

Р15
МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ УКРАИНЫ
ХАРЬКОВСКИЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ
УНИВЕРСИТЕТ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

РАДИОТЕХНИКА

**Всеукраинский межведомственный
научно-технический сборник**

Основан в 1965 г.

В Ы П У С К 139

БИБЛИОТЕКА

753 290

Харків
Харківський національний
університет радіоелектроніки
2004

621.396(06).
P15

УДК 621.3

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

Регистрационное свидетельство КВ № 4486 от 22. 08. 2000.

Ответственность за содержание статей несут авторы.

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

Ответственный за выпуск д-р физ.- мат. наук, проф. Б.М. Булгаков

Рекомендовано Ученым советом Харьковского национального университета радиоэлектроники, протокол № 7 от 26.11.04.

✓ **Адрес редакционной коллегии:** Харьковский национальный университет радиоэлектроники (ХНУРЭ), просп. Ленина, 14, Харьков, 61166, тел. (0572) 7021-397.

Сборник „Радиотехника” включен в Каталог подписных изданий Украины, подписной индекс 08391

СОДЕРЖАНИЕ

<i>Антюфеев В.И., Быков В.Н., Кожушко Я.Н., Чмиль В.В.</i> Метод оценки влияния искажений изображений на надежность местоопределения радиометрических систем навигации летательных аппаратов	5
<i>Сухаревский О.И., Василец В.А., Сазонов А.З., Ткачук К.И.</i> Расчет каустической поверхности для диэлектрического конусного обтекателя	15
<i>Катрич В.А., Ляховский А.А., Ляховский А.Ф.</i> Влияние условий возбуждения резонатора на характеристики резонансной щелевой линейной антенной решетки	20
<i>Цехмистро Р.И.</i> Особенности излучения телекоммуникационных импедансных проволочных антенн	28
<i>Туз В.Р., Хардинов В.В.</i> Частотная селекция волн в ограниченной периодической последовательности объемных рассеивателей	33
<i>Васильченко А.А.</i> Особенности пространственно-временной обработки сигналов при использовании адаптивных фильтров в каналах антенной решетки содара	38
<i>Кондратенко А. П., Манаков В. В., Коваленко П.А., Шаповалов С. В.</i> Геометрия многопозиционной радиолокационной системы с передающей базовой станцией мобильной связи	45
<i>Тютюнник В.А., Седышев П.Ю., Хмелевский С.И.</i> Особенности перехвата сигналов радиотехнических систем повышенной скрытности в приемниках с оконным преобразованием Фурье	50
<i>Бабуров Э.Ф., Каширин А. Г.</i> Нелинейный радиолокатор повышенной помехо-устойчивости	58
<i>Саваневич В.С.</i> Критерий функционирования больших систем обработки локационной информации	63
<i>Солонская С.В.</i> О возможности использования алгебры предикатов для классификации воздушных объектов по радиолокационному спектральному изображению	73
<i>Браиловский Н.Н., Морзов С.В., Чирков Д.В., Хорошко В.А.</i> Особенности распознавания изображений в цифровых системах	77
<i>Тихонов В.А., Нетребенко К.В.</i> Обобщенная модель авторегрессии-скользящего среднего третьего ранга негауссовых процессов	82
<i>Маракова И.И.</i> Исследование атаки оцениванием на систему с широкополосными цифровыми метками при основных покрывающих сообщениях в виде изображений	86
<i>Украинец Н. И.</i> Диэлектрический резонансный эллипсоид в ближней зоне прямоугольного волноводного излучателя	96
<i>Нестеренко М.В.</i> Дифракционное излучение наклонной щели в торце полубесконечного прямоугольного волновода	102
<i>Лебедев П.Ф.</i> Эквивалентные структуры в гармоническом анализе	107
<i>Антонова В. А., Борщев В. Н., Копач В. Р., Листратенко А. М., Слипченко Н. И., Тымчук И. Т.</i> Тонкие текстурированные кремниевые фотопреобразователи с улучшенными массоэнергетическими характеристиками	113
<i>Гордиенко Э.Ю., Ефременко В.Г., Пишко В.В., Слипченко Н.И.</i> Высокотемпературный сверхпроводниковый болометрический приемник с оптоэлектронным сканированием	120
<i>Захаров И.П., Сергиенко М.П.</i> Исследование характеристик случайной погрешности определения постоянных времени апериодических измерительных преобразователей	125
<i>Некрасов В.В., Бороденко Ю.А., Гринев Б.В., Пивень Л.А., Селегенов Е.М.</i> Использование блоков детектирования γ -излучения повышенной эффективности на основе тяжелых сцинтилляторов в системах контроля радиационной безопасности	130
<i>Гимпильевич Ю.Б., Носкович В.И.</i> Малогабаритный калибруемый микроволновый преобразователь интерференционно-рефлектометрического типа	136
<i>Рапин В.В.</i> Аппроксимация укороченных уравнений удвоителя частоты	142
<i>Живчук В.Л.</i> Алгоритм обработки сигнала двухлучевого лазерного виброметра с многоканальным приемом	146
<i>Хорошко В.А., Кудинов В.А., Олешко Т.И.</i> Оптимальное размещение пунктов обслуживания в сетях	151
<i>Егоров А. Б., Мощенко И. А., Рак Н. С.</i> Уточнение модели оптического метода измерения асхода газа для случая многокомпонентных газовых смесей	157
<i>Мамонтов А.В., Стыценко Т.Е.</i> Снижение акустического шума при производстве и эксплуатации РЭС	163
<i>Антипов И. Е., Бавыкина В. В., Коваль Ю. А.</i> Использование сигналов непосредственного спутникового телевизионного вещания для сличения шкал времени	167
Рефераты	173

CONTENTS

<i>Antyufeyev V.I., Bykov V.N., Koshzushko Ya.N., Chmil V.V.</i> Method of influence estimation of images distortions on position finding reliability of the aircraft radiometric navigation systems	5
<i>Sukharevsky O.I., Vasilets V. A, Sazonov A.Z, Tkachuk K.I.</i> The calculation of a caustic surface for dielectric conic radome.	15
<i>Katrich V.A., Liakhovsky A.A., Liakhovsky A.F.</i> Influence of resonator excitation conditions on characteristics of a resonance slot linear antenna array	20
<i>Tsekhmistro R.I.</i> Specific radiations of telecommunication impedance wire antennas	28
<i>Tuz V.R. , Khardikov V. V.</i> Wave frequency selection in finite periodical sequence of volume scatterers	33
<i>Vasilchenko A.A.</i> Peculiarities of signals spatial and temporal processing when employing adaptive filters in the sodar antenna array channels	38
<i>Kondratenko A. P., Manakov V. V., Kovalenko P.A. Shapovalov S. V.</i> Geometry of the multi position radar system with the transmitting base station of mobile connection	45
<i>Tyutyunnik V.A., Sedyshev P. Yu, Hmelevsky C.I.</i> Feature of LPI radio aids signals interception using Short Time Fourier Transform receiver	50
<i>Baburov E. T., Kashyrin A. G.</i> Nonlinear radar system of the increased interference immunity	58
<i>Savanevich V. E.</i> Functioning criterion of big processing locational information systems	63
<i>Solonskaya S.V.</i> About a possibility of the predicates algebra use for air objects classification on the radar spectral image	73
<i>Brailovskiy N., Morzhov S., Chirkov D., Khoroshko V.</i> Particularities of images recognition in the digital systems of videoobservation	77
<i>Tykhonov V.A, Netrebenko K. V.</i> Generalized the third rank autoregressive-moving average model of non-Gaussian processes	82
<i>Marakova I.I.</i> Investigation into estimation attack on spread-spectrum based watermarking of images	86
<i>Ukrainets N.I.</i> Dielectric resonant ellipsoid in the near-field of the rectangular waveguide radiator	96
<i>Nesterenko M. V.</i> Diffraction radiation of inclined slot cut in butt-end of half-infinite rectangular waveguide	102
<i>Lebedyev P.F.</i> Equivalent structures in the harmonikus analysis	107
<i>Antonova V.A, Borshchov V.N. Kopach V.R, Listratenko A.M, Slipchenko N.I., I.T. Tymchuk I.T.</i> Thin textured silicon solar cells with the improved power/mass characteristics	113
<i>Gordiyenko E. Yu., Yefremenko V.G, Pishko V. V., Slipchenko N.I.</i> High temperature superconducting bolometric detector with optoelectronic scanning	120
<i>Zakharov I.P, Sergienko M.P.</i> Examination of random error characteristics in definition of aperiodic measuring transformers time constants	125
<i>Nekrasov V. V., Borodenko Yu. A., Grinyov B. V., Piven L.A., Selegenev E.M.</i> The use of γ -detection blocks of the increased efficiency based on heavy scintillators in radiation safety control systems	130
<i>Gimpilevich J.B., Noskovich V.</i> Small-dimension gauge microwave interferometer-reflectometer type transformer	136
<i>Rapin V.V.</i> Approximation of the frequency doubler shortened equations	142
<i>Zhyvchuk V.L.</i> The algorithm of the double beam laser vibrometer signal processing with multichannel	146
<i>Khoroshko V.A, Kudinov V.A., Oleshko T.I</i> The optimum accomodation of the service points in the networks.	151
<i>Egorov A. B, Moshchenko I.A., Rak N.S.</i> Specification of gas flow rate measurement model with optical method for the case of multicomponent gas mixtures	157
<i>Mamontov A. V., Stytsenko. T. E.</i> Reducing acoustic noise in manufacture and operation of radio electronic facilities.	163
<i>Antipov I.E., Bavykina V. V., Koval Ju A.</i> The Use of Direct Satellite Broadcasting TV Signals for Time Scale Synchronization	167
Abstracts.	173

В. И. АНТЮФЕЕВ, д-р техн. наук, В. Н. БЫКОВ, канд. техн. наук,
Я. Н. КОЖУШКО, В. В. ЧМИЛЬ

МЕТОД ОЦЕНКИ ВЛИЯНИЯ ИСКАЖЕНИЙ ИЗОБРАЖЕНИЙ НА НАДЕЖНОСТЬ МЕСТООПРЕДЕЛЕНИЯ РАДИОМЕТРИЧЕСКИХ СИСТЕМ НАВИГАЦИИ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

В радиометрических матричных системах навигации (РМСН), относящихся к классу корреляционно-экстремальных систем, оценка координат летательного аппарата (привязка) производится на основе совмещения текущего изображения (ТИ), формируемого на борту, с эталонным изображением (ЭИ) района привязки, полученным заранее. Качество совмещения характеризуется надежностью местоопределения, которая количественно оценивается вероятностью правильной привязки ТИ к ЭИ.

В работе [1] получено соотношение надежности местоопределения для условий совпадения сеток ТИ и ЭИ и представления ЭИ в виде реализации случайного поля с заданным радиусом корреляции. Такое представление не всегда закономерно, и в работе [2] получено альтернативное соотношение для случая ЭИ, соответствующего конкретному району привязки в предположении совпадения сеток обоих изображений.

Представляет интерес оценить влияние искажений ТИ на надежность местоопределения [3] РМСН. К ним относятся геометрические искажения (сдвиг изображений в пределах полупиксела, взаимный их поворот, отличие коэффициента масштаба ТИ, перспективные искажения), а также искажения яркости, обусловленные изменчивостью коэффициента излучения подстилающей поверхности в зависимости от погодных, сезонных условий во время формирования ТИ, неточностью калибровок каналов РМСН и т.д. Путем моделирования ТИ по ЭИ и статистических испытаний алгоритма совмещения изображений для различных реализаций шумовой компоненты аддитивного шума можно получить оценки вероятности правильной привязки. Однако такой путь связан с большими временными и вычислительными затратами, особенно при больших отношениях сигнал/шум в ТИ, когда объем выборки приходится значительно увеличивать.

В работе [3] приводится метод исследования влияния геометрических искажений, моделируемых аффинными преобразованиями плоскости, основанный на разложении корреляционной функции в ряд по искажающим параметрам в окрестности ее максимума. Недостаток этого метода заключается в том, что он разработан для непрерывных изображений и справедлив только при малых значениях параметров.

Целью работы является разработка метода оценки влияния искажений ТИ на надежность местоопределения РМСН, использующих цифровые изображения, который основан на моделировании ТИ по отсчетам ЭИ и вычислении оценки вероятности правильной привязки с помощью аналитического соотношения, аналогичного соотношению, полученному в работе [2].

Пусть задан район привязки, на основе которого сформировано ЭИ, представленное в виде $M_1 \times M_2$ – матрицы e . $N_1 \times N_2$ – матрица a (незашумленного) ТИ ($N_1 < M_1, N_2 < M_2$) строится по отсчетам ЭИ с учетом возможных вышеперечисленных искажений. Модель взаимодействия ТИ с шумами каналов системы полагаем аддитивной, т.е.

$$t_{ij} = a_{ij} + n_{ij}, \quad i \in \overline{1, N_1}, j \in \overline{1, N_2}, \quad (1)$$

причем считаем, что $n_{ij} \in N(0, \sigma)$. Компоненты шумов в различных каналах системы предполагаем независимыми.

Для формализации степени сходства изображений одинаковых размеров в теории распознавания образов [4] на множестве изображений $I = \{a = [a_{ij}], i \in \overline{1, N_1}, j \in \overline{1, N_2}\}$ со скаляр-

ным произведением $(a, b) = \sum_{i=1}^{N_1} \sum_{j=1}^{N_2} a_{ij} b_{ij}$ вводится понятие меры сходства $L : I \times I \rightarrow R$,

удовлетворяющей набору аксиом:

а) положительная определенность $L(a, a) \geq 0 \quad \forall a \in I$;

б) симметричность $L(a, b) = L(b, a) \quad \forall a, b \in I$;

в) максимальность $L(a, a) = \max_{b \in I} L(a, b)$.

Построим совокупность фрагментов ЭИ:

$$E = \{e^{kl'} = [e_{k'+i-1, l'+j-1}], i \in \overline{1, N_1}, j \in \overline{1, N_2} | k' \in \overline{1, M_1 - N_1 + 1}, l' \in \overline{1, M_2 - N_2 + 1}\},$$

имеющих размеры ТИ и полученных с помощью всевозможных целочисленных сдвигов относительно ЭИ. Пусть $e^{kl} \in E$ – фрагмент ЭИ, который в наибольшей степени (относительно выбранной меры сходства изображений L) соответствует незашумленному ТИ a , т.е. выполняется условие $L(a, e^{kl}) = \max_{e^{kl'} \in E} L(a, e^{kl'})$, которое равносильно следующему:

$$L(a, e^{kl}) = \max_{(k', l') \in \overline{1, R_1} \times \overline{1, R_2}} L(a, e^{kl'}),$$

где $R_i = M_i - N_i + 1, i \in \overline{1, 2}$.

Отметим, что в случае совпадения сеток ЭИ и ТИ выполняется равенство

$$a = e^{kl}. \quad (2)$$

В результате совмещения (зашумленного) ТИ и фрагментов ЭИ из множества E на основании указанной меры сходства алгоритмов выносится решение в пользу некоторого фрагмента $e^{kl'} \in E$, называемое *привязкой* изображений. Если $k' = k, l' = l$, то привязка называется *правильной*.

Пусть b – матрица значений меры сходства ТИ и всех фрагментов ЭИ, т.е. $[b_{kl'} = L(a, e^{kl'})], (k', l') \in \overline{1, R_1} \times \overline{1, R_2}$. Пусть A – событие, состоящее в правильной привязке ТИ, а B_{kl} – событие, заключающееся в том, что фрагмент ЭИ e^{kl} в наибольшей степени в смысле выбранной меры сходства соответствует незашумленному ТИ a .

В работе [4] показано, что если решение принимается по максимуму меры сходства, то условная вероятность правильной привязки ТИ при условии, что последнее соответствует фрагменту e^{kl} , определяется выражением

$$P(A / B_{kl}) = \int_{-\infty}^{\infty} dy_{kl} \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^{R_1} \prod_{\substack{j=1 \\ j \neq l}}^{R_2} \int_{-\infty}^{y_{kl}} dy_{ij} w_b(y_{11}, \dots, y_{R_1 R_2}), \quad (3)$$

где w_b – совместная плотность распределения элементов матрицы b .

Если заданы априорные вероятности $P(B_{kl'})$ событий $B_{kl'} \left(\sum_{k'=1}^{R_1} \sum_{l'=1}^{R_2} P(B_{kl'}) = 1 \right)$, то в соответствии с формулой полной вероятности вероятность правильной привязки изображений, усредненная по всем возможным положениям ТИ на ЭИ и называемая далее *глобальной надежностью местоопределения*, составит:

$$P(A) = \sum_{k'=1}^{R_1} \sum_{l'=1}^{R_2} P(B_{kl'}) P(A / B_{kl'}) \quad (4)$$

Вероятность, определяемую формулой (3), будем называть *локальной надежностью местоопределения*.

Пусть в качестве меры сходства изображений используется коэффициент взаимной корреляции ТИ и фрагмента ЭИ:

$$b_{kl'} = \sum_{i=1}^{N_1} \sum_{j=1}^{N_2} \tilde{e}_{ij}^{kl'} \tilde{t}_{ij}, \quad k' \in \overline{1, R_1}, l' \in \overline{1, R_2}, \quad (5)$$

$$\text{где } \tilde{t}_{ij} = \frac{t_{ij} - \bar{t}}{\left[\frac{1}{N_1 N_2} \sum_{i=1}^{N_1} \sum_{j=1}^{N_2} (t_{ij} - \bar{t})^2 \right]^{1/2}}, \quad \bar{t} = \frac{1}{N_1 N_2} \sum_{i=1}^{N_1} \sum_{j=1}^{N_2} t_{ij},$$

$$\tilde{e}_{ij}^{kl'} = \frac{e_{ij}^{kl'} - \bar{e}^{kl'}}{\left[\frac{1}{N_1 N_2} \sum_{i=1}^{N_1} \sum_{j=1}^{N_2} (e_{ij}^{kl'} - \bar{e}^{kl'})^2 \right]^{1/2}}, \quad \bar{e}^{kl'} = \frac{1}{N_1 N_2} \sum_{i=1}^{N_1} \sum_{j=1}^{N_2} e_{ij}^{kl'}.$$

Преимущество корреляционного алгоритма состоит в инвариантности относительно линейных преобразований яркости изображений [3], поскольку для сравнения используются центрированные и нормированные ТИ и фрагменты ЭИ. Из формулы (5) следует, что значение $b_{kl'}$ меры сходства на kl' -м фрагменте ЭИ представляет собой случайную величину, являющуюся линейной комбинацией случайных величин $\tilde{t}_{ij}$, т.е. в рассматриваемом случае распознавание осуществляется по скалярному произведению [3] $b_{kl'} = (\tilde{t}, \tilde{e}^{kl'})$.

В работе [2] показано, что плотность распределения случайной величины $\xi_{ij} = \tilde{t}_{ij}/\sigma$ описывается выражением

$$w_{\xi_{ij}}(x) = \frac{\exp \left[-\frac{m + \alpha_{ij}^2}{2} + \frac{\alpha_{ij}^2 x^2}{4(x^2 + N)} \right]}{\sqrt{2\pi N} \cdot 2^{N/2-1}} \sum_{p=0}^{\infty} \frac{(m/4)^p \Gamma(N+1+2p) D_{-N-1-2p} \left(-\frac{\alpha_{ij} x}{\sqrt{x^2 + N}} \right)}{p! \Gamma(p+N/2) (1+x^2/N)^{(N+1)/2+p}}, \quad (6)$$

где $\alpha_{ij} = (a_{ij} - \bar{a})/\sigma$, $D_\nu(x)$ – функция параболического цилиндра [5], $\bar{a} = \frac{1}{N_1 N_2} \sum_{i=1}^{N_1} \sum_{j=1}^{N_2} a_{ij}$,

$$N = N_1 N_2, \quad m = \sum_{i=1}^{N_1} \sum_{j=1}^{N_2} \alpha_{ij}^2.$$

Требуется исследовать свойства плотности вероятностей (6) в зависимости от изменения параметров α_{ij}, m, N , обосновать возможность аппроксимации ее гауссовским распределением и на этой основе преобразовать формулу (4), провести сравнительный анализ результатов расчета по этой формуле с результатами имитационного моделирования процесса совмещения изображений.

Свойства распределения вероятностей (6). В работе [2], показано, что начальные моменты четного и нечетного порядков случайной величины $\xi_{ij} = \tilde{t}_{ij}/\sigma$ определяются выражениями

$$m_{2l}(\xi_{ij}) = e^{-(m+\alpha_{ij}^2)/2} N^l \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(m/2)^n}{n! \prod_{k=1}^l (N/2 + n - k)} \sum_{p=0}^{\infty} \frac{(\alpha_{ij}^2/2)^p}{p!} (p+1/2)_l,$$

$$m_{2l+1}(\xi_{ij}) = \frac{\alpha_{ij} e^{-(m+\alpha_{ij}^2)/2} N^{l+1/2}}{\sqrt{2}} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(m/2)^n \Gamma(n+N/2-l-1/2)}{n! \Gamma(n+N/2)} \sum_{p=0}^{\infty} \frac{(\alpha_{ij}^2/2)^p}{p!} (p+3/2)_l,$$

где $(c)_l = c(c+1)\cdots(c+l-1) = \Gamma(c+l)/\Gamma(c)$, $(c)_0 = 1$.

Непосредственно из этих формул следует, что

$$m_{2l}(\xi_{ij})(-\alpha_{ij}) = m_{2l}(\xi_{ij})(\alpha_{ij}), m_{2l+1}(\xi_{ij})(-\alpha_{ij}) = -m_{2l+1}(\xi_{ij})(\alpha_{ij}), m_{2l+1}(\xi_{ij})(\alpha_{ij} = 0) = 0.$$

После суммирования рядов получим:

$$m_{2l}(\xi_{ij}) = e^{-(m+\alpha_{ij}^2)/2} \frac{N^l {}_1F_1(N/2-l, N/2; m/2) \Gamma(l+1/2) {}_1F_1(l+1/2, 1/2; a^2/2)}{\sqrt{\pi} \prod_{k=1}^l (N/2-k)},$$

$$m_{2l+1}(\xi_{ij}) = \alpha_{ij} e^{-(m+\alpha_{ij}^2)/2} \frac{N^{l+1/2} {}_1F_1(N/2-l-1/2, N/2; m/2) \Gamma(N/2-l-1/2)}{\sqrt{\pi/2} \Gamma(N/2)} \times$$

$$\times {}_1F_1(l+3/2, 3/2; a^2/2) \Gamma(l+3/2),$$

где ${}_1F_1(a, c; x)$ - вырожденная гипергеометрическая функция. В частности, первые четыре начальных момента случайной величины ξ_{ij} находятся из соотношений

$$m_1(\xi_{ij}) = \alpha_{ij} \sqrt{N/2} e^{-m/2} \frac{{}_1F_1(N/2-1/2, N/2; m/2) \Gamma(N/2-1/2)}{\Gamma(N/2)},$$

$$m_2(\xi_{ij}) = \frac{m(1+\alpha_{ij}^2) e^{-m/2} (-m/2)^{-N/2}}{4(N-2)} [N(N-2) \Gamma(N/2-1, -m/2) - 4 \Gamma(N/2+1)],$$

$$m_3(\xi_{ij}) = \alpha_{ij} (3+\alpha_{ij}^2) (N/2)^{3/2} e^{-m/2} \frac{{}_1F_1(N/2-3/2, N/2; m/2) \Gamma(N/2-3/2)}{\Gamma(N/2)},$$

$$m_4(\xi_{ij}) = \frac{(3+6\alpha_{ij}^2 + \alpha_{ij}^4) N^2 e^{-m/2} {}_1F_1(N/2-2, N/2; m/2)}{(N-2)(N-4)},$$

где $\Gamma(\alpha, \beta)$ - неполная гамма-функция.

Используя формулы для центральных моментов

$$\mu_2 = m_2 - m_1^2, \mu_3 = m_3 - 3m_1 m_2 + 2m_1^3, \mu_4 = m_4 - 4m_1 m_3 + 6m_1^2 m_2 - 3m_1^4,$$

можно найти коэффициенты асимметрии и эксцесса распределения (6)

$$k(\xi_{ij}) = \mu_3(\xi_{ij}) / \mu_2^{3/2}(\xi_{ij}), \gamma(\xi_{ij}) = \mu_4(\xi_{ij}) / \mu_2^2(\xi_{ij}) - 3.$$

Пусть случайная величина $\eta \in N(0,1)$, а случайная величина ζ имеет плотность распределения $w_\zeta(x)$, причем $m_1(\zeta) = 0, \mu_2(\zeta) = 1$. Тогда из разложения плотности $w_\zeta(x)$ в ряд Грамма-Шарлье по полиномам Эрмита [6] следует

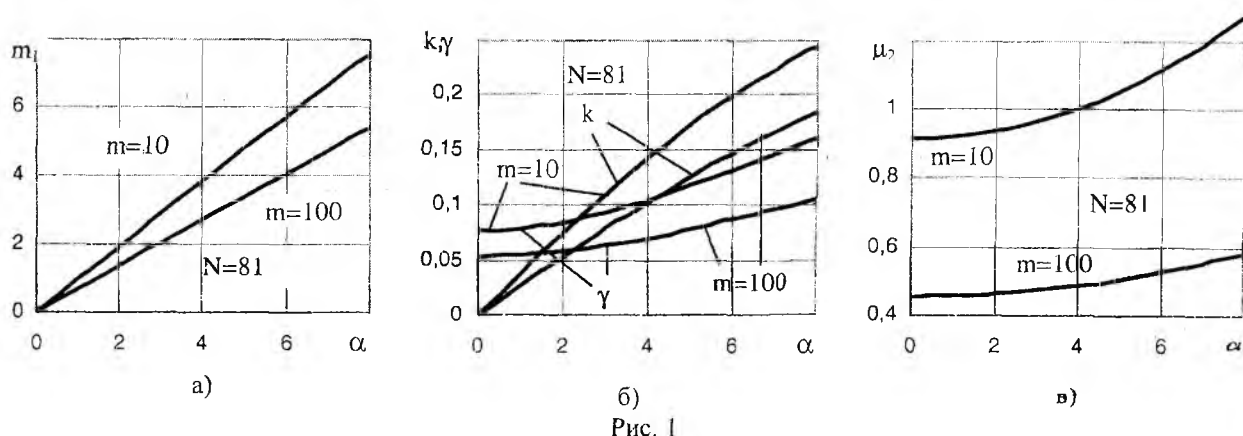
$$w_\zeta(x) = \varphi(x) - \frac{k(\zeta)}{3!} \varphi^{(3)}(x) + \frac{\gamma(\zeta)}{4!} \varphi^{(4)}(x) \dots,$$

где $\varphi(x) = (2\pi)^{-1/2} e^{-x^2/2}$. Следовательно, для плотности распределения (6) случайной величины ξ_{ij} со средним значением $u_{ij} = m_1(\xi_{ij})$ и среднеквадратическим значением $\sigma_{ij} = \sqrt{\mu_2(\xi_{ij})}$ можно написать аналогичное разложение в виде

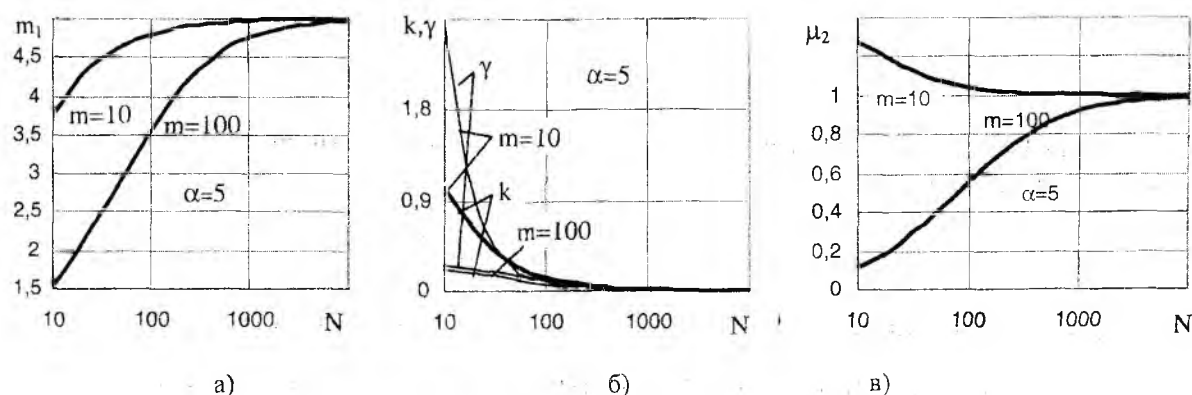
$$w_{\xi_{ij}}(x) \approx \frac{1}{\sigma_{ij}} \left[\varphi\left(\frac{x-u_{ij}}{\sigma_{ij}}\right) - \frac{k(\xi_{ij})}{3!} \varphi^{(3)}\left(\frac{x-u_{ij}}{\sigma_{ij}}\right) + \frac{\gamma(\xi_{ij})}{4!} \varphi^{(4)}\left(\frac{x-u_{ij}}{\sigma_{ij}}\right) \right].$$

По физическому смыслу параметр $m = \frac{1}{\sigma^2} \sum_{i=1}^{N_1} \sum_{j=1}^{N_2} (a_{ij} - \bar{a})^2$ представляет собой отношение энергии ТИ к дисперсии аддитивного шума и может трактоваться как отношение сигнал/шум в ТИ.

Плотность вероятностей (6) зависит от трех параметров α_{ij} , m , N . Исследуем зависимости первых четырех моментов этого распределения от указанных параметров и обоснуем его асимптотические свойства при больших значениях параметров m, N .



Из графиков на рис. 1 следует, что с ростом $|\alpha_{ij}|$ возрастает дисперсия, смещается центр тяжести и распределение все более отличается от нормального (возрастают коэффициенты асимметрии и эксцесса).



Из графиков, представленных на рис. 1, следует, что, судя по поведению коэффициентов асимметрии и эксцесса, распределение (6) при малых отношениях сигнал/шум можно считать нормальным с параметрами m_1, μ_2 уже для $N > 100$, а при больших m это утверждение справедливо и для меньших значений N . В случае $N \rightarrow \infty, m \ll N$ использование асимптотических формул

$$(|z| \rightarrow \infty) \Gamma(z) \sim \sqrt{\frac{2\pi}{z}} z^z e^{-z} [1 + O(z^{-1})],$$

$$D_v(z) \sim \frac{1}{\sqrt{2}} \exp \left[\frac{v}{2} \ln(-v) + v/2 - \sqrt{-v} z \right] [1 + O(|v|^{-1})], \quad |z| < |v|$$

приводит к результату $w_{\varepsilon_{ij}}(x) \sim N(\alpha_{ij}, 1)$.

Графики на рис. 2 свидетельствуют о том, что в области малых и средних значений отношения сигнал/шум распределение (6) близко к нормальному с параметрами m_1, μ_2 , а при $m \gg 1$ оно стягивается к δ -функции. Используя асимптотическое представление вырожденной гипергеометрической функции [7]

$${}_1F_1(a, c; x) \sim \frac{\Gamma(c)}{\Gamma(a)} e^x x^{a-c} [1 + O(|x^{-1}|)], \quad x \rightarrow \infty,$$

можно найти первые моменты распределения:

$$\begin{aligned} m_1(\xi_{ij}) &\sim \alpha_{ij} \sqrt{N/m}, \quad m_2(\xi_{ij}) \sim (1 + \alpha_{ij}^2) N/m, \\ m_3(\xi_{ij}) &\sim \alpha_{ij} (3 + \alpha_{ij}^2) (N/m)^{3/2}, \quad m_4(\xi_{ij}) \sim (\alpha_{ij}^4 + 6\alpha_{ij}^2 + 3) (N/m)^2, \\ \mu_2(\xi_{ij}) &\sim N/m, \quad \mu_3(\xi_{ij}) \sim 0, \quad \mu_4(\xi_{ij}) \sim 3(N/m)^2, \quad k(\xi_{ij}) \sim 0, \quad \gamma(\xi_{ij}) \sim 0, \quad m \rightarrow \infty, \end{aligned} \quad (7)$$

что подтверждается результатами расчетов, приведенными на рис. 3. Формулами (7) следует пользоваться при больших значениях m во избежание переполнения диапазона чисел с плавающей запятой при вычислении функции ${}_1F_1(a, c; x)$.

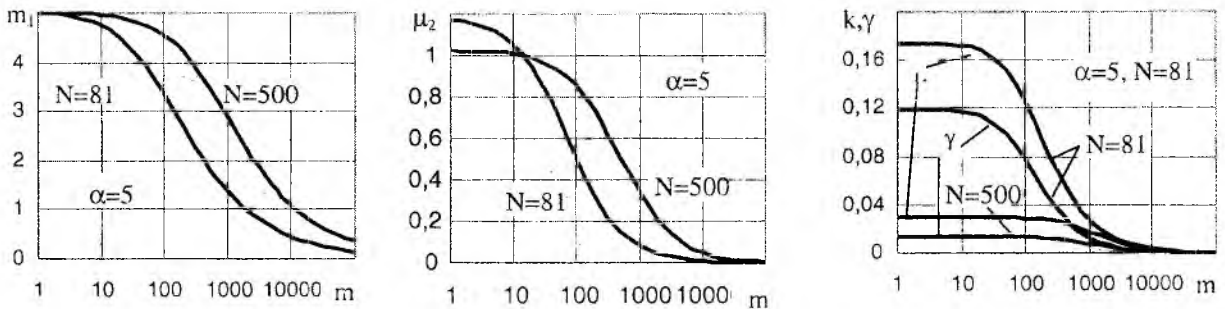


Рис. 3

Запишем разложение логарифма характеристической (кумулятивной) функции случайной величины b_{kl} в ряд Маклорена:

$$\ln \Theta_{b_{kl}}(v) = \sum_{m=1}^{\infty} \frac{\kappa_m(b_{kl})}{m!} (iv)^m,$$

где $\kappa_m(b_{kl})$ – кумулянты случайной величины b_{kl} . В частности, $\kappa_1(b_{kl}) = m_1(b_{kl})$; $\kappa_2(b_{kl}) = \mu_2(b_{kl})$; $\kappa_3(b_{kl}) = \mu_3(b_{kl})$; $\kappa_4(b_{kl}) = \mu_4(b_{kl}) - 3\mu_2^2(b_{kl})$. Если предположить, что случайные величины ξ_{ij} независимы между собой, будем иметь [6]

$$\kappa_m(b_{kl}) = \sum_{i=1}^{N_1} \sum_{j=1}^{N_2} c_{kl,ij}^m \kappa_m(\xi_{ij}),$$

где $c_{kl,ij} = \tilde{e}_{k+i-1, l+j-1}$.

Введем центрированную и нормированную случайную величину $\tilde{b}_{kl} = \frac{b_{kl} - m_1(b_{kl})}{\sqrt{\mu_2(b_{kl})}}$.

Поскольку $\kappa_1(\tilde{b}_{kl}) = 0$; $\kappa_m(\tilde{b}_{kl}) = \kappa_m(b_{kl}) / [\mu_2(b_{kl})]^{m/2}$, $m = 2, 3, \dots$,

$$\Theta_{\tilde{b}_{kl}}(v) \approx e^{-v^2/2} \left[1 - \frac{iv^3 k(b_{kl})}{6} + \frac{v^4 \gamma(b_{kl})}{24} \right]. \quad (8)$$

Обратное преобразование Фурье дает следующее выражение:

$$\tilde{w}_{\tilde{b}_{kl}}(x) \approx \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-x^2/2} \left[1 + \frac{k(x^3 - 3)}{6} + \frac{\gamma(x^4 - 6x^2 + 3)}{24} \right],$$

откуда

$$w_{b_{kl}}(x) = \frac{1}{\sqrt{\mu_2(b_{kl})}} w_{b_{kl}} \left(\frac{x - m_1(b_{kl})}{\sqrt{\mu_2(b_{kl})}} \right). \quad (9)$$

Таким образом, формула (3) в рассматриваемом случае принимает вид

$$P(A/B_{kl}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-x^2/2} \prod_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^{R_1} \prod_{\substack{l'=1 \\ l' \neq l}}^{R_2} \left\{ \Phi(h_{kl,k'l'}(x)) + \right. \\ \left. + \frac{\exp[-h_{kl,k'l'}^2(x)/2]}{6\sqrt{2}} \left[k(b_{k'l'}) (1 - h_{kl,k'l'}^2(x)) + \frac{\gamma(b_{k'l'}) h_{kl,k'l'}(x)}{4} (3 - h_{kl,k'l'}^2(x)) \right] \right\} dx, \quad (10)$$

где $h_{kl,k'l'}(x) = \frac{x\sqrt{\mu_2(b_{kl})} + m_1(b_{kl}) - m_1(b_{k'l'})}{\sqrt{\mu_2(b_{k'l'})}}$, $\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x e^{-t^2/2} dt$ - интеграл Лапласа.

Моделирование ТИ. Для вычисления оценок надежности местоопределения в соответствии с формулой (10) необходимо каким-либо образом смоделировать незашумленное ТИ. В данной работе формирование ТИ по элементам ЭИ осуществлялось следующим образом. Элементы ЭИ представлялись отсчетами в узлах целочисленной решетки в системе координат (x, y) , начало которой совмещено с элементом e_{11} и ось y направлена вниз. Далее задавалось положение центральной точки ТИ на ЭИ (x_0, y_0) , его размеры N_1, N_2 , масштаб q и угол φ поворота ТИ относительно ЭИ вокруг точки (x_0, y_0) . Затем определялись координаты (x_{ij}, y_{ij}) элементов ТИ по формулам:

$$\begin{aligned} x_{ij} &= x_0 + (x' - x_0) \cos \varphi - (y' - y_0) \sin \varphi; \\ y_{ij} &= y_0 + (x' - x_0) \sin \varphi + (y' - y_0) \cos \varphi; \end{aligned} \quad i \in \overline{1, N_1}, j \in \overline{1, N_2},$$

где $x'_{ij} = x_0 + q(j + \chi_x)$, $i \in \overline{1, N_1}$, $j \in \overline{1, N_2}$, $y'_{ij} = y_0 + q(i + \chi_y)$, $i \in \overline{1, N_1}$, $j \in \overline{1, N_2}$,

$$N_x = \begin{cases} [N_2/2] - 1; N_2 = 2p; \\ [N_2/2]; N_2 = 2p - 1; \end{cases} \quad N_y = \begin{cases} [N_1/2] - 1; N_1 = 2p; \\ [N_1/2]; N_1 = 2p - 1; \end{cases} \quad \chi_x = \begin{cases} 1/2; N_2 = 2p; \\ 0; N_2 = 2p - 1; \end{cases} \quad \chi_y = \begin{cases} 1/2; N_1 = 2p; \\ 0; N_1 = 2p - 1; \end{cases}$$

$[x]$ - операция определения целой части числа x ; $p = 1, 2, \dots$

Затем для каждой точки (x_{ij}, y_{ij}) находился ближайший узел $(k = \lfloor y_{ij} \rfloor, l = \lfloor x_{ij} \rfloor)$ и определялся сдвиг $(\Delta x_{ij} = x_{ij} - l, \Delta y_{ij} = y_{ij} - k)$. Цифровое ЭИ в окрестности точки (k, l) аппроксимировалось поверхностью второго порядка

$$\pi(\Delta x, \Delta y) = g_1 + g_2 \Delta x + g_3 (\Delta x)^2 + g_4 (\Delta y) + g_5 (\Delta y)^2 + g_6 \Delta x \Delta y. \quad (11)$$

Из системы линейных уравнений

$$\begin{aligned} e_{kl} &= \pi(0, 0); e_{k-1, l} = \pi(0, 1); e_{k+1, l} = \pi(0, -1); \\ e_{k, l+1} &= \pi(1, 0); e_{k, l-1} = \pi(-1, 0); e_{k+1, l-1} = \pi(1, -1) \end{aligned}$$

определялись коэффициенты $g_i, i \in \overline{1, 6}$, подставляя которые в формулу (11) при $\Delta x = \Delta x_{ij}, \Delta y = \Delta y_{ij}$, вычисляли яркость a_{ij} элемента незашумленного ТИ

$$\begin{aligned} a_{ij} &= e_{k-1, l} \Delta y_{ij} (\Delta y_{ij} - 1) / 2 + e_{k, l-1} \Delta x_{ij} (\Delta x_{ij} - 1) / 2 + e_{kl} [1 + \Delta x_{ij} \Delta y_{ij} - (\Delta x_{ij})^2 - (\Delta y_{ij})^2] + \\ &+ e_{k, l+1} \Delta x_{ij} (\Delta x_{ij} - 2 \Delta y_{ij} + 1) / 2 + e_{k+1, l} \Delta y_{ij} (\Delta y_{ij} - 2 \Delta x_{ij} + 1) / 2 + e_{k+1, l+1} \Delta x_{ij} \Delta y_{ij}. \end{aligned}$$

Сравнительный анализ результатов расчета надежности местоопределения и результатов имитационного моделирования. Сначала рассмотрим случай отсутствия искажений ТИ. Пусть задано тестовое ЭИ

$$e_{ij} = \begin{cases} T_0, & (i, j) \in I = \{(i, j) | i \in \overline{7,13}; j \in \overline{7,13}\} \\ T_g, & (i, j) \in \{(i, j) | i \in \overline{1,19}; j \in \overline{1,19}\} \setminus I \end{cases}$$

в виде прямоугольника с радиояростной температурой T_0 на равномерном фоне с температурой T_g . Зададим положение $k = 6, l = 6$ левого верхнего угла ТИ на ЭИ и сформируем незашумленное ТИ $a = e^{kl}$ размерами $N_1 = 9 \times N_2 = 9$ элементов. Для расчета вероятности правильной привязки по формуле (10) осталось задать среднесквадратическое значение шума σ , а для выполнения имитационного моделирования алгоритма совмещения изображений в соответствии с выражением (5) при каждом запуске алгоритма необходимо формировать ТИ добавлением к каждому его отсчету значения нормально распределенной случайной величины $n_{ij} \in N(0, \sigma)$. В процессе многократного запуска алгоритма с различными реализациями шума выносилось решение о привязке изображений, а оценка вероятности правильной привязки определялась как отношение количества правильных привязок к общему числу запуска алгоритма, которое в рассматриваемом случае составляло $N_0 = 2000$.

На рис. 4 – 9 жирной сплошной кривой обозначены результаты расчетов локальной надежности местоопределения по формуле (10) при $k = 6, l = 6$, штриховой линией – результаты расчета глобальной надежности местоопределения по формуле (4), кружками – результаты статистических испытаний корреляционного алгоритма совмещения изображений, квадратами – то же для алгоритма с аппроксимацией решающей функции в окрестности ее экстремума, который описан в [8]. В последнем случае под правильной привязкой подразумевалось событие, состоящее в том, что оценки $(\tilde{x}, \tilde{y})$ координат центра ТИ, определенные алгоритмом, удовлетворяют условию

$$(\tilde{x}, \tilde{y}) \in [x_0 - 1, x_0 + 1] \times [y_0 - 1, y_0 + 1],$$

где (x_0, y_0) – истинные координаты центра, задаваемые при моделировании ТИ.

Результаты расчетов по формуле (10) и статистических испытаний корреляционного алгоритма совмещения изображений представлены на рис. 4 для $\Delta T = T_0 - T_g = 2K$ и $k = l = 6$. На том же рисунке приведен график зависимости глобальной надежности местоопределения от σ , рассчитанный в соответствии с выражением (4) при равномерном априорном распределении положений ТИ на ЭИ. Штрих - пунктирной линией показан вклад второго слагаемого в фигурных скобках формулы (10). Для этих же условий зависимость локальной надежности местоопределения от целочисленного сдвига ТИ относительно ЭИ иллюстрируется зависимостью, приведенной на рис. 5. Расхождение между теоретической и экспериментальной зависимостями локальной надежности проявляется при увеличении σ , т.е. при уменьшении отношения сигнал/шум m в изображении, что объясняется тем, что в этом случае распределение (6) все более отличается от нормального.

На рис. 6, 7 представлены теоретические и экспериментальные зависимости вероятности правильной привязки от сдвига изображений по соответствующим осям. Из графиков следует, что с увеличением $|x|$ или $|y|$ возрастает расхождение между результатами статистических испытаний и теоретической кривой. Отметим, что предложенный в работе [8] алгоритм практически инвариантен к указанным сдвигам.

Рис. 8, 9 иллюстрируют поведение надежности местоопределения в зависимости от изменения коэффициента масштаба ТИ и угла поворота в градусах ТИ относительно ЭИ.

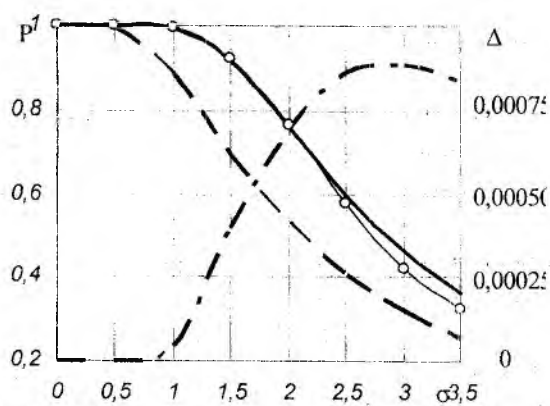


Рис. 4

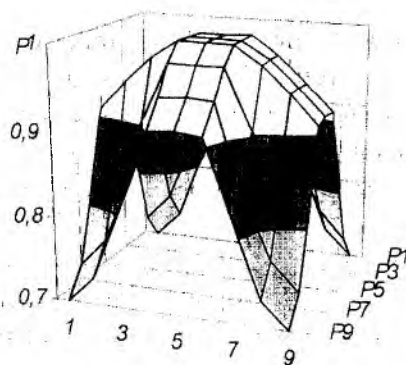


Рис. 5

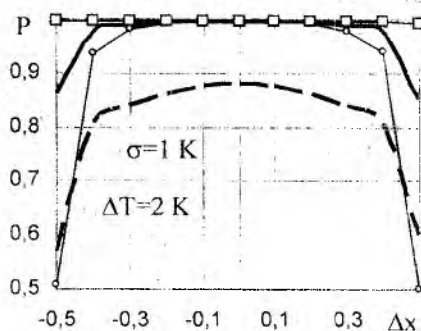


Рис. 6

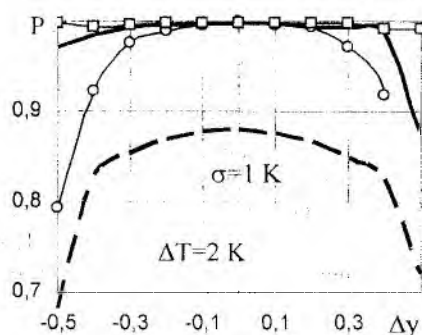


Рис. 7

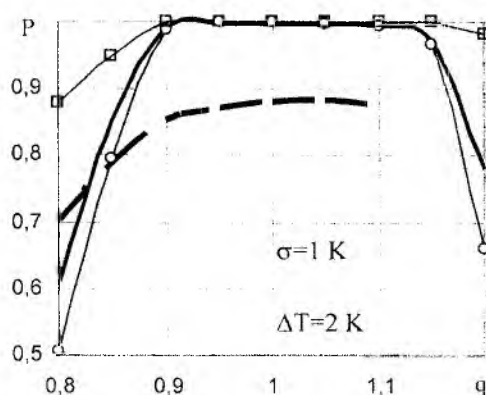


Рис. 8

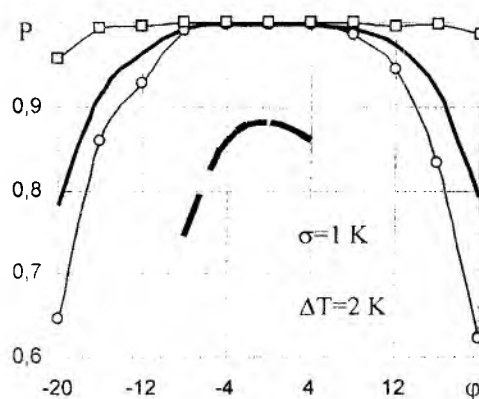


Рис. 9

Сравнительный анализ теоретических и экспериментальных зависимостей локальной надежности местоопределения РСН позволяет сделать вывод о хорошем совпадении результатов при достаточно больших отношениях сигнал/шум в ТИ.

Таким образом, разработан метод оценки влияния геометрических искажений ТИ на надежность местоопределения РСН, состоящий из операций моделирования ТИ по отсчетам ЭИ и операции вычисления оценки вероятности правильной привязки с помощью полученной формулы (10). Моделирование ТИ включает:

- определение координат его элементов, которые вычисляются при условии нахождения летательного аппарата в заданной точке пространства в районе привязки и заданного углового положения каждого из лучей многолучевой диаграммы направленности антенны;

— последующее вычисление яркости каждого элемента двумерной интерполяцией по значениям яркостей ЭИ в соседних точках.

