосного сигнала при измерении угла ионосферной фракции	58
Рыков В. Н., Поштаренко В. М., Овсянников Ю. В., Тимофеев В. Г. Рележка облучателей многолучевой антенны для систем получения изображения в миллиметровом диапазоне волн	62
Гервань Ю. А., Воронцова Е. В. Метод комплексного исследования многомодовых волоконных световодов	68
Григоренко Ю. Е., Бородин Б. Г., Криворучко В. И. О синтезе СВЧ резонаторных измерительных преобразователей для фотомодуляционной диагностики полупроводниковых структур	72
Гельмодов И. Ш., Омаров М. А., Петров С. И., Кондра Н. А. Экспериментальная установка для исследования дифференциальных характеристик многомодовых световодов	79
Герух А. Г., Шаворыкина И. Ю. Падение электромагнитной волны на границу нестационарной проводящей среды	83
Грищенко А. И., Кулаков О. В. Распространение волн в неоднородных волноводах, содержащих критические сечения	87
ИAMEDOVA Н. А., Суховианов И. А., Щербатко И. В. Применение оптоэлектронных приборов с внешней модуляцией в волоконно-оптических линиях передачи СВЧ-поднесущей	90
Должиков В. В., Радченко В. Ю. Статистический синтез линейных антенн в заданной диаграмме направленности. Ч. 1	97
Должиков В. В., Радченко В. Ю. Статистический синтез линейных антенн в заданной диаграмме направленности. Ч. 2	104
Юганов И. И., Шитов В. В. Алгоритм пространственной обработки в условиях априорной информации о мешающих отражениях	107
Корниченко Л. Г., Войтович О. А. Влияние подстилающей поверхности и способа фазирования ФАР на эффективность автокомпенсатора помех	111
Заятин В. И., Головина Л. В., Щербатов Н. В. Синтез многослойных радиопрозрачных укрытий с заданными электрическими параметрами	117

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ УКРАИНЫ
ХАРЬКОВСКИЙ ОРДЕНА ТРУДОВОГО КРАСНОГО ЗНАМЕНИ
ИНСТИТУТ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ им. М. К. ЯНГЕЛЯ

621.396(06)
P15

РАДИОТЕХНИКА

Республиканский
межведомственный
научно-технический сборник

Основан в 1965 г.

ВЫПУСК 98

Радиотехника
621.396(06)
P 15
729177
НЕ ХНУРЕ

1993

729177 КС

ХАРКІВ
ВИДАВНИЦТВО «ОСНОВА» ПРИ ХАРКІВСЬКОМУ
ДЕРЖАВНОМУ УНІВЕРСИТЕТІ
1993

лы теории и техники обработки
ледования многомодовых свето-
техники волноводных и резона-
а также данные теоретических
итенн различных типов.
ботников, специалистов.

я: д-р техн. наук проф.
техн. наук проф. *В. Д. Кукуш*
ц. *Ж. Ф. Пащенко* (отв. секр.),
, д-р техн. наук проф. *Б. Л. Ка-*
Кузьмичев, канд. техн. наук доц.
Н. Д. Колпаков, д-р физ.-мат.
з.-мат. наук проф. *Н. А. Хиж-*
ц-р техн. наук проф. *Я. С. Шиф-*
ины *В. П. Шестопалов*

ук проф. *А. И. Терещенко*

0726, Харьков, просп. Ленина, 14,
3-66

СБОРНИК НАУЧНЫХ ТРУДОВ

РАДИОТЕХНИКА

Выпуск 98

Редактор *В. В. Арнаутова*
Художественный редактор *Т. П. Короленко*
Технический редактор *И. А. Омельченко*
Корректор *М. Ф. Христенко*

0.02.93. Формат 60×90/16.
Печать высокая. Усл.
2062. Зак. № 2-340.

ном универси-

429177

в Харьковской
ситетская, 16.

зский институт
лектроники, 1993

В. Н. МАНЖОС, д-р техн. наук, В. Н. КОКИН, канд. техн. наук,
А. А. АГАДЖАНОВ, А. А. АДАМОВИЧ

АСИМПТОТИЧЕСКИ ОПТИМАЛЬНОЕ ОБНАРУЖЕНИЕ ПОЛЕЗНЫХ СИГНАЛОВ НА ФОНЕ НЕГАУССОВЫХ ПОМЕХ

С целью упрощения синтезируемых устройств обработки сигналов на фоне помех последние в большинстве случаев полагают гауссовыми. В то же время реальные помехи радиотехническим средствам обработки во многих случаях могут заметно отличаться от гауссовых, причем неизвестным образом. Для повышения эффективности обработки сигналов в этих условиях возникает задача непараметрического оценивания неизвестных законов распределения помех. В общем случае решение указанной задачи является чрезвычайно сложным. Поэтому в процессе такого решения используется ряд упрощающих условий, которые могут иметь место на практике. Главные из них: стационарность колебаний помехи на интервале оценивания закона ее распределения, а также независимость соседних дискрет помехи во времени. Перечисленные условия позволяют сравнительно просто находить необходимую при синтезе устройств оптимальной обработки многомерную плотность вероятности помехи на основе получения предварительной оценки только одномерного закона ее распределения:

$$p(y_1, y_2, \dots, y_N) = \prod_{i=1}^N p(y_i). \quad (1)$$

Известно [1—3], что конструктивным при обработке сигналов на фоне негауссовых помех является асимптотически оптимальный обнаружитель (АОО). Достаточная статистика последнего, например, для частного случая обнаружения сигнала со всеми известными параметрами имеет вид

$$\ln l = \sum_{i=1}^N s_i \varphi(y_i), \quad (2)$$

где характеристика нелинейного безынерционного элемента (НБЭ) $\varphi(y)$ определяется эквивалентными соотношениями

$$\varphi(y) = -d \ln p(y)/dy = -\frac{dp(y)/dy}{p(y)} = -\frac{d^2 F(y)/dy^2}{dF(y)/dy}. \quad (3)$$

Здесь l — отношение правдоподобия, s — ожидаемый (опорный) сигнал, $y = s + n$ — аддитивная смесь полезного сигнала и помехи, N — количество дискрет выборки полезного сигнала и помехи, $p(y)$, $F(y)$ — плотность и функция распределения помеховых колебаний. При синтезе АОО полагалось отношение сигнал-помеха $q \ll 1$, $N \rightarrow \infty$.

Согласно (2) при синтезе АОО необходимо найти оценку характеристики НБЭ $\hat{\varphi}(y)$ на основе ограниченной выборки из M дискретных колебаний помехи. Такую оценку согласно (3) можно получить либо на основе однократного дифференцирования плотности вероятности $p(y)$, либо с помощью двукратного дифференцирования функции распределения $F(y)$. С этой целью в устройстве обработки необходимо получить соответствующие оценки $\hat{p}(y)$ или $\hat{F}(y)$. На практике предпочтительно получение оценки $\hat{\varphi}(y)$ на основе однократного дифференцирования оценки $\hat{p}(y)$. Это объясняется тем, что оценки $\hat{p}(y)$, $\hat{F}(y)$, полученные на основе выборки конечного объема, являются «зашумленными». В этом случае получение качественной оценки $\hat{\varphi}(y)$ на основе двукратного дифференцирования $\hat{F}(y)$ сопряжено с относительно большими вычислительными затратами.

В литературе известны методы получения оценок плотности вероятности $\hat{p}(y)$ случайных величин по выборкам конечного размера, например, методы получения ядерных оценок $\hat{p}(y)$ [4; 5]. В то же время вопросы непосредственного использования этих оценок для синтеза алгоритмов АОО и, в частности, для получения на их основе оценок характеристик НБЭ $\hat{\varphi}(y) = -\frac{d\hat{p}(y)/dy}{\hat{p}(y)}$ оказались малоисследованными.

Рассматривается возможность использования ядерных оценок $\hat{p}(y)$ для получения оценок характеристик НБЭ $\hat{\varphi}(y)$, а также определяется необходимый размер выборки, при котором энергетические потери полезного сигнала в АОО относительно небольшие.

В качестве исходной применяется ядерная оценка Розенблата — Парзена:

$$\hat{p}(y) = \frac{1}{Mh} \sum_{i=1}^M K\left(\frac{y-y_i}{h}\right), \quad (4)$$

где y_i — элементы входной выборки, $i = \overline{1, M}$; h — весовой коэффициент; $K(z)$ — ядро. Среди ряда известных в литературе видов ядер используем, так называемую, оптимальную форму ядра [6]

$$K(z) = \begin{cases} \frac{3}{4\sqrt{5}} \left(1 - \frac{z^2}{5}\right), & |z| \leq \sqrt{5}; \\ 0, & |z| > \sqrt{5}. \end{cases} \quad (5)$$

Особенность ядерной оценки $\hat{p}(y)$ на основе ядра (5) — практическая независимость точности от вида оцениваемой плотности вероятности. Весовой коэффициент h , определяющий ширину окна ядра $K(z_i) = k\left(\frac{y-y_i}{h}\right)$, в принципе зависит от априорно неизвестной функции плотности. Однако на практике величину h можно приближенно находить по соотношению $h(M) = \sqrt{\sigma^2/M^{0,2}}$, где σ^2 — дисперсия случайной величины.

Используя (4), (5), находим оценку $\hat{\varphi}(y)$ согласно (3). С учетом обозначения $z_i = (y - y_i)/h$ найдем предварительно производную $\frac{d\hat{p}(y)}{dy} = \frac{d}{dz_i} \frac{dz_i}{dy} \hat{p}(y) = \frac{1}{Mh^2} \sum_{i=1}^M \frac{d}{dz_i} K(z_i)$, или после подстановки $K(z_i)$ согласно (5)

$$\frac{d\hat{p}(y)}{dy} = -\frac{3}{Mh^2 10 \sqrt{5}} \sum_{i=1}^M z_i. \quad (6)$$

Используя далее $\hat{p}(y)$ (4), получаем оценку

$$\hat{\varphi}(y) = \frac{2}{5h} \sum_{i=1}^M z_i / \sum_{i=1}^M (1 - z_i^2/5). \quad (7)$$

Оценку $\hat{\varphi}(y)$ сравниваем с соответствующей оценкой $\hat{\varphi}_0(y)$, которой отвечает выборка бесконечного размера ($M \rightarrow \infty$). В качестве исходного для расчета $\hat{\varphi}_0(y)$ рассмотрим нормированный ($\sigma^2 = 1$) обобщенный гауссовый закон с плотностью

$$p(y) = \frac{b \sqrt{\mu}}{2\Gamma(1/b)} \exp[-|y|^b \mu^{b/2}], \quad (8)$$

где $\Gamma(\cdot)$ — гамма-функция, $\mu = \Gamma(3/b)/\Gamma(1/b)$, b — параметр распределения. При значении параметра $b=2$ (8) описывает гауссовское распределение помехи, при $b > 2$ распределение (8) приближается к прямоугольному, соответствующему, например, внешней помехе типа ограниченного («подрезанного») шума и, наконец, при $b < 2$ распределение (1) обостряется, а на его краях появляются «хвосты», что соответствует помехе импульсного типа.

В соответствии с (8) оценка $\hat{\varphi}_0(y) = -d \ln p(y)/dy$ имеет вид

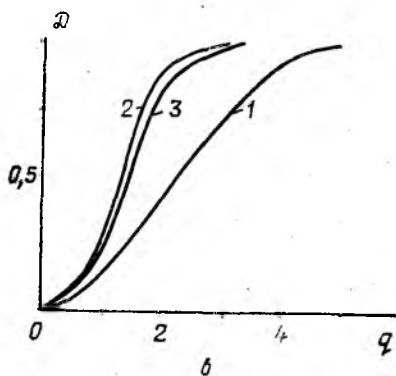
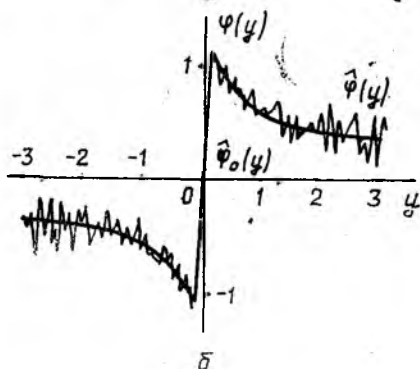
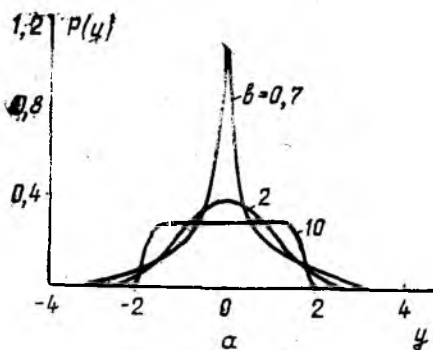
$$\hat{\varphi}_0(y) = b\mu^{b/2} y |y|^{b-2}. \quad (9)$$

На рисунке, поз. *a* показаны распределения (8) для значений параметра $b = 0,7, 2, 10$; поз. *б* — оценки характеристик НБЭ $\hat{\varphi}_0(y)$ (9) и $\hat{\varphi}(y)$ (7) для параметра $b = 0,7$. Оценка рассчитывалась по выборке размера $M = 10^4$, сформированной в соответствии с плотностью вероятности (8).

Эффективность АОО применительно к двум оценкам $\hat{\varphi}_0(y)$ и $\hat{\varphi}(y)$ определялась на основе достаточной статистики (2) с помощью математического моделирования на ЭВМ соответствующих кривых обнаружения. Указанные кривые рассчитывались для трех характерных случаев.

1. Обнаружение полезного сигнала гауссовским обнаружителем (оптимальным для гауссовской помехи) на фоне негауссовых помех.

2. Обнаружение полезного сигнала АОО на фоне негауссовых помех с использованием оценки $\hat{\varphi}_0(y)$ согласно (9).



3. Обнаружение полезного сигнала АОО на фоне негауссовых помех с использованием оценки $\hat{\varphi}(y)$ согласно (7). При этом длина обучающей выборки для построения оценки $\hat{\varphi}(y)$ составляла $M=10^4$ отсчетов.

Расчет кривых обнаружения для перечисленных случаев был проведен для выборки размера $N=500$ для одинаковой дисперсии помехи $\sigma^2=1$ и условной вероятности ложной тревоги $F_{лт}=10^{-2}$. В качестве помехи использовались независимые отсчеты случайной величины, распределенной по закону (8) с параметром $b=0,7$. Результаты расчета кривых обнаружения представлены на рисунке, поз. в кривыми 1, 2, 3 соответственно.

На основе моделирования и кривых обнаружения (рисунок, поз. в) можно сделать выводы. Если число дискрет выборки $N > 200$, ход кривых обнаружения применительно к гауссовскому обнаружителю (кривая 1) практически не зависит от закона распределения помехи при ее постоянной мощности.

При обработке сигналов с помощью АОО на фоне негауссовых помех кривые обнаружения (кривые 2, 3) заметно смещаются влево по отношению к гауссовскому обнаружителю (кривая 1), что соответствует

энергетическому выигрышу первого обнаружителя по отношению ко второму. Так, для случая выбранной помехи с параметром $b=0,7$ и вероятности правильного обнаружения $D=0,9$ выигрыш составляет примерно $\mu=20 \lg(3,7/2,0)=5,34$ дБ.

Использование экспериментальной характеристики НБЭ $\hat{\varphi}(y)$ вместо теоретической $\varphi_0(y)$ с числом дискрет выборки $N > 200$ приводит к незначительному энергетическому проигрышу в полезном сигнале. Так, для $D=0,9$ он составляет около 1,2 дБ, выигрыш

АОО при негауссовой помехе по отношению к гауссовому обнаружителю не менее 4 дБ.

Таким образом, при воздействии на АОО помехи с гауссовским распределением последний обеспечивает эффективность обнаружения не хуже, чем гауссовский обнаружитель. При негауссовской помехе АОО обеспечивает энергетический выигрыш по сравнению с гауссовским. Выигрыш увеличивается по мере расхождения закона распределения негауссовской помехи по сравнению с гауссовской.

Учитывая, таким образом, относительную простоту алгоритма вычисления характеристики НБЭ $\hat{\varphi}(y)$ (7), можно сделать вывод о целесообразности его практического использования в условиях воздействия помех с неизвестным законом распределения.

Список литературы: 1. *Ширман Я. Д., Манжос В. Н.* Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. М., 1981. С. 416. 2. *Теория обнаружения сигналов* / Под ред. П. А. Бакута. М., 1984. С. 440. 3. *Левин Б. Р.* Теоретические основы статистической радиотехники. 3-е изд. М., 1989. 656 с. 4. *Дуда Р., Харт П.* Распознавание образов и анализ сцен: Пер. с англ. М., 1976. 511 с. 5. *Шалыгин А. С., Палагин Ю. И.* Прикладные методы статистического моделирования. Л., 1986. С. 320. 6. *Епачечников В. А.* Непараметрическая оценка многомерной плотности вероятностей // Теория вероятностей и ее применения. 1969. Т. 14, вып. 1. С. 156—160.

Поступила в редколлегию 20.07.90

УДК 621.396.662

П. С. СМОРОДОВ, канд. техн. наук

МОДИФИЦИРОВАННЫЙ РЕКУРРЕНТНЫЙ ПОИСК СЛОЖНЫХ СИГНАЛОВ

Известен ряд задач, например, задача измерения больших расстояний, когда требуемая база используемых сложных сигналов должна быть очень большой (порядка 10 000 и более) при сравнительно малой полосе частот, занимаемой сигналом и при больших отношениях сигнал-шум в полосе сигнала [1]. В таких задачах устройства циклического и параллельно-последовательного поиска сложных сигналов оказываются уже малоэффективными. Лучшие результаты могут быть получены при использовании методов поиска, предполагающих посимвольный прием сложного сигнала.

Использование схем посимвольного приема в устройствах поиска отрицательно влияет на помехоустойчивость и положительно — на быстроту получения оценок. Поэтому основной задачей оптимизации структуры и параметров устройств, использующих методы посимвольного приема, является обеспечение минимального времени поиска при заданной вероятности успеха и определение границ, в которых еще возможно уменьшать время поиска за счет учета структурных особенностей сложных сигналов по

сравнению со временем их циклического и параллельно-последовательного поиска.

Одним из наиболее эффективных методов поиска сложных сигналов для больших отношений сигнал-шум является рекуррентный поиск с одной и двумя степенями обнаружения [2]. При этом правильность установки начальных условий генератора псевдослучайной последовательности (ПСП) каждый раз осуществляется путем корреляционной проверки на отрезке ПСП некоторой длительности. При уменьшении отношения сигнал-шум возрастает вероятность ошибки в символе ПСП, что ведет к увеличению числа ложных корреляционных проверок и, как следствие — к увеличению времени поиска.

Поиск на основе использования корректирующих свойств ПСП не требует корреляционных проверок и дает хорошие результаты при отношении сигнал-шум до — 6 дБ [3]. Однако при дальнейшем уменьшении отношения сигнал-шум для поддержания высокой вероятности успешного окончания поиска необходимо увеличивать длину обрабатываемого сегмента, что также приводит к возрастанию времени поиска.

Очевидно, что используя преимущества этих двух методов, можно реализовать достаточно эффективную процедуру поиска сложных сигналов при средних отношениях сигнал-шум.

Представим поисковую процедуру следующим образом. Осуществляется посимвольный прием n элементов ПСП, причем $k < n < N$, где k — степень образующего полинома, $N = 2^k - 1$ — период ПСП. Принятый сегмент анализируется на отсутствие в нем ошибок. Если ошибок нет, осуществляется корреляционная проверка правильности синхронизма. Если корреляционная проверка дает положительный результат, поиск считается законченным, если отрицательный — поиск начинается с начала. Если принятый сегмент содержит ошибки, то он сдвигается на один разряд, принимается очередной элемент и анализ повторяется. Таким образом, поисковая процедура является двухэтапной. На первом этапе осуществляется проверка методом декодирования, и, если результат проверки положительный, на втором этапе осуществляется корреляционная проверка.

Для определения вероятностно-временных характеристик данного метода поиска поисковую процедуру представим в виде графа переходов (рис. 1). Состояние 5 соответствует успешному окончанию поиска, состояние 7 — ложному синхронизму. Производящая функция вероятности перехода из начального состояния в поглощающее, соответствующее успешному окончанию поиска, будет равна

$$H(s) = \frac{s^{n+1} p^n P_D}{1 - s(1 - p^n)(1 - P_{но}) - s^{n+1} [P_{но}(1 - p^n)(1 - P_F) + p^n(1 - P_D)]}, \quad (1)$$

где p — вероятность правильной оценки элемента ПСП; $P_{но}$ — вероятность необнаружения ошибки в n -разрядном сегменте ПСП; P_D —

вероятность правильного обнаружения; P_F — вероятность ложной тревоги; l — длина корреляционного отрезка.

Конечную вероятность успешного окончания поиска найдем из выражения (1) при $s=1$:

$$P_K = \frac{p^n P_D}{p^n P_D + P_F P_{\text{но}} (1 - p^n)}. \quad (2)$$

Для определения закона распределения времени поиска представим $H(s)$ в виде ряда

$$H(s) = \sum_{i=0}^{\infty} \sum_{j=0}^i s^{(n+l)(j+1)+i-j} \binom{i}{j} p^n P_D [(1 - p^n) (1 - P_{\text{но}})]^{i-j} \times \\ \times [P_{\text{но}} (1 - p^n) (1 - P_F) + p^n (1 - P_D)]^j,$$

откуда получим искомое распределение

$$P(q) = p^n P_D [1 - p^n P_D - P_{\text{но}} P_F (1 - p^n)]^q.$$

Тогда вероятность успешного завершения поиска за q попыток будет равна

$$P_q = \sum_{i=1}^q P(q) = p^n P_D \frac{1 - [1 - p^n P_D - P_{\text{но}} P_F (1 - p^n)]^{q+1}}{p^n P_D + P_{\text{но}} P_F (1 - p^n)}. \quad (3)$$

Если число попыток будет бесконечно большим, то выражение (3) переходит в (2). Для определения моментов распределения времени поиска найдем первую и вторую производные от производящей функции при $s=1$:

$$m_1 = \left[\frac{\partial H(s)}{\partial s} \Big|_{s=1} \right] / P_K, \quad m_2 = \left[\frac{\partial^2 H(s)}{\partial s^2} \Big|_{s=1} \right] / P_K.$$

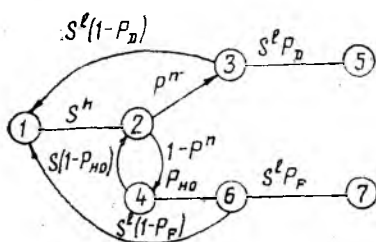


Рис. 1

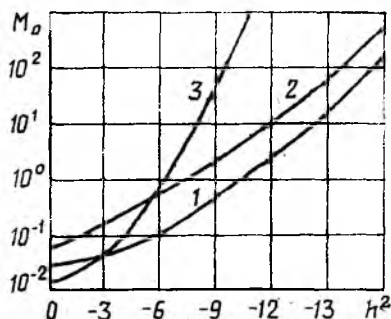


Рис. 2

Тогда математическое ожидание и дисперсия времени поиска будут равны [4]

$$M[L] = m_1 = \frac{(n+l) [p^n (1 - P_{\text{но}}) + P_{\text{но}}]}{p^n P_D + P_F P_{\text{но}} (1 - p^n)}; \quad (4)$$

$$D[L] = m_2 - m_1^2 + m_1 = \frac{P_D [p^n (1 - P_{\text{но}}) + P_{\text{но}}] (n+l)^2}{[p^n P_D + P_F P_{\text{но}} (1 - p^n)]^2}. \quad (5)$$

В выражениях (4) и (5) искомые величины выражены через число элементов ПСП, т. е. проведена нормировка относительно длительности единичного элемента сложного сигнала.

Анализ выражений (2) — (5) показывает, что для уменьшения времени поиска необходимо уменьшать число ложных корреляционных проверок. Это возможно, если n — разрядный сегмент имеет достаточно большое минимальное кодовое расстояние d . Однако для увеличения d необходимо увеличивать и длину принимаемого сегмента n , что приводит к увеличению времени поиска. Расчеты, проведенные для ПСП длиной 1023 элемента, показывают, что целесообразно величину n выбирать равной 15. В этом случае $d=3$, что позволяет сохранить вероятность необнаружения ошибки на достаточно небольшом уровне. При этом вероятность необнаружения ошибки определяется выражением [3]

$$P_{\text{но}} = 2^{-(n-k)} \sum_{i=d}^n \binom{i}{n} (1-\rho)^i \rho^{n-i}.$$

Вероятности правильного обнаружения и ложной тревоги на этапе проверки будут равны [2]

$$P_D = 0,5 \{1 + \operatorname{erf} [(1-\rho) \sqrt{l \cdot h^2}]\},$$

$$P_F = 0,5 \{1 - \operatorname{erf} [\rho \sqrt{lh^2/(1+h^2)}]\},$$

где h^2 — отношение сигнал-шум на входе; ρ — нормированный порог обнаружения; $\operatorname{erf}(x) = 2/\sqrt{\pi} \int_0^x \exp(-t^2) dt$ — функция ошибок.

Задача оптимизации параметров системы поиска сводится к нахождению значений двух параметров l и ρ , которые удовлетворяют заданной вероятности успешного завершения поиска (2) и минимизируют среднее время поиска (4) при фиксированной длине обрабатываемого сегмента n и отношении сигнал-шум. Эта задача, относящаяся к задачам нелинейного программирования, была решена методом наискорейшего спуска. На рис. 2 показан график зависимости величины $M_0 = M[L]$ от отношения сигнал-шум при оптимальных значениях l и ρ и при $P_k = 0,99$; $n = 15$, $k = 10$ для фазоманипулированных сложных сигналов длины 1023 элемента (кривая 1). Для сравнения приведена зависимость величины M_0 от h^2 для поиска с последовательной оценкой символов ПСП [2] (кривая 2) и для поиска с использованием корректирующих сегментов ПСП [3] (кривая 3). Анализ графиков показывает, что при $h^2 > -3\text{дБ}$ предпочтителен поиск с использованием корректирующих свойств сегментов ПСП, а при дальнейшем уменьшении отношения сигнал-шум наилучшими характеристиками обладает модифицированный рекуррентный поиск.

Таким образом, рассмотренная процедура поиска достаточно эффективна в условиях, когда возможен поэлементный прием ПСП, проста в реализации и позволяет значительно сократить время поиска по сравнению с другими известными методами поиска.

Список литературы: 1. Диксон Р. К. Широкополосные системы. Пер. с англ. / Под ред. В. И. Журавлева. М., 1979. 302 с. 2. Журавлев В. И. Поиск и синхронизация в широкополосных системах. М., 1986. 240 с. 3. Смородов П. С. Поиск псевдослучайных сигналов на основе использования корректирующих свойств модулирующих последовательностей // Радиотехника. 1989. Вып. 91. С. 6—9. 4. Тихонов В. И., Миронов М. А. Марковские процессы. М., 1977. 487 с.

Поступила в редколлегию 01.06.90

УДК 621.391

П. А. БРАНДИС, канд. техн. наук, А. Л. КУЛИКОВ

АППАРАТУРНЫЙ КОНТРОЛЬ ДИСКРЕТНЫХ ОРТОГОНАЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ

Цифровая обработка сигналов (ЦОС) — одно из быстроразвивающихся направлений техники, находящее все более широкое применение. Основу ЦОС составляет решение двух важных задач — вычисление свертки и спектральный анализ. Решение этих важных задач в большинстве случаев связано с реализацией дискретных ортогональных преобразований (ДОП) [1].

На результаты вычисления ДОП оказывают влияние различные внешние факторы, в том числе отказы и сбои аппаратуры. Таким образом, информация на выходе вычислителя ДОП может быть искажена из-за нарушения условий его нормального функционирования. Факт искажения выходной информации должен быть выявлен и либо сформирован признак искажения, либо информация должна быть восстановлена.

Существуют два принципиально отличных подхода к обеспечению надежности аппаратуры. Первый основан на использовании исключительно надежных компонентов в устройствах ДОП и защите этих компонентов от внешних воздействий. Однако повышению надежности элементов есть предел, обусловленный применяемой технологией, поэтому преимущественное применение для увеличения надежности находит второй принцип — принцип отказоустойчивости [2].

Наиболее общей характеристикой отказоустойчивости является вероятность правильного решения задачи в условиях отказов и сбоев [3], а основным средством достижения отказоустойчивости является временная и аппаратурная избыточность, которая

может быть введена в целях обнаружения отказа или в целях устранения его последствий.

По способу организации [3] контроль разделяют на программный, аппаратурный, комбинированный.

Программный контроль [5] основан на использовании специальных программ и требует дополнительной памяти для их хранения. Отсутствие возможности оперативного контроля, большая временная избыточность, существенно снижающая производительность устройства, ограничивают возможности применения программного контроля в отказоустойчивых системах ЦОС.

Аппаратурный контроль [5] связан с обнаружением ошибок функционирования с помощью вспомогательного устройства, функционирующего совместно с исходным. Простейшим методом аппаратурного контроля ДОП является дублирование узлов или самого устройства. Эффективность контроля дублированием высока, поскольку вероятность появления одинаковых ошибок в двух устройствах с независимыми отказами мала. Временная избыточность такого контроля невелика, а минимальное значение аппаратурной избыточности составляет сто процентов [2—4]. Однако, в случае возникновения в устройстве отказа или сбоя контроль дублированием не позволяет дать ответ на вопрос: результат вычислений основной или дублирующей аппаратуры — правильный?

Этого недостатка лишен мажоритарный метод контроля [2—4], основанный на параллельной работе нечетного числа устройств. Правильный результат вырабатывается по принципу большинства, причем существует возможность корректировать любые ошибки. Основной недостаток мажоритарного метода — высокая стоимость многократного резервирования.

Широкое распространение в системах ЦОС получил контроль по модулю [3; 4]. Контроль осуществляется с помощью контрольных кодов, представляющих собой остатки от деления чисел на некоторый модуль. Над контрольными кодами производятся те же операции, что и над числами, причем остатки по модулю r от результата выполнения операций над числами и от результата выполнения тех же операций над контрольными кодами в отсутствии ошибок должны совпадать. Аппаратурная и временная избыточность устройств с таким контролем зависит от величины модуля; наибольшее распространение получил контроль по модулю три.

Более эффективные и экономичные процедуры контроля можно построить, если полнее учитывать информацию о структуре и характере алгоритма. Так, например, в работе [5] предлагается метод контроля матричных операций с контрольным суммированием. Суть этого метода контроля заключается в том, что любой матрице A размером $n \times m$ можно поставить в соответствие:

$A^{(1)} = 1_n^T \cdot A$ — вектор-строку, каждый элемент которого определяется путем суммирования элементов в соответствующем столбце,

$A^{(2)} = A \cdot 1m$ — вектор-столбец, каждый элемент которого определяется путем суммирования элементов в соответствующей строке, $A^{(3)} = 1_n^T \cdot A \cdot 1m$ — число, значение которого равно сумме элементов матрицы, где $1k$ — k -мерный вектор-столбец, все элементы которого равны единице.

При этом для матриц A и B справедливы следующие тождества:

$$A^{(1)} \cdot B = (A \cdot B)^{(1)}; \quad A \cdot B^{(2)} = (A \cdot B)^{(2)}; \quad A^{(1)} \cdot B^{(2)} = (A \cdot B)^{(3)} \quad (1);$$

$$A^{(1)} \cdot A^{-1} = I^{(1)}; \quad A \cdot (A^{-1})^{(2)} = I^{(2)}; \quad A^{(1)} \cdot (A^{-1})^{(2)} = I^{(3)}.$$

На основе тождеств можно организовать контроль ДОП, операций умножения и обращения матриц. Наиболее широко для этих целей применяется выражение (1).

Применительно к ДОП это выражение приобретает следующий смысл: A — матрица коэффициентов преобразования, B — матрица временных дискретов сигнала. Таким образом, можно организовать контроль ДОП путем вычисления левой и правой частей соотношения (1) и последующего их сравнения.

Для вычисления левой части (1) необходимо сформировать вектор $A^{(1)}$ путем сложения элементов в соответствующем столбце матрицы коэффициентов преобразования. Эту операцию можно выполнить заранее и компоненты вектора $A^{(1)}$ хранить в запоминающем устройстве. В процессе выполнения ДОП вычисление левой части (1) будет заключаться в поэлементном суммировании дискретов обрабатываемого сигнала с весами, определяемыми вектором $A^{(1)}$. Для вычисления правой части необходимо получить сумму спектральных составляющих.

Структурная схема устройства ДОП, в котором контроль основан на этом принципе, а выходные данные формируются последовательно, приведена на рис. 1. Метод характеризуется относительно

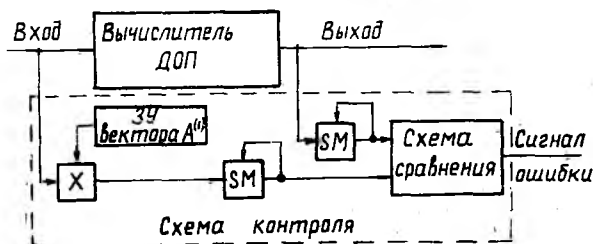


Рис. 1

высокой вероятностью обнаружения ошибок устройством контроля и малыми значениями аппаратурной и временной избыточности, поскольку алгоритм контроля несложен, и контрольная сумма накапливается параллельно вычислению ДОП.

Специализированный, ориентированный на ДОП, метод контроля можно построить на основе равенства Парсеваля, которое для дискретного случая принимает вид

$$\sum_{j=0}^{N-1} |x_j|^2 = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} |y_i|^2, \quad (2)$$

или в векторно-матричной форме

$$X^{T*} \cdot X = \frac{1}{N} Y^{T*} \cdot Y,$$

где X — вектор-столбец отсчетов входного сигнала x_j , Y — вектор-столбец отсчетов спектра y_i ДОП, N — размерность преобразования. Процедура контроля сводится к вычислению левой и правой частей выражения (2) и проверке их на равенство. Структурная схема устройства при последовательном способе формирования выходных данных представлена на рис. 2.

Произведем сравнительный анализ алгоритмов и устройств с контролем, базирующихся соответственно на выражениях (1),



Рис. 2

(2). Алгоритмы основаны: первый — на линейной обработке, второй — на квадратичной:

Временная и аппаратная избыточность обоих алгоритмов приблизительно одинакова. Кажущуюся сложность в выражении (2) составляет операция деления на N . Однако для наиболее распространенных ДОП существуют «быстрые» алгоритмы, такие как быстрое преобразование Фурье (БПФ), быстрое преобразование Уолша — Адамара (БПУА) и т. д., для которых N равно степени двойки. Поскольку деление на степень двойки можно реализовать сдвигом разрядов вправо или простой коммутацией проводов, то выполнение этой операции не требует дополнительных аппаратных и временных затрат.

Для устройств контроля (рис. 1, 2) характерна неизменность их структуры для любого ДОП и слабая зависимость избыточности (аппаратной и временной) от размерности преобразования N ,

Алгоритм с контрольным суммированием (выражение (1)) справедлив для любых матричных операций и имеет возможность выявить отказавший элемент вычислителя ДОП [5], а алгоритм, основанный на равенстве Парсеваля (выражение (2)), такой возможности не имеет.

Для количественной оценки вероятности обнаружения ошибок устройством контроля (рис. 2) производилось имитационное моделирование процесса реализации ДОП со сбоями. Исходные данные моделирования: N — размерность ДОП, M — разрядность данных, K — кратность ошибки, G — количество искаженных дискретов выходной последовательности.

Сбои моделировались на функциональном уровне [6], как случайное воздействие на G дискретов выходной последовательности, равновероятно искажающее K разрядов каждого дискрета.

Результаты имитационного моделирования приведены в табл. 1. В табл. 2 приведены результаты аналогичного моделирования для алгоритма с контрольным суммированием.

Как видно из сравнения табл. 1 и 2, способ контроля выполнения ДОП, основанный на равенстве Парсеваля, обладает до 16 % большей вероятностью обнаружения ошибок, чем метод с контрольным суммированием.

Для оценки затрат количества контрольного оборудования и его влияния на общее количество оборудования вычислителя

Таблица 1

K		1	2	3	4
G = 1	M = 4	1,0000	1,0000	1,0000	1,0000
	M = 8	1,0000	1,0000	1,0000	1,0000
	M = 16	1,0000	1,0000	1,0000	1,0000
G = 2	M = 4	0,9779	0,9857	1,0000	1,0000
	M = 8	1,0000	1,0000	1,0000	1,0000
	M = 16	1,0000	1,0000	1,0000	1,0000
G = 3	M = 4	0,9959	0,9976	1,0000	1,0000
	M = 8	1,0000	1,0000	1,0000	1,0000
	M = 16	1,0000	1,0000	1,0000	1,0000
G = 4	M = 4	0,9979	1,0000	1,0000	1,0000
	M = 8	1,0000	1,0000	1,0000	1,0000
	M = 16	1,0000	1,0000	1,0000	1,0000

Таблица 2

K		1	2	3	4
G = 1	M = 4	1,0000	1,0000	1,0000	1,0000
	M = 8	1,0000	1,0000	1,0000	1,0000
	M = 16	1,0000	1,0000	1,0000	1,0000
G = 2	M = 4	0,8199	0,8757	0,9435	0,9979
	M = 8	0,9291	0,9887	0,9942	1,0000
	M = 16	0,9633	0,9919	0,9979	1,0000
G = 3	M = 4	0,9379	0,9963	1,0000	1,0000
	M = 8	0,9819	1,0000	1,0000	1,0000
	M = 16	0,9979	1,0000	1,0000	1,0000
G = 4	M = 4	0,9459	0,9565	0,9823	1,0000
	M = 8	0,9859	0,9913	1,0000	1,0000
	M = 16	0,9939	1,0000	1,0000	1,0000

ДОП воспользуемся коэффициентом аппаратурной избыточности ΔW_0 [7], характеризующим увеличение общего объема аппаратурной избыточности из-за применения контроля и вычисляемым по правилу $\Delta W_0 = (W_0 + W_k) / W_0$, где W_k — количество контрольного оборудования, W_0 — общее количество оборудования вычислителя ДОП, выраженное, например, в количестве логических элементов.

Результаты оценки коэффициента аппаратурной избыточности ΔW_0 для контроля, основанного на равенстве Парсевалья, устройства последовательной обработки, реализующего БПУА, приведены в табл. 3, откуда видно, что значения коэффициента аппаратурной избыточности невелики и существенно уменьшаются с ростом разрядности обрабатываемых данных и размерности преобразования. Очевидно, что для систем параллельной обработки значения коэффициента аппаратурной избыточности будут еще меньше.

Произведем сравнение метода контроля, основанного на равенстве Парсевалья, с наиболее широко распространенным контролем по модулю. При контроле по модулю r вероятность обнаружения ошибок определяется [4; 7] выражением

$$P_{\text{оби}} = 1 - \frac{1}{r} - \frac{r-1}{r} \left(-\frac{1}{r-1} \right)^k,$$

где k — кратность ошибок.

Числовые значения вероятности обнаружения ошибок устройством контроля для различных значений модуля r и кратности ошибок k приведены в табл. 4. Анализ этих значений показывает, что для получения вероятности обнаружения ошибок, соизмеримой с аналогичной вероятностью, обеспечиваемой методом контроля на основе равенства Парсевалея, необходимо использовать большие значения модуля r ($r=7 \div 11$).

Оценку аппаратурной избыточности для контроля по модулю r можно производить по упрощенной формуле [7] $\Delta W_0 = (M + M_k) / M$,

Таблица 3

N	ΔW_0		
	M = 4	M = 8	M = 16
4	1,72	1,42	1,37
16	1,47	1,31	1,15
64	1,15	1,09	1,02
128	1,10	1,04	1,01

Таблица 4

K	$P_{обн}$		
	r = 3	r = 7	r = 11
1	1	1	1
2	0,5	0,833	0,9
3	0,75	0,861	0,91
4	0,625	0,832	0,909

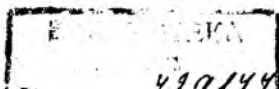
Таблица 5

M_k	ΔW_0		
	M = 4	M = 8	M = 16
1(r=2)	1,25	1,125	1,0625
2(r=3)	1,5	1,25	1,125
3(r=7)	1,75	1,375	1,1875
4(r=11)	2	1,5	1,25

где M и M_k — соответственно разрядность данных и число контролируемых разрядов, причем M_k определяется значением модуля r . Результаты расчета ΔW_0 (табл. 5) приведены для устройства последовательной обработки, реализующего БПУА. Анализ приведенных данных позволяет сделать вывод, что для реализации контроля с большим значением модуля r , а следовательно и с большой вероятностью обнаружения ошибок, требуется большая избыточность аппаратуры. В этой ситуации, метод контроля, основанный на равенстве Парсевалея, обеспечивая высокую вероятность обнаружения ошибок (табл. 1), требует в 1,5 ÷ 1,8 раз меньшую аппаратурную избыточность, чем контроль по модулю.

Анализ операций алгоритма контроля (выражение (2)) и структуры контролирующего устройства (рис. 2) показывает, что реализация метода контроля, основанного на равенстве Парсевалея, возможна на существующей элементной базе и эффективна в виде БИС и СБИС в силу универсальности алгоритма контроля для любого ДОП.

Таким образом, большинство алгоритмов ЦОС основано на ДОП, в вычислениях которых в силу воздействия внешних факторов могут вноситься ошибки. Проведен обзор методов контроля и предложен специальный метод для контроля результатов вычислений ДОП, обладающий высокой вероятностью обнаружения ошибок и малой аппаратурной избыточностью. Он реализуем на существующей элементной базе и может найти широкое применение при построении аппаратуры цифровой обработки.



Список литературы: 1. Ахмед Н., Рао К. Ортогональные преобразования при обработке сигналов: Пер. с англ. / Под ред. Фоменко И. Б., 1980. 248 с. 2. Авизженис А., Лапри Ж.-К. Гарантийные вычисления // Тр. ин-та инж. по радиотехнике и электронике. 1986. Т. 4, № 5. С. 8—21. 3. Сидоров А. М. Методы контроля электронных цифровых машин / Под ред. Мееровича, М., 1966. 160 с. 4. Щербаков Н. С. Достоверность работы цифровых устройств, М., 1989. 224 с. 5. Huang K. H., Abraham I. A. Algorithm based fault tolerance for matrix operations. // IEEE Trans. Comput. 1984. Vol. C. 33. P. 518—528. 6. Абрахам Дж. А., Фукс У. К. Модели неисправностей и ошибок для проектирования СБИС // Тр. ин-та инж. по радиотехнике и электронике. 1986. Т. 74, № 5. С. 22—41. 7. Надежность и контроль ЭВМ / Ю. П. Журавлев, А. Л. Котелюк, Н. И. Циклинский и др., М., 1978. 416 с.

Поступила в редколлегию 26.06.90

УДК 681.326.0

В. Н. ТУПКАЛО, канд. техн. наук

ПОКАЗАТЕЛИ ФУНКЦИОНАЛЬНОЙ КОНТРОЛЕПРИГОДНОСТИ СИСТЕМ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

При создании отказоустойчивых радиотехнических измерительных комплексов одной из актуальных задач является обеспечение функциональной (в реальном масштабе времени) контролепригодности систем цифровой обработки сигналов (СЦОС). Сложность ее решения определяется непрерывным повышением степени интеграции элементной базы СЦОС и невозможностью четкого разделения их аппаратных и программных средств [1]. Данное обстоятельство требует пересмотра известного исходного подхода к описанию модели объектов функционального контроля СЦОС на уровне автоматного представления с целью обеспечения минимального времени восстановления правильности хода процесса обработки при минимальной структурной избыточности.