Исследованы свойства распределения (6) элемента центрированного нормированного ТИ в зависимости от отношения сигнал/шум и числа элементов в ТИ и выделена область изменения этих параметров, в которой плотность вероятностей (6) можно аппроксимировать гауссовой.

Получена формула (10) для вероятности правильной привязки изображений в РМСН, результаты расчета по которой хорошо согласуются с результатами имитационного моделирования процесса совмещения изображений при малых искажениях ТИ. При вычислении по этой формуле с достаточно высокой степенью точности можно ограничиться первым слагаемым, соответствующим гауссовому распределению вероятностей меры сходства изображений.

Список литературы: 1. *Методы фильтрации сигналов в корреляционно-экстремальных системах навигации* / В.К. Баклицкий, А.М. Бочкарев, М.П. Мусьяков. М.: Сов. радио, 1986. 216 с. 2. *Антюфеев В.И., Макаренко Б.И.* Теоретическая оценка эффективности алгоритмов локализации целей в двумерных КЭСН // *Электромагнитные волны и электронные системы*. 1997. Т. 2. №6. С. 83-89. 3. *Mostafavi H., Smith F.W.* Image correlation with geometric distortion // *IEEE Transactions*. 1978. V. AES-14. P. 487 – 500. 4. *Васильев В.И.* Распознающие системы. Справочник. К.: Наук. думка, 1969. 292 с. 5. *Бейтмен Г., Эрдейи А.* Высшие трансцендентные функции. Функции Бесселя, функции параболического цилиндра, ортогональные многочлены. М.: Наука, 1974. 295 с. 6. *Левин Б.Р.* Теоретические основы статистической радиотехники. 3-е изд. М.: Радио и связь, 1989. 656 с. 7. *Бейтмен Г., Эрдейи А.* Высшие трансцендентные функции. Гипергеометрическая функция. Функции Лежандра. М.: Наука, 1973. 296 с. 8. *Антюфеев В.И., Бакулин И.Е., Быков В.Н. и др.* Повышение точности местоопределения радиометрических корреляционно-экстремальных систем навигации путем использования методов приближения решающей функции. (Сообщение 1) // *Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб.* 2002. Вып. 124. С. 84 - 89.

*Объединенный научно-исследовательский
институт Вооруженных Сил
ОАО НПО «Сатурн», г. Киев*

Поступила в редколлегию 05.07.2004

О. И. СУХАРЕВСКИЙ, д-р техн. наук, В. А. ВАСИЛЕЦ, канд. техн. наук,
А. З. САЗОНОВ, канд. техн. наук, К. И. ТКАЧУК, канд. техн. наук

РАСЧЕТ КАУСТИЧЕСКОЙ ПОВЕРХНОСТИ ДЛЯ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОГО КОНУСНОГО ОБТЕКАТЕЛЯ

Одним из элементов конструкции аэродинамического объекта, вносящим существенный вклад в его вторичное излучение, является носовая антенная система с диэлектрическим обтекателем. Электродинамический расчет характеристик рассеяния таких систем [1,2], опирающийся, в частности, на лучевые методы, требует учета зон повышенной концентрации энергии (так называемых каустических поверхностей) под обтекателем. Эти поверхности являются огибающими семейства лучей, переотраженных внутренней поверхностью обтекателя в сторону антенны. Отметим, что в монографической литературе практически нет результатов построения каустических поверхностей для конкретных трехмерных структур. Имеющиеся результаты, как правило, связаны с двумерными задачами [3,4]. В статье рассматривается процесс образования каустической поверхности внутри конусообразного обтекателя при наклонном падении на него плоской волны. Указаны условия возникновения каустической поверхности. Предложены расчетные соотношения, описывающие каустическую поверхность. Дано графическое представление взаимного положения обтекателя и каустической поверхности для различных углов падения плоской волны.

Основные расчетные соотношения. Рассмотрим падение плоской волны с волновым вектором $\vec{R}^0 = (\sin \gamma, 0, \cos \gamma)$ на диэлектрический обтекатель конической формы с углом полураствора при вершине θ ($0 < \theta \leq \frac{\pi}{2}$) и высотой h (рис.1). Каустическая поверхность внутри рассматриваемого объекта может образовываться при падении волны на внутреннюю поверхность обтекателя, когда отраженные от нее лучи имеют огибающую поверхность. В этом случае внешняя поверхность обтекателя должна быть частично «освещена» падающей волной, а частично находиться в тени, чтобы сделать участок внутренней поверхности освещенным лучами, прошедшими сквозь обтекатель. Таким образом, необходимым условием образования каустической поверхности внутри обтекателя является наличие терминатора (линии «свет-тень») на внешней поверхности.

Запишем условия возникновения терминатора на поверхности конуса

$$F \equiv x^2 + y^2 - z^2 \operatorname{tg}^2 \theta = 0. \quad (1)$$

Нормаль к поверхности конуса имеет направление вектора

$$\vec{\nabla} F = 2\{x, y, -z \operatorname{tg}^2 \theta\}. \quad (2)$$

Тогда для точек терминатора справедливо равенство

$$\vec{\nabla} F \cdot \vec{R}^0 = 0 \quad (3)$$

с учетом условия (1). Таким образом, координаты точек терминатора удовлетворяют следующей системе уравнений:

$$\begin{cases} x \sin \gamma - z \cos \gamma \operatorname{tg}^2 \theta = 0, \\ x^2 + y^2 - z^2 \operatorname{tg}^2 \theta = 0. \end{cases} \quad (4)$$

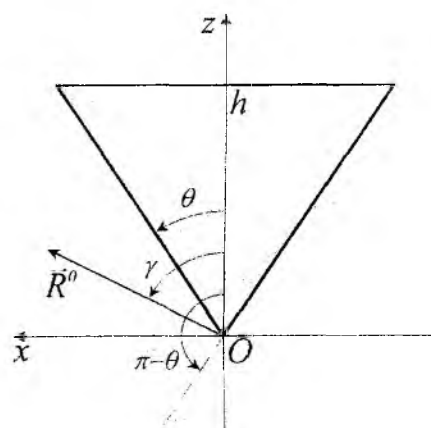


Рис.1

Отсюда

$$x = z \frac{\operatorname{tg}^2 \theta}{\operatorname{tg}^2 \gamma}, \quad y^2 = z^2 \operatorname{tg}^2 \theta \left(1 - \frac{\operatorname{tg}^2 \theta}{\operatorname{tg}^2 \gamma} \right). \quad (5)$$

Как следует из выражения (5), условие существования терминатора: $\operatorname{tg}^2 \gamma > \operatorname{tg}^2 \theta$. То есть угол γ должен лежать в пределах $\theta < \gamma < \pi - \theta$. Если $0 < \gamma < \theta$, освещенной оказывается вся внешняя поверхность обтекателя и терминатор не образуется. Если $\pi - \theta < \gamma < \pi$, то облучение происходит со стороны основания конуса и внешняя поверхность обтекателя остается неосвещенной.

Необходимо отметить, что наиболее интересными являются ракурсы зондирования из передней полусферы, то есть при $\theta < \gamma < \frac{\pi}{2}$. Именно такие ракурсы зондирования и будем рассматривать ниже.

Запишем уравнение проекции терминатора на плоскость Oxy :

$$\frac{x}{|y|} = \frac{p}{\sqrt{1-p^2}}, \quad p = \frac{\operatorname{tg} \theta}{\operatorname{tg} \gamma}. \quad (6)$$

Если принять, что $\theta < \gamma < \frac{\pi}{2}$, то $0 < p < 1$.

Проекция освещенной части обтекателя на плоскость Oxy представляет собой сектор

$$\arccos p \leq s \leq 2\pi - \arccos p. \quad (7)$$

Для точек на поверхности обтекателя можно записать:

$$\begin{cases} x = z \operatorname{tg} \theta \cos s \\ y = z \operatorname{tg} \theta \sin s \end{cases} \quad (0 \leq z \leq h). \quad (8)$$

Возьмем точку на внешней поверхности обтекателя, удовлетворяющую условиям освещенности с координатами (z_0, s_0) :

$$\begin{cases} x_0 = z_0 \operatorname{tg} \theta \cos s_0, \\ y_0 = z_0 \operatorname{tg} \theta \sin s_0, \end{cases} \quad (9)$$

и проведем через нее прямую с направляющим вектором $\vec{R}^0$:

$$\begin{cases} x = x_0 + t \sin \gamma, \\ y = y_0, \\ z = z_0 + t \cos \gamma. \end{cases} \quad (10)$$

Для первой точки пересечения прямой с конусом – точки на освещенной части внешней поверхности конуса – $t_0 = 0, s = s_0$. Найдем вторую точку пересечения этой прямой с конусом – точку на его внутренней поверхности:

$$\begin{cases} x_0 + t \sin \gamma = (z_0 + t \cos \gamma) \cos s \operatorname{tg} \theta, \\ y_0 = (z_0 + t \cos \gamma) \sin s \operatorname{tg} \theta. \end{cases} \quad (11)$$

Отсюда можно получить уравнение для нахождения t :

$$2x_0 t \sin \gamma + t^2 \sin^2 \gamma = 2z_0 t \cos \gamma \operatorname{tg}^2 \theta + t^2 \cos^2 \gamma \operatorname{tg}^2 \theta. \quad (12)$$

При $t \neq 0$ получаем значение этого параметра для второй точки пересечения прямой с поверхностью конуса:

$$t_1 = \frac{2(x_0 \sin \gamma - z_0 \cos \gamma \operatorname{tg}^2 \theta)}{(\cos^2 \gamma \operatorname{tg}^2 \theta - \sin^2 \gamma)}. \quad (13)$$

Координаты точки $\vec{r}_1 = (x_1, y_1, z_1)$ на внутренней поверхности обтекателя

$$\begin{cases} x_I = x_0 + t_I \sin \gamma, \\ y_I = y_0, \\ z_I = z_0 + t_I \cos \gamma. \end{cases} \quad (14)$$

Орт внутренней нормали в точке отражения на внутренней поверхности обтекателя

$$\bar{n} = \frac{\bar{\nabla} F}{|\bar{\nabla} F|} = \left\{ -x_1, -y_1, z_1 \operatorname{tg}^2 \theta \right\} / \sqrt{x_1^2 + y_1^2 + z_1^2 \operatorname{tg}^4 \theta}, \quad (15)$$

а направление отраженного луча в точке $\bar{r}_1(x_1, y_1, z_1)$

$$\bar{R}^1 = \bar{R}^0 - 2\bar{n}(\bar{R}^0 \bar{n}). \quad (16)$$

Тогда для точки каустической поверхности, расположенной на отраженном луче, можно записать:

$$\bar{r} = \bar{r}_1 + t^* (\bar{R}^0 - 2\bar{n}(\bar{R}^0 \bar{n})). \quad (17)$$

Значение параметра $t^* = t^*(s_0, z_0)$ находим из условия обращения в ноль якобиана

$$D(t) = \left(\frac{\partial \bar{r}}{\partial t} \frac{\partial \bar{r}}{\partial \sigma_1} \frac{\partial \bar{r}}{\partial \sigma_2} \right) \quad (18)$$

перехода от лучевых координат (σ_1, σ_2, t) к декартовым. Система лучевых координат образована вектором внешней нормали к точке $\bar{r}_1$ на поверхности обтекателя и вектором, направленным вдоль образующей конуса в данной точке. Третий вектор дополняет систему до правой тройки векторов и лежит в касательной плоскости перпендикулярно к образующей конуса в точке $\bar{r}_1$. В лучевой системе координат для вектора направления $\bar{R}^0$ зондирования можно записать представление:

$$\bar{R}^0 = \bar{r}_1 \cos \alpha_1 + \bar{r}_2 \cos \alpha_2 + \bar{n} \cos \beta, \quad (19)$$

где β – острый угол (рис.2). В точке $\bar{r}_1$ значения главных кривизн $\kappa_1 > 0, \kappa_2 = 0$ (направление вдоль образующей). Путем несложных вычислений можно показать, что значения частных производных в (18) равны:

$$\frac{\partial \bar{r}}{\partial \sigma_i} = \bar{r}_i (1 - 2t^* \kappa_i \cos \beta) - 2t^* \kappa_i \bar{n} \cos \beta, \quad (i=1,2), \quad \frac{\partial \bar{r}}{\partial t} = \bar{r}_1 \cos \alpha_1 + \bar{r}_2 \cos \alpha_2 - \bar{n} \cos \beta.$$

Тогда уравнение для нахождения t^* будет иметь вид

$$D(t) = \begin{vmatrix} \cos \alpha_1 & \cos \alpha_2 & -\cos \beta \\ 1 - 2t^* \kappa_1 \cos \beta & 0 & -2\kappa_1 t^* \cos \alpha_1 \\ 0 & 1 & 0 \end{vmatrix} = 2\kappa_1 t^* (\cos^2 \beta + \cos^2 \alpha_1) - \cos \beta = 0. \quad (20)$$

Отсюда следует, что

$$t^* = \frac{\cos \beta}{2\kappa_1 (\cos^2 \beta + \cos^2 \alpha_1)} = \frac{\cos \beta}{2\kappa_1 \sin^2 \alpha_2}. \quad (21)$$

Используя выражения (17) и (21), запишем уравнение каустической поверхности:

$$\bar{r} = \bar{r}_1(s_0, z_0) + \frac{\cos \beta}{2\kappa_1 \sin^2 \alpha_2} (\bar{R}^0 - 2\bar{n}(\bar{R}^0 \bar{n})), \quad (\bar{R}^0 \bar{n}) = \cos \beta. \quad (22)$$

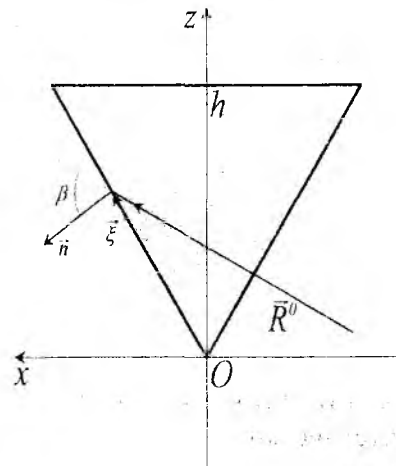


Рис. 2

Проведем вычисление кривизны κ_1 в точке $\vec{r}_1$. Радиус сечения, перпендикулярного к оси Oz , равен $z_1 \tan \theta$ (рис.3). Радиус кривизны нормального сечения в точке $\vec{r}_1$ равен (в соответствии с теоремой Менье [5]) $z_1 \tan \theta / \cos \theta$, и, следовательно, главные кривизны в этой точке

$$\kappa_1 = \frac{z_1 \tan \theta}{\cos \theta}, \quad \kappa_2 = 0. \quad (23)$$

Найдем значение $\sin^2 \alpha_2$. Для этого сначала вычислим направляющий косинус $\cos \alpha_2$ для вектора $\vec{R}^0$:

$$\cos \alpha_2 = \vec{R}^0 \cdot \vec{\tau}_2, \quad \vec{\tau}_2 = \pm \frac{\vec{r}_1(s_0, z_0)}{|\vec{r}_1(s_0, z_0)|},$$

$$\cos^2 \alpha_2 = \frac{(\vec{R}^0 \cdot \vec{r}_1(s_0, z_0))^2}{|\vec{r}_1(s_0, z_0)|^2}$$

Следовательно,

$$\sin^2 \alpha_2 = 1 - \frac{(\vec{R}^0 \cdot \vec{r}_1(s_0, z_0))^2}{|\vec{r}_1(s_0, z_0)|^2}. \quad (24)$$

Окончательно уравнение каустической поверхности можно

представить в виде

$$\vec{r} = \vec{r}_1(s_0, z_0) + \frac{(\vec{R}^0 \vec{n}) z_1 \tan \theta (\vec{R}^0 - 2\vec{n}(\vec{R}^0 \vec{n}))}{2 \cos \theta \left[1 - \frac{(\vec{R}^0 \cdot \vec{r}_1(s_0, z_0))^2}{|\vec{r}_1(s_0, z_0)|^2} \right]}. \quad (25)$$

Результаты численных расчетов. На основе полученных выражений были проведены вычисления каустических поверхностей для различных углов облучения. В качестве модели взят конический обтекатель высотой 1м с углом полураскрыва при вершине 15° . Волновой вектор падающей волны $\vec{R}^0 = (\sin \gamma, 0, \cos \gamma)$ лежит в плоскости Oxz . Результаты построений приведены на рис. 4 – 6, где показана каустическая поверхность при угле зондирования $20, 30, 60^\circ$ соответственно.

Для сравнения рядом с каустическими поверхностями приведено изображение этой же поверхности, вписанной в конический обтекатель. Каустическая поверхность имеет форму “самолетика”. Причем размеры поверхности возрастают при увеличении угла зондирования γ . При этом, с увеличением угла зондирования клиновидная поверхность в “самолетике” становится более рельефной, а раствор клина, образующего эту поверхность, уменьшается.

Анализ полученных результатов показывает, что каустическая поверхность внутри конического обтекателя образуется в широком диапазоне углов зондирования. При этом каустическая поверхность существенно пересекает основание конуса, где может располагаться антенная система. Таким образом, образование каустической поверхности внутри конического обтекателя должно быть учтено при электродинамическом расчете характеристик рассеяния антенных систем с обтекателем.

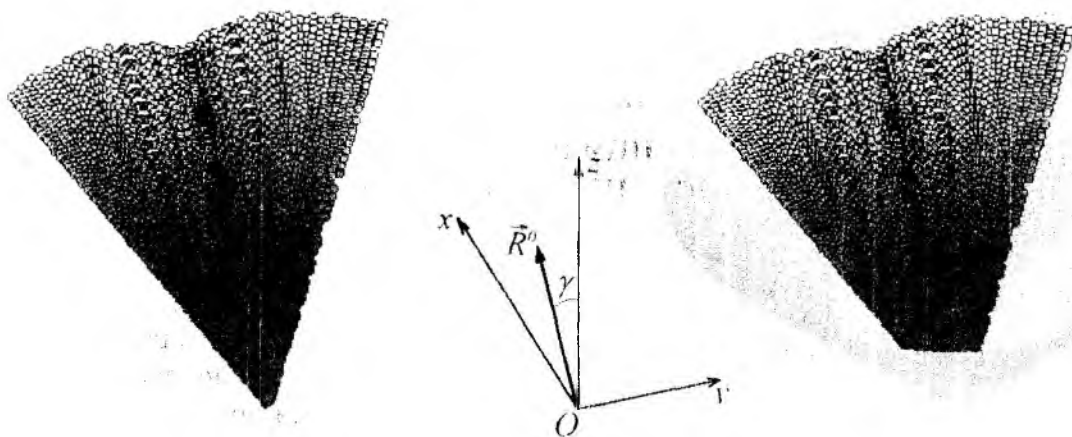


Рис. 4

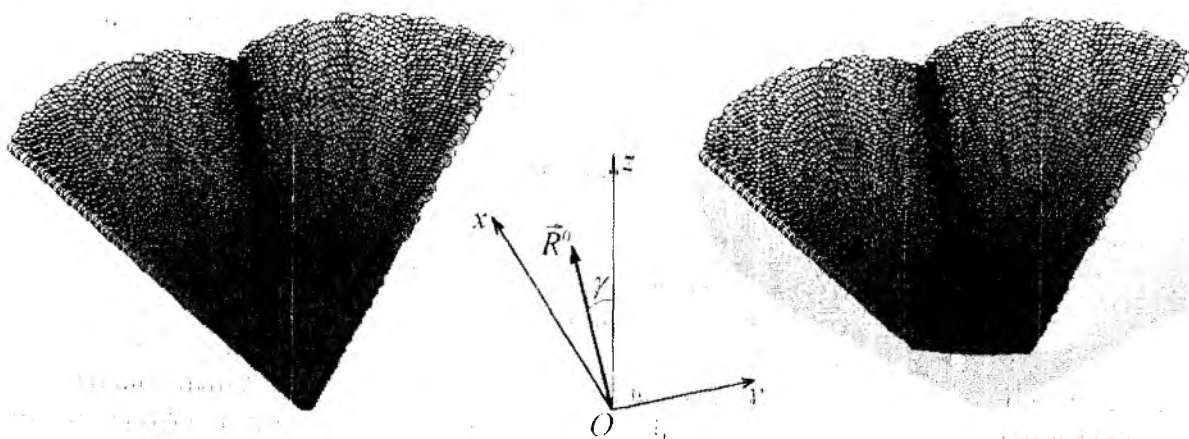


Рис. 5

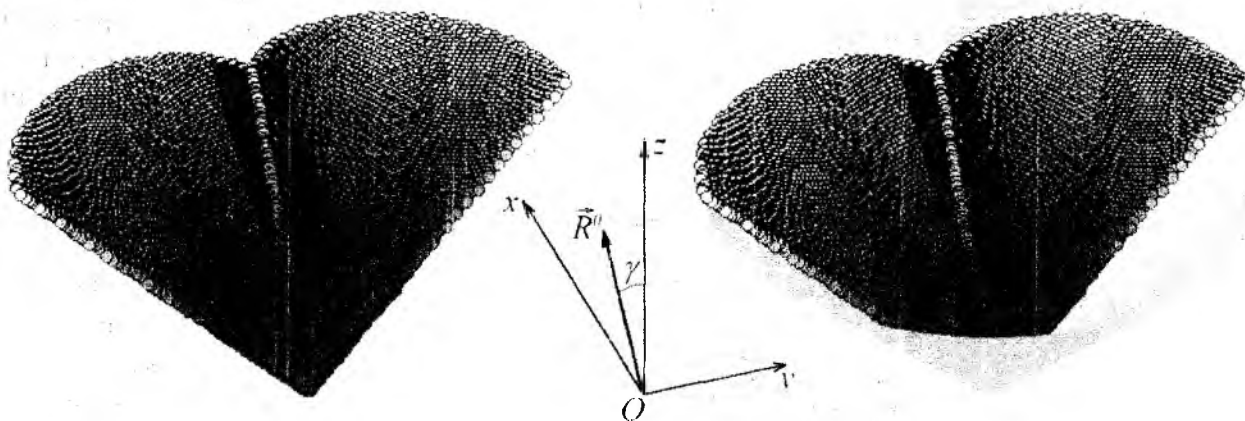


Рис. 6

Список литературы: 1. Крылов В.М., Подольхов И.В., Ромащин В.Г., Шадрин А.П. Метод математического профилирования антенных обтекателей // Радиотехника. 2002. № 11. С. 20-24. 2. Cai-Chene Lu A Fast Algorithm Based on Volume Integral Equation for Analysis of Arbitrary Shaped Dielectric Radomes // Trans. AP. 2003. Vol. 51. № 3, P.606-612. 3. Боровиков В.А., Кинбер Б.Е. Геометрическая теория дифракции. М. Связь, 1978. 247с. 4. Бабич В.М., Булдырев В.С. Асимптотические методы в задачах дифракции коротких волн. Метод эталонных задач. М.: Наука, 1972. 456с. 5. Погорелов А.В. Дифференциальная геометрия. М.: Наука, 1972. 287с.

Научно-исследовательский институт Вооруженных Сил

Поступила в редколлегию 28.04.2004

В.А. КАТРИЧ, канд. физ.-мат. наук, А.А. ЛЯХОВСКИЙ,
А.Ф. ЛЯХОВСКИЙ, канд. физ.-мат. наук

ВЛИЯНИЕ УСЛОВИЙ ВОЗБУЖДЕНИЯ РЕЗОНАТОРА НА ХАРАКТЕРИСТИКИ РЕЗОНАНСНОЙ ЩЕЛЕВОЙ ЛИНЕЙНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

Введение. В многоэлементных волноводно-щелевых решетках (ВЩР) для уменьшения погрешностей в реализации требуемого амплитудно-фазового распределения (АФР) применяют секционирование излучающей апертуры, где секции представляют собой волноводные резонаторы с системой излучающих щелей. При расчете таких антенн, как правило, используются приближенные инженерные методы, основанные на применении модели в виде длинных линий с включенными в них сосредоточенными эквивалентными проводимостями излучающих щелей и щелей связи [1-3], погрешности расчета которых обусловлены прежде всего тем, что используются приближенные методы определения эквивалентных проводимостей щелей, а также с тем, что не учитывают взаимодействие щелей со стороны объемов, образованных полостями самих щелей, прорезанных в стенках конечной толщины. Одним из электродинамических методов расчета ВЩР с высокой точностью является метод наведенных магнитодвижущих сил (МДС) [4]. Поскольку в щелевой решетке необходима высокая точность реализации АФР для обеспечения требуемых характеристик направленности, возникает необходимость в детальном исследовании взаимодействия системы излучающих щелей между собой и со щелью связи в резонаторно-волноводной секции непосредственно электродинамическими методами. Результаты исследования АФР такой щелевой линейной решетки в случае возбуждения резонатора продольной щелью связи приведены в работе [5].

Целью работы является решение задачи возбуждения резонаторно-волноводной щелевой антенны поперечной щелью связи методом наведенных МДС и сравнительный анализ характеристик щелевой эквидистантной линейной решетки при возбуждении резонатора поперечной и продольной щелью связи.

Постановка задачи. Рассматривается резонансная линейная антенная решетка в виде системы P продольных излучающих щелей, общий вид которой показан на рис. 1. Излучающие щели прорезаны в шахматном порядке в верхней широкой стенке резонатора, который представляет собой отрезок прямоугольного волновода с размерами $a \times b \times c$, короткозамкнутый с обоих торцов. Резонатор возбуждается от коротко-замкнутого на одном торце (полубесконечного) прямоугольного

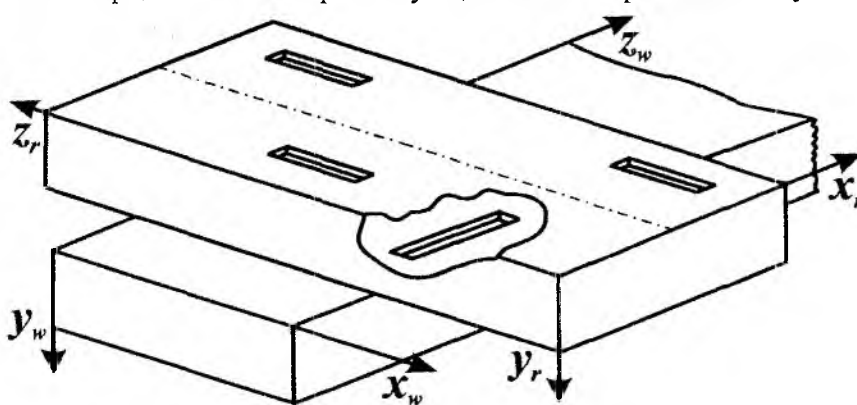


Рис. 1

прямоугольного волновода, с размерами поперечного сечения $a_w \times b_w$ через щель связи, прорезанную в их общей широкой стенке. Для резонатора щель связи является поперечной, а для возбуждающего волновода, ввиду его ортогональной ориентации относительно резонатора, продольной. Проводимость стенок волно-

дов полагается идеальной. Ставится задача расчета АФР и коэффициентов матрицы рассеяния данной резонансной щелевой решетки при возбуждении полубесконечного возбуждающего волновода волной основного типа H_{10} .

Основные соотношения. В рассматриваемой задаче были выделены следующие связываемые объемы: объем w - полубесконечный возбуждающий волновод, объем r - резонатор,

объем e – внешнее полупространство, а также $P+1$ объемов v – резонаторов, образованный полостями щелей прорезанных в общих стенках связываемых объемов конечной толщины.

Поля в выделенных объемах определялись с использованием функций Грина магнитного вектора Герца конкретного объема по заданным магнитным токам. На основании теоремы эквивалентности поверхности щелей заменялись металлизированными поверхностями с распределенными по ним магнитными токами $\vec{j}^M = [\vec{n}^0, \vec{e}_{\text{щ}}]$. Распределение электрического поля на щелях в предположении узких резонансных щелей ($d \ll L$) описывалось одной базисной функцией вида

$$\vec{e}_{\text{щ}} = \frac{V}{d} \sin \frac{\pi u}{L} \vec{v}^0, \quad (1)$$

где d – ширина щели, L – длина щели, u – локальная продольная координата на щели, $\vec{v}^0$ – орт поперечной координаты на щели.

Правомерность представления поля на щели резонансной длины функцией вида (1) показана в работах [4, 6]. Из выполнения условий непрерывности касательных составляющих магнитных полей на поверхностях щелей в среднем, получена СЛАУ метода наведенных МДС:

$$\begin{cases} V_1(Y_{11}^w + Y_{11}^v) + V_2 Y_{12}^v = F; \\ V_1 Y_{21}^v + V_2(Y_{22}^r + Y_{22}^v) + \sum_{p=1}^P V_{(2p+1)} Y_{2,(2p+1)}^r = 0; \\ V_2 Y_{(2p+1),2}^r + V_{(2p+1)}(Y_{(2p+1),(2p+1)}^r + Y_{(2p+1),(2p+1)}^v) + \sum_{\substack{t=1 \\ t \neq p}}^P V_{(2p+1)} Y_{(2p+1),(2t+1)}^r + V_{(2p+2)} Y_{(2p+1),(2p+2)}^v = 0; \\ V_{(2p+1)} Y_{(2p+2),(2p+1)}^v + V_{(2p+2)}(Y_{(2p+2),(2p+2)}^e + Y_{(2p+2),(2p+2)}^v) + \sum_{\substack{t=1 \\ t \neq p}}^P V_{(2p+2)} Y_{(2p+2),(2t+2)}^e = 0. \end{cases} \quad (2)$$

Здесь Y_{11}^w – собственная внутренняя проводимость продольной щели в полубесконечном волноводе; Y_{22}^r – собственная внутренняя проводимость поперечной, возбуждающей, щели связи в резонаторе; $Y_{2,(2p+1)}^r$ – внутренние взаимные проводимости поперечной возбуждающей и продольных излучающих щелей в резонаторе, Y_{pt}^v – взаимные ($t \neq p$) и собственные ($t=p$) проводимости резонаторов, образованных полостями щелей в стенках волноводов, $Y_{(2p+2),(2t+2)}^e$ – внешние взаимные ($t \neq p$) и собственные ($t=p$) проводимости продольных излучающих щелей; $Y_{(2p+1),(2t+1)}^r$ – внутренние взаимные ($t \neq p$) и собственные ($t=p$) проводимости излучающих продольных щелей в резонаторе; F – магнитодвижущая сила продольной щели в полубесконечном волноводе.

Внутренняя собственная проводимость поперечной возбуждающей щели в резонаторе определяется соотношением

$$\begin{aligned} Y_{22}^r = & \frac{4}{i\omega\mu a c} \sum_{m=1} \sum_{q=0} \frac{(2-\delta_{0q}) \cdot B}{\gamma_{mq} \sin \gamma_{mq} b} \kappa_m^2 (k^2 - \kappa_m^2) \cdot \cos^2 \kappa_q z_{01} \times \\ & \times \left(\frac{\sin 0,5 \kappa_q d_1}{0,5 \kappa_q d_1} \right)^2 \sin^2 \kappa_m x_{01} \left(\frac{\cos 0,5 \kappa_m L_1}{\kappa_L^2 - \kappa_m^2} \right)^2 \end{aligned} \quad (3)$$

Внутренние взаимные проводимости, обусловленные взаимодействием поперечной возбуждающей щели с продольными щелями в резонаторе, определяются соотношением

$$Y_{2,(2p+1)}^r = \frac{-8}{i\omega\mu ac} \sum_{m=1} \sum_{q=0} \frac{(2-\delta_{0q})}{\gamma_{mq} \sin \gamma_{mq} b} \kappa_m \kappa_q \kappa_L^2 \cos \kappa_q z_{01} \sin \kappa_m x_{01} \cos \kappa_m x_{0p} \times$$

$$\times \sin \kappa_q z_{0p} \frac{\sin 0,5 \kappa_m d_1}{0,5 \kappa_m d_1} \cdot \frac{\cos 0,5 \kappa_m L_1}{\kappa_L^2 - \kappa_q^2} \cdot \frac{\sin 0,5 \kappa_q d_p}{0,5 \kappa_q d_p} \cdot \frac{\cos 0,5 \kappa_q L_p}{\kappa_L^2 - \kappa_q^2}. \quad (4)$$

Внутренняя проводимость продольной щели в резонаторе (взаимная при $p \neq t$ и собственная при $p=t$) определяется соотношением

$$Y_{pt}^r = \frac{2}{i\omega\mu ac} \sum_{m=0} \sum_{q=1} \frac{(2-\delta_{0m}) \cdot B}{\gamma_{mq} \sin \gamma_{mq} b} \kappa_L^2 \cdot \cos \kappa_m x_{0p} \cos \kappa_m x_{0t} \frac{\sin 0,5 \kappa_m d_p}{0,5 \kappa_m d_p} \cdot \frac{\sin 0,5 \kappa_m d_t}{0,5 \kappa_m d_t} \times$$

$$\times (k^2 - \kappa_q^2) \frac{\sin \kappa_q (z_{0p} + 0,5 L_p) - \sin \kappa_q z_{0p}}{\kappa_L^2 - \kappa_q^2} \cdot \frac{\sin \kappa_q (z_{0t} + 0,5 L_t) - \sin \kappa_q z_{0t}}{\kappa_L^2 - \kappa_q^2},$$

$$B = \begin{cases} \cos \gamma_{mq} b, & y = 0 \\ -1, & y = b \end{cases}.$$

В приведенных формулах (3) – (5) использованы следующие обозначения: p, t – номера щелей (для щели связи $p=1$, для излучающих щелей $p, t > 1$); ω – круговая частота; μ – магнитная проницаемость среды, заполняющей резонатор; δ_{0m} – символ Кронекера, $\delta_{0m} = 1$ при ($m=0$), $\delta_{0m} = 0$ при ($m \neq 0$); $\kappa_m = m\pi/a$, $\kappa_q = q\pi/c$, $\kappa_L = \pi/L_p$; L_p, d_p – длина и ширина p -й щели; $k = 2\pi/\lambda$, λ – длина волны в свободном пространстве; $\gamma_{mq} = \sqrt{k^2 - \kappa_m^2 - \kappa_q^2}$ – продольное волновое число резонатора; $x_{0p}, x_{0t}, z_{0p}, z_{0t}$ – координаты центров p -й и t -й щели соответственно.

Магнитодвижущая сила продольной щели в полубесконечном волноводе имеет вид

$$F = -i4\kappa_L \left(\frac{\pi}{a_w} \right)^2 \cos \left(\frac{\pi x_{01}}{a_w} \right) \cdot \frac{\sin((\pi d_1)/(2a_w))}{(\pi d_1)/(2a_w)} \cdot \frac{\cos(0,5\gamma_{10}L_1)}{\kappa_L^2 - \gamma_{10}^2} \cdot \sin(\gamma_{10}z_{01}), \quad (6)$$

где γ_{10} – постоянная распространения волны H_{10} , z_{01}, x_{01} – координаты центра, L_1 – длина, d_1 – ширина возбуждающей щели связи.

Выражения для собственной внутренней проводимости продольной щели в полубесконечном волноводе Y_{11}^w , для Y_{pt}^v -взаимной ($t \neq p$) и собственной ($t=p$) проводимости резонаторов, образованных полостями щелей в стенках волноводов, и для $Y_{(2p+2),(2t+2)}^e$ – внешней взаимной ($t \neq p$) и внешней собственной ($t=p$) проводимостей представлены в работах [7 – 9] соответственно.

Анализ результатов расчета. Проанализируем влияние условий возбуждения резонатора поперечной и продольной щелью связи на характеристики решетки на примере волноводно-резонаторно-щелевой структуры, выполненной на волноводах сечением $23 \times 10 \text{ мм}^2$ с толщиной стенок 1 мм .

В случае возбуждения резонатора поперечной щелью связи расчеты АФР и коэффициентов матрицы рассеяния линейной решетки проведены с использованием соотношений (1) – (6), а также формул, взятых из работ [7 – 9]. Для случая возбуждения резонатора продольной щелью связи расчеты проведены по формулам, полученным в работе [5].

Отметим, что ориентация щели связи определяет тип колебаний, возбуждаемых ею в резонаторе. Поскольку поля, возбуждаемые продольной щелью связи в резонаторе, определяются z -компонентой магнитного вектора Герца, то в резонаторе возбуждаются только колебания типа H_{mnq} , причем $q \neq 0$ (если классифицировать тип колебаний по составляющим электромагнитного поля вдоль резонатора). В случае поперечной щели связи, возбуждаемые поля определяются x -компонентой магнитного вектора Герца, и поэтому в резонаторе возбуждаются только колебания типа LE_{mnq} , причем $m \neq 0$.

Прежде всего, проанализируем влияние условий возбуждения на примере резонаторно-волноводной антенны с одной излучающей щелью. Зависимости коэффициента излучения $|S_{\Sigma}|^2$ и фазы напряжения φ^o одиночной продольной излучающей щели от смещения x_0 ее центра относительно края широкой стенки резонатора при разных положениях ее центра $z_0 = (2p-1)\lambda_r/4$ ($p=1,2,3,\dots,7$) вдоль резонатора длиной $c = 3,5\lambda_r$ представлены на рис. 2 при возбуждении резонатора продольной щелью связи и на рис. 3 – при возбуждении резонатора поперечной щелью связи. Здесь λ_r – собственная длина волны в резонаторе колебания типа H_{10q} при возбуждения резонатора продольной щелью связи и колебания типа LE_{10q} при возбуждения поперечной щелью связи. В обоих случаях излучающая щель и щель связи имели длину $L = 0,5\lambda$ на $\lambda = 32$ мм.

При возбуждении резонатора продольной щелью связи ее центр находился на расстоянии $z_{0щ.св} = \lambda_r/4$ от короткозамыкателя и на $x_0 = 1,5$ мм от узкой стенки резонатора. В возбуждающем волноводе она располагалась на середине смежной с резонатором широкой стенки, с центром на расстоянии $z_{0w} = \lambda_g/2$ от короткозамыкателя, где λ_g – длина волны в возбуждающем полубесконечном волноводе. При возбуждении резонатора поперечной щелью связи ее центр располагался на середине его широкой стенки, а относительно одного из короткозамыкателей – на расстоянии $\lambda_r/2$. В возбуждающем волноводе щель связи располагалась на смежной с резонатором широкой стенке, причем ее центр находился на расстоянии $x_{0w} = 2,5$ мм от его узкой стенки и на расстоянии $z_{0w} = \lambda_g/4$ от короткозамыкателя.

При совпадении центров продольной излучающей щели и продольной щели связи по оси z ($z_0 = z_{щ.св} = \lambda_r/4$) между ними устанавливается сильное взаимодействие как по основному, так и по высшим колебаниям типа H_{mnq} . Это приводит к несимметричному виду зависимости коэффициента излучения $|S_{\Sigma}|^2$ (рис. 2а) и фазы напряжения φ^o (рис. 2б) одиночной продольной излучающей щели относительно середины широкой стенки, при этом она может излучать до 90 % подводимой мощности. По мере смещения излучающей щели относительно щели связи вдоль оси z взаимодействие по высшим типам колебаний ослабевает и при удалении излучающей щели от щели связи более чем на $0,5\lambda_r$ устанавливается симметричность зависимостей коэффициента излучения $|S_{\Sigma}|^2$ и фазы напряжения φ^o от смещения x_0 .

В случае возбуждения резонатора поперечной щелью связи зависимости $|S_{\Sigma}|^2$ от x_0 (рис. 3а) имеют симметричный вид относительно середины широкой стенки резонатора $0,5a$ независимо от расстояний между излучающей продольной щелью и возбуждающей поперечной щелью являются идентичными с точностью до третьего знака. Зависимости фазы напряжения φ^o от x_0 (рис. 3б) также сохраняют идентичность при различных расстояниях между возбуждающей и излучающей щелями. Только в положениях, отличающихся на нечетное число полуволен λ_r , излучающая щель является противофазной (кривые 1 и 2).

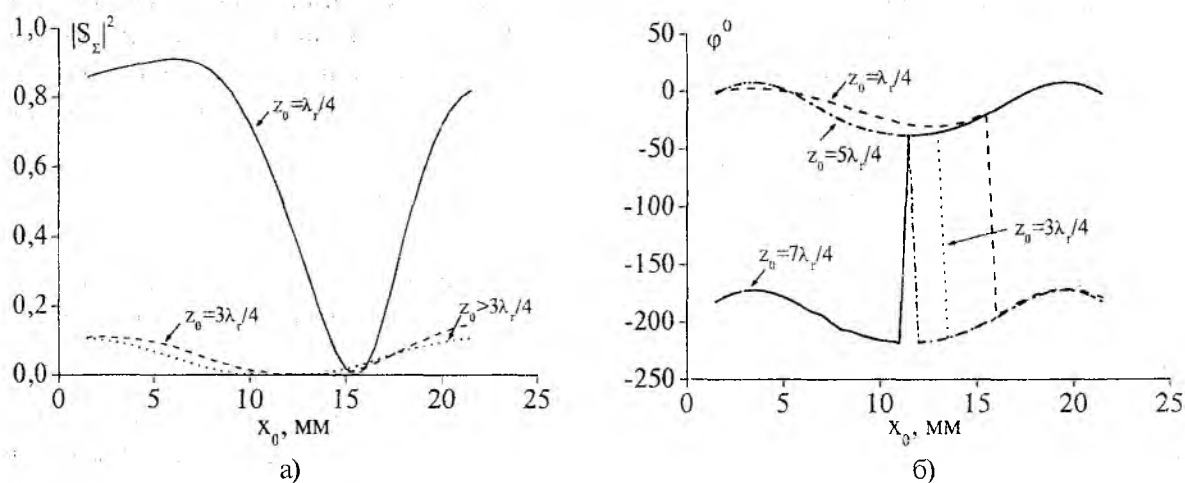


Рис. 2

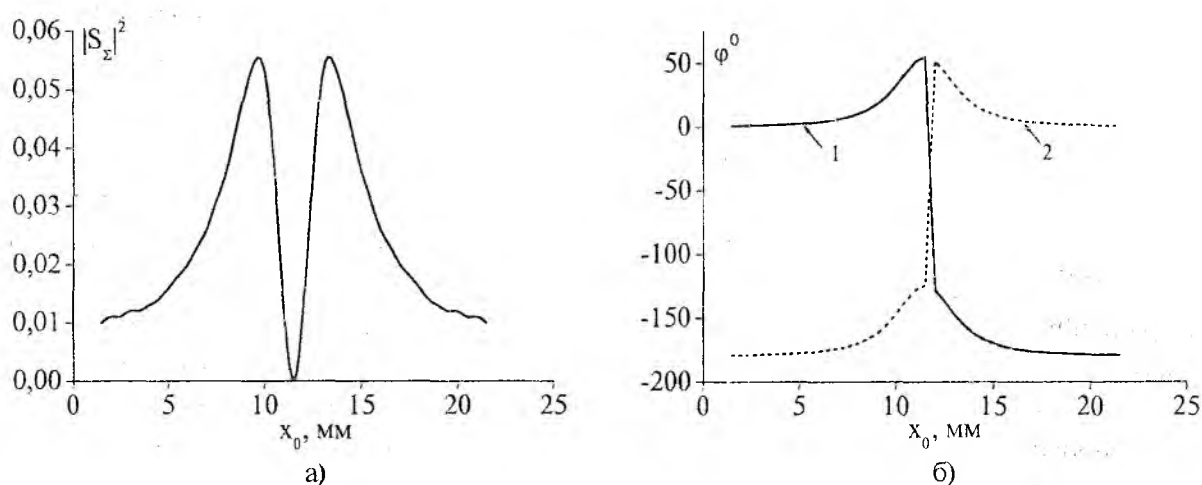


Рис. 3

Следует также отметить, что при переходе x_0 через точку $0,5a$ фаза напряжения φ^0 изменяется на 180° . Подобный характер зависимостей объясняется тем, что продольная и поперечная щели возбуждают в резонаторе разные типы колебаний H_{mnq} , LE_{mnq} , а поэтому имеют слабую междутиповую связь. Анализ результатов, приведенных на рис.2 и 3, показывает, что при возбуждении резонатора поперечной щелью связи коэффициент излучения $|S_\Sigma|^2$ и фаза напряжения φ^0 имеют закон изменения от смещения x_0 отличный, чем в случае возбуждения резонатора продольной щелью связи. Так, например, если при возбуждении резонатора продольной щелью связи коэффициент излучения монотонно уменьшается по мере приближения x_0 к $0,5a = 11,5$ мм, то при возбуждении резонатора поперечной щелью связи коэффициент излучения $|S_\Sigma|^2$ сначала возрастает, достигая экстремального значения, равного 0,055 при $x_0 = 9,5$ мм, а затем резко падает до 0 при $x_0 = 11,5$ мм. В обоих случаях возбуждения при смещениях $x_0 < 6$ мм фаза напряжения $\varphi < |\varphi^0|$, т. е. щель близка к резонансной. Однако с увеличением смещения x_0 фаза увеличивается, причем если в случае возбуждения резонатора продольной щелью связи излучающая щель приобретает индуктивный характер, то при возбуждении резонатора поперечной щелью связи – емкостной.

Приведем характеристики резонаторно-волноводно-щелевой линейной решетки, состоящей из $P=7$ одинаковых щелей, расположенных в шахматном порядке при одинаковых смещениях центров излучающих щелей относительно средней линии широкой стенки резонатора, $\Delta x_{щ} = |(a/2) - x_{0p}|$ (x_{0p} – положение центра щели относительно края широкой стенки резонатора) и при смещениях их центров вдоль резонатора на расстояния $z_{0p} = (2p-1)\lambda_r/4$ (p – номер излучающей щели). В расчетах полагалось, что длина резонатора – $c = P\lambda_r/2 \pm 0,01$ мм, а щель связи и излучающие щели имеют одинаковую ширину $d=1,5$ мм и длину $L = 0,5\lambda$ ($\lambda=32$ мм).

На рис. 4, 5 представлены распределения амплитуд напряжений по излучающим щелям для несимметричного возбуждения резонатора, когда продольная или поперечная щели связи находились у края резонатора с координатами их центров, как и в случае одиночной излучающей щели. Здесь параметром является поперечное смещение излучающих щелей относительно средней линии широкой стенки резонатора $\Delta x_{щ}$. Видно, что возбуждение резонатора поперечной щелью связи обеспечивает более близкое к постоянному амплитудное распределение (рис. 5), чем возбуждение резонатора продольной щелью связи (рис. 4).

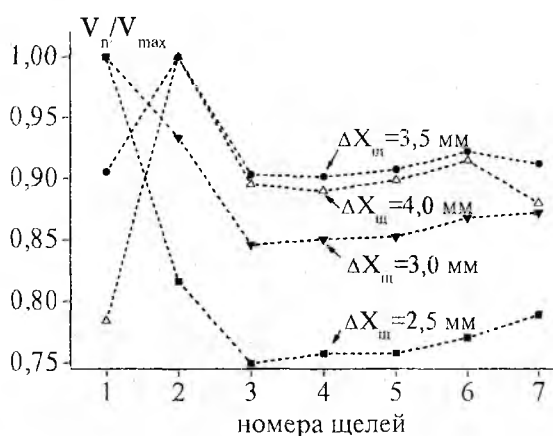


Рис. 4

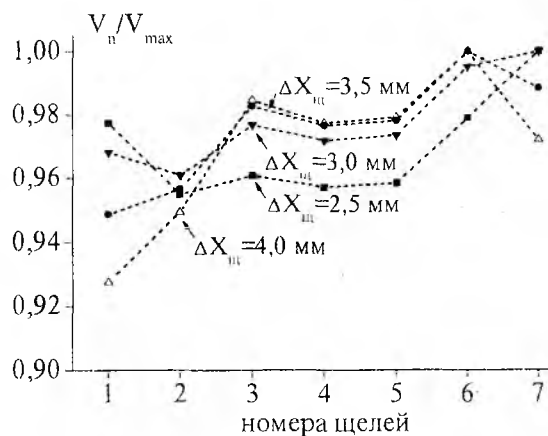


Рис. 5

Сравнение рис. 2а и 4 показывает, что при возбуждении резонатора продольной щелью связи неравномерность амплитудного распределения обусловлена тем, что излучающие щели, ближайшие к щели связи, взаимодействуют с ней как по основному, так и по высшим типам колебаний. Отметим, что продольная щель связи и излучающая щель в случае $z_{0p} = z_{0щ,св.}$ находятся с разных сторон от средней линии широкой стенки резонатора. Взаимодействие излучающих щелей между собой по внешнему и внутреннему пространствам, а также со щелью связи приводит к тому, что при обоих видах возбуждения резонатора имеются смещения $\Delta x_{щ}$ оптимальные в смысле обеспечения наиболее близкого к равномерному амплитудного распределения. В случае возбуждения резонатора продольной щелью связи таковым является смещение $\Delta x_{щ} = 3,5$ мм, при этом нормированная амплитуда напряжений на излучающих щелях сохраняется в пределах 1,0 – 0,9, а отклонение фазового распределения от постоянного не превышает $\Delta\varphi < \pm 5,7^\circ$. При возбуждении резонатора поперечной щелью связи оптимальным является смещение $\Delta x_{щ} = 3,0$ мм, которое обеспечивает изменение амплитудного распределения напряжений на излучающих щелях всего лишь от 1,0 до 0,96. В этом случае линейная решетка близка к синфазной $\Delta\varphi < \pm 2,2^\circ$.