Анализ известных работ по проблеме контролепригодности радиоэлектронных систем позволяет выделить три подхода к оценке меры контролепригодности. Первый (тривиальный) подход связан с установлением частных интуитивных показателей контролепригодности, которые четкой аналитической зависимости с вероятностью успешного использования систем $P(t, \tau) = k_r(t)P(\tau)$ не имеют. Второй подход отражает стремление ввести комплексные (интегральные) показатели с учетом определенных требований к виду их представления (например, [2]). Необходимость данного подхода заключается в том, что являясь линейной комбинацией несколько частных критериев, не исключается ситуация неограниченной возможности компенсации уменьшения качества по одному частному показателю за счет увеличения качества по другому. Наиболее конструктивным является третий подход, развиваемый в работах [3; 4]. В его основе лежит оценка достоверности функ-

ционирования системы «объект контроля — средство контроля» в виде условной вероятности

$$D_{\Phi}(t) = \frac{P(\bar{\varepsilon}\bar{E})_t + P(\varepsilon E)_t}{P(\bar{\varepsilon}\bar{E})_t + P(\varepsilon E)_t + P(\bar{\varepsilon}E)_t + P(\varepsilon\bar{E})_t} = P(\bar{\varepsilon}\bar{E})_t + P(\varepsilon E)_t, \quad (1)$$

где $P(\bar{\varepsilon}\bar{E})_t$, $P(\varepsilon E)_t$, $P(\bar{\varepsilon}E)_t$, $P(\varepsilon\bar{E})_t$ — соответственно вероятности правильной (безошибочной) работы объекта контроля, обнаружения неправильной работы объекта контроля, пропуска ошибки средством контроля, принятия правильного выходного вектора объекта контроля за неправильный; ε и $\bar{\varepsilon}$, E и \bar{E} — соответственно наличие и отсутствие сигнала ошибки от средства контроля, наличие и отсутствие ошибок заданного класса в объекте контроля; t — время, в течение которого осуществляется функциональный контроль.

Данная вероятность и коэффициенты достоверности на ее основе в работах [2—4] выступают в качестве прямых показателей функциональной контролепригодности систем. Оценим объективность этого утверждения.

Из предположения, что при организации функционального контроля для наблюдения доступны лишь входы и выходы объекта контроля, а также, что объект контроля A и контрольное устройство A_k синтезированы из однотипных логических элементов и объем структуры решающего органа значительно меньше объема структуры объекта контроля A , меру структурной избыточности для обеспечения функциональной контролепригодности определим в виде коэффициента

$$k_{\text{н}} = \frac{\lambda_{A^0} + \lambda_{A^{\text{н}}} + \lambda_{A_k}}{\lambda_A} = k_{\text{пк}} + \frac{\lambda_{A^{\text{н}}} + \lambda_{A_k}}{\lambda_A} = k_{\text{пк}} + k_{\text{нк}}, \quad (2)$$

где λ_{A^0} , $\lambda_{A^{\text{н}}}$, λ_{A_k} , $k_{\text{пк}}$, $k_{\text{нк}}$ — соответственно интенсивности отказов части структуры объекта контроля, охваченного (A^0) и неохваченного ($A^{\text{н}}$) контролем, интенсивность отказов контрольного устройства, коэффициент полноты охвата контролем, коэффициент неохвата контролем.

Предполагая взаимную независимость появления ошибок в объекте A и устройстве A_k с учетом (1) получим

$$D_{\Phi}(t) = P_A(t) P_{A_k}(t) + P_{\text{обн}} [1 - P_A(t)] \text{ при } k_{\text{пк}} = 1$$

и

$$D_{\Phi}(t) = P_A(t) P_{A_k}(t) + P_{\text{обн}} [1 - P_{A^0}(t)] \text{ при } k_{\text{пк}} < 1,$$

где $P_A(t)$, $P_{A_k}(t)$, $P_{\text{обн}}$, $P_{A^0}(t)$ — соответственно вероятности безотказной работы объекта A , контрольного устройства A_k , вероятность обнаружения ошибок выбранным методом контроля, вероятность безотказной работы части объекта контроля A , охваченного контролем. При этом

$$P(\bar{\varepsilon}E)_t = [1 - P_A(t) P_{A_k}(t)] - P_{\text{обн}} [1 - P_{A^0}(t) P_{A_k}(t)].$$

Так, если $P_{\text{обн}} = 1$ и $k_{\text{ПК}} = 1$, то $D_{\Phi}(t) = 1$. Тогда $P_A(t) \leq D_{\Phi}(t) \leq 1$. Из этого следует, что говорить об обеспечении функциональной контролепригодности имеет смысл тогда, когда

$$\Delta D_{\Phi}(t) - \Delta P(t) = [D_{\Phi}(t) - P_A(t)] - [P_A(t) - P_A(t)P_{A_k}(t)] > 0. \quad (3)$$

На рис. 1 представлена зависимость выигрыша в достоверности функционирования от величины структурной избыточности $k_{\text{и}}$ при различных исходных значениях $P_A(t)$ и требуемой вероятности обнаружения ошибок $P_{\text{обн}}$.

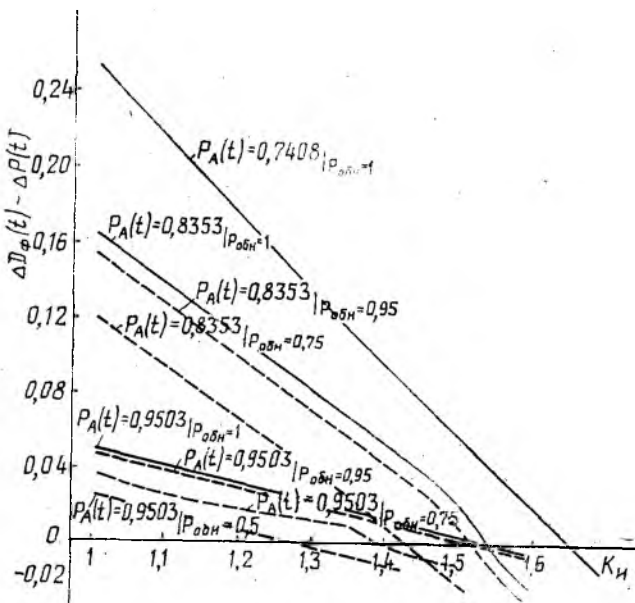


Рис. 1

ружения ошибок $P_{\text{обн}}$ (в качестве модели надежности выбрана экспоненциальная модель). Данная зависимость позволяет сделать следующие выводы.

Каждая пара $\{P_A(t), P_{\text{обн}}\}$ характеризуется своим целесообразным значением коэффициента структурной избыточности $k_{\text{и}}^{\text{max}}$.

Чем выше достижимая вероятность обнаружения ошибок $P_{\text{обн}}$ метода контроля, тем больше степень свободы относительного выбора величины вводимой структурной избыточности.

При равной вероятности обнаружения ошибок $P_{\text{обн}}$ показателем сравнимости различных методов функционального контроля по затратам с учетом требования (3) является коэффициент относительной избыточности

$$k_{\text{он}} = (k_{\text{и}}^{\text{max}} - k_{\text{и}}) / (k_{\text{и}}^{\text{max}} - 1). \quad (4)$$

Мерой эффективности различных методов или вариантов реализации одного и того же метода функционального контроля для

заданного объекта является коэффициент эффективности контроля

$$k_{\text{ЭК}}(t) = D_{\Phi}(t) k_{\text{ОИ}}.$$

Рассмотрим три примера организации функционального контроля одного и того же объекта A , который структурно можно представить в виде последовательного соединения двух узлов A_1 и A_2 .

Пример 1. Объект контроля A охвачен контролем полностью. $P_A(t) = 0,8353$, $P_{\text{ОИ}} = 1$, $k_{\text{И}}^{\text{макс}} = 1,535$, $\lambda_{A_1} t = 0,18$, $(\lambda_{A_1} t)_{\text{макс}} = 0,0963$, $k_{\text{И}} = 1,3$.

В результате расчета получим: $\lambda_{A_1} t = 0,054 < (\lambda_{A_1} t)_{\text{макс}}$, $P_{A_1}(t) = 0,9474$, $D_{\Phi_{A_1}}(t) = 0,8353 \cdot 0,9474 + 1 \cdot 0,1647 = 0,9561$, $k_{\text{ОИ}} = (1,535 - 1,3)/(1,535 - 1) = 0,4393$, $k_{\text{ЭК}}(t) = 0,9561 \cdot 0,4393 = 0,4200$.

Пример 2. Объект контроля A охвачен контролем полностью путем организации автономного контроля каждого узла A_1 и A_2 . $P_A(t) = 0,8353$, $P_{A_1}(t) = P_{A_2}(t) = 0,9135$, $P_{\text{ОИ}} = 1$, $k_{\text{И}_{A_1}}^{\text{макс}} = 1,535$, $k_{\text{И}_{A_2}}^{\text{макс}} = k_{\text{И}_{A_1}}^{\text{макс}} = 1,52$, $\lambda_{A_1} t = \lambda_{A_2} t = 0,0905$, $(\lambda_{A_1} t)_{\text{макс}} = (\lambda_{A_2} t)_{\text{макс}} = 0,056$, $k_{\text{И}_1} = k_{\text{И}_2} = 1,3$.

В результате расчета получим: $\lambda_{A_1} t = \lambda_{A_2} t = 0,027 < (\lambda_{A_1, 2} t)_{\text{макс}}$, $P_{A_1}(t) = P_{A_2}(t) = 0,9734$, $D_{\Phi_{A_1}}(t) = D_{\Phi_{A_2}}(t) = 0,9135 \cdot 0,9734 + 1 \times 0,0865 = 0,9757$, $D_{\Phi_A}(t) = D_{\Phi_{A_1}}(t) \cdot D_{\Phi_{A_2}}(t) = 0,9520$, $k_{\text{И}} = (\lambda_{A_1} t + \lambda_{A_2} t + \lambda_{A_1} t \cdot \lambda_{A_2} t) / \lambda_{A_1} t = (0,18 + 0,027 + 0,027) / 0,18 = 1,3$, $k_{\text{ОИ}} = (1,535 - 1,3) / (1,535 - 1) = 0,4393$, $k_{\text{ЭК}}(t) = 0,9520 \cdot 0,4393 = 0,4183$.

Пример 3. Объект контроля A охвачен контролем частично путем организации автономного контроля только узла A_2 . $P_A(t) = 0,8353$, $P_{\text{ОИ}} = 1$, $k_{\text{И}_{A_2}}^{\text{макс}} = 1,58$, $P_{A_2}(t) = 0,8395$, $\lambda_{A_2} t = 0,175$, $(\lambda_{A_2} t)_{\text{макс}} = 0,1015$, $k_{\text{И}_{A_2}} = 1,29$.

В результате расчета получим

$$\begin{aligned} \lambda_{A_2} t &= 0,0508 < (\lambda_{A_2} t)_{\text{макс}}; P_{A_2}(t) = 0,9505; D_{\Phi_{A_2}}(t) = \\ &= 0,8395 \cdot 0,9503 + 1 \cdot 0,1605 = 0,9584; D_{\Phi_A}(t) = P_{A_1}(t) D_{\Phi_{A_2}}(t) = \\ &= 0,9950 \cdot 0,9584 = 0,9584 = 0,9536, k_{\text{ОИ}} = (1,58 - 1,29) / (1,58 - 1) = \\ &= 0,5, k_{\text{ЭК}}(t) = 0,9536 \cdot 0,5 = 0,4768. \end{aligned}$$

Из приведенных примеров организации функционального контроля для одного и того же объекта видно, что по величинам $D_{\Phi}(t)$ и $k_{\text{ОИ}}$ непосредственно судить о различиях вариантов контроля по глубине и полноте охвата не удается. Поэтому, являясь показателями эффективности выбранного метода (методов) функционального контроля, достоверность функционирования $D_{\Phi}(t)$ и коэффициент относительной избыточности $k_{\text{ОИ}}$ не могут быть определены в качестве прямых показателей функциональной контролепригодности. Кроме того, данные примеры позволяют утверждать следующее.

Поскольку результаты функционального контроля содержат информацию, позволяющую с точностью до охваченного контролем объема объекта контроля судить о месте возникновения дефекта, то прямыми показателями приспособленности объекта к функциональному контролю является размерность вектора реакции контроля v , коэффициенты полноты охвата контролем $k_{пк}$ и неохвата контролем $k_{нк}$ согласно (2).

При заданной вероятности безотказной работы объекта контроля $P_A(t)$ потенциально достижимые максимальные величины прямых показателей v , $k_{пк}$ и $k_{нк}$ определяются приемлемым (минимально возможным) уровнем абстракции модели L_{A_i} элементов структуры A_i объекта контроля A .

При выбранном методе организации функционального контроля степень отличия реальных величин показателей v , $k_{пк}$ и $k_{нк}$ от их потенциальных максимальных значений зависит от возможности разбиения всей структуры объекта контроля A на совокупность фрагментов такую, чтобы каждый из фрагментов A_i мог быть описан на заданном уровне абстракции их модели L_{A_i} . Ограничением минимального объема i -го фрагмента является предельно допустимая величина коэффициента избыточности $k_{иi}^{\max}$ при требуемой вероятности обнаружения ошибок $P_{обн}$ с учетом соблюдения условия (3).

Степень оптимальности полученных показателей обеспечения функциональной контролепригодности должна оцениваться коэффициентом неохвата контролем $k_{вк}$ и стоимостью затрат на структурную избыточность в виде коэффициента относительной избыточности $k_{он}$.

Из данных утверждений следует, что процесс обеспечения функциональной контролепригодности любой восстанавливаемой СЦОС является итеративным и в общем случае сводится к поиску такого оптимального варианта I_{opt} размещения структурной избыточности из всех возможных, для которого имеется решение вида

$$I_{opt} = \min_{k_{нк}, k_{он}} \max_{v, k_{пк}} I\{v, k_{пк}, k_{он}; P_A(t), P_{обн}, L_A\} | \Delta D_{\phi}(t) - \Delta P(t) > 0. \quad (5)$$

Исходя из (5) суть решения задачи обеспечения функциональной контролепригодности СЦОС радиотехнических измерительных комплексов сводится к следующему. На основе выбора модели описания различных иерархических уровней средств СЦОС, учитывающего тенденции развития их архитектуры и элементного базиса, необходимо разработать метод синтеза структурной избыточности и принципы ее введения такие, чтобы обеспечить экстремум прямых показателей v , $k_{пк}$, $k_{нк}$ в соответствии с (5).

Покажем наличие связи между коэффициентом готовности k_r и показателями функциональной контролепригодности v , $k_{пк}$ и $k_{нк}$. За основу описания поведения контролируемой СЦОС выберем пять возможных состояний с соответствующими вероятностями: $P_1(t)$ — состояние работоспособности; $p_2(t)$ — состояние

обнаруживаемого отказа собственными контрольными устройствами; $P_3(t)$ — состояние отказа не обнаруживаемого собственными контрольными устройствами; $P_4(t)$ — состояние двойного отказа обнаруживаемого и не обнаруживаемого собственными устройствами контроля; $P_5(t)$ — состояние обнаруживаемого отказа внешними устройствами контроля.

Граф состояний представлен на рис. 2. На графе отражено условие, что собственные контрольные устройства A_{ki} ($i=1, v$) не контролируются, а возможность появления обнаруживаемого отказа в третьем состоянии контролируемой СЦОС объясняется

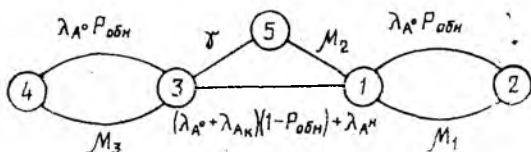


Рис. 2

тем, что в радиотехнических измерительных комплексах используется, как правило, дополнительный контроль дублированием СЦОС [5]. Через μ обозначены интенсивности восстановлений, через γ — интенсивность обнаружения отказов внешними устройствами контроля.

В силу принятых предположений матрица интенсивностей переходов состояний имеет вид

$$\begin{bmatrix} -(\lambda_A + \lambda_{A_k} - \lambda_{A_k} P_{обн}) & \lambda_{A_0} P_{обн} & (\lambda_A + \lambda_{A_k} - \lambda_{A_k} P_{обн} - \lambda_{A_0} P_{обн}) & 0 & 0 \\ \mu_1 & -\mu_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -(\lambda_{A_0} P_{обн} + \gamma) & \lambda_{A_0} P_{обн} & \gamma \\ 0 & 0 & \mu_3 & -\mu_3 & 0 \\ \mu_2 & 0 & 0 & 0 & -\mu_2 \end{bmatrix}$$

Поскольку для стационарного режима функционирования СЦОС с контролем ($t \rightarrow \infty$) $dP/dt = 0$, то решению подлежит система уравнений:

$$\begin{aligned} \mu_1 P_2 + \mu_2 P_5 - (\lambda_A + \lambda_{A_k} - \lambda_{A_k} P_{обн}) P_1 &= 0; \\ \lambda_{A_0} P_{обн} P_1 - \mu_1 P_2 &= 0; \\ (\lambda_A + \lambda_{A_k} - \lambda_{A_k} P_{обн} - \lambda_{A_0} P_{обн}) P_1 - (\lambda_A P_{обн} + \gamma) P_3 + \mu_3 P_4 &= 0; \\ \lambda_{A_0} P_{обн} P_3 - \mu_3 P_4 &= 0; \\ \gamma P_3 - \mu_2 P_5 &= 0; \\ \sum_{i=1}^5 P_i &= 1. \end{aligned} \quad (6)$$

Решая систему уравнений (6) относительно P_1 и принимая во внимание, что $\lambda_A = 1/T_0$; $\gamma = 1/T_{обн}$; $\mu_1 = \mu_3 = \beta v$, где β — параметр по-

тока восстановления на основе автоматической реконфигурации структуры СЦОС; $\mu_2 = 1/T_B$, получим

$$k_r = P_1 = \frac{\beta v}{\beta v + k_{\text{ПК}} P_{\text{обн}} + [k_{\text{ПК}} + k_{\text{НК}} - (2k_{\text{ПК}} + k_{\text{НК}} - 1) P_{\text{обн}}] \times} \cdot \frac{1}{\times [T_0/T_{\text{обн}} (\beta v + k_{\text{ПК}} P_{\text{обн}}) + \beta v T_B]}$$

Если объект контроля охвачен контролем полностью и обнаруживаются все ошибки, то $k_r = \beta v / (1 + \beta v)$.

Таким образом, в условиях, когда степень интеграции элементной базы радиотехнических измерительных комплексов и сложность разделения аппаратных и программных средств их цифровых подсистем возрастают, решение задачи обеспечения функциональной контролепригодности СЦОС требует поиска нового подхода к синтезу структурной избыточности и эффективному ее размещению во всех иерархических уровнях СЦОС. При этом решение диагностической задачи должно быть максимально сведено к решению задачи контроля функционирования в реальном масштабе времени как на верхних, так и на нижних иерархических уровнях структур аппаратуры и программ.

Список литературы: 1. Гришин Ю. П., Казаринов Ю. М., Катиков В. М. Микропроцессоры в радиотехнических системах. М., 1982. 280 с. 2. Доценко Б. И. Диагностирование динамических систем. К., 1983. 159 с. 3. Щербаков Н. С., Подкопаев Б. П. Структурная теория аппаратного контроля цифровых автоматов. М., 1982. 191 с. 4. Щербаков Н. С. Достоверность работы цифровых устройств. М., 1989. 224 с. 5. Денисов А. А., Колесников Д. Н. Теория больших систем управления. М., 1982. 288 с.

Поступила в редколлегию 03.05.90

УДК 621.371.34

В. А. ПЕТРОВ, канд. физ.-мат. наук

НЕКОТОРЫЕ ОСОБЕННОСТИ СПЕКТРА СИГНАЛА, РАСSEЯННОГО НЕСТАЦИОНАРНОЙ ТУРБУЛЕНТНОЙ СРЕДОЙ

Анализ спектра колебаний, принимаемых при обратном рассеянии волн турбулентной атмосферой, широко используется для дистанционного измерения скорости ветра на различных высотах [2—6]. Экспериментально наблюдаемые сложная структура спектра и увеличение его эффективной ширины обычно связываются с различием радиальных составляющих скорости ветра в разных частях рассеивающей области, причем частотному сдвигу ставится в однозначное соответствие радиальная составляющая скорости ветра [5].

Исследуется влияние на эффективную ширину спектра производной фазы рассеянных волн, обусловленной мелкомасштабными

изменениями структуры неоднородности в процессе ее эволюции. Анализ и физическая интерпретация спектра базируются на модели рассеивающей области в виде совокупности линейных решеток со случайными параметрами [7].

В работе [1] подробно рассматриваются задачи рассеяния волн в ограниченной области V неоднородной среды, размеры которой полностью определяются диаграммами направленности передающей и приемной антенн системы. В этих условиях вся область V соответствует дифракционному пределу пространственной разрешающей способности приемника и воспринимается как единое целое.

Другой предельный случай соответствует произвольно высокой разрешающей способности приемного устройства [7] и позволяет найти эквивалентную структуру рассеивающей области, обусловленную преимущественно свойствами неоднородной среды. Анализ и результаты моделирования приводят к физической модели в виде совокупности линейных решеток, оси которых ориентированы вдоль вектора рассеяния \mathbf{B} , а пространственный период при обратном рассеянии соответствует половине длины волны λ .

Для случая однократного рассеяния волн в слабо возмущенной среде структура эквивалентных рассеивающих образований описывается выражением [7]

$$\varepsilon_s(\mathbf{r}) = F(x) e^{2\pi j b x} \cdot \varepsilon_v(y, z), \quad (1)$$

где ε_s — параметр среды, имеющий смысл диэлектрической проницаемости или коэффициента преломления; \mathbf{r} — радиус-вектор точки с координатами x, y, z ; $\varepsilon_v(y, z)$ — случайная комплексная функция, связанная с параметрами неоднородной среды; $b = |\mathbf{B}| = |\mathbf{a}_0 - \mathbf{a}_s|$, \mathbf{a}_0 и \mathbf{a}_s — волновые векторы падающей (основной) и рассеянной волн; $F(x)$ — относительно медленно изменяющаяся функция, характеризующая протяженность линейной решетки вдоль оси x и характер изменения величины осцилляций параметра ε_s в пределах одной решетки. Направления осей координат выбраны так, чтобы вектор \mathbf{B} был направлен вдоль оси x , а оси k_x, k_y, k_z в пространстве волновых векторов были параллельны соответственно x, y, z .

Как видно из выражения (1), для каждой пары фиксированных значений y_k и z_k ; комплексная функция $\varepsilon_v(y_k, z_k)$ определяет амплитуду и фазу волны, рассеянной элементарной (k -й) решеткой. Из условия статистической однородности и изотропности среды следует, что интервал корреляции функции $\varepsilon_v(y, z)$ в плоскости y, z должен быть порядка длины волны λ .

Модель рассеивающей области V в виде совокупности линейных решеток показывает, каким можно «увидеть» объем $V(\mathbf{r})$, облучаемый монохроматической плоской волной, если устранить дифракционные ограничения, свойственные приемнику с малой апертурой антенны. На рис. 1 показана полученная путем моделирования структура линейных решеток в области $V(\mathbf{r})$. Изображение эквивалентных рассеивающих структур соответствует сечению

объема $V(\mathbf{r})$ плоскостью, параллельной вектору рассеяния \mathbf{B} . В плоскости перпендикулярной вектору \mathbf{a} , волна неоднородна, а распределение ее интенсивности в этой плоскости по структуре и характеру аналогично полю, рассеянному «шероховатой поверхностью». Этот результат согласуется с известными выводами оптической теории спеклов [8] и позволяет распространить их на рассеяние волн в объемно-распределенных турбулентных средах.

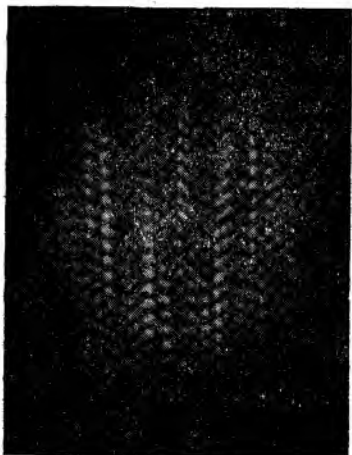


Рис. 1

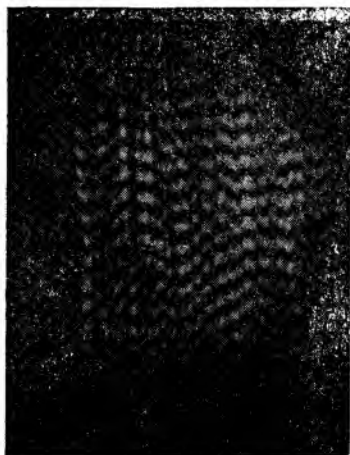


Рис. 2

Часто угловая разрешающая способность приемной антенны не позволяет различить детали рассеивающей области, но сложная структура решеток проявляется в спектре принимаемых колебаний, если турбулентная среда нестационарна. Разное пространственное положение и конечное число ярко выраженных линейных решеток в области $V(\mathbf{r})$ дает основание предположить, что парциальные волны, рассеянные этими структурами, создают в аппаратном спектре анализируемого суммарного колебания собственные экстремумы на разных частотах, связанных с различными доплеровскими смещениями частоты. Однако, такая интерпретация формы и ширины амплитудного спектра рассеянных сигналов требует известной осмотрительности.

Исследования показывают, что причиной расширения спектра, наряду с доплеровскими смещениями частоты, могут быть конечные значения производной фазы рассеянных волн, связанные со структурной перестройкой турбулентной среды в процессе ее эволюции. Для оценки влияния этого фактора в условиях, близких к реальному эксперименту, нужно рассмотреть особенности эквивалентной структуры рассеивающей области, в пределах которой скалярное поле флуктуаций параметра $\varepsilon(x, y, z)$ локально одномерно и изотропно [1].

Узкополосная селекция и огибающая группы пространственных гармоник. Пусть функция объема $V(r)$ ограничивает область стационарной неоднородной среды, облучаемую плоской волной с волновым вектором \mathbf{a}_0 .

В пределах этой области мы допускаем существование зон V_i с масштабами L_i , в каждой из которых справедливо описание флуктуаций параметра ε характерным значением среднеквадратического отклонения δ_i , а поле флуктуаций можно считать статистически однородным и изотропным. Тогда к каждой из зон V_i применимы результаты анализа, полученные в работе [7]. В этих зонах эквивалентная структура рассеивающих образований описывается выражением (1), где функция $F(x)$ определяет длину решетки и ее «огибающую», т. е. связана с размером зоны L_{xi} в направлении оси x .

При рассеянии электромагнитных волн в реальной атмосфере без гидрометеоров вполне справедливо приближение однократного рассеяния. В этом случае интенсивность рассеянной парциальной волны пропорциональна квадрату эффективной длины решетки, совпадающей с характерным масштабом L_{xi} области локальной однородности, причем $L_{xi} \gg \lambda$. В свою очередь, масштаб L_{xi} определяет ширину полосы $2\rho \approx 2/L_{xi}$ пространственных Фурье — компонент турбулентности, участвующих в рассеянии волн с волновым вектором \mathbf{a}_s . Например, если в пределах полосы частот $k_x \approx b \pm \rho$ с эффективной шириной 2ρ спектральная плотность пространственного спектра турбулентности постоянна, т. е. $|G(k_x)|^2 \approx \text{const}$, то $F_i(x) = (1/\pi x) \sin 2\rho x$. Таким образом, наибольший вклад в интенсивность рассеянных волн вносят (при прочих равных условиях) «длинные» решетки, которым соответствуют наиболее узкие полосы пространственных частот. Это дает основание для каждой пары фиксированных значений y_0 и z_0 рассматривать линейные решетки как результат узкополосной фильтрации (селекции) по волновому числу k_x случайного процесса $\varepsilon(x, y_0, z_0)$. При этом «огибающие» линейных решеток обладают всеми особенностями огибающей узкополосного случайного процесса.

С другой стороны, каждая из линейных решеток есть сумма группы пространственных гармоник, заключенных в полосе $b - \rho < k_x < b + \rho$, $-\infty < k_y < \infty$, $-\infty < k_z < \infty$, причем составляющие k трехмерного спектра турбулентности в этой полосе (за исключением сферы малого радиуса ρ) статистически независимы [1]. В условиях медленной эволюции турбулентности, когда справедливы результаты анализа рассеяния на «замороженной» выборке случайного процесса $\varepsilon(x, y, z)$, следует, очевидно, ожидать переноса экстремума огибающей узкополосного процесса $\varepsilon(x, y_0, z_0)$ по оси x с групповой скоростью v , существенно превышающей скорость гидродинамического переноса вещества. Модельные эксперименты подтверждают такой характер изменения структуры решеток, причем перемещение экстремумов с одновременным изменением их величины может служить наиболее «чувствитель-

ным» признаком нестационарности рассеивающего объекта. На рис. 2 показана фазовая структура линейных решеток, полученная при моделировании рассеяния на когерентно-оптическом процессе с использованием опорного пучка. Характер линий равных фаз указывает на возможные фазовые изменения в линейных решетках при изменении их геометрического положения.

Распределение огибающей и производной фазы. Эквивалентную структуру линейных решеток (1) в i -той зоне локальной однородности при фиксированных y_0 и z_0 можно представить в виде

$$\begin{aligned} \xi_i(x) &= \operatorname{Re} e_{si}(x, y_0, z_0) = F_i(x) \cdot |e_{oi}| \cdot \cos [2\pi b x + \theta_i(x)] = \\ &= A_i(x) \cos [2\pi b x + \theta_i(x)], \end{aligned}$$

где $\theta_i(x) = \arg e_{oi}(x, y_0, z_0)$.

Будем считать, что $L_{xi} = L_{x(i+1)}$, т. е. условия селекции пространственных Фурье-компонент одинаковы для всей группы частот в полосе $(b - \rho, b + \rho)$ при любых x . Тогда выражение (2) описывает узкополосный случайный процесс $\xi(x)$, причем $A(x)$ — огибающая, а $\theta(x)$ — случайная составляющая фазы. Поскольку $L_{xi} \gg \lambda$ и $2\rho \ll b$, в результате узкополосной фильтрации (селекции) процесс $\xi(x)$ нормализуется [9].

Свойства огибающей и фазы нормального узкополосного процесса, а также их производных, подробно рассматривались Б. Р. Левиным. Совместная функция распределения вероятностей огибающей A , ее производной A' и производной случайной составляющей фазы θ' для совпадающих значений x описывается выражением [9]

$$\omega(A, A', \theta') = \frac{A^2}{4\pi^2 \sigma^4 \omega_1^2} \exp \left\{ -\frac{A'^2 + A^2(\theta'^2 + \omega_1^2)}{2\sigma^2 \omega_1^2} \right\}, \quad (3)$$

где σ^2 — дисперсия флуктуаций параметра среды; $\omega_1^2 = -R''(0)$; $R''(0)$ — вторая производная от функции корреляции процесса $\xi(x)$, причем $R''(0) < 0$. Для рассмотренного выше примера, когда спектральная плотность в полосе пространственных частот 2ρ постоянна и равна нулю всей этой полосы, ω_1 можно выразить через ширину полосы [9]:

$$\omega_1 = 2\pi \cdot 2\rho / \sqrt{12} = 2\pi\rho / \sqrt{3}.$$

Из выражения (3) интегрированием по A и A' получается функция распределения производной фазы θ' :

$$\omega(\theta') = \frac{1}{\omega_1} \left(1 + \frac{\theta'^2}{\omega_1^2} \right)^{-3/2}. \quad (4)$$

Среднее значение производной θ' равно нулю в силу симметрии функции $\omega(\theta')$. Дисперсия производной фазы может быть сколь угодно велика, поскольку интеграл

$$\int_{-\infty}^{\infty} \theta'^2 \cdot \omega(\theta') d\theta' \quad (5)$$

расходится. Для численных оценок можно воспользоваться средним значением модуля производной фазы $|\overline{\theta'}|$. В этом случае

$$|\overline{\theta'}| = \int_{-\infty}^{\infty} |\theta'| w(\theta') d\theta' = \omega_1. \quad (6)$$

Огибающая A процесса $\xi(x)$ описывает элементарную линейную решетку и определяет интенсивность парциальной рассеянной волны, причем эффективная длина решетки составляет некоторый интервал значений (x_1, x_2) вблизи экстремума огибающей A . Полагая в этом интервале $A' \approx 0$, из соотношения (3) получим совместную функцию распределения огибающей A и производной фазы θ' решеток:

$$\omega_p(A, \theta') = \frac{A^2}{4\pi^2\sigma^4\omega_1^2} \exp\left\{-\frac{A^2(\theta'^2 + \omega_1^2)}{2\sigma^2\omega_1^2}\right\}. \quad (7)$$

Выражение (7), очевидно, характеризует распределение амплитуд и фаз рассеянных парциальных волн. Когда основная волна взаимодействует с «замороженной» выборкой турбулентной среды, производная фазы θ' определяет пространственную структуру поля рассеянных волн. При эволюции турбулентности производные θ' по координате x порождают отличные от нуля значения производной фазы по времени $d\theta'/dt$. Для этого достаточно, чтобы эволюция структуры неоднородной среды описывалась непрерывными функциями времени и первая производная координаты экстремума dx_i/dt была не равна нулю в пределах «времени жизни» решетки.

Физически dx_i/dt соответствует групповой скорости v переноса экстремума огибающей процесса $\xi(x, t)$, который теперь становится функцией как координаты, так и времени. Поскольку v — случайная величина, обусловленная изменением амплитудно-фазовых соотношений между статистически независимыми пространственными гармониками, усредненное по всей рассеивающей области значение $\overline{v} = 0$, однако $|v| \neq 0$ в общем случае.

Смещение частоты парциальной волны Ω_i , вызванное эволюцией турбулентности, равно

$$\Omega_i = \frac{\partial \theta_i}{\partial x} \cdot \frac{\partial x_i}{\partial t} = \theta_i v_i. \quad (8)$$

Здесь величина v_i определяется характером и скоростью структурных изменений в неоднородной среде. Если рассеивающий объем среды в конкретных условиях наблюдения можно характеризовать некоторым средним значением $|\overline{v}| \neq 0$, то эффективная (энергетическая) ширина спектра регистрируемых колебаний может служить мерой скорости структурных изменений.

Когда $|\overline{v}| = 0$, т. е. среда «заморожена», сдвиг частоты $\Omega_i = 0$, хотя $\theta_i \neq 0$. Если скорость переноса всей области рассеяния как целого равна нулю, но $|\overline{v}| \neq 0$, смещение частоты $\Omega_i = 0$, а эффек-

тивная ширина спектра совокупности рассеянных волн определяется распределением (7) и величиной $|\bar{v}|$.

При аппаратурном анализе спектра на ограниченных временных интервалах, как правило, учитываются лишь те составляющие спектра, которые порождаются парциальными волнами достаточной интенсивности, превышающей некоторый наперед заданный порог. Число источников таких волн (решеток) в любой ограниченной выборке «замороженной» турбулентной среды, конечно, и есть все основания считать, что именно они и определяют тонкую структуру спектра, если время анализа не превышает времени существования решетки.

Относительный вклад доплеровского сдвига и производной фазы $d\theta/dt$ в ширину и форму амплитудного спектра может существенно отличаться при различных условиях наблюдения, но для интерпретации результатов измерений во всех случаях требуется учет обоих факторов.

Поскольку распределение вероятностей (7) симметрично относительно оси $\theta' = 0$, оценка средней частоты рассеянных сигналов по центру тяжести или максимуму усредненного спектра не смещена.

Входящая в выражение (7) величина ω_1 , определяющая полосу селектируемых пространственных гармоник, в случае локально однородной среды оказывается функцией масштаба L_{xi} зоны локальной однородности. Поэтому для подробного анализа спектра, полученного на ограниченном интервале времени, и более полного использования информации, содержащейся в параметрах рассеянных сигналов, нужно знать структуру рассеивающей области, т. е. пространственное положение и геометрию зон V_i . Эта задача может быть решена хорошо известными методами Фурье-голографии [10; 11], и тогда частично устраняется неопределенность в численной оценке моментов распределения $\omega_0(A_i\theta')$.

Список литературы: 1. *Распространение волн в турбулентной атмосфере*. М., 1967. 548 с. 2. *Исследования атмосферных динамических процессов в нижней термосфере и тропо-стратосфере* / Б. Л. Кашеев, В. В. Жуков, В. Н. Олейников и др. // Метеор. исследования. М., 1988. № 4. С. 19—38. 3. *Измерения скорости ветра непрерывным доплеровским акустическим локатором в условиях аэропорта* // Радиометрология: Тр. VI Всесоюз. совещ. Таллин, 1982. Л., 1984. С. 322—324. 4. *Красненко Н. П., Федоров В. А., Фурсов М. Г.* Измерения профиля скорости ветра моностатическим акустическим локатором // VI Всесоюз. совещ. по радиометрологии: Тез. докл. (Таллин). 1982. С. 164. 5. *Watkins B. I.* Capabilities and limitations of the Sonderstrom radar for ST observations // *Middl. Atm. Program*. 1938 Vol. 9. P. 375—380. 6. *James P. K.* A review of radar observations of the troposphere in clear air conditions. 1980. Vol. 15, № 2. P. 151—175. 7. *Петров В. А., Цветкова В. С.* Физические модели обратного рассеяния волн в турбулентной атмосфере // *Радиотехника*. 1991. Вып. 97. С. 8. *Франсон. М.* Оптика спеклов. М., 1980. 171 с. 9. *Левин Б. Р.* Теория случайных процессов и ее применение в радиотехнике. М., 1957. 496 с. 10. *Оптическая обработка информации* / Под ред. Д. Кейсесента. М., 1980. 349 с. 11. *Юу Ф. Т. С.* Введение в теорию дифракции, обработку информации и голографию. М., 1979. 304 с.

Поступила в редколлегия 03.09.90

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СЕЛЕКТОР ИМПУЛЬСОВ

Для борьбы с помехами, возникающими при передаче радиосигналов, при их приеме применяют амплитудно-широтные селекторы импульсов. В настоящее время существует достаточно

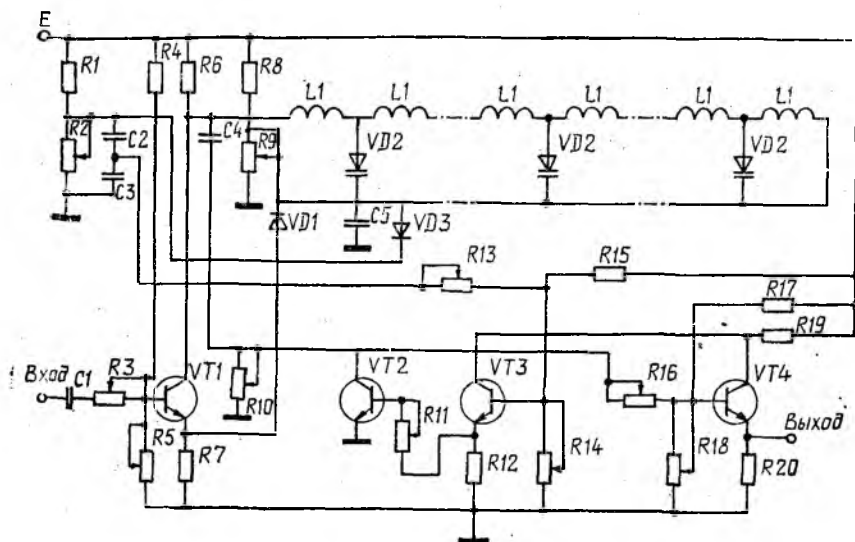


Рис. 1

большое количество разнообразных типов селекторов, отличающихся по принципу действия и схемным решениям [1]. Тем не менее, разработка новых типов селекторов, работа которых основана на новых принципах и схемных решениях, актуальна.

Рассмотрим параметрический амплитудно-широтный селектор прямоугольных импульсов (форма импульса не влияет на конструкцию данного устройства). Селектор состоит из (рис. 1) следующих компонентов:

— короткозамкнутой на конце искусственной параметрической линии (ИПЛ), предназначенной для формирования импульса заданной амплитуды и длительности и содержащей n ($n \geq 10$ — целое число) последовательно соединенных T -образных симметричных $LC(u_0)$ -звеньев; в качестве нелинейной емкости $C(u_0)$ используются p - n -переходы диодов $VD2$;

— входной цепи, предназначенной для изменения полярности входных импульсов и питания цепи накачки ИПЛ и содержащей разделительный конденсатор $C1$, токоограничительное сопротивление $R3$, делитель напряжения смещения $R4, R5$, транзистор $VT1$,

согласованное с ИПЛ сопротивление $R6 = \sqrt{\frac{L}{C(u_0)}}$, сопротивление

$R7$, на котором формируются импульсы накачки;

— цепи напряжения смещения u_c , предназначенной для его подачи на диоды $VD2$ ИПЛ и содержащей делитель напряжения $R8, R9$, конденсатор $C5$;

— цепи накачки ИПЛ, предназначенной для подзарядки конденсатора $C5$ напряжением, пропорциональным амплитуде входного импульса, и содержащей диод $VD1$, служащий для гальванической развязки источника питания селектора E и сопротивления $R7$;

— дифференцирующей цепочки $R10C4$, предназначенной для дифференцирования фронта импульса, сформированного ИПЛ и подачи его на базу транзистора $VT4$;

— цепи, предотвращающей срабатывание селектора при поступлении на его вход импульсов, амплитуды которых превышают заданные значения и содержащей делитель напряжения $R1, R2, C2, C3$, токоограничительные сопротивления $R11, R13$, сопротивление $R12$ для формирования импульса, открывающего транзистор $VT3$, транзисторы $VT2, VT3$, диод $VD3$, запертый напряжением u_0 ;

— выходной цепи, предназначенной для формирования на сопротивлении $R20$ выходного импульса и содержащей делителя напряжений смещения $R14, R15, R17, R18$, транзисторов $VT3, VT4$, токоограничительные сопротивления $R16, R19$, транзистор $VT4$.

Опишем работу селектора, иллюстрируя ее графиком (рис. 2). На вход селектора действует последовательность в общем случае разных по амплитуде и длительности прямоугольных импульсов (рис. 2, а).

$$u_{\text{вх}}(t) = \sum_{m=1}^{\infty} A_m \{1(t - (m-1)T) - 1(t - (m-1)T - \tau_m)\} \quad (1)$$

$(m = 1, 2, \dots),$

где A_m и τ_m — соответственно амплитуда и длительность m -го импульса; T — период следования импульсов; $I(t - (m-1)T)$, $I(t - (m-1)T - \tau_m)$ — единичные функции; t — время.

На вход ИПЛ действует напряжение (рис. 2, б) $u(t) = E - s_1 u_{\text{вх}}(t)$ (2) с сопротивления $R7$ в цепь накачки поступают импульсы $u_n(t) = s_2 u_{\text{вх}}(t)$, (3) где E — напряжение источника питания селектора; s_1, s_2 — коэффициенты пропорциональности, величины которых зависят от параметров элементов входной цепи.