Следует отметить, что взаимодействие между щелями оказывает сильное влияние также на суммарный коэффициент излучения линейной решетки. При оптимальных смещениях

$\Delta x_{щ}$ излучающих щелей суммарный коэффициент излучения для решетки с возбуждением резонатора продольной щелью связи достигает значения 0,97, а в случае возбуждения резонатора поперечной щелью связи – 0,997. Положение продольной щели связи относительно средней линии широкой стенки резонатора и поперечной щели связи относительно средней линии возбуждающего волновода также является одним из параметров, определяющим суммарный коэффициент излучения и КПД решетки.

Как показали расчеты решеток с другим количеством излучающих щелей, с возбуждением щелью связи в середине резонатора и на других рабочих длинах волн, вид зависимостей АФР на излучающих щелях относительно щели связи сохраняется. При конкретной рабочей длине волны близкое к постоянному АФР достигается при определенных одинаковых смещениях $\Delta x_{щ}$ излучающих щелей, причем в длинноволновой части диапазона взаимодействие между щелью связи и ближайшими к ней излучающими щелями по высшим типам колебаний проявляется слабее, что позволяет реализовать более близкое к постоянному АФР.

Проверка результатов расчета была проведена на экспериментальных образцах 7-элементной линейной решетки с двумя вариантами возбуждения резонатора – продольной щелью связи в середине резонатора и поперечной щелью связи с края резонатора.

Поскольку измерение АФР сопряжено с большими погрешностями систематического и случайного характера, для оценки точности расчета АФР были исследованы диаграммы направленности (ДН) обеих линейных решеток. Результаты измерения ДН решеток на $\lambda=32$ мм, при возбуждении резонатора продольной и поперечной щелями связи приведены соответственно на рис. 6, 7. На этих же рисунках сплошными линиями показаны теоретические ДН, которые получены по рассчитанным АФР решеток. Хорошее согласование теоретических ДН с экспериментальными подтверждает то, что разработанная математическая модель адекватно передает физические процессы формирования АФР резонаторно-волноводно-щелевой линейной решеткой в обоих рассмотренных случаях возбуждения резонатора.

На рис. 8, 9 показаны экспериментальные и теоретические зависимости КСВН от длины волны при возбуждении резонатора продольной и поперечной щелями связи соответственно. Как видно из приведенных данных, в обоих вариантах антенны теоретические зависимости КСВН от длины волны согласуются с экспериментальными зависимостями.

Таким образом, на основе решения задачи возбуждения резонаторно-волноводно-щелевой линейной решетки показано, что взаимное влияние между щелью связи и излучающими щелями приводит к сильной зависимости излучаемой мощности, коэффициента отражения и АФР в решетке от положения излучающих щелей и щели связи в стенках резонатора, которые практически, невозможно определить без предварительного расчета параметров ВЦР электродинамическими методами.

Электродинамический метод расчета, в отличие от метода эквивалентных проводимостей, позволил установить возможность реализации близкого к постоянному АФР в щелевой эквидистантной линейной решетке при определенных смещениях излучающих продольных щелей одинаковой длины относительно средней линии широкой стенки резонатора. Взаимное влияние между щелью связи и излучающими щелями по высшим типам колебаний наиболее сильно проявляется в случае продольной щели связи на амплитуде и фазе напряжений в излучающих щелях, расположенных от щели связи на расстояниях, не превышающих $0,5\lambda$, вдоль резонатора. Возбуждение резонатора поперечной щелью связи в отличие от его возбуждения продольной щелью связи позволяет получить в резонансной эквидистантной щелевой линейной решетке более близкое к постоянному АФР с погрешностью, не превышающей 4 % по амплитуде и $\pm 2,2^\circ$ по фазе.

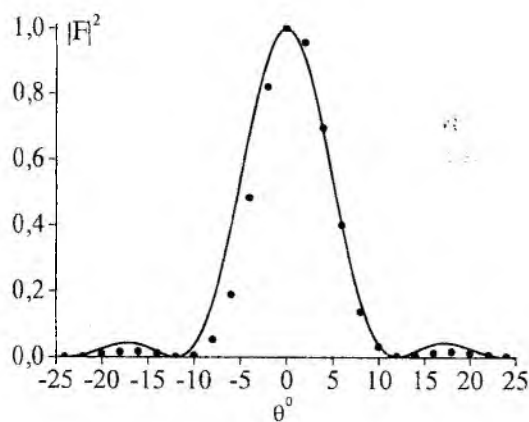


Рис. 6

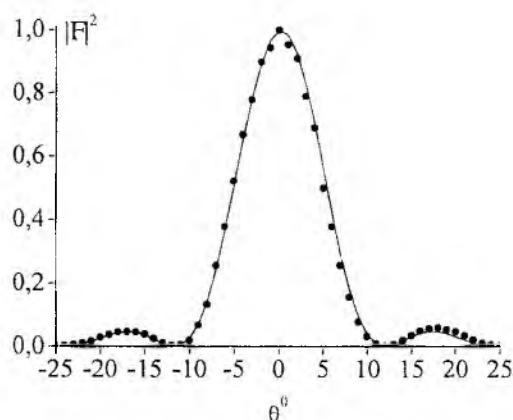


Рис. 7

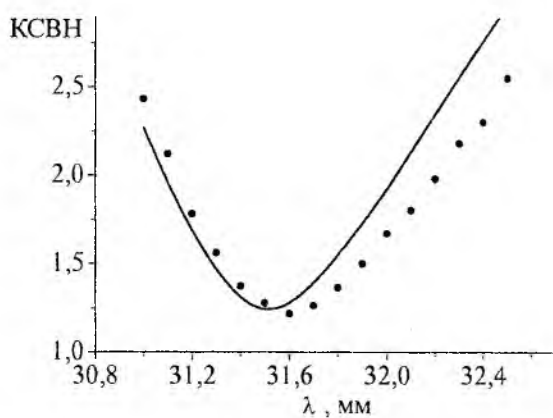


Рис. 8

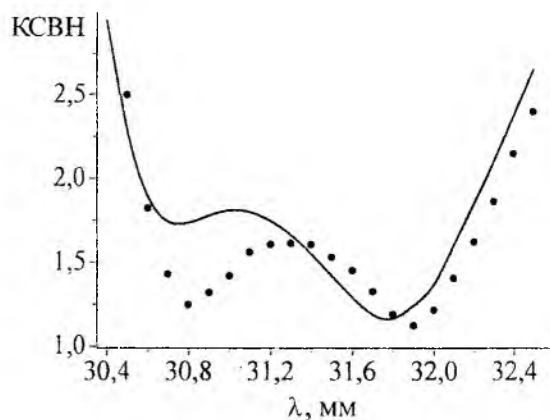


Рис. 9

Достоверность полученных расчетных результатов подтверждена экспериментально.

Разработанная методика и алгоритмы расчета могут быть использованы для анализа и синтеза двумерных ВЦР с секционированной апертурой.

Список литературы: 1. *Антенны и устройства СВЧ: Проектирование фазированных антенных решеток* / Под ред. Д.И. Воскресенского. М.: Радио и связь, 1981. 432 с. 2. Schaffner J.H., Kim D., Tlliott R.S. Compromises among optimum sum and difference patterns for planar waveguide-fed slot arrays. // *Alta-frec.* 1981.-V.50, No 6.-P.312-319. 3. Киселев С.В., Крицын В.А. Инженерный метод расчета сложных волноводно-щелевых антенных решеток // *Радиотехника и электроника.* 1993. Т.38, №1. С.81-92. 4. Фельд Я.Н., Бененсон Л.С. Антенно-фидерные устройства, Ч.2. М.: ВВИА им. Н.Е.Жуковского, 1959. 551 с. 5. Катрич В.А., Ляховский А.А., Ляховский А.Ф., Жиронкина А.В. Расчет щелевой решетки на прямоугольном резонаторе // *Вісник Харк. ун-ту, Радіофізика та електроніка.* 2002. №570, Вип.2. С.13-17. 6. Elliott R.S. An improved Design Procedure for Small Arrays of Shunt Slots. // *IEEE Nrans.* 1983.V. AP-31, No 1.P.48-53. 7. Жиронкина А.В., Яцук Л.П., Катрич В.А. Сдвоенная щель как элемент связи электродинамических объемов // *Радиотехника (Москва).* 1993. №1. С.56-62. 8. Яцук Л.П., Катрич В.А. Учет конечной толщины стенки волновода при расчете параметров крестообразной щели // *Вестник Харьк. ун-та. Радиофизика и электроника.* 1975. №138: Вып.№4. С.52-56. 9. Лященко В.А., Катрич В.А. Внешние проводимости широких щелей // *Вісник Харк. ун-ту. Радіофізика та електроніка.* 2000. №467. Вип.1. С.17 – 22.

Харьковский национальный
университет им. В.Н. Каразина

Поступила в редколлегию 10.06.2004

ОСОБЕННОСТИ ИЗЛУЧЕНИЯ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ ИМПЕДАНСНЫХ ПРОВОЛОЧНЫХ АНТЕНН

Введение. Для радиосвязи в свободном пространстве и поглощающих средах широко используются резонансные проволочные антенны. Данные излучатели широко применяются в устройствах микроволновой диатермии, гипертермии и технологических микроволновых устройствах [1]. Как при радиосвязи, так и в технологических микроволновых устройствах, возникают особенности, связанные с образованием ближних реактивных полей как единичных излучателей, так и антенных решеток [2].

Известно, что ближние реактивные поля от излучения мобильных телефонов определенным образом воздействуют на организм человека. Однако единого мнения о характере этих воздействий в настоящее время не существует. Одни ученые считают, что антенны мобильных телефонов представляют опасность для мозга, другие обеспокоены генетическими заболеваниями, третьи утверждают об эффекте нагревания микроволновым излучением.

Достаточно давно был принят одинаковый предельно допустимый поток мощности для радиодиапазона, миллиметрового, субмиллиметрового, инфракрасного и оптического излучения, хотя он не учитывал ни рабочей частоты, ни вида модуляции [3]. В настоящее время установлены строгие ограничения на воздействие микроволнового излучения, например на частоте 1900 МГц, используемой в персональных коммуникационных службах (Personal Communications Services), люди не должны подвергаться микроволновому излучению плотностью более 1 мВт/см^2 . Для сотовых телефонов существует более строгий стандарт, основанный на норме удельного поглощения (Specific Absorption Rate, SAR) – показателе, определяющем сколько энергии реально поглощается телом. В работе [4] показано, что плотность потока мощности на поверхности полуволнового симметричного вибратора (частота – 900 МГц, радиус – 1,5 мм, мощность излучения – 1 Вт) превосходит временно допустимый уровень 10 Вт/м^2 [5] для пользователей радиотелефонов в 300 раз.

Ограничения, основанные на учете плотности излучения, не очень хорошо работают на расстояниях в пределах 20 см от передатчика, поскольку картина усложняется наличием у него собственных электрических и магнитных полей. Необходимы знания строгих критериев границ ближних полей излучателей, основанных на законах электродинамики излучающих систем [6]. В работах [6,7] показано, что оценка границы вредного реактивного излучения по разности фаз между поперечными компонентами электромагнитного поля является более эффективной, нежели оценка только амплитудных характеристик проволочных вибраторных излучателей.

В данной работе проведен анализ реактивных свойств ближнего излучения поля телекоммуникационных тонких импедансных вибраторов в свободном пространстве. Представлены зависимости разности фаз поперечных компонент электромагнитного поля вибраторов от расстояния от излучателя при значениях поверхностного импеданса комбинированного (вещественного и комплексного) типа, позволяющие оценивать мнимую составляющую мощности ближнего поля.

Постановка задачи. Для вибраторов, представляющих собой прямолинейный импедансный цилиндр [8] ограниченных размеров, находящийся в произвольной однородной изотропной (в том числе проводящей) среде, исходным для анализа распределения тока является интегральное уравнение типа Поклингтона :

$$\left(\frac{d^2}{ds^2} + k^2 \epsilon_1 \mu_1\right) \int_{-L}^L J(s') \frac{e^{-ik\sqrt{\epsilon_1 \mu_1} R(s, s')}}{R(s, s')} ds' = -i\omega \epsilon_1 E_{os}(s) - i\omega \epsilon_1 z_i J_s, \quad (1)$$

где: $E_{os}(s)$ – поле сторонних источников; $R(s, s') = \sqrt{(s-s')^2 + r^2}$ – расстояние между точками наблюдения и интегрирования; ϵ_1 и μ_1 – диэлектрическая и магнитная проницаемость материала среды ($|kr\sqrt{\epsilon_1 \mu_1}| \ll 1$); $k = 2\pi/\lambda$; s – продольная координата; z_i – комплексный внутренний импеданс; $Z_s = R_s + iX_s = 2\pi r z_i$ – поверхностный импеданс вибратора.

Для данного уравнения, которое является справедливым при произвольной реализации поверхностного импеданса, существует решение, пригодное для случая, когда вибратор представляет собой проводящий стержень с диэлектрической оболочкой [9]. Воспользуемся решением интегрального уравнения (1), которое было получено в работе [9], близким к решению, Миллера [10] для вибратора с импедансными граничными условиями и решению интегро-дифференциального уравнения Леонтовича – Левина для импедансных антенн.

С учетом асимптотического решения интегрального уравнения (1), полученного методом усреднения, были проведены исследования распределения тока и сопоставлены с экспериментальными данными [9, 10], показавшие хорошее совпадение. Для чисто мнимых импедансов фазовое распределение токов и их абсолютные значения в значительной мере зависят от величины поверхностного импеданса и могут быть как меньше, так и больше, чем в случае идеально проводящего вибратора [9]. Это следует из асимптотического решения для тока уравнения (1), когда вместо k используется $\bar{k} = k_1 + i(\alpha/r)\bar{Z}_s\sqrt{\epsilon_1/\mu_1}$, где $\alpha = 1/2 \ln(r/2L)$, $k_1 = k\sqrt{\epsilon_1 \mu_1}$, $\bar{Z}_s = Z_s/120\pi$ [10]. Различные комбинации активного и реактивного импедансов дают возможность получать требуемое амплитудно-фазовое распределение токов и, следовательно, характеристики импедансных вибраторных излучателей в ближней зоне в свободном пространстве и окружающей среде.

Воспользуемся выражениями [7], однозначно определяющими поле излучения тонкого вибратора в материальной среде в сферической системе координат ρ, θ, φ :

$$\begin{aligned} E_\rho(\rho, \theta) &= \frac{k_1 \rho}{\omega \epsilon_1} \int_{-L}^L J(s) G(\rho, \theta, s) \left(\frac{2R}{\rho} W_1 \cos \theta - ik_1 s W_2 \sin^2 \theta \right) ds, \\ E_\theta(\rho, \theta) &= -\frac{k_1 \rho}{\omega \epsilon_1} \int_{-L}^L J(s) G(\rho, \theta, s) \left[\frac{2R}{\rho} W_1 - ik_1 W_2 (\rho - s \cos \theta) \right] ds, \\ H_\varphi(\rho, \theta) &= -\frac{ik_1 \rho \sin \theta}{c \sqrt{\epsilon_1 \mu_1}} \int_{-L}^L J(s) G(\rho, \theta, s) R W_1 ds, \quad G(\rho, \theta, s) = \frac{e^{-ikR}}{R^3}, \\ R &= \sqrt{\rho^2 - 2\rho s \cos \theta + s^2}, \quad W_1 = 1 + 1/ik_1 R, \quad W_2 = 1 + 3/ik_1 R - 3/k_1^2 R^2. \end{aligned} \quad (2)$$

На рис. 1 представлены зависимости разности фаз между поперечными компонентами электромагнитного поля полуволнового резонансного вибратора от расстояния, отнесенного к длине волны в направлении максимума диаграммы направленности, т.е. при $\theta = 90^\circ$, с поверхностным комбинированным импедансом. Комбинация вещественного и комплексного импеданса представлена выражениями: $\bar{Z}_s = 1/[120\pi\sigma d - i/(kr\mu \ln(r/h))]$, $\bar{Z}_s = 1/[120\pi\sigma d + i(kr(\epsilon - 1)/2)]$ [9], которые характеризуют магнитодиэлектрический металлизированный цилиндр с внутренним проводником радиуса h , при толщине металлизированного покрытия d , проводимости металла σ , диэлектрической проницаемости ϵ [9]. На рис. 1 представлены расчеты для антенны с $L_{\text{вибр}} = 0,5\lambda$, $r = 0,021\lambda$, $h = 0,007\lambda$, $\mu = 1$. В последующих расчетах значения $r/h = 3 \div 10$, значения σd составляли $10^{-2}/12\pi$, $10^{-3}/12\pi$, $10^{-4}/12\pi \text{ Ом}^{-1}$.

Анализ результатов. Результаты исследования функции распределения тока $J(s) = |J| e^{i \arg(J)}$ импедансных вибраторов с длиной, заметно отличающейся от резонансной, позволили уста-

новить, что магнитодиэлектрический импеданс оказывает существенное влияние на абсолютное значение и фазовое распределение тока. Расчеты распределения тока проводились для импеданса, моделирующего металлизированный магнитодиэлектрический шттыревой вибратор при значениях σd и r/h , приведенных выше. Сопоставление результатов расчетов зависимостей абсолютного значения тока и его фазового распределения для импедансного излучателя длиной $0,4\lambda$ с безимпедансным в свободном пространстве показало, что абсолютное значение тока и фазовое распределение первого больше, чем в случае идеально проводящего излучателя. Для импедансного излучателя длиной $0,6\lambda$ в сравнении с идеально проводящим излучателем закономерности являются противоположными в сопоставлении с $L_{\text{внбр}}=0,4\lambda$.

Анализ амплитудных характеристик данных излучателей, т.е. компонент E_θ и H_ϕ при $\theta = 90^\circ$, зависимости от расстояния (R/λ) в сравнении с амплитудными характеристиками обычных вибраторов показал, что абсолютное значение компонент электромагнитного поля импедансного вибратора длиной $0,4\lambda$ в области ближнего поля превосходит абсолютное значение поперечных компонент электромагнитного поля проволочного идеально проводящего вибратора той же электрической длины. Для идеально проводящего излучателя длиной $0,6\lambda$ и более, в сравнении с импедансным излучателем того же электрического размера, наблюдалось мень-

шее абсолютное значения компонент электрического поля при расстояниях от излучателя, меньших $0,1\lambda$.

Было рассмотрено влияние мнимого импеданса на разность фаз между поперечными компонентами электромагнитного поля для резонансного вибратора в ближней зоне при значениях $\bar{Z}_s = 2i/kr, i/3kr, i/40kr, i10^{-4}/kr$ (диэлектрический цилиндр). Результаты анализа показали, что уменьшение абсолютного значения мнимого поверхностного импеданса приводит к тому, что разность фаз

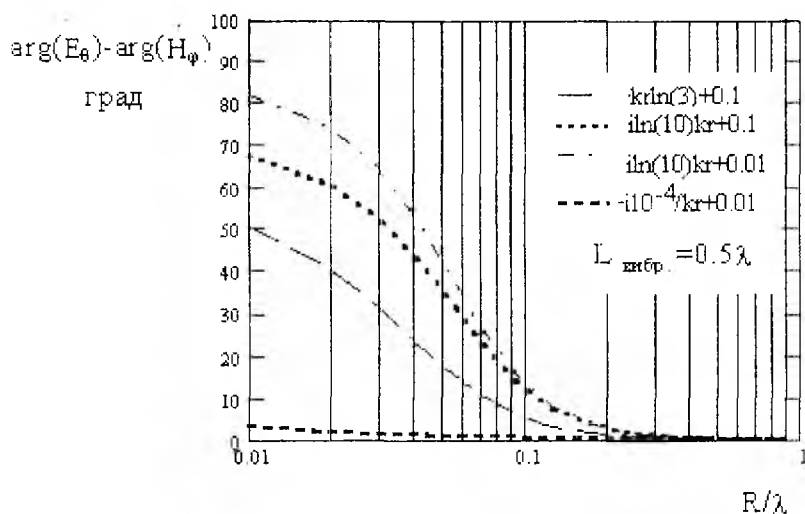


Рис. 1

между поперечными компонентами электромагнитного поля уменьшается, как и в обычных излучателях [7].

Исследование влияния вещественного импеданса позволило установить, что с увеличением абсолютного значения поверхностного импеданса от $0,001kr$ до $0,1kr$ разность фаз между поперечными компонентами электромагнитного поля изменяется от 0° до -90° при расстоянии от поверхности, вибратора меньшем $0,01\lambda$. Комбинация вещественного и мнимого импеданса также оказывает существенное влияние на величину реактивности ближнего поля вблизи резонансного импедансного вибратора длиной $0,5\lambda$, что подтверждается зависимостями, приведенными на рис. 1 для значений импеданса, при $\theta = 90^\circ$.

Общие результаты анализа позволяют сделать вывод о том, что абсолютное значение комбинированного импеданса, т.е. $R_s + iX$, равное абсолютному значению как мнимого, так и вещественного импеданса, в отдельности дает разное значение разности фаз между поперечными компонентами электромагнитного поля импедансного вибратора резонансной длины. Использование комбинированного импеданса позволяет получить требуемое значение разности фаз между поперечными компонентами электромагнитного поля. Это дает основание полагать, что явление уменьшения реактивности ближнего поля, которое присутствует в тонких

резонансных вибраторах, будет иметь место и в некоторых нерезонансных вибраторных излучателях.

На рис. 2. представлены зависимости $\arg(E_\theta) - \arg(H_\phi) = f(R/\lambda)$ для импедансного вибратора длиной $0,4\lambda$ при тех же значениях импеданса, что и на графиках приведенных, на рис. 1. Здесь зависимости $\arg(E_\theta) - \arg(H_\phi) = f(R/\lambda)$, когда угол $\theta = 90^\circ$, при $Z_{\text{в}} = \text{const.}$ являются нелинейными в отличие от импедансного излучателя резонансной длины.

Из этого рисунка видно, что для вибратора с импедансом, $0,01 - i10^{-4}kr$ (диэлектрический цилиндр с покрытием из металла) зависимость разности фаз фактически не отличается от зависимости разности фаз безимпедансного вибратора той же длины [7]. Увеличение мнимой составляющей импеданса до значения $i\ln(10)kr$ приводит к существенному качественному и количественному изменению фазовых

характеристик вибратора на расстояниях $0,001\lambda - 0,1\lambda$. Разность фаз на данном интервале изменяется от $+35^\circ$ до -55° на расстояниях $0,001\lambda - 0,01\lambda$ и при увеличении расстояния до $0,1\lambda$ уменьшается до нуля градусов, как у безимпедансных вибраторов той же электрической длины. При значениях импедансов, равных $0,01 + i\ln(10)kr$ и $0,1 + i\ln(3)kr$, так же наблюдается увеличение и уменьшение разности фаз в зависимости от расстояния характеристик, которое показывает на уменьшение реактивности ближнего поля при уменьшении расстояния от $0,03\lambda$ до $0,001\lambda$, чего не наблюдалось в обычных проволочных излучателях [7].

Для излучателя длиной $0,6\lambda$ также наблюдается стремление разности фаз между поперечными компонентами электромагнитного поля к величинам, абсолютное значение, которых существенно меньше 90° , при расстояниях от излучателя $0,001\lambda - 0,01\lambda$. Однако нелинейные зависимости (увеличение и уменьшение абсолютного значения разности фаз), которые наблюдались в вибраторе длиной $0,4\lambda$, в излучателях с длиной, большей, чем $0,5\lambda$ не наблюдаются.

Закономерности, связанные с влиянием абсолютного значения импеданса на разность фаз между поперечными компонентами электромагнитного поля, характерные для вибратора меньшей электрической длины, в вибраторе длиной $0,6\lambda$ не присутствуют, о чем свидетельствуют графики, приведенные на рис. 3. Как видим, для вибратора с импедансом $0,1 + i\ln(3)kr$ наблюдается уменьшение разности фаз между компонентами электромагнитного поля до минимального значения, равного $+50^\circ$ при $R/\lambda = 0,001$,

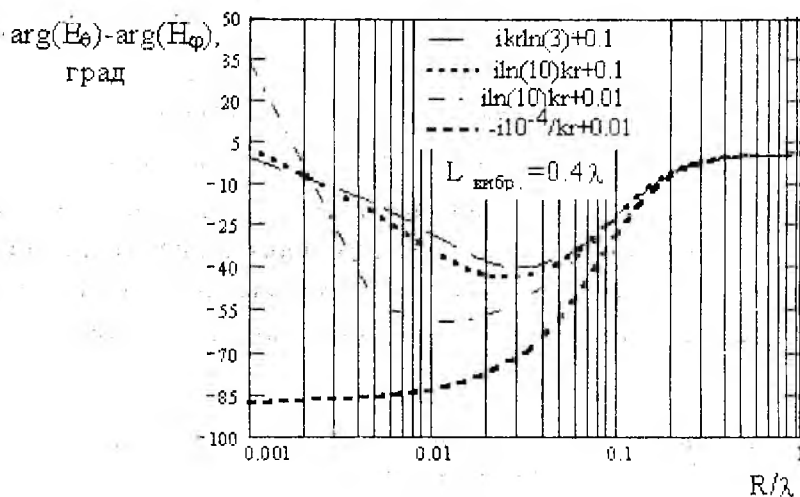


Рис. 2

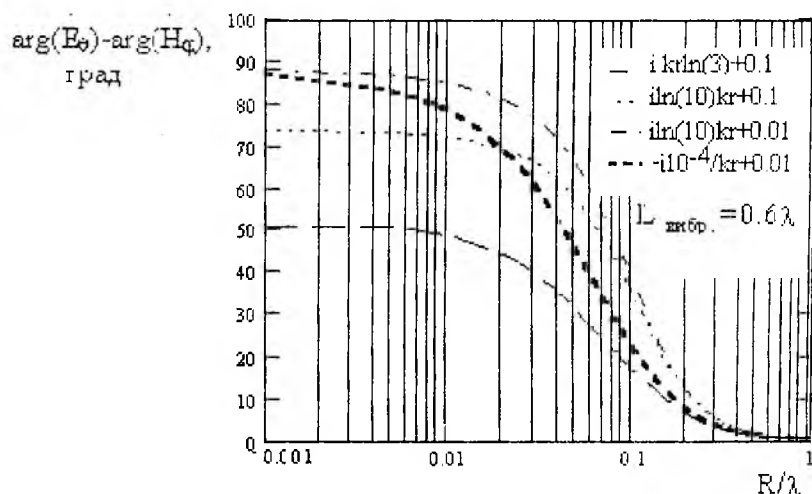


Рис. 3

чего не наблюдалось для безимпедансных вибраторов той же длины [7]. На характеристиках разности фаз между поперечными компонентами электромагнитного поля, которые приведены на рис. 1 и 2, четко видны пересечения кривых, которые характеризуют неравномерность влияния величины импеданса на характер данных зависимостей.

Выводы. Общий вывод, который следует из анализа реактивных свойств ближнего поля, вытекающий из теоремы Пойтинга для комплексных амплитуд, позволяет утверждать, что поверхностное сопротивление приводит к качественному отличию реактивных свойств проводящих излучателей. Разность фаз между поперечными компонентами электромагнитного поля в зависимости от расстояния в направлении максимума диаграммы направленности ($\theta = 90^\circ$) приобретает нелинейный вид при $L_{\text{вибр}} < 0,5\lambda$.

Влияние комбинированного импеданса, характерного для магнитодиэлектрического металлизированного цилиндра с внутренним проводником, приводит к существенному уменьшению реактивности ближнего поля телекоммуникационного излучения вибраторных излучателей, электрическая длина которых заметно превосходит резонансное значение, равное $0,5\lambda$.

Список литературы: 1. Малышенко Ю. И. Выбор микроволновых технологий для медицинских установок гипертермии // Микроволновые технологии в народном хозяйстве, Киев-Одесса. 2000. Вып. 2-3. С. 147-152. 2. Gorobets N. N. and Tsekhmistro R. I. Effect of the Near Field on the Electromagnetic Power Distribution in Annular Antenna Arrays // Telecommunications and Radio Engineering. 1999. V. 53. N 4-5. P. 71-75. 3. Булгаков Б. М., Нарытчик Т. Н. Телекоммуникационное радиоизлучение // Сети и телекоммуникации. 2001. № 4 Т.18. С.61-63. 4. Бузов, АЛ., Казанский Л. С., Минкин М. А., Юдин В. В. Расчет плотности потока энергии вблизи симметричного вибратора методом обобщенной эквивалентной цепи // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2000. Т.3. № 2. С. 51-53. 5. МУК 4.3.043.-96. Определение плотности потока мощности электромагнитного поля в местах размещения радиосредств, работающих в диапазоне частот 70-300 ГГц.: Метод. указания М.: Госкомсвязьнадзор России, 1996. 42. С. 6. Горобец Н. Н. Особенности волновых процессов в ближней зоне датчиков электрического и магнитного поля // Методы и средства измерения в области электромагнитной совместимости: Труды III Республиканской НТК. Винница, 1991. С. 95-100. 7. Горобец Н.Н., Цехмистро Р.И. Эффекты ближней зоны резонансных проволочных антенн // Вісник Харківського національного університету. Радіофізика та електроніка. 2001. № 513. С.112-118. 8. Глушковский Э. А., Левин Б. М., Рабинович Е. А. Интегральное уравнение для тока в тонком импедансном вибраторе // Радиотехника. 1967. Т 22, № 12. С. 18-23. 9. Нестеренко М. В., Петленко В.А. Тонкий импедансный вибратор в поглощающей среде // Вестник Харьковского университета. 1985. № 273. С. 11-14. 10. Миллер М.А. Применение однородных граничных условий в теории тонких антенн // ЖТФ. 1954. Т.24. № 8. С. 1483 - 1495.

Харьковский национальный
университет радиозлектроники

Поступила в редколлегию 12.08.2004

ЧАСТОТНАЯ СЕЛЕКЦИЯ ВОЛН В ОГРАНИЧЕННОЙ ПЕРИОДИЧЕСКОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ ОБЪЕМНЫХ РАССЕИВАТЕЛЕЙ

Введение. Ограниченные периодические последовательности (ОПП) однотипных резонансных систем получили широкое распространение в качестве волноведущих линий, полосовых фильтров, эталонных отражателей, согласованных нагрузок, замедляющих систем и т.д. [1–5]. Ввиду больших материальных затрат и сложности постановки экспериментального исследования свойств многопараметрических систем, возникает необходимость разработки обобщающей математической модели их полей рассеяния. Решение задач дифракции волн на ОПП прямыми численными методами имеет ряд недостатков, а именно: представление в виде численного массива, рост объема вычислений с увеличением числа периодов, трудности физического анализа и использование его в задачах синтеза и оптимизации. Здесь перспективным представляется комплексный подход, сочетающий строгие и приближенные методы решения. Так, в частности, для исследования ОПП в одноволновом приближении предпочтительными оказываются методы теории цепей и матричных многочленов [6, 7].

В настоящей работе исследуются электродинамические свойства ограниченной последовательности, повторяющаяся неоднородность которой – базовый элемент (БЭ) – представляет собой скачкообразное расширение поперечного сечения цилиндрического волновода с импедансными стенками и магнитоэлектрическим заполнением.

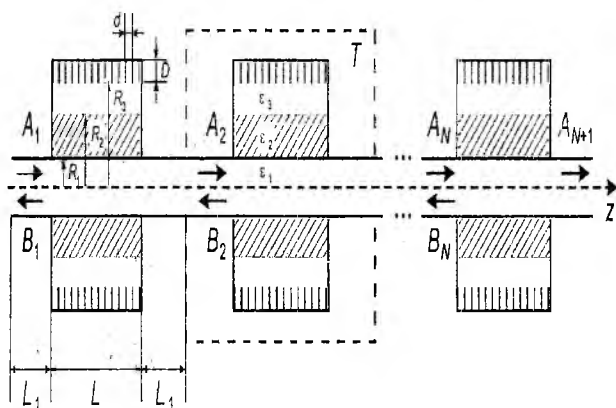


Рис. 1

Постановка задачи. Поля. Исследуются электродинамические свойства ограниченной периодической последовательности, состоящей из N цилиндрических резонаторов длиной L с аксиально-симметричным кусочно-однородным заполнением. Их боковые стенки представляют собой частую периодическую (период l) идеально проводящую гребенку с мелкой гофрой прямоугольного профиля ($\kappa = l/\lambda \ll 1$, $c/\lambda \ll 1$). Резонаторы соединены между собой волноводами длины $2L_1$, проницаемости среды заполнения (ϵ_1, μ_1) которых совпадают с соответствующими параметрами центрального стержня. Система координат, другие геометрические и материальные параметры структуры указаны на рис. 1.

Матрица передачи T БЭ определяется из условия решения задачи дифракции TE_{0n} -волн цилиндрического волновода ($\exp(-i\omega t)$). Поля в подводящих волноводах ($z \leq 0$, $z \geq L$) и расширении ($0 \leq z \leq L$) описываются суперпозицией парциальных TE_{0m} -волн, а продольная составляющая магнитного поля имеет вид

$$\begin{cases} H_z'(z < 0) \\ H_z'''(z > L) \end{cases} = \sum_{n=1}^{\infty} H_{0n} \left\{ \begin{array}{l} A_n \exp(i\Gamma_n z) + B_n \exp(-i\Gamma_n z) \\ C_n \exp(i\Gamma_n (z-L)) + D_n \exp(-i\Gamma_n (z-L)) \end{array} \right\} \frac{v_n^2 J_0(v_n r/R_1)}{J_0(v_n)},$$

$$H_z''(0 < z < L_p) = \sum_{m=1}^{\infty} H_{1m} [a_m \exp(i\gamma_m z) + b_m \exp(-i\gamma_m (z-L))] k_{mj}^2 \Phi_{jm}(r),$$

где $\Gamma_n = \sqrt{k^2 \epsilon_1 \mu_1 - (v_n/R_1)^2}$ – постоянная распространения TE_{0n} -волны в волноводе радиуса R_1 , $J_0(x)$; $N_0(x)$ – функции Бесселя и Неймана нулевого порядка; v_n – n -й корень функции Бес-

селя первого порядка ($J_1(v_n) = 0$), $\gamma_m = \sqrt{k^2 \epsilon_j \mu_j - k_{mj}^2}$ - постоянная распространения в неоднородном ($0 \leq z \leq L$) волноводе радиуса R_3 ; а его собственная функция имеет вид

$$\Phi_{jm}(r) = \begin{cases} F_{0m} J_0(k_{m1} r); & r \leq R_1, \\ F_{1m} J_0(k_{m2} r) + F_{2m} N_0(k_{m2} r); & R_1 < r \leq R_2, \\ F_{3m} J_0(k_{m3} r) + F_{4m} N_0(k_{m3} r); & R_2 < r \leq R_3. \end{cases}$$

Метод решения. Матрица передачи. Боковые стенки волновода ($r = R_3$) описывается импедансными граничными условиями Щукина-Леонтовича [8, 9]:

$$E_\phi + Z^h H_z = 0, \quad (1)$$

где $Z^h = -ik(l_2 + c)$ - эквивалентный поверхностный импеданс гребенки. Коэффициент l_2 определяется из [9]. Для гофры малой толщины ($d/l \approx 1$) можно воспользоваться приближенной оценкой структурных параметров из работы [10]. В частном случае бесконечно тонких ламелей $l_2 = -(l/\pi) \ln \operatorname{ch}(\pi c/l)$ и $Z^h \approx (ikl/\pi) \ln[0.5(1 + \exp(-2\pi c/l))]$; а для мелкой гофры ($c/l \ll 1$, $c/l \gg 1$) $Z^h = -ikl \ln 2/\pi = -2ik \ln 2$.

Применение условий (1) на границах $r = R_s$ ($s = 1, 2, 3$) приводит к однородной системе линейных алгебраических уравнений. Из равенства нулю ее определителя следует дисперсионное уравнение для постоянной распространения γ_m :

$$(k\mu_3/k_{m3}) [F_{3m} J_1(x_{33}^m) + F_{4m} N_1(x_{33}^m)] / [F_{3m} J_0(x_{33}^m) + F_{4m} N_0(x_{33}^m)] = iZ^h, \quad (2)$$

Здесь $x_{js}^m = k_{jm} R_s$, а коэффициенты F_{jm} ($j > 0$), считая $F_{0m} = 1$, равны:

$$\begin{aligned} F_{1m} &= \frac{\pi x_{11}^m}{2} \left[\frac{\mu_1}{\mu_2} J_1(x_{11}^m) N_0(x_{21}^m) - \frac{x_{11}^m}{x_{21}^m} J_0(x_{11}^m) N_1(x_{21}^m) \right], \quad F_{2m} = \frac{\pi x_{11}^m}{2} \left[\frac{x_{11}^m}{x_{21}^m} J_0(x_{11}^m) J_1(x_{21}^m) - \frac{\mu_1}{\mu_2} J_1(x_{11}^m) J_0(x_{21}^m) \right], \\ F_{3m} &= \frac{\pi x_{22}^m}{2} \left\{ \left[\frac{\mu_2}{\mu_3} J_1(x_{22}^m) N_0(x_{32}^m) - \frac{x_{22}^m}{x_{32}^m} J_0(x_{22}^m) N_1(x_{32}^m) \right] F_{1m} + \left[\frac{\mu_2}{\mu_3} N_1(x_{22}^m) N_0(x_{32}^m) - \frac{x_{22}^m}{x_{32}^m} N_0(x_{22}^m) N_1(x_{32}^m) \right] F_{2m} \right\} \\ F_{4m} &= \frac{\pi x_{22}^m}{2} \left\{ \left[\frac{x_{22}^m}{x_{32}^m} J_0(x_{22}^m) J_1(x_{32}^m) - \frac{\mu_2}{\mu_3} J_1(x_{22}^m) J_0(x_{32}^m) \right] F_{1m} + \left[\frac{x_{22}^m}{x_{32}^m} N_0(x_{22}^m) J_1(x_{32}^m) - \frac{\mu_2}{\mu_3} N_1(x_{22}^m) J_0(x_{32}^m) \right] F_{2m} \right\}. \end{aligned}$$

Особенность исследуемого БЭ структуры - наличие наряду с импедансными боковыми стенками кусочно-однородных областей. После нормировки вектора Умова-Пойтинга [11] находим:

$$H_{0n} = 1/\sqrt{\pi k \mu_1 |\Gamma_n| v_n} \quad \text{и} \quad H_{1m} = 1/\sqrt{2\pi k \kappa_m |\gamma_m|},$$

$$\text{где } \kappa_m = \mu_1 \int_0^{x_{11}^m} J_1^2(x) x dx + \mu_2 \int_{x_{21}^m}^{x_{22}^m} (F_{1m} J_1(x) + F_{2m} N_1(x)) x dx + \mu_3 \int_{x_{32}^m}^{x_{33}^m} (F_{3m} J_1(x) + F_{4m} N_1(x)) x dx.$$

Из непрерывности тангенциальных составляющих напряженностей электрического и магнитного полей в области $0 \leq r \leq R_1$ и $E_\phi^H = 0$ при $R_1 \leq r \leq R_3$ в сечениях $z = 0$ и $z = L$ следует система функциональных уравнений:

$$\begin{aligned} \sum_{m=1}^{\infty} \gamma_m k_{1m} \{a_m - b_m e_m^+\} J_1(k_{1m} r) &= \sum_{n=1}^{\infty} \Gamma_n (A_n - B_n) H_{0n} v_{1n} J_1(v_n r/R_1) / [R_1 J_0(v_n)], \\ \sum_{m=1}^{\infty} \gamma_m k_{1m} \{a_m e_m^+ - b_m\} J_1(k_{1m} r) &= \sum_{n=1}^{\infty} \Gamma_n (C_n - D_n) H_{0n} v_{1n} J_1(v_n r/R_1) / [R_1 J_0(v_n)], \quad 0 < r \leq R_1, \end{aligned}$$

$$-\sum_{m=1}^{\infty} \mu_j \{a_m + b_m e_m^+\} \partial \Phi_{jm}(r) / \partial r = \sum_{n=1}^{\infty} (A_n + B_n) H_{0n} f_n(r),$$

$$-\sum_{m=1}^{\infty} \mu_j \{a_m e_m^+ + b_m\} \partial \Phi_{jm}(r) / \partial r = \sum_{n=1}^{\infty} (C_n + D_n) H_{0n} f_n(r), \quad 0 < r \leq R_3,$$

где $e_m^+ = \exp(i\gamma_m L)$, $f_n(r) = (v_n/R_1) J_1(v_n r/R_1)/J_0(v_n)$ при $0 < r < R_1$ и $f_n(r) = 0$ при $R_1 \leq r \leq R_3$. После ряда тождественных (см., например, [12]) преобразований приходим к системе линейных алгебраических уравнений второго рода относительно $X_n = B_n - C_n$, $Y_n = B_n + C_n$:

$$\begin{cases} X_n + \sum_{q=1}^{\infty} Q_{nq} X_q = (A_n - D_n) - \sum_{q=1}^{\infty} Q_{nq} (A_q - D_q), \\ Y_n + \sum_{q=1}^{\infty} P_{nq} Y_q = (A_n + D_n) - \sum_{q=1}^{\infty} P_{nq} (A_q + D_q), \end{cases} \quad (3)$$

$$\text{где } \begin{Bmatrix} Q_{nq} \\ P_{nq} \end{Bmatrix} = 2 \sum_{m=1}^{\infty} \frac{\gamma_m}{\Gamma_n} \sqrt{\frac{|\Gamma_n|}{|\Gamma_q|}} \begin{Bmatrix} i \operatorname{ctg} \gamma_m L/2 \\ -i \operatorname{tg} \gamma_m L/2 \end{Bmatrix} \frac{\mu_1 J_1^2(x_{11}^m)}{\kappa_m} I_{nm} I_{qm}, \quad I_{nm} = \frac{x_{11}^m v_n}{(x_{11}^m)^2 - (v_n)^2}.$$

Решение системы (3) определяет матрицу рассеяния (МП) $\{t_{nm}^{pq}\}$ БЭ в многоволновом режиме. Ограничимся частотным диапазоном, когда все волны в соединительных волноводах, кроме TE_{01} – волны, затухают, т.е. вклад высших гармоник пренебрежимо мал. В таком приближении БЭ структуры с учетом подводящих волноводов описывается четырехполюсником, МП которого равен:

$$T = \begin{pmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} t_{11}^p \exp(-2j\Gamma_1 L_1) & t_{12}^p \\ t_{21}^p & t_{22}^p \exp(2j\Gamma_1 L_1) \end{pmatrix},$$

где t_{nm}^p – элементы МП резонатора, определяемые из (3). Через степень МП T устанавливается связь между амплитудами полей на входе и выходе ОПП [6]:

$$\begin{pmatrix} A_0^p \\ B_0^p \end{pmatrix} = T^N \begin{pmatrix} A_N^p \\ 0 \end{pmatrix}; \quad T^N = \begin{pmatrix} t_{11} P_N(X) - P_{N-1}(X) & t_{12} P_N(X) \\ t_{21} P_N(X) & t_{22} P_N(X) - P_{N-1}(X) \end{pmatrix}, \quad (4)$$

где $P_N(X) = (\xi^N - \xi^{-N})/(\xi - \xi^{-1})$ – полиномы Могина, $\xi^{\pm 1} = X \pm \sqrt{X^2 - 1}$ – корни характеристического уравнения МП, $X = (t_{11} + t_{22})/2$. Отсюда находим коэффициенты отражения (КО) $R^p = B_0^p/A_0^p$ и прохождения (КП) $\tau^p = A_N^p/A_0^p$ всей структуры:

$$R^p = \frac{t_{21} P_N(X)}{t_{11} P_N(X) - P_{N-1}(X)}; \quad \tau^p = \frac{1}{t_{11} P_N(X) - P_{N-1}(X)}. \quad (5)$$

Анализ полей рассеяния. Свойства рассеянного поля исследуемой структуры и их динамику при большом числе элементов определяют ее собственные волны. Дисперсионное уравнение ($\cos(\gamma L) = X$) относительно усредненной постоянной распространения γ в нашем случае принимает вид

$$\cos(\gamma L) = \left| \frac{1 - (R^p)^2 + (\tau^p)^2}{2\tau^p} \right| \left| \cos(4\Gamma_1 L_1) + \frac{1 + (R^p)^2 - (\tau^p)^2}{1 - (R^p)^2 + (\tau^p)^2} \sin(4\Gamma_1 L_1) \right|. \quad (6)$$

Отсюда находим области значений параметров недиссипативного базового элемента, при которых собственные волны распространяются (зоны прозрачности, $|X| \leq 1$) или затухают (зоны запираания, $|X| > 1$). Когда резонатор прозрачен ($R^p = 0$, $\tau^p = 1$), безотражательный режим всей системы достигается при $|\cos(4\Gamma_1 L_1)| \leq 1$, что отвечает условию распространения TE_{01} – волны в волноводах связи ($\text{Im} \Gamma_1 = 0$). Таким образом, если основная волна в линиях связи распространяется, то вблизи режимов полной прозрачности отдельного резонатора формируются зоны прозрачности их периодической последовательности.

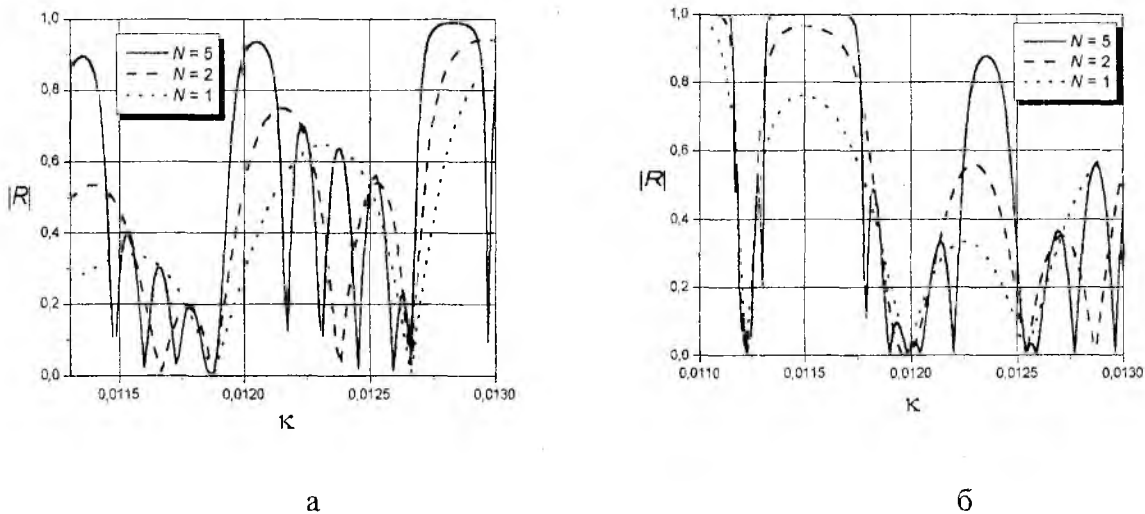


Рис. 2

В общем случае безотражательный режим последовательности N резонаторов имеет место при равенствах $t_{21} = 0$, $P_N(X) = 0$. Выполнение первого из них (оно равносильно $R^p = 0$) связано с вариацией частоты и параметров резонатора. Реализация второго зависит от числа резонаторов и электродинамической связи между ними. На рис. 2 (частотные зависимости $|R(k)|$ при сильной (а) и слабой связи резонаторов: $d/l = 0.95$, $c/l = 1.08$, $\mu_j = 1$, $L/l = 300$, $R_1/l = 40$, $2L_1/l = 50$; а) $R_2/l = 42$, $R_3/l = 50$, $2L_1/l = 25$; б) $R_2/l = 50$, $R_3/l = 70$, $2L_1/l = 50$) приведены характерные частотные зависимости КО от последовательности из N резонаторов для сильной и слабой электродинамической связи между резонатором и выходными волноводами. Как видно из рисунков, с ростом N зоны квазизапираания сужаются, а уровень отражения увеличивается, стремясь к единице. Внутри каждой зоны квазипрозрачности существует $(N - 1)$ мелкомасштабных осцилляций, минимальное значение которых стремится к нулю.

Увеличение радиуса R_3 при постоянной площади выходного отверстия ($R_1 = \text{const}$) уменьшает излучение, а следовательно, и связь резонаторов. При этом уменьшается ширина зон квазипрозрачности, увеличиваются амплитуды мелкомасштабных осцилляций и уровень отражения в зоне квазизапираания.

На рис. 3б (зависимости $|R|$ от геометрических размеров резонатора: $d/l = 0.95$, $c/l = 1.08$, $\mu_j = 1$; $R_1/l = 40$, $R_2/l = 50$, $2L_1/l = 50$, $k = 0.0115$; а) $L/l = 300$; б) $R_3/l = 70$) приведена интерференционная ($|R(L/l)|$, $k = \text{const}$) зависимость КО TE_{01} – волны от последовательности в диапазоне изменения L/l , где в резонаторе возбуждаются собственные колебания (пунктир $N = 1$). Резонансная прозрачность отвечает колебаниям на запертых модах. Вблизи этих значений L/l формируются зоны квазипрозрачности TE_{01} – волны ОПП

с N высокочастотными резонансами. Чем выше добротность собственных колебаний отдельного резонатора, тем меньше ширина соответствующей зоны квазипрозрачности.

Выводы. Таким образом, предложена модель многозвенного волноводного частотного фильтра на основе ограниченной периодической последовательности резонансных рассеивателей. Методами цепей и матричных многочленов решена задача дифракции симметричных волн для последовательности при условии распространения только волны TE_{01} в подводящих волноводах. Представлены частотные и интерференционные зависимости амплитуд рассеянного поля, проведен их физический анализ. Выявлены как низкочастотные, так и высокочастотные резонансные колебания и условия их формирования, а также широкие частотные диапазоны практически полного отражения энергии падающего поля.

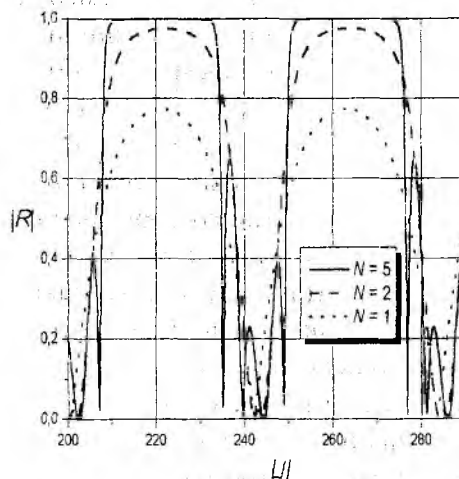
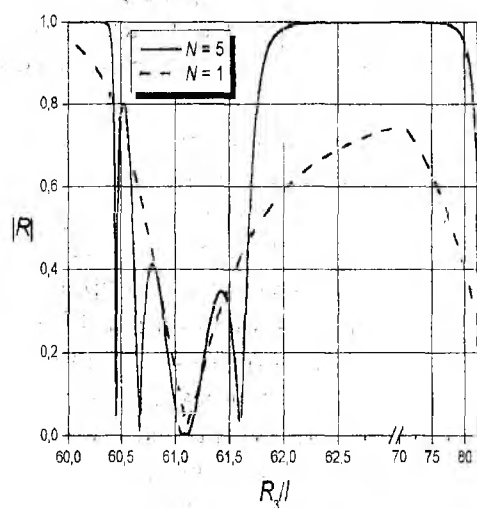


Рис. 3

Список литературы: 1. Гололобов В.П., Омеляненко М.Ю. Фильтры на основе многослойных металлических структур в волноводе // Радиотехника и электроника. 1988. Т.33. Вып.6. С.1105-1113. 2. Каплевич Б.Ю., Трубехин Е.П. Волноводно-диэлектрические фильтрующие структуры: Справочник. М.: Радио и связь, 1990. 227 с. 3. Альтман Дж.Л. Устройства сверхвысоких частот. М.: Мир, 1968. 487с. 4. Казанский В.Б., Туз В.Р., Хардилов В.В. Квазипериодическая металлодиэлектрическая структура как многофункциональная система управления // Изв. вузов. Радиоэлектроника. 2002. Т.45. № 1. 5. Khardikov V.V., Kazanskiy V.B. Multisection frequency filter consisting of a series of cylindrical resonators loaded with ring grating // Microwave and Optical Technology Letters. 2002. Vol.35. №2. P.87-90. 6. Казанский В.Б., Подлозный В.В., Хардилов В.В. Исследование характеристик рассеяния последовательности однотипных элементов с использованием теоремы Кели – Гамильтона // Электромагнитные волны и электронные системы. 1999. Т.4. №3. С.19-27. 7. Wan C., Encinar J.A. Efficient computation of generalized scattering matrix for analyzing multilayered periodic structures // IEEE Trans. Antennas Propagat. 1995. V.43. №11. P.1233-1241. 8. Ильинский А.С., Слепян Г.Я. Колебания и волны в электродинамических системах с потерями. М.: Изд-во МГУ, 1983. 231с. 9. Нефедов Е.И., Сивов А.Н. Электродинамика периодических структур. М.: Наука, 1977. 209 с. 10. Туз В.Р. Частотно-поляризационная селекция полей ограниченной последовательностью решеток из проводящих брусьев // Изв. вузов радиоэлектроника. 2003. Т.46. №7. С.53-59. 11. Будурис Ж., Шеневье П. Цепи сверхвысоких частот: теория и применение / Пер. с франц.; Под ред. А.Л. Зиновьева. М.: Сов. радио, 1979. 288 с. 12. Казанский В.Б., Коцаревская И.В. Коаксиальный металлодиэлектрический резонатор с дифракционной связью // Радиотехника и электроника. 1991. Т.36. №1. С.30-35.

Харьковский национальный
университет им. В.Н. Каразина

Поступила в редколлегию 15.06.2004

ОСОБЕННОСТИ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ АДАПТИВНЫХ ФИЛЬТРОВ В КАНАЛАХ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ СОДАРА

Имеющиеся средства защиты систем акустического зондирования атмосферы (САЗ) от помех не позволяют им функционировать с необходимой эффективностью в местах, характеризующихся сложной помеховой обстановкой, и поэтому вопрос повышения помехозащищенности САЗ остается чрезвычайно актуальным.

Применение адаптивных фазиремых антенных решеток (АФАР), в которых функции антенны и устройства обработки органично связаны, а процесс адаптации заключается в оптимизации пространственно-временной обработки (в соответствии с некоторым критерием качества), открывает широкие возможности по защите САЗ от помех.

Методы адаптивной обработки сигналов АФАР связаны с методами спектрального оценивания. Однако, несмотря на значительное сходство этих методов, которое создает благоприятные условия для их взаимного «обогащения», существуют серьезные отличия, обусловленные характером применений и типом данных, участвующих в обработке. Так, отсчеты сигналов, снимаемых с элементов решетки, изменяются в пространстве и во времени, а это приводит к двумерной задаче, каковой не существует в методах спектрального оценивания [1]. Поэтому, учитывая данную особенность, необходимо вести фильтрацию в обеих областях. Подобная задача решалась ранее применением узкополосных фильтров в каналах решетки, чем достигалась необходимая избирательность в частотной области. Такое решение не всегда обеспечивает высокие показатели помехозащищенности САЗ. В первую очередь это связано с тем, что узкополосный фильтр высокой добротности порождает коррелированные шумы (узкополосный шум на частоте сигнала) и вносит искажения в полезный сигнал. В качестве альтернативного решения в каналах АФАР предлагается использовать адаптивные фильтры, что позволит значительно снизить уровень помех при минимальных искажениях полезного сигнала. Возможны различные варианты построения таких фильтров. Наилучшими, с точки зрения устойчивости, являются фильтры, построенные по схеме адаптивного линейного сумматора [2]. Поскольку структура такого сумматора является нерекурсивной, его сравнительно легко изучать и анализировать. На рис. 1 показана схема АФАР с адаптивными фильтрами в каналах.

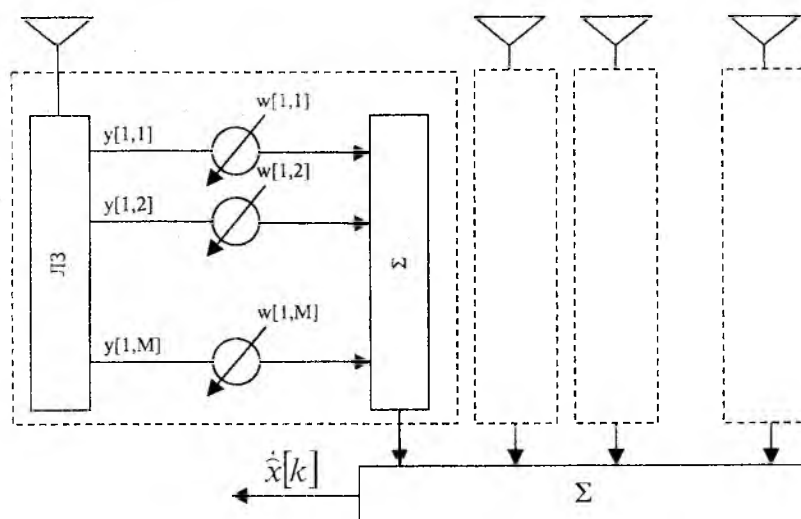


Рис. 1

Процесс адаптивного управления заключается в одновременной подстройке, в соответствии с определенным алгоритмом, весовых коэффициентов всех каналов АФАР. В этом случае АФАР можно рассматривать как некоторый двумерный дискретный нерекурсивный пространственно-частотный фильтр (ПЧФ) с весовыми коэффициентами $\dot{w}[n, m]$. При этом осуществляется переход от чисто пространственного или частотного метода обработки к комбинированному пространственно-частотному методу, суть которого заключается в оптимизации параметров ПЧФ в соответствии с выбранным критерием оптимальности. В качестве такого критерия удобно использовать критерий минимума среднеквадратической ошибки.

Рассмотрим задачу оптимизации пространственно-частотной обработки сигнала с полностью или частично известной пространственно-временной структурой. Наблюдаемый сигнал $y(t)$ представляет собой аддитивную смесь полезного сигнала $x(t)$ и шума $\eta(t)$:

$$y(t) = x(t) + \eta(t). \quad (1)$$

Сигнал $y(t)$ подвергается дискретизации в пространстве (апертурой решетки) и во времени (в соответствии с теоремой Котельникова). Мгновенные значения сигнала $y(t)$, снимаемые с отводов линий задержки ЛЗ (рис. 1), формируют матрицу входного сигнала. Элементы матрицы определяются из выражения

$$y[n, m] = y(n \cdot \Delta t - n \cdot \tau), \quad n \in 1..N, m \in 1..M. \quad (2)$$

где N – количество отводов линии задержки; M – число каналов ПЧФ; Δt – период дискретизации по времени; τ – время запаздывания сигнала в двух соседних каналах ПЧФ (определяется временем задержки фронта падающей на апертуру решетки волны).

Выходной сигнал ПЧФ $\hat{x}[k]$, представляющий собой оценку полезного сигнала $x[k]$, определяется в виде конечного линейного полинома

$$\hat{x}[k] = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N \dot{y}[n-k, m] \cdot \dot{w}[n, m], \quad (3)$$

где $\dot{w}[n, m]$, $n \in 1..N, m \in 1..M$ – матрица комплексных весовых коэффициентов ПЧФ, а индекс k характеризует текущий момент времени.

Перепишем выражение (3) в векторной форме. В силу того, что оценка полезного сигнала $\hat{x}[k]$ является линейной комбинацией элементов матрицы входного сигнала, $y[n, m]$ и $\dot{w}[n, m]$ можно представить в виде блочных векторов размерностью $L = M \cdot N$:

$$\dot{Y}_L[k] = \begin{bmatrix} \dot{y}[1-k, 1] \\ \vdots \\ \dot{y}[N-k, 1] \\ \dot{y}[1-k, 2] \\ \vdots \\ \dot{y}[N-k, 2] \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ \dot{y}[1-k, M] \\ \vdots \\ \dot{y}[N-k, M] \end{bmatrix} \quad \dot{W}_L = \begin{bmatrix} \dot{w}[1, 1] \\ \vdots \\ \dot{w}[N, 1] \\ \dot{w}[1, 2] \\ \vdots \\ \dot{w}[N, 2] \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ \dot{w}[1, M] \\ \vdots \\ \dot{w}[N, M] \end{bmatrix} \quad (4)$$

Тогда выражение (3) записывается в виде скалярного произведения блочных векторов $\dot{Y}_L[k]$ и $\dot{W}_L$:

$$\dot{\hat{x}}[k] = \overline{\dot{Y}_L^T[k]} \cdot \dot{W}_L = \overline{\dot{W}_L^T} \cdot \dot{Y}_L[k]. \quad (5)$$

Ошибка оценивания $e[k]$ определяется как разность между полезным сигналом $x[k]$ и его оценкой $\hat{x}[k]$. С учетом (5) функция среднеквадратической ошибки принимает вид

$$E\{e^2[k]\} = E\{\dot{x}[k] - \dot{\hat{x}}[k]\}^2 = E\{\dot{x}[k] - \overline{\dot{W}_L^T} \cdot \dot{Y}_L[k]\}^2. \quad (6)$$

Продифференцируем (6) по $\dot{W}_L^T$ и приравняем производную к нулю:

$$\frac{E\{de^2[k]\}}{d\dot{W}_L^T} = -2E\left[\left\{\dot{x}[k] - \overline{\dot{W}_L^T} \cdot \dot{Y}_L[k]\right\} \cdot \overline{\dot{Y}_L^T[k]}\right] = 0. \quad (7)$$

$$E\{\dot{x}[k] \cdot \overline{\dot{Y}_L^T[k]}\} = E\{\overline{\dot{W}_L^T} \cdot \dot{Y}_L[k] \cdot \overline{\dot{Y}_L^T[k]}\}. \quad (8)$$

Полагая, что весовой вектор $\dot{W}_L^T$ и вектор сигнала $\dot{Y}_L[k]$ некоррелированы, получаем

$$E\{\dot{x}[k] \cdot \overline{\dot{Y}_L^T[k]}\} = \overline{\dot{W}_L^T} \cdot E\{\dot{Y}_L[k] \cdot \overline{\dot{Y}_L^T[k]}\}. \quad (9)$$

Члены математического ожидания, входящие в (9), можно определить следующим образом:

$$\begin{aligned} \dot{B}_L &= E\{\dot{x}[k] \cdot \overline{\dot{Y}_L^T[k]}\} \\ \dot{R} &= E\{\dot{Y}_L[k] \cdot \overline{\dot{Y}_L^T[k]}\} \end{aligned} \quad (10)$$

где B_L – вектор взаимной корреляции между входным сигналом и оцениваемым параметром (вектор управления); R – автокорреляционная матрица входной сигнальной последовательности.

Тогда (9) можно переписать в виде

$$\overline{\dot{B}_L^T} = \overline{\dot{W}_L^T} \cdot \dot{R} \quad (11)$$

Уравнение (11) является общеизвестным уравнением Винера-Хопфа, которое дает оптимальное (по методу наименьших квадратов) Винеровское решение для $\dot{W}_L^T$:

$$\dot{W}_{L\ opt} = \dot{R}^{-1} \cdot \dot{B}_L \quad (12)$$

Выражение (12) хорошо известно как алгоритм адаптивного управления Винера-Хопфа. Свойства алгоритма достаточно полно изложены в [2, 3]. Рассмотрим подробнее выражение (12). С учетом (4), все члены выражения имеют блочную структуру. Вектор B_L , задающий начальные условия для пространственно-частотного фильтра, можно получить перестановкой элементов матрицы управления $\dot{B}[n, m]$. В зависимости от параметров полезного сигнала и требуемых качественных характеристик пространственно-частотного фильтра, матрица $\dot{B}[n, m]$ может быть различной. Для узкополосного полезного сигнала матрица $\dot{B}[n, m]$ определяется выражением

$$\dot{B}[n,m] = \exp \left[j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot \left((n-1) \cdot \frac{d}{\lambda_0} \cdot \sin(\theta_0) - (m-1) \cdot \Delta t \right) \right], \quad (13)$$

где f_0 – частота полезного сигнала; λ_0 – длина волны полезного сигнала; Δt – период дискретизации по времени (в соответствии с теоремой Котельникова); θ_0 – направление зондирования; d – расстояние между элементами АФАР.

Переход от вектора $\dot{W}_{L\,opt}$ оптимальных весовых коэффициентов к матрице оптимальных весовых коэффициентов $\dot{W}_{opt}[n,m]$, осуществляется также достаточно просто:

$$\dot{W}_{L\,opt} = \begin{bmatrix} \dot{w}_{opt}[1,1] \\ \vdots \\ \dot{w}_{opt}[N,1] \\ \hline \dot{w}_{opt}[1,2] \\ \vdots \\ \dot{w}_{opt}[N,2] \\ \hline \vdots \\ \hline \dot{w}_{opt}[1,M] \\ \vdots \\ \dot{w}_{opt}[N,M] \end{bmatrix}, \quad \dot{W}_{opt}[n,m] = \begin{bmatrix} \dot{w}_{opt}[1,1] & \dot{w}_{opt}[1,2] & \dots & \dot{w}_{opt}[1,M] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \dot{w}_{opt}[N,1] & \dot{w}_{opt}[N,2] & \dots & \dot{w}_{opt}[N,M] \end{bmatrix}. \quad (14)$$

С учетом (10), (13) и (14) выражение (12) может быть использовано в качестве алгоритма, в соответствии с которым осуществляется вычисление оптимальных весовых коэффициентов $\dot{W}_{opt}[n,m]$ пространственно-частотного фильтра.

Свойства фильтра в плоскости пространство – частота описываются комплексным коэффициентом передачи $\dot{K}(f, \theta)$ который записывается в виде

$$\dot{K}(f, \theta) = \frac{1}{N \cdot M} \cdot \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M \dot{W}_{opt}[n,m] \cdot \exp \left[j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot \left((n-1) \cdot \frac{d}{\lambda_0} \cdot \sin(\theta) - (m-1) \cdot \Delta t \right) \right], \quad (15)$$

где f – текущая частота; θ – направление.

В том случае, когда $\dot{B}[n,m]$ определяется выражением (13), модуль комплексного коэффициента передачи $|\dot{K}(f, \theta)|$ будет представлять собой двумерную поверхность с максимальным значением в точке (f_0, θ_0) . На рис. 2 в качестве примера приведен общий вид такой поверхности (в двух проекциях), полученной в процессе моделирования работы ПЧФ. Количество каналов АФАР $N=3$, порядок канального фильтра $M=4$, частота настройки канального фильтра $f_0 = 2000 \text{ Гц}$, направление сигнала $\theta_0 = 0$ градусов, частота дискретизации по времени $f_d = 10000 \text{ Гц}$, отношение расстояния между элементами АФАР к рабочей длине волны $d/\lambda = 0,5$.

Особый интерес представляют сечения $|\dot{K}(f, \theta)|$ плоскостями $[\theta_0, f]$ и $[\theta, f_0]$ (рис. 3). Зависимость $|\dot{K}(f_0, \theta)|$ соответствует нормированной диаграмме направленности (ДН)

линейной решетки длиной $l = d \cdot N$, а $|K(f, \theta_0)|$ соответствует амплитудно-частотной характеристике (АЧХ) адаптивного фильтра в канале АФАР. Выражения для расчета параметров диаграмм направленности (ширина главного максимума, уровень боковых лепестков и т.д.), а также параметров АЧХ (ширина полосы пропускания), приведенные в литературе остаются справедливыми для соответствующих сечений $|K(f_0, \theta)|$ и $|K(f, \theta_0)|$.

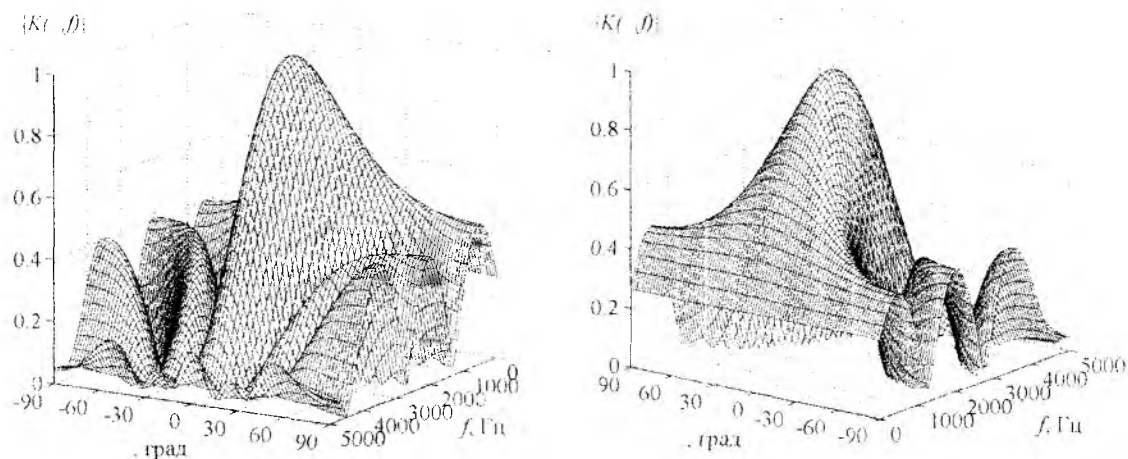


Рис. 2

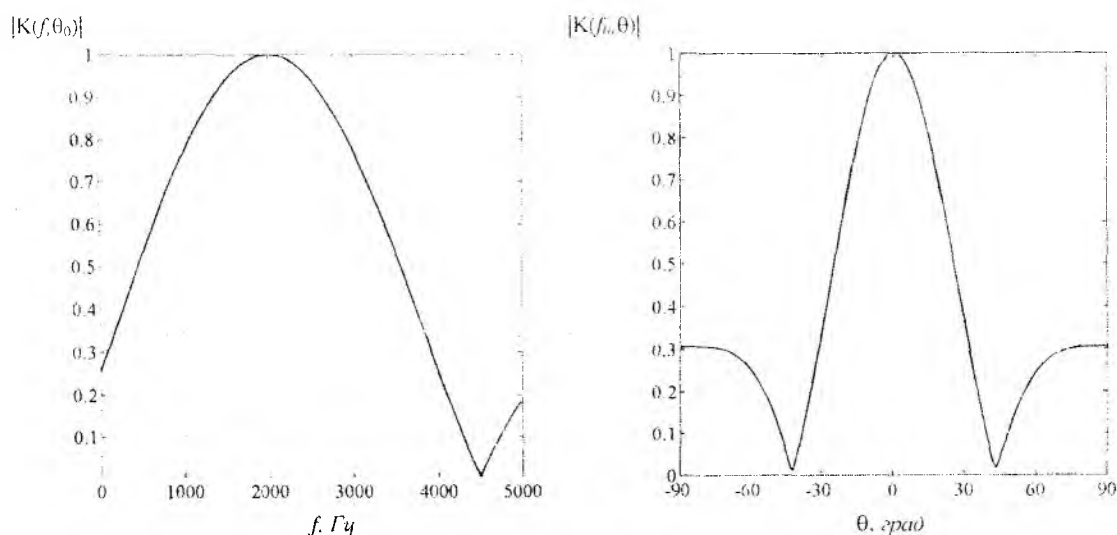


Рис. 3

Процесс адаптации ПЧФ продемонстрирован на рис. 4 в виде градаций яркости. Более светлые участки соответствуют большим значениям $|K(f, \theta)|$. В левой части рис.4 изображена поверхность $|K(f, \theta)|$ для случая отсутствия помех, в правой части – адаптированная поверхность при воздействии узкополосной помехи на частоте сигнала $f_0 = 2000$ Гц, действующей с направления $\theta_n = -20$ град. Аналогично на рис. 5 показано изменение $|K(f, \theta)|$ для случая воздействия узкополосной помехи с частотой $f_n = 3000$ Гц, действующей с направления зондирования $\theta_0 = 0$ град.

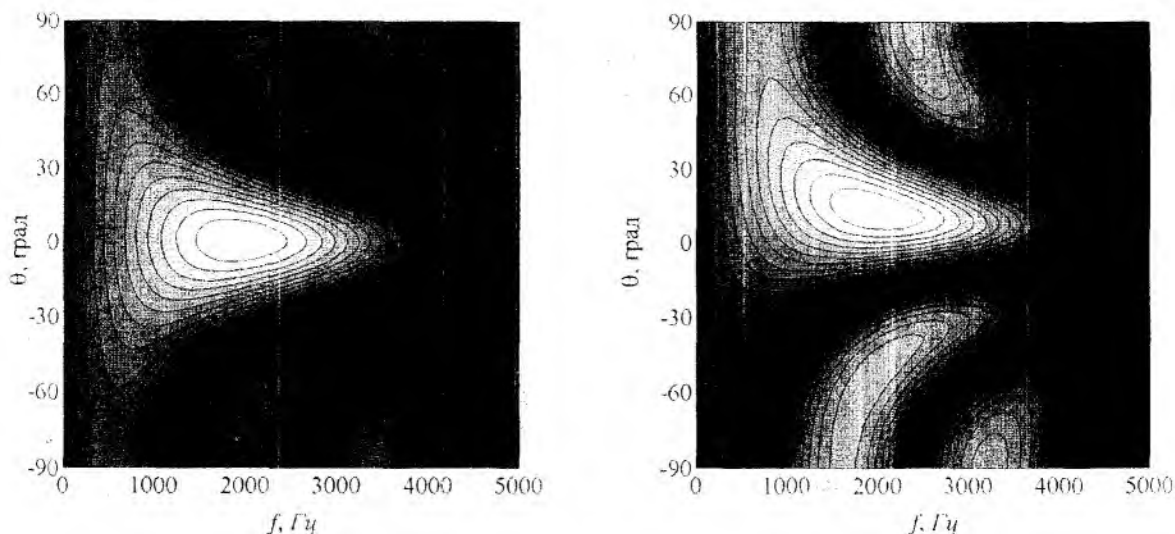


Рис. 4

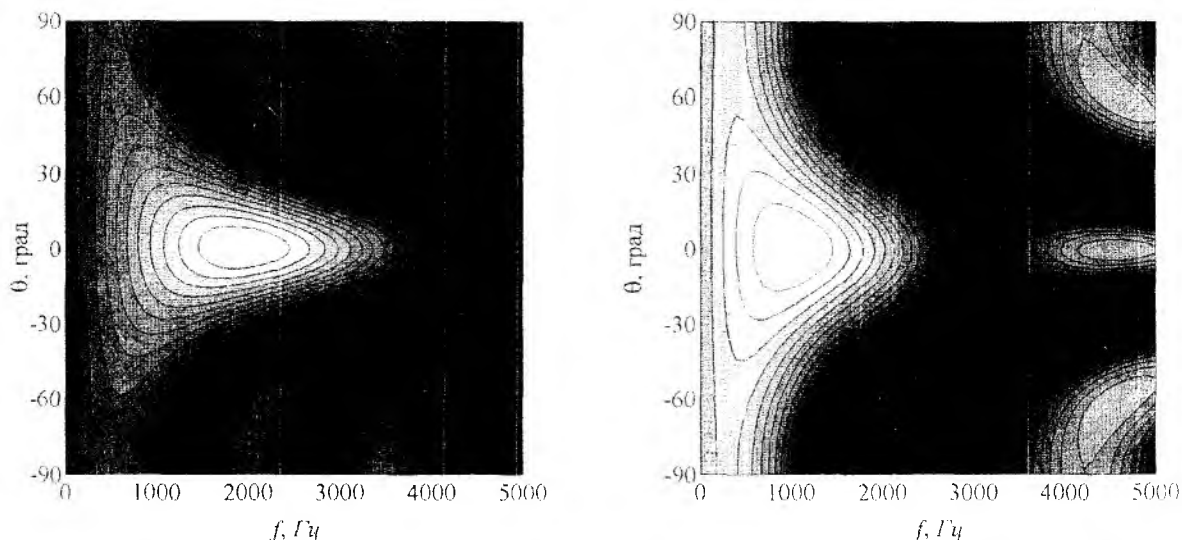


Рис. 5

На рис. 6 показано изменение $\left| \dot{K}(f, \theta) \right|$ для случая воздействия помех на произвольных частотах, приходящих с произвольных направлений, частота настройки ПЧФ $f_0 = 2000$ Гц, направление зондирования $\theta_0 = 0$ град. В левой части рис. 6 – случай воздействия помехи с частотой $f_n = 1000$ Гц, действующей с направления $\theta_n = 40$ град. В правой части – случай воздействия пяти помех $f_1 = 1000, \theta_1 = 40^\circ$; $f_2 = 1500, \theta_2 = 60^\circ$; $f_3 = 2000, \theta_3 = -20^\circ$; $f_4 = 3000, \theta_4 = 40^\circ$; $f_5 = 3500, \theta_5 = 0^\circ$ с равными интенсивностями.

Представленные на рис. 4 – 6 результаты моделирования отражают работу пространственно-частотного метода обработки сигнала и свидетельствуют о возможности его применения для повышения помехозащищенности САЗ. Несмотря на увеличение количества математических операций, необходимых для определения матрицы оптимальных весовых коэффициентов, по сравнению с обычной АФАР, современное состояние вычислительной техники позволяет осуществлять работу алгоритма с необходимой скоростью. К преимуществам применения адаптивных фильтров в каналах АФАР можно отнести: повышение помехоза-

пишечности и расширение динамического диапазона САЗ за счет адаптивного подавления помех в полосе пропускания приемного устройства САЗ, при минимальных искажениях полезного сигнала, увеличение максимального числа адаптируемых помех до $L-1 = M \times N - 1$, а программная реализация обработки сигналов открывает широкие возможности по дальнейшей модернизации САЗ.

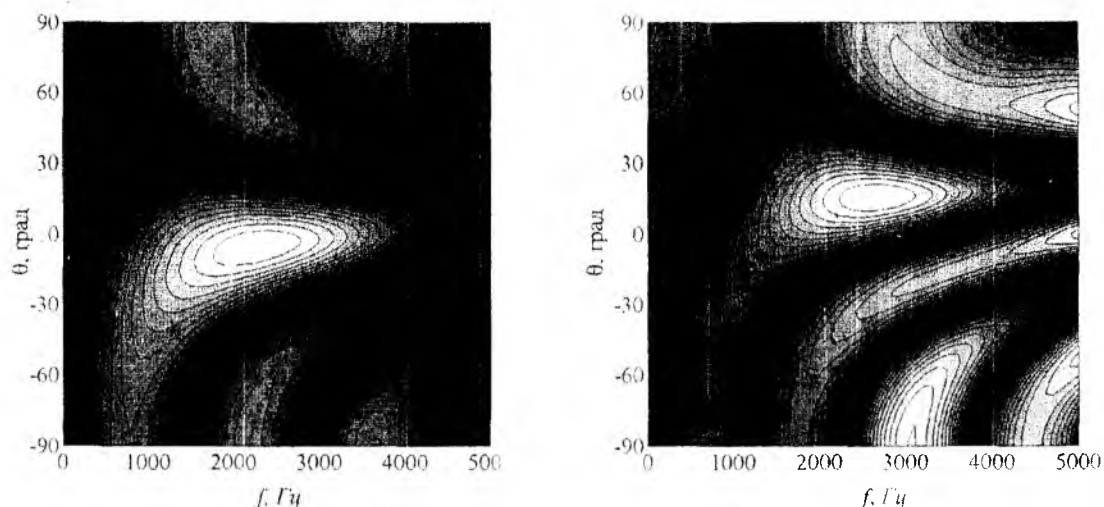


Рис. 6

Список литературы: 1. Гейбриел У.Ф. Спектральный анализ и методы сверхразрешения с использованием адаптивных антенных решёток. ТИИЭР. 1980. Т.68. №6. С. 19-32. 2. Коуэн К.Ф.Н., Грант П.М. Адаптивные фильтры М.: Мир, 1988. 388 с. 3 Уидроу Б., Стринз С. Адаптивная обработка сигналов /Пер. с англ. М.: Радио и связь, 1989. 440 с.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 18.06 2004

*А. П. КОНДРАТЕНКО, д-р техн. наук, В. В. МАНАКОВ, канд. техн. наук,
П. А. КОВАЛЕНКО, С. В. ШАПОВАЛОВ, канд. техн. наук*

ГЕОМЕТРИЯ МНОГОПОЗИЦИОННОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ С ПЕРЕДАЮЩЕЙ БАЗОВОЙ СТАНЦИЕЙ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ

Постановка проблемы. Анализ последних военных локальных конфликтов в Югославии и Ираке показывает, что тактико-технические характеристики (ТТХ) существующих радиолокационных станций (РЛС) не в полной мере соответствуют реалиям нынешнего времени. Требования к качеству радиолокационного наблюдения непрерывно повышаются при одновременном усложнении условий функционирования РЛС. ТТХ современных летательных аппаратов (скорость полета, маневренность) постоянно возрастают, что приводит к скоротечности изменения и сложности радиолокационной обстановки. Характерной особенностью является сложная сигнально-помеховая обстановка, которая требует высокой помехозащищенности РЛС. Не снимается проблема повышения живучести РЛС в условиях воздействия на них самонаводящихся на излучение и неуправляемых снарядов противника без понижения информационных возможностей [1].

Одним из возможных путей обеспечения требуемых ТТХ является использование многопозиционных радиолокационных станций и систем (МПРЛС). В связи с бурным развитием систем сотовой связи (ССС) возникает вопрос об использовании их излучения в качестве подсвечивающего сигнала базовой станции СССР стандарта GSM.

Анализ литературы. Сегодня подобные системы уже создаются в других странах. Так, британская фирма Roke Manor Research при участии аэрокосмического гиганта British Aerospace разработала технологию CELLDAR (сокращение от cellular phone radar), позволяющую использовать сети сотовой связи стандарта GSM для обнаружения и слежения за воздушными, наземными и надводными целями [2]. На международной научно-технической конференции по радиолокации «Radar-2003» Гриффитс обобщил обширный материал по бистатистическим системам с использованием сигналов существующих радиовещательных и телевизионных станций в качестве зондирующих [3]. По его данным приводится таблица.

Таблица 1

Сигнал	Разрешение по дальности, км	Уровень боковых лепестков по дальности, дБ	Уровень боковых лепестков по скорости, дБ
Речь (ЧМ)	16.5	-19.1	-46.5
Музыка (ЧМ) Клас./ рок	5.8 / 6.55	-23.9 / -12.0	-32.5 / -26.0
Аналоговое телевидение	9.61	-0.2	-9.1
Цифровое телевидение	1.72	-18.5	-34.6
GSM 900/1800	1.8 / 2.62	-9.3 / -6.9	-47 / -44

Анализ литературы [2-3] подчеркивает актуальность задачи использования сигнала СССР стандарта GSM (особенно GSM 900) в качестве подсвечивающего в МПРЛС.

Цель статьи. Анализ особенностей размещения базовых станций (БС) на территории Украины с целью получения основных параметров геометрии системы позиций, которая определяет зону действия МПРЛС [4].

Методика анализа. Особенности построения СССР стандарта GSM рассматриваются в крымском и западном регионах. Анализ производился с использованием карты покрытия оператора мобильной связи УМС. Учитывалось, что в настоящее время в Украине за пределами города, в основном, используется стандарт GSM 900. В районе каждой предполагаемой приемной позиции производилось измерение (набор статистики) следующих величин (рис. 1):

- размеров баз – расстояния от приемной позиции до БС (Б1, Б2, Б3, ...);
- количества БС;
- угла между направлением на Север и направлением на БС ($\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \dots$);
- сектора – угла между соседними БС ($\beta_1, \beta_2, \beta_3, \dots$).

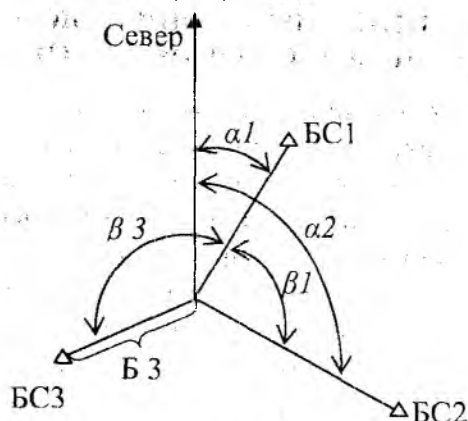


Рис. 1

Далее решались типичные задачи математической статистики [5]: определения закона распределения случайной величины по статистическим данным и определения неизвестных параметров распределения. Первая задача решалась построением гистограммы, которая является статистической аппроксимацией плотности вероятности. Из практических соображений число разрядов гистограммы выбиралось в диапазоне 10 – 20 [6]. Аппроксимация гистограммы аналитическим выражением теоретической плотности вероятности производилась с помощью качественного сопоставления гистограммы с графиками различных теоретических плотностей вероятностей и выбора наиболее близкой к гистограмме (выравнивание статистических данных).

Для решения второй задачи можно использовать четыре метода: моментов, минимальной дисперсии оценки, максимальной апостериорной вероятности и максимального правдоподобия [7]. Применялся метод моментов как наиболее часто встречающийся [8].

Анализ размеров баз. Результаты анализа статистических данных размеров баз приведены на рис. 2. Из рисунка видно, что наибольшая плотность распределения значений лежит в пределах 25 – 55 км. Это объясняется тем, что на данный момент в Украине ССС стандарта GSM проектируются и разворачиваются в “людных” местах: города, пригороды, междугородние транспортные магистрали, побережья и т.д. А рассматриваемые приемные позиции размещены в стороне от указанных мест. Верхний предел ограничивается дальностью радиогоризонта.

В табл. 2 приведены основные выборочные (статистические) моменты.

Таблица 2

Момент	Математическое ожидание, км	СКО, км	Несмещенное СКО, км	Мода, км	Медиана, км	Экссесс	Асимметрия
Значение	33	13.788	13.889	43	35	-0.659	-0.596

В качестве закона распределения, которым аппроксимируется данная гистограмма, предложен усеченный гауссов закон, который имеет вид

$$f(x) = \frac{c}{\sqrt{2 \cdot \pi \cdot \sigma}} \cdot e^{-\frac{(x-m_x)^2}{2 \cdot \sigma^2}}, \quad (1)$$

где

$$C = \frac{1}{[\Phi(\frac{e-m_x}{\sigma}) - \Phi(\frac{a-m_x}{\sigma})]} \quad (2)$$

$$\Phi(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot \int_{-\infty}^z e^{-\frac{x^2}{2}} dx \quad (3)$$

Приняты оценки параметров, которые определяют данный закон: $a = 0$, $e = 55$, $\sigma = 14$, $m_x = 33$ для $f1(x)$ и $m_x = 43$ для $f2(x)$.

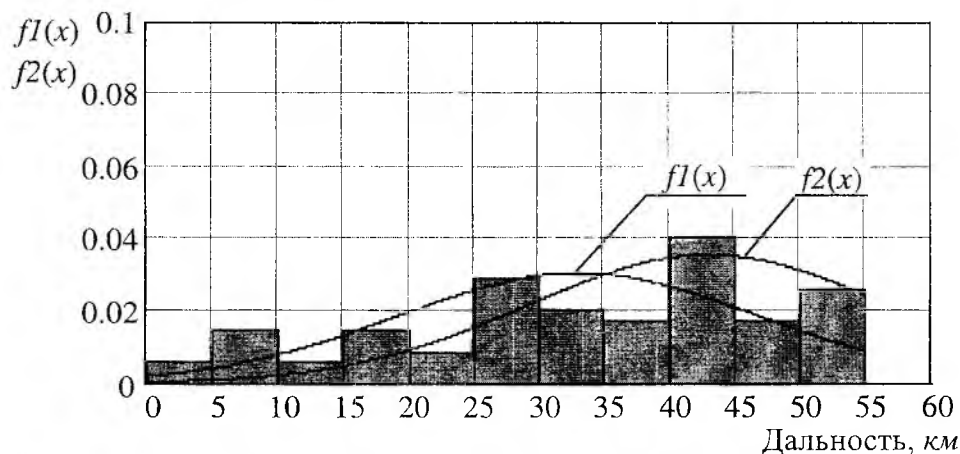


Рис. 2

Анализ угла между направлением на север и направлением на БС. Гистограмма, построенная по статистическим данным, приведена на рис. 3. Из рисунка видно, что данное распределение не является одномодальным.

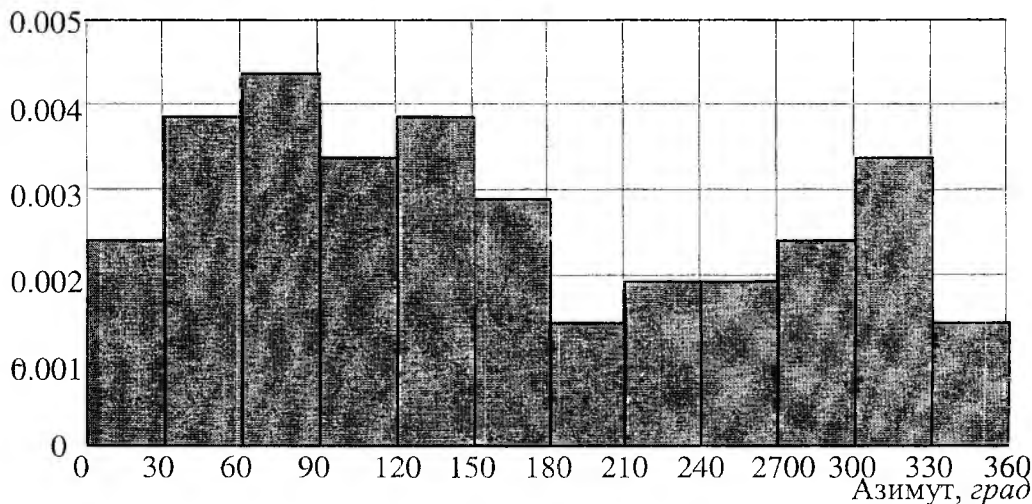


Рис. 3

Полимодальность распределения объясняется следующими причинами. За пределами города БС размещаются в основном вдоль междугородних магистралей, а приемные позиции расположены по разные стороны от указанных магистралей. Так, при рассмотрении западного региона оказалось, что практически все приемные позиции размещены вдоль границы, а большинство БС находится в глубине территории страны, что соответствует на рис. 3 диапазону углов $(0 - 180)^\circ$.

Анализ угла между соседними БС. На рис. 4 приведена гистограмма, построенная по результатам статистических данных.

Как видно из рисунка, наиболее вероятные значения угла между соседними БС (сектора) находятся в диапазоне 30 – 60 град. В табл. 3 приведены оценки числовых характеристик статистического распределения.

Данное статистическое распределение описывалось законом распределения Релея:

$$f(x) = \frac{x}{\sigma^2} \cdot e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}}, \quad (4)$$

где σ - параметр закона.

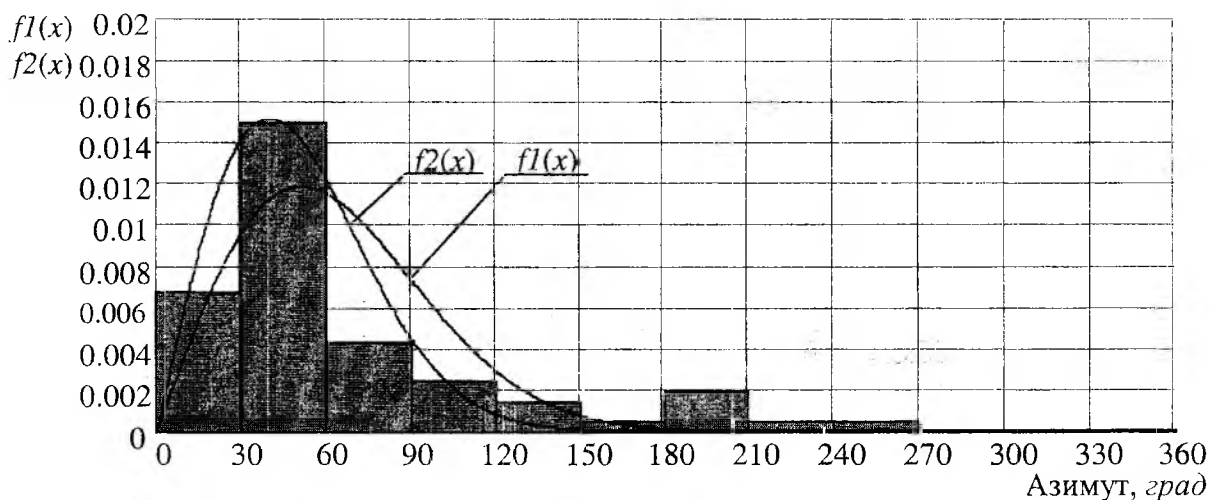


Рис. 4

Таблица 3

Момент	Математическое ожидание, град	СКО, град	Несмещенное СКО, град	Мо-да град	Медиа-на град	Экс-цесс	Асиммет-рия
Значе-ние	64.3	53.58	53.97	40	45	2.16	1.604

Параметр σ связан с числовыми характеристиками случайной величины (СВ) выражениями:

$$m_x = \sigma \cdot \sqrt{\frac{\pi}{2}}; \quad (5)$$

$$M = \sigma, \quad (6)$$

где m_x – математическое ожидание X ; M – мода X .

Приняв в качестве m_x оценку математического ожидания статистического распределения, получаем параметр $\sigma = 51.2$, что соответствует на рис.4 кривой $f1(x)$. Кривая $f2(x)$ соответствует параметру $\sigma = 40$, полученному при выборе в качестве моды СВ X оценки моды статистического распределения.

Анализ количества БС. Результаты анализа статистических данных количества БС, которые можно использовать в одной приемной позиции приведены на рис. 5, а оценки числовых характеристик статистического распределения - в табл. 4.

Таблица 4

Момент	Математическое ожидание, град	СКО	Несмещенное СКО	Мо-да	Медиа-на	Эксцесс	Асиммет-рия
Значе-ние	5.3	1.538	1.601	5	5	1.796	1.277

Для аппроксимации приведенной на рис. 5 гистограммы использовались два закона распределения: гауссов и усеченный гауссов. Кривая $f1(x)$ соответствует гауссовому закону распределения, где в качестве математического ожидания и среднеквадратического отклонения СВ X приняты оценки математического ожидания и среднеквадратического отклонения статистического распределения ($m_x = 5.3$, $\sigma = 1.6$). Кривая $f2(x)$ соответствует усеченному гауссовому закону, который определяется выражениями (1) – (3), а значения параметров закона приняты: $a = 0$, $b = 10$, $m_x = 5.3$, $\sigma = 1.6$.

Следует отметить, что при анализе использовалась карта покрытия только одного оператора сотовой связи UMC. В Украине существует еще один равноправный оператор сотовой связи – Киевстар GSM. Стандарт GSM является общеевропейским стандартом, поэтому в соседних с Украиной странах он также хорошо развит. Так как принципы построения сетей сотовой связи стандарта GSM одинаковы, можно предположить, что в районе каждой приемной позиции количество БС будет минимум в 1,5 – 2 раза больше.

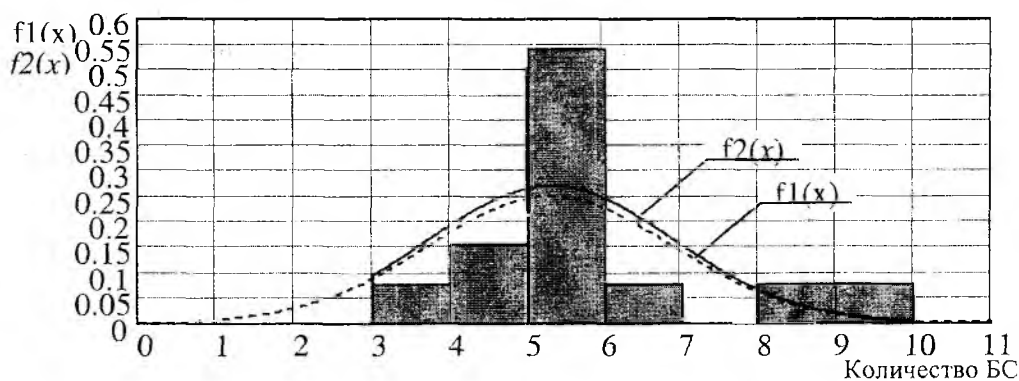


Рис. 5

Выводы. Анализ особенностей размещения базовых станций на территории Украины позволил получить основные параметры геометрии системы позиций, которые определяют зону действия многопозиционной радиолокационной системы. Размеры баз лежат в пределах 25 – 55 км, что для маловысотных объектов соответствует большебазовой системе [9]. Среднее значение угла между соседними базовыми станциями в точке приема составляет $(30 - 60)^\circ$, что необходимо учитывать при выборе параметров приемных антенн. В каждой приемной позиции можно использовать излучение 7 – 10 базовых станций, что определяет каналность приемного устройства. Конфигурация общей зоны подсвета базовыми станциями не является сплошной. Зоны подсвета в основном образованы вокруг городов, пригородов, вдоль междугородних магистралей и государственной границы. Это позволяет предполагать возможность формирования областей и полос предупреждения. При использовании угломерно-суммарно-дальномерного метода определения координат, который предполагает наличие опорного канала, полученные результаты необходимо учитывать при ориентации антенн опорного канала.