Время задержки ИПЛ

$$t_1 = n \sqrt{LC(u_0)}, \quad (4)$$

где L — индуктивность одного звена, $L = L1$; u_0 — обратное напряжение, приложенное к p - n -переходам диодов $VD2$. Для короткозамкнутой ИПЛ напряжение в любом звене при действии на ее вход m -го импульса [2] $u(v, t) = u_1(v, t) + u_2(v, t)$, (5)

где v — номер звена линии; $u_1(v, t)$, $u_2(v, t)$ соответственно прямой и отраженный импульсы; в начале линии (рис. 2, в) формируются импульсы

$$u_1(0, t) = E - s_1 u_{\text{вх}}(t), \quad u_2(0, t) = E + s_1 u_{\text{вх}}(t - 2t_1).$$

Тогда

$$u(0, t) = s_1 A_m \{ 1(t - (m-1)T - 2t_1) + 1(t - (m-1)T - \tau_m) - 1(t - (m-1)T) - 1(t - (m-1)T - \tau_m - 2t_1) \}. \quad (6)$$

Из соотношения (6) следует, что

$$u(0, t) = \begin{cases} 2s_1 A_m, & t_1 = \frac{\tau_m}{2}; \\ s_1 A_m, & t_1 \neq \frac{\tau_m}{2} \end{cases} \quad (7)$$

Таким образом, при $t_1 = \frac{\tau_m}{2}$ прямой и отраженный импульсы сливаются, напряжение фронта импульса в начале ИПЛ максимально. Это напряжение дифференцируется цепочкой $R10C4$ (рис. 2, а) и подается на базу транзистора $VT4$, который открывается только от дифференцированного удвоенного фронта импульса $2s_1 A_m$; на выходе селектора сопротивлении $R20$ формируется выходной импульс (рис. 2, д).

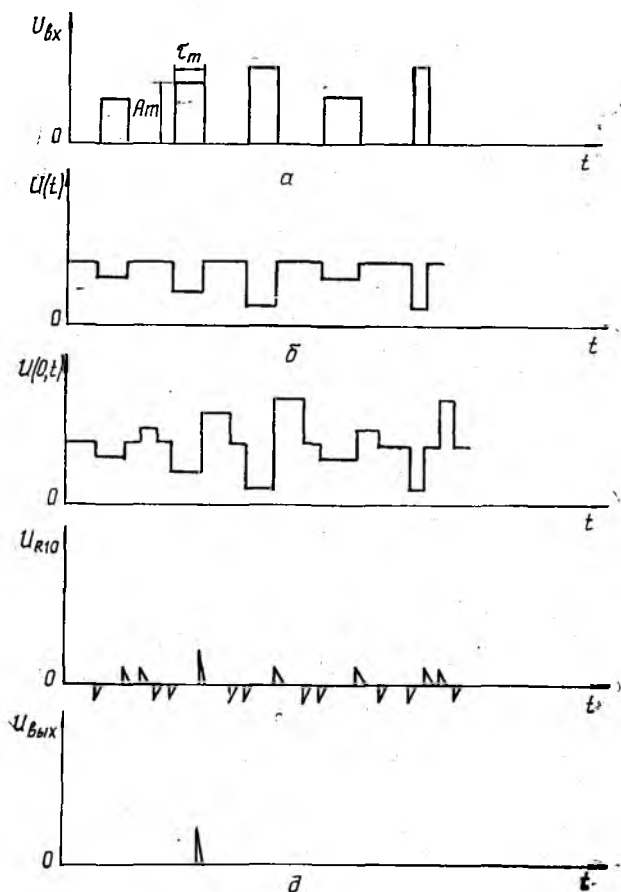


Рис. 2

Из формулы (4) следует, что изменяя величину напряжения, приложенного к диодам VD2 ИПЛ, можно менять величину t_1 . Для выделения импульса с параметрами A_m и τ_m , поступившего на вход селектора, необходимо, чтобы конденсатор C5 зарядился от этого импульса до напряжения u_0 . На обкладки уже заряженного до напряжения u_c конденсатора C5 поступает импульс накачки $u_n(t)$, сформированный входным импульсом на резисторе R7; тогда

$$u_0(t) = u_c + u_n(t) (s_2 A_m^* \geq u_c)$$

и при действии этого импульса $u_0 = s_2 A_m$ (8). В этом случае $t_1 = \frac{\tau_m}{2}$ и на выходе селектора сопротивлению R20 формируется выходной импульс. Поскольку напряжение на конденсаторе C5 изменяется мгновенно, трансформирующими свойствами ИПЛ пренебрегаем [3].

Если k -й импульс имеет $A_k < A_m$ и любую длительность τ_k , на выходе селектора сигнал отсутствует, поскольку импульс $u_{R10} \leq \leq 2s_2 A_m$ не открывает транзистор VT4. Если k -ый импульс имеет $A_k > A_m$ и любую длительность τ_k , на выходе селектора сигнал отсутствует, поскольку транзистор VT3 открывается импульсом $\Delta u \leq s_2(A_k - A_m)$, поступающим на обкладки конденсаторов C2, C3. В результате этого транзистор VT2 также открывается и шунтирует сопротивление R10, на базу транзистора VT4 поступает импульс, амплитуда которого меньше величины $2s A_m$.

Таким образом, данный селектор выделяет из серии поступающих на его вход импульсов разной амплитуды и длительности только импульсы заданной амплитуды и длительности.

Экспериментально проверена схема селектора (рис. 1) с параметрами: $E = 4,5$ В, $n = 20$, $u_c = 3,6$ В, $u_0 = 4$ В, $C(u_c) = 210$ пФ, $C(u_0) = 200$ пФ, $L = 35$ мГн, R1, R8 5,1 кОм, R2, R3, R5, R9, R10, R11, R13, R14, R16, R18 СП5 — 29 4,7 Ом... 22 кОм, R4, R15, R17, 51 кОм, R6, R19 1 кОм, R7, R12, R20 100 Ом, C1 0,01 мкФ, C2 0,1 мкФ, C3 0,5 мкФ, C4 1 мкФ, C5 5100 пФ, VT1—VT4 МП102, VD1, VD3, VD4 Д226Д, VD2 Д811. При $A_m = 200$ мВ, $\tau_m = 0,1$ мс, $T = 1$ мс $u_{\text{вых}} = 360$ мВ; $A_k = 180$ мВ, $\tau_k = 0,1$ мс, $T = 1$ мс $u_{\text{вых}} = 39$ мВ, ослабление входного сигнала в 5,3 раза, $A_k = 220$ мВ, $\tau_k = 0,1$ мс, $T = 1$ мс $u_{\text{вых}} = 41$ мВ, ослабление входного сигнала в 5,1 раза. Расхождение между расчетными и экспериментальными данными удовлетворительное.

Рассмотренный параметрический селектор импульсов достаточно прост по конструкции, осуществляет безваттную селекцию импульсов заданной амплитуды и длительности, имеет эффективное управление и простые регулировки.

Список литературы: 1. Автоматизация обработки, передачи и отображения радиолокационной информации / Под общ. ред. В. Г. Корякова. М., 1975. 303 с. 2. Литвиненко О. Н. Формирующетрансформирующие цепи. М., 1974. 192 с. 3. Никитин Ю. П. Импульсная переходная функция линии с распределенными, переменными во времени параметрами // Изв. вузов. Сер. Радиоэлектроника. 1977. Т. XX, № 12. С. 90—92.

Поступила в редколлегию 19.10.89

МЕТОДИКА АНАЛИЗА СТРУКТУРЫ КОДОВ НА ОСНОВЕ КОМБИНАТОРНЫХ ПРЕДСТАВЛЕНИЙ

При передаче двоичной информации по каналам связи и ее обработки важнейшую функцию выполняют системы синхронизации. Широкое распространение в настоящий момент получили системы синхронизации, работающие по огибающей информационного видеосигнала. Параметром, наиболее полно отражающим синхронизационные свойства для такого класса систем, является допустимый интервал между двумя соседними изменениями (перепадами) информационного сигнала [1]. На максимальную длительность этого интервала влияют величины максимальной расстройки по частоте генераторов приемника и передатчика, наличие помех в канале связи. Уменьшение интервала между моментами перепадов в информационном сигнале улучшает характеристики системы синхронизации, однако приводит к появлению межсимвольной интерференции. С учетом этих противоречивых требований дальнейшее повышение характеристик систем синхронизации ведется по пути создания кодов, имеющих заданные структурные свойства [2].

В статье предлагается методика анализа двоичных кодов используемых для систем передачи данных с применением аппарата комбинаторики, позволяющего определять количество кодовых комбинаций, получаемых в результате наложения на базовый код $c(n)$ ограничений на максимальную и минимальную длины серий. Аналогичная оценка производится в отношении построения кодов, не имеющих серий единиц длиной более одного элемента.

Рассмотрим n -разрядный двоичный код, на который накладывается ограничение в максимальной $-m$ и минимальной $-l$ длине серий. Очевидно, что $l \leq m \leq n$, $1 \leq l \leq m$. Под длиной серии будем понимать количество одинаковых значений кода (0 или 1), следующих друг за другом без разрыва.

Определим количество комбинаций ($N(n)$) кода $C(n)$, которые останутся после наложения на этот код ограничений на длину серий, для чего найдем разложение базового кода $c(n)$ по количеству комбинаций, имеющих одинаковое количество серий $N^{(i)}$, где $i=1, n$ — количество серий в комбинации:

$$N(n) = \sum_{k=1}^n \left[\frac{2}{(k-2)!} \prod_{i=1}^{(k-1)} (n-i) \right], \quad (1)$$

Примем, что при $(k-1) = 0 \rightarrow \prod_{i=1}^{(k-1)} (n-i) = 1$. Так, например, для кода $n = 8$ разложение (1) примет вид

$$N(8) = 256 = 2^{(1)} + 14^{(2)} + 42^{(3)} + 70^{(4)} + 70^{(5)} + 42^{(6)} + 14^{(7)} + 2^{(8)}, \quad (2)$$

где $\alpha^{(i)}$ — число комбинаций, имеющих в своем составе i серий, а вид всех комбинаций, имеющих, допустим, уже две серии, можно определять из разбиения числа 8 на два слагаемых без повторов

$$1) 8=7+1; 2) 8=6+2; 3) 8=5+3; 4) 8=4+4. \quad (3)$$

Вид комбинаций, аналоги которых представлены выше, отражены в табл. 1.

Таблица 1

Обозначения	Вид комбинаций	Обозначения	Вид комбинаций
1	0 0 0 0 0 0 0 1 1 1 1 1 1 1 1 0 0 1 1 1 1 1 1 1 1 0 0 0 0 0 0 0	3	0 0 0 0 0 1 1 1 1 1 1 1 1 0 0 0 0 0 0 1 1 1 1 1 1 1 1 0 0 0 0 0
2	0 0 0 0 0 0 1 1 0 0 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 0 0 1 1 0 0 0 0 0 0	4	1 1 1 1 0 0 0 0 0 0 0 0 1 1 1 1

Но эти же комбинации можно получить, используя формулу для определения количества перестановок из двух чисел без повторов. В этом случае

$$N_{(7+1)}^{(2)} = N_{(6+2)}^{(2)} = N_{(5+3)}^{(2)} = 2 \cdot P_2(1, 1) = 4; \quad N_{(4+4)}^{(2)} = 2 \cdot P_2(2) = 2, \quad (4)$$

где $P_n(i, \dots, j)$ — число перестановок. Общее количество комбинаций, имеющих две серии для выбранного кода равно

$$N^{(2)} = N_{(7+1)}^{(2)} + N_{(6+2)}^{(2)} + N_{(5+3)}^{(2)} + N_{(4+4)}^{(2)} = 6 \cdot P_2(1, 1) + 2 \cdot P_2(2) = 14,$$

что соответствует (2).

Рассмотрим остальные члены ряда (2), для чего распишем каждый из них с учетом соотношений (4) с изменением формы записи $N_{(a+b)}^{(i)}$ на $N_{(a,b)}^{(i)}$

$$\begin{aligned} N_{(8)} = & N_{(8)}^{(1)} + N_{(7,1)}^{(2)} + N_{(6,2)}^{(2)} + N_{(5,3)}^{(2)} + N_{(4,4)}^{(2)} + N_{(6,1,1)}^{(3)} + \\ & + N_{(5,2,1)}^{(3)} + N_{(4,3,1)}^{(3)} + N_{(4,2,2)}^{(3)} + N_{(3,3,2)}^{(3)} + N_{(5,1,1,1)}^{(4)} + N_{(4,2,1,1)}^{(4)} + \\ & + N_{(3,3,1,1)}^{(4)} + N_{(3,2,2,1)}^{(4)} + N_{(2,2,2,2)}^{(4)} + N_{(4,1,1,1,1)}^{(5)} + N_{(3,2,1,1,1)}^{(5)} + \\ & + N_{(2,2,2,1,1)}^{(5)} + N_{(3,1,1,1,1,1)}^{(6)} + N_{(2,2,1,1,1,1)}^{(6)} + N_{(2,1,1,1,1,1,1)}^{(7)} + \\ & + N_{(1,1,1,1,1,1,1,1)}^{(8)}. \end{aligned} \quad (5)$$

где $N^{(i)}(y_1, y_2, \dots, y_i)$ — число комбинаций, состоящих из i серий длиной, соответственно в y_1, y_2 и y_i элементов, $y_j = \overline{1, 8}$.

Для точного определения количества комбинаций двоичного кода $C(n)$, имеющего ограничения на максимальную (m) и минимальную (l) длины серий необходимо в выражении (5) отбросить все члены $N^{(i)}(y_1, y_2, \dots, y_i)$, у которых значения y_j не удовлетворяют условиям $l \leq y_j \leq m$. Предположим, что $m = 4, l = 3$, тогда выражение (5) примет вид $N(8, 4, 3) = N_{(4, 4)}^{(2)}$. С учетом соотношения (4) $N(8, 4, 3) = 2 \cdot P_2(2) = 2$. Запишем комбинации, отвечающие полученным результатам:

0 0 0 0 1 1 1 1; 1 1 1 1 0 0 0 0

Усложним исходные данные: допустим $m = 5, l = 2$. В этом случае выражение (5) преобразуется в следующее выражение

$$N(8, 5, 2) = N_{(5, 3)}^{(2)} + N_{(4, 2, 2)}^{(3)} + N_{(3, 3, 2)}^{(3)} + N_{(2, 2, 2, 2)}^{(4)} = 2 \cdot P_2(1, 1) + 4 \cdot P_3(1, 2) + 2 \cdot P_4(4) = 18.$$

Полученные таким образом комбинации занесены в табл. 2.

Таблица 2

Обозначения	Вид комбинации	Обозначения	Вид комбинации
$N_{(5, 3)}^{(2)}$	0 0 0 0 0 1 1 1	$N_{(3, 3, 2)}^{(3)}$	1 1 1 0 0 0 1 1
	1 1 1 1 1 0 0 0		0 0 0 1 1 1 0 0
	0 0 0 1 1 1 1 1		1 1 1 0 0 1 1 1
	1 1 1 0 0 0 0 0		0 0 0 1 1 0 0 0
$N_{(4, 2, 2)}^{(3)}$	1 1 1 1 0 0 1 1	$N_{(2, 2, 2, 2)}^{(4)}$	1 1 0 0 0 1 1 1
	0 0 0 0 1 1 1 0		0 0 1 1 1 0 0 0
	0 0 1 1 0 0 0 0	$N_{(4, 2, 2)}^{(3)}$	1 1 0 0 1 1 0 0
	1 1 0 0 1 1 1 1		0 0 1 1 0 0 1 1
0 0 1 1 1 1 1 0		1 1 0 0 0 0 1 1	

Применим предложенную методику для оценки количества комбинаций, которые можно получить, накладывая на базовый код смещенные относительно элементов кода (0 или 1) ограничения. Проведем анализ кода, состоящего из серий нулей заданной длины $[l_0, m_0]$, разделенных одиночными единицами, две рядом стоящие единицы не допускаются, для чего в выражении (5) отбросим все члены $N^{(i)}(y_1, y_2, \dots, y_i)$, у которых количество серий, состоящих из одного элемента (φ) не удовлетворяет ограничению $\varphi \geq (\frac{n}{2} - 1)$ для нечетного количества серий, и $\varphi \geq n/2$ — для чет-

ного количества серий. С учетом этого выражения (5) принимает вид

$$\begin{aligned}
 N_0(8) = & N_0^{(1)}(8) + N_0^{(2)}(7, 1) + N_0^{(3)}(6, 1, 1) + N_0^{(3)}(5, 1, 2) + N_0^{(3)}(1, 3, 4) + \\
 & + N_0^{(4)}(5, 1, 1, 1) + N_0^{(4)}(4, 2, 1, 1) + N_0^{(4)}(3, 3, 1, 1) + N_0^{(5)}(4, 1, 1, 1, 1) + \\
 & + N_0^{(5)}(3, 2, 2, 1, 1) + N_0^{(5)}(2, 2, 2, 1, 1) + N_0^{(6)}(3, 1, 1, 1, 1, 1) + \\
 & + N_0^{(6)}(2, 2, 1, 1, 1, 1) + N_0^{(7)}(2, 1, 1, 1, 1, 1, 1) + N_0^{(8)}(1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1). \quad (6)
 \end{aligned}$$

Методика вычисления количества комбинаций для кодов $C_0(n)$ основана на знании следующих правил:

Если число серий в комбинациях, определяемых членом $N_0^{(i)}(y_1, y_2, \dots, y_j)$ четно, $j = 2, 4, \dots, i$, то количество таких комбинаций равно

$$N_0^{(i)}(y_1, y_2, \dots, y_j) = 2 \cdot P_z(x_1, x_2, \dots, x_R), \quad (7)$$

где z — общее количество серий нулей в комбинациях, x_R — количество серий нулей, имеющих одинаковую длину $y_1 = y_2 = \dots = y_j = R$.

2. Если число серий в комбинациях, определяемых членом $N_0^{(i)}(y_1, y_2, \dots, y_j)$ нечетно, $j = 1, 3, \dots, i - 1$, то количество таких комбинаций находится из выражения

$$N_0^{(i)}(y_1, y_2, \dots, y_j) = P_s(x_1, x_2, \dots, x_R) + P_{s-1}(x_1, x_2, \dots, x_R), \quad (8)$$

где $s = \frac{i+1}{2}$ — причем если количество y_j , имеющих единичную длину $\varphi < s$, во второй член суммы (8) отбрасывается.

3. Для любого двоичного кода имеются всего две комбинации, имеющие все серии единичной длины $\varphi = n$ и всего одна комбинация, состоящая из одной серии нулей.

Учитывая представленные правила, перепишем выражение (6) для кода $C_0(8)$:

$$\begin{aligned}
 N_0(8) = & 1 + 2 \cdot P_1(1) + [P_2(1, 1) + 1] + P_2(1, 1) + P_2(1, 1) + \\
 & + 2 \cdot P_2(1, 1) + 2 \cdot P_2(1, 1) + 2 \cdot P_2(2) + [P_3(1, 2) + 2] + \\
 & + [P_3(1, 1, 1) + 1] + P_2(3) + 2 \cdot P_3(1, 2) + 2 \cdot P_3(1, 2) + \\
 & + [P_4(1, 3) + 3] + 2 = 54.
 \end{aligned}$$

Непосредственный анализ комбинаций кода $C_0(8)$ подтверждает полученный результат.

Исследуем возможность применения предложенного метода для данного класса кодов с ограничениями на максимальную (m_0) и минимальную (l_0) длины серии нулей, с учетом чего соотношение (6) перепишем так, чтобы остались только те члены $N_0^{(i)}(y_1, y_2, \dots, y_j)$, у которых любое значение y_j удовлетворяет условиям $y_j \geq l_0$, $y_j \leq m_0$, $l_0 = 2$, $m_0 = 5$:

$$N_0(8, 5, 2) = N_0^{(3)}(5, 2) + N_0^{(3)}(3, 4) + N_0^{(4)}(4, 2) + N_0^{(4)}(3, 3) + N_0^{(5)}(2, 2, 2), \quad (5)$$

что с учетом выражений (7) и (8) позволяет получить

$$N_0(8, 5, 2) = P_2(1, 1) + P_2(1, 1) + 2 \cdot P_2(1, 1) + 2 \cdot P_2(2) + P_3(3) = 11.$$

Обозначения	Вид комбинации	Обозначения	Вид комбинации
$N_0^{(3)}(5, 2)$	0 0 0 0 0 1 0 0	$N_0^{(4)}(4, 2)$	0 0 0 0 1 0 0 1
	0 0 1 0 0 0 0 0		0 0 1 0 0 0 0 1
$N_0^{(3)}(3, 4)$	0 0 0 1 0 0 0 0		1 0 0 0 0 1 0 0
	0 0 0 0 1 0 0 0		1 0 0 1 0 0 0 0
$N_0^{(3)}(2, 2, 2)$	0 0 1 0 0 1 0 0	$N_0^{(4)}(3, 3)$	0 0 0 1 0 0 0 1
			1 0 0 0 1 0 0 0

В табл. 3 представлены все полученные таким образом комбинации. На основе предложенной методики анализа кодовых комбинаций были составлены программы на языке Бейсик, с помощью которых была исследована зависимость вероятности появления комбинации с определенным количеством серий от разрядности кода (рис. 1), а также зависимость вероятности появления комбинации при ограничении максимальной длины серий (семейство кривых I на рис. 2) и минимальной длины серий (рис. 2, семейство кривых).

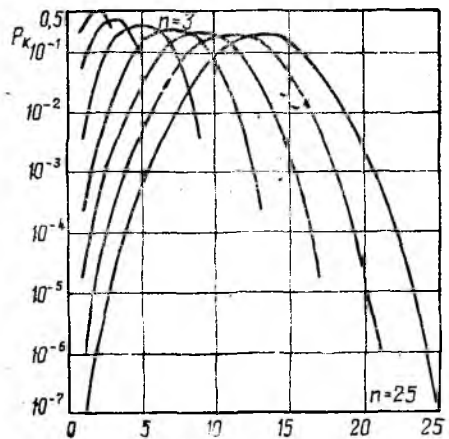


Рис. 1

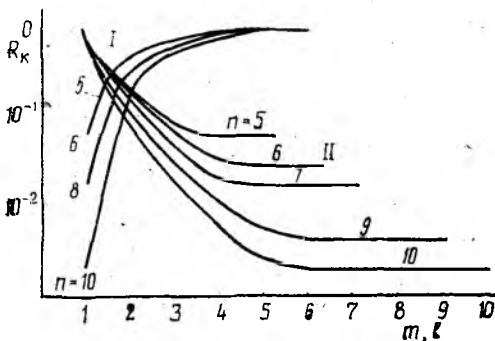


Рис. 2

Предложенная методика анализа кодов $C(n)$, $C(n, m, l)$, $C_0(n)$, $C_0(m, n_0, l_0)$ с использованием аппарата комбинаторики позволяет определять количество комбинаций, входящих в перечисленные коды. Как показывает анализ графических зависимостей имеется сильная связь между вероятностью появления комбинаций P_k и минимальной длиной

серии l , причем при $n/2 \leq l_0 \leq n$, $P_k = \text{const}$. Распределение вероятности появления комбинаций кода от количества серий для кодов $C(n)$ симметрично относительно точки $n/2$, лежащей на оси абсцисс (рис. 1, 2) соответственно.

Список литературы: 1. Лундсей В. Системы синхронизации в связи и управлении. М., 1978. 600 с. 2. Васильев П. И., Колесник В. Д. Коды с ограниченными длинами серий // Помехоустойчивое кодирование и надежность ЭВМ. М., 1987. С. 95—109. 3. Сигорский В. П. Математический аппарат инженера. К., 1975. 766 с.

Поступила в редколлегию 25.07.90

УДК 621.391.832

Т. П. ПЕТРУЧЕК, канд. техн. наук

О ЗАВИСИМОСТИ ОСТАТОЧНОГО ЗАТУХАНИЯ КАНАЛА СВЯЗИ ОТ РАСХОЖДЕНИЯ ЧАСТОТ ПЕРЕНОСЧИКОВ В СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ

Известно [1], что основу современной сети связи составляют многоканальные системы передачи с частотным разделением каналов (МСПЧРК) и коммутационное оборудование. Также известно [2], что в настоящее время требования к качеству каналов связи предусматривают минимум искажений сигнала, а также высокую стабильность во времени характеристик и параметров канала связи. Ниже рассматриваются некоторые из возможных причин искажений, обусловленных асинхронизмом генераторов в МСПЧРК, влияющих на качество каналов связи.

Допустим по аналогии с [3], что в МСПЧРК осуществляется передача информации от станции А до станции Б. В этом случае на станции А от генераторного оборудования потребуется для l -го канала соответствующий переносчик канального сигнала [4]. Пусть $f(t)$ — исходный сигнал, подлежащий передаче и пусть

$$f(t) = \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega) \cdot e^{i\omega t} d\omega,$$

где

$$F(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \cdot e^{-i\omega t} d\omega —$$

функция спектральной плотности сигнала $f(t)$.

На выходе системы передачи, имеющей коэффициент передачи, равный

$$K(\omega) = e^{-a(\omega) - i\varphi(\omega) - i\varphi_0}$$

сигнал будет иметь следующий вид:

$$U_{\text{вых}}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega) \cdot K(\omega) \cdot e^{i\omega t} d\omega,$$

где $a(\omega)$ — амплитудно-частотная характеристика L -го канала связи при равенстве частот генераторов станции А и станции Б $\omega_L = \omega_q$, $\varphi(\omega)$ — фазочастотная характеристика L -го канала связи, φ_0 — начальная фаза исходного сигнала при нулевой частоте. Тогда, положив $\Delta\omega = \omega_L - \omega_q$ получим

$$K(\omega) = e^{-a(\omega) - i\varphi(\omega) - i\varphi_0 - i\varphi(\Delta\omega)}.$$

Допустим также, что $\varphi(\omega) = \omega t_p + \Delta\varphi(\omega)$, где ωt_p — линейная составляющая фазочастотной характеристики канала связи, соответствующая задержке всех составляющих сигнала на величину t_p ; $\Delta\varphi(\omega)$ — величина, определяющая степень и характер отклонения фазочастотной характеристики от линейного закона.

Так как нас интересуют искажения формы выходного сигнала, определяемые только лишь расхождением частот генераторов, то можно принять

$$e^{-a(\omega)} = 1; e^{-(\omega t_p + \varphi_0)} = \text{const}, e^{-\Delta\varphi(\omega)} = 1.$$

С учетом сказанного сигнал на выходе канала связи, вносящего фазовые искажения, будет иметь вид

$$U_{\text{вых}}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega) e^{i\omega(t-t_p) - i\varphi_0 - i\varphi(\Delta\omega)} d\omega.$$

Частные случаи решения этого интеграла были найдены в [6], где показано, что при наличии плавных отклонений частоты ведомого генератора относительно частоты ведущего генератора (т. е. величины $\Delta\omega t$) наблюдается понижение крутизны нарастания амплитуды сигнала и появление «всплесков», достигающих 25 % от амплитуды основного сигнала [5; 6].

В случае применения в монохроматических колебаниях в МСП ЧРК переносчик называют несущим колебанием канального сигнала, который записывается следующим образом: $U_L(t) = U_m \cos(\omega_L t + \varphi_L)$ (6), где $U_L(t)$ — напряжение сигнала L -го несущего колебания; U_m — амплитуда сигнала несущего колебания; ω_L — круговая частота несущего колебания L -го канального сигнала; φ_L — начальная фаза L -го несущего колебания.

Обычно в МСП ЧРК передача информации осуществляется на одной из боковых частот с подавлением несущей (ОБП—ПН) [7], — тогда передаваемый сигнал $S(t)$ имеет вид

$$S(t) = f(t) \cos(\omega_L t + \varphi_L) \pm f_h(t) \sin(\omega_L t + \varphi_L),$$

где $f(t)$, как и ранее, исходный сигнал, подлежащий передаче; $f_h(t)$ — преобразование Гильберта для сигнала $f(t)$.

Здесь знак плюс соответствует сигналу с нижней боковой полосой, а знак минус — сигналу с верхней боковой полосой частот.

В асинхронных МСПЧРК для демодуляции канального сигнала используется колебание местной несущей, имеющей вид аналогичный

(4): $U_q(t) = U_m \cos(\omega_q t + \varphi_q)$. Вводим $\varphi_L - \varphi_q = \Delta\varphi$ и, учитывая, что $\omega_q = \omega_L + \Delta\omega$, получаем $U_q(t) = U_m \cos[(\omega_L + \Delta\omega)t + \Delta\varphi]$. Согласно работе [4] демодуляцию канального сигнала, проходящего в виде ОБП—ПН на станцию В, можно осуществить перемножением входного сигнала $S(t)$ и местной несущей $U_q(t)$ с последующей фильтрацией низкочастотной составляющей. Для однополосного сигнала с нижней боковой полосой получим

$$\begin{aligned} U_o(t) &= U_k(t) \cdot S(t) = U_m \cos[(\omega_L + \Delta\omega)t + \Delta\varphi] \times \\ &\times [f(t) \cos \omega_L t + f_h(t) \sin \omega_L t] = \frac{U_m}{2} f(t) [\cos(\Delta\omega t + \Delta\varphi) + \\ &+ \cos(2\omega_L t + \Delta\omega t + \Delta\varphi)] - \frac{U_m}{2} f_h(t) [\sin(\Delta\omega t + \Delta\varphi) - \\ &- \sin(2\omega_L t + \Delta\omega t + \Delta\varphi)] = \frac{U_m}{2} [f(t) \cos(\Delta\omega t + \Delta\varphi) - \\ &- f_h(t) \sin(\Delta\omega t + \Delta\varphi)] + \frac{U_m}{2} [f(t) \cos(2\omega_L t + \Delta\omega t + \Delta\varphi) + \\ &+ f_h(t) \sin(2\omega_L t + \Delta\omega t + \Delta\varphi)], \end{aligned}$$

где $U_o(t)$ — напряжение на выходе демодулятора.

Слагаемые с частотами $2\omega_L + \Delta\omega$ отфильтровываются фильтром нижних частот (ФНЧ), в результате на выходе ФНЧ будем иметь (при $U_m = 1$)

$$U_o(t) = \frac{f(t)}{2} \cos(\Delta\omega t + \Delta\varphi) - \frac{f_h(t)}{2} \sin(\Delta\omega t + \Delta\varphi).$$

Как видно из (11) сигнал на выходе асинхронного демодулятора не является точной копией исходного сигнала: он искажен и периодически меняется во времени.

Известно [4], что для рассматриваемого канала выходной сигнал можно представить как $U_o(t) = |K(\omega)| \cdot f(t)$ (12), где $|K(\omega)|$ — действительная часть коэффициента передачи рассматриваемого канала. Тогда, с учетом (11, 12) получим:

$$K(\omega) = \frac{\cos(\Delta\omega t + \Delta\varphi)}{2} - \frac{f_h(t) \sin(\Delta\omega t + \Delta\varphi)}{2f(t)}.$$

Очевидно, что при $\Delta\omega \neq 0$ результирующий коэффициент передачи канала зависит от величины набега $\Delta\omega t$ и непостоянен во времени, т. е. не удовлетворяет условиям неискаженной передачи [4]. Анализируя (13), можно сделать вывод, что в асинхронных системах передачи канал связи превращается в синтезатор, который из исходного сигнала формирует выходной сигнал и при этом учитывает расхождение частот переносчиков в системе передачи. Следует также отметить, что в асинхронных системах связи два задающих генератора, вырабатывающие сигналы несущих частот, обычно некогерентны и территориально удалены друг от друга на значительное расстояние. Следовательно $\Delta\omega$ и $K(\omega)$ являются случайными функциями времени и их поведение предсказать невозможно. По-видимому, этим можно объяснить появление внезапных изменений затухания в канале или тракте, о которых упоминается, напри-

мер, в работах [5; 6]. Следует отметить, что с повышением абсолютной точности установки несущих частот, т. е. при $\Delta\omega \rightarrow 0$, изменения коэффициента передачи канала становятся более медленными, однако динамический диапазон этих изменений остается прежним и они остаются заметными со временем даже при очень малых значениях

Допустим теперь, что $\Delta\omega = 0$, тогда получим

$$K(\omega) = \frac{\cos \Delta\varphi}{2} \left[1 - \frac{f_h(t)}{f(t)} \cdot \operatorname{tg} \Delta\varphi \right] \quad (14)$$

В этом случае при $\Delta\varphi = \operatorname{const}$ получим фиксированные значения коэффициента передачи, причем $K(\omega) = \frac{1}{2}$ при $\Delta\varphi = k\pi$ и

$$K(\omega) = -\frac{1}{2} \frac{f_h(t)}{f(t)}$$

при $\Delta\varphi = \frac{\pi}{2}(2n \mp 1)$ (здесь $n = 0, 1, 2, 3 \dots$).

Как видно из вышесказанного, только при выполнении условий $\Delta\omega = 0$ и $\Delta\varphi = \operatorname{const}$, т. е. при обеспечении синхронной демодуляции сигналов коэффициент передачи канала не будет зависеть от времени, и будет удовлетворять условиям неискаженной передачи.

Характерно, что реализация аналогичных требований в цифровых системах передачи позволила обеспечить высокую стабильность характеристик канала [6], но в этом случае требование $\Delta\omega = 0$ породило тактовую синхронизацию генераторов, а требование $\Delta\varphi = \operatorname{const}$ привело к необходимости создания цикловой синхронизации генераторов [5].

Следовательно, принудительная синхронизация генераторного оборудования многоканальных систем передачи является одним из радикальных средств повышения стабильности параметров и характеристик каналов связи как в аналоговых, так и в цифровых системах передачи.

Итак, при синхронной демодуляции колебаний вида ОБП—ПН сигнал на выходе асинхронного демодулятора не является точной копией исходного сигнала; он искажен и меняется во времени.

При несовпадении частот, участвовавших в процессах модуляции и демодуляции канального сигнала, результирующий коэффициент передачи канала зависит от величины набега $\Delta\omega t + \Delta\varphi$ и непостоянен во времени, т. е. не удовлетворяет условиям неискаженной передачи.

С повышением абсолютной точности установки несущих частот изменения коэффициента передачи канала становятся более медленными, однако их динамический диапазон остается неизменным.

В несинхронных системах передачи канал связи превращается в синтезатор, который из исходного входного сигнала формирует выходной сигнал с учетом асинхронизма в системе передачи.

При обеспечении синхронной демодуляции сигналов коэффициент передачи канала не зависит от времени и удовлетворяет условиям неискаженной передачи.

Принудительная синхронизация генераторного оборудования многоканальных систем передачи является одним из радикальных средств повышения стабильности параметров и характеристик каналов связи.

Список литературы: 1. Романов В. Д. Цифровые системы многоканальной связи и пути их развития // Итоги науки и техники. 1977. Т. 8. С. 110. 2. Нормы на электрические параметры каналов токовой частоты магистральных и внутризоновых первичных сетей. М., 1984. 98 с. 3. Зюко А. Г., Коробов Ю. Ю. Теория передачи сигналов. М., 1982. 280 с. 4. Лев Ю. А. Теоретические основы многоканальной связи. М., 1978. 190 с. 5. Бомштейн Б. Д., Бурда Л. Я., Фарбер Ю. Д. Качественные показатели каналов и трактов ВЧ систем передачи. М., 1972. 208 с. 6. Латкин Б. П. Системы передачи информации. М., 1971. 320 с. 7. Некоторые результаты внедрения ЦСП. Итоги науч.-техн. конф. в Вильнюсе // Электросвязь. 1986. № 5. С. 62—66.

Поступила в редакцию 14.05.90

УДК 621.391

И. В. ЗОТОВ, канд. техн. наук, В. А. ВОЕВОДИН

ОЦЕНКА ВЗАИМНОГО ВЛИЯНИЯ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛЬНО-КОВОДОЙ КОНСТРУКЦИИ НА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ КАНАЛА СВЯЗИ

В условиях все возрастающего числа функционирующих и проектируемых сетей и систем передачи информации, которые должны обеспечивать одновременную связь большого числа стационарных и подвижных объектов, особое внимание уделяется вопросу обеспечения их требуемой помехоустойчивости. Одним из наиболее приемлемых путей ее достижения является использование метода широкополосной передачи и обработки информации. Он основан на внесении определенной частотной избыточности в передаваемый сигнал. Известно большое число различных принципов построения систем передачи информации, использующих избыточность сигнала по полосе или длительности для повышения помехоустойчивости передачи информации. Среди наиболее популярных сегодня находятся системы, использующие сигналы с псевдослучайной перестройкой по частоте (ППРЧ), в частности, с дополнительной фазовой манипуляцией (ЧФМ — сигналы), а также избыточное кодирование, позволяющее контролировать ошибки [1; 2]. На основе современной теории можно предположить огромное число возможных вариантов построения более совершенных систем.

В то же время понятно, что неоправданно расширяя полосу сигнала ΔF_c , либо снижая скорость передачи R_b , можно получить «хороший» канал, который обеспечит требуемую помехоустойчи-

вость радиотехнической системы (РТС), но будет обладать низкой экономической эффективностью. В условиях приоритета энергетических критериев, в частности, применительно к космическим радиоканалам, такой подход неоправдан.

Существенным в решении данной проблемы может явиться оптимизация процедуры внесения избыточности в передаваемую информацию. Опыт показывает, что часто оптимизация осуществляется отдельно для модемов и отдельно для кодеков. При таком подходе после оптимизации отдельных уровней (блоков) необходимо решить задачу их согласования с целью получения максимальной эффективности РТС в целом.

Цель работы — поиск путей оптимизации параметров сигнально-кодовой конструкции радиоканала, использующего ЧФМ сигналы, коды с максимально-достижимым кодовым расстоянием (коды МДР).

В качестве модели радиоканала, использующего ЧФМ сигналы и коды МДР, выбрана схема, аналогичная описанной в [1]. Здесь последовательные биты, поступающие с выхода источника сообщений, объединяются в группы по t бит, каждая из которых образует информационный символ, который подается на вход кодера. Кодер оперирует с N — ичным алфавитом ($N=2^m$). Символы с выхода кодера, называемые далее символами кодового слова, поступают на вход частотного манипулятора, на второй вход которого через шину подается $M=2^m$ частот от генератора сетки частот. Далее в модуляторе за счет манипуляции по фазе выбранных частот осуществляется расширение полосы сигнала и перенос на одну из промежуточных частот. Устройство обработки содержит некогерентный демодулятор, состоящий из устройств выделения промежуточной частоты, снятия фазовой манипуляции, согласованных с M ортогональными частотами фильтров. Первая решающая схема выносит «жесткое» решение о передаче одного из M возможных канальных символов по методу максимума правдоподобия. Использование схемы с учетом «мягких» решений несколько усложняет аппаратную реализацию приемника. Тем не менее, во многих случаях такое решение более эффективно [2].

Использование регулярной структуры сетки из M частот приводит к большой уязвимости радиоканала при некоторых видах помех и в первую очередь по отношению к структурным (взаимным) помехам, под которыми понимаются гармонические (полигармонические) помехи, имеющие аналогичный сигналам вид модуляции, полосу частот, скорость и шаг перестройки по частоте, отличающиеся структурой (законом) последовательностей, управляющих перестройкой фазы и частоты сигнала. Надо полагать, что подобные помехи являются наиболее опасными для данного класса сигналов [3].

При выводе расчетных соотношений будем учитывать только те ограничения, когда ошибки в соседних канальных символах возникают лишь под воздействием структурных (взаимных) помех и внутреннего шума приемника. При этом считаем, что ошибки

возникают независимо, это имеет место, когда каждый сигнал скачком переносится на другую частоту в широкой полосе частот [2].

Обозначим полосу частот радиоканала через ΔF_k , относительную скорость кодирования — R_k , значение которой определяется, исходя из соотношения

$$R_k = \frac{k}{N}, \quad (1)$$

где k — число информационных символов в кодовом слове длиной N . Будем также полагать, что тепловой шум в каждом из подканалов (в пределах полосы ΔF_c) представляет из себя гауссовский процесс с равномерным спектром, мощность полезного сигнала P_c в каждом из подканалов одинакова, а суммарная мощность помех фиксированна и равна P_n .

Помехоустойчивость радиоканала будем характеризовать вероятностью нарушения связи $P_{нс}$, которая определяется совместно на физическом $P_{ош}^s$ и уровне контура кодирования $P_{ош}^k$. При этом для случая наилучшей помеховой обстановки имеем $P_{ош}^s = (M - 1) \cdot P_{ош.дв}^s$ 2), где $P_{ош.дв}^s$ — вероятность ошибки в двухканальном приемнике.

Вероятность $P_{ош.дв}^s$ определяем, исходя из соотношения вида

$$P_{ош.дв}^s = P_p^f \cdot P_{ош}(s, n) + (1 - P_p^f) \cdot P(s, ш), \quad (3)$$

где P_p^f — вероятность совпадения основных параметров символов-переносчиков и структурных помех; $P_{ош}(s, n)$ — составляющая вероятности ошибки, характеризующаяся наличием в рабочем канале помех; $P_{ош}(s, ш)$ — составляющая вероятности ошибки, характеризующаяся присутствием в канале лишь собственных шумов приемника. Вероятность P_p^f будем определять как соотношение числа помех (других станций) к числу L возможных подканалов, т. е. $P_p^f = G/L$, $G = \overline{1, L}$ (4). В свою очередь число L характеризуется отношением $L = \Delta F_k / \Delta F_c$ (5). Длительность элемента ЧФМ сигнала определяется из соотношения вида

$$\tau_s = \frac{m \cdot k}{R_n \cdot B \cdot N_k} = \frac{m \cdot R_k}{R_n \cdot B}, \quad (6)$$

а ширина спектра сигнала соответственно

$$\Delta F_c = \frac{B \cdot 2R_n}{m \cdot R_k}. \quad (7)$$

Таким образом, вероятность $P_{ош}(s, n)$ при некогерентном приеме квазиортогонального ЧФМ сигнала на фоне структурных помех определим, используя выражение

$$P_{ош}(s, n) = 0,5 \exp \left(- \frac{P_c \cdot B (1 - R_\theta)}{P_{ш} + P_{пп}} \right), \quad (8)$$

где R_0 — коэффициент АФВК применяемого словаря дискретных сигналов (ДС); $F_{\text{пш}}$ — мощность помехи в полосе ΔF_c . Проведенный анализ показывает, что в условиях возрастающего числа РТС, уровень отношения мощности $P_{\text{п}} \text{ к } P_c - W = \frac{P_{\text{п}}}{P_c}$ может достигать несколько десятков децибел [1; 3]. Это позволяет в дальнейших расчетах пренебречь составляющей $P_{\text{ш}}/P_c$ в (8) по отношению к $P_{\text{пш}}/P_c$ как величиной значительно меньшего порядка и переписать данное соотношение в виде

$$P_{\text{ош}}(s, \text{п}) = 0,5 \exp\left(-\frac{B(1-R_0)}{P_{\text{пш}}/P_c}\right). \quad (9)$$

Полагая, что составляющая $P_{\text{п}}$ в каждом из G подканалов одинакова и равна $P_{\text{п}}/G$ запишем

$$P_{\text{ош}}(s, \text{п}) = 0,5 \exp\left(-\frac{B(1-R_0)}{W/G}\right). \quad (10)$$

Подставляя

выражение (10) в (3), (2) с учетом, что $P_{\text{ош}}(s, \text{ш}) = 0,5 \exp(-H_c^2/2)$, (11), где $H_c^2 = E_c/N_0 = H_0^2 \cdot m \cdot R_k$ — отношение сигнал-шум на входе решающего устройства, имеем

$$P_{\text{ош}}^s = (M-1) \left[\frac{G \cdot B \cdot 2R_n}{\Delta F_k \cdot m \cdot R_k} \cdot 0,5 \exp\left(-\frac{B(1-R_0)}{W/G}\right) + \left(1 - \frac{G \cdot B \cdot 2R_n}{\Delta F_k \cdot m \cdot R_k} \cdot 0,5 \exp\left(-\frac{H_0^2 \cdot m \cdot R_k}{2}\right)\right) \right]. \quad (12)$$

Учитывая тот факт, что ошибки в последовательно передаваемых кодовых символах происходят независимо, то вероятность того, что произойдет ошибка кратности j на длине блока N (где N — длина кода) будет равна

$$P(j) = C_N^j (P_{\text{ош}}^s)^j \cdot (1 - P_{\text{ош}}^s)^{N-j}, \quad (13)$$

а вероятность получения блока с неисправленными ошибками

$$P_{\text{ош.бл}}^k = \sum_{j=t+1}^N C_N^j (P_{\text{ош}}^s)^j \cdot (1 - P_{\text{ош}}^s)^{N-j}. \quad (14)$$

Выражение (14) характеризует собой применение ограниченного алгоритма декодирования, при котором исправляется не более t ошибок.