Список литературы: 1. *Перетягин И.* Трехкоординатный комплекс радиотехнической разведки 85В6 –А “Вега” // Военный парад. 2001. №1. С. 62-63. 2. *Гвозденко А.* Сотовая сеть в роли радара // Компьютерное обозрение. 2003. №46. С. 68. 3. *Ширман Я. Д., Орленко В. М.* Деякі тенденції розвитку радіолокації // III Наукова конференція молодих вчених Харківського військового університету: Тези доповідей. Х.: ХВУ, 2003. С. 3. 4. *Черняк В. С.* Многопозиционная радиолокация. М.: Радио и связь, 1993. 416 с. 5. *Гмурман В. Е.* Теория вероятностей и математическая статистика: Учеб. пособие для вузов. 9-е изд., стереотип. М.: Высш. шк., 2003. 479 с. 6. *Вентцель Е. С.* Теория вероятностей. М.: Гос. изд-во физ.-мат. лит., 1958. 464 с. 7. *Тихонов В. И., Бакаев Ю. Н.* Статистическая теория радиотехнических устройств: Учебник для вузов ВВС/ВВИА им. Н. Е. Жуковского. М., 1978. 420 с. 8. *Горяинов В. И., Журавлев А. Г., Тихонов В. И.* Статистическая радиотехника: Примеры и задачи. Учеб. пособие для вузов / Под ред. В. И. Тихонова. 2-е изд., перераб. и доп. М.: Сов. радио, 1980. 544 с. 9. *Аверьянов В. Я.* Разнесенные РЛС и системы. Минск.: Наука и техника, 1978. 182 с.

ОСОБЕННОСТИ ПЕРЕХВАТА СИГНАЛОВ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ ПОВЫШЕННОЙ СКРЫТНОСТИ В ПРИЕМНИКАХ С ОКОННЫМ ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ ФУРЬЕ

Постановка проблемы. Эффективность обнаружения и классификации сигналов априорно неизвестной структуры в средствах контроля радиоэлектронной обстановки (СКРЭО) зависит от структуры радиоприемного устройства и алгоритмов его функционирования.

Современные радиолокационные и радионавигационные системы военного и гражданского назначения, а также системы связи, наряду с традиционными радиосигналами начинают применять радиосигналы повышенной скрытности [4]. Такие сигналы получили название сигналов с малой вероятностью перехвата и в зарубежной литературе имеют аббревиатуру LPI (Low Probability of Intercept). LPI сигналы характеризуются малой спектральной плотностью, малой пиковой мощностью, широкой полосой частот, большой длительностью. Применение LPI сигналов приводит к уменьшению дальности обнаружения их источников в СКРЭО, а также затрудняет их классификацию.

В связи с этим в СКРЭО возникает проблема создания приемного устройства, которое способно обеспечить одновременное решение следующих задач[5]:

- обнаружение, измерение параметров и классификация обычных непрерывных и импульсных сигналов;
- обнаружение, измерение параметров и классификация LPI сигналов;
- пеленгование обычных и LPI сигналов с одинаковой точностью.

Решение данной проблемы позволит обеспечить надежный мониторинг современных и перспективных радиоизлучающих средств.

Анализ последних публикаций. Вопросам разработки структуры и алгоритмам функционирования приемного устройства, которое позволит одновременно решать задачи обнаружения и классификации LPI сигналов, уже посвящен ряд публикаций, в том числе [2]...[6]. В работах делается вывод, что для одновременного решения этих задач наиболее эффективным является приемник, способный осуществлять анализ частотно-временной структуры сигнала. Структура такого приемника основана на сочетании спектрально-временного преобразователя (СВП) и некогерентного накопителя (НН). В качестве спектрально-временного преобразователя предлагается использовать оконное (короткое) преобразование Фурье, которое может быть реализовано на базе цифровых процессоров [2], [5] либо с помощью дискретно-аналоговых устройств, использующих дисперсионные фильтры сжатия [3], [6]. В качестве некогерентного накопителя предлагается использовать набор фильтров нижних частот с различными импульсными характеристиками.

Проблемным вопросом в построении приемника по структуре СВП + НН, является согласование параметров СВП, а именно длительности окна СВП, и вида импульсной характеристики НН. Проблема заключается в том, что для достижения наилучших показателей качества обнаружения сигнала необходимо обеспечить накопление всей его энергии за время его существования, между тем как для проведения анализа частотно-временной структуры сигнала необходимо его разбиение на короткие интервалы. Возникает противоречие между требованиями к качеству обнаружения сигнала и к качеству его анализа.

Возможное решение данной проблемы заключается в поиске разумного компромисса между параметрами СВП и НН, при которых будет обеспечиваться одновременное решение вышеупомянутых задач с наименьшими потерями.

Решение данной проблемы начато в работах [2] и [3]. В работе [3] предложен алгоритм некогерентной обработки откликов, формируемых на выходе СВП, который обеспечивает

наилучшие показатели качества обнаружения и позволяет определить полосу частот, занимаемую обнаруженным сигналом, однако приводит к потере информации относительно его частотно-временной структуры. В этом случае для классификации сигнала необходимо его повторное сканирование в стробе время – частота. Такое построение не позволяет реализовать конвейерный принцип обработки информации и, следовательно, ограничивает возможности аппаратурной реализации высокоскоростных цифровых систем.

В работе [2] основное внимание уделено возможности сохранения информации о частотно-временной структуре сигнала и проведения на основе ее анализа классификации обнаруженного сигнала. Алгоритм некогерентной обработки откликов, формируемых на выходе СВП, предложенный в [2], обеспечивает определение закона частотной модуляции радиосигналов и наилучшие показатели качества обнаружения по немодулированным сигналам, длительность которых больше длительности окна СВП. Однако предложенный алгоритм имеет значительные потери при обнаружении немодулированных импульсных сигналов, длительность которых меньше длительности окна СВП.

Поэтому в приемниках с оконным преобразованием Фурье остается нерешенной задача рационального сочетания длительности окна преобразования и импульсной характеристики НН для обеспечения одновременного решения задач обнаружения и классификации как сложномодулированных, так и немодулированных импульсных сигналов с минимальными потерями качества.

Цель статьи. Разработка метода обработки откликов, формируемых на выходе СВП, для обеспечения одновременного решения задач обнаружения и анализа частотно-временной структуры сигнала, поступающего на его вход, с минимальными потерями качества.

Основное содержание. Рассмотрим прохождение сигналов различной структуры через спектрально-временной анализатор, структурная схема которого приведена на рис. 1.

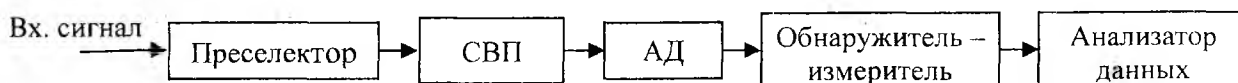


Рис. 1

Преселектор обеспечивает согласование полосы частот входного сигнала с полосой частот анализа СВП. СВП выполняет оконное преобразование Фурье. Амплитудный детектор (АД) выделяет огибающую откликов СВП, которая соответствует модулю спектральной плотности. Обнаружитель-измеритель осуществляет обработку модуля спектральной плотности с целью обнаружения сигнала и формирования его спектрограммы в плоскости время – частота. Анализатор данных проводит анализ спектрограммы, по результатам которого формируется вектор параметров сигнала и осуществляется его классификация. Вектор параметров импульсных сигналов (PDW – pulse descriptor world), как правило, состоит из времени прихода сигнала (TOA – time of arrival), длительности импульса (PW – pulse width), амплитуды импульса (A – amplitude), несущей частоты (RF – radio frequency), закона внутриимпульсной частотной модуляции (FMOP – frequency modulation on pulse). Качество формируемого вектора параметров, а следовательно, и качество классификации сигнала, зависит от качества и информативности спектрограммы, поступающей на вход анализатора данных.

Информативность спектрограммы сигнала, формируемой в приемниках с оконным преобразованием Фурье, зависит от соотношения параметров сигнала и длительности окна СВП. Эту зависимость, а также принцип формирования спектрограммы в плоскости время-частота при отсутствии шумов, поясняет рис. 2.

Пусть СВП имеет параметры: t_o – длительность окна преобразования, P_{Π} – полоса преобразования. На вход СВП поступают радиоимпульсы (рис.2а.): 1 – с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) с параметрами: длительность импульса $\tau_u = 3t_o$, девиация частоты

$\Pi_c = 0.1\Pi_{\Pi}$; 2 – ЛЧМ с параметрами: $\tau_u = 3t_0$, $\Pi_c = 0.8\Pi_{\Pi}$; 3 – ЛЧМ с параметрами: $\tau_u = t_0$, $\Pi_c = 0.8\Pi_{\Pi}$; 4 – гладкий радиоимпульс длительностью $\tau_u = 0.4t_0$; 5 – гладкий радиоимпульс длительностью $\tau_u = 0.2t_0$. СВП осуществляет оконное преобразование Фурье входного сигнала в неперекрывающихся окнах с длительностью t_0 и полосой частот Π_{Π} .

В каждом окне t_0 отклик на выходе СВП связан с сигналом на его входе финитным преобразованием Фурье и определяется выражением:

$$S_{\text{вых}}(\omega, k) = \text{Re} \left[\int_{t_0 \cdot k}^{t_0 \cdot (k+1)} x(t) S_{\text{вх}}(t) e^{-j\omega t} dt \right], \quad (1)$$

где $x(t)$ – форма окна преобразования; $S_{\text{вх}}(t)$ – сигнал на входе СВП; $S_{\text{вых}}(\omega)$ – сигнал на выходе СВП; k – порядковый номер окна.

Огибающая сигнала, формируемого на выходе СВП на интервале t_0 , соответствует модулю спектральной плотности выборки входного сигнала (рис. 2б). Выходной сигнал СВП в виде спектрограммы (амплитуда обозначена интенсивностью цвета) показан на рис. 2в, а его трехмерное представление – на рис. 2г.

Поскольку огибающая сигнала на выходе СВП представляет собой модуль спектральной плотности входного сигнала на интервале t_0 , то связь между энергией сигнала на входе и выходе СВП определяется равенством Парсеваля [1]. Равенство Парсеваля для сигнала, ограниченного по времени длительностью окна t_0 , а по частоте – полосой пропускания преселектора Π_{Π} , можно записать:

$$\mathcal{E}(k) = \int_{t_0 \cdot k}^{t_0 \cdot (k+1)} (S_{\text{вх}}(t))^2 dt = \frac{1}{2\pi} \int_{\Pi_{\Pi}} |\dot{S}_k(\omega)|^2 d\omega = \frac{1}{\pi} \int_{t_0} (S_{\text{вых}}(\omega, k))^2 d\omega, \quad (2)$$

где $\mathcal{E}(k)$ – энергия сигнала в k -м окне преобразования; $S_{\text{вх}}(t)$ – сигнал на входе СВП, $\dot{S}_k(\omega)$ – комплексный спектр сигнала в k -м окне преобразования; $S_{\text{вых}}(\omega, k)$ – отклик на выходе СВП в k -м окне преобразования; t_0 – длительность окна преобразования; Π_{Π} – полоса частот преобразования.

Из анализа рис. 2 следует, что сигнал на входе обнаружителя – измерителя (рис. 1) представляет собой видеоимпульсы, форма, длительность и амплитуда которых зависят от вида и параметров модуляции сигнала на входе СВП. Сравнивая отклик СВП на сигнал 1 и сигнал 2 (рис. 2), видим, что расширение спектра входного сигнала без изменения его длительности и амплитуды приводит к уменьшению амплитуды импульсов, формируемых на выходе СВП. Это приводит к уменьшению отношения сигнал/шум на входе обнаружителя – измерителя и, следовательно, к ухудшению качества обнаружения. При этом отношение сигнал/шум на входе СВП остается неизменным. Согласно (2), не изменяется также и энергия сигнала на входе и выходе СВП. Сравнивая отклик СВП на сигнал 3 и сигнал 4 (рис. 2), видим, что из-за широкополосности сигнал, обладающий большей энергией (сигнал 3), дает отклик с меньшей амплитудой. Сравнивая отклик СВП на сигнал 4 и сигнал 5, видим, что уменьшение длительности импульса также приводит к уменьшению амплитуды сигнала на выходе СВП.

При сравнении откликов СВП, формируемых по сигналу 2 и 3, видим, что уменьшение отношения τ_u/t_0 приводит к потере информативности спектрограммы относительно частотно-временной структуры сигнала.

В целом, по результатам анализа прохождения радиоимпульсов различной структуры через СВП и по виду формируемых спектрограмм (рис. 2) можно сделать два вывода:

- расширение спектра сигнала на входе СВП приводит к уменьшению амплитуды сигнала, а следовательно, и отношения сигнал/шум на выходе СВП;
- уменьшение соотношения τ_u/t_o на входе СВП приводит к уменьшению информативности спектрограммы, формируемой на выходе СВП.

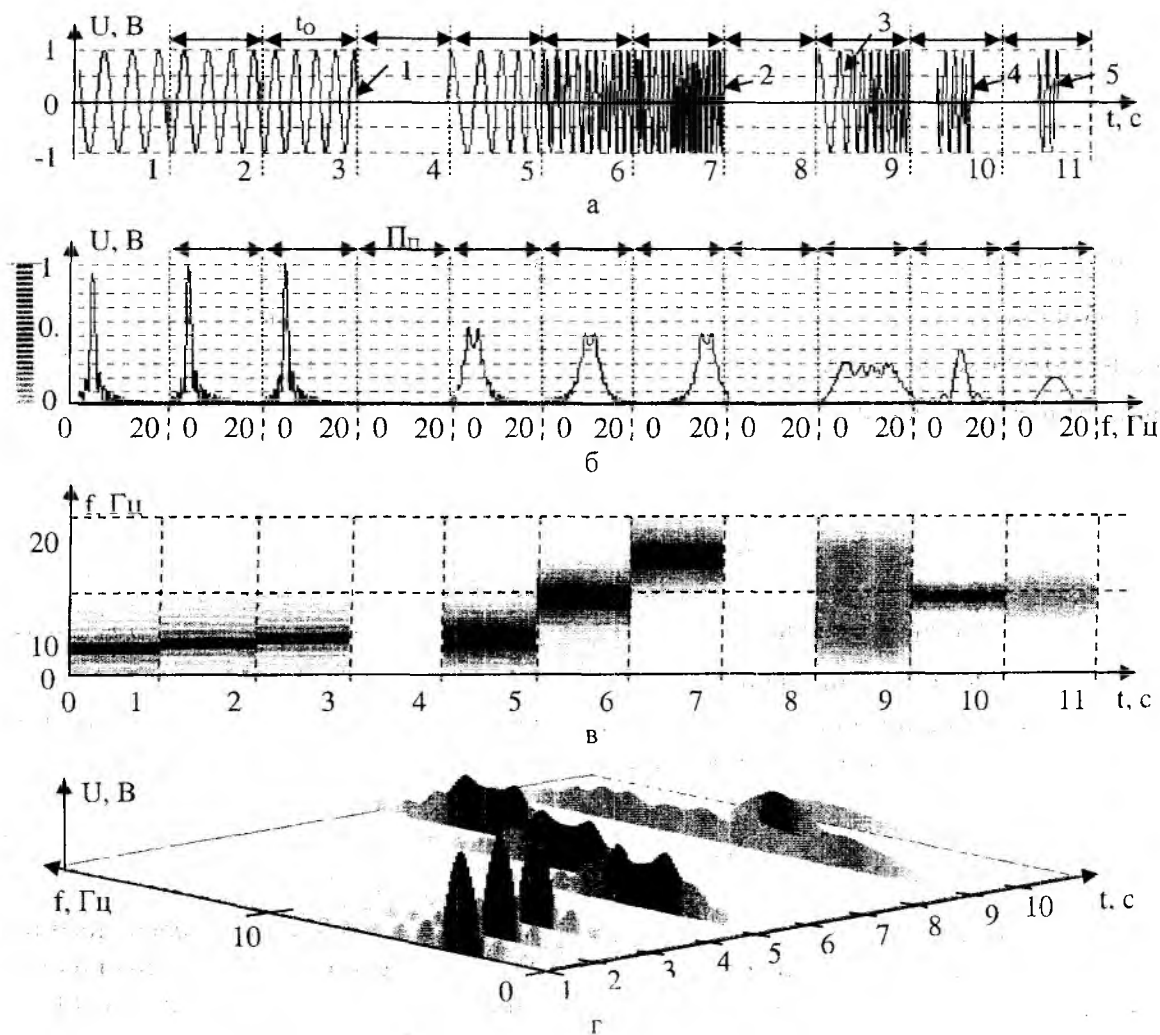


Рис. 2

Из сказанного следует, что использование приемников с оконным преобразованием Фурье для перехвата LPI сигналов без применения специальных мер малоэффективно.

Одним из путей повышения отношения сигнал/шум на выходе СВП является дополнительная некогерентная обработка откликов, формируемых в окне преобразования t_o . Проанализируем выигрыш от её применения.

Пиковое значение отношения сигнал/шум на выходе СВП при условии, что на входе СВП присутствует равномерный "белый" шум, определяется выражением:

$$q_i = \frac{A_{mi}}{\sigma_{\text{вых}}} = \frac{A_{mi}}{\sqrt{\frac{\sigma_{\text{ax}}^2 t_o}{\Pi_{\Pi}}}} = \frac{A_{mi}}{\sigma_{\text{ax}} \sqrt{\frac{t_o}{\Pi_{\Pi}}}}, \quad (3)$$

где q_i – пиковое отношение сигнал/шум на выходе СВП; A_{mi} – максимальная амплитуда i -го отклика, формируемого на выходе СВП; $\sigma_{\text{вых}}$ – среднеквадратичное значение шума на выхо-

де СВП; $\sigma_{\text{вх}}$ – среднеквадратичное значение шума на входе СВП; t_0 – длительность окна преобразования СВП; Π_{Π} – полоса частот преобразования СВП.

При использовании на выходе СВП некогерентного накопителя (НН) со временем накопления, равным длительности отклика (ширине спектра сигнала), отношение сигнал/шум будет определяться выражением:

$$q_{Ni} = \frac{A_{Ni}}{\sigma_{Ni}} = \frac{A_{mi} k_{\phi i} \Pi_i}{\sigma_{\text{вх}} \sqrt{\Pi_i}} = \frac{A_{mi} k_{\phi i}}{\sigma_{\text{вх}}} \sqrt{\Pi_i} = \frac{A_{mi} k_{\phi i}}{\sigma_{\text{вх}} \sqrt{\frac{t_0}{\Pi_{\Pi}}}} \sqrt{\Pi_i}, \quad (4)$$

где q_{Ni} – отношение сигнал/шум на выходе НН для i -го отклика СВП; A_{Ni} – амплитуда на выходе НН для i -го отклика, при условии отсутствия шума; σ_{Ni} – среднеквадратичное значение шума на выходе НН, при условии отсутствия сигнала; Π_i – время накопления в НН (ширина i -го отклика на выходе СВП); A_{mi} – амплитуда i -го отклика; $k_{\phi i}$ – коэффициент, зависящий от формы отклика,

$$k_{\phi i} = \frac{\frac{1}{A_{mi} \Pi_i} \int S(t)_i dt}{\Pi_i}, \quad (5)$$

где $S(t)_i$ – видеоимпульс произвольной формы; A_{mi} – амплитуда (максимальное значение) видеоимпульса $S(t)_i$; Π_i – ширина импульса $S(t)_i$.

Выигрыш в отношении сигнал/шум от применения некогерентного накопления для i -го импульса определяется коэффициентом выигрыша:

$$K_i = \frac{q_{Ni}}{q_i} = k_{\phi i} \sqrt{\Pi_i}. \quad (6)$$

Из анализа выражения (6) следует, что выигрыш от использования некогерентного накопления на интервале преобразования СВП зависит от длительности и формы отклика на выходе СВП (соответственно ширины спектра и вида модуляции сигнала в окне преобразования).

Проанализируем зависимость отношения сигнал/шум на выходе СВП на примере гладких прямоугольных радиоимпульсов, длительность которых не превышает длительности окна преобразования. В этом случае огибающая откликов, формируемых на выходе СВП по алгоритму (1), будет описываться известным выражением [1]:

$$S(\omega) = A\tau \frac{\sin\left(\frac{(\omega - \omega_0)\tau}{2}\right)}{\frac{(\omega - \omega_0)\tau}{2}}, \quad (7)$$

где ω_0 – несущая частота радиоимпульса; τ – длительность радиоимпульса; A – амплитуда радиоимпульса.

Ширина главного лепестка функции, описываемой выражением (7), составит:

$$\Pi_i = \frac{4\pi}{\tau}. \quad (8)$$

Коэффициент $k_{\phi i}$ для импульсов вида (7) определим согласно выражению (5), учитывая (8):

$$k_{\phi i} = \frac{\int_{\omega_0 - \frac{2\pi}{\tau}}^{\omega_0 + \frac{2\pi}{\tau}} \frac{\sin\left(\frac{(\omega - \omega_0)\tau}{2}\right)}{(\omega - \omega_0)\tau} d\omega}{\frac{2}{4\pi\tau}} \approx 0.5893. \quad (9)$$

Подставляя (8) и (9) в (6), получим:

$$K_i = 0.5893 \sqrt{\frac{2}{\tau}} = \frac{0.8335}{\sqrt{\tau}}. \quad (10)$$

В выражении (10) максимально возможное значение τ равно длительности окна t_0 , и, полагая его равным единице, получим зависимость, показанную на рис. 3.

Из анализа рис. 3 следует, что использование НН на выходе СВП для откликов от прямоугольных радиоимпульсов с длительностью меньше, чем $0.69t_0$, обеспечивает выигрыш в отношении сигнал/шум. Однако для импульсов с длительностью более, чем $0.69t_0$, использование НН приводит к потерям в отношении сигнал/шум. Это связано с особенностями формы импульса вида (7).

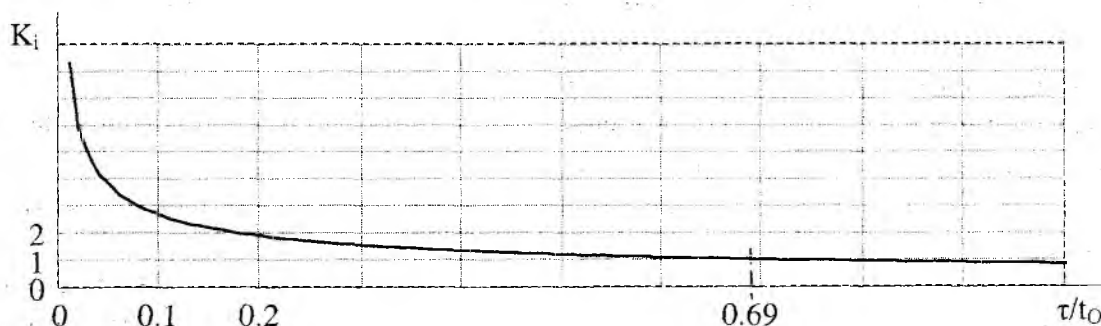


Рис. 3

Алгоритм обнаружения сигналов по их откликам, формируемым на выходе СВП, должен быть двухэтапным. На первом этапе осуществляется обработка откликов СВП внутри окна преобразования, поэтому его можно назвать этапом внутриинтервальной обработки. Задачей внутриинтервальной обработки является обнаружение каждого отклика, сформированного на выходе СВП за длительность окна преобразования t_0 , с заданными показателями качества, и формирование спектрограммы сигнала. В случае, когда энергия откликов, сформированных за длительность окна t_0 , мала и они не обнаруживаются, начинается второй этап обработки.

Второй этап осуществляет обработку смежных окон преобразования и называется этапом межинтервальной обработки. Задача второго этапа состоит в объединении группы соседних окон t_0 с целью установления факта наличия или отсутствия сигнала в некоторой время – частотной области. При этом формирование спектрограммы сигнала становится невозможным. Структура двухэтапного обнаружителя показана на рис. 4.

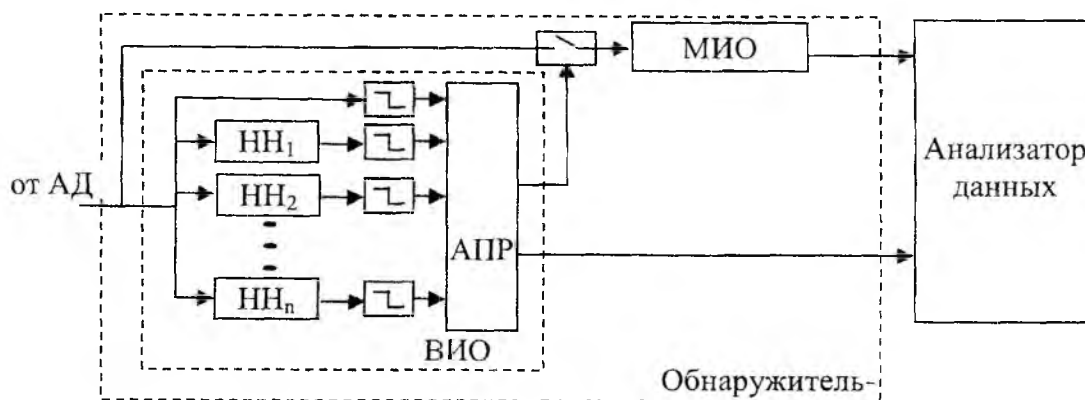


Рис. 4

На этапе внутриинтервальной обработки осуществляется некогерентная обработка огибающей сигнала, сформированного на выходе СВП за длительность окна преобразования. В результате обработки для каждого элемента разрешения по частоте принимается одно из следующих решений: "отклик обнаружен", "отклик не обнаружен", "не знаю". Участки, для которых принято решение "не знаю", отправляются на второй этап межинтервальной обработки. По откликам, для которых принято решение "отклик обнаружен", формируется спектрограмма, которая поступает на дальнейшую обработку в анализатор данных.

Такой двухэтапный алгоритм обработки имеет следующие достоинства:

- повышается чувствительность СВА по коротким импульсам;
- при достаточной мощности сигнала формируется его спектрограмма;
- при недостаточной для формирования спектрограммы мощности сигнала устанавливается факт его наличия и определяется занимаемая им полоса частот.

Достоинства применения НН иллюстрируется на примере формирования спектрограммы смеси гауссова шума, ЛЧМ и гладких радиоимпульсов (рис. 5).

На вход СВП подается смесь последовательности импульсов различной структуры и нормального шума (рис. 5б). Параметры последовательности импульсов такие же, как на рис. 2а. На выходе СВП после АД формируется последовательность смеси видеоимпульсов и нормального шума, которая поступает на вход обнаружителя (рис. 5в). При отсутствии НН обнаружитель осуществляет сравнение сигнала с порогом (рис. 5в). Значение порога устанавливается, исходя из выбранного критерия обнаружения. На рис. 5в порог установлен, исходя из заданного уровня ложной тревоги (критерий Немана – Пирсона). Спектрограмма, сформированная на выходе такого обнаружителя, показана на рис. 5г. Здесь при заданном уровне ложного обнаружения часть сигналов не обнаруживается. Результат обработки этого же сигнала (рис. 5в) в обнаружителе с НН показан на рис. 5д. При сравнении рис. 5г и 5д видно, что использование НН обеспечивает обнаружение всех принятых сигналов при том же уровне ложной тревоги.

Выводы. Таким образом, применение двухэтапной некогерентной обработки откликов, формируемых на выходе СВП, позволит повысить эффективность использования приемников с оконным преобразованием Фурье для одновременного решения задач перехвата и классификации LPI сигналов. Нерешенной остается задача разработки практически реализуемого на цифровой элементной базе алгоритма совместного обнаружения – измерения - разрешения откликов, формируемых на выходе СВП, которые описываются как видеоимпульсы неизвестной формы, неизвестной длительности, неизвестной амплитуды и неизвестного временного положения на фоне шумов с неизвестной интенсивностью.

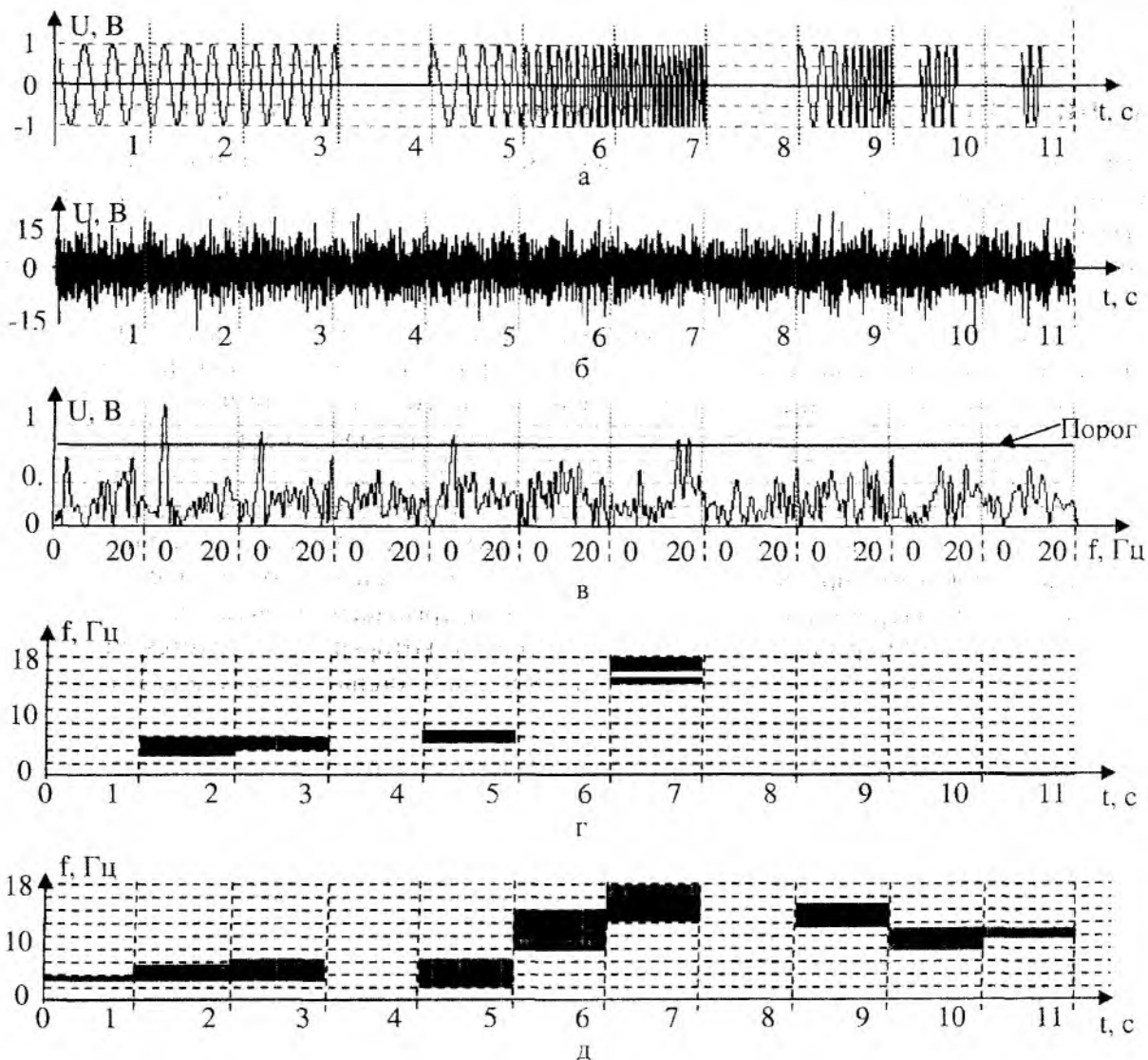


Рис. 5

Список литературы: 1. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы: Учеб. для вузов. Изд. 3-е, перераб. и доп. М.: Сов. радио, 1977. 608 с. 2. Lopez-Risueno G., Grajal J., Yeste-Ojeda O.A., Sanz-Orsorio A., Moreno J.A. Two Digital Receivers based on Time-Frequency Analysis for Signal Interception., Proceeding of the International Conference on Radar, Adelaide, Australia, 3-5 September, 2003. P. 394-400. 3. Shirman Y.D., Orlenko V.M., Seleznev S.V. Unauthorized detection of random signals. Proceeding of the International Radars Symposium, Dresden, Germany, 30 September – 02 October 2003. P. 223-228. 4. Stephen L., Johnston Sr. LPI Radars: Radars of the Future – They are Here Now!, Proceeding NATO SET LPI Symposium, Warsaw, Poland. 23-25 April 2001, p. 49. 5. Jim.P.Y. Lee. LPI Signal Detection Using A Multi-Channel Digital Receiver., Proceeding NATO SET LPI Symposium, Warsaw, Poland. 23-25 April 2001. P. 51. 6. A.Pieniezny, J.Fornalik, A.Kawalec. Frequency measurement by the use of compressive receiver. Proceeding NATO SET LPI Symposium, Warsaw, Poland. 23-25 April 2001. P. 45.

Харьковский военный университет

Поступила в редколлегию 07.06.2004

НЕЛИНЕЙНЫЙ РАДИОЛОКАТОР ПОВЫШЕННОЙ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ

Принцип действия нелинейной радиолокации заключается в приеме гармоник зондирующего сигнала, образующихся при облучении объекта, обладающего нелинейными свойствами.

Из-за высокой чувствительности приёмного тракта и малого уровня полезного сигнала внешние помехи сильно влияют на нелинейный радиолокатор.

Основной проблемой при этом является обеспечение приема гармоник при низкой эффективности преобразования зондирующего сигнала нелинейным объектом. На вход приёмника поступают сигналы малой мощности – $10^{-12} - 10^{-14}$ Вт [1]. Возможность увеличения уровня принимаемых гармоник повышением мощности зондирующего сигнала ограничена допустимым уровнем воздействия электромагнитного излучения на оператора и изменением свойств нелинейного объекта.

Энергетические характеристики нелинейных радиолокационных систем (НРЛС) можно повысить благодаря использованию импульсного режима излучения, позволяющего достигать больших мощностей зондирующего сигнала в импульсе при допустимом среднем уровне, а также улучшению характеристик НРЛС импульсного и непрерывного типов [2, 3].

Большинство НРЛС работают в диапазоне 900 МГц, который используется также для мобильной связи. Пример спектра сигнала базовой станции мобильной связи показан на рис. 1 [4].

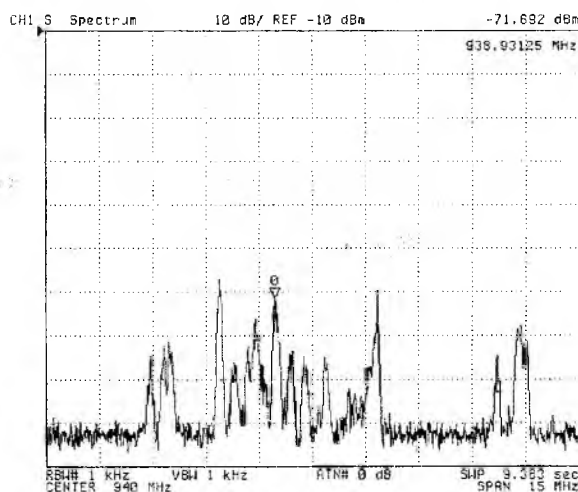


Рис. 1

Отдельные спектральные составляющие такого сигнала представляют собой аддитивные помехи для НРЛС. В этом случае повышение помехоустойчивости НРЛС достигнуто уменьшением полосы пропускания усилителя промежуточной частоты (УПЧ) приемного тракта до необходимого минимума.

Синхронизация частот задающего генератора передающего тракта и гетеродина приемника НРЛС позволила практически исключить запас полосы пропускания УПЧ на нестабильность промежуточной частоты.

На рис. 2 приведена структурная схема НРЛС, обладающая помехоустойчивостью к узкополосным помехам. Она содержит передающий и приемный тракты. Передающий тракт состоит из последовательно соединённых задающего генератора качающейся частоты 1, усилителя мощности 2 и антенны 3. Антенна используется в режимах излучения и приема. Приёмный тракт содержит последовательно соединённые малошумящий усилитель 6, смеситель 7, УПЧ 8, детектор 9, усилитель нижних частот 10 и индикатор 11.

В нелинейный радиолокатор введено устройство синхронизации частоты задающего генератора и гетеродина, состоящее из преобразователя частоты 4, опорного кварцевого генератора

5 и умножителя частоты на два 12. Входы преобразователя частоты 4 подключены к задающему генератору высокой частоты 1 и опорному кварцевому генератору 5. Умножитель частоты 12 включен между выходом преобразователя частоты 4 и вторым входом смесителя 7.

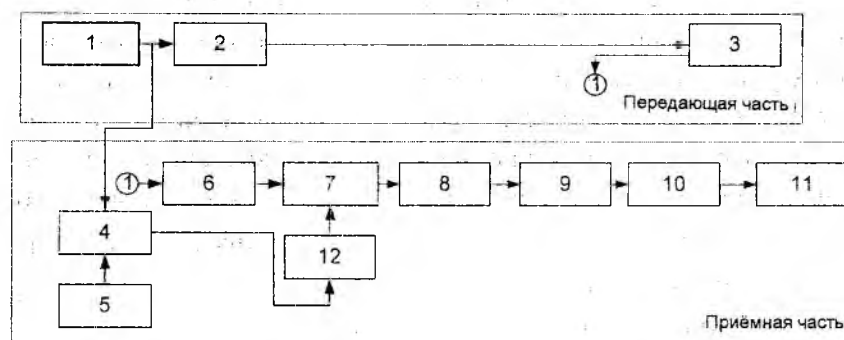


Рис. 2

Сигнал, снимаемый с умножителя 12, служит для смесителя 7 сигналом гетеродина, частота которого синхронизирована с частотой задающего генератора 1.

В реальных системах рабочая частота передатчика нелинейного локатора составляет $f_0 = 900 \text{ МГц}$, верхняя частота в спектре модулирующего сигнала $F_{\text{мод}} = 1 \text{ кГц}$, нестабильность кварцевого генератора $\delta = 10^{-6}$, спектральная плотность мощности помех, создаваемых внешними источниками, в пределах эффективной полосы пропускания локатора имеет постоянную величину N_0 [3].

Найдём выигрыш в виде отношения сигнал-шум на выходе УПЧ при стабилизации промежуточной частоты приёмника и без неё:

$$Q = (C/Ш)_{\text{стаб}} / (C/Ш)_0.$$

Мощность сигнала при прохождении через избирательные цепи с коэффициентом передачи $K(\omega)$ определяется по формуле

$$P_{\text{вых}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{+\infty} |S(\omega) \cdot K(\omega)|^2 d\omega. \quad (1)$$

Без синхронизации частоты задающего генератора передатчика и гетеродина приёмника полоса пропускания приёмного тракта

$$П_2 = П_3 + П_{2\text{стаб}},$$

где $П_3 = 2 \cdot f_0 \cdot \delta = 1.8 \text{ кГц}$ – запас полосы пропускания на нестабильность промежуточной частоты; $П_{2\text{стаб}} = 2 \cdot (2 \cdot F_{\text{мод}}) = 4 \text{ кГц}$ – полоса частот сигнала на второй гармонике частоты передатчика.

Мощность помехи линейно зависит от полосы пропускания приёмника НРЛС:

$$\sigma_{\text{вых}}^2 = N_0 \cdot K_0^2 \cdot П. \quad (2)$$

Нестабильность промежуточной частоты при стабилизации её с помощью кварцевого генератора 5 в соответствии со схемой рис. 2 незначительна по сравнению с полосой пропускания. Так, при $f_{\text{нч}} = 30 \text{ МГц}$ абсолютная нестабильность частоты $\Delta f = f_{\text{нч}} \cdot \delta = 30 \text{ Гц}$ и ею можно пренебречь. Получаем:

$$Q_{\text{стаб}} = \frac{(C/Ш)_{\text{стаб}}}{(C/Ш)_0} = \frac{\sigma_{\text{вых}}^2}{\sigma_{\text{вых, стаб}}^2} = \frac{П_2}{П_{2\text{стаб}}} = \frac{5800}{4000} = 1.48.$$

Таким образом, введение несложной в исполнении схемы стабилизации позволяет получить выигрыш в отношении сигнал-шум 2-6 дБ. Вывод справедлив при условии, если ширина спектра помехи превышает полосу пропускания приёмного устройства.

Представляет интерес рассмотреть работу нелинейного локатора в диапазоне частот, используемого другими радиосредствами. В частности, в диапазоне до сотен килогерц вблизи частоты 1800 МГц наблюдается работа радиотелефона GSM 900\1800. В стандарте GSM в процессе сеанса связи происходит переключение рабочих частот. Представляется целесообразным обеспечить отстройку рабочей частоты нелинейного радиолокатора от частоты помехи.

Наличие жёсткой связи между частотой передающего и приёмного трактов нелинейного локатора, схема которого показана на рис. 2, позволяет осуществлять перестройку обоих трактов по частоте без ухудшения стабильности промежуточной частоты приёмника. При этом возможны два режима работы генератора передатчика:

- качание рабочей частоты передатчика в заданном диапазоне, позволяющее при наличии узкополосных помех уменьшить среднюю мощность помехи на входе приёмника;
- выбор канала с наименьшим уровнем помехи при сканировании рабочего диапазона частот.

Нелинейный локатор в режиме качания частоты при воздействии узкополосной помехи работает следующим образом. Диапазон изменения частоты излучаемого сигнала заключен в рамках $\omega_{max}/2 - \omega_{min}/2$. В пределах $\omega_{max} - \omega_{min}$ перестраивается тракт приемного устройства с коэффициентом передачи $K(\omega_0, t)$. Узкополосная помеха характеризуется параметрами: шириной спектра узкополосной помехи $\Pi_{пом}$ и центральной частотой $\omega_{пом}$. Линейный закон изменения частоты приемника в течение интервала времени T описывается выражением

$$\omega_0 = \omega_{min} + k \cdot t, \quad (3)$$

где $k = (\omega_{max} - \omega_{min})/T$.

Диапазон изменения частоты $(f_{max} - f_{min}) = (\omega_{max} - \omega_{min})/2\pi$ составляет единицы МГц. Создание более широкополосных устройств ведёт к значительному усложнению НРЛС. Линейный закон изменения частоты приемника однозначно соответствует закону изменения частоты передатчика.

Коэффициент передачи приёмника

$$K(\omega, t) = \begin{cases} K_0, & \text{при } \omega_{min} + k \cdot t - \Pi_{2cmab}/2 < \omega < \omega_{min} + k \cdot t + \Pi_{2cmab}/2 \\ 0, & \text{при } \omega < \omega_{min} + k \cdot t - \Pi_{2cmab}/2 \\ 0, & \text{при } \omega > \omega_{min} + k \cdot t + \Pi_{2cmab}/2. \end{cases} \quad (4)$$

Спектр мощности помехи упрощённо описывается формулой

$$N(\omega) = \begin{cases} N_0, & \text{при } \omega_{пом} - \Pi_{пом}/2 < \omega < \omega_{пом} + \Pi_{пом}/2 \\ 0, & \text{при } \omega < \omega_{пом} - \Pi_{пом}/2 \\ 0, & \text{при } \omega > \omega_{пом} + \Pi_{пом}/2, \end{cases} \quad (5)$$

где N_0 – спектральная плотность узкополосной помехи.

Эффективность применения режима качания частоты для борьбы с узкополосными помехами определим в виде отношения $(C/Ш)_{кач}/(C/Ш)_0$.

Средняя мощность помехи $\sigma_{вих}^2$ при стандартном режиме фиксированной настройки нелинейного локатора определяется по формуле (2).

Найдём мощность помехи в случае качания рабочей частоты в заданном диапазоне. Рабочая частота приёмника изменяется по закону (3), коэффициент передачи – по закону (4). Мгновенная мощность помехи на выходе УПЧ

$$P_{вих}(t = t_0) = \frac{1}{\pi} \int_0^{+\infty} |K(\omega, t)|^2 \cdot |N(\omega)| d\omega. \quad (6)$$

Средняя мощность помехи за интервал T

$$P_{cp} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T P(t) dt.$$

На рис. 3 представлено изменение мощности помехи на выходе УПЧ приёмника за период T для режимов качания частоты и фиксированной настройки.



Рис. 3

Так как закон изменения частоты линейный, то промежутки времени $t_2 - t_1$ и $t_4 - t_3$ равны. Выигрыш $Q_{\text{кач}}$ в отношении сигнал-шум при использовании режима качания частоты относительно режима стационарной настройки составит:

$$Q_{\text{кач}} = \frac{(C/\Pi)_{\text{кач}}}{(C/\Pi)_0} = \frac{P_0}{P_0 \cdot \frac{t_2 - t_1}{2T} + P_0 \cdot \frac{t_3 - t_2}{T} + P_0 \cdot \frac{t_4 - t_3}{2T}} = \frac{1}{\frac{t_2 - t_1}{T} + \frac{t_3 - t_2}{T}}$$

Определим связь между интервалами времени и частотными характеристиками системы с учетом значений ширины спектра сигнала Π_c , ширины спектра помехи $\Pi_{\text{ном}}$ и диапазона частот $\omega_{\text{max}} - \omega_{\text{min}}$.

Для случая, когда $\Pi_{\text{ном}} < \Pi_c$, выполняются соотношения:

$$\frac{t_3 - t_2}{T} = \frac{\Pi_c - \Pi_{\text{ном}}}{\omega_{\text{max}} - \omega_{\text{min}}}; \quad \frac{t_2 - t_1}{T} = \frac{\Pi_{\text{ном}}}{\omega_{\text{max}} - \omega_{\text{min}}}$$

Если $\Pi_{\text{ном}} > \Pi_c$, то $\frac{t_3 - t_2}{T} = \frac{\Pi_{\text{ном}} - \Pi_c}{\omega_{\text{max}} - \omega_{\text{min}}}; \quad \frac{t_2 - t_1}{T} = \frac{\Pi_c}{\omega_{\text{max}} - \omega_{\text{min}}}$.

Получаем выражение для оценки эффективности режима качания частоты в зависимости от полосы частот помехи и полосы пропускания приёмника:

$$Q_{\text{кач}} = \begin{cases} (\omega_{\text{max}} - \omega_{\text{min}})/\Pi_c, & \text{при } \Pi_{\text{ном}} < \Pi_c \\ (\omega_{\text{max}} - \omega_{\text{min}})/\Pi_{\text{ном}}, & \text{при } \Pi_{\text{ном}} > \Pi_c \\ 1, & \text{при } \omega_{\text{max}} - \omega_{\text{min}} < \Pi_{\text{ном}} \\ 1, & \text{при } \omega_{\text{max}} - \omega_{\text{min}} < \Pi_c. \end{cases}$$

Выигрыш в помехоустойчивости в зависимости от соотношения ширины полос, занимаемых помехой и сигналом, показан на рис. 4. Максимальная эффективность подавления помехи зависит только от отношения диапазона качания частоты и большей из величин Π_c или $\Pi_{\text{ном}}$. Если $\Pi_c = \Pi_{\text{ном}} = \omega_{\text{max}} - \omega_{\text{min}}$, то это соответствует режиму фиксированной настройки, $Q = 1$. Максимальная эффективность режима достигается при условии существенного превышения диапазона качания частоты по сравнению с шириной спектра помехи и полосой пропускания приёмника.

Линейный закон изменения частоты (3) предполагает равномерную плотность вероятности появления узкополосных помех в диапазоне $\omega_{\text{max}} - \omega_{\text{min}}$. В реальных ситуациях распределение плотности вероятности узкополосных помех по диапазону меняется. При этом НРЛС задает необходимый закон изменения рабочей частоты, позволяющий уменьшить вклад участков диапазона с большим уровнем помех. Отмеченный режим работы обеспечивает решающее устройство, измеряющее распределение узкополосных помех по рабочему диапазону.

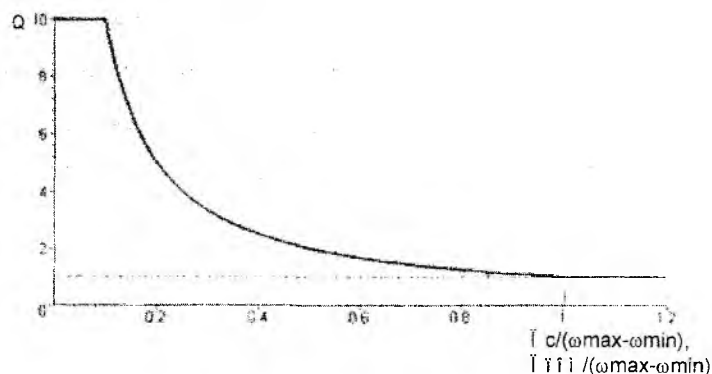


Рис. 4

Линейный закон изменения частоты (3) предполагает равномерную плотность вероятности появления узкополосных помех в диапазоне $\omega_{max} - \omega_{min}$. В реальных ситуациях распределение плотности вероятности узкополосных помех по диапазону меняется. При этом НРЛС задает необходимый закон изменения рабочей частоты, позволяющий уменьшить вклад участков диапазона с большим уровнем помех. Отмеченный режим работы обеспечивает решающее устройство, измеряющее распределение узкополосных помех по рабочему диапазону.

Синхронизация частоты передатчика и приёмника позволила повысить стабильность промежуточной частоты приёмника, улучшить отношение сигнал-помеха, использовать такие новые режимы работы НРЛС, как режим качания частоты и режим динамического выбора канала с наименьшим уровнем шума.

Режим качания частоты. *Достоинства:* простота по сравнению с режимом выбора канала, отсутствие потерь времени на выбор канала, усреднение частотных свойств НО в диапазоне качания частоты, увеличение вероятности обнаружения неподвижных объектов с экранированными металлическими корпусами и с изрезанной диаграммой обратного рассеяния [3]. Большая помехоустойчивость по сравнению с режимом фиксированной настройки, так как в процессе приёма составляющие сигнала складываются когерентно, а сопутствующие составляющие узкополосной помехи – некогерентно. *Недостатки:* усреднение суммарной мощности всех помех в диапазоне качания частоты.

Режим динамического выбора канала с наименьшим уровнем шума. *Достоинства:* выбор канала с наиболее благоприятными условиями из имеющихся в диапазоне. *Недостатки:* усложнение НРЛС, необходимость сканирования диапазона в сложной помеховой обстановке, увеличение времени на калибровку системы.

Следует подчеркнуть, что дальнейшие исследования позволят повысить качество анализа и оптимизировать выбор рабочего канала предложенной НРЛС.

Список литературы: 1. Джонс Т. Обзор технологии нелинейной радиолокации // Специальная техника. 1999. №3. 2. Щербаков Г.Н. Применение нелинейной радиолокации для дистанционного обнаружения малоразмерных объектов // Специальная техника. 1999. №6. С. 34-39. 3. Мусабегов П. М., Панычев С.Н. Нелинейная радиолокация: методы, техника и области применения // Зарубежная радиоэлектроника. Успехи современной радиоэлектроники. 2000. №5. 4. Анцелевич М.А. Идентификация активных и пассивных радиоэлектронных устройств // Журнал депонированных рукописей. 2000. №2.

Севастопольский национальный
технический университет

Поступила в редколлегию 08.07.2004

КРИТЕРИЙ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ БОЛЬШИХ СИСТЕМ ОБРАБОТКИ ЛОКАЦИОННОЙ ИНФОРМАЦИИ

Постановка задачи. Сложность любых функциональных систем при прочих равных условиях определяется разнообразием входных воздействий. Для систем обработки локационной информации (СОЛИ) в процессе оценки целевой (космической, воздушной, наземной) обстановки все возможные входные воздействия составляют пространство наблюдений (ПН). В связи с этим сложность систем обработки локационной информации определяется, с одной стороны, решаемыми задачами, а с другой – энтропией их пространств наблюдений или, в общем случае, – средними затратами на формирование используемых выборов.

В классе СОЛИ можно выделить подкласс малых СОЛИ с достаточно простым ПН. Их функционирование полностью определяется структурой (аппаратными средствами) системы. Принимаемые в таких системах решения полностью определяются выборкой. В данных системах одна и та же выборка всегда одинаково проходит по одним и тем же агрегатам (подсистемам) и приводит к одному и тому же решению на выходе. К числу указанных систем можно отнести последовательные и непоследовательные (по фиксированной выборке) обнаружители объектов в точке, измерители параметров сигналов и т.д. Все они синтезируются в строгом соответствии с одним из критериев байесовской группы [1] или в соответствии с методикой синтеза алгоритмов минимальной сложности [2].

Более сложную структуру ПН имеют системы обработки локационной информации, полученной в зоне обзора одного наблюдательного средства, затем СОЛИ, обрабатывающие данные от группировки средств наблюдения. В этих случаях также существует принципиальная возможность синтеза соответствующих СОЛИ минимальной сложности. К сожалению, данная возможность зачастую лишь потенциальна [3]. Во-первых, с какого-то момента достаточно трудно рассмотреть все возможные сценарии целевой обстановки и условия ее наблюдения. Но, даже если это и возможно, существенно увеличивается время проектирования таких систем.

Рано или поздно СОЛИ становится большой – ее точное проектирование не реализуемо за приемлемое время [4]. Таким образом, существуют экстремальные системы обработки локационной информации, которые, с одной стороны, потенциально имеют заданные показатели качества принимаемых решений при минимальных затратах, а с другой – требуют для своей разработки большого и даже бесконечного времени. Так, например, практически невозможен синтез единого локационного алгоритма [5] минимальной сложности для наблюдательных средств с достаточно большой и информативной зоной обзора с помощью известных методов. Часто быстрее обработать все наблюдения, чем выбрать для обработки минимально необходимое их количество. Однако и стратегия обработки "всего возможного" терпит фиаско ввиду ограниченности ресурсов. Таким образом, существуют функциональные системы, допускающие точное проектирование, но не реализуемые на практике. Одновременно существуют аналогичные по функциям системы, которые допускают практическую реализацию, но не могут быть точно спроектированными.

Существует единственная возможность разрешения указанного противоречия. Необходимо представить систему совокупностью диспетчера и взаимно независимых агрегатов. Саму же систему следует "оснастить" моделью функционирования (поведения). Диспетчер должен работать на основании критерия функционирования (поведения) СОЛИ. При этом диспетчер и агрегаты могут быть чисто абстрактными, фиктивными. А структура агрегатов должна быть простой, т.е. доступной для точного проектирования. Тем самым сложность системы, вызванная громоздкостью ПН (разнообразием внешних стимулов), переносится со сложности структуры системы на сложность ее функционирования. В таких системах исче-

зает взаимно однозначное соответствие между их структурой и функционированием (поведением). Именно такие системы принято называть сложными [4].

Можно привести еще один довод в пользу такого подхода. Согласно исследованиям фон Неймана [6], с определенного момента структура элементов системы может быть зафиксирована и более не усложняться. Данный практический вывод основан на теоретической возможности существования универсального автомата, системы такой степени сложности, которая при наличии правильно заданных инструкций может выполнять операции любой другой системы. Например, такая инвариантность характерна для ЭВМ. Иными словами, на определенном этапе эволюции функциональных систем исчезает необходимость дальнейшего усложнения структуры самих систем и их агрегатов. Для этого оказывается достаточным задавать все более подробные и сложные инструкции.

Цель работы. Введение критерия функционирования СОЛИ и разработка предложений по методике выбора его параметров.

Анализ публикаций. По своей сути высказанное выше предложение наделяет СОЛИ адапционным поведением. Для количественного анализа работы функциональной системы поведенческого типа необходима мера целесообразности ее поведения. Исторически [7] в качестве первой меры целесообразности поведения системы был использован критерий минимума затрат при выполнении системой ее функции (1954). Однако данный критерий касался скорее структуры системы, чем ее поведения. Он, как сейчас понятно, не учитывал стремления к экспансии системы с избытком ресурсов, не учитывал консерватизма в поведении (предпочтение апробированного наилучшему), не учитывал адаптивности целей, которые ставит мегасистема системе. Данные недостатки, в части экспансивного поведения, компенсировал критерий максимума энтропии (60-е годы). Однако и он не был свободен от остальных недостатков. В 1990-м году в качестве критерия поведения было предложено использовать взвешенную разность средней взаимной информации между ансамблями входных воздействий (стимулов) и результатов (реакций) функциональной системы и затрат данной системы [7].

В информационной теории систем (ИТС) подобная мера была введена несколько ранее [8]. Однако здесь в качестве критерия целесообразного поведения была использована только средняя взаимная информация, без учета затрат системы.

В ИТС считается, что "качество работы (степень целесообразности поведения) определяется видом распределения $P(X, U)$ вероятностей сложных событий, состоящих в том, что на входе системы производится воздействие (целевая обстановка) $x_j \in X$, а на ее выходе через определенный промежуток времени появляется результат (оценка целевой обстановки) $u_i \in U$, где X и U – ансамбли входных воздействий и результатов работы системы (целевых обстановок и их оценок) соответственно". При этом в качестве меры или оценки целесообразного поведения системы используется функция $f[P(X, U)]$ со следующими свойствами:

1) при полной статистической независимости входных воздействий и результатов работы системы $p(x_j, u_i) = p(x_j)p(u_i)$ функция $f[P(X, U)]$, принимая свое минимальное значение, тождественна нулю;

2) при полном соответствии результата входному воздействию $p(u_i/x_j) = p(x_j, u_i)/p(x_j) = 1$ функция $f[P(X, U)]$ принимает свое максимальное значение;

3) функция $f[P(X, U)]$ аддитивна.

Всем трем указанным свойствам удовлетворяет функция являющаяся случайной взаимной информацией.

$$f[P(X, U)] = \log \frac{p(x_j, u_i)}{p(x_j)p(u_i)}, \quad (1)$$

В дальнейшем авторы ИТС [8], считая любые воздействия и результаты работы системы равноправными, усредняют по ним функцию (1)

$$C = \sum_{j=1}^J \sum_{i=1}^I p(x_j, u_i) \log \frac{p(x_j, u_i)}{p(x_j) p(u_i)} = I_{xu}, \quad (2)$$

где J, I – число состояний целевой обстановки и решений, принимаемых относительно нее СОЛИ, соответственно.

При этом мера целесообразного поведения (полезного эффекта) системы становится равной средней взаимной информации между множествами входных воздействий и результатов функционирования системы. Затраты в данную меру не включаются и не учитываются при оценке полезного эффекта системы.

В рамках теории планирования экспериментов при построении последовательного плана проверки гипотез о математической модели наблюдаемого процесса предлагается проводить очередной эксперимент в точке факторного пространства, которая максимизирует среднее количество информации о номере гипотезы [9]. Причем количество информации определяется как разность энтропий априорных и апостериорных вероятностей гипотез.

При проектировании автоматизированных систем контроля и управления было предложено [10] использовать в качестве критерия эффективности проверки отношение приращения среднего количества информации (как разности энтропий пространства состояний до и после проверки) к затратам на проведение данной проверки. В дальнейшем данный критерий нашел широкое применение в функционально-стоимостном анализе [11]. При этом критерии, предложенные в работах [7, 10], представляют собой аддитивную и мультикативную форму одной и той же «функции полезности» [11].

Можно показать [12], что в СОЛИ наперед заданное значение средней взаимной информации (СВИ) между пространствами состояний и решений не предъявляет однозначные требования к показателям качества оценки целевой обстановки. При этом систем с одинаковой СВИ бесконечное множество даже при заданных пространствах состояний и решений. Тем самым СВИ можно признать мерой эффекта, однако никак нельзя признать мерой функционирования (поведения), приводящего к достижению цели. Переход от случайной взаимной информации к средней часто характеризует лишь необходимое условие достижения цели.

Введение совокупности частных критериев целесообразности функциональной системы в математической статистике не является абсолютно новым делом. Так, для обеспечения заданных вероятностей ошибок первого α и второго β рода, согласно неравенству Кульбака [13], используется два числа Кульбака – Лейблера [14]. В теории измерений параметры точности оценок задаются информационной матрицей Фишера [1].

Введение темпарального критерия функционирования больших систем оценки целевой обстановки. Предположив, что разные состояния целевой обстановки для СОЛИ имеют различную ценность, следующим шагом к детализации условий, приводящих к достижению цели, следует считать вектор средних частных взаимных информаций между каждым состоянием и пространством решений СОЛИ с элементами:

$$I_{x_j u} = \sum_{i=1}^I p(u_i/x_j) \log \frac{p(u_i/x_j)}{p(u_i)}. \quad (3)$$

Вектор с элементами, рассчитанными на основе выражения (3), точно определяет необходимые условия достижения цели, тем самым являясь удобной мерой целенаправленного поведения системы оценки состояния целевой обстановки (системы обработки локационной информации).

Цель не всегда оправдывает средства. Часто предпочтительней с помощью мегасистемы переформулировать цель, чем заплатить слишком большую цену за ее достижение. Тем

самым, следуя [7], следует дополнительно учесть, в общем случае, совокупность разнотипных затрат. Далее можно от совокупности частных критериев перейти к скалярному, задавая совокупности весовых множителей цели системы $B = \{\beta_1, \dots, \beta_I\}$, и совокупности весовых множителей, характеризующих представление системы о дефиците своих ресурсов $\Gamma = \{\gamma_1, \dots, \gamma_V\}$:

$$K_{AT} = \sum_{j=1}^J \beta_j I_{x_j U} - \sum_{v=1}^V \gamma_v z_v, \quad (4)$$

где V – число агрегатов СОЛИ.

Критерий целесообразного поведения функциональной системы (4) является уточнением ранее введенных [7, 8] критериев информационного типа. Он принадлежит к классу аддитивных функционально-стоимостных критериев [11]. Данный критерий имеет взаимно однозначное соответствие с критерием минимума среднего риска (МСР) на основе использования понятия ϵ -энтропии [12, 15]. В свою очередь, критерий МСР не "возражает" против бесконечного времени обработки информации, полученной за фиксированное время или в последовательной серии наблюдений. Указанный недостаток в уточненном критерии отсутствует.

Анализ реальных систем позволяет сделать вывод о том, что весовые множители β_j, γ_v зависят от задач, возложенных на систему, воздействий на входе системы, а также состояния ее средств и ресурсов. Все эти компоненты, особенно при проектировании больших систем, являются функциями времени. Тем самым атемпаральный критерий целесообразного поведения (4) необходимо заменить темпаральным (зависящим от времени):

$$K_T = \sum_{j=1}^J \beta_j(t) I_{x_j U} - \sum_{v=1}^V \gamma_v(t) z_v. \quad (5)$$

Минимизация (5) достаточно сложна. Она и без того усложняется, в том числе из-за отсутствия сведений о будущих целях системы и ее состоянии в последовательности временных интервалов. В связи с этим предлагается использовать принцип близкодействия [16], лежащий в основе поведения многих живых объектов и функционирования многих технических систем.

В соответствии с этим принципом, оптимизации подлежат действия только текущего шага. Последнее позволяет заменить частные взаимные информации $I_{x_j U}$ и затраты z_v их приращениями на шаге $\Delta I_{x_j U}$ и Δz_v , соответственно. При этом темпаральный критерий целесообразного поведения (5), с учетом принципа близкодействия, примет вид:

$$K_{TB} = \sum_{j=1}^J \beta_j(t) \Delta I_{x_j U} - \sum_{v=1}^V \gamma_v(t) \Delta z_v. \quad (6)$$

Модель целенаправленного поведения (5), (6) является достаточно широкой, общей. Действия функциональных систем в соответствии с максимизацией соответствующих критериев будут разнообразны настолько, насколько это необходимо для достижения стоящих перед ними целей.

Формальная связь введенного критерия с общей постановкой задачи оценки целевой обстановки и ведения каталога объектов. Еще одним доводом к использованию критерия функционирования больших СОЛИ является его подобие общему виду решения задач оценки целевой обстановки и ведения каталога объектов. Последнюю можно в самом общем виде рассмотреть на примере оценки космической обстановки и ведения каталога космических объектов в Центре контроля космического пространства (ЦККП) Системы контроля и анализа космической обстановки (СКАКО) [17, 18].

В околоземном космическом пространстве находится Q объектов с параметрами $\Omega_Q = \{\theta_1, \dots, \theta_j, \dots, \theta_Q\}$. В каталоге имеет место априорная оценка целевой обстановки $\hat{\Omega}_{\hat{Q}}$ и закон ее распределения $\omega_0(\hat{\Omega}_{\hat{Q}})$, сформированные на момент времени t_0 . Априорные оценки параметров движения отдельных объектов считаются независимыми как от объекта к объекту, так и от параметра к параметру. Кроме того, данные оценки имеют несмещенные нормальные распределения с дисперсиями σ_{kjr} , зависящими от номера объекта j и номера параметра движения r . На входной буфер ЦККП поступает существенно избыточный поток измерений $\bar{Y} = \{Y_1, Y_2, \dots, Y_N\}$.

ЦККП и наблюдательные средства СКАКО имеют ограниченную пропускную способность. Если под затратами понимаются вычислительные затраты ЦККП, то имеется в виду пропускная способность его вычислительных средств. При использовании в качестве затрат стоимости измерений должна быть учтена пропускная способность наблюдательных средств.

В любом случае за h -й интервал времени система в состоянии выполнить работы с суммарными затратами z_h , не превышающими некую величину $z_{h \max}$:

$$z_h = \sum_{j=1}^Q z_{hj} \leq z_{h \max}, \quad (7)$$

где z_{hj} – затраты, связанные с обслуживанием j -го объекта на h -м интервале времени.

При одновременном учете ограничений на пропускную способность вычислительных средств ЦККП и пропускную способность отдельных наблюдательных средств выражение (7) должно быть расширено:

$$\begin{aligned} z_{h\text{ЦККП}} &= \sum_{j=1}^Q z_{h\text{ЦККП}j} \leq z_{h\text{ЦККП} \max}; \\ z_{hl} &= \sum_{j=1}^Q z_{hlj} \leq z_{hl \max} \text{ для } l = \overline{1, L}, \end{aligned} \quad (8)$$

где $z_{h\text{ЦККП}}$, $z_{h\text{ЦККП}j}$, $z_{h\text{ЦККП} \max}$ – соответствующие затраты и пропускная способность вычислительных средств ЦККП; z_{hl} , z_{hlj} , $z_{hl \max}$ – затраты и пропускная способность l -го наблюдательного средства.

Под затратами, которые подлежат минимизации, могут пониматься, во-первых, количество используемых измерений, во-вторых, их стоимость, а в-третьих, время их обработки на вычислительных средствах ЦККП. В любом случае затраты, связанные с определенной v -ой обработкой измерения, полученного от определенного l -го наблюдательного z_{vl} , считаются заданными.

Предполагается, что требования к количеству информации о космической обстановке на момент времени t_1 , содержащейся в ее оценке, могут быть представлены в виде вектора с независимыми требованиями по количеству информации о каждом объекте $W_{t1} = \{W_{11}, \dots, W_{1Q}\}$. Можно сказать, что имеет место задача по обеспечению этих требований g_1 .

На момент времени t_1 необходимо получить оценку космической обстановки $\hat{\Omega}_{\hat{Q}}(t_1)$ и закон ее распределения $\omega_1(\hat{\Omega}_{\hat{Q}})$, используя оценку целевой обстановки $\Omega_{\hat{Q}}$ и $\omega_0(\Omega_{\hat{Q}})$, полученную на момент времени t_0 , и поток поступающих измерений $\bar{Y}$. Полученная оценка, во-первых, должна содержать количество информации о космической обстановке не менее требуемого W_{11} и, во-вторых, должна быть получена с минимальными затратами Z .

Итак, оптимизационная задача при наличии ограничений только на общую пропускную способность системы или только на пропускную способность вычислительных средств ЦККП (7) принимает вид

$$Z = \sum_{h=1}^H z_h \rightarrow \min \text{ при } I_j \geq W_j, \quad z_h \leq z_{h\max} \text{ для } j = \overline{1, Q}, \quad h = \overline{1, H}. \quad (9)$$

Задача (9) может быть решена методом неопределенных множителей Лагранжа [11] максимизацией выражения

$$\sum_{j=1}^Q \beta_j I_j - \sum_{h=1}^H \gamma_h \sum_{j=1}^Q z_{hj} \rightarrow \max, \quad (10)$$

где γ_h, β_j – множители Лагранжа, определяемые из условий (7) или (8) и информационных требований, соответственно.

Как видим форма записи оптимизационной задачи (10) тождественна форме записи максимизации информационного критерия функционирования (5).

На практике вместо задачи оценки целевой обстановки на момент времени t_1 чаще решается задача ведения каталога объектов. В дополнение к изложенному перед СОЛИ, начиная с момента времени t_1 (при ее включении в момент времени t_0), на моменты времени $T_{зад} = \{t_1, t_2, \dots, t_n, \dots\}$ ставятся в общем случае различные задачи $G = \{g_1, g_2, \dots, g_n, \dots\}$, соответствующие различным информационным требованиям $W = \{W_1, W_2, \dots, W_t, \dots\}$. При этом g_i не может быть решена на интервале времени $\Delta t_i = t_i - t_{i-1}$ и требует для своего выполнения существенно больше времени. Тем самым при выполнении задач g_{i-1} , g_{i-2} и т.д. параллельно должна решаться или должно производиться накопление информации для решения задачи g_i , решение которой необходимо лишь к моменту времени t_i .

Текущие задачи СОЛИ могут переопределяться в зависимости от целей мегасистемы, состояния системы, обстановки, показателей качества решения предыдущих задач и затрат, вызванных их решением. Стратегия переопределения может быть задана или текущие задачи каждый раз определяются мегасистемой. При невозможности решения поставленной задачи последняя должна быть переопределена. При наличии избытка ресурса системы задача, как правило, также переопределяется. В любом случае уже сам поток задач G и ему соответствующая матрица W зависят от многих факторов, не всегда подлежащих строгому учету и прогнозированию. G и W при проектировании системы можно считать случайными.

Следовательно, необходимо разработать систему с минимальными средними затратами на длительном промежутке времени своего функционирования Z_Σ при обеспечении ею решения в общем случае случайной последовательности задач $G = \{g_1, g_2, \dots, g_n, \dots\}$ с информационными требованиями $W = \{W_1, W_2, \dots, W_n, \dots\}$:

$$Z_\Sigma \rightarrow \min \text{ при } I_{tj} \geq W_{tj} \text{ для } j = \overline{1, Q_t}, \quad t = \overline{1, H} \quad (11)$$

при наличии ранее введенных ограничений на пропускную способность.

Рационализация затрат СОЛИ. Приведенные выше постановки задачи тождественны постановке задачи, соответствующей разработанной методике синтеза алгоритмов минимальной сложности. При этом пространству состояний соответствует множество возможных последовательностей целевых обстановок. Каждой точке пространства наблюдений соответствует один из возможных вариантов совокупности конкретных сообщений (измерений) с конкретными параметрами на достаточно длительном интервале времени. Работа с таким громоздким ПН в процессе синтеза оптимальной системы затруднительна.

Основные вычислительные затраты при решении (10) связаны с определением значений неопределенных множителей Лагранжа. В ряде приложений даже определение соответствующих множителей Лагранжа за нулевое время не решает проблемы. Например, отметки формируются на обзоре последовательно во времени. На этом же обзоре их надо обработать. Не все, а самые «ценные» с точки зрения поставленной задачи. Ожидать чтобы выбрать для обработки самые ценные, нельзя. Ибо, если дожидаться конца цикла обзора, не остается времени на обработку.

Таким образом, в практике обработки локационных данных в квазиреальном масштабе времени существуют задачи со свойством принципиальной невозможности (нецелесообразности) точного решения соответствующих оптимизационных задач за приемлемое время. В то же время задача минимизации затрат СОЛИ должна быть переопределена как задача их рационализации. Под рационализацией затрат понимается их сведение к некоторому допустимому (не минимально возможному) уровню при оценке обстановки с наперед заданными показателями качества.

Рационализация затрат СОЛИ при их проектировании базируется на следующих предложениях. *Предлагается* работать с сообщениями как с квантами данных. При этом производится абстрагирование от места конкретных сообщений в исходном ПН. Значения их информационных характеристик заменяются соответствующими средними значениями. *Предлагается* формально считать сообщения независимыми (а не только ошибки, содержащиеся в них). Исходное ПН заменяется пространством наблюдений, представляющих собой произведение подпространств возможных значений каждого сообщения отдельно. Последнее позволяет разработать агрегаты обработки отдельного сообщения. Данные агрегаты (накопитель, «уточнитель» и т.д.) допускают точное проектирование. Тем самым они могут и должны быть синтезированы с помощью методики синтеза алгоритмов минимальной сложности. *Предлагается* систему считать состоящей из вышеуказанных агрегатов обработки отдельных сообщений и диспетчера сообщений. Последний распределяет сообщения по агрегатам. *Предлагается* затраты ставить в соответствие не исходным точкам ПН, а парам «сообщение» – «агрегат его обработки». Интуитивно понятно, что неопределенные множители Лагранжа зависят от целевой обстановки, задачи, возложенной на систему, состояния системы, характеристик входного потока сообщений и окружающих условий. В связи с этим, *предлагается* реальные значения множителей Лагранжа (вычисленные на основе соответствующих ограничений соответствующих оптимизационных задач) заменить значениями эмпирических функций от указанных выше параметров. Ввиду того, что последние являются функциями от времени, неопределенные множители также являются таковыми. При известных множителях процесс получения правила работы диспетчера сообщений представляется тривиальным.

Использование последнего предложения окончательно сводит оптимизационные задачи (10) к форме, соответствующей информационному критерию функционирования любой целенаправленной системы (5).

Игнорирование зависимости сообщений между собой позволяет использовать принцип близкодействия [16], а тем самым - соответствующий критерий приращений (6):

$$K_{mb} = \sum_{j=1}^J \beta_j(t) \Delta I_{xj|U} - \sum_{v=1}^V \gamma_v(t) \Delta z_v \rightarrow \max, \quad (12)$$

где $\Delta I_{xj|U}$, Δz_v – приращение соответствующей информации и затрат при обработке очередного сообщения v -м агрегатом.

Так как СОЛИ большая, то об ее оптимизации не может быть и речи. Вместе с тем необходимо, чтобы система функционировала максимально целесообразно. Тем самым требуется разработать модель функционирования большой системы, а не оптимизировать систему. Модель функционирования системы ищется в классе, удовлетворяющем информационному критерию (12), выбором функций для неопределенных множителей Лагранжа:

$$\beta_j = \beta_j(t, \hat{\Omega}_{\hat{Q}}, W(G), \bar{Y}, S, C); \gamma_v = \gamma_v(t, \hat{\Omega}_{\hat{Q}}, W(G), \bar{Y}, S, C) \text{ для } j = \overline{1, J}, v = \overline{1, V}, \quad (13)$$

где S, C – состояние системы и окружающие условия, соответственно.

Выбор функций (13) осуществляется в заданном классе (например, полином N -й степени) подбором их параметров методами обучения с учителем.

Задача рационализации затрат СОЛИ ставится следующим образом. С использованием методики синтеза алгоритмов минимальной сложности разработать агрегаты системы для обработки данных одного сообщения. Найти параметры модели целенаправленного функционирования диспетчера сообщений, определив функции (13), которые обеспечивают наименьшие затраты системы из всех возможных функций заданного класса:

$$Z_{\Omega_\beta, \Omega_\gamma} \rightarrow \min$$

$$I_{ij} \geq W_{ij}, \quad z_h \leq z_{h \max}$$

при $\beta_j(t, \hat{\Omega}_{\hat{Q}}, W(G), \bar{Y}, S, C) \in \Omega_\beta$

$$\gamma_v(t, \hat{\Omega}_{\hat{Q}}, W(G), \bar{Y}, S, C) \in \Omega_\gamma,$$

где $\Omega_\beta, \Omega_\gamma$ – заданные классы функций.

Для решения задачи о выборе параметров модели функционирования (13), с одной стороны, могут быть использованы реальные выборки (пусть на ограниченных каталогах $\hat{\Omega}_{\hat{Q}}$), а с другой – опыт экспертов (лиц, принимающих решения) в части результатов работы системы обработки локационной информации в различных условиях.

Пример. Все измерения, поступающие в ЦККП, попадают на его входной буфер (ВхБ ЦККП). Каждое измерение может быть использовано при уточнении параметров движения одного из КО, может быть отложено для последующего использования при уточнении, может быть использовано в подсистеме обнаружения, а также может быть сброшено. При выполнении каждой из вышеперечисленных операций ЦККП несет затраты: $z_j, z_{oj}, z_{об}, z_{сбр}$, соответственно.

Каждому измерению может быть приписано вполне определенное среднее количество информации об объекте без апелляции к значениям его параметров.

Во времени по полиномиальному закону уменьшается количество информации об объекте. Параметры полиномиального закона зависят от параметров движения КО. С достаточной степенью точности параметры полиномиального закона можно считать постоянными для объектов одного класса. Для этого объекты разбиваются на классы по элементам орбиты [18]. Степень полиномов и значение их коэффициентов определяются на основе накопленных данных.

Оценка системы дефицита собственных ресурсов Γ представляет собой матрицу размером $H \times Q_{кл}$, где H – количество моментов времени, на которое необходимо оценить космическую обстановку и которое учитывается при планировании обработки в текущий момент, $Q_{кл}$ – число классов параметров движения объектов. При решении задачи оценки целевой обстановки на конкретное время матрица Γ представляет собой столбцевую матрицу из $Q_{кл}$ элементов. Для любого объекта заданного k -го класса оценка системы дефицита ресурсов γ_k одинакова. Величина γ_k , соответствующая k -му классу, зависит только от числа измерений, находящихся на входном буфере $N_{ВхБ}$. При этом зависимость $\gamma_k = f_k(N_{ВхБ})$ можно искать только в классе полиномов первой или второй степени.

Совокупность весовых множителей цели системы V является столбцевой матрицей с $(\hat{Q}+1)$ элементами, j -й элемент которой β_j соответствует j -му объекту каталога. Элементы столбцевой матрицы целей зависят только от значений I_j и W_j и глубины оценки целевой обстановки H . Вводится класс функций $\beta_j(I_j, W_j)$, содержащих три участка. На рисунке показана зависимость значения элемента вектора целей β_j от количества информации об объекте I_j , содержащейся в каталоге. Резкое увеличение вероятности срыва сопровождения КО при

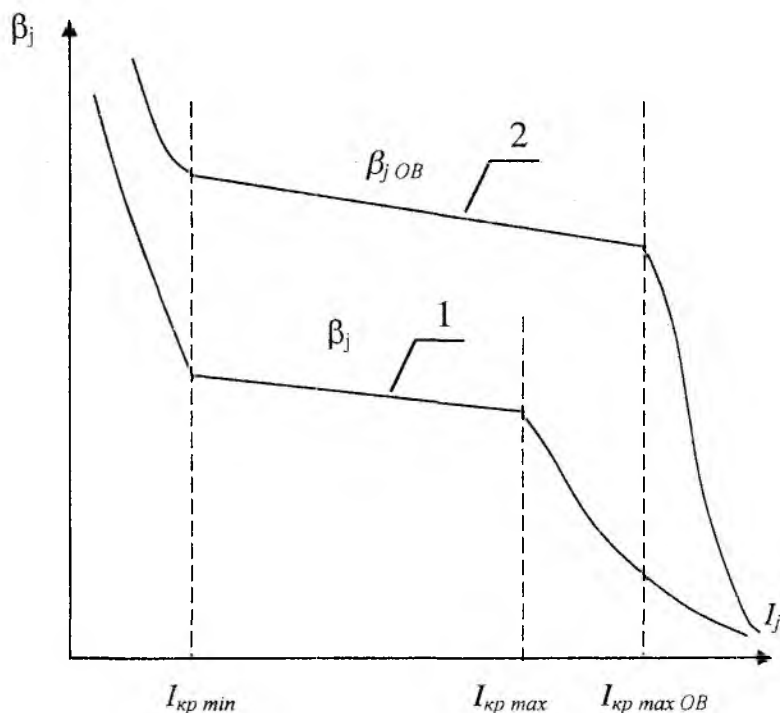
$I_j \leq I_{кр\ min}$ приводит к необходимости увеличить β_j в области низких значений количества информации (первый участок). На участке устойчивого сопровождения КО ($I_{кр\ max} \geq I_j \geq I_{кр\ min}$) происходит медленное уменьшение значений β_j по мере накопления информации об j -м объекте в каталоге. При чрезмерно высокой точности сопровождения объекта может быть введен участок безразличия ($I_j \geq I_{кр\ max}$) с существенно сниженными значениями β_j .

Для определения функции (13) для β_j необходимо любыми методами обучения с учителем оценить шесть параметров.

Параметры функции $\beta_j = \beta_j(I_j, W_j)$ постоянны для всех объектов одного класса параметров движения. Дополнительно может быть введена явная зависимость значений β_j от степени важности j -го объекта (кривая 2 – особо важные объекты; кривая 1 – прочие).

После определения всех параметров функций $\gamma_k = f_k(N_{ВхВ})$ и $\beta_j = f_k(I_j, W_j)$ диспетчер сообщений работает следующим образом. Для очередного измерения определяются β_j , γ_k , соответствующие ненулевым частным количествам информации, содержащейся в измерении при его обработке в одном из агрегатов системы (уточнение, запоминание, обнаружение, сброс). Определяются также затраты на обработку измерения в этих агрегатах и соответствующие средние приращения информации.

Для обработки очередного сообщения используется ν -й агрегат, доставляющий максимум критерию (12). При поступлении на вход диспетчера очередного сообщения (измерения) процедура повторяется.



Выводы: На основании ранее проведенных исследований [12] уточнен атемпаральный критерий поведения (функционирования) функциональной системы (4) заменой средней взаимной информации взвешенной суммой частных средних взаимных информаций между конкретным стимулом (состоянием целевой обстановки) и пространством реакций (решений) системы. Дополнительно введены темпаральные критерии поведения (функционирования) (5) – (6). Сравнительный анализ общего вида решения задач оценки целевой обстановки и ведения каталога объектов, записанного в форме метода неопределенных множителей Лагранжа, и темпаральных критериев функционирования системы свидетельствует об их идентичности. При этом значения параметров модели поведения эквивалентны соответствующим множителям Лагранжа. Последние предлагается определять не решением оптимизационных задач, а как эмпирические функции от целевой обстановки, задачи, возложенной на СОЛИ, состояния СОЛИ, характеристик входного потока сообщений и окружающих условий. Для определения последних достаточно воспользоваться любыми методами обучения с учителем, на чем целесообразно сконцентрировать дальнейшие исследования.

Список литературы: 1. *Левин Б.Р.* Теоретические основы статистической радиотехники. М.: Радио и связь, 1989. 656 с. 2. *Саваневич В.Е.* Постановка задачи синтеза алгоритмов минимальной сложности // Системы обработки информации: 36 наук праць. Х.: НАНУ, ПАНМ, ХВУ, 2002. Вип. 4 (20). С. 67–69. 3. *Сосулин Ю.Г.* Последовательное обнаружение сигналов: проблемы и перспективы // Радиотехника. 1998. Т. 53. № 10. С. 39–47. 4. *Горбатов В.А.* Теория частично упорядоченных систем. М.: Сов. радио, 1976. 336 с. 5. Теория обнаружения радиосигналов / Под ред. П.А. Бакута. М.: Радио и связь, 1984. 440 с. 6. *Корогодин В.И., Корогодина В.Л.* Информация как основа жизни. Дубна: Изд центр "Феникс", 2000. 208 с. 7. *Голицин Г.А., Петров В.М.* Гармония и алгебра живого. М.: Знание, 1990. 128 с. 8. *Шилейко А.В., Кочнев В.Ф., Химушин Ф.Ф.* Введение в информационную теорию систем. М.: Радио и связь, 1985. 280 с. 9. *Федоров В.В.* Теория оптимального эксперимента (планирование регрессионных экспериментов). М.: Наука, 1971. 10. *Кузьмин И.В.* Оценка эффективности и оптимизация автоматических систем контроля и управления. М.: Сов. радио, 1971. 296 с. 11. *Петров Э.Г., Новожилова М.В., Гребенник И.В., Соколова Н.А.* Методы и средства принятия решений в социально-экономических и технических системах: Учеб. пособие / Под ред. Э.Г. Петрова. Херсон: ОЛДІ-плюс, 2003. 380 с. 12. *Саваневич В.Е., Пугач А.В.* Анализ количества информации, требуемого для классификации локационных данных с заданным средним риском // Системы обработки информации: 36 наук праць. Х.: НАНУ, ПАНМ, ХВУ, 2002. Вип. 3 (19). С. 63–69. 13. *Кульбак С.* Теория информации и статистика. М.: Наука, 1967. 408 с. 14. *Тартаковский А.Г.* Последовательные методы в теории информационных систем. М.: Радио и связь, 1991. 280 с. 15. *Стратонович Р.Л.* Теория информации. М.: Сов. радио, 1975. 424 с. 16. *Ахлибинский Б.В.* Информация и система. Л.: Лениздат, 1969. 211 с. 17. *Негода А.А.* Критерии и постановка задачи оптимизации структур и состава наблюдательных средств систем контроля космического пространства // Проблемы управления и информатики. 1998. № 6. С. 136–139. 18. *Хуторовский З.Н.* Ведение каталога космических объектов // Космические исследования. 1993. Т. 31. Вип. 4. С. 101–114.

Харьковский военный университет

Поступила в редколлегию. 21.04.2004

О ВОЗМОЖНОСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ АЛГЕБРЫ ПРЕДИКАТОВ ДЛЯ КЛАССИФИКАЦИИ ВОЗДУШНЫХ ОБЪЕКТОВ ПО РАДИОЛОКАЦИОННОМУ СПЕКТРАЛЬНОМУ ИЗОБРАЖЕНИЮ

В классических системах обнаружения недостатком является низкая автоматизация процессов обработки данных, в том числе в системах классификации и радиолокационного распознавания отметок воздушных объектов по спектральному различительному признаку. Решение этой проблемы становится крайне важным в тех случаях, когда объекты и отношения предметной области связаны сложными логическими зависимостями, что, в свою очередь, требует построения математических моделей, благодаря которым возможен эффективный логический вывод, отвечающий требованиям пользователя.

В данном случае необходимо приблизить процедуру обработки эхо-сигналов к логике человека-оператора. Характерной особенностью этой логики является последовательный ввод в анализ ситуации всевозможных различительных признаков между отражениями от объектов и мешающими отражателями. Таким образом, задача обнаружения отметок эхо-сигналов трансформируется в задачу признаковой классификации (распознавания) в каждой ячейке разрешения.

Анализ особенностей спектров мешающих отражений (МО), дискретных мешающих отражений (ДМО) и сигналов воздушных объектов (ВО), приведенный в [1], показывает, что информативным является лишь вид спектральной картины. Исходя из этого, все возможные формы “мгновенных” спектров были разбиты на четыре типа $S_j, j = \overline{1,4}$, имеющих различную степень “правдоподобности” для образцов МО, ДМО и ВО (рис.1).

Для РЛС обнаружения и сопровождения в базисе ДПФ спектр флуктуаций огибающей пачки $\dot{G}_i, i = 1 \dots N$ выражается как

$$\dot{G}_i = \sum_{m=1}^N y_m \cdot e^{-j(2\pi/N)m_i}.$$

Проанализируем возможность использования математического аппарата алгебры предикатов для автоматической обработки спектра флуктуаций комплексной огибающей пачки импульсов принимаемых сигналов [2, 3].

Пусть $M = \{q_1, q_2, \dots, q_k\}$ -- фиксированное множество, состоящее из k элементов -- значений спектральных составляющих (компонент) в k спектральных каналах, A -- некоторое из его подмножеств $A \subseteq M$, спектральные составляющие q_i которого превышают некое пороговое значение $|G_n| = |G_{\max}|/2$. Для множества A составляем набор логических элементов

$(t_1, t_2, \dots, t_n)$ по следующему правилу: если $q_i \in A$, то $t_i = 1$; если $q_i \notin A$, то $t_i = 0, i = \overline{1, n}$. Набор $(t_1, t_2, \dots, t_n)$ является характеристикой множества A как спектральной картины.

Предикат $A(x)$ на множестве спектральных каналов M , соответствующий множеству A спектральных каналов, превысивших порог, с характеристикой $(t_1, t_2, \dots, t_n)$, запишем формулой:

$$A(x) = x(q_1) \vee x(q_2) \vee \dots \vee x(q_k)$$

Узнавания спектральных каналов, превысивших порог, можно записать в более удобной форме x^{q_k} , называя q_k показателем узнавания:

$$A(x) = x^{q_1} \vee x^{q_2} \vee \dots \vee x^{q_k}. \quad (1)$$

Каждому спектральному типу S_j соответствует определенная комбинация нулей и единиц в предикате $A(x)$. К примеру, тип S_1 «проявляется» в $A(x)$ в виде «одиночной» группы единиц среди всех остальных нулей. Для типа S_2 характерны две группы единиц, количество нулей между которыми меньше или равно двум. Тип S_3 представлен в виде одной или двух групп единиц и отстоящей от этой группы дополнительной «одиночной» двойки единиц и т.д. (рис.1). Для идентификации спектральных типов необходимо ввести систему признаков, «чувствительную» к количеству и разрывности нулей и единиц в предикате $A(x)$.

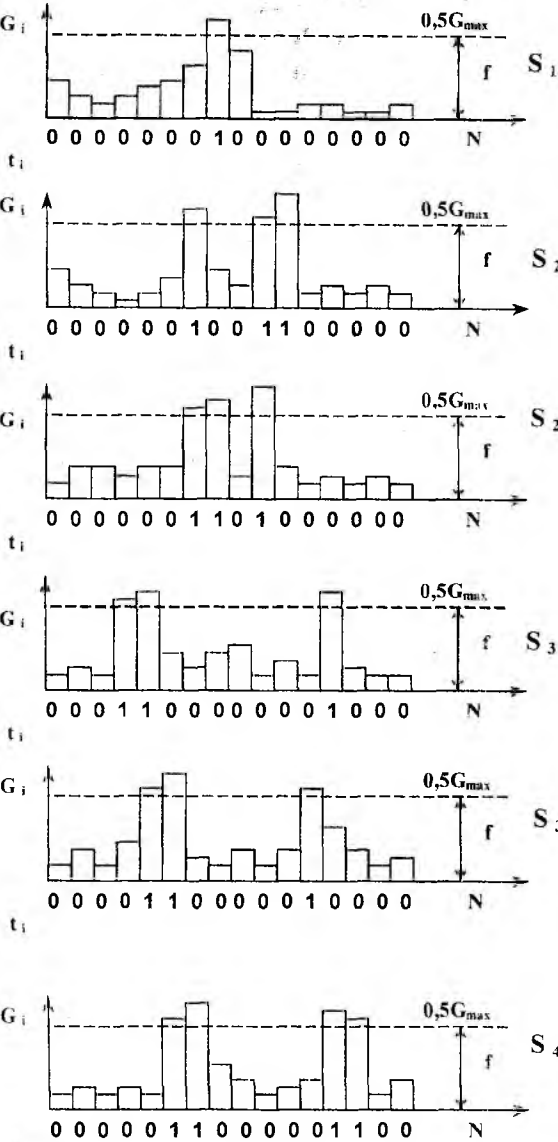


Рис. 1

С учетом указанных закономерностей введем предикаты-признаки L_i , позволяющие отличать спектральные картины по количеству групп единиц и «разрывности» нулей между ними в $A(x)$. Чтобы определить количество отстоящих друг от друга групп сомкнутых единиц введем признак L_1^j , верхний индекс которого указывает на наличие в предикате $A(x)$ спектральной картины j ; групп сомкнутых единиц (спектральных пиков) и определяется по следующему правилу: если $\Phi \geq 2$, то $j_i = \Phi/2$, иначе $j = 0$.

Введем признак $L_2^{l_i}$, верхний индекс которого или номер предиката l_i указывает на число нулей между группами единиц в предикате $A(x)$, и зафиксируем области его значений. Значения признака $L_2^{l_i}$ при $l_i \leq 3$ классифицируют принятый сигнал как «Воздушный объект», а при $l_i > 3$ как мешающее отражение, к примеру, «Грозное облако» или дискрет-

Преобразуем $A(x)$ в иной вид предиката – $F(y)$, построенного на множестве F , элементы $f_1, f_2, \dots, f_{k-1}$ которого определяются суммированием по модулю два каждого элемента q_i со смежным элементом q_{i+1} . Для анализа типов спектральных картин используем как арифметическую сумму Φ , так и ее логический аналог – предикат $F(y)$, определяемые как

$$\Phi = \sum_{i=1}^{k-1} f_i = \sum_{i=1}^{k-1} [q_i + q_{i+1}] | M_2, \tag{2}$$

где индекс $|M_2$ означает суммирование по модулю два. Для удобства дальнейших преобразований сохраним одинаковую длину массива множества F с длиной массива множества A добавлением в конец массива F дополнительного элемента с нулевым значением. Тогда предикат $F(y)$ запишется следующим выражением:

$$F(y) = y^{f_1} \vee y^{f_2} \vee \dots \vee y^{f_k}. \tag{3}$$

Анализ возможных значений Φ для различных типов спектральных картин показывает, что для одиночной группы сомкнутых единиц в множестве F результат суммирования всегда равен двум, независимо от ширины пика, т.е. от количества сомкнутых единиц. Для двух отстоящих друг от друга групп сомкнутых единиц результат такой операции равен четырём, для трех пиков – шести и т.д.

ное мешающее отражение типа «Ангел-эхо». В этом случае уравнение области определения этих групп запишется следующим образом:

$$L_2^0 \vee L_2^1 \vee L_2^2 \vee L_2^3 \vee \dots \vee L_2^{l_i} = 1. \quad (4)$$

Значение индекса l_i определяется подсчетом количества нулей после появления первой группы единиц до появления следующей.

s_i	Φ	Образ	Код	Объект	l_i
3	4	S_2	0000001001100000	ВО	2
			0000011010100000		
3	4	S_2	0000001101000000	ВО	1
			0000010111000000		
1	2	S_1	0000000010000000	ВО	0
			0000000110000000		
4	4	S_4	0000011000001100	МО	5
			0000101000010100		
3	4	S_3	0001100000001000	ДМО	7
			0010100000011000		
3	4	S_3	0000110000010000	ДМО	5
			0001010000110000		
3	4	S_3	0000010000110000	ДМО	4
			0000110001010000		
2	2	S_1	0000000110000000	ВО	0
			0000001010000000		

Для учета отличий спектральных картин по энергетике (мощности) принятого сигнала введем признак $L_3^{s_i}$, верхний индекс которого указывает на число единиц в предикате $A(x)$ и определяется простым суммированием:

$$s_i = \sum_{i=1}^k q_i.$$

В качестве примера для спектральных картин (рис. 1) в таблице приведены результаты вычисления показателей узнавания s_i (в числителе), Φ (в знаменателе) и l_i (в правом столбце), по комбинации которых любой «мгновенный» спектр G_i однозначно соотносится с одним из типов S_j .