При многоосновном (многоуровневом) кодировании, когда каждый информационный символ представляется m двоичными разрядами, причем при неправильном декодировании он с равными вероятностями переходит в остальные $2^m - 1$ символов, вероятность ошибки в бите на уровне контура кодирования определяется выражением.

$$P_{\text{ош.б}}^k = \frac{2^{m-1}}{2^m - 1} (P_{\text{ош.бл}}^k)/N. \quad (15)$$

Проведенный анализ существующих методов избыточного кодирования, исправляющего ошибки, показал [2; 3], что наиболее пер-

спективными для применения в современных помехоустойчивых радиоканалах являются каскадные коды, в основе которых лежит код Рида — Соломона (РС). Данный метод кодирования относится к кодам МДР, т. е. обладает оптимальными в смысле плотной упаковки корректирующими способностями. Длина кода определяется из соотношения $N=2^m - 1$, величина кодового расстояния d связана со значениями N , κ , t следующим образом

$$d = 2t - 1 = N - \kappa + 1$$

Необходимо отметить, что в общем случае значение длины N не зависит от величины M , но в целях упрощения процедуры согласования алфавитов источника сообщений и кодера целесообразно выбирать одинаковые основания алфавитов, т. е. $N=M - 1$ и тогда можно записать

$$P_{\text{ош}}^{\kappa} = \frac{N+1}{2N^2} \sum_{j=N(1-R_{\kappa})/2}^N C_N^j (P_{\text{ош}}^s)^j \cdot (1 - P_{\text{ош}}^s)^{N-j}. \quad (17)$$

Приведенные соотношения позволяют оценить помехоустойчивость радиоканала, использующего квазиортогональные ЧФМ сигналы и коды РС в условиях воздействия мощных структурных помех.

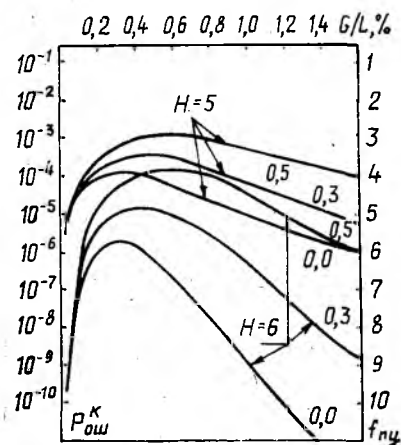


Рис. 1

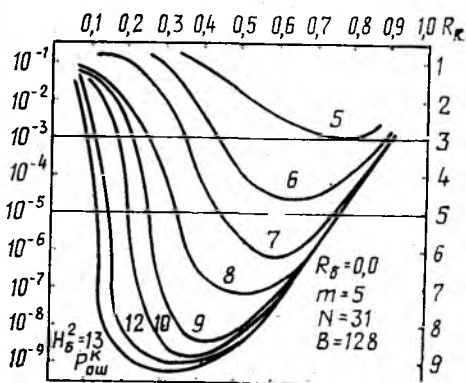


Рис. 2

Анализ выражений (12), (17) показывает, что зависимость $P_{\text{н.с.}}$ от параметров сигнально-кодовой конструкции носит сложно-функциональный характер вида: $P_{\text{н.с.}} = \varphi(N, R_{\kappa}, B, R_{\text{б}}, m, G, \Delta F_{\kappa}, R_{\text{н}}, W, H_{\text{б}}^2)$ поэтому исследование путей достижения требуемых значений данного показателя целесообразно проводить с учетом ограничений, накладываемых на определенные параметры (группы параметров).

На рис. 1 представлен график зависимости $P_{\text{ош}}^{\kappa}$ от относительного числа подканалов, пораженных структурными помехами

G/L , рассчитанные с использованием соотношений (12, 17) при $\Delta F_k = 2 \text{ ГГц}$, $R_u = 1,2 \text{ кбит/с}$, $W = 40 \text{ дБ}$. Из анализа представленного рисунка видно, что наилучшим вариантом для радиоканала является организация до 0,4 % (от общего числа подканалов) структурных помех.

На рис. 2, 3 представлены графики, иллюстрирующие влияние различных параметров сигнально-кодовой конструкции, в особенности величин R_b , R_k , N на помехоустойчивость приема информации. Анализ кривых, представленных на этих рисунках, позволяет увидеть, что существуют оптимальные соответствия параметров, которые позволяют минимизировать вероятность ошибочного приема информации при оптимальном выборе частотно-энергетических ресурсов радиоканала. Более того, использование предложенного математического аппарата позволяет решать задачу оптимального перераспределения уровня вносимой частотной (временной) избыточности между уровнем канала передачи данных и физическим уровнем. Понятно, что согласование модема и кодека необходимо проводить не только в смысле обеспечения требуемой помехоустойчивости при минимуме частотно-энергетических затрат, но и других параметров. Тем не менее, как нам представляется, данная работа может послужить шагом в ее решении.

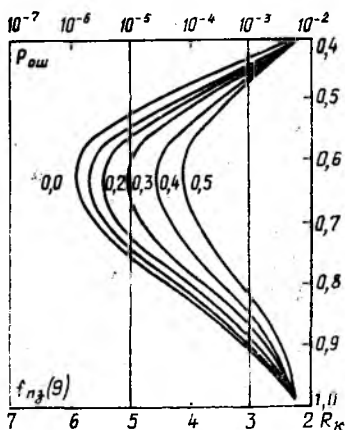


Рис. 3

Список литературы: 1. Варакин Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. М., 1985. 245 с. 2. Кларк Дж., Кейн Дж. Кодирование с исправлением ошибок в системах цифровой связи: Пер. с англ. Гельфанда С. И. М., 1987. 391 с. 3. Портной С. Л., Гужков Е. А. Корректирующие коды в системах связи с ППРЧ // Зарубеж. радиоэлектроника. 1988. № 1. С. 26—43.

Поступила в редколлегия 07.05.90

УДК 621.391

Ю. В. СТАСЕВ, канд. техн. наук

АУТЕНТИФИКАЦИЯ ПАКЕТНОЙ СЕТИ С МНОЖЕСТВЕННЫМ ДОСТУПОМ

Особенности передачи информации в пакетных сетях с множественным доступом предопределяют необходимость рассмотрения проблемы аутентификации информации, циркулирующей в сети. Проведенные к настоящему времени исследования показывают [1], что проблему аутентификации сообщений целесообразно рас-

смаатривать, используя трехуровневую модель: аутентификацию на уровне передаваемых пакетов, аутентификацию на уровне кодовых слов и аутентификацию на уровне сигналов.

Проводится оценка аутентификаций пакетной сети с множественным доступом на уровне сигналов. Пусть в пакетной сети с множественным доступом используются сложные сигналы с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты (ППРЧ), фазоманипулированные (ФМ) сигналы или ППРЧ-ФМ сигналы. Количественно аутентификация оценивается вероятностью приема ложного сигнала $P_{л}$.

Тогда, при использовании в пакетной сети с множественным доступом ППРЧ сигналов, вероятность приема ложного сигнала с учетом действия в радиоканале шума и мешающих сигналов запишется в виде

$$P_{л} = P_n(P_m + P_c) + (1 - P_n)P_{ш}. \quad (1)$$

Здесь P_n — априорная вероятность попадания мешающего сигнала в разрешенный в данный момент времени частотный диапазон; P_m — условная вероятность приема ложного сигнала при воздействии мешающего сигнала в канале, где сигнал отсутствует; P_c — условная вероятность переименования сигнала при воздействии на него мешающего сигнала и шума; $P_{ш}$ — вероятность ошибки из-за действия шума.

Для вычисления P_m и P_c , как показано в работе [2], требуется найти плотность распределения вероятностей случайной величины, характеризующей амплитуду напряжений на входе решающего устройства в момент полной свертки сигнала. Условная плотность распределения вероятностей напряжений на выходе синфазного и квадратурного каналов некогерентного приемника, где действует полезный сигнал, мешающий сигнал и шум, есть обобщенная рэлеевская плотность, а плотность на выходе канала, где действует шум, есть просто рэлеевская плотность [2].

В результате безусловная плотность распределения вероятности напряжения на входе решающего устройства имеет вид

$$\omega_{вх.ру}^c(y) = \int_0^1 \int_{E_i - E_m R}^{E_i + E_m R} \omega(\alpha/R) \cdot \int_a^{\infty} \omega(y/\alpha) dy d\alpha dR, \quad (2)$$

где $\omega(\alpha/R)$ — плотность распределения вероятности случайной величины α , являющейся функцией случайных величин (φ_c — φ_m) и степени корреляции сигналов R ; $\omega(y/\alpha)$ — условная плотность вероятности, характеризующая напряжение на входе решающего устройства при действии мешающего сигнала; E_i и E_m — энергии полезного и мешающего сигналов; $a = \begin{cases} 0 & \text{при } y > 0, \\ -y & \text{при } y < 0. \end{cases}$

В работе [3] показано, что распределение косинуса разности фаз, независимых и равномерно распределенных на интервале $[-\pi, \pi]$, эквивалентно распределению косинуса равномерно распределенной на интервале $[-\pi, \pi]$, случайной величины. Анало-

гично [3] обозначим $\xi = \cos(\varphi_c - \varphi_m)$. Функция распределения случайной величины ξ как

$$\omega_{\xi}(x) = \frac{1}{\pi} \sqrt{1-x^2}.$$

Отсюда

$$\omega_{\alpha}(y) = \omega_{\xi}[\psi(y)] \frac{d\psi(y)}{d(y)}, \quad (3)$$

где $x = \psi(y)$ — обратная функция для $\alpha = \varphi(\xi)$.

С учетом (3) $\omega(\alpha/R)$ имеет вид

$$\omega(\alpha/R) = \frac{\alpha}{\pi E_i E_m R \sqrt{1 - \left(\frac{\alpha^2 - E_i^2 - E_m^2 R^2}{2E_i - E_m R} \right)^2}}. \quad (4)$$

Условная плотность распределения вероятности случайной величины, характеризующей напряжение на входе решающего устройства некогерентного приемника при действии на рабочий сигнал мешающего сигнала имеет вид [2]

$$\omega(y/\alpha) = \int_{\frac{\alpha}{\sigma_0}^2}^{\infty} \frac{x}{\sigma_0} \exp\left\{-\frac{x^2 + \alpha^2}{2\sigma_0^2}\right\} I_0\left(\frac{x\alpha}{\sigma_0^2}\right) \frac{x+y}{\sigma_0^2} \exp\left\{-\frac{(x+y)^2}{2\sigma_0^2}\right\} dx, \quad (5)$$

где σ_0^2 — дисперсия распределения; I_0 — функция Бесселя нулевого порядка. Подставив (4), (5) в (2), определим вероятность P_c :

$$P_c = \int_0^1 \int_0^{\infty} \frac{x}{\sigma_0^2} \exp\left\{-\frac{x^2 + \alpha^2}{2\sigma_0^2}\right\} I_0\left(\frac{x\alpha}{\sigma_0^2}\right) \int_0^{\infty} \frac{x+y}{\sigma_0^2} \exp\left\{-\frac{x^2 + \alpha^2}{2\sigma_0^2}\right\} \int_{E_i - E_m R}^{E_i + E_m R} \alpha : \\ : \pi E_i E_m R \sqrt{1 - \left(\frac{\alpha^2 - E_i^2 - E_m^2 R^2}{2E_i E_m R} \right)^2} dR dx dy d\alpha, \quad (6)$$

В работе [2] показано, что двойной интеграл по x, y равен $0,5 \exp\{-\alpha^2/4\sigma_0^2\}$. Следовательно, P_c имеет вид

$$P_c = \int_0^1 \int_{E_i - E_m R}^{E_i + E_m R} 0,5 \exp\left\{-\frac{\alpha^2}{4\sigma_0^2}\right\} \times \\ \times \frac{\alpha}{\pi E_i E_m R \sqrt{1 - \left(\frac{\alpha^2 - E_i^2 - E_m^2 R^2}{2E_i E_m R} \right)^2}} d\alpha dR. \quad (7)$$

Используя [4], преобразуем выражение (7) к виду

$$P_c = \frac{\sqrt{2\pi}}{4\pi h_i h_m} e^{-0,5h_i^2} \left\{ (h_i + h_m) \Phi(h_i + h_m) - (h_m - h_i) \Phi(h_m - h_i) + \right. \\ \left. + \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \{ e^{-0,5(h_m + h_i)^2} - e^{-0,5(h_m - h_i)^2} \} \right\}, \quad (8)$$

где $\Phi(z)$ — функция Крампа; $h_i = \sqrt{\frac{E_i}{N_0}}$; N_0 — спектральная мощность шума.

Для вычисления P_m необходимо найти плотности распределения на выходе канала, где действует полезный сигнал и шум, и канала, где действует мешающий сигнал и шум. Оба эти распределения — обобщенные рэлеевские распределения.

Вероятность приема ложного сигнала P_m определяется интегралом, аналогичным (6)

$$P_m = \int_0^1 \int_0^\infty \frac{x}{\sigma_0^2} \exp \left\{ -\frac{x^2 + E_i^2}{2\sigma_0^2} \right\} I_0 \left(\frac{x E_i}{\sigma_0^2} \right) \int_0^\infty \frac{(y+x)}{\sigma_0^2} \exp \left\{ -\frac{(y+x)^2 + E_m R}{2\sigma_0^2} \right\} \times \\ \times I_0 \left\{ \frac{(y+x) E_m R}{\sigma_0^2} \right\} dy dx dR, \quad (9)$$

Интеграл (9) после громоздких преобразований по аналогии с работой [2] может быть приведен к виду

$$P_m = 1 - \left(\frac{e^{-0,5h_i^2}}{3\sqrt{2\pi}h_i h_m} \right) \left\{ (h_m + h_i)^3 \Phi(h_m + h_i) - (h_m - h_i)^3 \Phi(h_m - h_i) + \right. \\ \left. + \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \left\{ (h_m + h_i)^2 e^{-0,5(h_m + h_i)^2} - (h_m - h_i)^2 e^{-0,5(h_m - h_i)^2} \right\} \right\}. \quad (10)$$

Вероятность $P_{ш}$ ошибки из-за действия шума равна [2] $P_{ш} = 0,5e^{-0,5h_i^2}$ (11). После подстановки (8), (10), (11) в (1) получим

$$P_n = P_n \left\{ \frac{\sqrt{2\pi}}{4\pi h_i h_m} e^{-0,5h_i^2} \left\{ (h_i + h_m) \Phi(h_m + h_i) - (h_m - h_i) \Phi(h_m - h_i) + \right. \right. \\ \left. \left. + \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \left\{ e^{-0,5(h_m + h_i)^2} - e^{-0,5(h_m - h_i)^2} \right\} \right\} + \left\{ 1 - \left(\frac{e^{-0,5h_i^2}}{3\sqrt{2\pi}h_i h_m} \right) \times \right. \right. \\ \left. \left. \times \left\{ (h_m + h_i)^3 \Phi(h_m + h_i) - (h_m - h_i)^3 \Phi(h_m - h_i) + \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \left[(h_m + h_i)^2 \times \right. \right. \right. \right. \\ \left. \left. \left. \times e^{-0,5(h_m + h_i)^2} - (h_m - h_i)^2 e^{-0,5(h_m - h_i)^2} \right] \right\} \right\} + 0,5(1 - P_n) e^{-0,5h_i^2} \right\} \quad (12)$$

При использовании в пакетной сети с множественным доступом ФМ сигналов вероятность приема ложного сигнала равна

$$P_n = P_n P_c + (1 - P_n) P_{ш}. \quad (13)$$

Выражение для вычисления P_c для случая использования в пакетной сети с множественным доступом ФМ сигналов совпадает с (8). Однако надо помнить, что h_m в \sqrt{L} раз меньше h_m при использовании ППРЧ сигналов, где L — число элементов ФМ сигнала.

Вероятность постановки ложного ФМ сигнала с заданной степенью корреляции определяется выражением [5]:

$$P_n = \frac{1}{0,125L [(1+R)^{1+R} (1-R)^{1-R}]^{0,5L}} \quad (14)$$

С учетом высказанных замечаний выражение для P_L запишется в виде

$$P_L = \frac{1}{0,125L [(1+R)^{1+R} (1-R)^{1-R}]^{0,5L}} \frac{\sqrt{2\pi}}{4\pi h_i h_m} e^{-0,5h_i^2} \left\{ (h_i + h_m) \Phi \times \right. \\ \times (h_m + h_i) - (h_m - h_i) \Phi (h_m - h_i) + \frac{2}{\sqrt{2\pi}} [e^{-0,5(h_m+h_i)^2} - e^{-0,5(h_m-h_i)^2}] \left. \right\} + \\ + 0,5 \left[1 - \frac{1}{0,125L [(1+R)^{1+R} (1-R)^{1-R}]^{0,5L}} \right] e^{-0,5h_i^2}. \quad (15)$$

При использовании ППРЧ-ФМ сигнала вероятность приема ложного сигнала запишется как

$$P_L = P_{\text{ппрч}} [P_{\text{лфм}} (P_M + P_C) + (1 - P_{\text{лфм}}) P_{\text{ш}}] + (1 - P_{\text{ппрч}}) P_{\text{ш}}. \quad (16)$$

Подставив значения переменных, входящих в выражение (16), получим

$$P_L = P_{\text{ппрч}} \left\{ \frac{1}{0,125L [(1+R)^{1+R} (1-R)^{1-R}]^{0,5L}} \times \right. \\ \times \left\{ 1 - \frac{e^{-0,5h_i^2}}{3\sqrt{2\pi} h_i h_m} \left\{ (h_m + h_i)^3 \Phi (h_m + h_i) - (h_m - h_i)^3 \Phi (h_m - h_i) + \right. \right. \\ \left. \left. + \frac{2}{\sqrt{2\pi}} [(h_m + h_i)^2 e^{-0,5(h_m+h_i)^2} - (h_m - h_i)^2 e^{-0,5(h_m-h_i)^2}] \right\} + \right. \\ \left. + \frac{\sqrt{2\pi}}{4\pi h_i h_m} e^{-0,5h_i^2} \left\{ (h_i + h_m) \Phi (h_m + h_i) - (h_m - h_i) \Phi (h_m - h_i) + \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \times \right. \right. \\ \left. \left. \times [e^{-0,5(h_m+h_i)^2} - e^{-0,5(h_m-h_i)^2}] \right\} \right\} + \\ + 0,5 \left[1 - \frac{1}{0,125L [(1+R)^{1+R} (1-R)^{1-R}]^{0,5L}} \right] e^{-0,5h_i^2} + 0,5 (1 - P_{\text{ппрч}}) e^{-0,5h_i^2}. \quad (17)$$

По формулам (12), (15), (17) можно провести анализ аутентификации пакетной сети с множественным доступом при некогерентном приеме для различных значений h_i , h_m и $P_{\text{ш}}$.

Список литературы: 1. Эфремидес Э., Уизелтир Дж. Э., Бейкер Д. Дж. Вопросы проектирования надежных мобильных радиосетей, использующих методы передачи и приема сигналов с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты // Тр. Ин-та инж. по электротехнике и радиоэлектронике. 1987. Т. 75, № 1, С. 68—90. 2. Пышкин И. М. Теория кодового разделения сигналов. М., 1980. 208 с. 3. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Кн. 3. М., 1976. 386 с. 4. Бейтман Г., Эрдели А. Таблицы интегральных преобразований. М., 1969, Т. 1. С. 569. 5. Варакин Л. Е. Теория систем сигналов. М., 1970. 240 с.

Поступила в редколлегию 11.04.90

ОБРАБОТКА РАДИОМЕТРИЧЕСКИХ ИЗОБРАЖЕНИЙ, ОСНОВАННАЯ НА ОЦЕНКАХ ПАРЗЕНА — РОЗЕНБЛАТТА

В процессе разработки алгоритмов обработки радиометрических изображений (РМИ), формируемых матричными обзорно-измерительными системами навигации, возникает задача определения среднего значения T_c и дисперсии σ_ϕ^2 яркости фона. Проведенные исследования показали, что для этой цели не пригодны, учитывая особенности РМИ, такие устойчивые оценки параметров распределений, как α -усеченные и α -винзоризованные средние, L -оценки, R -оценки. Весьма эффективными в этом случае являются итеративные процедуры, основанные на обработке некоторой функции $\psi(y)$, полученной в результате нелинейного преобразования вариационного ряда элементов $\{T_i\}_{i=1}^N$ РМИ. Однако при этом необходимо определить начальные приближения истинных значений среднего и дисперсии яркости фона (T_{c0} и $\sigma_{\phi 0}^2$ соответственно). Качество решения данной задачи определяет скорость сходимости итеративной процедуры вычисления истинных значений T_c и σ_ϕ^2 . Один из возможных методов ее решения основывается на применении парзеновских оценок функционалов от условных распределений. Настоящая статья посвящена применению этого метода для решения задачи определения начальных оценок T_{c0} и $\sigma_{\phi 0}^2$.

Отметим основные особенности РМИ:

- наличие на изображении пространственных помех от неустойчивых водных образований;
- малое количество разрешаемых элементов изображения (ЭИ), приходящихся на ориентир объекта навигации, и малое количество ЭИ в формируемом кадре;
- малая информативность изображения вследствие того, что абсолютные уровни выходных сигналов, соответствующие радиояркостным температурам элементов зоны обзора, претерпевают значительные изменения в зависимости от сезонных и погодных условий, из-за чего количество устойчиво различимых градаций яркости практически не превышает трех.

Исходя из особенностей РМИ и в целях упрощения решения задачи на данном этапе, добавим следующие предположения и допущения:

- разбросом чувствительности и коэффициента усиления радиометрических каналов пренебрегаем;
- горизонтальными перемещениями носителя, а также масштабными изменениями элемента разрешения за время формирования кадра пренебрегаем;
- среднеквадратическое отклонение собственного шума канала существенно меньше динамического диапазона приемника;

— фон образован излучением участка суши, ориентир, подлежащий локализации на РМИ, обладает отрицательным по отношению к фону температурным контрастом;

— ориентир и фоновая часть РМИ являются однородными по яркости;

— большая часть кадра занята сигналами фона.

В момент снятия кадра РМИ мгновенные значения выходных напряжений каналов с помощью АЦП преобразуются в цифровую форму и представляются в виде прямоугольной матрицы

$$T = \begin{bmatrix} T_{11} & \dots & T_{1b} \\ \vdots & & \vdots \\ T_{a1} & \dots & T_{ab} \end{bmatrix} \quad (1)$$

размером $a \times b = N$. Малое количество элементов матрицы, соответствующих ориентиру, не позволяет делать выводы о виде распределения его температуры. Яркостная температура ЭИ соответствующих контрастным пространственным помехам в общем случае распределена по закону произвольного вида, но можно показать, что в случае, когда в качестве названных помех выступают неустойчивые водообразования, их яркостные температуры распределены по экспоненциальному закону с параметром $\lambda = \frac{D_0}{D_0 \Delta T_{св}}$, где D_0 — диаметр элемента

разрешения, D_0 — средний диаметр водообразования, $\Delta T_{св}$ — контраст воды по отношению к окружающему фону. В то же время последние из принятых нами предположений позволяют сделать определенные выводы о виде распределения температур ЭИ, соответствующих фону РМИ. В работе [1] показано, что принятие распределения гауссовым является наиболее «экономным» с точки зрения объема статистических данных. Это соответствует критерию минимума информации, оправданному при прогнозировании высших характеристик на основе знания лишь низших. Ассиметрию реального закона распределения температур можно не учитывать ввиду того, что свойственный однородной структуре фона разброс температур около относительно большой величины математического ожидания сравнительно невелик [1]. Таким образом, учитывая, что в кадре РМИ большее количество ЭИ соответствуют фону, можно сделать вывод, что от непараметрической задачи оценки

распределения температур всей выборки $\{T_i\}_{i=1}^N$ ЭИ РМИ мы подошли к задаче определения параметров распределения фона. Однако это будет неверно, поскольку существует изначальная неопределенность отношения элемента вариационного ряда РМИ к фону, ориентиру или помехе. Следовательно, применение для оценки среднего уровня и дисперсии фона параметрических методов в данном случае недопустимо.

Высказанное позволяет нам сделать обоснованный вывод о том, что значению T_c соответствует максимальная плотность распределения температур ЭИ в кадре РМИ. Итак, определив плотности распределения $f_i(T)$ для каждого элемента вариационного ряда $\{T_i\}_{i=1}^N$ (N — количество элементов РМИ, т. е. матрицы (1)) и определив номер элемента $L = \text{Arg} \max f_N(T)$, можно утверждать, что значение температур элемента $T_L = T_{c0}$, т. е. наиболее близко к среднему значению фона T_c .

Плотность вероятности $f_i(T)$ определим с помощью непараметрического метода статистики, основанного на идее определения плотности как математического ожидания δ -функции:

$$f(T) = \int \delta(T - T_0) f(T_0) dT_0. \quad (2)$$

Вместо δ -функции используется какое-либо ее «приближение»:

$$\delta(T) \approx \frac{1}{h} K\left(\frac{T}{h}\right), \quad (3)$$

(при $h \rightarrow 0$ $\frac{1}{h} K\left(\frac{T}{h}\right) \rightarrow \delta(T)$) и с помощью этого приближения математическое ожидание $M_T\{\delta(T - T_0)\}$ аппроксимируется средним по выборке

$$f_i(T) \cong \frac{1}{Nh} \sum_{i=1}^N K\left(\frac{T - T_i}{h}\right), \quad (4)$$

где h — коэффициент размытости ядра; $K(y)$ — ядро эмпирической плотности вероятности.

Такая оценка плотности для приближения δ -функции с помощью аппроксимации

$$K(y) = \begin{cases} \frac{1}{2} & \text{при } |y| \leq 1; \\ 0 & \text{при } |y| > 1 \end{cases} \quad (5)$$

была предложена Розенблаттом [2], а для других видов аппроксимаций δ -функции — Парзенном.

Выбор параметра h определяет успех восстановления плотности. Проведенные исследования показывают, что для получения точных оценок плотности, не имея информации о характере распределения, невозможно выбрать оптимальное h . Однако в рассматриваемой ситуации нас интересует не значение плотности для конкретной температуры, а максимальное ее значение, точнее соответствующий ему номер ЭИ вариационного ряда $\{T_i\}_{i=1}^N$.

Для определения h воспользуемся полученным в работе [3] выражением

$$h = \sigma \left(\frac{8 \sqrt{\pi} A_0}{3} \right)^{\frac{1}{5}}, \quad (6)$$

где

$$A_0 = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} K^2(y) dy}{N}; \quad (7)$$

$$K(y) = \begin{cases} \frac{1}{4\sqrt{5}} - \frac{3(y^2)}{20\sqrt{5}}, & |y| \leq 5; \\ 0 & |y| > 5. \end{cases} \quad (8)$$

Ядро $K(y)$ выбрано из условия минимизации относительной глобальной ошибки:

$$\hat{u}^2 = \frac{1}{Q} \int E [\Delta f_N(T)] dT, \quad (9)$$

где $Q = \int f^2(T) dT$; E — операция усреднения.

Величина σ в выражении (6) — среднеквадратическое отклонение для всей выработки из N элементов.

Интегрируя $K^2(y)$ и с учетом выражения (7) и (8), получаем

$$A_0 = \frac{19 \sqrt{5}}{200N}. \quad (10)$$

Таким образом, используя вышеприведенные рассуждения и выражения (4)—(10), решается задача определения начального значения средней температуры T_{co} фона РМИ.

При определении параметра σ_{Φ_0} будем исходить из факта наличия отрицательного контраста яркостных температур ЭИ, соответствующих контрастным помехам и ориентиру, по отношению к фону. В этом случае можно утверждать, что фону РМИ соответствуют элементы вариационного ряда $\{T_i\}_{i=1}^N$ с большими номерами. Учитывая, что распределение температур фона подчиняется нормальному закону, можно показать, что для оценки параметра σ_{Φ_0} необходимо принять к рассмотрению значения температур T_i , удовлетворяющих условию: $2T_{co} - T_N \leq T_i \leq T_N$, (11), где T_N — максимальное значение температуры в вариационном ряду исходной выборки.

Параметр σ_{Φ_0} рассчитывается по формуле

$$\sigma_{\Phi_0} = \sqrt{\frac{1}{N^*} \sum_{i=I_0}^N (T_i - T_{co})^2}, \quad (12)$$

где $N^* = N - I_0 + 1$ — количество элементов выборки, относящихся по нашему предположению к фону; I_0 — номер того элемента вариационного ряда $\{T_i\}_{i=1}^N$, для которого впервые выполняется условие (11). Полученное значение есть искомое начальное приближение величины σ_{Φ} .

Таким образом, показано, что применение при обработке РМИ процедуры, основанной на непараметрическом подходе Парзена — Розенблатта и некоторых эмпирических соображениях, в условиях априорной параметрической неопределенности относительно параметров T_c и σ_{Φ} , позволяет получить их оценки асимптотически несмещенными.

Данная процедура может быть достаточно легко реализована при обработке результатов натуральных экспериментов.

Список литературы: 1. Левшин В. Л. Пространственная фильтрация в оптических системах пеленгации. М., 1971. 207 с. 2. Rosenblatt M. Remarks on some nonparametric estimates of a density function // Ann. Math. Stat. 1956. Vol. 27, № 3. P. 197—204. 3. Финкельштейн Е. Я. Кластерный анализ с помощью критериев, основанных на оценке плотности // Автоматизация анализа и распознавания изображений. Рига, 1980. С. 97—103.

Поступила в редколлегию 03.07.90

Н. Н. МИНЕРВИН, д-р техн. наук, А. Ю. ГОЛОДНЫЙ

УЧЕТ ФЛУКТУАЦИЙ УГЛОВ ПРИХОДА ЧАСТОТНЫХ СОСТАВЛЯЮЩИХ ШИРОКОПОЛОСНОГО СИГНАЛА ПРИ ИЗМЕРЕНИИ УГЛА ИОНОСФЕРНОЙ РЕФРАКЦИИ

К настоящему времени рассмотрен вопрос измерения ионосферного угла рефракции по искажениям широкополосных сигналов на фоне некоррелированных шумов приемного устройства. Однако следует заметить, что с увеличением ширины спектра сигнала ошибка измерения, порождаемая внутренними шумами, уменьшается, но при этом возрастает ошибка, обусловленная флуктуациями углов прихода спектральных компонент сигнала. В связи с этим возникает задача оптимизации измерения параметра рефракционных искажений радиолокационного сигнала с учетом флуктуаций углов прихода его частотных составляющих, которые по своей природе являются коррелированными. Для решения данной задачи рассмотрим сигнал, который наряду с оцениванием направлений прихода позволял бы учесть корреляционные свойства флуктуаций углов прихода его спектральных компонент. Поэтому в качестве зондирующего будем использовать много-частотный сигнал, имеющий центральную составляющую на частоте ω_0 и M симметрично расположенных равноотстоящих боковых частотных составляющих одинаковой амплитуды. При этом максимальный разнос частот равен $\Delta\Omega$ и $\Delta\Omega \ll \omega_0$. Запишем выражение для угла прихода частотных компонент такого сигнала в виде

$$\Theta(\omega_i) = \Theta_0 + \Delta\Theta_p(\omega_i) + N_i, \quad (1)$$

где Θ_0 — угол прихода луча в отсутствие ионизированной среды в обычных условиях; $\Delta\Theta_p(\omega_i)$ — угол ионосферной рефракции на частоте ω_i ; ω_i — круговая частота i -й частотной составляющей; N_i — флуктуации углов прихода частотных компонент сигнала. Входящая в (1) ионосферная рефракционная поправка для естественной ионосферы, при измерении монохроматическим сигналом, достаточно точно описывается соотношением [1]

$$\Delta\Theta_p(\omega_i) \approx B\omega_i^{-2}, \quad (2)$$

где коэффициент B не зависит от частоты и определяется только распределением ионизации в ионосфере в момент измерения. Разложим (2) в ряд по степеням $\Omega_i = \frac{\Delta\Omega}{M} i = \omega_i - \omega_0$ в окрестности частоты ω_0 и ограничимся членами первого порядка малости относительно Ω_i :

$$\Delta\Theta_p(\omega_0 + \Omega_i) \approx \Theta_{p0} + \beta\Omega_i, \quad (3)$$

где

$$\Theta_{p0} \approx B\omega_0^{-2}, \quad \beta \approx -2B\omega_0^{-3}. \quad (4)$$

Первое слагаемое (3) определяет ионосферную рефракционную поправку на частоте ω_0 при измерении угловой координаты узкополосным сигналом, второе слагаемое характеризует разброс углов прихода спектральных компонент относительно компоненты на ω_0 . Коэффициент β носит название параметра линейных рефракционных искажений. Как видно из (4), величины Θ_{p0} и β связаны между собой соотношением

$$\Theta_{p0} \approx -\frac{\omega_0}{2} \beta.$$

Таким образом, для оптимизации оценивания угла ионосферной рефракции достаточно оптимизировать измерение параметра искажений β , что и будет рассмотрено далее.

Так как информация о параметре β содержится в зависимости угла прихода от частоты, то под входным сигналом измерителя Y будем понимать реализацию углов прихода частотных компонент сигнала, которая с учетом (1), (3) и с точностью до неинформативных параметров Θ_0 и Θ_{p0} представляет собой аддитивную смесь ожидаемого сигнала,

$$X = \beta X_0;$$

где

$$X_0 = \frac{\Delta\Omega}{M} \left\| -\frac{M}{2}, \dots, -1, 0, 1, \dots, \frac{M}{2} \right\|^T,$$

и углового шума N , т. е.

$$Y = \beta X_0 + N \quad (5)$$

Такой подход позволяет синтезировать алгоритм оптимального измерения параметра рефракционных искажений при наличии флуктуаций углов прихода частотных компонент сигнала.

Для проведения оптимизации необходимо сделать ряд допущений. Будем считать: измерения регулярные; флуктуации углов прихода частотных компонент, как обусловленные влиянием большого числа случайных неоднородностей среды, распределены по нормальному закону, стационарны и имеют нулевое среднее значение.

Как следует из (5), задача сводится к нахождению оптимальной оценки коэффициента β , который играет в данном случае роль амплитудного множителя. Нетрудно убедиться, что функционал отношения правдоподобия в этом случае определяется [2]

$$\ln l(Y) = \beta Y^T R - \frac{1}{2} \beta^2 X_0^T R, \quad (6)$$

где R — весовой вектор, удовлетворяющий уравнению $R = \Phi^{-1} X_0$ (7). Здесь Φ^{-1} — обратная корреляционная матрица угловых флуктуаций. Соответствующая функционалу (6) оценка максимального правдоподобия для параметра β имеет вид

$$\hat{\beta} = Y^T R / X_0^T R, \quad (8)$$

а дисперсия оценки измерения определяется соотношением

$$\sigma_{\hat{\beta}}^2 = R^T \Phi R / (X_0^T R)^2. \quad (9)$$

Оценим потенциальную точность измерения параметра рефракционных искажений на фоне аддитивной смеси некоррелированных и коррелированных угловых флуктуаций. В этом случае результирующая корреляционная матрица флуктуаций углов прихода частотных составляющих сигнала имеет вид

$$\Phi_p = \Phi + \Phi_0 = \sigma_\varphi^2 \| a^{i-j} \| + \sigma_0^2 \| \delta_{ij} \|, \quad \delta_{ij} = \begin{cases} 1 & (i = j), \\ 0 & (i \neq j), \end{cases}$$

при этом $a = \exp(-2/MC)$. Здесь C — относительный частотный радиус корреляции, равный отношению радиуса корреляции ρ к величине $\Delta\Omega/2$, σ_φ^2 — дисперсия коррелированных угловых флуктуаций, обусловленных случайными неоднородностями среды распространения, σ_0^2 — дисперсия некоррелированных угловых флуктуаций, вызванных ошибками измерения за счет внутренних шумов приемных устройств и другими причинами. При решении поставленной задачи воспользуемся методом последовательных приближений. В этом случае из уравнения для весового вектора (7) получим $R = \Phi^{-1}X_0 - \sigma_0^2\Phi^{-1}R$. Полагая, что $\sigma_0^2 \gg \sigma_\varphi^2$ в качестве нулевого приближения весового вектора примем вектор $R_0 = \Phi^{-1}X_0$, а в качестве первого приближения — вектор $R_1 = R_0 - \Delta R_1$, где $\Delta R_1 = \sigma_0^2\Phi^{-1}R_0$. Определяя R_0 и ΔR_1 , из выражения (9) получим соотношение для дисперсии ошибки измерения параметра рефракционных искажений при первом приближении весового вектора в виде

$$\sigma_\beta^2 = \sigma_\varphi^2 M(1-a^2) / \left(\left[1 - \frac{1-a}{\alpha(1+a)} \right] \cdot A - \frac{a[M-(M-2)a]}{\alpha M(1-a^2)} \times \right. \\ \left. \times \left[1 + \frac{M}{2}(1-a) \right] \right) \Delta\Omega^2, \quad (10)$$

где

$$\alpha = \sigma_\varphi^2/\sigma_0^2, \quad A = \frac{M}{2} - \left(\frac{M}{2} - 1 \right) a + \frac{(1-a)^2}{12} (M-1)(M-2).$$

Представляется интересным проанализировать зависимость нормированной дисперсии ошибки измерения параметра рефракционных искажений $\sigma_{\beta \text{н}}^2 = \sigma_{\beta \text{опт}}^2 \Delta\Omega^2 / \sigma_\varphi^2$ от отношения дисперсий коррелированных и некоррелированных угловых

флуктуаций при фиксированных значениях C и M , которая представлена на рис. 1. Видно, что при значении параметра $\alpha > 30$ некоррелированные флуктуации практически не сказываются на точности оптимального измерения. Перейдем к рассмотрению выигрыша $B = \sigma_\beta^2 / \sigma_{\beta \text{опт}}^2$, даваемого оптимальным алгоритмом по сравнению с алгоритмом, оптимальным лишь по отношению к некоррелированным угловым флуктуациям. На рис. 2 приведены графики, характеризующие выигрыш в зависимости от значения C

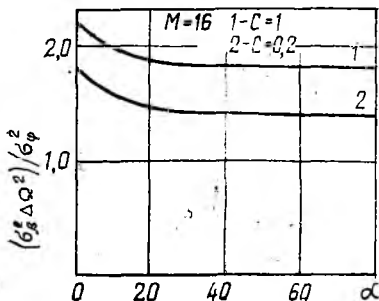


Рис. 1

при различных α и числе интервалов между отсчетами углов прихода частотных составляющих сигнала, равном 16. Видно, что выигрыш увеличивается при уменьшении отношения дисперсий некоррелированных и коррелированных угловых флуктуаций и при $M = 16$, $\alpha = 10^3$, $C = 1$ составляет величину более 20 %.

Перейдем к синтезу алгоритма оптимального измерения параметра β . Для этого воспользуемся соотношением (7), откуда для первого приближения весового вектора имеем

$$\beta = \frac{k1}{\Delta\Omega} \sum_{j=1}^{M/2} j(Y_j - Y_{-j}) + \frac{k2}{\Delta\Omega} (Y_{M/2} - Y_{-M/2}) + \frac{k3}{\Delta\Omega} \left(Y_{\left(\frac{M}{2}-1\right)} - Y_{-\left(\frac{M}{2}-1\right)} \right). \quad (11)$$

Коэффициенты $k1$, $k2$, $k3$ определяют вклад каждого из способов получения оценки параметра рефракционных искажений в зависимости от величины относительного радиуса корреляции угловых флуктуаций C , параметра α и числа используемых частот измерения $(M+1)$. В случае, когда интервал корреляции флуктуаций ρ стремится к нулю, выражение (11) принимает вид

$$\hat{\beta} = \frac{12}{\Delta\Omega (M^2 + 3M + 2)} \sum_{j=1}^{M/2} j(Y_j - Y_{-j}),$$

т. е. алгоритм оптимального оценивания в отсутствие корреляции флуктуаций представляет собой процесс взвешенного суммирования разностей симметричных относительно середины спектра сигналов отсчетов углов прихода частотных составляющих. Если же $\rho \rightarrow \infty$, то оценка β определяется вторым и третьим слагаемыми соотношения (11). Заметим, что в этом случае при увеличении превышения коррелированных угловых флуктуаций над некоррелированными все больший вес приобретает второе слагаемое, и при достаточно большом α соотношение (11) сводится к следующему выражению: $\hat{\beta} = \frac{1}{\Delta\Omega} (Y_{M/2} - Y_{-M/2})$, которое описывает известный двухчастотный метод.

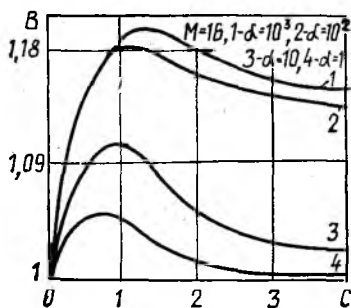


Рис. 3

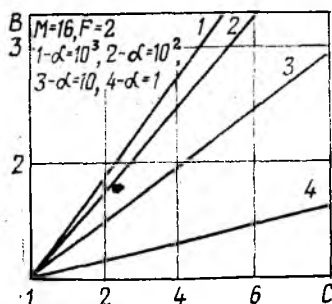


Рис. 2

Теперь предположим, что на вход измерителя параметра рефракционных искажений поступает сигнал, корреляционная

матрица угловых флуктуаций которого определяется выражением

$$\Phi = \sigma_{\varphi}^2 \left\| a^{i-j} \cos F \cdot \frac{2}{M} (i-j) \right\| + \sigma_{\theta}^2 I,$$

где F — относительный параметр осцилляций, равный произведению параметра осцилляций γ на $\Delta\Omega/2$. На рис. 3 отражен выигрыш в точности измерения, даваемый оптимальным алгоритмом, который в этом случае достигает существенных величин. Так, при $M=16$, $F=2$, $\alpha=10^2$, $C>5$ выигрыш превышает трехкратный.

Таким образом, учет корреляционных свойств флуктуаций углов прихода частотных составляющих сигнала в ряде случаев позволяет повысить точность измерения ионосферного угла рефракции.

Список литературы: 1. Кравцов Ю. А., Фейзулин З. И., Виноградов А. Г. Прохождение радиоволн через атмосферу Земли. М., 1983. 224 с. 2. Ширман Я. Д., Манжос В. Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. М., 1981. 416 с.

Поступила в редколлегию 18.07.90

УДК 621.396

В. Н. БЫКОВ, канд. техн. наук, В. М. ПОШТАРЕНКО, канд. техн. наук,
Ю. В. ОВСЯННИКОВ, В. Г. ТИМОФЕЕВ

РЕШЕТКА ОБЛУЧАТЕЛЕЙ МНОГОЛУЧЕВОЙ АНТЕННЫ ДЛЯ СИСТЕМ ПОЛУЧЕНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЯ В МИЛЛИМЕТРОВОМ ДИАПАЗОНЕ ВОЛН

Системы получения изображения широко используются при дистанционном зондировании, географической ориентации летательных аппаратов, в картографировании и т. д. Одним из направлений повышения эффективности данных систем является применение прямого метода радиовидения на основе многолучевых антенн. Можно выделить два больших класса многолучевых антенн (МА): апертурные и фазированные решетки. В настоящее время уровень развития элементной базы миллиметрового диапазона (ММД) позволяет сравнительно легко реализовать апертурные МА благодаря использованию антенн оптического типа — линзовых или зеркальных. Узким местом в создании таких антенн со значительным числом лучей и высоким угловым разрешением остается схемная и конструктивно-технологическая сложность решетки облучателей, обеспечивающей ортогональность и требуемый уровень пересечения формируемых диаграмм [1]. Определим требования к конструктивным параметрам элементов решетки.

Известно, что угловое разрешение антенн оптического типа можно определить пользуясь критерием Рэлея, который устанавливает рас-

стояние между изображениями двух источников в фокальной плоскости. Это расстояние находится из выражения [2]:

$$\delta_R = 1,21967 \cdot \lambda \cdot (F/D), \quad (1)$$

где λ — длина волны; F — фокусное расстояние линзы (зеркала); D — диаметр линзы.

В радианной мере величина δ_R приближается к ширине диаграммы направленности (ДН) на уровне половинной мощности. Другими словами, расположение облучателей на рэлеевском расстоянии обеспечивает пересечение ДН многолучевой антенны на уровне половинной мощности.

Отношение F/D в выражении (1) является конструктивным параметром МА и характеризует ее как оптическую систему. Максимальное количество лучей, формируемых МА, связано с данным параметром выражением

$$n_{\max} = \frac{2\alpha}{2\theta_{0,5}} = 0,44 + 22(F/D)^2, \quad (2)$$

где α — угол предельного отклонения от оптической оси; $2\theta_{0,5} = 1,2(\lambda/D)$ — ширина ДН одиночного облучателя решетки на уровне половинной мощности.

Исследования [2] показывают, что для МА параметр F/D целесообразно выбирать близким к единице. При этом максимум эффективности антенной системы имеет место в случае снижения мощности излучателя в направлении на край фокусирующего элемента ($\Psi = \Psi_0$) на 10 дБ. Угол $2\Psi_0 = 4 \arctg [4(F/D)]^{-1}$ представляет собой угол раскрытия апертуры.

Из анализа приведенных требований и условий ортогональности формируемых ДН многолучевой антенны следует, что облучатели решетки должны формировать симметричные в плоскостях H и E ДН с низким уровнем боковых лепестков при расстоянии между фазовыми центрами облучателей близким к рэлеевскому $\delta_R = 1,21967 \lambda$.

В качестве обобщенного критерия оценки конструктивных параметров решетки облучателей используем плотность упаковки [3]:

$$c = \frac{\delta_R}{\Delta x}, \quad (3)$$

где $\Delta x = 1,2n(F/D)K_d \cdot \lambda_0$ — значение дискретизации решетки; K_d — фактор девиации луча, примерно равный 0,95 при $F/D = 1$; n — число лучей; λ_0 — длина волны электромагнитного поля.

Из существующих типов антенн наиболее близко удовлетворить рассмотренным выше требованиям могут антенны бегущей волны осевого излучения, имеющие наименьшие размеры апертуры в направлении излучения. В ММД известны щелевые антенны осевого излучения, представляющие собой различные по форме прорези в металлизированном покрытии, нанесенном на диэлектрическую подложку и диэлектрические стержневые антенны,

Щелевые антенны, характеризующиеся осесимметричной ДН с относительно высоким усилением и интегральной технологией изготовления, в настоящее время находят применение при создании одномерных и двумерных решеток облучателей в составе системы получения изображения [4]. Однако высокий уровень боковых лепестков влечет значительные энергетические потери

многолучевой антенны при реализации матрицы облучателей на основе данных антенн.

Вместе с тем известно, что суживающиеся стержневые антенны обладают меньшим уровнем боковых лепестков в сравнении со щелевыми. Поэтому представлялось целесообразным провести исследование характеристик суживающихся диэлектрических антенн с прямоугольным сечением стержня и решетки облучателей на их основе.

Для проведения экспериментальных исследований были изготовлены три типа суживающихся

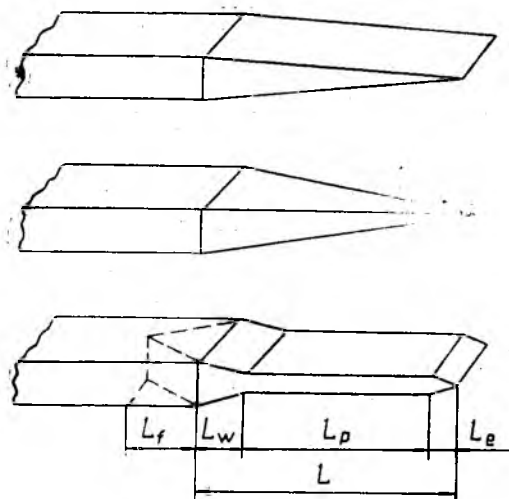


Рис. 1

диэлектрических антенн, представленных на рис. 1. В общем случае антенны данного типа имеют следующие участки: L_f — участок согласования с волноводом; L_w — участок возбуждения поверхностной волны; L_p — участок формирования ДН; L_e — участок оконечного сужения. В качестве материала использовался фторопласт-4. Для сравнительной оценки результатов эксперимента на волновод типа МЭК-320 был изготовлен оптимальный рупор.

Определение характеристик ДН осуществлялось радиометрическим методом. В качестве источника сигнала использовались солнечные лучи. Полученные результаты для антенн с относительным удлинением, равным $10L/\lambda_0$, представлены в табл. 1.

Таблица 1

Тип антенны	G, дБ	УБЛ _н , дБ	$2\theta_{0,5} \dots^\circ$	
			плоскость H	E
Сужающаяся в плоскости E	20,3	-15,8	24	28
Сужающаяся в обеих плоскостях	19,7	-14,2	29	30
Максимального усиления	21,5	-5,5	16	18
Оптимальный рупор	18,8	-17,1	31	34

Из анализа полученных результатов следует, что антенна, суживающаяся в обеих плоскостях, характеризуется максимальной ортогональностью ДН и высоким коэффициентом усиления. Антенна, суживающаяся в плоскости E , обладает наименьшим уровнем боковых лепестков, высоким коэффициентом усиления и несимметричностью ДН. Для всех типов суживающихся штыревых антенн уровень боковых лепестков (УБЛ) выше в сравнении с оптимальным рупором.

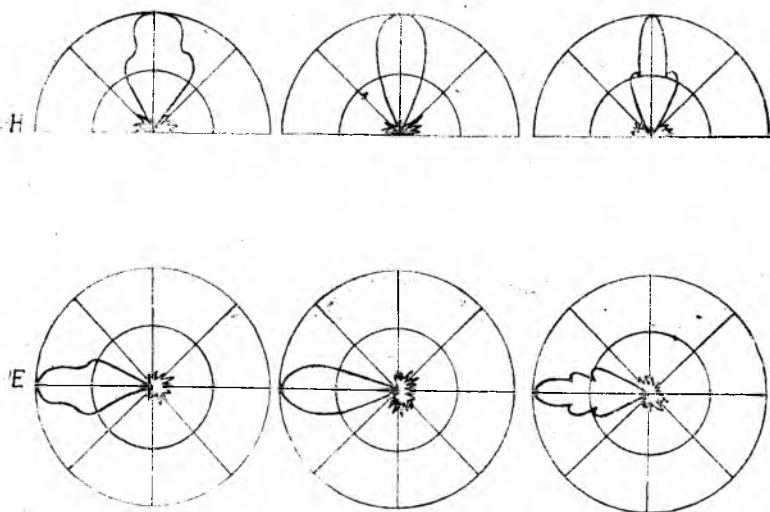


Рис. 2

С целью снижения дифракции на краю волновода предлагается использовать согласующий пирамидальный рупор. Параметры рупора выбирались таким образом, чтобы не искажалась форма ДН и незначительно снижалась плотность упаковки антенн в решетке. Результаты экспериментальных исследований приведены в табл. 2. На рис. 2 представлены формы ДН в H и E плоскостях антенн в порядке следования их в табл. 2. Из анализа полученных результатов можно сделать вывод, что для реализации

Таблица 2

Тип антенны	G , дБ	УБЛ, дБ	$2\theta_{0,5} \dots$	
			плоскость H	E
Сужающаяся в плоскости E	21,6	-24,3	24	28
Сужающаяся в обеих плоскостях	20,5	-23,7	29	30
Максимального усиления	22,1	-6,2	16	18

решетки облучателей целесообразно использовать диэлектрическую стержневую антенну, суживающуюся в обеих плоскостях.

Исследования влияния удлинения (L/λ_0) антенны на параметры ДН показали, что с увеличением удлинения растут усиление и УБЛ, а ширина ДН уменьшается. При $L/\lambda_0 > 10$ наблюдается быстрый рост УБЛ, поэтому представляется необходимым выбор L/λ_0 в пределах 8—10.

В дальнейшем с использованием данного типа антенн была изготовлена решетка 3×3 облучателей. При этом значение дискретизации решетки составило $\Delta x = 13,5$ мм, что меньше рэлеевского расстояния ($\delta_R = 14,01$) для $\lambda_0 = 8,6$ мм. Конструктивно данная плотность для волноводов типа МЭК-320 была достигнута бла-

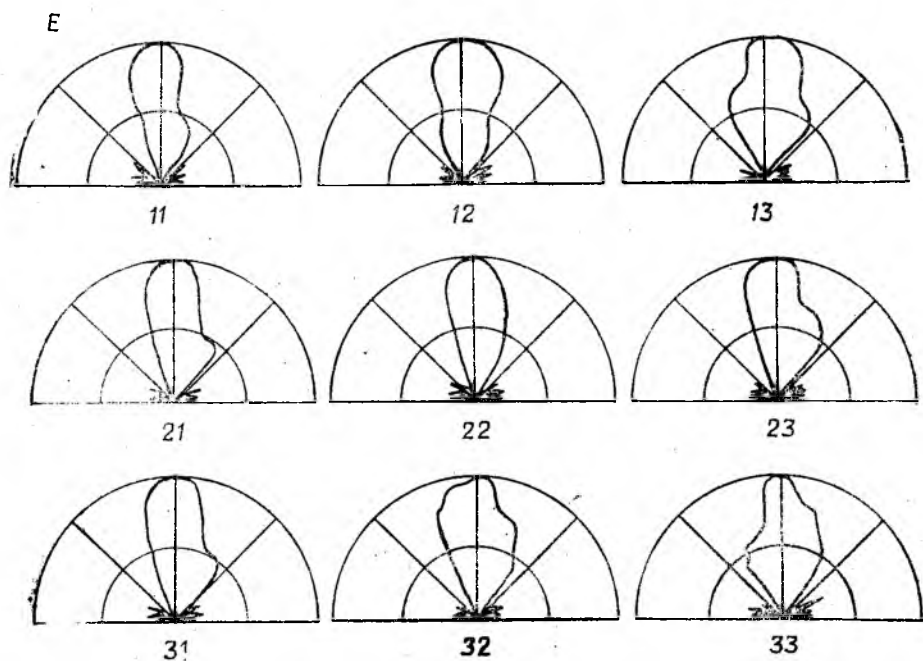


Рис. 3

годаря расположению контактных фланцев на различных расстояниях от рупоров.

Экспериментальные исследования выполнялись по методике, аналогичной для одиночной антенны. Исключение составляла лишь установка эквивалентов нагрузки для имитации многоканального радиометра. В ходе проведенных исследований были получены ДН в плоскости Е девяти облучателей, входящих в решетку (см. рис. 3). Анализ этих ДН показывает, что имеет место взаимное влияние облучателей, которое проявляется в расширении главного лепестка на уровне $-10...-25$ дБ. Однако

на уровне -3 дБ ширина ДН остается практически без изменений.

Полученные данные сравнивались с результатами исследований решетки щелевых антенн с постоянной шириной щели (ЩАПШ), приведенными в работе [4]. Итоги сравнения представлены в табл. 3. Можно отметить, что в составе решетки диаграмма направленности диэлектрической сужающейся стержневой антенны (ДССА) искажается существенно меньше, чем в случае ЩАПШ.

Таблица 3

Параметры ДН	ЩАПШ	ДССА
Уровень боковых лепестков, дБ	$-9-14$	$-17-1$
Расширение ДН в составе решетки (на уровне -3 дБ)	$10-13$	$1-2$
Снижение усиления в направлении главного максимума ДН, дБ	$0-2$	0

Проводилась так же сравнительная оценка различных типов облучателей по плотности упаковки (рис. 4). Сравнение проводилось для следующих облучателей: 1 — ЩАПШ, 2 — ДССА, 3 — ЩА с линейным расширением, 4 — ЩА типа «Вивальди», 5 — ДСА круглого сечения, 6 — пирамидальный рупор, 7 — круглый волновод, 8 — прямоугольный волновод. Из рисунка следует,

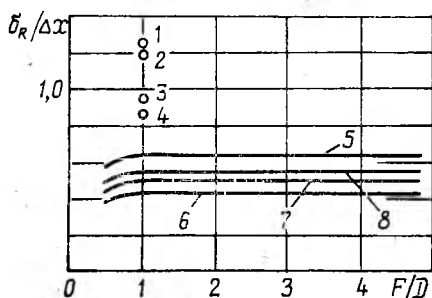


Рис. 4

что ДССА по данному параметру сравнимы с ЩАПШ. Однако реализация решетки с различной поляризацией отдельных облучателей, что целесообразно для систем формирования изображения, при достигнутой плотности упаковки возможна только с применением ДССА.

Список литературы: 1. Проблемы антенной техники / Под ред. Л. Д. Бахрака и Д. И. Воскресенского. М., 1989. 368 с. 2. Ingesson K. S. Imaging front-end systems for millimeter waves and submillimeter waves // SPIE. Instrumentation for submillimeter spectroscopy. 1985. Vol. 598, P. 104 — 113. 3. Rahmat-Samii. Realizable Feed-Element Patterns for Multibeam Reflector Antenna Analysis // IEEE Trans. 1981. AP-29, P. 961 — 963. 4. Yohansson Y. F. Model experiments with slat antenna arrays for imaging // SPIE Instrumentation for submillimeter spectroscopy. 1985. Vol. 598, P. 118 — 125.

Поступила в редколлегию 18.07.90.

МЕТОД КОМПЛЕКСНОГО ИССЛЕДОВАНИЯ МНОГОМОДОВЫХ ВОЛОКОННЫХ СВЕТОВОДОВ

Волоконная оптика на сегодня является одной из наиболее быстро развивающихся областей техники. Ее столь быстрое развитие привело к явно наметившемуся разрыву между научными изысканиями и потребностями практики. Предлагаемая работа была проведена с целью, в некоторой мере, заполнить этот разрыв. Предприятия, выпускающие компоненты ВОСПИ, постоянно сталкиваются с задачей измерения параметров своих изделий. Достоверное измерение параметров (особенно, числовой апертуры волокна) требует учета модового состава излучения, передаваемого исследуемым световодом. Существующие методики измерения параметров световодов основаны на создании в волокне стандартного модового распределения [1]. Такой подход совершенно не снимает задачи о зависимости измеренных значений характеристик оптических волокон от модового состава излучения, а только переводит ее в другую плоскость, а именно: обеспечения и контроля заданного (например, «равновесного») модового распределения в волокнах, параметры которых подлежат определению. Предлагается альтернативный подход к решению этой задачи, заключающийся в одновременном измерении параметров волокна и модового состава излучения. Такой подход позволяет разработать методику измерения параметров многомодовых световодов при произвольных условиях возбуждения, либо дает возможность контролировать модовый состав излучения при использовании существующих методик измерений параметров волокон.

Основные уравнения. Для описания модового состава излучения в исследуемом волокне воспользуемся моделью, которая предполагает, что в волокне распространяется некоторое количество квазивырожденных модовых групп, характеризующихся параметром x [2]:

$$x = g\left(\frac{r}{a}\right) + \left(\frac{\theta}{NA}\right), \quad (1)$$

где $g\left(\frac{r}{a}\right)$ — функция профиля показателей преломления; θ — угол распространения луча, покинувшего волокно через торец; NA — числовая апертура.

В этой модели распределение интенсивности в ближней и дальней зонах описывается следующим образом:

$$P(\theta) = \int_{x < 1} Q(x) r dr; \quad p(r) = \int_{x < 1} Q(x) \theta d\theta, \quad (2)$$

где $P(\theta)$, $p(r)$ — распределение интенсивности излучения, измеренное в дальней и ближней зонах соответственно; $Q(x)$ — функция модового

состава (мощность, приходящаяся на одну квазивырожденную модовую группу x); r — радиальная координата.

Дальнейшее описание основано на том, что выражение (2) рассматривается как система интегральных уравнений, содержащая известные функции $P(\Theta)$ и $p(r)$ и неизвестные функции $Q(x)$, $g\left(\frac{r}{a}\right)$. Решая эту систему, можно одновременно определить функцию модового состава $Q(x)$ и все основные параметры волокна: числовую апертуру NA , диаметр сердцевины a , функцию профиля показателя преломления $g\left(\frac{r}{a}\right)$. Задача в такой постановке является некорректной, но если достаточно жестко ограничить множества функций, из которых выбирается $Q(x)$ и $g\left(\frac{r}{a}\right)$, то можно попытаться решить систему (2) приближенно с достаточной точностью. Здесь возникает вопрос об удачном выборе вида функций $Q(x)$ и $g\left(\frac{r}{a}\right)$, чтобы они адекватно описывали физику процесса, с одной стороны, а с другой — содержали жесткие ограничения, позволяющие решать уравнения.

Большинство известных способов определения модового состава основаны на приближении α -профиля показателя преломления [3—5], т. е.

$$g\left(\frac{r}{a}\right) \approx \left(\frac{r}{a}\right)^\alpha, \quad (3)$$

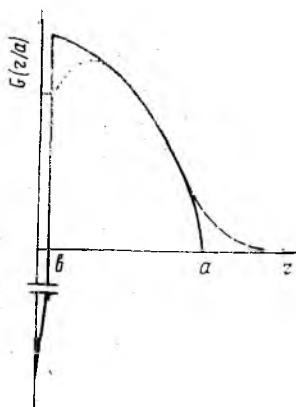
где a — радиус сердцевины; α — параметр профиля показателя преломления.

Однако эта модель, позволяющая получить аналитически многие результаты, неудовлетворительно описывает реально существующие профили. Оптические волокна, полученные методом MCVD, обладают двумя дефектами, которые не учитывает α -профиль. Это приосевой провал в профиле показателя преломления и «размытие» профиля на границе «сердцевина — оболочка». После проведения исследований и перебора различных вариантов была выбрана следующая функция описания профиля показателей преломления:

$$G_0\left(\frac{r}{a}\right) = \begin{cases} -b \cdot \delta(r)/r, & r = 0; \\ \left(\frac{r}{a}\right)^2, & b < r < a; \\ 0, & r \geq a, \end{cases} \quad (4)$$

где b — размер приосевого провала; $\delta(r)$ — дельта-функция.

Условно будем считать, что функция $G_0\left(\frac{r}{a}\right)$ описывает профиль



показателя преломления заготовки (см. рисунок, кривая 1). Для работы с этой функцией воспользуемся ее разложением в ряд Фурье—Бесселя:

$$G_0\left(\frac{r}{a}\right) = \sum_{n=0}^{50} \tilde{G}_n J_0\left(\gamma_n \frac{r}{R_0}\right),$$

$$\tilde{G}_n = \frac{2}{R_0^2 |J_0'(\gamma_n)|^2} \int_0^a G_0(r) \cdot J_0\left(\frac{\gamma_n r}{R_0}\right) r dr, \quad (5)$$

где γ_n — корни функции $J_0(r_i)$; R_0 — интервал разложения, $R_0 \gg a$; a — диаметр сердцевины.

При вытяжке волокна за счет, в первую очередь, диффузии легирующих примесей, профиль показателя преломления «размывается» (см. рисунок, кривая 2). Учесть такое диффузионное размытие можно введя еще один сомножитель в формулу (5):

$$G_\tau\left(\frac{r}{a}, \tau\right) = \sum_{n=0}^{50} \tilde{G}_n J_0\left(\gamma_n \frac{r}{R_0}\right) e^{-\gamma_n \tau}, \quad (6)$$

где τ — некая «диффузионная» константа.

Таким образом, для описания функции профиля показателя преломления $g\left(\frac{r}{a}\right)$ используются три параметра: диаметр сердцевины — a , размер приосевого провала — b , диффузионная константа — τ .

Функцию модового состава так же естественно представить в виде разложения по ортогональным функциям

$$Q(x) = q_1 \tilde{Q}_1(x) + q_2 \tilde{Q}_2(x) + q_3 \tilde{Q}_3(x) + \dots + q_n \tilde{Q}_n(x). \quad (7)$$

В качестве такой ортогональной системы нами были выбраны так называемые «статистические моды» [6].

Для идеального параболического профиля Q_i имеют простой вид [3; 7]:

$$\tilde{Q}_i = \frac{\gamma_i}{2} \frac{J_1(\gamma_i \sqrt{x})}{\sqrt{x}}.$$

Можно предположить, что такое представление достаточно хорошо и для реального волокна.

Удерживая три первых слагаемых и учитывая условие нормировки амплитудных коэффициентов $q_1 + q_2 + q_3 = 1$, функция модового состава запишется следующим образом:

$$Q(x) = q_1 \tilde{Q}_1(x) + q_2 \tilde{Q}_2(x) + (1 - q_1 - q_2) \tilde{Q}_3(x). \quad (8)$$

Следовательно, предлагаемая модель содержит шесть параметров, которые подлежат определению: a , b , τ , NA , q_1 , q_2 .

Наиболее подходящим методом определения параметров оказался метод подбора по критерию минимума χ^2 :

$$\chi^2 = \sum_r (P_\tau(r_i) - P_s(r_i))^2 + \sum_\theta (P_\tau(\theta_j) - P_s(\theta_j))^2,$$

где $P_\tau(r_i)$, $P_\tau(\theta_j)$ — распределения интенсивности излучения в ближнем и дальнем поле, рассчитанные в соответствии с (2), с учетом (6) и (8);

$p_3(r_i), P_3(\theta_j)$ — измеренные экспериментально распределения интенсивности излучения в ближнем и дальнем поле для значений переменных r_i и θ_j .

Для обработки результатов была составлена программа, которая позволяет сравнительно быстро определить необходимые параметры исследуемых волокон и модовый состав излучения.

Экспериментальная проверка работоспособности метода. С помощью предложенного метода было исследовано градиентное оптическое волокно длиной 20 м при двух условиях возбуждения: исследуемое волокно подключалось непосредственно к источнику излучения ИЛПН-109; излучение вводилось через трехзвенный смеситель мод. Полученные результаты приведены в таблице.

Характер возбуждения исследуемого волокна	Исследуемые параметры				
	a	NA	q_1	q_2	χ^2
1	$25,34 \pm \pm 0,1 \text{ мкм}$	$0,185 \pm 0,01$	0,68	0,45	1,78 %
2	$25,45 \pm 0,1 \text{ мкм}$	0,189	1,03	0,02	2,1 %

Анализируя приведенные данные, можно отметить, что параметры, характеризующие оптическое волокно (a, NA) оказались в пределах точности измерений равными. Отличны только параметры, характеризующие модовый состав излучения (q_1, q_2), что подтверждает правильность выбранной модели. Правомерность использования разложения (7) подтверждается тем, что при использовании смесителя, дающего модовый состав, близкий к равновесному, $q \approx 1$, а q_2 и $q_3 \approx 0$.

Возможные применения метода комплексного исследования многомодовых волоконных световодов. Предложенный в работе подход позволяет разработать методику одновременного определения всех основных параметров оптических волокон независимо от условий ввода излучения, при этом определяется реальный профиль показателя преломления и модовый состав излучения. Реализуется предлагаемый метод на стандартном оборудовании, что особенно ценно при использовании его в условиях заводских лабораторий.

Данный подход позволяет оценить необходимость применения смесителей мод при измерениях параметров и передающих характеристик многомодовых оптических волокон. На его основе можно разработать методику метрологической аттестации смесителей и модовых фильтров.

Список литературы: 1. Котюк А. Ф. Введение в технику измерений оптико-физических параметров световодных систем. М., 1987. 223 с. 2. Кузусев А. И., Исаков В. П., Керимов А. А., Расчет трансформации модового состава в многомодовых световодах // Электросвязь. 1988. № 3. С. 17 — 20. 3. Кузусев А. И., Керимов А. А., Яковлев М. Я., Дифференциальные характеристики многомодовых градиентных волоконных световодов и методы их измерения // Зарубеж. радиоэлектроника. 1983. № 7. С. 28 — 53. 4. Hockert M. J. Development of Equi-

librium mode Distribution (EMD) in Fiber — a Characterization of the Transient Behavior and steady state Mandrel (SSM) for Corning Data Broad — band Fiber (dBf). Proceeding of the Society of Photo — Optical Instrumentation Engineers, 1985. Vol. 584. P. 181 — 188. 5. Pohl V. Vergleich Verschiedener Verfahren zur Erzielung linear Modengleichgewichtsverteilung in Gradienten — dichwellenleitern- // nachrichtentechn. Elektron. 1987. 36. S. 452 — 454. 6. Унгер Г. Х. Планарные и волоконные оптические волноводы: Пер. с англ. / Под ред. В. В. Шевченко. М., 1980. 195 с. 7. Колмада Я., Херигути Ц., Токуда М. Теоретический анализ оптоволоконных модовых возбудителей на основе чередующихся звеньев из градиентного и ступенчатого волокна // Дэнси цусин гаккай ромбун си. 1984. Т. 67, № 7. С. 722 — 729.

Поступила в редколлегию 20. 07. 90

УДК 621.317.799

Ю. Е. ГОРДИЕНКО, Б. Г. БОРОДИН, В. И. КРИВОРУЧКО

О СИНТЕЗЕ СВЧ РЕЗОНАТОРНЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ДЛЯ ФОТОМОДУЛЯЦИОННОЙ ДИАГНОСТИКИ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ СТРУКТУР

Заметным достижением в развитии микроволновой диагностики полупроводниковых материалов явилось создание СВЧ фотомодуляционного метода контроля параметров эпитаксиальных структур [1—4]. В числе несомненных достоинств этого метода, таких как безэлектродность измерений и их неразрушающий характер, безусловно, следует назвать также его универсальность (то есть применимость для определения большинства электрофизических параметров полупроводниковой слоистой структуры [4—7]) и легко реализуемую возможность высоколокальных измерений. В то же время необходимо отметить, что наряду с принципиальной проработанностью основных положений фотомодуляционного метода в литературе практически отсутствуют сведения о выборе оптимальных технических решений при создании устройств, основанных на использовании фотомодуляционного метода. Некоторые аспекты синтеза измерительных преобразователей для таких устройств рассмотрены в настоящей статье. При этом круг исследуемых вопросов ограничивается рамками разработанного авторами [2; 4] метода двухпараметрового контроля (толщины h и электропроводности σ) полупроводниковых пластин и эпитаксиальных пленок в структурах с высокоомными подложками.

Теоретической основой для развития указанного метода явились исследования возмущения H_{01n} мод цилиндрического СВЧ резонатора аксиально расположенным фотопроводящим полупроводниковым диском. При этом исследуемый образец, как показано на рис. 1, а, размещается внутри резонатора, состоящего из двух соосных частей, перпендикулярно его оси, полностью перекрывая поперечное сечение резонатора. Сущность метода заключается в исследовании гармонического сигнала фотопроводимости, измеренного при СВЧ смещении, в зависимости от уровня включения

образца в поле резонатора и регистрации таких уровня включения и резонансной частоты или длины резонатора, при которых сигнал фотопроводимости (ФП) переходит через нуль, изменяя знак. Вариация включения производится посредством перестройки резонатора одним поршнем, а подстройка резонатора в резонанс — вторым поршнем или изменением частоты питающего СВЧ генератора. Подробно основные теоретические соотношения, методика измерения, схемы экспериментальных установок приведены в работе [4]. Там же обоснована предпочтительность выбора в качестве сигналов измерительной информации положения настроенного поршня в момент смены знака сигнала фотопроводимости H_{\pm} и соответствующей этому положению резонансной частоты СВЧ резонатора (ω_{\pm}).

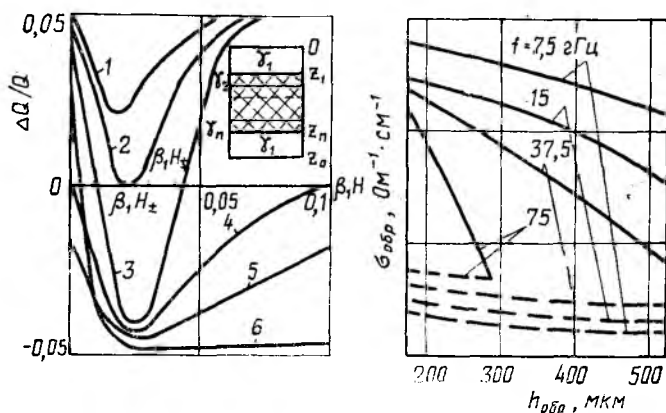


Рис. 1

На рис. 1, а приведены рассчитанные в соответствии с рекомендациями работы [4] примеры типичных зависимостей сигнала ФП ($\frac{\Delta Q}{Q}$) от уровня включения ($\beta_1 H$) образцов кремниевых пластин (подложек) в поле цилиндрического СВЧ резонатора с H_{012} видом колебаний. Анализ приведенных зависимостей показывает, что исследуемый сигнал ФП может быть по амплитуде как положительным, так и отрицательным, т. е. с увеличением тангенса угла потерь $\text{tg } \delta_{\text{обр}}$ пластины при освещении добротность резонатора может не только уменьшаться, а и возрастать. Это явление объясняется различным характером перераспределения электромагнитного поля между частями резонатора, заполненными и незаполненными полупроводником в зависимости от уровня включения [2; 4]. С метрологической точки зрения существенный интерес представляет то обстоятельство, что два значения $\beta_1 H_{\pm}$, ограничивающих область с отрицательным сигналом ФП, и резонансная частота резонатора при указанных уровнях включения однозначно зависят от таких параметров образца, как $\text{tg } \delta_{\text{обр}}$, $h_{\text{обр}}$, $\epsilon_{\text{обр}}$. Исследования показали, что положение отмечен-

ных точек типа $\beta_1 H_+$ и $\beta_1 H_-$ (рис 1, а) не зависит для конкретного образца от параметров СВЧ детектора, мощности СВЧ генератора и уровня фотовозбуждения вплоть до $\frac{\Delta\sigma}{\sigma_{обр}} \ll 0,1$, а определяется только $\text{tg } \delta_{обр}$ и $h_{обр}$.

Авторами работ [2—7] обоснована целесообразность использования для реализации фотомодуляционного метода цилиндрического резонатора с H_{012} — видом колебаний. В то же время синтез оптимального измерительного преобразователя предполагает определение в зависимости от параметров образцов целого ряда его основных характеристик. К их числу следует отнести диапазон измерений толщины и электропроводности образцов; рабочую частоту измерительного преобразователя; чувствительность выходных сигналов измерительной информации к изменению контролируемых параметров; предельно достижимую локальность и некоторые другие.

Для исследований был выбран диапазон миллиметровых и сантиметровых длин волн. Верхняя граница выбранного диапазона определяется областью, где еще заметно не проявляются инерциальные эффекты, а нижняя — обусловлена необходимостью обеспечения приемлемой локальности контроля. Численно ограничение по локальности описывается соотношением:

$$\omega \geq \frac{\pi \cdot C}{0,21 \cdot \theta^2 \cdot D}, \quad (1)$$

где $\theta = \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{кр}}\right)^2$; D — диаметр апертуры измерительного преобразователя. В частности, с учетом высказанных соображений при расчете зависимостей, приведенных на рис. 1, а, рабочая частота была выбрана равной 37,5 ГГц.

Анализ этих зависимостей дает возможность сделать вывод, что в широком диапазоне значений $\text{tg } \delta_{обр}$ перераспределение поля между образцом и резонатором приводит к существенной зависимости сигнала ФП от уровня включения. Однако лишь начиная с $\text{tg } \delta_{обр} > \text{tg } \delta_{min}$ (кривая 3) проявляется область с отрицательным значением сигнала ФП. Указанное значение $\text{tg } \delta_{обр}$ позволяет говорить о нижнем пределе диапазона контролируемых величин ($\text{tg } \delta_{min}$). В то же время для пластин с $\text{tg } \delta_{обр} > \text{tg } \delta_{max}$ (кривая 4) преобладающее влияние экранирующих свойств образца приводит к тому, что область отрицательных значений сигнала ФП начинается непосредственно с $\beta_1 H = 0$, т. е. начального уровня включения. И, таким образом, диапазон контролируемых $\text{tg } \delta_{обр}$ ограничивается сверху.

На рис. 1, б представлены результаты расчета таких предельных значений $\text{tg } \delta_{обр}$ и $h_{обр}$ (сплошные кривые — верхний предел диапазона измерения; пунктирные кривые — нижний предел диапазона измерения) кремниевых пластин для различных значений рабочей частоты. Очевидно, что с уменьшением частоты границы диапазона, подлежащих контролю параметров, расширяются. При этом следует отметить, что верхняя граница может быть несколько отодвинута в сторону боль-

ших значений $\operatorname{tg} \delta_{\text{обр}}$, $h_{\text{обр}}$, если в качестве выходного сигнала измерительной информации использовать второе значение $\beta_1 H_{\pm}$, при котором сигнал ФП меняет знак с отрицательного на положительный. В то же время относительно невысокое значение параметра $\frac{\partial (\Delta Q/Q)}{\partial H}$, характеризующее величину и скорость измерения сигнала ФП с изменением уровня включения, приводит в этом случае к существенному возрастанию погрешности измерений. И, очевидно, что использование этой второй точки смены знака сигнала ФП в качестве информационной характеристики имеет смысл лишь для наиболее высокоомных образцов из числа тех, у которых положительный сигнал ФП отсутствует при начальном уровне включения.

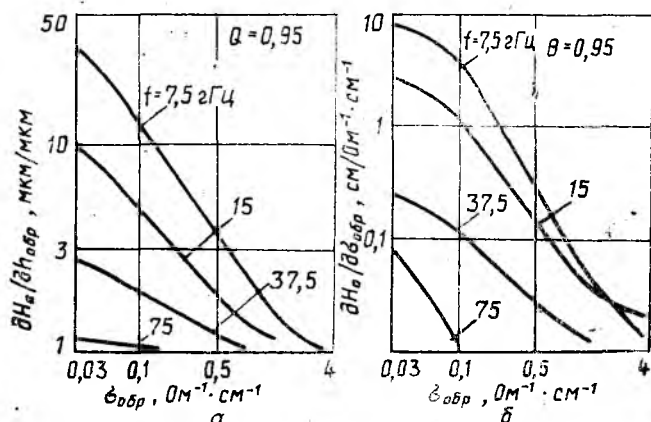


Рис. 2

Для расчета дифференциальной чувствительности измерения величин $\operatorname{tg} \delta_{\text{обр}}$ и $h_{\text{обр}}$ использовалось то же исходное соотношение [4], что и при выводе зависимостей, представленных на рис. 1, а. Результаты такого расчета приведены на рис. 2, а, б, где $h_{\text{обр}} = 250 \text{ мкм}$. Их анализ показывает, что чувствительность падает с увеличением $\operatorname{tg} \delta_{\text{обр}}$. Можно отметить, что для высокоомных образцов ($\operatorname{tg} \delta_{\text{обр}} < 2$, $f = 37.5 \text{ ГГц}$) характер такой зависимости — линейный, причем угол наклона линейного участка определяется толщиной образца. С уменьшением рабочей частоты чувствительность возрастает, однако при этом происходит ухудшение локальности контроля.

Обобщая вышеизложенное, нетрудно сделать вывод, что конструирование H_{01n} измерительного преобразователя для фотомодуляционной диагностики полупроводниковых материалов представляется наиболее целесообразным в частотном диапазоне $15 \text{ ГГц} \div 37.5 \text{ ГГц}$. При таких значениях рабочей частоты границы области подлежащих контролю значений $\operatorname{tg} \delta_{\text{обр}}$ и $h_{\text{обр}}$ ($0.13 < \operatorname{tg} \delta_{\text{обр}} < 8$, $200 < h_{\text{обр}} < 500 \text{ мкм}$) перекрывают наиболее интересные в практическом отношении классы полупроводниковых пластин типа КЭФ-0,3 ÷ 30, КДБ-0,3 ÷ 30 и других. Характерный размер апертуры измерительного отверстия, легко определяемый при

помощи соотношения (1), в этом случае не превысит значение 2 см. А чувствительность измерений толщины и электропроводности составит во всем диапазоне контролируемых параметров 5—8 %.

Еще одним фактором, который необходимо учитывать при разработке измерительного преобразователя, позволяющего оптимальным образом выделять сигнал ФП при СВЧ смещении, является условие существенного превышения собственной добротности ненагруженного СВЧ резонатора над добротностью СВЧ резонатора с полупроводниковым образцом ($Q_0 \gg Q$). С целью выяснения вопросов выполнимости этого условия были проведены расчеты добротности H_{012} — резонатора, нагруженного образцом полупроводниковой пластины, при уровнях включения, соответствующих смене знака сигнала ФП, на границах измерительного диапазона.

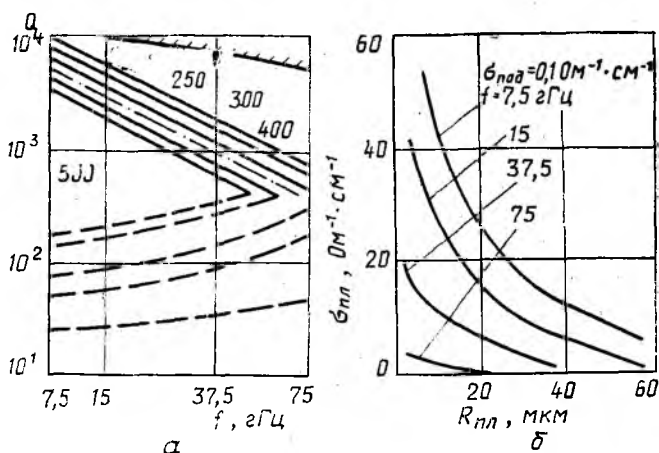


Рис. 3

На рис. 3, а представлены результаты таких численных исследований (— — добротность у верхнего предела диапазона измерений; - - - - добротность у нижнего предела); $h_{обр} = 200$ мкм.

Значения Q и $\dot{\gamma}$ рассчитывались по выражению [4]

$$Q = \frac{\omega'}{2 \cdot \omega''}; \quad (2)$$

$$\gamma = \sqrt{-\dot{\omega}^2 \cdot \epsilon \cdot \mu_0 - \left(\frac{v_{01}}{R}\right)^2}, \quad (3)$$

где $\dot{\omega} = \omega' + j\omega''$.

На этом же рисунке приведена частотная зависимость ненагруженной добротности резонатора (кривая ////), определенная при помощи соотношения

$$\frac{1}{Q_0} = \frac{\lambda}{\pi \cdot \lambda_B} \left[\frac{R_s}{a \cdot \rho_0} \cdot \frac{\lambda_B}{\lambda} \left(\frac{m^2}{u_{mn}^2 - m^2} + \theta \right) + \frac{R_s \cdot \epsilon_p}{2 \rho_H \cdot \lambda_B} \right]. \quad (4)$$

Анализ указанных зависимостей Q_0 и Q позволяет заключить, что для нижней границы измерительного диапазона условие $Q_0 \gg Q$ выполняется при всех значениях частоты от 7,5 до 75 ГГц. Для верхней границы неравенство ослабевает с понижением частоты (физически это означает усиление влияния экранирующих свойств образца). Восстановить соотношение между Q и Q_0 можно, несколько уменьшив Θ (кривая — — на рис. 3, а).

Аналогичная методика применялась и при исследовании измерительного преобразователя для фотомодуляционного контроля кремниевых и арсенидогаллиевых пленок на высокоомных подложках. Важной особенностью измерений в структурах GaAs с полуизолирующей подложкой является отсутствие заметного влияния подложки на погрешность измерений параметров пленки. Для подложек с $\text{tg } \delta_{\text{под}} \leq 0,05$ отклонение этой величины на $\pm 10\%$ увеличивает погрешность измерений на величину, не превышающую $\pm 1\%$.

На рис. 3, б представлены типичные зависимости положения верхней границы измерительного диапазона для кремниевых $p-n$ структур на разных частотах. Здесь $h_{\text{под}} = 300$ мкм.

Как следует из проведенного анализа, стремление расширить диапазон подлежащих контролю значений $\text{tg } \delta_{\text{обр}}$ и $h_{\text{обр}}$, обеспечить высокую чувствительность, оптимизировать условия выделения сигнала ФП приводит к необходимости снижения рабочей частоты. Однако при этом возрастают геометрические размеры самого резонатора и соответственно ухудшается локальность контроля.

Решением возникшего противоречия может явиться использование в качестве ИП резонатора коаксиального типа с ТЕМ видом колебаний. Как известно, у поперечной электромагнитной волны критическая длина волны в коаксиальном волноводе равна нулю. И в диапазоне $\lambda_{H11} < \lambda \leq \infty$ этот тип волны является низшим. Это дает возможность проектировать резонатор с малыми поперечными размерами, и одновременно, что немаловажно, освободиться от паразитных видов колебаний.

Для одномодового приближения, когда рассматривается установившийся режим вынужденных колебаний волны только данного типа без возникновения дифракционных явлений и комбинационных колебаний, распределение электромагнитного поля в различных частях цилиндрического резонатора (рис. 1, а) описывается характеристическим уравнением. Для однослойного образца оно имеет вид:

$$\text{th}(\gamma_1 \cdot z_1) = -\frac{\rho_1}{\rho_2} \cdot \frac{\text{th}(\gamma_2 \cdot h_2) + \frac{\gamma_2}{\gamma_1} \cdot \text{th}(\gamma_1 \cdot H)}{1 + \frac{\gamma_2}{\gamma_1} \cdot \text{th}(\gamma_2 \cdot h_2) \text{th}(\gamma_1 \cdot H)}; \quad (5)$$

$$\gamma_i = \sqrt{-\epsilon_0 \cdot \mu_0 \cdot \epsilon_i \cdot \mu_i \cdot \omega^2}, \quad (6)$$

где $\rho_i = \sqrt{\frac{\epsilon_i}{\mu_i}}$.

Исследования показывают, что коаксиальному резонатору также свойственен эффект смены знака сигнала фотопроводимости. И этот тип ИП с успехом может использоваться для диагностики полупроводников. Основные параметры этого ИП аналогичны ИП с H_{01n} видом колебаний.

Диапазон возможного изменения f практически составляет от 10 ГГц до 1 ГГц и ниже.

Численный анализ изменения характеристик резонатора (добротности Q , изменения частоты $\Delta\omega$ и сигнала фотопроводимости), полученных с помощью характеристического уравнения (5), позволяет сделать вывод, что они имеют некоторые особенности по сравнению с аналогичными характеристиками резонатора H_{01n} типа. Так, например, величины сигнала ФП (кривая 6, рис. 1, а) и добротности Q с увеличением уровня включения $\beta_1 N$ уменьшаются, но достигают очень пологого экстремума. Другая особенность связана с тем, что величины добротности Q , особенно вблизи нижнего предела измерений, имеют весьма низкое значение.

Проведенный анализ подтвердил возможность использования такого резонатора для двухпараметрового контроля полупроводниковых пластин и эпитаксиальных структур. При этом диапазон измерений значительно расширяется в область высоких значений $\text{tg } \delta_{\text{обр}}$ при сохранении условия $Q_0 \gg Q$.

Сравнивая результаты, полученные для случаев цилиндрического H_{012} и коаксиального резонаторов, можно сделать вывод о предпочтительности использования последнего именно для контроля низкоомных образцов. В частности, при измерении толщины и электропроводности полупроводниковых пластин диапазон значений $\text{tg } \delta_{\text{обр}}$, подлежащих контролю с помощью H_{012} резонатора, составляет $\text{tg } \delta_{\text{обр}} \leq 60$ при $f = 7,5$ ГГц; а с помощью коаксиального резонатора $\text{tg } \delta_{\text{обр}} \leq 4,5 \cdot 10^3$ при $f = 1$ ГГц.