Алгоритм идентификации типов S_j для спектральных картин, представленных в таблице, описывается следующими уравнениями:

$$\begin{aligned} S_1 &= L_1^1 \wedge L_2^0 \wedge (L_3^1 \vee L_3^2); \\ S_2 &= L_1^2 \wedge (L_2^0 \vee L_2^1 \vee L_2^2 \vee L_2^3) \wedge (L_3^2 \vee L_3^3 \vee L_3^4); \\ S_3 &= L_1^2 \wedge (L_2^5 \vee L_2^6 \vee L_2^7 \vee L_2^8) \wedge L_3^3; \\ S_4 &= L_1^2 \wedge (L_2^4 \vee L_2^5 \vee L_2^6) \wedge (L_3^4 \vee L_3^5 \vee L_3^6). \end{aligned} \quad (5)$$

Обобщенная функциональная схема алгоритма автоматического определения спектральных типов приведена на рис. 2

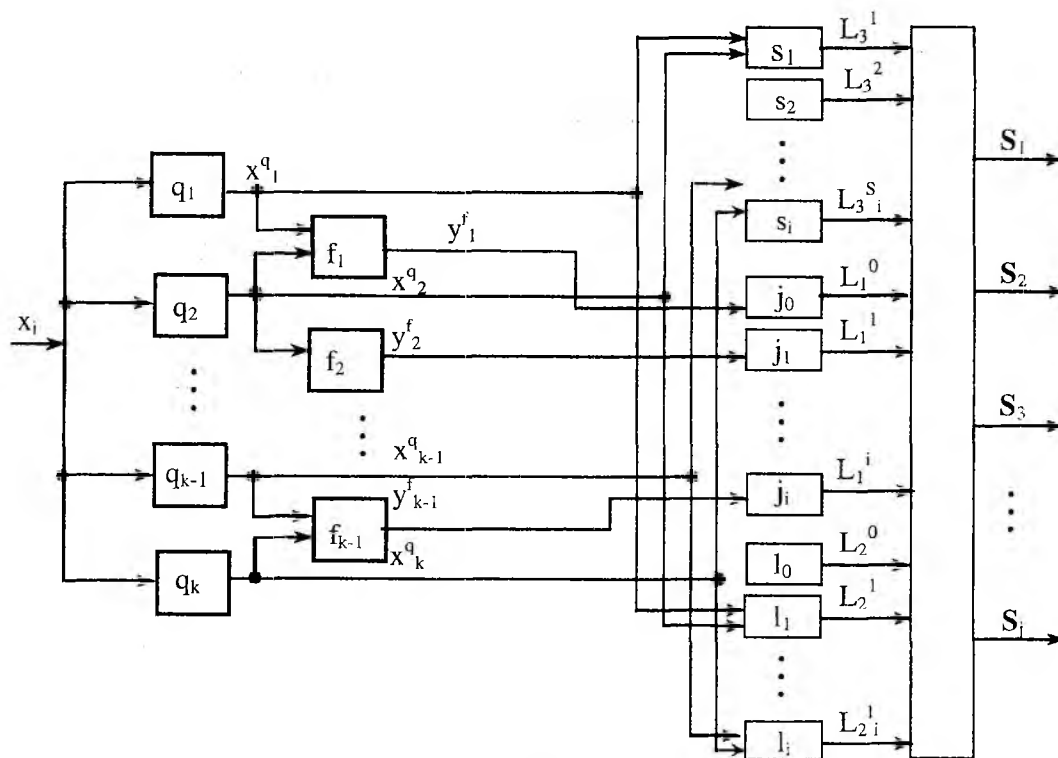


Рис. 2

Таким образом, операции по классификации и радиолокационному распознаванию воздушных объектов на основе предложенного алгоритма идентификации спектральных типов выполняются автоматически и в реальном масштабе времени. Следует также отметить, что, в отличие от обычных статистик, порог формирования элементов q_i не является фиксированным, а адаптируется в каждой конкретной ситуации по уровню максимума спектрального пика. Такая адаптация позволяет отображать информацию о форме спектра независимо от энергетики пачки и, в конечном счете, стабилизирует вероятность ошибки при определении типа формы спектра.

Список литературы: 1. Дохов А. И., Журнов В. В. Совершенствование процедур обработки сигналов и информации при радиолокационном обнаружении и сопровождении малозаметных объектов // Радиотехника: Всеукр. науч.-техн. сб. 2000. Вып. 113. С. 21-28. 2. Шабанов-Кушнаренко Ю. П. Теория интеллекта. Математические средства. Х.: Вища шк. Изд-во при Харьк. ун-те, 1984. 144 с. 3. Тейз А., Грибомон П. и др. Логический подход к искусственному интеллекту: от классической логики к логическому программированию. М.: Мир, 1990. 432с.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редакцию 02.07.2004

ОСОБЕННОСТИ РАСПОЗНАВАНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЙ В ЦИФРОВЫХ СИСТЕМАХ ВИДЕОНАБЛЮДЕНИЯ

Вопрос, почему в последнее время все больше используются цифровые, а не аналоговые системы видеонаблюдения, уже становится риторическим. С одной стороны, за последние два-три года компьютерные технологии сделали качественный скачок в своем развитии, и в настоящее время современные цифровые системы видеонаблюдения, как по техническим, так и по ценовым характеристикам, теснят профессиональные аналоговые системы видеонаблюдения. С другой, – современные комплексы охраны объектов все больше начинают напоминать интегрированные распределенные сетевые системы, где устаревшему аналоговому оборудованию видеоконтроля все труднее качественно и эффективно выполнять свои функциональные обязанности [1, 2].

И по качеству видеоотображения, и по реально достигаемому разрешению канала записи/воспроизведения, и по удобству формирования и дальнейшего оперативного использования видеоархива в режиме триплекса (одновременного видеоотображения, записи и просмотра видеоархива), и по наличию встроенных многоканальных детекторов движения (активности), а также возможности использования давно апробированных сетевых и телекоммуникационных решений на базе современной компьютерной техники цифровые системы видеоконтроля однозначно оставляют аналоговое оборудование без работы. Это факт. Кроме того, современное цифровое оборудование видеоконтроля по своим характеристикам все больше приближается к современным интеллектуальным компьютерным системам, что позволяет строить очень гибкую политику обеспечения безопасности объектов, приближенную по своим функциям к механизмам принятия решения, близким к человеческой логике. Именно поэтому некоторые из современных цифровых систем видеоконтроля по праву можно назвать интеллектуальными. А это уже точно не по плечу никакому аналоговому оборудованию видеоконтроля.

Под цифровыми (компьютерными) системами видеоконтроля будем понимать современные технические средства видеонаблюдения и/или видеорегистрации, выполненные на базе современной компьютерной техники и/или специализированных цифровых устройств обработки видеoinформации. Обычно цифровые системы видеоконтроля отличаются от простых систем видеонаблюдения и видеорегистрации наличием многоканальных цифровых видеодетекторов движения (активности) и возможностью задания определенной логики обработки тревожных событий. При этом, в свою очередь, функции видеонаблюдения и видеорегистрации соотносятся друг с другом, как и в обычных аналоговых системах.

Очень важным фактором работы цифровых систем видеоконтроля является восстановление изображений. Эта процедура, связанная с концепцией распознавания сложных изображений, заключается в том, что сложное изображение разделяется на простые фигуры (многоугольники, эллипсы, круги и т.п.), а затем анализируются взаимоположения отдельных фигур. Анализ таких взаимоположений позволяет составлять трехмерное описание изображения, представленное двумерным сложным изображением, и складывается из процесса нахождения общих контурных линий отдельных фигур, разметки вершин и линий, объединения фигур в объекты.

Рассмотрим возможность восстановления изображения объекта для его последующего анализа [3]. Эта задача является весьма важной при распознавании изображений в условиях помех. Метод восстановления несвязанных объектов основывается на использовании понятия общих отрезков [3].

Отрезком p будем называть последовательность идущих подряд элементов. Отрезок, принадлежащий изображению объекта, на любой строке рецепторного поля характеризуется координатами левой и правой точек или длиной отрезка и одной из координат. На любой строке может находиться несколько отрезков, причем некоторые из них могут принадлежать одному объекту, а некоторые – другому, либо все отрезки принадлежат разным объектам.

Пусть на рецепторном поле R размерностью $n \times m$ имеется сложное изображение, которое представляется уровнем яркости:

$$G^* = \{\tilde{m}_0, \tilde{m}_1, \tilde{m}_2, \dots, \tilde{m}_m\},$$

где $\tilde{m}_s$ – уровни яркости, $0 \leq s \leq m$; $\tilde{m}_0$ будем считать фоном.

Определение 1. Сегментом $R_{ks}(i)$ назовем i -ю последовательность элементов уровня яркости $\tilde{m}_s$ на k -й строке.

Тогда некоторая фигура рассматривается как совокупность перекрывающихся по вертикали сегментов. Множество сегментов на k -й строке по каждому уровню яркости представляет собой k -ю строку рецепторного поля:

$$R_k = \bigcup_s \bigcup_i R_{ks}(i);$$

$$i = \overline{1, I_{ks}}; \quad s = \overline{1, m}; \quad k = \overline{1, n},$$

где I_{ks} – общее число сегментов s -й градации яркости на k -й строке.

Для характеристики отрезка p некоторой строки, принадлежащей объекту, кроме координат, введем еще понятие “список признаков PR ”.

Определение 2. Каждому сегменту $R_{ks}(i)$ ставим в соответствие по заданным правилам список признаков $PR_{ks}(i)$, элементы которого являются признаками алфавита признаков для каждой градации:

$$R_{ks}(i) \rightarrow PR_{ks}(i) = \{a_x^s, a_y^s, a_z^s, \dots\};$$

$$a_x^s, a_y^s, a_z^s \in A_s = \{a_x^s, a_y^s, a_z^s, \dots\},$$

где A_s – алфавит с бесконечным числом элементов (например, натуральный ряд чисел).

Следовательно, тогда образуются пары:

$$S_{ks}^i = \{R_{ks}(i), PR_{ks}(i)\}.$$

Определение 3. Пары s -й градации на k -й строке составляют класс s -й градации k -й строки:

$$K_{ks} = \{S_{ks}^1, S_{ks}^2, S_{ks}^3, \dots, S_{ks}^{I_{ks}}\}.$$

Определение 4. Классы градаций k -й строки составляют класс k -й строки:

$$K_k = \{K_{k1}, K_{k2}, K_{k3}, \dots, K_{km}\},$$

где условие $K_{ks}=0$ обозначает, что на k -й строке нет ни одного сегмента s -й градации.

Определение 5. Классы строк составляют общий класс поля:

$$K = \{K_1, K_2, K_3, \dots, K_n\}.$$

Будем считать, что на первой и n -й строках имеется хотя бы по одному сегменту любой градации, т.е. $K_1 \neq 0$ и $K_n \neq 0$; в противном случае можно отбросить пустые строки и обрабатывать остальные.

В списки признаков $PR_{ks}(i)$ признаки a_i^s из алфавита A_s будут записываться по следующему алгоритму. На первой строке ($k=1$) каждому сегменту s -й градации последовательно присваиваются признаки из алфавита A_s по всем s , для которых есть сегменты на первой строке:

$$k=1; s=\overline{1,m}; PR_{1s}(i)=a_i^s \in A_s, i=\overline{1,I_{1s}}. \quad (1)$$

Для $1 < k \leq n$ проводим сравнение по классам K_{k-1s} и K_{ks} между сегментами $R_{k-1s}(j)$ и $R_{ks}(i)$ на перекрытие по вертикали сегментов двух смежных строк:

$$1 < k \leq n; s=\overline{1,m}; e_{ij} = R_{k-1s}(j) \wedge R_{ks}(i); E_i = \bigvee_j e_{ij}; j=\overline{1,I_{k-1s}}; \quad (2)$$

$$PR_{ks}(i) = \begin{cases} PR_{ks}(i) \oplus PR_{k-1s}(j) \text{ по тем } j, \text{ для которых } e_{ij} = 1; \\ E_i = \text{OVK}_{k-1s} = 0, \end{cases}$$

где операции $\wedge, \vee$ – обычные логические операции; операция $\oplus$ означает дополнение из $PR_{k-1s}(j)$ в $PR_{ks}(i)$ тех признаков, которых нет в $PR_{ks}(i)$; a_f^s – очередной признак из A_s (очередной – следующий после последнего выбранного признака, $f \in \{1, 2, 3, \dots\}$).

После присвоения признаков всем сегментам последней строки ($k=n$) поля R необходимо провести замену списков признаков обобщенными признаками из алфавита обобщенных признаков $\tilde{A}_s = \{\tilde{a}_1^s, \tilde{a}_2^s, \tilde{a}_3^s, \dots\}$, так как при обработке изображения от первой строки до последней происходит “накапливание” признаков в списках признаков сегментов одного и того же объекта. Поэтому замена списков признаков обобщенными признаками производится от n -й строки до первой.

При $k = n$ по $s=\overline{1,m}$ для классов $K_{nk} \neq 0$ производится замена первых списков признаков каждой градации обобщенными признаками:

$$i=1, PR_{ns}(1) = \{a_x^s, a_y^s, a_z^s, \dots\} = \tilde{a}_1^s \in \tilde{A}_s. \quad (3)$$

Затем сравниваем последовательно списки признаков той же строки на наличие хотя бы одного одинакового признака в списках признаков. Если такой признак имеется, то список признаков заменяется тем же обобщенным признаком, который был присвоен сравниваемому списку признаков. Если же такого признака нет, то списку признаков присваивается очередной обобщенный признак:

$$k=n, s=\overline{1,m}, K_{ns} \neq 0, i=\overline{2,I_{ns}}, \tilde{e}_{ir} = PR_{ns}(i) \cap PR_{ns}(r); \quad (4)$$

$$\tilde{E}_i = \bigvee_r \tilde{e}_{ir}, r=\overline{1,i-1}, PR_{ns}(i) = \begin{cases} \tilde{a}[PR_{ns}(r)] \tilde{e}_{ir} = 1; \\ \tilde{a}_f^s, \tilde{E}_i = 0, \end{cases} \quad (5)$$

где логическая операция сравнения $\tilde{e}_{ir} = PR_{ns}(i) \cap PR_{ns}(r)$ может быть представлена как поразрядное произведение, в котором единица в первом разряде означает наличие признака a_s^s ($a_s^s \in A_s$), а ноль – его отсутствие; $\tilde{e}_{ir} = 1$, если хотя бы в одном одинаковом разряде $PR_{ns}(i)$ и $PR_{ns}(r)$ имеется единица, и $\tilde{e}_{ir} = 0$, если нет ни одного такого разряда; операция присваивания $PR_{ns}(i) = \tilde{a}[PR_{ns}(r)]$ означает, что списку признаков $PR_{ns}(i)$ присваивается тот же обобщенный признак, который был присвоен списку признаков $PR_{ns}(r)$, $\tilde{a}_f^s$ – очередной признак из $\tilde{A}$ ($f \in \{1, 2, 3, \dots\}$).

После окончания процедуры присваивания на последней строке переходим к сравнению списков признаков s -й градации $(n-1)$ -й строки со списками признаков n -й строки. При наличии хотя бы одного одинакового признака, обобщенный признак, присваиваемый списку n -й строки, присваивается и списку $(n-1)$ -й строки, при отсутствии такого сравниваем списки признаков последовательно (5) на $(n-1)$ -й строке (как и на n -й строке). Для строк k и $k+1$ рассуждения аналогичны:

$$1 \leq k \leq n; s = \overline{1, m}; K_{ks} \neq 0, K_{k+1s} \neq 0, \tilde{e}_{ij}^k = PR_{ks}(i) \cap PR_{k+1s}(j); \tilde{E}_i^k = V_j \tilde{e}_{ij}^k; j = \overline{1, I_{k+1s}}; \quad (6)$$

Если $\tilde{E}_i^k = 0$, то необходимо провести следующие вычисления:

$$\tilde{e}_{ir} = PR_{ks}(i) \cap PR_{ks}(r); \tilde{E}_i = V_r \tilde{e}_{ir}, r = \overline{1, i-1}; \quad (7)$$

$$PR_{ks}(i) = \begin{cases} \tilde{a}[PR_{k+1s}(j)] \tilde{e}_{ij}^k = 1; \\ \tilde{a}[PR_{ks}(r)] \tilde{E}_i^k = 0 \wedge \tilde{e}_{ir} = 1; \\ \tilde{a}_j^s, \tilde{E}_i^k = 0 \wedge \tilde{E}_i = 0. \end{cases} \quad (8)$$

Если $K_{l+1s1}=0$ ($1 < l < n, s_1 \in s$), то для $K_{ls1} \neq OPR_{ls1}$ (1) присваивается очередной признак и для $PR_{ls1}(i)$ ($i = \overline{2, I_{ls1}}$) проводятся замены обобщенными признаками по формулам (7). Если провести обобщения для формул (1), (2) и (3) – (8), то получим следующее:

$$1) k = \overline{1, n}, s = \overline{1, m}; e_{ij} = R_{k-1s}(j) \wedge R_{ks}(i); \quad (9)$$

$$PR_{ks}(i) = \begin{cases} a_i^s, k=1; \\ PR_{ks}(i) \oplus PR_{k-1s}(j) \text{ по тем, для которых } e_{ij} = 1; \\ a_f^s, E_i = 0 \vee K_{k-1s} = 0; \end{cases} \quad (10)$$

$$2) k = \overline{n, 1}, s = \overline{1, m}; \quad (11)$$

$$\tilde{e}_{ij}^k = PR_{ks}(i) \cap PR_{k-1s}(j);$$

$$\tilde{E}_i^k = V_j \tilde{e}_{ij}^k, j = \overline{1, I_{k+1s}};$$

$$\tilde{e}_{ir} = PR_{ks}(i) \cap PR_{ks}(r); \quad (12)$$

$$\tilde{E}_i = V_r \tilde{e}_{ir}, r = \overline{1, i-1};$$

$$PR_{ks}(i) = \begin{cases} \tilde{a}[PR_{k+1s}(j)] \tilde{e}_{ij}^k = 1; \\ \tilde{a}[PR_{ks}(r)] \tilde{E}_i^k = 0 \wedge \tilde{e}_{ir} = 1 \vee K = n \wedge \tilde{e}_{ir} = 1; \\ \tilde{a}_f^s, \tilde{E}_i^k = 0 \wedge \tilde{E}_i = 0 \vee K_{k+1s} = 0 \wedge i = 1; \\ VK_{k+1s} = 0 \wedge \tilde{E}_i = 0; \\ VK = n \wedge i = 1; \\ VK = n \wedge \tilde{E}_i = 0. \end{cases} \quad (13)$$

Упрощая логические условия в выражении (13), получаем:

$$PR_{ks}(i) = \begin{cases} \tilde{a}[PR_{k+1s}(j)] \tilde{e}_{ij}^k = 1; \\ \tilde{a}[PR_{ks}(r)] (\tilde{E}_i^k = 0VK = n) \Lambda \tilde{e}_{ir} = 1; \\ a_f^j, \quad \tilde{E}_i^k = \Lambda \tilde{E}_i^j = 0V (K_{k+1s} = 0VK = n) \Lambda \\ \Lambda(i = 1VE_i = 0). \end{cases} \quad (14)$$

Следует отметить, что на первом этапе обработки – (9), (10) – анализируются сегменты на перекрытие по вертикали, а на втором – (11) – (14) – списки признаков на наличие одинаковых признаков. Каждому сегменту одной и той же фигуры будет присвоен один и тот же обобщенный признак, но свой для данной фигуры, так как перекрывающимся сегментам присваиваются одинаковые признаки в списке признаков, последние же заменяются одним обобщенным признаком, поскольку имеют хотя бы по одному одинаковому признаку.

В результате обработки рецепторного поля по предложенному алгоритму на каждую из фигур распространяется свой обобщенный признак, причем он распространяется одновременно на все фигуры.

Таким образом, можно легко восстановить и отдельно выделить любое число изображений, представленных на рецепторном поле, построить алгоритм, дающий возможность анализировать каждое отдельно взятое изображение, и тем самым восстанавливать и выделять интересующие нас изображения или часть изображения, а также изображения, которые являются помехами. Этот подход может быть эффективно использован для обработки изображений в цифровых системах видеоконтроля охраны объектов. Причем следует понимать, что особенности применения цифровых систем видеоконтроля связаны с основными типами охраняемых объектов. С одной стороны, каждый из объектов обладает некоторыми общими свойствами, предъявляемыми к системам видеоконтроля. С другой, – требования в системе видеоконтроля различных объектов, без сомнения, очень специфичны и существенно отличаются друг от друга. Облегчить понимание проблем, о которых идет речь, поможет метод, описанный в данной статье. Экспериментально установлено, что устойчивость системы к воздействию помех повышается более чем на 30 %.

Список литературы: 1. Колпаков А. Критерии сравнения и выбора цифровых систем видеоконтроля. // Бизнес и безопасность. 2001. №4. С. 14 - 20. 2. Колпаков А. Критерии сравнения и выбора цифровых систем видеоконтроля. // Бизнес и безопасность. 2001. №6. С. 10 - 13. 3. Грицык В.В. Распараллеливание алгоритмов обработки информации в системах реального времени. К.: Наук. думка, 1981. 216 с. 4. Браиловский Н.Н., Груша Ю.П., Моржов С.В., Хорошко В.А. Математические модели воздействия помех на изображения в цифровых системах видеоконтроля // Сб. науч. трудов НАУ. 2004. Вып. 11. С. 197-204.

Киевский национальный авиационный университет

Поступила в редколлегию 13.09.2004

ОБОБЩЕННАЯ МОДЕЛЬ АВТОРЕГРЕССИИ-СКОЛЬЗЯЩЕГО СРЕДНЕГО ТРЕТЬЕГО РАНГА НЕГАУССОВЫХ ПРОЦЕССОВ

Введение. При решении многих прикладных задач возникает необходимость анализировать негауссовы случайные процессы [1–3]. Дальнейшее совершенствование методов обработки таких процессов направлено на использование их негауссовых свойств [4 – 5]. Синтез структур обработки негауссовых процессов, а также генерация негауссовых имитационных процессов требуют создания конструктивных статистических моделей таких процессов. Для этих целей можно применять модели линейного предсказания [6].

Смешанная модель линейного предсказания авторегрессии-скользящего среднего (АРСС) наиболее точно описывает случайные процессы, спектры которых содержат острые пики и имеют глубокие впадины. Параметры модели АРСС рассчитывают по значениям функции корреляции. Таким образом, эта модель описывает негауссов случайный процесс в рамках корреляционной теории. Поэтому актуальной является проблема создания моделей линейного предсказания, которые учитывали бы и негауссовы характеристики случайных процессов.

Для того чтобы в модели АРСС учесть статистические связи высших порядков, необходимо обобщение модели на основе моментных функций порядка больше двух [7]. Ниже будет предложена модель обобщенной авторегрессии-скользящего среднего (ОАРСС), позволяющая более полно описывать негауссовы случайные процессы со смешанным спектром. Данная модель может быть использована для синтеза обесцараживающих фильтров для негауссовых радиолокационных и других помех, при распознавании негауссовых сигналов, для оценки спектров сигналов на фоне гауссовых помех и при решении других задач.

Целью работы является получение разностного уравнения ОАРСС, вывод уравнений для расчета параметров модели по моментным функциям третьего порядка, анализ примеров построения модели.

Обобщенная модель авторегрессии-скользящего среднего третьего ранга. Пусть моделируемый процесс $x[t]$ представляет собой стационарный негауссов эргодический случайный процесс со смешанным спектром. Будем полагать, что статистические связи высших порядков отсчетов негауссова случайного процесса описываются уравнениями, аналогичными уравнению обычной модели АРСС, учитывающему только корреляционные связи. Тогда обобщенная модель АРСС третьего ранга описывается разностным уравнением:

$$x[t] = \Phi_3^l[1]x[t-1] + \Phi_3^l[2]x[t-2] + \dots + \Phi_3^l[p_l]x[t-p_l] - Q_3^l[1]a_3^l[t-1] - Q_3^l[2]a_3^l[t-2] - \dots - Q_3^l[q_l]a_3^l[t-q_l] + a_3^l[t], \quad (1)$$

где $\Phi_3^l[i]$ - коэффициенты авторегрессии; $Q_3^l[i]$ - коэффициенты скользящего среднего для фиксированного сдвига моментной функции $l \geq 0$. Эти коэффициенты описывают статистические связи второго порядка негауссова процесса в отличие от коэффициентов авторегрессии - скользящего среднего обычной модели АРСС, описывающих статистические связи первого порядка. Как правило, полагают, что коэффициенты авторегрессии должны удовлетворять условию стационарности, а коэффициенты скользящего среднего - условию обратимости процесса [6]. Ошибка предсказания $a_3^l[t]$ является стационарным случайным негауссовым процессом типа белого шума с нулевым средним и удовлетворяет условию статистической независимости второго порядка:

$$E\{a_3^l[t]a_3^l[t-j]a_3^l[t-l]\} = 0, j > 0. \quad (2)$$

Выражение для моментной функции третьего порядка процесса ОАРСС можно получить, если умножить левую и правую части (1) на $x[t-j]x[t-l]$ и взять математическое ожидание:

$$m_3[j, j-l] = \Phi_3^l[1]m_3[j-1, j-l] + \Phi_3^l[2]m_3[j-2, j-l] + \dots + \Phi_3^l[p_l]m_3[j-p_l, j-l] - Q_3^l[1]m_{3,xxa}[-j, -l, -1] - \dots - Q_3^l[q_l]m_{3,xxa}[-j, -l, -q_l] + m_{3,xxa}[-j, -l, 0], \quad (3)$$

где $m_3[j, j-l]$ - моментная функция процесса $x[t]$; $m_{3,xxa}[-j, -l, -i]$ - взаимная моментная функция случайных процессов $x[t]$ и $a_3^l[t]$, для которой справедливы соотношения:

$$m_{3,xxa}[-j, -l, -i] = E\{x[t-j]x[t-l]a_3^l[t-i]\} = m_{3a}^l \quad (4)$$

при $j=i=l$. Взаимная моментная функция $m_{3,xxa}[-j, -l, -i]$ удовлетворяет соотношениям, которые являются следствием (4):

$$m_{3,xxa}[-j, -l, -i] = 0, \quad j > i, l > i, \quad (5a)$$

$$m_{3,xxa}[-j, -l, -i] \neq 0, \quad j \leq i, l \leq i. \quad (5b)$$

Частным случаем (3) является уравнение, полученное при условии, что все взаимные моментные функции $m_{3,xxa}[-j, -l, -i]$, в силу (5a), равны нулю:

$$m_3[j, j-l] = \Phi_3^l[1]m_3[j-1, j-l] + \Phi_3^l[2]m_3[j-2, j-l] + \dots + \Phi_3^l[p_l]m_3[j-p_l, j-l], \quad j \geq q_l + 1. \quad (6)$$

Выражение для третьего момента процесса $x[t]$ можно получить из (1), если умножить его левую и правую части на $x[t]x[t]$ и взять математическое ожидание:

$$m_3 = \Phi_3^l[1]m_3[1,1] + \Phi_3^l[2]m_3[2,2] + \dots + \Phi_3^l[p_l]m_3[p_l, p_l] - Q_3^l[1]m_{3,xxa}[0,0,-1] - Q_3^l[2]m_{3,xxa}[0,0,-2] - \dots - Q_3^l[q_l]m_{3,xxa}[0,0,-q_l] + m_{3a}^l. \quad (7)$$

В качестве примера построения модели рассмотрим модель ОАРСС(1,1) третьего ранга для произвольного l :

$$x[t] = \Phi_3^l[1]x[t-1] - Q_3^l[1]a_3^l[t-1] + a_3^l[t]. \quad (8)$$

Моментная функция процесса удовлетворяет уравнению

$$m_3[j, j-l] = \Phi_3^l[1]m_3[j-1, j-l] - Q_3^l[1]m_{3,xxa}[-j, -l, -1] + m_{3,xxa}[-j, -l, 0]. \quad (9)$$

Система уравнений, описывающая модель ОАРСС(1,1), имеет вид

$$\begin{aligned} m_3 &= \Phi_3^l[1]m_3[1,1] - Q_3^l[1]m_{3,xxa}[0,0,-1] + m_{3a}^l, \\ m_3[1,1-l] &= \Phi_3^l[1]m_3[0,1-l] - Q_3^l[1]m_{3,xxa}[-1,-l,-1], \\ m_3[j, j-l] &= \Phi_3^l[1]m_3[j-1, j-l], \quad j > 1. \end{aligned} \quad (10)$$

Чтобы получить полную систему уравнений модели АРСС(1,1), необходимо задать значение индекса l . Для $l=0$ из (10) получим:

$$\begin{aligned}
m_3 &= \Phi_3^0[1]m_3[1,1] - Q_3^0[1]m_{3xxa}[0,0,-1] + m_{3a}^0, \\
m_3[1,1] &= \Phi_3^0[1]m_3[0,1] - Q_3^0[1]m_{3xxa}[-1,0,-1], \\
m_3[j,j] &= \Phi_3^0[1]m_3[j-1,j], \quad j > 1.
\end{aligned} \tag{11}$$

Взаимную моментную функцию $m_{3xxa}[0,0,-1]$ можно найти, умножив (8) на $x[t-1]a_3^0[t-1]$ и перейдя к математическим ожиданиям:

$$m_{3xxa}[0,0,-1] = \Phi_3^0[1]m_{3xxa}[0,-1,-1] - Q_3^0[1]m_{3xxa}[0,-1,-1]. \tag{12}$$

Функцию $m_{3xxa}[0,-1,-1]$, входящую в выражение (12), найдем, умножив (8) на $x[t-1]a_3^0[t-1]$ и взяв математическое ожидание

$$m_{3xxa}[0,-1,-1] = \Phi_3^0[1]m_{3xxa}[-1,-1,-1] - Q_3^0[1]m_{3xxa}[-1,-1,-1]. \tag{13}$$

Взаимные моментные функции в (13)

$$\begin{aligned}
m_{3xxa}[-1,-1,-1] &= E\{x[t-1]x[t-1]a_3^0[t-1]\} = m_{3a}^0, \\
m_{3xxa}[-1,-1,-1] &= E\{x[t-1]a_3^0[t-1]a_3^0[t-1]\} = m_{3a}^0.
\end{aligned} \tag{14}$$

Тогда с использованием соотношения (14), выражение (13) приведем к виду

$$m_{3xxa}[0,-1,-1] = (\Phi_3^0[1] - Q_3^0[1])m_{3a}^0. \tag{15}$$

Для нахождения $m_{3xxa}[0,-1,-1]$, входящего в выражение (12), умножим (8) на $a_3^0[t-1]a_3^0[t-1]$ и перейдем к математическим ожиданиям. Используя (14), получим

$$m_{3xxa}[0,-1,-1] = (\Phi_3^0[1] - Q_3^0[1])m_{3a}^0. \tag{16}$$

Подставляя найденные взаимные моментные функции (15) и (16) в (12), приходим к выражению

$$m_{3xxa}[0,0,-1] = (\Phi_3^0[1] - Q_3^0[1])^2 m_{3a}^0. \tag{17}$$

Учитывая значения взаимных моментных функций (15) и (17), систему уравнений (11) можно преобразовать следующим образом:

$$\begin{aligned}
m_3 &= \Phi_3^0[1]m_3[1,1] - Q_3^0[1](\Phi_3^0[1] - Q_3^0[1])^2 m_{3a}^0 + m_{3a}^0, \\
m_3[1,1] &= \Phi_3^0[1]m_3[0,1] - Q_3^0[1](\Phi_3^0[1] - Q_3^0[1])m_{3a}^0, \\
m_3[j,j] &= \Phi_3^0[1]m_3[j-1,j], \quad j > 1.
\end{aligned} \tag{18}$$

Решая систему уравнений (18), можно определить параметры $\Phi_3^0[1]$ и $Q_3^0[1]$ и третий момент ошибки предсказания m_{3a}^0 . Полученные выражения показывают, что параметры моделей ОАРСС третьего ранга могут быть оценены на основе полных систем уравнений.

Выводы. Предложенные принципы обобщения позволяют решить проблему построения моделей линейного предсказания ОАРСС по моментным функциям любого порядка. Анализ полученных выражений показывает их сходство с обычными моделями, которые являются частными случаями обобщенных моделей. Отличие состоит в том, что обобщенные модели

могут иметь другие порядки и коэффициенты авторегрессии - скользящего среднего, отражающие негауссовы характеристики моделируемых процессов. Использование негауссовых моделей позволяет существенно дополнить результаты, полученные в рамках корреляционной теории.

Применение предложенных обобщенных моделей также дает возможность решать задачи, которые невозможно решить с использованием обычных моделей линейного предсказания. Дальнейшие исследования предложенной модели могут быть направлены на синтез фильтров на основе параметров модели, построение статистических моделей ОАРСС реальных негауссовых сигналов и процессов.

Список литературы: 1. Журбенко И.Г. Анализ стационарных и однородных случайных систем. М.: Изд-во Моск. ун-та, 1987. 240 с. 2. Леонов В.П. Некоторые применения старших семиинвариантов в теории стационарных случайных процессов. М.: Наука, 1964. 124 с. 3. Бриллинджер Д.Р. Временные ряды. Обработка данных и теория. М.: Мир, 1980. 536 с. 4. Кунченко Ю.П. Нелинейная оценка параметров негауссовских радиотехнических сигналов. К.: Выща шк., 1987. 191с. 5. Валеев В.Г., Данилов В.А. Оптимальное обнаружение сигналов на фоне негауссовских коррелированных радиопомех // Изв. вузов. Радиоэлектроника. 1991. №7. С. 30—34. 6. Бокс Дж., Дженкинс Г. Анализ временных рядов/ Пер. с. англ. М.: Мир, 1974. Вып. 1. 406 с. 7. Малахов А.Н. Кумулянтный анализ случайных негауссовых процессов и их преобразований. М.: Сов. Радио, 1978. 376 с.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 23. 04. 2004

ИССЛЕДОВАНИЕ АТАКИ ОЦЕНИВАНИЕМ НА СИСТЕМУ С ШИРОКОПОЛОСНЫМИ ЦИФРОВЫМИ ВОДЯНЫМИ ЗНАКАМИ ПРИ ОСНОВНЫХ ПОКРЫВАЮЩИХ СООБЩЕНИЯХ В ВИДЕ ИЗОБРАЖЕНИЙ

Введение. Объектом исследований является система с широкополосными (ШП) цифровыми водяными знаками (ЦВЗ), предназначенная для решения задач идентификации и верификации основных покрывающих сообщений (ОПС), куда и погружаются ЦВЗ с сохранением надежности восприятия и без увеличения объема стегасообщения (ОПС и ЦВЗ) [1]. Атаки десинхронизацией принято относить к одним из наиболее жестких преобразований стегасигнала. С другой стороны, достижение требуемого уровня эффективности детектирования ЦВЗ в условиях атак десинхронизацией возможно за счет применения кодов, исправляющих ошибки [2]. Существует много различных алгоритмов формирования таких кодов. Выбор зависит от особенностей практического использования системы с ЦВЗ, типа ОПС. При ОПС в виде изображений наибольшую опасность представляют атаки десинхронизацией на основе геометрических преобразований, приводящих к пакетным ошибкам, что обуславливает необходимость применения кодов, стойким к пакетным ошибкам, т.е. блоковых циклических кодов (БЦК).

Без потери общности аналитические выкладки выполнены при наличии только одного информационного бита (система с нулевым битом) [1]. Стеганографическое сообщение формируется аддитивным способом

$$s(n) = c(n) + \alpha(-1)^b w_r(n), \quad n \in A_N, \quad (1)$$

где $s(n)$ – стегасообщение; $c(n)$ – ОПС; α – амплитуда ЦВЗ; $b \in (0, 1)$ – информационный бит, погружаемый в $c(n)$, $n \in A_N$; $w_r(n)$ – погружаемая последовательность ЦВЗ; N – длина последовательности ЦВЗ, соответствующей одному информационному биту b .

Для БЦК длиной m погружаемая последовательность ЦВЗ

$$w_r(n) \in \left\{ (-1)^m; (+1)^m \right\}^{N_0}, \quad (2)$$

где $N_0 = N/m$.

Таким образом, ЦВЗ $w_r(n)$ является последовательностью величин $\{\pm 1\}$ и состоит из N_0 чипов длиной m . Применение БЦК обеспечивает надежное декодирование b -бит информации ЦВЗ даже после таких преобразований в канале атакующего, как фильтрация и различные геометрические преобразования [2]. С другой стороны, для систем с ЦВЗ и применения БЦК наибольшую опасность представляют атаки оцениванием ЦВЗ [3]. Результатом атаки оцениванием ЦВЗ является формирование на основе исходного стегасообщения $s(n)$ нового фальсифицированного стегасообщения $s'(n)$, а именно:

$$s'(n) = s(n) - \alpha' \hat{w}(n), \quad n \in A_N, \quad (3)$$

где α' – в общем случае отличный от α коэффициент перемодуляции, отвечающий требованиям надежности восприятия стегасообщения после преобразований в канале атаки (в идеале – прерывания канала ЦВЗ); $\hat{w}(n)$ – формируемая атакующим оценка ЦВЗ $(-1)^b w_r(n)$.

В соответствии с принципом Кергоффа алгоритмы погружения и декодирования известны атакующему. Секретным является только последовательность ЦВЗ $w_r(n)$ (секретный ключ) и информационный бит b , который необходимо оценить на основе декодирования БЦК. Распространенным подходом при исследовании атаки оцениванием при ШП ЦВЗ с применением БЦК является построение модели ОПС в виде стохастической некоррелированной псевдослучайной последовательности (ПСП) с гауссовым распределением [3,4,5].

Данная модель не является корректной и, соответственно, построенный на ее основе детектор ЦВЗ не будет устойчивым к атаке оцениванием ЦВЗ. Для исследования атаки оцениванием ЦВЗ необходимо знать корреляционные свойства ОПС, что обуславливает использовать более сложную модель.

Теоретические исследования атак оцениванием ЦВЗ. Теоретические исследования атаки оцениванием ЦВЗ позволит адаптировать систему с ЦВЗ, повысить эффективность детектирования. Рассмотрим структуру с неинформированным, т.е. не использующим при детектировании знание ОПС, линейным корреляционным детектором (ЛКД). В общем случае ЛКД не реализует отношение максимального правдоподобия, но может обеспечить весьма малые значения вероятностей ошибок. Решающее правило принятия информационного бита b

$$\Lambda = \sum_{n=1}^N (s'(n) - s_0) w_r(n) \Rightarrow \begin{cases} 0, & \text{если } \Lambda \geq 0, \\ 1, & \text{если } \Lambda < 0, \end{cases} \quad (4)$$

где $s'(n)$ – стегасообщение после атаки; s_0 – среднее значение стегасигнала,

С учетом того, что $w_r(n)$ является некоррелированной ПСП и N/m достаточно велико, вероятность ошибки принятия информационного бита b

$$P_e = Q\left(\frac{E(\Lambda)}{\sqrt{\text{Var}(\Lambda)}}\right), \quad (5)$$

где $E(\Lambda)$ и $\text{Var}(\Lambda)$ – среднее и дисперсия функционала детектора, соответственно;

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt.$$

Подставляя (1) и (3) в (4) при $b = 0$ получим оценку функционала ЛКД при отсутствии ЦВЗ

$$\begin{aligned} \Lambda_0 &= \sum_{n=1}^N (c(n) + \alpha w_r(n) - \alpha' \hat{w}(n) - s_0) w_r(n) = \\ &= \sum_{n=1}^N (c(n) - s_0) w_r(n) + \alpha N - \alpha' \sum_{n=1}^N \hat{w}(n) w_r(n). \end{aligned} \quad (6)$$

При отсутствие атаки оцениванием на стегасообщение ($\alpha' = 0$) (6) преобразуется к виду

$$\Lambda_0 = \sum_{n=1}^N (c(n) - s_0) w_r(n) + \alpha N. \quad (7)$$

Для любой стационарной в широком смысле модели ОПС на основании (7)

$$\left. \begin{aligned} E(\Lambda_0) &= \alpha N \\ \text{Var}(\Lambda_0) &= A_c N_0 \end{aligned} \right\}, \quad (8)$$

где $A_c = \text{Var}\left(\sum_{n=1}^m c(n)\right)$.

С учетом (8) соотношение для вероятности ошибки

$$P_e = Q\left(\sqrt{\frac{\alpha^2 N^2}{A_c N_0}}\right). \quad (9)$$

Для любого стационарного в широком смысле ОПС справедливо соотношение

$$A_c \leq m^2 \sigma_c^2, \quad (10)$$

где σ_c^2 – дисперсия ОПС, $\sigma_c^2 = \text{Var}(c(n))$.

Учитывая (10), преобразуем (9) к виду

$$P_e \leq Q\left(\frac{\alpha}{\sigma_c} \sqrt{N_o}\right). \quad (11)$$

Если положить, что $c(n)$, $n \in A_N$ является стационарной в широком смысле некоррелированной ПСП, то (10) можно представить равенством

$$A_c = m^2 \sigma_c^2 \quad (12)$$

и соответственно (11) преобразуется к виду

$$P_e = Q\left(\frac{\alpha}{\sigma_c} \sqrt{N_o}\right). \quad (13)$$

Однако для реальных ОПС в виде изображений данное допущение неверно.

Рассмотрим один из возможных режимов атаки оцениванием ЦВЗ, когда вероятность неправильной оценки для блока циклического кода, т.е. на интервале $n=1,2,\dots,m$, где $w_H(n)=const$, определяется некоторой величиной P_{eo} , а именно

$$P_{eo} = \Pr(\hat{w}(n) \neq (-1)^b w_r(n)) \quad (14)$$

Для рассматриваемого частного случая (6) преобразуется к виду

$$E(\Lambda) = N(\alpha - \alpha'(1 - 2P_{eo})), \quad (15)$$

$$Var(\Lambda) = N_o(A_c + 4m^2(\alpha')^2 P_{eo}(1 - P_{eo})). \quad (16)$$

Подставляя (15), (16) в (5), получим выражение для вероятности ошибки легального пользователя после преобразований в канале атаки

$$P'_e = Q\left(\frac{N_o m(\alpha - \alpha'(1 - 2P_{eo}))}{\sqrt{N_o(A_c + 4(\alpha')^2 m^2 P_{eo}(1 - P_{eo}))}}\right). \quad (17)$$

С учетом неравенства (10) представляется возможным получить верхнюю оценку (17)

$$P'_e \leq Q\left(\frac{(\alpha - \alpha'(1 - 2P_{eo}))}{\sqrt{\sigma_c^2 + 4(\alpha')^2 P_{eo}(1 - P_{eo})}} \sqrt{N_o}\right). \quad (18)$$

Если ОПС является псевдослучайной стационарной в широком смысле последовательностью, то $Var(\Lambda) = N_o(m\sigma_c^2 + 4(\alpha')^2 m^2 P_{eo}(1 - P_{eo}))$ и (18) может быть преобразовано к виду

$$P'_e = Q\left(\frac{\alpha - \alpha'(1 - 2P_{eo})}{\sqrt{\sigma_c^2 + 4(\alpha')^2 m P_{eo}(1 - P_{eo})}} \sqrt{N}\right) \quad (19)$$

Представляется интересным сравнить атаку оцениванием с атакой аддитивным шумом, когда стегасообщение после преобразований в атакующем канале

$$s'(n) = c(n) + \varepsilon(n), \quad n \in A_N, \quad (20)$$

где $\varepsilon(n)$ – аддитивный шум с гауссовым распределением, нулевым средним, стационарный в широком смысле и независимый со стегасообщением.

Справедливость (9) сохраняется, если выполнить коррекцию (12), учитывающую наличие аддитивного шума. Тогда $A'_c = A_c + A_\varepsilon$, где $A_\varepsilon = Var(\sum_{n=1}^m \varepsilon(n))$. Таким образом, при наличии аддитивного шума

$$P_e' = Q\left(\sqrt{\frac{\alpha^2 N^2}{(A_c + A_e)N_0}}\right). \quad (21)$$

С целью увеличения вероятности ошибки P_e' атакующий должен увеличивать A_e посредством выбора $\varepsilon(n)$, $n=1, 2, \dots, m$ при выполнении требований по надежности восприятия. Следовательно, для оптимальной атаки аддитивным шумом с учетом (21) вероятность ошибки

$$P_e' = Q\left(\sqrt{\frac{\alpha^2 N}{(A_c + m^2 \sigma_\varepsilon^2)N^2}}\right), \quad (22)$$

где σ_ε^2 – дисперсия аддитивного шума, $\sigma_\varepsilon^2 = \text{Var}(\varepsilon(n))$, $n \in A_N$.

Учитывая неравенство (10) верхняя оценка вероятности ошибки P_e' для оптимальной атаки аддитивным шумом

$$P_e' \leq Q\left(\frac{\alpha}{\sqrt{\sigma_c^2 + \sigma_\varepsilon^2}} \sqrt{N_0}\right). \quad (23)$$

Если ОПС является стационарной в широком смысле некоррелированной ПСП, то (23) можно представить в виде

$$P_e' \leq Q\left(\frac{\alpha}{\sqrt{\sigma_c^2 + m\sigma_\varepsilon^2}} \sqrt{N}\right). \quad (24)$$

Одним из основных требований к системам с ЦВЗ является обеспечение надежности восприятия стегасообщения, т.е. совокупности ОПС и ЦВЗ. Аналогично и после преобразований канала атаки стегасообщение должно соответствовать требованиям надежного восприятия. С другой стороны, тривиальной задачей атаки является устранение ЦВЗ («обрыв» канала ЦВЗ). Для рассматриваемой модели ШП ЦВЗ параметры искажений в виде отношения сигнал/шум после погружения ЦВЗ

$$(c/w)_w = \eta_w = \frac{\sigma_c^2}{\alpha^2}, \quad (25)$$

после преобразований атаки оцениванием и с учетом (1) и (3)

$$(c/w)_e = \eta_e = \frac{\sigma_c^2}{\text{Var}(\alpha w_r(n) - \alpha' \hat{w}(n))} = \frac{\sigma_c^2}{\alpha^2 - 2\alpha\alpha'(1 - 2P_{eo}) + (\alpha')^2}, \quad (26)$$

после атаки аддитивным шумом

$$(c/w)_\alpha = \eta_\alpha = \frac{\sigma_\varepsilon^2}{\alpha^2 + \sigma_\varepsilon^2}. \quad (27)$$

Таким образом, представляется возможным формализовать задачу оптимизации атаки оцениванием ЦВЗ. Для заданных параметров системы с ЦВЗ $N_0, m, \alpha, \sigma_c^2$ и значения вероятности ошибки P_e необходимо найти оптимальное значение коэффициента перемодуляции α' , обеспечивающее наибольшее увеличение вероятности ошибки детектора легального пользователя после преобразований атакующего канала P_e' при фиксированном значении отношения сигнал/шум η_e , обеспечивающем надежное восприятие стегасообщения после атаки. Оценка параметров оптимальной атаки возможна с помощью формул (17), (26). Положим, что оптимальное значение α' , обеспечивающее наибольшее значение отношения сигнал/шум при „устранении” канала передачи ЦВЗ после атаки оцениванием, находится в интервале $\{\alpha'_1, \alpha'_2\}$, где

$\alpha'_1 = \alpha(1 - P_{eo})$, $\alpha'_2 = \frac{\alpha}{1 - 2P_{eo}}$, Сравнение с атакой аддитивным шумом возможно на основе формул (22) и (27).

Например, если для частного случая $A_c = m^2 \sigma_c^2$ и параметров системы $\alpha=5$, $m=10$, $N_0=950$, $\sigma_c=50$ для обеспечения вероятности ошибки $P_e=10^{-3}$ в условиях отсутствия атаки необходимо обеспечить отношение сигнал/шум $\eta_w=100$. В зависимости от значений $\eta = \frac{\eta_\alpha}{\eta_w}$ для атаки аддитивным шумом и $\eta = \frac{\eta_\epsilon}{\eta_w}$ для атаки оцениванием и вероятности ошибки для блока кода P_{eo} представляется возможным оценить вероятность ошибки после атаки P'_e . Кроме того, оценивается значение коэффициента перемодуляции α' при атаке оцениванием и дисперсия σ_ϵ^2 при атаке аддитивным шумом, позволяющие максимально увеличить вероятность ошибки (табл. 1).

Таблица 1

P_{eo} / η	Атака оцениванием, $\alpha=5$, $m=10$, $N_0=950$, $\sigma_c=50$				
	1	0,95	0,9	0,75	0,5
0,499	—	$P'_e=0.00103$ $\alpha'=1$	$P'_e=0.00103$ $\alpha'=1$	$P'_e=0.00104$ $\alpha'=2$	$P'_e=0.00110$ $\alpha'=5$
0,495	—	$P'_e=0.00105$ $\alpha'=1$	$P'_e=0.00105$ $\alpha'=1$	$P'_e=0.00108$ $\alpha'=2$	$P'_e=0.00120$ $\alpha'=5$
0,49	—	$P'_e=0.00107$ $\alpha'=1$	$P'_e=0.00107$ $\alpha'=1$	$P'_e=0.00118$ $\alpha'=3$	$P'_e=0.00132$ $\alpha'=5$
0,45	$P'_e=0.00126$ $\alpha'=1$	$P'_e=0.00126$ $\alpha'=1$	$P'_e=0.00155$ $\alpha'=2$	$P'_e=0.00191$ $\alpha'=3$	$P'_e=0.00289$ $\alpha'=5$
0,4	$P'_e=0.00230$ $\alpha'=2$	$P'_e=0.00230$ $\alpha'=2$	$P'_e=0.00230$ $\alpha'=2$	$P'_e=0.00492$ $\alpha'=4$	$P'_e=0.01$ $\alpha'=6$
0,3	$P'_e=0.018$ $\alpha'=4$	$P'_e=0.018$ $\alpha'=4$	$P'_e=0.018$ $\alpha'=4$	$P'_e=0.033$ $\alpha'=5$	$P'_e=0.089$ $\alpha'=7$
0,2	$P'_e=0.195$ $\alpha'=6$	$P'_e=0.195$ $\alpha'=6$	$P'_e=0.195$ $\alpha'=6$	$P'_e=0.312$ $\alpha'=7$	$P'_e=0.451$ $\alpha'=8$
0,1	$P'_e=0.64$ $\alpha'=7$	$P'_e=0.64$ $\alpha'=7$	$P'_e=0.64$ $\alpha'=7$	$P'_e=0.64$ $\alpha'=7$	$P'_e=0.64$ $\alpha'=7$
η	Атака аддитивным шумом, $\alpha=5$, $m=10$, $N_0=950$, $\sigma_c=50$				
	1	0,95	0,9	0,75	0,5
	—	—	$P'_e=0.001029$ $\sigma_\epsilon^2=1$	$P'_e=0.001036$ $\sigma_\epsilon^2=4$	$P'_e=0.001081$ $\sigma_\epsilon^2=25$

Величина η всегда меньше 1 с учетом предположения, что атакующий не будет ухудшать надежность восприятия ниже уровня, характерного для формирования стегасообщения. Анализ результатов эксперимента продемонстрировал, что атака аддитивным шумом менее

эффективная, чем атака оцениванием ЦВЗ, которая даже при $P_{eo}=0,2$ обеспечивает деградацию системы с ЦВЗ на всем рассматриваемом диапазоне параметра η . Прочерки в ячейках таблицы 1 означают, что достичь требуемого значения η для целых значений α' не удастся.