С целью более полного анализа возможностей ИП двух указанных типов представляется целесообразным рассмотреть возможность уменьшения апертуры измерительного отверстия H_{012} резонатора за счет применения диэлектрических вставок. Применение вставок, выполненных из материала с $\epsilon = 2 \div 6$, позволяет уменьшить диаметр измерительного отверстия до 1 см при рабочей частоте 5—10 ГГц. При этом использование ИП с такими вставками обеспечивает измерение параметров низкоомных образцов с $\text{tg } \delta_{\text{обр}} < 2 \cdot 10^3$.

Список литературы: 1. Воробейчиков Э. С., Наливайко Б. А. Фотомодуляционный бесконтактный метод измерения удельного сопротивления высокоомных пленок // Электрон. техника. 1971. Сер. 12, вып. 1(7). С. 39—42. 2. Гордиенко Ю. Е. Определение характеристик объемных резонаторов со слоистым заполнением // Радиотехника. 1982. Вып. 60. С. 17—23. 3. Cummings K. D., Pearton S. I., Vella-Cobira G. P. Characterization of Ga AS and Si by microwave Photoconductance technique // I. Appl. Phys., Sept. 1986, Vol. 60(5), № 1. P. 1676—1680. 4. Гордиенко Ю. Е., Бородин Б. Г., Криворучко В. И. Возмущение H_{01n} мод цилиндрического резонатора аксиально расположенным фотопроводящим полупроводниковым диском // Радиотехника. 1991. Вып. 97. С. 82—91. 5. Гордиенко Ю. Е. Об одном методе СВЧ-диагностики полупроводников // Радиотехника. 1977. Вып. 40. С. 104—108. 6. Установка для безэлектродного измерения времени жизни носителей за-

ряда в полупроводниках // Ю. Е. Гордиенко, Ю. А. Дудкин, Б. Г. Бородин, Д. А. Федотов // Приборы и техника эксперимента. М., 1988. № 2. С. 204—207.
7. Гордиенко Ю. Е., Бородин Б. Г. Бесконтактное измерение подвижности носителей заряда в полупроводниках // Приборы и техника эксперимента. М., 1984. № 1. С. 189—196.

Поступила в редколлегию 20.07.90

УДК 681.7.068.535.3

И. Ш. НЕВЛЮДОВ, д-р техн. наук, *М. А. ОМАРОВ*, *С. И. ПЕТРОВ*,
канд. техн. наук, *Н. А. КОНДРА*

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ УСТАНОВКА ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК МНОГОМОДОВЫХ СВЕТОВОДОВ

В настоящее время известны два основных метода измерения распределения мощности светового сигнала по модам: первый основан на измерении интенсивности излучения в ближней зоне выходного торца световода [1], второй — на измерении интенсивности в фокальной плоскости линзы, осуществляющей Фурье-преобразования ближнего поля на выходном торце световода, т. е. в дальней зоне выходного торца [2].

Измерение в области ближнего поля состоит в сканировании поперечного сечения выходного торца световода с целью получения распределения мощности в виде функции от местоположения. Поскольку каждая мода световода имеет некоторое распределение интенсивности по поперечному сечению световода, то указанное измерение позволяет определить типы возбуждаемых мод и их относительный вклад.

Измерение в дальней зоне обычно проводят, начиная с расстояния $z_0 = (2a)^2/\lambda$ от конца волокна, где a — радиус сердцевины. Селекция мод в дальней зоне для градиентных световодов довольно сложна, поскольку нет однозначного соответствия между дифракционной картиной Фраунгофера, получаемой Фурье-преобразованием ближнего поля на выходном торце и главным модовым числом. В ступенчатом световоде такое соответствие имеет место, и поэтому измерение распределения модовой мощности затруднений не вызывает [3]. На практике измерение в дальней зоне производится на расстояниях больших $10 z_0$. Для сбора обработки результатов измерений целесообразно использовать микроЭВМ.

Измерения дифференциальной модовой задержки (ДМЗД) и дифференциального импульсного отклика (ДИО) так же, как и измерения распределения мощности по модам проводятся для группы вырожденных мод. Измерения ДМЗД и ДИО проводятся как частотно-модуляционными, так и импульсными методами [4]. Оба метода имеют свои преимущества и недостатки при практически одинаковой точности. Однако с точки зрения аппаратурной реализации первый гораздо сложнее.

В соответствии с предъявляемыми требованиями была разработана установка, структурная схема которой представлена на рис. 1. Основными функциональными узлами установки являются узел возбуждения световода, анализатор распределения мощности в дальней зоне и блок автоматизированной обработки результатов измерений. В качестве источника оптических импульсов использовался полупроводниковый лазер с длиной волны излучения

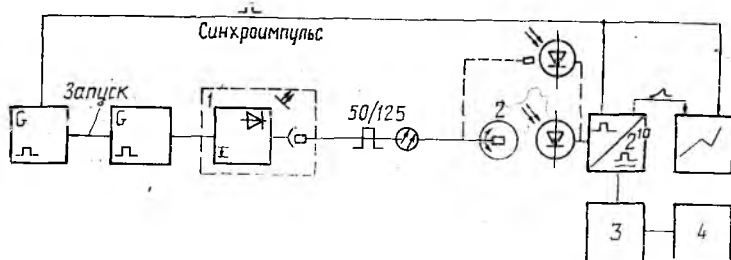


Рис. 1

$\lambda = 0,85$ мкм и шириной спектра порядка 4 нм. Короткий, длительностью порядка 1 нс по уровню 0,5 от максимальной амплитуды импульс генерировался при накачке коротким импульсом тока релаксационного генератора. Принципиальная схема автоколебательного релаксационного генератора приведена на рис. 2. В основе работы генератора лежит использование режима лавинного пробоя транзисторов, который позволяет формировать импульсы тока с длительностью фронтов $\tau_{\phi} \leq 1$ нс. Генератор собран на

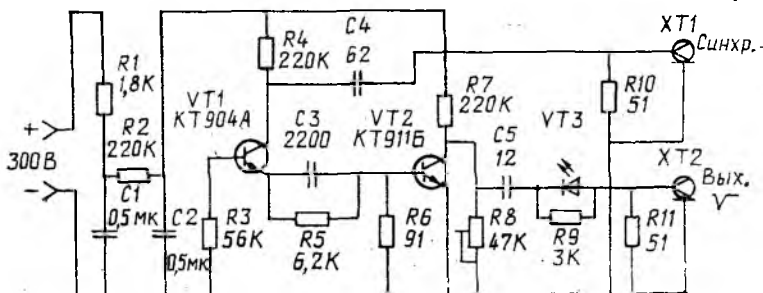


Рис. 2

транзисторе $VT1$, на коллектор которого подается напряжение, в несколько раз превышающее напряжение пробоя. Большое сопротивление в цепи коллектора предохраняет транзистор от выхода из строя. При достижении на коллекторе напряжения пробоя происходит быстрый разряд конденсатора $C4$ и на резисторе $R10$ появляется короткий импульс, который при необходимости может быть использован для синхронизации осциллографа. Резистор $R10$ служит для согласования выхода синхронизации с кабелем, волновое сопротивление которого $\rho = 50$ Ом. Разрядный ток конден-

сатора $C4$ через прямосмещенный базо-эмиттерный переход транзистора $VT2$ заряжает конденсатор $C3$ в цепи эмиттера $VT1$. В результате этого транзистор $VT1$ закрывается. Конденсатор $C3$ медленно разряжается через резистор $R5$, что снова приведет к пробое транзистора $VT1$. Частота колебаний подбирается с помощью элементов $R5$ и $C3$. При указанных на схеме номиналах элементов частота колебаний составляет 3—5 кГц. Длительность импульсов синхронизации 10 нс.

На коллекторе транзистора $VT2$ появляется импульс отрицательной полярности с высокой крутизной переднего фронта и большой амплитудой. После дифференцирования элементами $C5$ и $R11$ получается импульс с длительностью по уровню 0,5 от максимальной амплитуды равный 1 нс. Следует отметить, что поскольку фотоприемник реагирует на интенсивность сигнала, то отсчет по уровню 0,5 от электрической амплитуды соответствует отсчету по уровню 0,5 от оптической мощности. Падение напряжения на прямосмещенном лазерном диоде невелико. Амплитуду импульса плавно можно изменять резистором $R8$, а грубо — конденсатором $C5$. Лазерный диод включен последовательно с конденсатором $C5$, что и позволяет получить короткий световой импульс. Заряд конденсатора $C5$ в паузах между импульсами происходит через резистор $R9$.

Предусмотрена возможность контроля работоспособности генератора. Для этого напряжение, снимаемое с резистора $R11$, служащего для согласования с кабелем, подается на вход осциллографа, на выход $XT2$ устанавливается заглушка с резистором величиной 20—50 Ом, что позволяет обеспечить рабочий режим лазера. Для питания генератора может быть использовано как постоянное напряжение, так и выпрямленное пульсирующее с амплитудой $U_m = 300 \text{ В} \pm 10 \%$.

Использование генератора Г5-60 в качестве устройства регулируемой задержки импульсов запуска осциллографа и преобразователя В9-5 позволяет компенсировать задержку оптического сигнала в световоде и совместить исследуемый импульс с началом развертки в осциллографе и началом момента преобразования в приборе В9-5.

При измерении распределения мощности по модовым группам в дальнем поле можно считать, что между углом, под которым производится детектирование сигнала, и номером группы мод ступенчатого световода существует однозначная зависимость. С учетом закона Снеллиуса эта зависимость определяется выражением $\Theta = \arcsin(n_1 \sqrt{2\Delta} m/m_c)$, где Θ — угол между оптической осью и направлением распространения оптического излучения, а m и m_c — номер модовой группы и составное модовое число вблизи отсечки. Используемый анализатор распределения мощности работает по методу фиксированного фотоприемника и вращающегося конца световода.

Перед тем, как произвести измерение, необходимо тщательно подготовить торец световода и проверить его плоскость и перпен-

дикулярность оси. Крепление световода осуществлялось в держателе световода с V-образной канавкой таким образом, чтобы участок максимальной интенсивности дальнего поля проходил через плоскость, в которой расположен фотодиод. Используемый анализатор обеспечивает сканирование дальнего поля в диапазоне $0-25^\circ$ с шагом 1° . Погрешность измерения угла составляет $\pm 4,3\%$.

Импульсы излучения детектировались лавинным фотодиодом ЛФД₂А, имеющим чувствительность $0,5$ А/Вт и полосу пропускания порядка 1 ГГц. Электрический импульс поступал на вход стробоскопического преобразователя напряжения В9-5 и осциллограф С7-12, который используется для визуального наблюдения сигнала. Прибор В9-5 обеспечивает преобразование стробируемой в данный момент точки информационного сигнала в напряжение постоянного тока, а также в двоичный и десятичные цифровые коды. Выбор диапазона сканирования и задержки момента преобразования входного сигнала осуществляется по директивам оператора путем подачи на шину «Дистанционное управление» преобразователя 4-декадного двоично-десятичного кода в потенциальной форме.

Блок интерфейса сопряжения предназначен для аппаратного сопряжения микроЭВМ «Электроника ДЗ-28» с преобразователем напряжения стробоскопическим В9-5. Для этой цели выбрано устройство, предложенное в [5]. Оно позволяет осуществлять управление преобразователем в режиме «Дистанционное управление» и «Внешняя цифровая», а также ввод информации из преобразователя в микроЭВМ. С целью оценки погрешностей результатов измерений проводились исследования точностных характеристик экспериментальной установки. В качестве входного сигнала в данных исследованиях рассматривался электрический импульс, а выходной величиной служила его среднеквадратичная ширина. Суммарная погрешность результата включает в себя аппаратные погрешности измерительного тракта стробоскопического преобразователя, шум квантования, обусловленный алгоритмом аналого-цифрового преобразования, ошибки, возникающие на этапе среднеквадратичной ширины.

Как указывалось выше, в экспериментальной установке используется стробоскопический преобразователь напряжения В9-5. Предел допускаемой основной погрешности преобразования напряжения составляет $\pm 0,5\%$ для номинальных значений. Для реализации процесса аналого-цифрового преобразования прибор В9-5 содержит встроенный АЦП. Предел допускаемой основной погрешности аналого-цифрового преобразования, обусловленного квантованием по уровню преобразуемого сигнала, не превышает $\pm 20mB$, что составляет $\pm 0,5\%$ для номинальных значений.

Погрешности на этапе вычисления появляются, во-первых, вследствие перехода от аналитических формул к численным методам, т. е. вследствие замены интервала с бесконечными пределами суммой последовательности конечной длины, во-вторых, вследствие ошибок в выборе времени дискретизации исходного сигнала,

Время дискретизации определяло точность представления исходного сигнала и выбиралось из условия $\Delta t \leq \tau/20$, где τ — длительность импульсного сигнала у основания.

Для оценки погрешности вычисления среднеквадратичной ширины использовался тестовый сигнал, заданный аналитически. Анализ и сопоставление результатов показали, что относительная ошибка вычислений составляет 8 %.

Список литературы. 1. *Daido Y., Miyauchi E., Iwata S.* Determination of modal power distribution in graded-index optical waveguides from near-field pattern and its application to differential mode attenuation measurements // *Appl. Opt.* 1979. Vol. 18, № 3. P. 2207—2214. 2. *Кугушев А. И., Керимов А. К., Яковлев М. Я.* Дифференциальные характеристики многомодовых градиентных световодов и методы их измерения // *Зарубеж. радиоэлектроника.* 1983. № 7. С. 54—57. 3. *Miyuagi M., Kawarami S., Ohashi M.* Measurement of mode conversion coefficient and mode dependent losses in a multimode fiber // *Appl. Opt.* 1978. Vol. 17, N 20. P. 3238—3244. 4. *Виноградова Н. Н., Крупина В. Л.* Анализ состояния и тенденции развития волоконно-оптических систем передачи информации // *Зарубеж. радиоэлектроника.* 1982. № 8. С. 3—18. 5. *Снегирев Е. П.* Устройство сопряжения стробоскопического преобразователя В9-5 с микро-ЭВМ «Электроника ДЗ-2» // *Приборы и техника эксперимента.* 1984. № 3. С. 72—74.

Поступила в редколлегию 04.02.90

УДК 621.372.09

А. Г. НЕРУХ, И. Ю. ШАВОРЫКИНА

ПАДЕНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ВОЛНЫ НА ГРАНИЦУ НЕСТАЦИОНАРНОЙ ПРОВОДЯЩЕЙ СРЕДЫ

Исследования дифракции электромагнитных волн на объектах с нестационарной средой наталкиваются на значительные трудности. Лишь в простейших случаях удается получить ответ в удобной для анализа форме. Например, в работах [1; 2] рассмотрено отражение и прохождение электромагнитных волн через плоскую неподвижную границу раздела сред, диэлектрическая проницаемость одной из которых меняется во времени. Влияние на электромагнитное поле изменения во времени значения проводимости исследовалось в одномерном случае безграничной среды в работе [3], где решена задача о преобразовании стационарных полей, гармонически зависящих от времени и электромагнитных сигналов при скачкообразном изменении проводимости среды.

В предлагаемой работе изучается прохождение электромагнитных волн из стационарного полупространства в нестационарное, где в определенный момент времени $t = 0$ в диэлектрической среде появляется проводимость. Решение проводится на основе интегральных уравнений макроскопической электродинамики [4], которые для рассматриваемой задачи в операторном представлении имеют вид $\vec{E}_2 =$

$= \vec{E}_1 + \widehat{K}\vec{E}_2$, где \vec{E}_1 — падающее поле; \vec{E}_2 — поле после изменения среды и \widehat{K} — интегральный оператор типа Вольтерра. Их решение находится с помощью резольвенты \widehat{R} и записывается через нее в виде $\vec{E}_2 = \vec{E}_1 + \widehat{R}\vec{E}_1$.

Резольвента для случая скачкообразного появления в безграничной диэлектрической среде конечной проводимости σ найдена в работе [5] и в импульсном представлении имеет вид

$$\langle \vec{p} | \widehat{R}_1 | \vec{p}' \rangle_{ij} = -\frac{4\pi\sigma}{\varepsilon} \frac{v^2 k_i k_j + p \left(p + \frac{4\pi\sigma}{\varepsilon} \right) \delta_{ij}}{\left(p + \frac{4\pi\sigma}{\varepsilon} \right) \left(p^2 + p \frac{4\pi\sigma}{\varepsilon} + v^2 k^2 \right)} \Delta(\vec{p} - \vec{p}'),$$

$$\vec{p} = (p, \vec{k}), \quad (1)$$

при этом оператор \widehat{K}_1 записывается следующим образом:

$$\langle \vec{p} | \widehat{K}_1 | \vec{p}' \rangle_{ij} = -\frac{4\pi\sigma v^2 k_i k_j + p^2 \delta_{ij}}{\varepsilon p \left(p^2 + v^2 k^2 \right)} \Delta(\vec{p} - \vec{p}'). \quad (2)$$

Рассмотрим случай, когда нестационарная область занимает полупространство $x \geq 0$, а поле имеет только составляющую, нормальную к оси x и не зависящую от поперечных координат y и z .

Тогда для одномерной полуограниченной среды выражение (1) для резольвенты \widehat{R}_1 и (2) для ядра \widehat{K}_1 преобразуются к виду

$$\langle \vec{p} | \widehat{R}_1 | \vec{p}' \rangle = -\frac{2\sigma_e p}{p^2 + 2p\sigma_e + v^2 k^2} \cdot \frac{2\pi\delta(k - k')}{p - p'};$$

$$\langle \vec{p} | \widehat{K}_1 | \vec{p}' \rangle = -\frac{2\sigma_e p}{p^2 + v^2 k^2} \cdot \frac{2\pi\delta(k - k')}{p - p'}, \quad (3)$$

где $\sigma_e = \frac{2\pi\sigma}{\varepsilon}$; $\text{Re } p > \text{Re } p'$; $\vec{p} = (p, k)$.

Отсюда можно найти координатное представление резольвенты в одномерном случае, произведя обратное преобразование Фурье-Лапласа:

$$\langle \vec{x} | \widehat{R}_1 | \vec{x}' \rangle = \frac{\sigma_e}{v} \int_{-\infty}^{i\infty} \frac{dp}{2\pi i} \frac{p}{p(p + 2\sigma_e)} e^{p(x-x')} e^{-\frac{|x-x'|}{v} \sqrt{p(p+2\sigma_e)}}, \quad (4)$$

где $\vec{x} = (x, t)$.

Последнее выражение справедливо для безграничной среды. При учете влияния границы на процесс взаимодействия поля с нестационарной средой ядро интегрального уравнения Вольтерра \widehat{K}_2 будет отличаться в координатном представлении от ядра \widehat{K}_1 для безграничной среды наличием множителя справа, равного $\theta(x')$. Поскольку это уравнение определено только внутри объекта дифракции, то при

построении решения это необходимо учитывать, умножая ядро слева на $\theta(x)$, так что полное ядро \widehat{K}_2 будет иметь вид

$$\langle \vec{x} | \widehat{K}_2 | \vec{x}' \rangle = \theta(x) \langle \vec{x} | \widehat{K}_1 | \vec{x}' \rangle \theta(x'), \quad (5)$$

отсюда

$$\langle \vec{p} | \widehat{K}_2 | \vec{p}' \rangle = \langle \vec{p} | \theta \widehat{K}_1 \theta | \vec{p}' \rangle.$$

Найдем импульсное представление оператора \widehat{K}_2 , для чего необходимо сперва найти импульсное представление функции $\theta(x)$:

$$\langle \vec{p} | \theta(x) | \vec{p}' \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} dx \int_0^{\infty} dt e^{-p't - ikx} \theta(x) e^{p't + ik'x} = -\frac{i}{(p-p')(k-k'-i0)}.$$

Свернем теперь оператор \widehat{K}_1 с θ -функциями, и для импульсного представления ядра \widehat{K}_2 будем иметь

$$\langle \vec{p} | \widehat{K}_2 | \vec{p}' \rangle = \frac{\sigma_e}{p-p'} \left\{ \frac{2pi}{(k-k'-i0)(p^2+v^2k^2)} + \frac{v}{(p-ikv)(p-ik'v)} \right\} \quad (6)$$

Аналогичным образом найдем свертку выражения (3) для \widehat{R}_1 с θ -функциями:

$$\langle \vec{p} | \theta R_1 \theta | \vec{p}' \rangle = \frac{\sigma_e}{p-p'} \left\{ \frac{2ip}{(k-k'-i0)(p^2+2p\sigma_e+v^2k^2)} + \frac{pv}{\sqrt{p(p+2\sigma_e)}(\sqrt{p(p+2\sigma_e)}-ikv)(\sqrt{p(p+2\sigma_e)}-ik'v)} \right\}. \quad (7)$$

Резольвенту \widehat{R}_2 согласно методу отражений [5] будем искать в виде, сходном с (7):

$$\begin{aligned} \langle \vec{p} | \widehat{R}_2 | \vec{p}' \rangle &= \frac{\sigma_e}{p-p'} \left\{ \frac{2pi}{(k-k'-i0)(p^2+2p\sigma_e+v^2k^2)} + \right. \\ &\quad \left. + \frac{pv}{\sqrt{p(p+2\sigma_e)}(\sqrt{p(p+2\sigma_e)}-ikv)} \times \right. \\ &\quad \left. \times \left[\frac{1}{\sqrt{p(p+2\sigma_e)}-ikv} - \frac{R(p)}{\sqrt{p(p+2\sigma_e)}+ikv} \right] \right\}. \quad (8) \end{aligned}$$

Неизвестный коэффициент $R(p)$ найдем из условия, что резольвента (8) должна удовлетворять уравнению

$$\langle \vec{p} | \widehat{R}_2 | \vec{p}' \rangle - \int d\vec{p}_1 \langle \vec{p} | \widehat{K}_2 | \vec{p}_1 \rangle \langle \vec{p}_1 | \widehat{R}_2 | \vec{p}' \rangle = \langle \vec{p} | \widehat{K}_2 | \vec{p}' \rangle, \quad (9)$$

где $\int d\vec{p}_1 = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{dk_1}{2\pi} \int_{-i\infty}^{i\infty} \frac{dp_1}{2\pi i}$. Для проверки этого уравнения найдем свертку операторов \widehat{K}_2 и \widehat{R}_2 и, подставив ее в (9), получим для коэффициента отражения

$$R(p) = (\sqrt{p(p+2\sigma_e)} - p) / (\sqrt{p(p+2\sigma_e)} + p).$$

Теперь резольвента \widehat{R}_2 принимает вид

$$\langle \vec{p} | \widehat{R}_2 | \vec{p}' \rangle = \frac{2\sigma_\varepsilon}{p-p'} \cdot \frac{p}{p^2 + 2p\sigma_\varepsilon + v^2 k^2} \times \\ \times \left\{ \frac{i}{k-k'-i0} + \frac{v(p+ikv)}{(\sqrt{p(p+2\sigma_\varepsilon)} - ik'v)(\sqrt{p(p+2\sigma_\varepsilon)} + ikv)} \right\}. \quad (10)$$

Последняя формула дает нам импульсное представление резольвенты. Для нахождения поля после скачка σ необходимо координатное представление \widehat{R}_2 , которое можно получить с помощью обратного преобразования Фурье—Лапласа:

$$\langle \vec{x} | \widehat{R}_2 | \vec{x}' \rangle = -\frac{\sigma_\varepsilon}{v} \int_{\alpha-i\infty}^{\alpha+i\infty} \frac{dq}{2\pi i} \frac{q-\sigma_\varepsilon}{\sqrt{q^2-\sigma_\varepsilon^2}} e^{(q-\sigma_\varepsilon)\tau} \times \\ \times \left\{ e^{-\frac{|x-x'|}{v} \sqrt{q^2-\sigma_\varepsilon^2}} - \frac{q-\sigma_\varepsilon - \sqrt{q^2-\sigma_\varepsilon^2}}{q-\sigma_\varepsilon + \sqrt{q^2-\sigma_\varepsilon^2}} e^{-\frac{(x+x')}{v} \sqrt{q^2-\sigma_\varepsilon^2}} \right\}, \quad (11) \\ q = p + \sigma_\varepsilon, \quad \alpha \geq \sigma_\varepsilon, \quad \tau = t - t'.$$

Решим теперь с помощью резольвенты \widehat{R}_2 конкретную задачу о прохождении плоской монохроматической волны $\vec{E}_1(x, t) = \vec{E}_0 \times \exp\left\{i\omega\left(t - \frac{x}{v}\right)\right\}$ в нестационарное полупространство $x \geq 0$, где в нулевой момент времени в диэлектрической среде появляется проводимость σ .

Поле \vec{E}_2 внутри нестационарной среды записывается через резольвенту в виде

$$\vec{E}_2(x, t) = \vec{E}_1(x, t) + \int_0^\infty dx' \int_0^\infty dt' \vec{R}_2 \widehat{E}_1(x', t'). \quad (12)$$

Подставим в (12) явный вид поля \vec{E}_1 и резольвенты \widehat{R}_2 . Тогда после интегрирования по t' и по x' последнее выражение примет вид

$$\vec{E}_2 = \vec{E}_0 e^{i\omega\left(t - \frac{x}{v}\right)} - 2\sigma_\varepsilon \vec{E}_0 \int_{\alpha-i\infty}^{\alpha+i\infty} \frac{dq}{2\pi i} \frac{q-\sigma_\varepsilon}{(q^2 - \sigma_\varepsilon^2 + \omega^2)(i\omega - q + \sigma_\varepsilon)} \times \\ \times e^{(q-\sigma_\varepsilon)t} \left\{ e^{-i\frac{\omega}{v}x} - \frac{q-\sigma_\varepsilon + i\omega}{q-\sigma_\varepsilon + \sqrt{q^2 - \sigma_\varepsilon^2}} e^{-\frac{x}{v} \sqrt{q^2 - \sigma_\varepsilon^2}} \right\}. \quad (13)$$

Первый интеграл по q в (13) может быть вычислен с помощью вычетов, в результате чего для поля \vec{E}_2 будем иметь

$$\vec{E}_2 = \frac{\sigma_e \vec{E}_0}{V \sigma_e^2 - \omega^2} e^{-i \frac{\omega}{v} x} \left\{ \frac{V \sigma_e^2 - \omega^2 - \sigma_e}{i\omega - V \sigma_e^2 - \omega^2 + \sigma_e} e^{(V \sigma_e^2 - \omega^2 - \sigma_e)t} + \right. \\ \left. + \frac{V \sigma_e^2 - \omega^2 + \sigma_e}{i\omega + V \sigma_e^2 - \omega^2 + \sigma_e} e^{-(V \sigma_e^2 - \omega^2 + \sigma_e)t} \right\} + 2\sigma_e \vec{E}_0 \times \quad (14)$$

$$\times \int_{-\infty - i0}^{\infty + i0} \frac{dq}{2\pi i} \frac{(q - \sigma_e)(i\omega + q - \sigma_e)}{(q^2 - \sigma_e^2 + \omega^2)(i\omega - q + \sigma_e)(V q^2 - \sigma_e^2 + q - \sigma_e)} e^{(q - \sigma_e)t - \frac{x}{v} \sqrt{q^2 - \sigma_e^2}}$$

Трактовка первых двух слагаемых в (14) зависит от соотношения σ_e и ω . Если $\sigma_e \geq \omega$, эти слагаемые не представляют собой распространяющиеся волны, тогда как при $\sigma_e < \omega$ первое описывает прямую волну (распространяющуюся в положительном направлении оси x), а второе — обратную, образовавшуюся в результате отражения от временной неоднородности. Сумма амплитуд этих волн равна амплитуде падающего поля \vec{E}_0 . Третье слагаемое содержит информацию о трансформированном в результате скачка прошедшем поле. Выражение (14) справедливо внутри области $x \geq 0$. Внешнее, т. е. отраженное от нестационарного полупространства поле, может быть найдено с помощью прямого интегрального преобразования [4]. В это поле будет вносить вклад не только отраженная от границы волна, но и обратная волна, образовавшаяся в результате расщепления прошедшей в нестационарную область волны под действием скачка проводимости.

Список литературы: 1. *Morgenthaler F. R.* // IRE Trans. on microwave theory and techniques. 1958. Vol. MTT-6. P. 167—172. 2. *Fante R. L.* // IEEE Trans. on antennas and propagation. 1971. Vol. AP-19. № 3. P. 417—424. 3. *Борисов В. В.* Трансформация электромагнитного поля при изменении проводимости среды со временем // Геомагнетизм и аэрономия. 1989. Т. 29, № 5. С. 730—737. 4. *Хижняк Н. А.* Интегральные уравнения макроскопической электродинамики. К., 1986. 280 с. 5. *Нерух А. Г.* Метод резольвенты в задачах нестационарной дифракции электромагнитных волн. К., 1987. Деп. в УкрНИИТИ 22.01.87. № 462-Ук87.

Поступила в редколлегию 04.06.90

УДК 621.372.8

А. И. ТЕРЕЩЕНКО, д-р техн. наук, О. В. КУЛАКОВ

РАСПРОСТРАНЕНИЕ ВОЛН В НЕОДНОРОДНЫХ ВОЛНОВОДАХ, СОДЕРЖАЩИХ КРИТИЧЕСКИЕ СЕЧЕНИЯ

Исследованию неоднородных волноводных систем СВЧ посвящен ряд фундаментальных работ [1—3]. Особый интерес при изучении таких структур вызывают волноводные сужения, содержа-

щие критические сечения, в силу возможности использования их в качестве основы для создания открытых нерегулярных предельных резонаторов (ОНПР). Подавляющее большинство авторов, например [1; 4], останавливается на анализе переходов с линейной формой образующей, указывая при этом лишь на возможность исследования систем с иной формой продольного сечения.

Данная работа посвящена анализу волноводных сужающихся переходов с нелинейной формой образующей нерегулярного участка. За основу взят ставший классическим метод поперечных сечений [1].

Рассмотрим два полубесконечных регулярных волновода с идеально проводящими стенками и различными поперечными сечениями, соединенных нерегулярным участком. Со стороны широкого волновода на нерегулярный, сужающийся до критического сечения и далее, участок падает волна основного типа (H_{10} — для прямоугольного волновода, H_{11} — для круглого). Диапазон частот выбирается таким образом, что возникновением высших типов волн можно пренебречь

$(1 \leq \frac{k \cdot a(0)}{\pi} \leq 2, \frac{k \cdot a(0)}{\pi} \leq \frac{a(0)}{a(L)}$ — для прямоугольного волновода, где $a(0), a(L)$ — размеры широких стенок широкого и узкого волноводов; $1 \leq \frac{k \cdot a(0)}{\mu} \leq 1,31, \frac{k \cdot a(0)}{\mu} \leq \frac{a(0)}{a(L)}$ — для круглого волновода, где $a(0), a(L)$ — радиусы широкого и узкого волноводов, $k = \frac{2\pi}{\lambda}, \mu = 1,84$).

Необходимо определить коэффициент отражения волны в сечении в начале сужения. В предположении отсутствия потерь модуль коэффициента отражения равен 1, критическое сечение эквивалентно короткозамыкающей заглушке. Фаза коэффициента отражения определяется из выражения $\delta(0) = -2 \cdot \bar{\gamma} + \delta_0 - \frac{\pi}{2}$, где $(-2 \cdot \bar{\gamma})$ — набег фазы при прохождении волны от начала сужения до критического сечения и обратно, вычисленный в приближении геометрической оптики; $(\delta_0 - \frac{\pi}{2})$ — поправка к фазе, связанная с влиянием области, близкой к критическому сечению.

δ_0 находится из выражений

$$e^{i \cdot \delta_0} = \frac{Q/p - i}{Q/p + i}; \quad \frac{Q}{p} = \frac{\dot{u}(t_L) + \sqrt{t_L} \cdot u(t_L)}{\dot{v}(t_L) + \sqrt{t_L} \cdot v(t_L)},$$

где

$$t_L = \left(\frac{\pi \cdot N_L}{2}\right)^{2/3} \cdot \frac{\lambda^2 - 4a^2(L)}{4 \cdot a^2(L)}; \quad N_L = -\frac{1}{a'(L)};$$

u, v — функции Эйри.

Реально влияние параметра δ_0 необходимо учитывать только в окрестности значения $\frac{k \cdot a(0)}{\pi}$, близкого к $\frac{a(0)}{a(L)}$, для прямоугольного волновода и в окрестности значения $\frac{k \cdot a(0)}{\mu}$, близкого к $\frac{a(0)}{a(L)}$, для круглого волновода.

Ход зависимости фазы коэффициента отражения от параметра $\frac{k \cdot a(0)}{\pi} \left(\frac{k \cdot a(0)}{\mu} \right)$ определяется $\tilde{\gamma}$. Набег фазы $\tilde{\gamma}$ вычислялся для четырех типов волноводных переходов и имеет следующий вид в случае прямоугольного волновода:

$$\begin{aligned} \tilde{\gamma} &= -\frac{\pi \cdot L}{a(L) - a(0)} \cdot \left\{ \frac{h(0) \cdot a(0)}{\pi} - \operatorname{arctg} \frac{h(0) \cdot a(0)}{\pi} \right\}; \\ \tilde{\gamma} &= \frac{\pi \cdot L \cdot a(0)}{(a(L) - a(0))^2} \cdot \left\{ \frac{h(0) \cdot a(0)}{\pi} - 2 \cdot \operatorname{arctg} \frac{h(0) \cdot a(0)}{\pi} - \right. \\ &\quad \left. - \frac{\pi}{k \cdot a(0)} \cdot \ln \frac{\pi}{a(0) \cdot (k + h(0))} \right\}; \\ \tilde{\gamma} &= \frac{L \cdot a(L)}{2 \cdot (a(L) - a(0))} \cdot \left\{ h(0) - \frac{k^2 \cdot a(0)}{\pi} \cdot \operatorname{arctg} \frac{h(0) \cdot a(0)}{\pi} \right\}; \\ \tilde{\gamma} &= \frac{k}{A} \cdot \left\{ A \cdot \ln \frac{\pi}{a(0) \cdot (k - h(0))} - \frac{\pi}{k} \cdot \operatorname{arctg} \frac{h(0) \cdot a(0)}{\pi} + \right. \\ &\quad \left. + \sqrt{\left(\frac{\pi}{k} \right)^2 - A^2} \cdot \left[\frac{\pi}{2} - \arcsin \left(\frac{k}{\pi} \cdot (1 - e^{-L}) \cdot \frac{a(0) \cdot A - \left(\frac{\pi}{k} \right)^2}{a(L) - a(0)} \right) \right] \right\}, \end{aligned}$$

где $h(0) = \sqrt{k^2 - \left(\frac{\pi}{a(0)} \right)^2}$; $A = \frac{a(L) - a(0) \cdot e^{-L}}{1 - e^{-L}}$, L — длина перехода

для линейного, квадратичного, гиперболического и экспоненциального переходов соответственно.

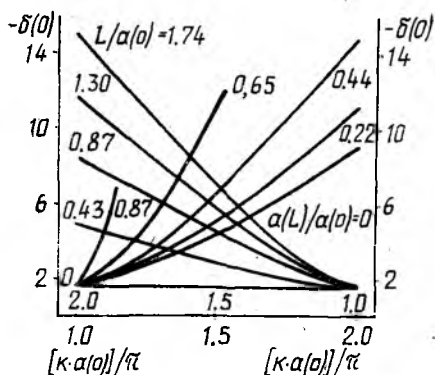


Рис. 1

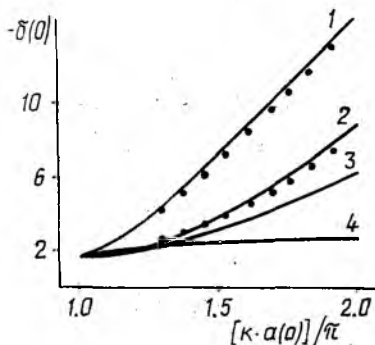


Рис. 2

В случае круглого волновода набег фазы вычисляется по формулам, получаемым из выражений для прямоугольного волновода с помощью замены $\pi \rightarrow \mu$.

На рис. 1 показана фаза коэффициента отражения волны H_{10} от критического сечения линейного волноводного перехода в зависимости от параметра $\frac{k \cdot a(0)}{\pi}$ для различных геометрических размеров.

Видно, что в случае $\frac{L}{a(0)} = 0$ (стык волноводов) фаза становится равной $\frac{\pi}{2}$ и стягивается в эту же точку при $\frac{a(L)}{a(0)} \rightarrow 1$.

На рис. 2 представлена фаза коэффициента отражения для переходов различной формы (1 — линейный, 2 — квадратичный, 3 — гиперболический, 4 — экспоненциальный), но с одинаковыми размерами $a(0)$, $a(L)$, L . Зависимость является наименьшей для образующей в виде экспоненты, очевидно вследствие ее наибольшей крутизны по сравнению с линейной, квадратичной и гиперболической формами. По сути, уже после $\frac{L}{a(0)} = 0,1$ фаза практически перестает изменяться при увеличении $\frac{k \cdot a(0)}{\pi}$.

Для проверки полученных теоретических результатов были изготовлены три волноводных перехода ($\frac{a(L)}{a(0)} = 0,19$): два линейных с углами наклона образующих $9,63^\circ$ и $18,74^\circ$ и квадратичный ($\frac{L}{a(0)} = 3,43$). На рис. 2 приводятся в сравнении теоретические кривые и некоторые экспериментальные точки. Результаты находятся в хорошем согласовании (расхождение не превышает 5—6%), что подтверждает правильность полученных выражений.

В заключение следует отметить, что полученные результаты могут быть использованы при расчете резонаторов сложной формы продольного сечения. Как известно, длина резонатора (а точнее, резонансной области) определяется из выражения $l_{\text{эвк}} = \frac{2\pi n}{\delta(0)}$, $n = 1, 2, 3, \dots$, откуда легко получить значения резонансных частот.

Очевидно, что резонаторы, имеющие различную форму образующей неоднородного участка, будут значительно различаться по настройке и, что наиболее важно, по перестройке частоты.

Список литературы: 1. Каценеленбаум Б. З. Теория нерегулярных волноводов с медленно меняющимися параметрами. М., 1961, 216 с. 2. Машковцев Б. Н., Цибизов К. Н., Емелин Б. Ф. Теория волноводов. М.; Л., 1966, 351 с. 3. Вайнштейн Л. А. Открытые резонаторы и открытые волноводы. М., 1966, 474 с. 4. Открытые резонаторы в виде волноводов переменного сечения / С. Н. Власов, Г. М. Жислин, И. М. Орлова и др. // Изв. вузов. Радиофизика. Горький, 1969, т. 12, № 8. С. 1236—1244.

Поступила в редколлегию 04.10.90

УДК 621.373.826

Н. А. МАМЕДОВА, И. А. СУХОИВАНОВ, канд. техн. наук,
И. В. ЩЕРБАТКО

ПРИМЕНЕНИЕ ОПТОЭЛЕКТРОННЫХ ПРИБОРОВ С ВНЕШНЕЙ МОДУЛЯЦИЕЙ В ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ ЛИНИЯХ ПЕРЕДАЧИ СВЧ-ПОДНЕСУЩЕЙ

Успешные лабораторные исследования и разработки быстродействующих компонентов волоконно-оптических линий передачи (ВОЛП) на основе внешней модуляции оптического излучения

позволили отечественной промышленности освоить серийный выпуск таких элементов. Благодаря этому появилась возможность создания ВОЛП с повышенными, по сравнению с приборами на внутренней модуляции, техническими характеристиками.

Целью работы является исследование серийных интегрально-оптических компонентов на основе внешней модуляции в контексте их применения в быстродействующих аналоговых ВОЛП. Для этого рассмотрим основные параметры интегрально-оптических модуляторов (ИОМ) интенсивности, которые получили наибольшее распространение. Такими параметрами являются: быстродействие, линейность, вносимое оптическое затухание и динамический диапазон.

Быстродействие интегрально-оптических модуляторов и переключателей на LiNbO_3 ограничивается в первую очередь различием фазовых скоростей оптической и СВЧ волн. Использование электродов специальной топологии позволяет компенсировать это фазовое рассогласование, но приводит к увеличению управляющего напряжения и мощности модулирующего сигнала.

В работе [1] обсуждаются результаты исследования предложенного волноводного ИОМ с прерывистым «накапливающимся» взаимодействием, реализованного на кристалле ниобата лития Y -среза в виде структуры, в которой оптический волновод выводится при помощи изгибов из межэлектродной области и через определенный промежуток длины возвращается обратно. Показано, что в случае пренебрежения затуханием СВЧ волны использование прерывистого накопления взаимодействия дает в области частот 13—15 ГГц примерно двукратный выигрыш в управляющем напряжении, однако, эти данные требуют более тщательной экспериментальной проверки.

Неравномерность амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) ИОМ типа бегущей волны имеет характер $\sin(x)/x$ и поэтому выравнивание частотной характеристики является достаточно актуальной задачей. Важным параметром ИОМ является также оптическое затухание, которое состоит из трех компонентов: френелевских потерь на отражение, потерь излучения в материале ИОМ и потерь на ввод и вывод оптической мощности. Величина потерь зависит от вида и конструкции ИОМ, типа применяемого лазера. Типичные значения потерь для ИОМ интенсивности — 8—15 дБ. Остается достаточно сложной проблема сопряжения волоконного световода (ВС) с волноводом ИОМ. Увеличение поперечных размеров оптического волновода для оптимизации сопряжения с ВС приводит к уменьшению максимальной эффективности модуляции, поэтому здесь должен быть достигнут разумный компромисс [2].

Рассмотрим основные этапы расчета ВОЛП СВЧ на основе ИОМ. Коэффициент передачи по мощности от входа модулятора до выхода фотодетектора определяется выражением

$$K_m = (1 - |\Gamma|^2) R_n R_n (P_0 \alpha_m \alpha S / 2U_{\lambda/2})^2, \quad (1)$$

где $U_{\lambda/2}$ — полуволновое напряжение модулятора; P_0 — выходная мощность лазера; α_m — суммарный коэффициент потерь оптической мощности в модуляторе; α — оптические потери в компонентах ВОЛП; S — чувствительность фотодетектора; $R_{\text{в}}$ и $R_{\text{н}}$ — сопротивления источника СВЧ сигнала и нагрузки соответственно; Γ — коэффициент отражения СВЧ волны от входа модулятора.

Динамический диапазон находится между нижним пределом, когда амплитуда сигнала эквивалента шумовому уровню, и верхним пределом, когда уровень гармоник не превышает уровень шума. Для получения максимальной линейности рабочую точку в модуляторах интерференционного типа выбирают на линейном участке. Динамический диапазон расширяется при увеличении интенсивности оптического излучения и уменьшении шумов системы.

Нелинейность наиболее распространенного ИОМ типа Маха — Цендера вызвана сложным законом изменения интенсивности выходной мощности I от прикладываемого напряжения U :

$$I = I_0 \cos^2 \left(\frac{\pi U}{2U_{\lambda/2}} - \frac{\Phi}{2} \right),$$

где I_0 — входная оптическая емкость; Φ — статический угол смещения. Если мы представим U в виде $U = U_0 (\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t)$ (3), то результирующий сигнал не будет содержать составляющих первого порядка [4]. Искажения на выходе фотодетектора при глубине модуляции m , вызванные генерацией гармоник даются выражением

$$D_{\text{гарм}} = 20 \lg \frac{m^2 \pi^2}{96 - 9m^2 \pi^2}, \quad (4)$$

а искажения вызванные третьей интермодуляционной составляющей (ИМС):

$$D_{\text{ИМС}} = 20 \lg \frac{m^2 \pi^2}{32 - 3m^2 \pi^2}. \quad (5)$$

В работе [3] рассмотрен вопрос оптимизации положения рабочей точки на модуляционной характеристике (МХ) для получения максимального динамического диапазона ИОМ типа Маха — Цендера. Достигнуты значения в 65 и 54 дБ в узких полосах пропускания — 1 и 20 кГц соответственно.

Одним из методов линеаризации МХ является совмещение двух или нескольких модуляторов, МХ которых соответствует членам разложения в ряд Фурье линейной (линейно-периодической) функции. Однако создание многосекционных модуляторов увеличивает оптические потери и усложняет конструкцию устройства.

Энергетическим параметром ИОМ является потребляемая мощность, удобным выражением которого является удельная мощность $P/\Delta f$ (потребляемая мощность на единицу ширины полосы модулятора). Для эффективной работы модулятора необходимо обеспечить низкие потери СВЧ-мощности и оптимальное СВЧ-согласование источника сигнала с ИОМ. Характеристический импеданс структуры электродов определяет требуемую СВЧ-мощность возбуждения, а также влияет на ее потери. Из-за высокой диэлектрической проницаемости подложки и ограничений на отношение

ширины электродов к зазору между ними импеданс компланарного волновода (КПВ) в модуляторах на ниобате лития обычно значительно меньше 50 Ом, использование толстых электродов также приводит к снижению характеристического импеданса КПВ из-за увеличения емкости, а также к снижению его эффективной диэлектрической проницаемости вследствие увеличения доли энергии электромагнитной волны, находящейся над подложкой.

Омические потери в КПВ определяются в первую очередь сопротивлением металла, рабочей частотой и размерами зазоров между электродами, а также шероховатостью поверхности и отношением глубины скин-слоя к толщине электродов [2]. Влияние омических потерь на эффективность модуляции состоит в снижении пика АЧХ на величину, выраженную в децибелах, приблизительно равную корню квадратному из вносимых СВЧ потерь, также выраженных в децибелах. Мощность оптического излучения, поступающего на вход ИОМ, существенно ограничивается фото-рефрактивным эффектом, который вызывает частотную модуляцию оптической несущей, что в свою очередь приводит к искажениям передаваемого сигнала. Оптическое разрушение в ниобате лития является по большей части следствием ионизации примесных атомов железа в кристалле и может быть уменьшено за счет снижения концентрации примесей, уменьшения энергии падающих фотонов или увеличения фотопроводимости кристалла.

Несмотря на некоторые недостатки, ИОМ имеют потенциально большую широкополосность, чем приборы на внутренней модуляции. Поскольку такие модуляторы являются пассивными устройствами, они не увеличивают относительную шумовую интенсивность сигнала.

Работа модуляторов, рассмотренных до сих пор, основывалась на использовании линейного электрооптического эффекта. Однако имеются и модуляторы другого типа, электроабсорбционные, которые должны классифицироваться как электрооптические, так как для появления модуляции интенсивности излучения в них используется электрическое поле, но не применяется эффект Погкельса. Вместо этого в электроабсорбционных модуляторах используется эффект Франца-Келдыша. При подаче сильного электрического поля граница полосы собственного поглощения в полупроводниках смещается в сторону больших длин волн. Благодаря наличию резкой границы полосы поглощения у материалов с прямой запрещенной зоной, например GaAs, приложение электрического поля может привести к сильному изменению поглощения длин волн вблизи границы полосы. Так, для излучения с длиной волны 0,9 мкм при подаче электрического напряжения коэффициент поглощения увеличивается в пределах 25—1000 1/см.

Для исследования возможности построения ВОЛП СВЧ-поднесущей на серийных оптоэлектронных приборах с внешней модуляцией были выбраны интегрально-оптический модулятор-преобразователь МП-02-01 и монолитный интегрально-оптический элемент

(ИОЭ) П—01—1. Первый представляет собой модулятор на основе канальных волноводов в LiNbO_3 типа Маха — Цендера, второй — структуру AlGaAs/GaAs с двумя изолированными полосковыми секциями, изготовленную по эпитаксиально-планарной технологии, включающей операции ионного травления. ИОМ МП—02—01 имеет встроенный излучатель 32ДЛ—105 с длиной волны 0,83 мкм и многомодовый ступенчатый световод на выходе. Полуволновое напряжение по основному входу составило 1,5 В, входная емкость на частоте 70 МГц — 31,5 пФ. Величина входной емкости определяет частотный диапазон ИОМ, который, как считается, для приборов статического типа не превышает 1—2 ГГц. Для повышения граничной частоты устройства необходимо решить задачу согласования источника СВЧ-сигнала с нагрузкой в выбранном частотном диапазоне. Наличие рассогласования приводит к отражению падающей на нагрузку мощности СВЧ-волны обратно в генератор. Комплексная величина коэффициента отражения записывается выражением

$$\Gamma = \frac{Z_{\text{н}} - Z_{\text{в}}}{Z_{\text{н}} + Z_{\text{в}}}, \quad (6)$$

где $Z_{\text{н}}$ и $Z_{\text{в}}$ — импедансы нагрузки и СВЧ-тракта соответственно. Отношение отраженной мощности СВЧ сигнала к падающей запишем как

$$\frac{\Delta P}{P} = |\Gamma|^2 = \left(\frac{K-1}{K+1} \right)^2, \quad (7)$$

где K — коэффициент стоячей волны напряжения (КСВН) в линии, характеризующий степень согласования источника сигнала и нагрузки.

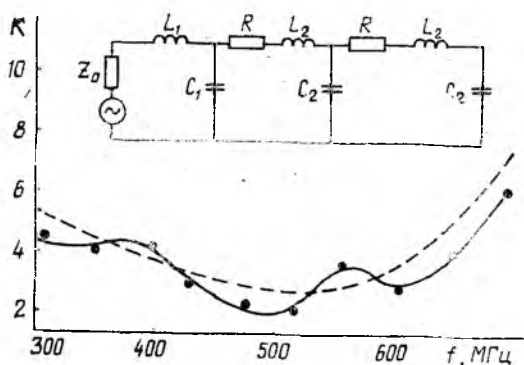


Рис. 1

Для синтеза согласующей цепи необходимо знать параметры нагрузки. С этой целью была предложена электрическая модель исследуемого ИОМ. На рис. 1 представлена электрическая эквивалентная схема модулятора, а также частотная зависимость КСВН экспериментального измерения (сплошная линия) и численной

модели (пунктирная линия). Элементы L_1 и C_1 соответствуют проводнику, соединяющему СВЧ-разъем с полосковыми электродами модулятора. Их значения вычислялись на основе геометрических размеров этого проводника. Значения элементов R , L_2 и C_2 оптимизировались на ЭВМ путем сравнения частотной зависимости КСВН предложенной модели с экспериментальной зависимостью с учетом знака импеданса методом наименьших квадратов. Были получены следующие значения элементов: $L_1 = 9,4$ нГн; $L_2 = 11,2$ нГн; $R = 14,5$ Ом; $C_1 = 2,1$ пФ; $C_2 = 14$ пФ.

Анализ схемы показывает, что значительный КСВН на частотах свыше 600 МГц связан прежде всего с большим значением индуктивного сопротивления подводящего проводника и электродов. В диапазоне 500—700 МГц реактивная составляющая импеданса ИОМ невелика, что позволяет применить стандартные методы трансформации активного сопротивления, например, с помощью четвертьволнового трансформатора. Главным недостатком такого способа согласования является узкополосность. Применение многоступенчатых трансформаторов и плавных переходов решает проблему узкополосности, однако в этом случае необходимо компенсировать значительную реактивную составляющую импеданса ИОМ в широком диапазоне. В процессе эксперимента узкополосное согласование достигалось также включением короткозамкнутого шлейфа регулируемой длины параллельно входу ИОМ, что позволило снизить КСВН элемента в частотном диапазоне 600—630 МГц до 1,18 и поднять на 4 дБ АЧХ передающего модуля в этой полосе. АЧХ ИОМ снималась при помощи быстродействующего фотоприемного модуля на основе лавинного фотодиода ЛФД-2, согласованного по выходному сопротивлению с усилителем сигнала. Малый уровень выходной оптической мощности ИОМ не позволил достаточно точно измерить уровень гармоник в выходном сигнале модулятора, так как оптические потери на ввод и вывод излучения из кристалла не компенсировались хорошей чувствительностью фотоприемника. Выходная оптическая мощность ИОМ не превышала 20 мкВт, что объясняется использованием в приборе многомодового гетеролазера, широкая диаграмма направленности которого не оптимизирована с входной апертурой волноводного канала модулятора. Незначительная выходная мощность данного прибора делает проблематичным его применение в ВОЛП СВЧ средних и больших длин.

При исследовании ИОЭ П—01—1 особое внимание уделялось нелинейности зависимости выходной мощности от напряжения на сигнальном электроде прибора, так как он разрабатывался непосредственно для высокоскоростных цифровых ВОЛП. Измерения показали, что при определенных токах на основном (питающем) и напряжениях на сигнальных электродах, среди семейства кривых данной зависимости имеется линейный участок, позволяющий реализовать аналоговую модуляцию излучения (кривая 3 на рис. 2). Кривые 1, 2, 3 и 4 отвечают токам основного электрода в 80, 72, 65 и 53 мА соответственно.

Значительным преимуществом рассмотренных приборов перед приборами на токовой модуляции является потенциальное управление. Незначительные управляющие токи (в данном случае сигнальный ток не превышал 10 мА при максимальной глубине линейной модуляции 70 %) позволяют упростить схемы управления

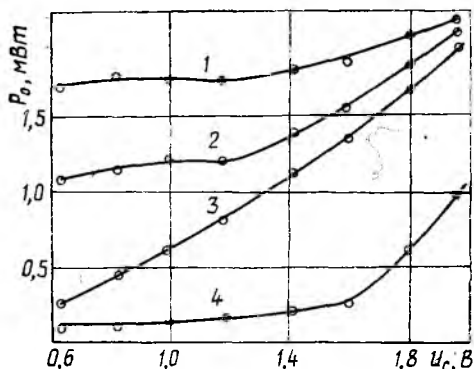


Рис. 2

оптическим излучением передающих модулей, уменьшить эффект динамического уширения спектра излучения (чирпинг), присущее многим приборам на внутренней модуляции и улучшить тепловой режим прибора.

Для исследования АЧХ ИЭО была собрана схема, позволяющая работать в линейном режиме. Высокочастотный сигнал через развязку по питанию поступал на сигнальный вход

прибора и вызывал модуляцию выходного излучения. Нелинейность АЧХ ИЭО в частотном диапазоне 300—800 МГц не превышала 4,5 дБ, мощность постоянной составляющей оптического сигнала была не менее 1,5 мВт, отношение сигнал-шум во всей полосе было не меньше 30 дБ, уровень второй гармоники не ниже — 20 дБ при глубине модуляции около 40 %. Данные характеристики позволяют судить о возможности реализации на основе ИЭО аналоговой ВОЛП дециметрового диапазона.

Таким образом, в работе приведена методика расчета основных характеристик оптоэлектронных приборов на основе внешней модуляции излучения в контексте их использования в ВОЛП СВЧ-поднесущей и проведены экспериментальные работы, показывающие возможность использования выпускаемых серийно устройств для создания таких линий.

Список литературы: 1. Буачидзе З. Э., Морозов В. Н. Волноводный электрооптический модулятор с граничной частотой более 10 ГГц // Квант. электроника. 1988. Т. 15, № 7. С. 1429—1432. 2. Бахрах Л. Д., Блискивицкий А. А. Применение лазеров и волоконнооптических систем для управления формированием СВЧ-сигналов и их распределения в антенных решетках // Квант. электроника. 1988. Т. 15, № 5. С. 879—914. 3. Багликов В. Б., Долинин Р. Ю. Исследование датчика электрического поля на основе интегрально-оптического модулятора Маха—Цандера // Квант. электроника. 1988. Т. 15, № 10. С. 2155—2158. 4. Stephens W. E. // J. Lightwave Technol. 1987. Vol. LT-5, № 3. P. 380—387.

Поступила в редакцию 27.06.90

**СТАТИСТИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ ЛИНЕЙНЫХ АНТЕНН
ПО ЗАДАННОЙ ДИАГРАММЕ НАПРАВЛЕННОСТИ. Ч. 1**

Стремление синтезировать антенну с диаграммой направленности сколь угодно близкой к заданной нереализуемой диаграмме приводит к необходимости создания в антенне быстроосциллирующего амплитудно-фазового распределения (АФР) с большими пиковыми значениями и большой нормой тока. Подобные антенны обычно называют сверхнаправленными. Им присущ ряд отрицательных свойств: узкополосность, низкий КПД, малая эффективность, жесткие требования к установке и поддержанию необходимого АФР. Последнее является особенно неприятным, ибо в реальных антеннах в силу тех или иных причин всегда присутствуют случайные ошибки в АФР и это обстоятельство значительно усложняет практическую реализацию сверхнаправленных антенн. Поэтому при постановке задач синтеза обычно используют определенные условия, которые исключают решения, соответствующие сверхнаправленности. Как правило, эти условия формулируются в виде ограничений на какие-либо параметры, являющиеся функциями от АФР. Задаются эти ограничения в определенной степени произвольно, зачастую из тех или иных интуитивных соображений. Естественно, что при этом возникает определенное чувство неудовлетворенности, ибо такой подход сразу же исключает оценку возможности практической реализации антенны с «уникальными» свойствами при приемлемой степени проявления отрицательных черт сверхнаправленности.

Между тем, как уже отмечалось выше, всегда присутствующие в реальных антеннах случайности той или иной природы автоматически ограничивают проявление сверхнаправленности. Поэтому представляется вполне логичным и естественным при исследовании задач синтеза формулировать их сразу с статистической постановке, т. е. учитывать случайные ошибки в АФР с самого начала, на этапе постановки задачи. При этом отпадает необходимость в навязывании каких-либо дополнительных условий или ограничений и появляется возможность оценки предельно возможной близости практически реализуемой ДН к заданной. В этом и состоит привлекательность статистического подхода к задачам синтеза антенн.

Основной целью данной работы является статистический синтез антенн по их заданной ДН. Исследование будет проводиться на примере линейной системы непрерывно распределенных источников. Выбор этой системы обусловлен двумя соображениями. Во-первых, эта система является простейшей и поэтому оказывается возможным в значительной степени использовать чисто аналитические методы. Во-вторых, для непрерывной системы представляется

вполне естественным изучение влияния на решение задачи радиуса корреляции ошибок.

Постановка задачи синтеза и общее решение. Рассмотрим линейную антенну (линейную систему непрерывно распределенных и одинаково ориентированных источников) длиной L . Амплитудно-фазовое распределение в антенне реализуется со случайными фазовыми ошибками, характеризуемыми случайной функцией $\varphi(x)$. Множитель системы запишем, как это принято в работе [1], в следующем виде:

$$\hat{f}(u) = \frac{1}{2\pi} \int_{-1}^1 \dot{A}(x) e^{i[\varphi(x)+ux]} dx. \quad (1)$$

Здесь $\dot{A}(x)$ — функция, описывающая амплитудно-фазовое распределение, и нормированная к амплитуде и фазе центрального источника в отсутствие ошибок; $x = 2z/L$ — безразмерная продольная координата; $u = \frac{\pi L}{\lambda} \sin \theta = a \sin \theta$ — обобщенный угол; θ — угол, отсчитываемый от нормали к оси антенны; $a = \pi L/\lambda$.

Будем считать, что $\varphi(x)$ нормальная однородная случайная функция со средним значением $\overline{\varphi(x)} = 0$, дисперсией $\sigma^2(x) = \alpha$, а корреляционная функция зависит только от разности координат. Коэффициент корреляции выберем в гауссовой форме.

Задача формулируется следующим образом. Пусть $\hat{F}(u)$ — заданная комплексная ДН по полю, $\hat{f}(u)$ — случайная комплексная ДН по полю, создаваемая найденным АФР, реализуемым с фазовыми ошибками (т. е. ДН отдельной реализации АФР). Требуется найти такое регулярное АФР, которое с учетом заданных фазовых ошибок обеспечило бы минимум математического ожидания квадрата отклонения синтезируемой ДН $\hat{f}(u)$ от заданной $\hat{F}(u)$ во всей области видимости (в дальнейшем эту величину будем называть среднеквадратичным отклонением — СКО).

В развернутом виде СКО запишется следующим образом:

$$\begin{aligned} \bar{\varepsilon}^2 = \int_{-a}^a \overline{|\hat{F}(u) - \hat{f}(u)|^2} du = \int_{-a}^a \{ |\hat{F}(u)|^2 - [\hat{F}(u) \overline{\hat{f}(u)} + \\ + \overline{\hat{F}(u)} \hat{f}(u)] + \overline{|\hat{f}(u)|^2} \} du. \end{aligned} \quad (2)$$

Представим регулярное АФР в виде разложения по ортонормированной системе собственных функций преобразования Фурье $\{\psi_n(a, x)\}_{n=0}^{\infty}$

$$\dot{A}(x) = \sum_{n=0}^N \dot{b}_n \psi_n(a, ax). \quad (3)$$

В (3) и соответственно в дальнейших формулах верхний предел суммирования по n обозначен через N . При этом подразумевается, что N может быть сколь угодно большим числом. Функции $\psi_n(a, x)$

связаны с вытянутыми угловыми сфероидальными функциями (ВУСФ)

$$\psi_n(a, ax) = \frac{1}{\sqrt{a}} \frac{\sqrt{\lambda_n(a)}}{k_n(a)} S_{0n}(a, x), \quad x \in [-1, 1],$$

где $\lambda_n(a)$ — собственные значения, соответствующие функциям ψ_n , перенумерованные так, что $1 > \lambda_0 > \lambda_1 > \dots > \lambda_n > \dots > 0$; $k_n(a)$ — коэффициент, определяемый из условия нормировки ВУСФ

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

Слагаемые в (3) можно рассматривать как пространственные гармоники АФР, каждая из которых формирует свою ДН по полю, описываемую соответствующими слагаемыми из (4). Для гармоник с $n < \frac{2a}{\pi}$ максимум ДН находится в области видимости и их обычно называют активными, а гармоники с $n > \frac{2a}{\pi}$, у которых максимум в области мнимых углов, соответственно реактивными.

С учетом (3) средние ДН по полю и по мощности можно представить в следующем виде [2]:

$$\overline{\dot{f}(u)} = e^{-\frac{\alpha}{2}} \dot{f}_0(u) = e^{-\frac{\alpha}{2}} \sum_{n=0}^N \dot{a}_n \psi_n(a, u), \quad (4)$$

$$|\overline{\dot{f}(u)}|^2 = e^{-\alpha} \left\{ |\dot{f}_0(u)|^2 + \alpha \sum_{p=1}^{\infty} \sum_{m, n=0}^N \frac{\alpha^{p-1}}{p!} \dot{a}_n \dot{a}_m^* J_{nm}^{(p)}(a, c, u) \right\}, \quad (5)$$

где $\dot{f}_0(u)$ — ДН в отсутствие ошибок; $\dot{a}_n = i \sqrt{\lambda_n / 2\pi a} b_n$ — коэффициент разложения $\dot{f}_0(u)$ в ряд по собственным функциям $\psi_n(a, u)$; c — радиус корреляции в относительных единицах, связанный с абсолютным радиусом корреляции ρ соотношением $c = 2\rho/L$,

$$J_{nm}^{(p)}(a, c, u) = \frac{i^{m-n}}{2\pi k_n k_m} \int_{-1}^1 \int_{-1}^1 S_{0n}(a, x) S_{0m}(a, x_1) e^{-\frac{(x-x_1)^2}{(c^2/p)} + iu(x-x_1)} dx dx_1.$$

Заданную диаграмму направленности $\dot{F}(u)$ также представим в виде разложения по $\psi_n(a, u)$

$$\dot{F}(u) = \sum_{n=0}^{\infty} \dot{d}_n \psi_n(a, u). \quad (6)$$

Подставляя соотношения (4) — (6) в (2) и проводя интегрирование по u , для $\overline{\varepsilon^2}$ получаем

$$\overline{\varepsilon^2} = \varepsilon_0^2 + \langle \omega^* B_0^{-1} \omega \rangle - e^{-\frac{\alpha}{2}} [\langle a^* \omega \rangle + \langle \omega^* a \rangle] + e^{-\alpha} \langle a^* V a \rangle. \quad (7)$$

Здесь $\varepsilon_0^2 = \sum_{n=N+1}^{\infty} \lambda_n d_n^2$ — СКО решения детерминированной задачи синтеза при учете в разложении для АФР $(N+1)$ гармоники; ω — вектор-столбец размерности $(N+1)$ с элементами $\lambda_n d_n$; a — вектор-столбец размерности $(N+1)$ с элементами a_n ; B_0 — диагональная матрица размерности $(N+1) \times (N+1)$ с элементами $\lambda_n \delta_{nm}$; V — квадратная матрица той же размерности, что и B_0 с элементами $(\lambda_n \delta_{nm} + \alpha B_{nm})$; δ_{nm} — символ Кронекера;

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

$$J_{nm}^{(p)}(a, c) = \int_{-a}^a J_{nm}^{(p)}(a, c, u) du = \frac{i^{m-n}}{\pi k_n k_m} \int_{-1}^1 S_{0n}(a, x) \times \\ \times S_{0m}(a, x_1) \frac{\sin a(x-x_1)}{(x-x_1)} e^{-\frac{\rho(x-x_1)^2}{c^2}} dx dx_1.$$

Приравнивая нулю первую вариацию выражения (7) по вектору a^* , получаем решение поставленной задачи синтеза

$$a' = e^{\frac{\alpha}{2}} (V^{-1} \omega); \quad (8)$$

$$\varepsilon_{\min}^2 = \varepsilon_0^2 + \langle \omega^* (B_0^{-1} - V^{-1}) \omega \rangle. \quad (9)$$

Формулы (8) и (9) справедливы при любой величине дисперсии и радиуса корреляции ошибок.

В случае малых ошибок ($\alpha < 1$) выражения (8) и (9) можно упростить, если воспользоваться для обратной матрицы V^{-1} следующим представлением [2]:

$$V^{-1} = (B_0 + \alpha B_1^{(1)})^{-1} + \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n \alpha^n [(B_0 + \alpha B_1^{(1)})^{-1} B_1^{(2)}]^n (B_0 + \alpha B_1^{(1)})^{-1}, \quad (10)$$

где $(B_0 + \alpha B_1^{(1)})$ — диагональная матрица с элементами $(\lambda_n + \alpha B_{nn}) \delta_{nm}$; $B_1^{(2)}$ — квадратная симметрическая матрица с элементами $B_{nm} (1 - \delta_{nm})$. Все матрицы имеют размерности $(N+1) \times (N+1)$.

Подставляя (10) в формулы (8) и (9), и ограничиваясь затем в них двумя членами разложения, получаем в явном виде выражения для a_n и ε_{\min}^2 , пригодные для случая малых фазовых ошибок

$$\hat{a}_n = e^{\frac{\alpha}{2}} \left\{ \frac{d_n}{1 + \alpha \frac{I_{nn}}{\lambda_n}} - \alpha \sum_{\substack{m=0 \\ m \neq n}}^N \frac{I_{nm}}{\left(1 + \alpha \frac{I_{nn}}{\lambda_n}\right) \left(1 + \alpha \frac{I_{mm}}{\lambda_m}\right)} \cdot \frac{d_m}{\lambda_n} \right\}; \quad (11)$$

$$b_n = i^n \sqrt{2\pi\alpha/\lambda_n} a_n;$$

$$\varepsilon_{\min}^2 = \varepsilon_0^2 + \alpha \left[\sum_{n=0}^N \frac{I_{nn} d_n^2}{\left(1 + \alpha \frac{I_{nn}}{\lambda_n}\right)} + \sum_{\substack{n, m=0 \\ n \neq m}}^N \frac{I_{nm} d_n d_m^*}{\left(1 + \alpha \frac{I_{nn}}{\lambda_n}\right) \left(1 + \alpha \frac{I_{mm}}{\lambda_m}\right)} \right]. \quad (12)$$

Полученные соотношения были использованы при синтезе ДН секторной формы для линейной антенны поперечного излучения. Ширина по нулевому уровню задавалась равной $(2\Delta u/a) = 0,8$; длина антенны $L = 3\lambda$, $(a = 3\pi)$. Все численные результаты, приводимые в данной работе, относятся к синтезу именно этой ДН.

На рис. 1 (кривая 1) показана ДН, по мощности соответствующая оптимальному АФР, определенному при условии, что диспер-

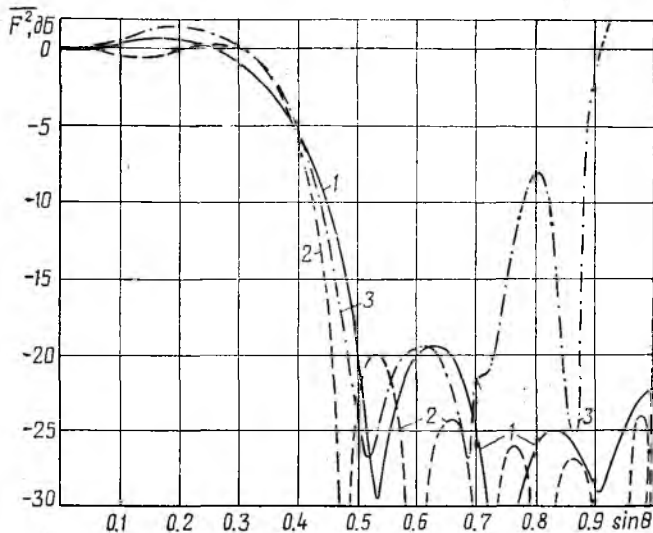


Рис. 1

сия ошибок $\alpha = 10^{-2}$ ($\Delta\phi = 5,7^\circ$) и $c = 1,2$ ($\rho/\lambda = 1,8$). Минимальное

СКО, деленное на квадрат нормы заданной ДН $\|F\|^2 = \int_0^{\pi/2} |F(u)|^2 du$,

при этом равно $\varepsilon_{\min}^2 / \|F\|^2 = 0,0687$. Уровень бокового излучения вне заданного сектора не более 19 дБ.

Здесь же (кривая 2) приведена оптимальная ДН, полученная при детерминированном синтезе ($\alpha = 0$) и $N = 18$, при этом $\varepsilon_0^2 / \|F\|^2 = 0,0338$. В этом случае главный лепесток по форме ближе к секториальному, чем при статистическом синтезе, но уровень бокового излучения не менее -14 дБ. Кроме того, при наложении на оптимальное АФР фазовых ошибок с $\alpha = 10^{-2}$ и $c = 1,2$, диаграмма направленности искажается и становится не только хуже полученной при статистическом синтезе, но и практически неприемлемой (кривая 3). Это является подтверждением хорошо известного факта в детерминированной теории антенн, что можно синтезировать ДН, сколь угодно близкую к любой заданной $F(u)$, но получаемое решение оказывается чрезвычайно чувствительным к ошибкам в АФР [3].

Минимальное СКО и параметры случайных ошибок. Изучим влияние величины параметров случайных ошибок на минимальное СКО синтезированной ДН от заданной.

Соотношения (9) и (12) при $N \rightarrow \infty$ определяют предельно достижимое минимальное СКО при учете, что оптимальное АФР, найденное в результате синтеза, будет реализовано с заданными фазовыми ошибками. В наиболее интересном для практики случае малых ошибок ($\alpha < 1$) из (12) имеем

$$\overline{\varepsilon_{\min}^2} = \alpha \sum_{n=0}^{N_{\max}} \frac{I_{nn}(a, c) d_n^2}{\left(1 + \alpha \frac{I_{nn}}{\lambda_n}\right)} \left[1 + \sum_{\substack{m=0 \\ m \neq n}}^{N_{\max}} \frac{I_{nm}(a, c)}{\left(1 + \alpha \frac{I_{mm}}{\lambda_m}\right)} \cdot \frac{d_m^*}{d_n^*} \right]. \quad (13)$$

Заметим, что, хотя $N \rightarrow \infty$, однако при вычислении суммы достаточно ограничиться некоторым конечным числом $N_{\max}(a, \alpha, c)$. Вопрос об определении величины $N_{\max}(a, \alpha, c)$ обсуждается ниже.

Наиболее просто выглядит выражение для $\overline{\varepsilon_{\min}^2}$ при очень малых ($c \ll 1$) и больших ($c \gg 1$) радиусах корреляции. При $c \ll 1$ все ($I_{mn}(a, c)$, у которых $n \neq m$, пренебрежимо малы [2] и, следовательно,

$$\overline{\varepsilon_{\min}^2} = \alpha \sum_{n=0}^{N_{\max}} \frac{I_{nn} d_n^2}{\left(1 + \alpha \frac{I_{nn}}{\lambda_n}\right)}. \quad (14)$$

Для $c \gg 1$ величина

$$I_{nm}(a, c) = \lambda_n(a) \delta_{nm} \text{ и } \overline{\varepsilon_{\min}^2} = \frac{\alpha}{1 + \alpha} \sum_{n=0}^{N_{\max}} \lambda_n d_n^2. \quad (15)$$

Очевидно, что если $\alpha \rightarrow 0$, то $\overline{\varepsilon_{\min}^2} \rightarrow 0$, и мы приходим к известному результату в детерминированной теории синтеза.

Отметим следующий момент, связанный с поведением $\overline{\varepsilon_{\min}^2}(N)$, определяемого по формуле (12) при изменении АФР, обусловленном увеличением числа членов в разложении в ряд. При детерминированном синтезе с увеличением N величина ε_0^2 уменьшается монотонно, так как уменьшается количество положительных слагаемых в выражении для ε_0^2 . При синтезе в статистической постановке ситуация иная. Для простоты рассмотрим случай малых радиусов корреляции. Используя (12) и (14), при $c \ll 1$ можно показать, что

$$\overline{\varepsilon_{\min}^2}(N+1) = \overline{\varepsilon_{\min}^2}(N) - \lambda_{N+1} \frac{d_{N+1}^2}{\left(1 + \alpha \frac{I_{N+1, N+1}}{\lambda_{N+1}}\right)} = \overline{\varepsilon_{\min}^2}(N) - \Delta \varepsilon^2. \quad (16)$$

Видно, что, во-первых, уменьшение СКО с ростом N происходит значительно медленнее, чем при детерминированном синтезе ($\Delta \varepsilon_0^2 = \lambda_{N+1} d_{N+1}^2$), так как знаменатель всегда больше единицы. Во-вторых, существует такое $N = N_{\max}(a, \alpha, c)$, начиная с которого $\Delta \varepsilon^2$ стано-

вится настолько малым, что дальнейшее увеличение N практически не приводит к уменьшению СКО. Как показали расчеты $N_{\max}(a, \alpha, c)$, может быть определено из условия $\alpha(I_{N_{\max}, N_{\max}}) \lambda_{N_{\max}} = 10$.

В таблице приведены значения минимального нормированного на $\|F\|^2$ СКО синтезированной ДН от секторной при $\alpha = 10^{-2}$ и раз-

$c \backslash N$	6	10	14	18
0,4	0,0937	0,0783	0,0783	0,0782
0,8	0,0939	0,0744	0,0744	0,0743
1,2	0,0939	0,0689	0,0688	0,0687
2,0	0,0939	0,0627	0,0715	0,0615
10	0,0939	0,0606	0,0569	0,0439
∞	0,0849	0,0511	0,0474	0,0438

личных значениях радиуса корреляции и количества учитываемых гармоник N . Из нее следует, что, например, для $c = 0,4$ все гармоники, начиная с 12-й, не влияют на минимальное СКО, т. е. $N_{\max} = 10$. Соответственно для $c = 1,2$ и $2,0$ максимальные значения N равны $N_{\max} = 12$ и 14 .

Остановимся теперь на зависимости минимального СКО $\overline{\varepsilon_{\min}^2}$ от параметров α и c . Характер влияния дисперсии ошибок на $\overline{\varepsilon_{\min}^2}$ легко устанавливается из выражения (12) — с увеличением α величина СКО возрастает. Штриховые кривые, изображенные на рис. 2, подтверждают этот вывод. Зависимость от радиуса корреляции значительно сложнее. Для получения представления о ее характере воспользуемся результатами численных расчетов, которые показаны сплошными кривыми на рис. 2. Видно, что имеется явно выраженный максимум $\overline{\varepsilon_{\min}^2}$ как функции c . Значение c , при котором имеет место этот максимум, зависит от α — чем меньше α , тем при меньших значениях радиуса корреляции $\overline{\varepsilon_{\min}^2}$ принимает максимальное значение.

Таким образом, в реальных условиях (при наличии случайных фазовых ошибок в АФР) принципиально нельзя синтезировать ДН, сколь угодно близкую к заданной нереализуемой диаграмме. Минимальное СКО определяется величиной параметров случайных ошибок: дисперсии α и радиуса корреляции c . При этом оптимальное АФР

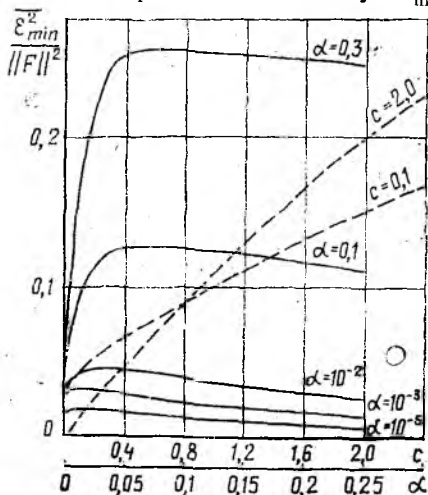


Рис. 2

достигается при ограниченном числе членов в его разложении в ряд. Это число также зависит от параметров случайных ошибок.

Список литературы: 1. Шифрин Я. С. Вопросы статистической теории антенн. М., 1969. 294 с. 2. *Сверхнаправленность* в статистической теории антенн / Я. С. Шифрин, В. В. Должиков, В. Ю. Радченко // Харьков. ин-т радиоэлектроники. X., 1988. 140 с. Деп. в УкрНИИТИ 05.01.88, № 86-Ук88. 3. Минкович Б. М., Яковлев В. П. Теория синтеза антенн. М., 1969. 294 с.

Поступила в редколлегию 25.07.90

УДК 621.396.67

В. В. ДОЛЖИКОВ, канд. физ.-мат. наук, В. Ю. РАДЧЕНКО

СТАТИСТИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ ЛИНЕЙНЫХ АНТЕНН ПО ЗАДАННОЙ ДИАГРАММЕ НАПРАВЛЕННОСТИ. Ч. 2

Чувствительность и устойчивость решения задачи синтеза. Задачи детерминированного синтеза, которые относятся к некорректным задачам, требуют для получения устойчивого решения регуляризации путем введения дополнительной информации о решении в виде дополнительных ограничений на тот или иной функционал от АФР. Статистический же подход к синтезу ДН сразу приводит к математически корректной задаче. Применительно к рассматриваемой в данной работе задаче синтеза это можно показать наиболее просто для случая малых фазовых ошибок в АФР, когда радиус корреляции их значительно меньше единицы ($c \ll 1$).

Запишем полученное в первой части работы выражение для матожидания квадратичного отклонения синтезируемой случайной диаграммы по полю $\hat{f}(u)$ от заданной $\bar{F}(u)$ во всей области видимых углов

$$\bar{\epsilon}^2 = \int_{-a}^a \overline{|\hat{F}(u) - \hat{f}(u)|^2} du = \int_{-a}^a \{ |\hat{F}(u)|^2 - [\hat{F}(u) \overline{\hat{f}^*(u)} + \overline{\hat{f}^*(u)} \hat{F}(u)] + \overline{|\hat{f}(u)|^2} \} du. \quad (1)$$

Напомним, что задача синтеза заключалась в отыскании такого регулярного амплитудно-фазового распределения $A(x)$, которое при наличии в антенне случайных фазовых ошибок с заданными a и c обеспечивало бы минимум $\bar{\epsilon}^2$.

Воспользуемся известной формулой для среднего значения квадрата ДН по полю (средней ДН по мощности) [1]:

$$|\hat{f}(u)|^2 = |\bar{f}(u)|^2 + |\Delta \hat{f}(u)|^2.$$

С учетом данной формулы выражение (1) можно привести к следующему виду:

$$\bar{\epsilon}^2 = \int_{-a}^a |\hat{F}(u) - \bar{f}(u)|^2 du + \int_{-a}^a \overline{|\Delta \hat{f}(u)|^2} du. \quad (2)$$

Подынтегральная функция в последнем слагаемом для случая малых радиусов корреляции ($c \ll 1$) и малых фазовых ошибок, при принятых в первой части предположениях относительно статистики ошибок, с точностью до первых степеней дисперсии ошибок α имеет вид [1]

$$\overline{|\Delta \dot{f}(u)|^2} = \alpha \sqrt{\pi} c e^{-\frac{u^2 c^2}{4}} \int_{-1}^1 |\dot{A}(x)|^2 dx, \quad (3)$$

где $A(x)$ — регулярное АФР в антенне.

Подставляя выражение (3) в (2) и проведя интегрирование, получим

$$\bar{\varepsilon}^2 = \int_{-a}^a |\dot{F}(u) - \overline{\dot{f}(u)}|^2 du + \alpha \left[2\pi \Phi\left(\frac{ac}{2}\right) \int_{-1}^1 |\dot{A}(x)|^2 dx \right], \quad (4)$$

где $\Phi\left(\frac{ac}{2}\right)$ — интеграл вероятности.

Из физических соображений ясно, что функция, описывающая амплитудно-фазовое распределение в линейной антенне $\dot{A}(x)$, принадлежит гильбертову пространству $L_2[-1, 1]$. Известно [2], что в этом случае (т. е. если $\dot{A}(x) \in L_2[-1, 1]$) задача минимизации функционала (4) является корректной и имеет устойчивое решение.

Выражение (4) позволяет установить еще один интересный факт. Пусть задана детерминированная ДН $F(u)$. Необходимо определить регулярное АФР, обеспечивающее минимальное квадратичное отклонение (КО) синтезированной средней ДН по полю $\dot{f}(u)$ от заданной. Такая задача в общем случае некорректна, ибо средняя ДН может быть нереализуемой. Применение для ее решения метода регуляризации по схеме Тихонова с априорно заданным параметром регуляризации приводит к экстремальной задаче для сглаживающего функционала следующего вида:

$$M^\alpha = \int_{-a}^a |\dot{F}(u) - \overline{\dot{f}(u)}|^2 du + \alpha \Omega[\dot{A}(x)], \quad (5)$$

где α — параметр регуляризации; Ω — стабилизирующий функционал. Из сравнения (4) и (5) следует, что статистический синтез антенны с минимальным СКО синтезированной случайной ДН по полю от заданной эквивалентен детерминированному синтезу антенны с минимальным КО синтезированной средней ДН по полю от заданной, проведенному с привлечением метода регуляризации по Тихонову. При этом в качестве стабилизирующего функционала должен быть взят квадрат нормы АФР. Эквивалентность нужно понимать в том смысле, что в обоих случаях мы приходим к экстремальной задаче относительно функционала одного и того же вида. Поэтому можно говорить о том, что учет информации о статистике случайных ошибок в АФР при статистическом синтезе приводит

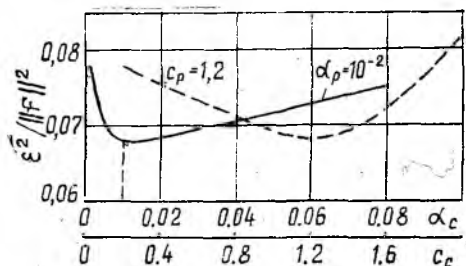


Рис. 1

к естественной регуляризации решения задачи синтеза антенны по заданной средней диаграмме направленности.

Возникает естественный вопрос о связи значений параметров α и c и степени устойчивости получаемого решения задачи статистического синтеза. Иными словами, речь идет о том, при каких значениях α и c естественной регуляризации достаточно для получения устойчивых решений.

В работе [3] предложено характеризовать устойчивость и чувствительность решения задачи статистического синтеза с отклонением параметра, по которому проводился синтез, при неточности задания параметров ошибок на этапе постановки задачи или неточности реализации параметров ошибок соответственно. На рис. 1 приведены кривые зависимости нормированного СКО от величины α_c и C_c , задаваемых в качестве исходных данных. Параметры фазовых ошибок, с которыми реализуются найденные АФР, равны $\alpha_p = 10^{-2}$, $C_p = 1,2$. Видно, что если при решении задачи синтеза параметры ошибок задаются неточно, то результирующее СКО будет больше, чем если бы $\alpha_c = \alpha_p$ и $C_c = C_p$. Однако это отклонение сравнительно невелико. Так, при $\Delta C_c/C_p = 25\%$ отклонение $\bar{\varepsilon}^2/||F||^2$ от оптимального значения не более 2,5 %.

В таблице приведены величины $\frac{\varepsilon_{\text{опт}}^2 - \bar{\varepsilon}^2}{\varepsilon_{\text{опт}}^2}$ при различных значениях параметров погрешностей реализации для $\alpha_c = 10^{-2}$ и $C_c = 0,8; 1,2$. Эти данные позволяют оценить чувствительность полученного решения к отклонению параметров ошибок при реализации оптимального АФР от их значений, заданных при синтезе. Видно, что чувствительность

В таблице приведены величины $\frac{\varepsilon_{\text{опт}}^2 - \bar{\varepsilon}^2}{\varepsilon_{\text{опт}}^2}$ при различных значениях

параметров погрешностей реализации для $\alpha_c = 10^{-2}$ и $C_c = 0,8; 1,2$. Эти данные позволяют оценить чувствительность полученного решения к отклонению параметров ошибок при реализации оптимального АФР от их значений, заданных при синтезе. Видно, что чувствительность

$\alpha_p = \alpha_c = 10^{-2}; C_c = 0,8$		$C_p = C_c = 1,2; \alpha_c = 10^{-2}$		$C_p = C_c = 0,8; \alpha_c = 10^{-2}$	
C_p	$\frac{\varepsilon_{\text{опт}}^2 - \bar{\varepsilon}^2}{\varepsilon_{\text{опт}}^2}$	α_p	$\frac{\varepsilon_{\text{опт}}^2 - \bar{\varepsilon}^2}{\varepsilon_{\text{опт}}^2}$	α_p	$\frac{\varepsilon_{\text{опт}}^2 - \bar{\varepsilon}^2}{\varepsilon_{\text{опт}}^2}$
2,0	$4,81 \cdot 10^{-2}$	0	$+2,054 \cdot 10^{-1}$	0	$+1,783 \cdot 10^{-1}$
1,6	$4,46 \cdot 10^{-2}$	10^{-4}	$+2,033 \cdot 10^{-1}$	10^{-4}	$+1,765 \cdot 10^{-1}$
1,2	$3,51 \cdot 10^{-2}$	10^{-3}	$+1,847 \cdot 10^{-1}$	10^{-3}	$+1,603 \cdot 10^{-1}$
1,0	$2,37 \cdot 10^{-2}$	10^{-2}	0,000	10^{-2}	0,000
0,8	0,00	$2 \cdot 10^{-2}$	$-1,93 \cdot 10^{-1}$	$2 \cdot 10^{-2}$	$-2,1 \cdot 10^{-1}$
0,6	$-5,96 \cdot 10^{-2}$	$3 \cdot 10^{-2}$	$-3,84 \cdot 10^{-1}$	$3 \cdot 10^{-2}$	$-3,33 \cdot 10^{-1}$
0,4	$-1,73 \cdot 10^{-1}$	$4 \cdot 10^{-2}$	$-5,61 \cdot 10^{-1}$	$4 \cdot 10^{-2}$	$-5 \cdot 10^{-1}$

оптимального решения невысока. Так, например если $\alpha_c = 10^{-2}$ ($\Delta\varphi = 5,73^\circ$), то отклонение уровня погрешностей при реализации на $\pm 5,7^\circ$ (100 %) дает изменение СКО менее, чем на 50 %. Отклонение C_p от C_c на $\pm 25\%$ приводит к изменению СКО соответственно не более чем на 6 %. Следует отметить, что характер изменения $\bar{\varepsilon}^2$ при небольших отклонениях α_p от α_c и C_p от C_c близок к линейному. Заметим, что при неточном задании параметров ошибок в качестве исходных данных при синтезе характер изменения $\bar{\varepsilon}^2$ близок к квадратичному (см. рис. 1).

К выводу о слабой чувствительности оптимального решения задачи синтеза в статистической постановке можно также прийти, если обратиться к ДН, представленным кривыми 1 и 2 на рис. 2. Кривая 1 — это средняя по мощности ДН, соответствующая оптимальному АФР для случая $\alpha_c = \alpha_p = 10^{-2}$ ($\Delta\varphi = 5,7^\circ$), $C_c = C_p = 1,2$; кривая 2 — средняя диаграмма направленности по мощности при $\alpha_p = 4 \cdot 10^{-2}$ ($\Delta\varphi = 11,4^\circ$), $C_p = C_c = 1,2$. Диаграммы практически не различаются в области главного лепестка, незначительные отличия появляются в основном в области дальних боковых лепестков.

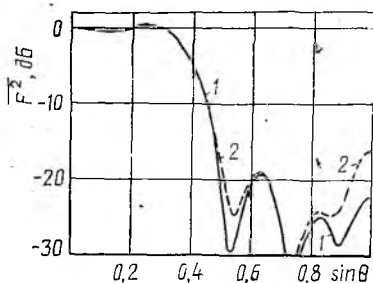


Рис. 2

Как уже отмечалось ранее, наложение фазовых ошибок с $\Delta\varphi = 5,7^\circ$ ($\alpha = 10^{-2}$) и $c = 1,2$ на оптимальное АФР, полученное при детерминированном синтезе с $N = 18$, делает ДН совершенно неприемлемой (рис. 1, кривые 1 и 3, см. ч. 1).

Таким образом, учет даже весьма незначительных по уровню фазовых ошибок $\alpha = 10^{-2}$ приводит к вполне приемлемой для практики степени естественной регуляризации решения задачи синтеза, т. е. к слабому проявлению сверхнаправленности.

Список литературы: 1. Шифрин Я. С. Вопросы статистической теории антенн. М., 1970. 384 с. 2. Васильев Ф. П. Методы решения экстремальных задач. М., 1981. 400 с. 3. Сверхнаправленность в статистической теории антенн / Я. С. Шифрин, В. В. Должиков, В. Ю. Радченко. Харьк. ин-т радиоэлектроники. 1988. 140 с. Деп. в УкрНИИТИ 05.01.88, № 86—Укр88.

Поступила в редколлегию 25.07.90

УДК 621.396.96

И. И. ПОТАПОВ, В. В. ШИТОВ

**АЛГОРИТМ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ ОБРАБОТКИ
В УСЛОВИЯХ АПРИОРНОЙ ИНФОРМАЦИИ
О МЕШАЮЩИХ ОТРАЖЕНИЯХ**

Часто встречается ситуация, когда РЛС функционирует при заданных источниках помех, практически не меняющихся во времени. К помехам такого типа относятся отражения от местных

предметов, подстилающей поверхности. Для увеличения отношения сигнал — помеха, возникающее при отражении от земной поверхности предлагается создавать провалы в диаграмме направленности (ДН) антенной системы, работающей на прием, путем отключения части элементов многоканальной антенной системы.

Предлагаемый алгоритм пространственной обработки состоит из двух основных частей. Первая предназначена для нахождения координат отключаемых элементов и хранения состояния каналов для заданных импульсных объемов приема. Другая часть алгоритма, используя полученную информацию, управляет отключением элементов в соответствии с приемом конкретного импульсного объема.

Нахождение координат отключаемых элементов возможно несколькими путями. Более подробно рассмотрим решение поставленной задачи численным методом. Первый этап алгоритма состоит в построении карты помех, под которой понимается распределение мощности мешающих отражений в зависимости от пространственных координат и дальности от антенной системы до рассматриваемых отражающих участков.

При построении карты помех находят области подстилающей поверхности, от которых возможны отражения в сторону РТС, чтобы выявить наблюдаемость участка местности, а также рассчитать ожидаемые уровни мешающих отражений от выявленных областей.

В настоящее время местоположение участков местности, от которых ожидаются отражения в сторону РТС, как правило, определяются по цифровым картам рельефа местности, которые позволяют простыми алгоритмами выявить наблюдаемость участков местности.

При расчетах уровней отражения в сторону РТС используется модель земной поверхности, описанная в работе [1].

Следующим этапом алгоритма является поиск координат отключаемых каналов. С этой целью рассматривается функционал

$$I(\vec{A}) = \|R(\vec{v}) - F(\vec{v}, \vec{A})\|, \quad \vec{A} = [A_1, A_2, \dots, A_n], \quad (1)$$

где $R(\vec{v})$ — заданная ДН, у которой направления провалов совпадают с углами прихода мешающих отражений; $F(\vec{v}, \vec{A})$ — диаграмма направленности многоканальной антенной системы; \vec{A} — вектор состояния каналов антенной системы. Элементы вектора могут принимать два значения. Рабочий канал соответствует единичному значению элемента вектора \vec{A} , а отключенный — нулевому значению. Размерность вектора равна числу каналов антенной системы, участвующих в работе алгоритмов.

Минимизацию функционала (1) можно рассматривать как выбор ДН системы из конечного множества, наиболее подходящую к заданной помеховой обстановке.

Минимизация функционала (1) представлялась в среднеквадратическом виде:

$$I(\vec{A}) = \left[\int_{\Omega} (|R(\vec{v})| - |F(\vec{v}, \vec{A})|)^2 \rho(\vec{v}) d\Omega \right]^{1/2}, \quad (2)$$

где $\rho(\vec{v})$ — весовая функция, позволяющая выделить определенные части ДН.

В режиме обнаружения сигналов снижение главного максимума ДН нежелательно, поэтому в этом секторе функция $\rho(\vec{v})$ имеет наибольшее значение. В режиме сопровождения величина $\rho(\vec{v})$ в секторе главного лепестка меньше, чем в секторе формирования провалов. Это приводит к снижению коэффициента усиления в направлении максимума ДН, однако в этом случае глубина провалов возрастает.

Для нахождения координат отключаемых элементов рассчитывался градиент функционала (2)

$$\nabla(I(\vec{A})) = \frac{\partial I(\vec{A})}{\partial \vec{A}}. \quad (3)$$

Элементы градиента с наибольшей отрицательной величиной указывают на координаты каналов, которые целесообразно отключить. Число отключаемых каналов не должно превышать определенного количества. Для более точного решения задачи минимизации целесообразно после нахождения градиента (3) отключать всего один элемент. Удовлетворительные результаты дает последовательное отключение элементов с запоминанием координаты канала, отключение которого доставляет минимальное значение функционалу (2). Отметим, что возможен и экспериментальный путь нахождения координат отключаемых элементов для заданного импульсного объема.

Рассмотрим результаты минимизации функционала (2) с целью пространственной селекции мешающих отражений. В качестве антенной системы рассматривалась эквидистантная линейная одиннадцатизлементная решетка излучателей, состоящая из одинаковых элементов, расположенных на расстоянии $\lambda/2$.

Заданная диаграмма направленности $R(\vec{v})$ представлялась главным лепестком с направлением \vec{v}_0 и провалом в направлении первых двух боковых лепестков. Весовая функция $\rho(\vec{v})$ требовала формирования провалов с коэффициентом 4 для боковых лепестков и 2 — для направления главного максимума. В результате проведенного синтеза были получены ДН системы и элементы вектора \vec{A} , доставляющие минимум функционала (2).

На рис. 1 изображена ДН в случае прихода мешающих отражений по второму боковому лепестку (непрерывная линия), штриховая линия показывает диаграмму до отключения элементов.

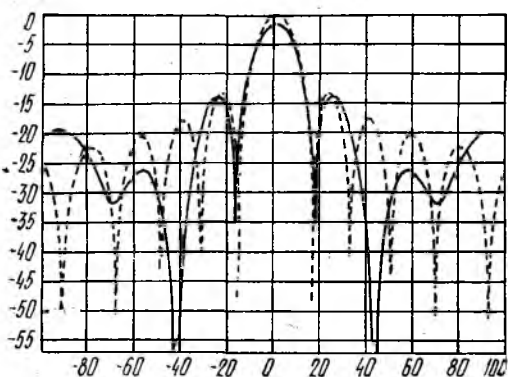


Рис. 1

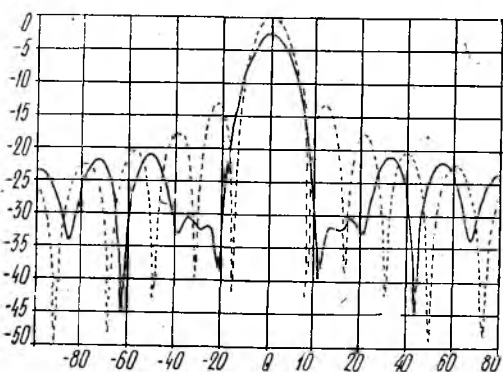


Рис. 2

ления антенны в главном направлении на величину, приблизительно равную

$$\Delta G = 20 \lg \left(\frac{M_{\text{откл}}}{M} \right), \text{ дБ,}$$

где $M_{\text{откл}}$ — количество отключаемых элементов для равномерного распределения амплитуды.

Возможен предварительный расчет ДН системы при некоторых отключенных элементах. Из рассчитанных диаграмм выбирается та, которая по критерию (2) приближается к необходимой. Точное сравнение проводится для каждого импульсного объема РТС. Описанный алгоритм имеет ряд достоинств, определяющих возможность использования предварительно проведенного расчета координат отключаемых элементов. Положения элементов определяются конкретной позицией и положением основного лепестка диаграммы.

Поиск отключаемых элементов можно проводить, используя саму РЛС, находящуюся на конкретной местности. В этом случае,

Полученная ДН соответствует решетке с отключенным шестым элементом ($A_6=0$). Проведенные расчеты показывают снижение в заданном минимизированном секторе среднего уровня ДН с — 22 дБ. по — 34 дБ.

На рис. 2 представлена ДН в случае прихода мешающих отражений по первому и второму боковому лепестку совместно. В этом случае отключенные элементы имеют координаты 2 и 10 ($A_2=0$ и $A_{10}=0$). Штриховой линией показана ДН до отключения элементов. Снижение среднего уровня в минимизируемых секторах по сравнению с имевшимся составляет от — 20 дБ до — 29 дБ для первого и второго боковых лепестков. Снижение среднего уровня подаваемого сектора диаграммы направленности происходит за счет уменьшения коэффициента усиления, приблизительно

например, для каждого текущего положения луча, поочередно отключая элементы, выделяют те, при отключении которых наиболее уменьшаются мешающие отражения. Минимизация ведется для каждого импульсного объема. Достоинством метода непосредственного поиска является то, что координаты отключаемых элементов находятся при использовании РЛС без предварительных расчетов. Возможна также коррекция таблицы номеров отключаемых элементов непосредственно во время работы РЛС.

Таким образом, из приведенных фактов можно сделать вывод о практической значимости этих предложений и необходимости экспериментальной проверки полученных результатов.

Список литературы: 1. *Бартон Д. К.* Модели мешающих отражений от земной поверхности для анализа и проектирования РЛС // *Гр. ин-та инж. по электротехнике и радиоэлектронике* 1985. Т. 73, № 2. С. 27—34. 2. *Зелкин Е. Г., Соколов В. Г.* Методы синтеза антенн. М., 1980. 296 с.

Поступила в редакцию 19.07.90

УДК 621.396.677

Л. Г. КОРНИЕНКО, д-р техн. наук, О. А. ВОЙТОВИЧ

ВЛИЯНИЕ ПОДСТИЛАЮЩЕЙ ПОВЕРХНОСТИ И СПОСОБА ФАЗИРОВАНИЯ ФАР НА ЭФФЕКТИВНОСТЬ АВТОКОМПЕНСАТОРА ПОМЕХ

Проанализировано влияние на предельный коэффициент подавления помех неидентичности частотных характеристик каналов приема радиоволн автокомпенсатора, которые обусловлены наличием отражений от подстилающей поверхности, несовпадением ширины полос пропускания и дисперсионными свойствами трактов, различием способов фазирования основной и вспомогательной ФАР, кривизной фронта помеховой радиоволны. Определены условия, способствующие повышению коэффициента подавления помех автокомпенсатора.

Достижению предельных показателей автокомпенсаторов (АК) помех препятствуют неидентичности частотных характеристик (ЧХ) основного и компенсационного каналов приема. В работах [1; 2] изучена эффективность обработки в адаптивных антеннах, неидентичности ЧХ каналов которых описываются априорно задаваемыми функциями или обусловлены наличием запаздывания падающих радиоволн, в частности, из-за разноса фазовых центров антенн.

Цель работы — изучение влияния на коэффициент подавления помехи одноканальным АК многолучевости распространения радиоволн, обусловленной отражениями от подстилающей поверхности, при наличии дисперсии фидерных трактов, а также способов фазирования основной и вспомогательной ФАР при нахождении источника помехи в дальней или промежуточной зонах совокупного раскрытия антенн.

Коэффициент подавления АК узкополосной стационарной помехи в виде квазibelого шума определяется следующим соотношением: $K_n = [1 - |\rho|^2]^{-1}$ (1), где

$$\rho = \left[\int_{\Omega} X_0^*(f, \vec{u}) X_1(f, \vec{u}) df \right] \left[\int_{\Omega_0} |X_0(f, \vec{u})|^2 df \int_{\Omega_1} |X_1(f, \vec{u})|^2 df \right]^{-0,5}$$

— коэффициент корреляции ЧХ основного $X_0(f, \vec{u})$ и компенсационного $X_1(f, \vec{u})$ каналов приема помехи, воздействующей с направления орта \vec{u} . Пределы интегрирования по частоте определяются интервалами $\Omega_0 \in [f_0 - 0,5\Pi_0, f_0 + 0,5\Pi_0]$, $\Omega_1 \in [f_1 - 0,5\Pi_1, f_1 + 0,5\Pi_1]$, где Π_0, Π_1 — полосы пропускания основного и компенсационного каналов со средними частотами f_0 и f_1 соответственно, область частот $\Omega \in [f_c - 0,5\Pi_c, f_c + 0,5\Pi_c]$ определяется пересечением областей Ω_0 и Ω_1 .

Выражение (1), полученное при условии, что адаптивный комплексный вес АК является частотно-независимым, определяет верхнюю границу коэффициента подавления, которая достигается при отсутствии внутренних шумов в каналах приема и совпадает с приведенными в работе [3] для одинаковых полос пропускания каналов.

Пусть фазовые центры основной и вспомогательной антенн подняты над плоской однородной подстилающей поверхностью на высоты h_0 и h_1 соответственно. Примем, что эффективные площади антенн и коэффициент отражения слабо зависят от частоты в пределах полосы пропускания каналов, диаграммы направленности (ДН) основной и вспомогательной антенн в свободном пространстве ориентированы под углами Θ_M^0 и Θ_M^B относительно линии горизонта и имеют значения $F_0(\Theta - \Theta_M^0)$, $F_1(\Theta - \Theta_M^B)$ в направлении прихода прямой волны и $F_0(-\Theta - \Theta_M^0)$, $F_1(-\Theta - \Theta_M^B)$ в направлении прихода отраженной волны. Тогда, используя метод отражательной трактовки и соотношение (1), получим следующее выражение для квадрата модуля коэффициента корреляции ЧХ:

$$\begin{aligned} |\rho|^2 = & \Pi_c^2 \left[e^{-j2\pi f_c \tau_{np}} \text{sinc } \pi \Pi_c \tau_{np} + T_1 e^{-j2\pi f_c \tau_{n0}} \text{sinc } \pi \Pi_c \tau_{n0} + T_0^* e^{j2\pi f_c \tau_{0n}} \text{sinc } \pi \Pi_c \tau_{0n} + \right. \\ & + T_0^* T_1 e^{j2\pi f_c \tau_{00}} \text{sinc } \pi \Pi_c \tau_{00} \left. \right]^2 \{ \Pi_0 \Pi_1 [|1 + |T_0|^2 + \\ & + 2 (\text{sinc } 2\pi \Pi_0 \tau_{h_0}) \text{Re } T_0 e^{-j4\pi f_0 \tau_{h_0}}] \times \\ & \times [|1 + |T_1|^2 + 2 (\text{sinc } 2\pi \Pi_1 \tau_{h_1}) \text{Re } T_1 e^{-j4\pi f_1 \tau_{h_1}}] \}^{-1}, \end{aligned} \quad (2)$$

где $\text{sinc } x = \sin x/x$; $T_0 = R(\Theta) F_0(-\Theta - \Theta_M^0)/F_0(\Theta - \Theta_M^0)$; $T_1 = R(\Theta) F_1(-\Theta - \Theta_M^B)/F_1(\Theta - \Theta_M^B)$; $\tau_{h_0} = h_0 \sin \Theta/C$, $\tau_{h_1} = h_1 \sin \Theta/C$ — запаздывания прямой волны соответственно на входах основной и вспомогательной антенн относительно их точки стояния; C — скорость света; $\tau_{np} = \tau_{h_0} - \tau_{h_1} - \tau_{l_0} + \tau_{l_1}$, $\tau_{n0} = \tau_{h_0} + \tau_{h_1} - \tau_{l_0} + \tau_{l_1}$, $\tau_{0n} = \tau_{h_0} + \tau_{h_1} + \tau_{l_0} - \tau_{l_1}$, $\tau_{00} = \tau_{h_0} - \tau_{h_1} + \tau_{l_0} - \tau_{l_1}$ — разность запаздываний в основном и компенсационном каналах приема относительно точки стояния антенн соответственно для прямых волн, прямой и отраженной волны, отраженной и прямой волны, отраженных волн. Величины

$\tau_{l_0} = l_0/c\beta_0$, $\tau_{l_1} = l_1/c\beta_1$ определяют групповые запаздывания помеховых колебаний в регулярных линиях передачи длиной l_0 и l_1 основного и компенсационного каналов с критическими частотами $f_{кр0}$ и $f_{кр1}$, при этом $\beta_{0(1)} = [1 - (f_{кр0(1)}/f_{0(1)})^2]^{0.5}$.

Соотношение (2) учитывает межканальную корреляцию помеховых колебаний, наведенных в антеннах падающими и отраженными волнами.

Для узкополосных в пространственно-временном смысле систем автокомпенсации или в отсутствие запаздывания радиоволн величина $|\rho|^2 = \Pi_0^2/\Pi_0\Pi_1$. Несовпадение полос пропускания каналов является серьезным ограничивающим фактором. Так, например, при относительном превышении полосы $\Delta = (\Pi_1 - \Pi_0)/\Pi_1 = 0,1\%$, $f_0 = f_1 = f_c$ и $\Pi_0 = \Pi_c < \Pi_1$ получим предельное значение коэффициента подавления, равное 30 дБ.

При совмещении фазовых центров антенн ($T_1 = T_0$ и $\Delta = 0$) ограничивающим фактором для K_n является различие групповых запаздываний радиоволн τ_{l_0} и τ_{l_1} . Равенство их достигается в трактах с неодинаковыми дисперсионными свойствами при условии $l_1 = l_0\beta_1/\beta_0$. Однако при несовпадении фазовых центров антенн и отсутствии приема отраженных радиоволн одной или обеими антеннами, используя различия τ_{l_0} и τ_{l_1} , можно в интересующей области углов места Θ уменьшить разность запаздываний радиоволн и увеличить коэффициент подавления помех в полосе частот.

На рис. 1, 2, а приведены результаты расчетов коэффициента подавления при $h_0 = 40\lambda_0$, $h_1 = 15\lambda_0$ и следующих условий приема отраженных волн: $T_1 = T_0 = 0$ (кривые 1), $T_0 = 0$, $T_1 = -1$ (кривые 2), $T_0 = T_1 = -1$ (кривые 3).

Графики зависимости K_n от угла места источника помех на рис. 1 получены при одинаковых полосах пропускания приемных трактов ($\Delta = 0$) с относительными значениями $\Pi/f_0 = 1\%$ (рис. 1, а) и $\Pi/f_0 =$

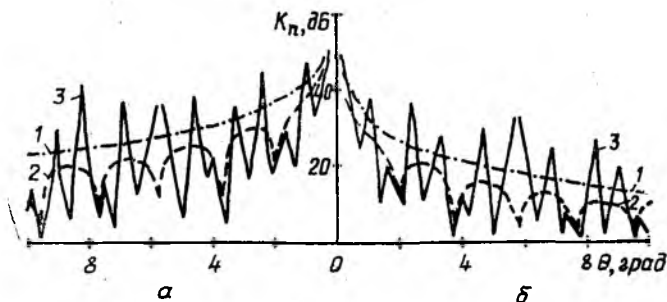


Рис. 1

$= 3\%$ (рис. 1, б) для $\tau_{l_0} - \tau_{l_1} = 0$. В отсутствие приема отраженных радиоволн величина K_n с увеличением угла места Θ монотонно убывает до нуля при $\Pi_0\tau_{пп} = 1$, поскольку одного адаптивно управляемого частотно-независимого комплексного веса недостаточно для устранения увеличивающегося с ростом Θ межканального запаздывания гармонических составляющих помеховых колебаний в полосе частот.

При полном приеме горизонтально поляризованных радиоволн только вспомогательной антенной (кривые 2) или обеими антеннами (кривые 3) графики зависимости K_n от Θ имеют осциллирующий характер. Это объясняется многолепестковостью интерференционных множителей антенн. Так, при противофазном приеме прямой и отраженной волн в одном из каналов (минимум интер-

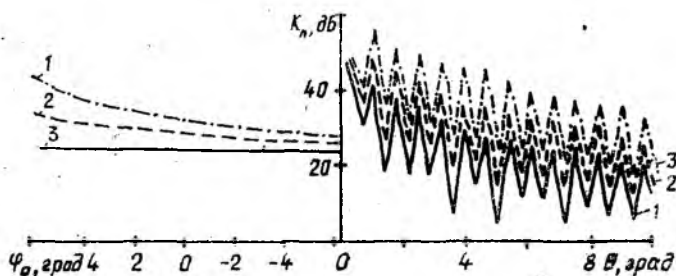


Рис. 2

ференционного множителя) величина K_n минимальна. Рис. 2, а иллюстрирует возможность использования различий групповых запаздываний в трактах приемных каналов для увеличения коэффициента подавления помех в отсутствие приема отраженной волны двумя (кривая 1) или только основной (кривая 2) антеннами. Величина $\varphi_0 = \omega_0(\tau_{i_0} - \tau_{i_1})$, $\Theta = 3^\circ$, $\Delta = 0$, $\Pi/f_0 = 1\%$. При полном приеме отраженных радиоволн обеими антеннами (кривая 3) различия в величинах τ_{i_0} и τ_{i_1} не влияют на величину K_n , поскольку они приводят как к уменьшению ($\tau_{пн}$, $\tau_{по}$), так и к увеличению ($\tau_{об}$, $\tau_{оо}$) разностей запаздываний радиоволны.

В отсутствие многолучевости при $\tau_{i_0} = \tau_{i_1}$, $\Delta = 0$ совмещение фазовых центров антенн приводит к полному подавлению помехи. Однако, при наличии многолучевости и различных условий приема отраженных радиоволн каждой из антенн при совмещении фазовых центров происходит лишь частичная компенсация помеховых колебаний на выходе АК.

На рис. 2, б представлены результаты расчетов K_n от Θ при $h_0 = h_1 = 40 \lambda_0$ и $T_0 = -1$ для условий: $T_1 = -0,2$ (кривая 1), $T_1 = -0,5$ (кривая 2), $T_1 = -0,8$ (кривая 3). Величина $\tau_{i_0} = \tau_{i_1}$, $\Delta = 0$, $\Pi/f_0 = 1\%$. Из рис. 2, б видно, что K_n уменьшается с увеличением различий величин T_0 и T_1 . Однако значение K_n больше, чем в случае использования антенн с рассовмещенными фазовыми центрами.

Проанализируем теперь влияние на величину K_n способа фазирования ФАР основного и компенсационного каналов АК в отсутствие эффектов многолучевости распространения радиоволн. При использовании в АК остронаправленных ДН помеховые колебания в основном и компенсационном каналах проходят фазирующие устройства с различными фазовыми сдвигами, предназначенными

для ориентации луча основной ФАР на источник сигнала, а вспомогательной ФАР — на источник помехи. Это приводит к межканальной декорреляции помеховых колебаний и уменьшению K_n . Степень декорреляции зависит от характеристик фазирующих устройств в полосе частот приемных каналов и угловых различий сигнала и помехи. Положим, что фазовые сдвиги φ_m , $m \in \overline{1, \kappa_0}$ и φ_n , $n \in \overline{1, \kappa_1}$ в излучателях основной и компенсационной ФАР с амплитудными распределениями A_m , B_n и ЧХ

$$X_0(f, \vec{u}) = \sum_{m=1}^{\kappa_0} A_m \exp j [2\pi f (R_m - R_0)/C - \varphi_m];$$

$$X_1(f, \vec{u}) = \sum_{n=1}^{\kappa_1} B_n \exp j [2\pi f (R_n - R_0)/C - \varphi_n],$$
(3)

где R_m , R_n , R_0 — расстояния от источника помехи до m -го, n -го излучателей и начала координат в раскрыве антенны, обеспечиваются с помощью недисперсионных управляемых линий задержки (УЛЗ) или дискретных фазовращателей, для которых, в отличие от УЛЗ, фазовые сдвиги примем частотно-независимыми.

Подставив выражение (3) в (1), не представляет труда получить (при $\varphi_m = 2\pi f \tau_{cm}$, $\varphi_n = 2\pi f \tau_n$, где τ_{cm} , τ_n — соответственно запаздывания сигнальной и помеховой радиоволн на m -м и n -м излучателе основной и вспомогательной антенн) формулу для расчета K_n при использовании УЛЗ, а при $\varphi_m = E \{2\pi f_0 \tau_{cm} / \Delta + 0,5\} \Delta$, $\varphi_n = E \{2\pi f_0 \tau_n / \Delta + 0,5\} \Delta$, где $\Delta = 2\pi / 2^p$ — фазовый дискрет, определяемый разрядностью p фазовращателя, E — операция выделения целой части, формулу для K_n при использовании дискретных фазовращателей.

Из этих формул, которые не приведены из-за громоздкости, в частности, следует, что при использовании УЛЗ коэффициент подавления не зависит от параметров вспомогательной ФАР, поскольку в каналах излучателей этой антенны происходит полная компенсация запаздывания колебаний плоской помеховой радиоволны. Однако, если источник помех размещен в зоне Френеля, то появляется зависимость K_n от параметров вспомогательной ФАР при условии, что ее фазирующее устройство продолжает осуществляться под плоский фронт волны.

При использовании частотно-независимых дискретных фазовращателей при нормальном падении помеховой радиоволны величина $K_n = \infty$. Объясняется это тем, что в компенсационном канале отсутствуют искажения помеховых колебаний. В основном канале после прохождения фазирующих устройств гармонические составляющие помеховых колебаний приобретают один и тот же фазовый сдвиг. Поэтому после сумматора на входе АК каждая гармоника помехи изменена по амплитуде и фазе на одну и ту же величину и достаточно одного частотно-независимого комплексного веса для устранения этих изменений и полного подавления помехи.

Рассмотрим для примера линейную эквидистантную ФАР с шагом $0,5\lambda_0$, $\kappa_0 = 31$, $\kappa_1 = 7$ и амплитудными распределениями

B_n — равномерным, A_m — косинус с подставкой, равной 0,2. Фазовые центры антенн совмещены, полосы пропускания каналов одинаковы. Относительная полоса пропускания приемных каналов $\Pi/f_0 = 3\%$, угол прихода полезного сигнала, отсчитываемый от нормали к раскрыву антенны, $\Theta_c = -20^\circ$.

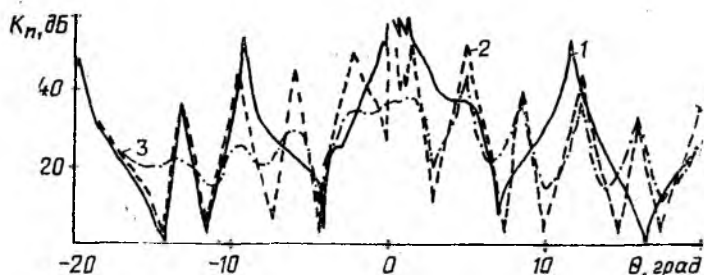


Рис. 3

На рис. 3, 4 приведены зависимости коэффициента подавления от угла прихода помехи при использовании в качестве фазированных устройств дискретных фазовращателей (рис. 3) с разрядностью $p=3$ (кривая 1), $p=5$ (кривая 2) и недисперсионных УЛЗ (рис. 4, кривая 1).

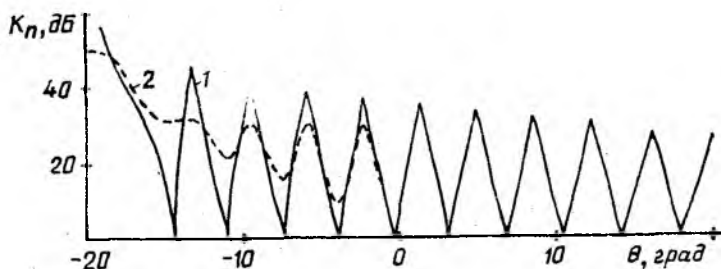


Рис. 4

Характер зависимости величины K_n от угла Θ в общем соответствует форме ДН основной ФАР. Компенсатор отключается ($K_n=1$) при отсутствии помехи в основном канале.

Изменение разрядности фазовращателей несущественно влияет на величину K_n . Как отмечалось при $\Theta=0$ коэффициент подавления $K_n = \infty$.

При расположении источника помех в зоне Френеля относительно совокупного излучающего раскрыва с максимальным размером L удобно разность хода волн представить в виде

$$R_m - R_0 = l_m \sin \Theta - (l_m \cos \Theta)^2 \lambda_0 / 4L^2 \alpha_\Phi, \quad (4)$$

где l_m — расстояние от начала координат до m -го излучателя в раскрыве антенны, $\alpha_\Phi = R_0 / (2L^2 / \lambda_0)$ — коэффициент Френеля, определяющий степень несоответствия расстояния до источника помехи условию дальней зоны.

Уменьшение K_n в этом случае обусловлено кривизной волнового фронта помеховой радиоволны, которая не устраняется с помощью фазированных устройств. Оно значительней при уменьшении a_ϕ . Сказанное иллюстрируется графиками зависимости величины K_n от направления на источник помехи при $a_\phi = 0,3$ для ФАР с прежними данными и пятиразрядными дискретными фазовращателями (рис. 3, кривая 3), а также ФАР с УЛЗ (рис. 4, кривая 2).

Приведенные в работе результаты позволяют в условиях многолучевости распространения помеховых радиоволн предъявить разумные требования к взаимному размещению основной и вспомогательной антенн и их направленным свойствам для достижения заданных значений коэффициента подавления помех от источников, находящихся под различными, в особенности под малыми углами места. Результаты позволяют также оценить ограничения, накладываемые различиями в фазировании раскрывов основной и вспомогательной ФАР, на эффективность компенсации помех, возбуждаемых источниками на различном удалении от антенн.

Список литературы: 1. Монзинго Р. А., Миллер Т. У. Адаптивные антенные решетки. М., 1986. 448 с. 2. Малкин Е. Б. Влияние неидентичности каналов ФАР на качество адаптивной обработки (Препринт) АН СССР. Радиотехн. ин-т 878. М., 1987. 18 с. 3. Абрамович Ю. И., Качур В. Г. Эффективность пространственной компенсации помех в системах с неидентичными каналами приема // Радиотехника и электроника. 1989. Т. 34. № 6. С. 1196—1206.

Поступила в редколлегию 23.07.90

УДК 621.396.67

В. И. ЗАМЯТИН, Л. В. ГОЛОВИНА, Н. В. ШЕРБАКОВ

СИНТЕЗ МНОГОСЛОЙНЫХ РАДИОПРОЗРАЧНЫХ УКРЫТИЙ С ЗАДАНЫМИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИМИ ПАРАМЕТРАМИ

В последнее время резко возросли требования, предъявляемые к работе радиотехнических средств, в условиях различных неблагоприятных воздействий. Эффективным средством защиты от этих воздействий являются многослойные радиопрозрачные укрытия или обтекатели. Однако они также являются достаточно сложными и поэтому дорогими конструкциями, что, очевидно, приводит к необходимости их оптимального проектирования. Сложность задачи такого проектирования обусловлена тем, что к радиопрозрачным укрытиям (РПУ) предъявляется целый ряд различных по физической природе и взаимно противоречивых требований.

Во-первых, это требования к электрическим характеристикам. В простейшем случае это обеспечение коэффициента прохождения

(радиопрозрачности) не ниже требуемого. При этом зачастую полоса пропускания укрытия заметно шире рабочей полосы защищаемого устройства, поэтому к частотным свойствам РПУ специальных требований не предъявляется. Однако все более широкое применение широкополосных сигналов, необходимость перестройки в широком диапазоне частот, а также обеспечение возможности размещения под РПУ нескольких разночастотных антенн накладывают довольно жесткие требования на радиопрозрачность уже в определенной, подчас весьма широкой полосе частот * или на многих фиксированных частотах. Учитывая, что многослойная диэлектрическая стенка из большого количества слоев (7—10 и более) может обеспечить достаточно сильную зависимость коэффициента прохождения от частоты, в ряде случаев целесообразно конструировать РПУ, специально обеспечивающее и предварительную частотную селекцию сигналов. Такой подход может повысить избирательность, снизить уровень внеполосных излучений, а следовательно, повысить скрытность и облегчить решение задач электромагнитной совместимости укываемых устройств.

Сказанное означает, что задача оптимизации параметров РПУ должна решаться в заданном диапазоне частот. Во-вторых, это требования чисто конструктивные, механические, к которым можно отнести следующее.

— Укрытие должно обеспечивать эффективную защиту антенны от внешних воздействий. Поэтому внешний слой конструкции должен быть не тоньше определенной величины.

— Общий вес, а следовательно, и стоимость должны находиться в разумных пределах.

Кроме того, в настоящее время промышленность освоила выпуск диэлектриков с весьма ограниченным набором диэлектрических проницаемостей, представленным достаточно небольшим дискретным рядом.

Таким образом, задача синтеза стенки радиопрозрачного многослойного РПУ сводится к отысканию количества слоев, их толщин и диэлектрических проницаемостей материалов, при наличии ограничений на толщину первого слоя, общую толщину многослойника, а в некоторых случаях и на диэлектрическую проницаемость материалов, обеспечивающих оптимальность (по некоторому критерию качества) коэффициента прохождения в заданной полосе частот.

В качестве критериев оптимальности могут быть использованы различные функции, связанные с коэффициентом прохождения, и определяющие качество функционирования РПУ в системе. Рассмотрим некоторые из них.

Наиболее простым и, следовательно, наиболее часто встречающимся является критерий максимума коэффициента радиопрозрачности в данной полосе частот, в среднеквадратическом либо Чебышевском приближении. При этом, очевидно, среднеквадрати-

* Большими считаются изменения частоты, в пределах которых коэффициент радиопрозрачности многослойника может существенно изменяться.

ческое приближение более предпочтительно в тех случаях, когда укрываемое радиотехническое средство работает с широкополосными сигналами, а несущая частота не перестраивается. В этом случае наличие узких провалов в зависимости коэффициента прохождения от частоты не оказывает существенного влияния на результирующую, проходящую через РПУ, мощность, а критерий оптимальности выглядит так:

$$\max \kappa = \max_{\vec{x}} \int_{\omega_{\min}}^{\omega_{\max}} \dot{T} \dot{T}^* (\vec{x}, \omega) d\omega, \quad (1)$$

где \dot{T} — комплексный коэффициент прохождения; \vec{x} — вектор искомых параметров; ω — частота; ω_{\max} , ω_{\min} — пределы изменения частоты.

Если радиотехническое средство работает со сравнительно узкополосным спектром, но несущая частота перестраивается в больших пределах, $\dot{T}(\vec{x}, \omega)$ не должен иметь даже узких провалов и поэтому более естественным в данной ситуации является минимаксный критерий оптимальности многослойника

$$\max_{\vec{x}} \kappa = \max_{\vec{x}} \min_{\omega} \dot{T} \dot{T}^* (\vec{x}, \omega). \quad (2)$$

Необходимость обеспечения частотной селекции приводит к тому, что наряду с зонами радиопрозрачности должны существовать и зоны, в которых коэффициент радиопрозрачности минимален.

Традиционно первым является критерий близости коэффициента радиопрозрачности многослойника к заданному как в пределах полосы радиопрозрачности, так и в пределах зоны подавления

$$\min \kappa = \min_{\vec{x}} \max_{\omega} |G(\omega) - \dot{T} \dot{T}^* (\vec{x}, \omega)|, \quad (3)$$

где $G(\omega)$ — требуемая форма квадрата модуля коэффициента радиопрозрачности в диапазоне частот;

$$G(\omega) = \begin{cases} 1, & \text{если } \omega \in \Omega_{\text{пр}}; \\ 0, & \text{если } \omega \in \Omega_{\text{под}}; \end{cases}$$

$\Omega_{\text{пр}}$ — область радиопрозрачности многослойника; $\Omega_{\text{под}}$ — область подавления многослойника.

Для обеспечения более высокого подавления или же для обеспечения оптимального соотношения между коэффициентом радиопрозрачности в полосе пропускания и вне ее может быть введена весовая функция, обеспечивающая более высокий или более низкий уровень аппроксимации в разных точках диапазона

$$\min_{\vec{x}} \kappa = \min_{\vec{x}} \max_{\omega} W(\omega) |G(\omega) - \dot{T} \dot{T}^* (\vec{x}, \omega)|. \quad (4)$$

Хорошее соотношение между коэффициентом радиопрозрачности в зоне радиопрозрачности и в зоне подавления, в ряде практически

важных случаев может обеспечить критерий, который можно назвать условно критерием максимума отношения сигнал-шум

$$\max_{\omega} \kappa = \max_{\omega \in \Omega_{\text{пр}}} \frac{\min_{\omega \in \Omega_{\text{под}}} \dot{T}T^*(x, \omega)}{\max_{\omega \in \Omega_{\text{под}}} \dot{T}T^*(x, \omega) + P}, \quad (5)$$

где P — учитывает внутренние характеристики укываемого радиотехнического средства (например, уровень шумов системы антенна—радиоприемник).

Рассмотренные выше критерии позволяют получить оптимальные многослойники практически для всех существующих в настоящее время режимов функционирования радиотехнических средств. Не вдаваясь в подробности границ применимости тех или иных критериев, рассмотрим некоторые из них. Следует отметить, что все рассмотренные ниже критерии при бесконечном числе степеней свободы приводят к практически одинаковым результатам. Однако при небольшом количестве слоев многослойника результаты могут иметь существенное различие.

Для того, чтобы воспользоваться каким-то из критериев, необходимо прежде всего знание.

Выражение для коэффициента радиопрозрачности системы слоев диэлектрика определяется методом рекуррентных формул [1] следующим образом.

Исходя из закона Снеллиуса, рассчитываются углы преломления Θ_j :

$$\sqrt{\epsilon_j} \sin \Theta_j = \sqrt{\epsilon_{n+1}} \sin \Theta_{n+1},$$

где ϵ_j — диэлектрическая проницаемость j -го слоя, может быть комплексной величиной; Θ_{n+1} — угол падения плоской электромагнитной волны на слонстую систему.

Определяются импедансы слоев Z_j : $Z_j = \frac{1}{\sqrt{\epsilon} \cos \Theta_j}$ — для перпендикулярной поляризации;

$Z_j = \frac{\cos \Theta_j}{\sqrt{\epsilon}}$ — для параллельной поляризации, и входные импедансы $Z_{\text{вх}}$, $Z_{\text{вх}} = Z_1$, а далее по рекуррентной формуле

$$Z_{\text{вх}}^j = \frac{Z_{\text{вх}}^{j-1} - iZ_j \operatorname{tg}(2\pi d_j \sqrt{\epsilon_j} \cos \Theta_j / \lambda)}{Z_j - iZ_{\text{вх}}^{j-1} \operatorname{tg}(2\pi d_j \sqrt{\epsilon_j} \cos \Theta_j / \lambda)} Z_j,$$

где d_j — толщина j -го слоя; λ — длина волны.

Находятся входные импедансы (с учетом переотражений от всех последующих слоев), а затем и коэффициент прохождения:

$$\dot{T} = \prod_{j=1}^N \frac{(Z_{\text{вх}}^j + Z_j)}{(Z_{\text{вх}}^j + Z_{j+1})} \exp(j2\pi d_j \cos \Theta_j \sqrt{\epsilon_j} / \lambda).$$

Таким образом, мы имеем выражение для коэффициента радиопрозрачности многослойника как функцию ϵ_j и d_j слоев.

При этом на ϵ_j и d_j могут накладываться следующие ограничения: $\epsilon_{j \min} < \epsilon_j < \epsilon_{j \max}$, $d_{i \min} < d_i < d_{i \max}$, кроме того, ограничения могут накладываться на общую толщину многослойника $\sum d_{j \min} < \sum d_j < \sum d_{j \max}$. Учитывая, что выражение для градиента коэффициента радиопрозрачности может быть получено в явном виде, для решения задачи оптимизации по одному из перечисленных выше критериев целесообразно воспользоваться одним из методов поиска экстремумов первого порядка.

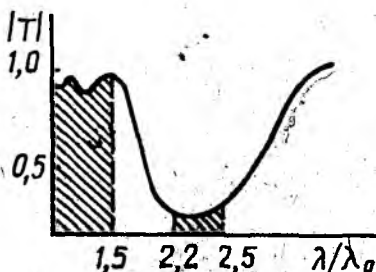
Для решения задачи оптимизации в среднеквадратическом приближении это может быть градиентный метод, а в Чебышевском приближении — метод ϵ — наискорейшего спуска [2].

В качестве примера применения изложенной выше методики рассмотрим задачу синтеза стенки РПУ, обеспечивающей радиопрозрачность в диапазоне длин волн от $\lambda_0 = 0$ до $\lambda_0 = 1,5$ и подавление в диапазоне $\lambda_0 = 2,2 \div \lambda_0 = 2,5$. При этом будем полагать, что многослойная структура состоит из N слоев диэлектрика с заданными диэлектрическими проницаемостями ϵ_j . Необходимо определить толщины всех слоев, обеспечивающие наибольшее отношение сигнал-шум (5).

Результаты расчета при $N=5$ и $\epsilon_1, \epsilon_3, \epsilon_5=4$; $\epsilon_2, \epsilon_4=1,2$ приведены на рисунке.

В полосе радиопрозрачности рассматриваемый многослойник обеспечивает коэффициент прохождения не ниже 0,89, а в полосе подавления — не больше 0,3. Выбранная конструкция многослойника является весьма простой и обычно используется только для обеспечения механической защиты радиотехнического средства при сравнительно высоком коэффициенте прохождения в полосе прозрачности. В то же время, как видно из рисунка, такая конструкция без заметных потерь коэффициента прохождения в полосе прозрачности может существенно (примерно 5 дБ) снизить влияние не совпадающих по частоте помех. Это подтверждает практическую значимость рассмотренной методики. Очевидно, что изменение числа слоев позволит существенно улучшить его эд.

Таким образом, рассмотреть как характер и (на базе большого количества) обеспечивающие высокую пропускания и подавлен



Список литературы: 1. Бреховский Г. В. Волны в неоднородных средах. М., 1973. 198 с. 2. Дельянов В. Ф., Малоземов В. Н. Вспомогательные функции. М., 1972. 170 с.

1993
Получена в редакцию 20.07.90



оптими-
гу, так
ия, обе-
полосе
полосы.