В исследованиях предполагалось, что атакующий реализует оценку ЦВЗ с вероятностью ошибки для одного блока БЦК P_{eo} . Данная задача атакующего, т.е. оценка ЦВЗ $(-1)^b w_r(n)$, $n \in A_N$ в условиях помехи в виде ОПС, дисперсия которой значительно выше дисперсии ЦВЗ, является достаточно не простой. Использование БЦК для обеспечения устойчивости к атакам десинхронизацией может упростить атаку оцениванием. Для нахождения оптимального решения по оценке ЦВЗ в канале атакующего необходимо определить стохастическую модель оценки. Общепринятым является использование в качестве модели ОПС некоррелированной ПСП с гауссовым распределением, что не верно для реальных изображений [3]. Рассмотрим модель атаки оцениванием на основе использования трех эвристических моделей адаптивного детектора: центрированный сумматор, текущий центрированный сумматор, импульсный детектор. Адаптивное применение данных моделей позволяет обеспечивать эффективное детектирование ЦВЗ при использовании достаточно широкого диапазона реальных ОПС.

Центрированный сумматор (ЦС). Данное правило по сравнению с (4) преобразуется к виду

$$\Lambda = \sum_{n=1}^m s'(n) - s_o \Rightarrow \hat{w}(n) = \begin{cases} +1, & \text{если } \Lambda \geq 0 \\ -1, & \text{если } \Lambda < 0 \end{cases}, \quad n=1, 2, \dots, m, \quad (28)$$

где $s_o = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N s'(n)$.

Текущий центрированный сумматор (ТЦС). Относительно (4) данная модель реализует следующее правило:

$$\Lambda = \sum_{n=1}^m s'(n) - \bar{s}_o \Rightarrow w(\hat{n}) = \begin{cases} +1, & \text{если } \Lambda \geq 0 \\ -1, & \text{если } \Lambda < 0 \end{cases}, \quad n=1, 2, \dots, m, \quad (29)$$

где $\bar{s}_o = \frac{1}{|I|} \sum_{n \in I} s'(n)$, I – пространство пикселей, в которые погружается m -й блок БЦК; $|I|$ – число элементов множества I .

Необходимо отметить, что текущий центрированный сумматор аналогичен конкатенации винеровского фильтра и простого сумматора. Данный тип сумматора первоначально оценивает среднее стегасообщения, получает оценку $\bar{s}_o$, которая далее отнимается поэлементно от $s(n)$. Если стегасообщение изменяется медленнее, чем $w_r(n)$, $n \in A_N$ то детектор можно считать информированным. Однако данное допущение на практике встречается крайне редко.

Импульсный детектор (ИД). Положим для простоты, что БЦК содержит только два m -блока. В таком случае решение о наличии $\hat{w}_2$ во втором блоке принимается в соответствии со следующим правилом:

$$\Lambda = s'(m+1) - s'(m) \Rightarrow \begin{cases} +1, & \text{если } \Lambda > \lambda, \\ -1, & \text{если } \Lambda < -\lambda, \\ \hat{w}_1, & \text{если } |\Lambda| \leq \lambda, \end{cases} \quad (30)$$

где λ – некоторый порог; $\hat{w}_1$ – оценка $(-1)^i w_r(n)$, $n \in A_N$ в первом блоке БЦК, которая может быть получена при использовании ЦС или ТЦС.

Решающее правило (30) может быть обобщено для любого приемлемого числа пар m -блоков до (N_0-1, N_0) пар.

Достаточно трудно подобрать приемлемую стохастическую модель стегасообщения при аналитической оценке вероятности ошибки P_{eo} , поскольку на практике величина m не настолько большая, чтобы можно было применить центральную предельную теорему. Если предположить что фрагменты стегасообщения, соответствующие первому, второму и т.д., m -му блокам БЦК являются гауссовой величиной с дисперсией σ_c^2 , то вероятность неправильного решения (28) можно представить в виде

$$P_{eo} = Q\left(\frac{\alpha}{\sigma_c}\right). \quad (33)$$

Для оценки вероятности ошибок других типов детекторов необходимо использовать стохастическую модель стегасообщения, которая учитывает корреляцию между фрагментами. Поскольку такой достаточно универсальной модели не существует, оценивание P_{eo} выполняется с помощью имитационного моделирования.

Результаты моделирования. Для трех различных ОПС с одинаковым размером 64000 пикселей (рис.1) было выполнено моделирование при рассмотрении трех описанных выше типов детекторов, различных значениях амплитуды ЦВЗ α и длины блока БЦК m . Для всех ОПС величина порога, обеспечивающего минимальное значение P_{eo} , полагалась $\lambda = \alpha$. Оптимальное значение $|I|$ для ТЦС определялось моделированием и было близко к $(2+3)m$. Для сравнения было рассчитаны значения P_{eo} на основе (33) для различных значений α и σ_c^2 . Использовались различные типы основных сообщений: ОПС1 (а), ОПС2 (б), ОПС3 (в).

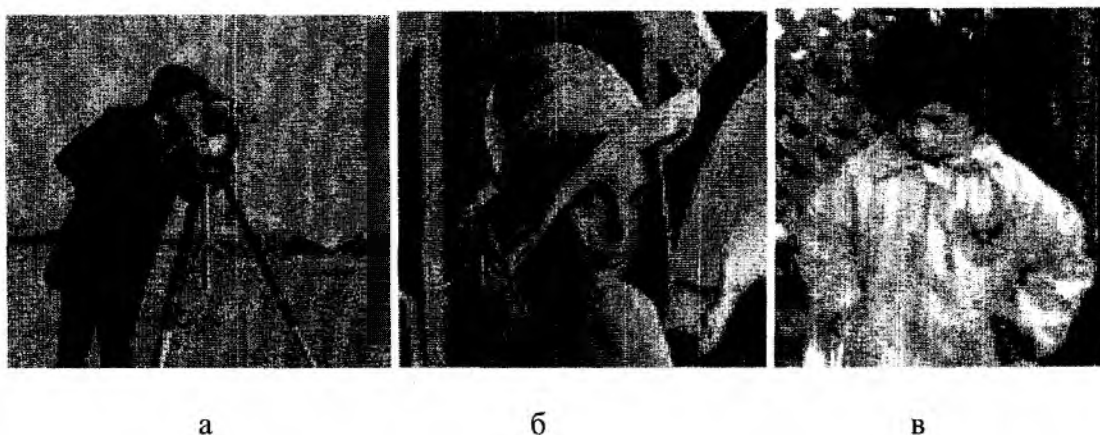


Рис. 1

На основе полученных результатов можно сделать вывод, что ИД является наилучшим для ОПС1, ОПС3, а для ОПС2 эффективности ТЦС и ИД сравнимы. Результаты теоретической оценки P_{eo} на основе (33) достаточно близки к результатам моделирования при использовании модели оценки ЦВЗ на основе ЦС. Если, например, $\alpha=5$ и $m=10$, то при ИД $P_{eo} \approx 0,3$. Из данных табл. 1 для $P_{eo} \approx 0,3$ следует, что атакующий при параметрах системы $\alpha=5$, $m=10$ может увеличить вероятность ошибки до $P'_e = 0,033$ при уменьшении η на 25%. Однако, как можно видеть из табл. 2, вероятность ошибки P_{eo} при использовании моде-

ли ИД с уменьшением m увеличивается весьма не значительно. Отсюда можно сделать вывод, что атака оцениванием ЦВЗ будет эффективна не только для ЦВЗ с БЦК, но без применения исправляющих ошибки кодов, т.е. при $m=1$.

Таблица 2

m		1			2			5			10			Теория
Тип детектора		ЦС	ТЦ С	ИД	ЦС	ТЦ С	ИД	ЦС	ТЦ С	ИД	ЦС	ТЦ С	ИД	
ОПС1	$\alpha=1$	0.49	0.35	0.3 6	0.4 9	0.3 4	0.3 7	0.4 9	0.3 7	0.3 7	0.4 9	0.4 1	0.3 7	0,492
	$\alpha=3$	0.48	0.24	0.2 1	0.4 8	0.2 5	0.2 3	0.4 8	0.2 7	0.2 3	0.4 7	0.3 2	0.2 3	0,476
	$\alpha=5$	0.47	0.21	0.1 5	0.4 7	0.2 2	0.1 6	0.4 6	0.2 4	0.1 6	0.4 6	0.2 9	0.1 7	0,460
	$\alpha=10$	0.44	0.18	0.1 0	0.4 3	0.1 8	0.1 1	0.4 2	0.1 9	0.1 1	0.4 2	0.2 4	0.1 2	0,421
ОПС2	$\alpha=1$	0.49	0.44	0.4 5	0.4 9	0.4 4	0.4 5	0.4 9	0.4 7	0.4 5	0.4 9	0.4 8	0.4 5	0,492
	$\alpha=3$	0.48	0.35	0.3 7	0.4 8	0.3 6	0.3 7	0.4 8	0.4 1	0.3 7	0.4 7	0.4 5	0.3 7	0,476
	$\alpha=5$	0.47	0.29	0.3 0	0.4 6	0.3 1	0.3 1	0.4 6	0.3 7	0.3 1	0.4 5	0.4 2	0.3 2	0,460
	$\alpha=10$	0.43	0.22	0.1 9	0.4 3	0.2 4	0.2 0	0.4 2	0.3 0	0.2 1	0.4 1	0.3 6	0.2 1	0,421
ОПС3	$\alpha=1$	0.49	0.42	0.4 1	0.4 9	0.4 3	0.4 1	0.4 9	0.4 6	0.4 1	0.4 9	0.4 8	0.4 2	0,492
	$\alpha=3$	0.49	0.31	0.3 2	0.4 9	0.3 4	0.3 2	0.4 9	0.4 1	0.3 3	0.4 9	0.4 3	0.3 4	0,476
	$\alpha=5$	0.48	0.26	0.2 6	0.4 8	0.2 8	0.2 6	0.4 8	0.3 6	0.2 7	0.4 8	0.4 0	0.2 8	0,460
	$\alpha=10$	0.46	0.18	0.1 3	0.4 6	0.2 0	0.1 3	0.4 6	0.2 8	0.1 4	0.4 6	0.3 2	0.1 7	0,421

Для проверки результатов аналитических исследований (табл. 1) было выполнено моделирование по следующему алгоритму. Стегасообщения формировались на основе ОПС1(а), ОПС2 (б), ОПС3 (в) (рис.1) и ЦВЗ с БЦК с параметрами $\alpha=5, m=10, N_0=950$. При моделировании атаки оцениванием ЦВЗ использовалась модель ИД и значение коэффициента преремодуляции $\alpha'=7$. На основе метода Монте-Карло рассчитывались значения вероятностей ошибок P'_e и отношения η после атаки оцениванием ЦВЗ.

На основе полученных экспериментальных данных (табл. 3) можно сделать заключение, что при выборе атакующим $\alpha'=7$ происходит существенная деградация системы с ЦВЗ ($P'_e \geq 0,04$) для всех ОПС и одновременно ухудшение надежности восприятия на основе анализа η (в самом критичном случае отношение сигнал/шум после атаки ухудшение на 49% по сравнению с отношением сигнал/шум после формирования стегасигнала). Однако отношение η лишь косвенно отображает изменение надежности восприятия. Было выполнено имитационное моделирование, а именно для различных ОПС1, ОПС2, ОПС3 (рис.1) сформированы стегасообщения с параметрами $\alpha=5, m=10$, реализована атака оцениванием при $\alpha'=7$ и использовании модели оценивания на основе ИД. Сравнение надежности ви-

зуального восприятия (рис.1) и стегобразов после атаки оцениванием (рис.2) не продемонстрировало заметных отличий. Необходимо отметить, что при $P'_e \geq 0.5$, можно использовать противоположное (4) правило и при этом $P''_e = P'_e - 0.5$.

Таблица 3

Параметры системы: $\alpha=5, m=10, N_0=950$;						
	$\alpha'=3$	$\alpha'=5$	$\alpha'=7$	$\alpha'=10$	$\alpha'=15$	$\alpha'=20$
ОПС1 ($P_{eo}=0,17$)	$P'_e=0,047$ $\eta=1,76$	$P'_e=0,22$ $\eta=1,47$	$P'_e=0,52$ $\eta=0,90$	$P'_e=0,83$ $\eta=0,42$	$P'_e=0,991$ $\eta=0,16$	$P'_e \approx 1$ $\eta=0,08$
ОПС2 ($P_{eo}=0,32$)	$P'_e=0,002$ $\eta=1,08$	$P'_e=0,012$ $\eta=0,78$	$P'_e=0,04$ $\eta=0,51$	$P'_e=0,19$ $\eta=0,28$	$P'_e=0,59$ $\eta=0,13$	$P'_e=0,9$ $\eta=0,07$
ОПС3 ($P_{eo}=0,28$)	$P'_e=0,009$ $\eta=1,20$	$P'_e=0,032$ $\eta=0,89$	$P'_e=0,11$ $\eta=0,58$	$P'_e=0,36$ $\eta=0,31$	$P'_e=0,79$ $\eta=0,14$	$P'_e=0,95$ $\eta=0,07$



а

б

в

Рис.2

Выводы. Выполнены исследования системы с ШП ЦВЗ при использовании ШП ЦВЗ, кодов, исправляющих ошибки (БЦК) и неинформированного детектора в условиях атаки оцениванием ЦВЗ и атаки аддитивным шумом. То, что атака оцениванием ЦВЗ является более эффективной, чем атака добавлением шума является известным фактом [3 – 6]. В работе получены аналитические оценки для вероятностей ошибок легального пользователя системы после атаки оцениванием P'_e для различных вероятностей ошибок чипа ЦВЗ в канале атакующего P_{eo} . Данные формулы справедливы для широкого диапазона стохастических моделей стегасообщений, в том числе и при ОПС в виде изображений. Показано, что даже в случае достаточно больших значений P_{eo} ($P_{eo} \leq 0,2$) атака оцениванием существенно ухудшает эффективность системы с ЦВЗ, не ухудшая существенно надежности восприятия, в то время, как при атаке аддитивным шумом даже при уменьшении отношения сигнал/шум в два раза аналогичного увеличения P'_e не происходит.

Задача построения атакующим оптимального устройства оценки нескольких чипов ЦВЗ является довольно сложной и не имеет единого решения для изображений с разными характеристиками (гистограммами распределения яркости, корреляционными функциями). Рассмотрено два типа таких детекторов канала атакующего в противоположность распространенному линейному корреляционному детектору. Имитационное моделирование с ОПС в виде монохромных изображений продемонстрировало вполне приемлемые значения P_{eo} для

рассмотренных адаптивных детекторов. Более того, атака оцениванием при описанных структурах канала атакующего вполне эффективна даже в частном случае БЦК при $m=1$, т.е. без применения кодов, исправляющих ошибки. Конечно, рассмотренные структуры не являются оптимальными. Однако выявлено, что в зависимости от особенностей ОПС различные типы детекторов оценки характеризуются различными значениями P_{eo} . Представляется интересным разработать такой тип детектора оценки, для которого P_{eo} не будет превышать заданной граничной величины для представительного набора различных ОПС. С другой стороны, реальной является задача адаптивного погружения ЦВЗ относительно атаки оцениванием при использовании информированного детектора и улучшения эффективности отличного от ЛКД детектора легального пользователя, учитывающего корреляцию ОПС и ЦВЗ.

Список литературы: 1. *Маракова И. И., Сафронов А. С.* Проблематика и перспективы развития методов сокрытия информации // Тр. Одесского политех. ун-та. 2003. Вып. 1(19). С.184–188. 2. *Cox I.J., Miller M.J., Bloom J.A.* Digital Watermarking. Morgan-Kaufmann Publishers, 2002. 543p. 3. *Voloshynovskiy S., Pereira S., Pun T.* Attacks on Digital Watermarks: Classification, Estimation-based Attacks and Benchmarks. // IEEE Communication. August 2001. Vol. 39. № 8. P.2–8. 4. *Voloshynovskiy S., Pereira S., Herrigel A., Baumgartner N., Pu T.* Generalized watermark attack based on watermark estimation and perceptual remodulation // 12th Annual Symposium, Electronic Imaging 2000: Security and Watermarking of Multimedia Content II. Vol. 3971 of SPIE Proceedings, San Jose. California USA. 23-28 January 2000. 5. *Kirovsky D., Malvar H.* Embedding and Detecting Spread Spectrum Watermarks under the Estimation Attack // IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing. 2002. P.1–4. 6. *Voloshynovskiy S., Herrige A., Baumgartner N., Pun T.* A stochastic approach to content adaptive digital image watermarking // International Workshop on Information Hiding. Vol. LNCS 1768 of Lecture Notes in Computer Science. Springer Verlag, Dresden, German. 1999. P.212–236.

Одесский национальный
политехнический университет

Поступила в редколлегию 24.09.2004

ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ РЕЗОНАНСНЫЙ ЭЛЛИпсоИД В БЛИЖНЕЙ ЗОНЕ ПРЯМОУГОЛЬНОГО ВОЛНОВОДНОГО ИЗЛУЧАТЕЛЯ

Диэлектрические резонансные рассеиватели (ДРР) находят широкое применение в различных областях техники СВЧ [1]. В связи с этим комплексное изучение физики явлений в устройствах с ДРР является актуальным и в настоящее время. Это объясняется тем, что такие рассеиватели имеют малые размеры по сравнению с длиной электромагнитной волны и обладают уникальными характеристиками, что позволяет создавать высокоэффективные миниатюрные СВЧ системы различного назначения.

Так, совмещение ДРР с рупорными и волноводными излучателями позволяет реализовывать полосовые и режекторные антенны-фильтры, что способствует также решению проблемы электромагнитной совместимости радиоэлектронных систем (РЭС). Характеристики таких РЭС существенно зависят от электродинамических и геометрических параметров, формы, ориентации и местоположения ДРР в рассматриваемом устройстве. Поэтому необходимость всестороннего изучения особенностей рассеяния электромагнитных волн на ДРР, совмещенных с конкретными устройствами СВЧ, в том числе и расположенных в ближней зоне излучателей, бесспорна.

Особый смысл приобретают исследования резонансных характеристик рассеяния волн на малых диэлектрических телах в ближней зоне волноводных излучателей в связи с обнаружением на резонансных частотах пропускания существенного изменения структуры поля между излучателем и резонансным шаром, характеризующегося значительным ростом амплитуды и фокусировкой луча вдоль оси, соединяющей геометрические центры поперечного сечения волновода и шара [2]. Обнаруженные явления открывают новые возможности применения малогабаритных устройств микроволнового диапазона на базе диэлектрических резонансных рассеивателей, поскольку с их помощью можно управлять характеристиками полей излучателей.

Целью данной работы является экспериментальное исследование резонансного рассеяния электромагнитных волн на малом диэлектрическом эллипсоиде вращения, расположенном в ближней зоне прямоугольного волноводного излучателя трехсантиметрового диапазона длин волн.

Параметры эллипсоида следующие: $\epsilon = 151$, $\operatorname{tg} \delta = 0,002$, $2a = 10$ мм, $2b = 5$ мм, где ϵ – диэлектрическая проницаемость материала, из которого изготовлен эллипсоид; $\operatorname{tg} \delta$ – тангенс угла диэлектрических потерь; $2a$ и $2b$ – соответственно большая и малая оси эллипсоида.

Эллипсоид размещали в ячейках пенопластовой подложки, находящихся на определенных расстояниях одна от другой. Подложка укреплялась в свободном пространстве так, что геометрические центры эллипсоида вращения и поперечного сечения волновода совпадали. Коэффициенты стоячих волн для такой подложки, совмещенной с излучателем, в исследуемом диапазоне не превышали 1,8.

Исследования проводились для трех характерных ориентаций эллипсоида: 1) большая ось эллипсоида совпадает с продольной осью z волновода ($\Theta = 0$, где Θ – угол между осями); 2) большая ось эллипсоида перпендикулярна узким стенкам волновода ($\Theta = 90^\circ$) и направлена вдоль оси x ; 3) большая ось эллипсоида перпендикулярна широким стенкам волновода ($\varphi = 90^\circ$, где φ – угол между большой осью эллипсоида и продольной осью волновода) и совпадает с осью y .

Начало декартовой системы координат находится в геометрическом центре поперечного сечения открытого конца волновода.

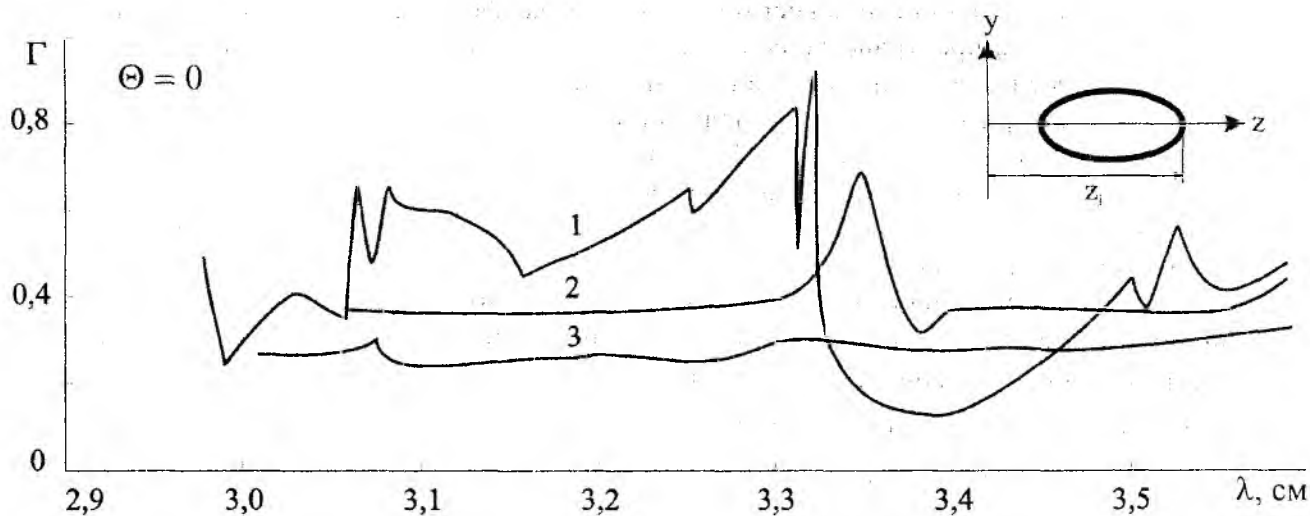


Рис. 1

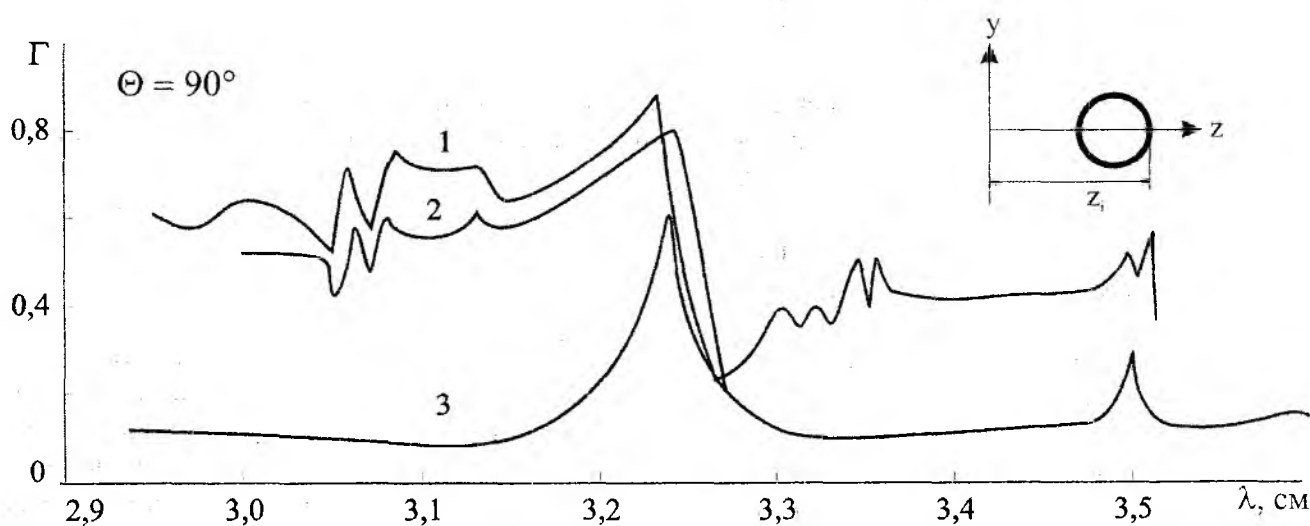


Рис. 2

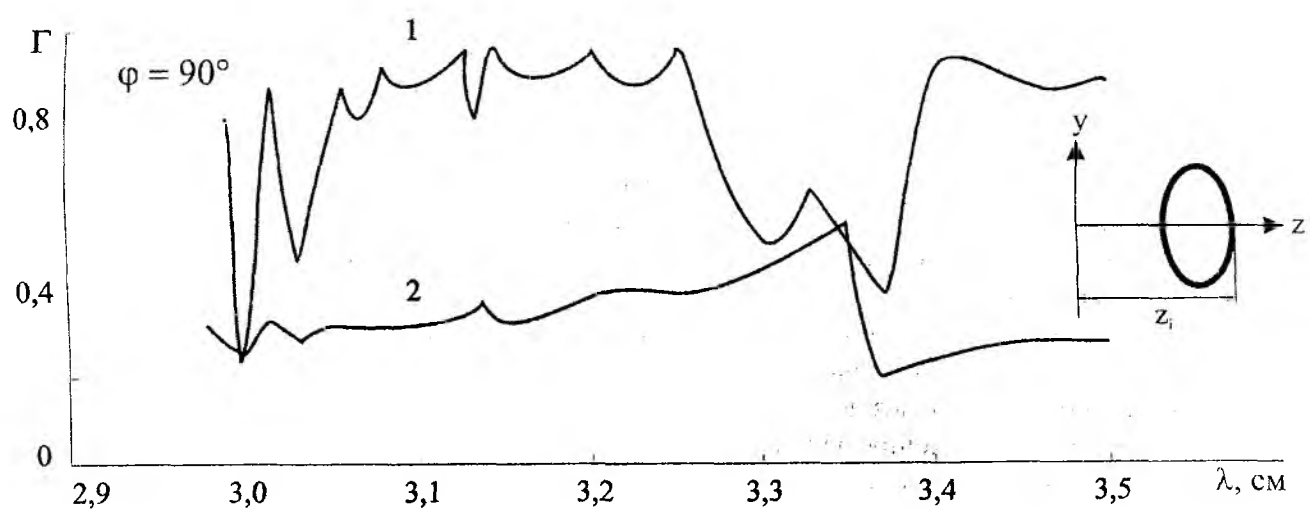


Рис. 3

Полученные дисперсионные зависимости модуля коэффициента отражения волн от эллипсоида в свободном пространстве сопоставлялись с аналогичными характеристиками при расположении рассеивателя в полубесконечном волноводе.

Результаты экспериментальных исследований для эллипсоида в ближней зоне прямоугольного волновода приведены на рис. 1–6, а в случае расположения рассеивателя в геометрическом центре поперечного сечения полубесконечного волновода, изученного ранее [3], показаны на рис. 7 – 9. Исследования проводились с помощью автоматического измерителя коэффициентов стоячих волн.

Проанализируем полученные результаты. На рис. 1 представлены зависимости модуля коэффициента отражения Γ от длины волны λ для ориентации эллипсоида $\Theta = 0$ при следующих положениях рассеивателя: 1) $z_i = 0$ мм (кривая 1) – эллипсоид полностью находится внутри излучателя; 2) $z_i = 10$ мм (кривая 2) – эллипсоид находится в свободном пространстве, непосредственно примыкая к плоскости излучателя; 3) $z_i = 30$ мм (кривая 3).

Сравнение кривой 1 с графиком зависимости модуля коэффициента отражения от длины волны для эллипсоида с такой же ориентацией, расположенного в геометрическом центре поперечного сечения полубесконечного волновода (рис. 7), показывает, что эти характеристики незначительно отличаются одна от другой. Наблюдаемые смещения резонансных длин волн незначительны и не превышают 0,6 % для магнитных типов резонансов и 0,3% – для электрических.

Модули коэффициентов отражения на резонансных длинах волн отличаются также незначительно при соответствующих расположениях эллипсоида в открытом конце волновода излучателя и полубесконечном волноводе такого же поперечного сечения. Удаление эллипсоида от плоскости излучателя приводит к уменьшению резонансных значений модулей коэффициентов отражений резонансов обоих типов: и электрического, и магнитного. Наблюдается уменьшение модулей коэффициентов отражений и для нерезонансных областей (кривые 2 и 3).

На рис. 4 приведены зависимости резонансных значений модулей коэффициентов отражения от расстояния z_i эллипсоида от открытого конца волновода для резонансов магнитного (кривая 1) и электрического (кривая 2) типов. Резонансы отражения магнитного типа возникают в области длины волны 3,32 см, а электрического – 3,07 см (кривая 1, рис. 1). Особенностью этих резонансов является их расщепление. Как показывают исследования, тонкая структура электрических резонансов сохраняется практически до расстояний $z_i \approx \lambda/4$, а сами резонансы этого типа исчезают на расстояниях $z_i \approx \lambda/2$, хотя их «резонансный след» наблюдается ещё при $z_i \approx 1,5\lambda$.

В случае магнитных резонансов тонкая структура наблюдается практически до расстояний $z_i \approx \lambda$, а сами резонансы сохраняют «резонансный след», как и в случае электрических резонансов, при $z_i > 1,5\lambda$.

Отметим, что магнитный резонанс при удалении эллипсоида от плоскости открытого конца волновода смещается в длинноволновую область, однако наблюдаемые смещения по частоте небольшие и не превышали 1% по сравнению с расположением эллипсоида в открытом конце волновода.

Рассмотрим ориентацию эллипсоида $\Theta = 90^\circ$ (рис. 2). Отметим, что при повороте эллипсоида на 90° в случае его расположения в полубесконечном волноводе (рис. 8) расщепления резонансов обоих типов исчезли, положение резонанса электрического типа осталось неизменным, а резонанс отражения магнитного типа сместился на длину волны 3,24 см и сопутствующий ему сателлит-резонанс прохождения соответственно переместился на длину волны 3,28 см.

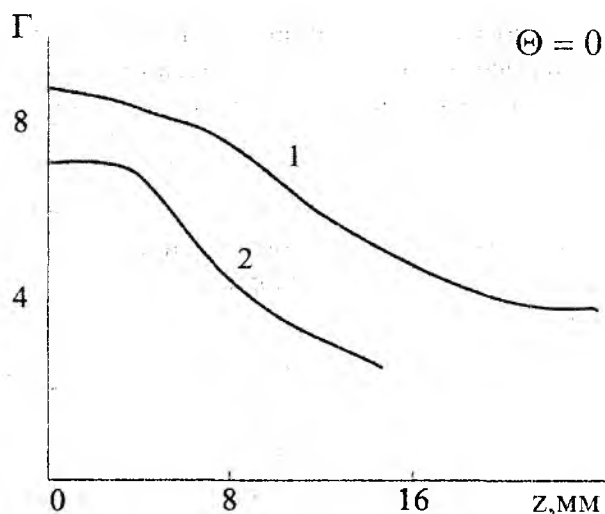


Рис. 4

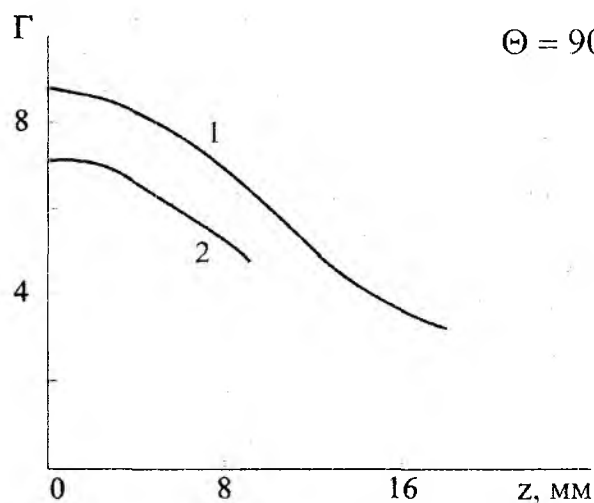


Рис. 5

В случае расположения эллипсоида с такой ориентацией в открытом конце волновода (кривая 1, $z_i = 0$ мм) и при его последующем размещении в ближней зоне излучателя (кривая 2, $z_i = 2,5$ мм) и (кривая 3, $z_i = 10$ мм) резонанс магнитного типа остается нерасщепленным, а в случае электрических резонансов тонкая структура сохраняется до расстояний $z_i \sim 0,08\lambda$. Таким образом, тонкая структура имеет место, когда рассеиватель находится в непосредственной близости от излучателя.

Исследования показали, что электрические резонансы практически исчезают при $z_i \approx \lambda/4$; а магнитные – при $z \sim \lambda/2$, хотя их «резонансный след» наблюдается ещё при $z_i \approx \lambda$.

Отметим, что по мере удаления эллипсоида от излучателя резонансные значения модулей коэффициентов отражения уменьшаются, о чем свидетельствуют графики, приведенные на рис. 5 (кривая 1 – $\lambda_m = 3,24$ см, кривая 2 – $\lambda_g = 3,07$ см).

Результаты исследования рассеяния электромагнитных волн на эллипсоиде с ориентацией $\varphi = 90^\circ$ в ближней зоне приведены на рис. 3. При размещении в открытом конце волновода ($z_i = 0$, кривая 1) эллипсоид, ориентированный таким образом, закорачивает волновод по электрическому полю волны H_{10} и касается обеих широких стенок волновода. На рис. 9 показана зависимость модуля коэффициента отражения от длины волны в случае расположения эллипсоида в полубесконечном волноводе. Как следует из графиков на рис. 9 и рис. 3 (кривая 1), такое расположение эллипсоида приводит к значительному изменению структуры резонансной кривой по сравнению с рассмотренными выше случаями. При этом модуль коэффициента отражения увеличивается до значений порядка 0,9 – 0,97 во всем диапазоне длин волн между резонансами прохождения на длинах волн 3 и 3,36 см и наблюдаются его осцилляции.

При удалении эллипсоида от излучателя тонкая структура, характерная для размещения рассеивателя в открытом конце волновода, снимается и становятся четко выраженными резонансы отражения (кривая 2, $z_i = 10$ мм) с их сателлитами-резонансами прохождения.

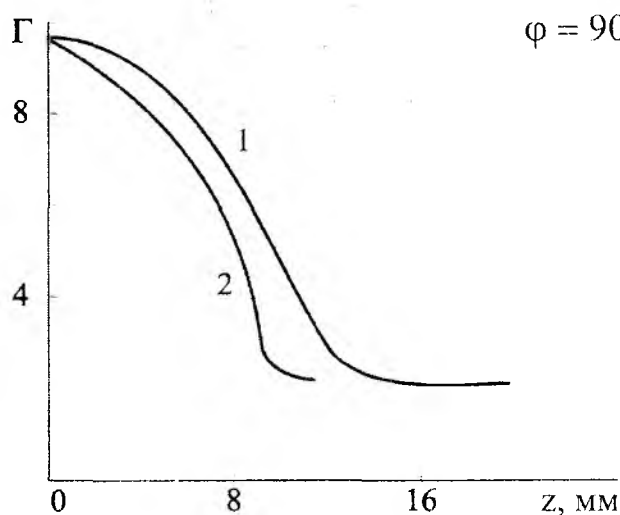


Рис. 6

Отметим, что резонансы обоих типов четко проявляются при такой ориентации эллипсоида в полубесконечном волноводе, если нет закорачивания его по электрическому полю, о чем свидетельствуют результаты исследований, приведенные в работе [3], в которой использовался волновод сечением $12,6 \times 28,5 \text{ мм}^2$, в то время как в данной работе в качестве излучателя применяется стандартный волновод сечением $10 \times 23 \text{ мм}^2$. Таким образом, одной из причин возникновения тонкой структуры резонансов является, по-видимому, влияние стенок волноводных излучателей. При удалении эллипсоида от излучателя «резонансный след», как установлено, сохраняется практически до расстояний $z_i \sim \lambda$.

Зависимости резонансных значений Γ от расстояния для магнитных и электрических резонансов показаны на рис. 6 (кривая 1 – $\lambda_m = 3,34 \text{ см}$; кривая 2 – $\lambda_g = 3,01 \text{ см}$).

Таким образом, анализ экспериментальных данных позволяет сделать следующие выводы:

- Рассеяние электромагнитных волн на малом диэлектрическом эллипсоиде с высоким значением ϵ и малым $\text{tg} \delta$ в ближней зоне волноводного излучателя носит резонансный характер.
- Резонансы отражения электрического типа исчезают при размещении эллипсоида на расстояниях $z_i \approx \lambda/2$ от излучателя, а магнитного – при $z_i \approx \lambda$.
- «Резонансный след» сохраняется почти до расстояния $z_i \approx 1,5\lambda$.

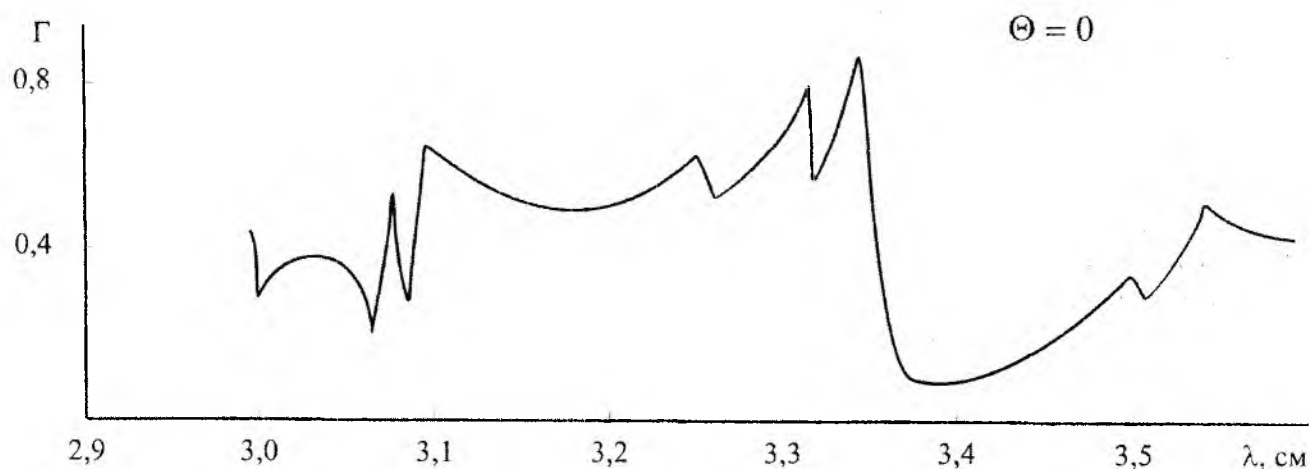


Рис. 7

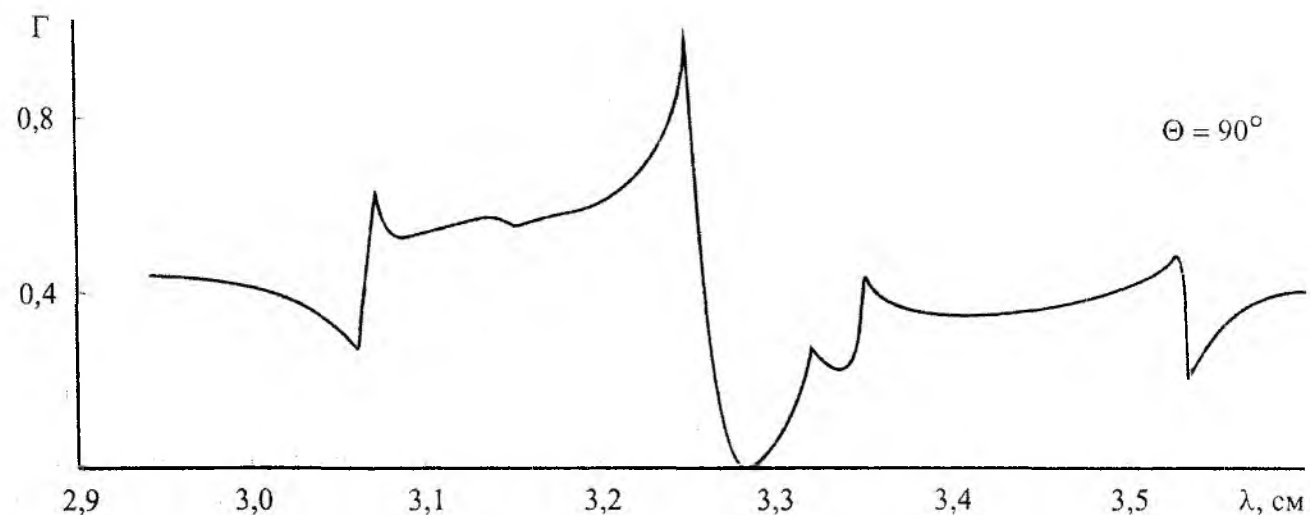


Рис. 8

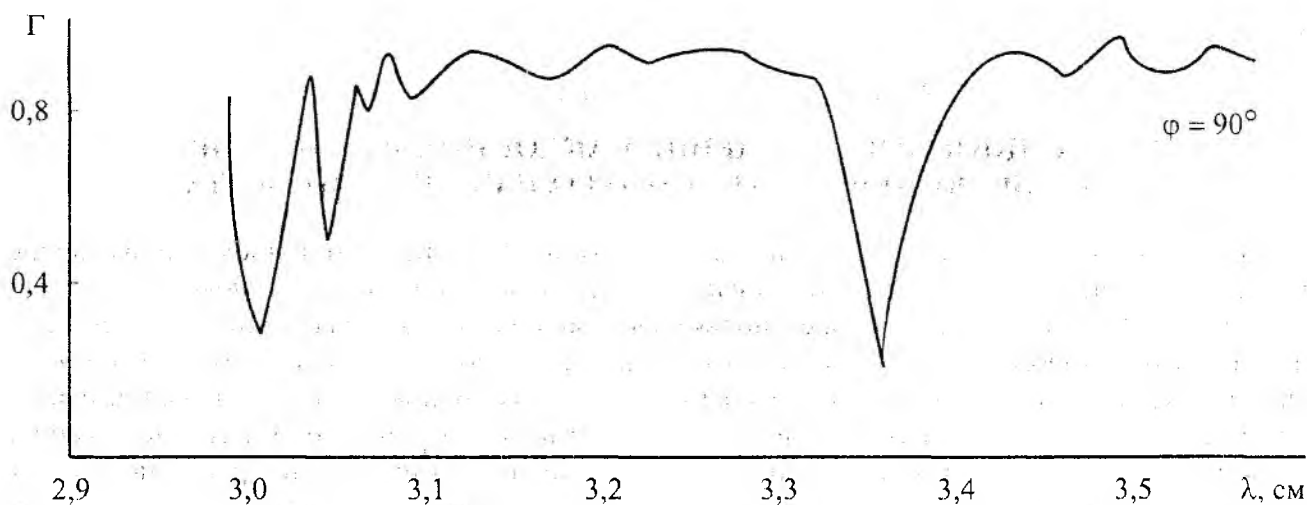


Рис. 9

Список литературы: 1. Диэлектрические резонаторы / М.Е. Ильченко, В.Ф. Взятыхев, Л.Г. Гасанов и др. / Под ред. М.Е. Ильченко. М.: Радио и связь, 1989. 328 с. 2. Українець Н.І., Мокан Т.К. Диэлектрический резонансный шар в ближней зоне волноводного излучателя // Изв. вузов. Радиофизика. 1992. Т. 35. № 5. С. 451–457. 3. Українець М.І., Хижняк М.А. Дослідження резонансного розсіяння електромагнітних хвиль на діелектричному еліпсоїді в прямокутному хвилеводі // Вісн. Харк. ун-ту. 1972. № 80. Радиофізика і електрон. С. 34–39.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 29.04.2004

ДИФРАКЦИОННОЕ ИЗЛУЧЕНИЕ НАКЛОННОЙ ЩЕЛИ В ТОРЦЕ ПОЛУБЕСКОНЕЧНОГО ПРЯМОУГОЛЬНОГО ВОЛНОВОДА

В настоящее время в антенно-волноводной технике СВЧ находят широкое применение узкие координатные щели, расположенные в торцах полубесконечных волноводов (см., например, [1 – 5]). Необходимая корректировка электродинамических характеристик излучателей и отверстий связи такого типа базируется, прежде всего, на варьировании геометрических размеров щели и ее положения относительно стенок волновода при сохранении параллельности осей координатных систем, связанных со щелью и волноводом, соответственно. Одним из способов достижения требуемых частотно-энергетических и пространственных характеристик щелевых излучателей является изменение угла наклона продольной оси щели относительно координатных осей волновода [6,7]; при этом одиночная щель в торце волновода, в отличие от расположенной на его боковых стенках, может излучить до 100 % подводимой мощности. Отметим, что в перечисленных работах решения соответствующих дифракционных задач получены либо численными методами, либо в приближении заданного электрического поля в щели.

В предлагаемой статье в строгой самосогласованной постановке решена задача дифракции электромагнитных волн на узкой прямолинейной наклонной щели, прорезанной в торце полубесконечного прямоугольного волновода и излучающей в полупространство над бесконечным идеально проводящим экраном. На основе полученных приближенных аналитических выражений исследованы как энергетические, так и пространственные (поля в ближней и дальней зонах) характеристики рассматриваемого излучателя.

Теория. Рассматриваемая волноводно-щелевая структура и принятые в задаче обозначения представлены на рис. 1. Узкая ($d/(2L) \ll 1$; $d/\lambda \ll 1$, λ – длина волны в свободном пространстве) прямолинейная щель длиной $2L$ и шириной d расположена в торце полубесконечного прямоугольного волновода сечением

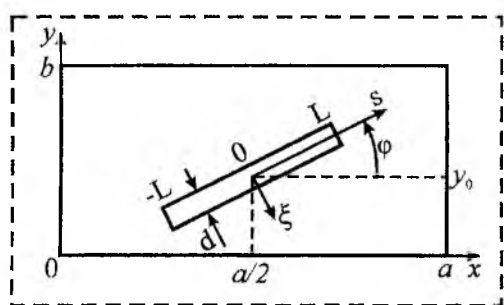


Рис. 1

$\{a \times b\}$. Ось щели $0-s$ образует угол φ с осью x декартовой системы координат, связанной с волноводом, а центр щели расположен в точке с координатами $(a/2, y_0, 0)$.

Эквивалентный магнитный ток $J(s)$ в щели, связывающей два электродинамических объема, будет удовлетворять следующему квазиодномерному ($|\xi - \xi'| \approx d/4$, $\xi, (\xi')$ – локальная поперечная координата) интегро-дифференциальному уравнению (зависимость от времени t выбрана в виде $e^{i\omega t}$, где ω – круговая частота) [8]:

$$\left(\frac{d^2}{ds^2} + k^2 \right) \int_{-L}^L J(s') [G_s^{Wg}(d; s, s') + G_s^{Hs}(d; s, s')] ds' = -i\omega H_{0s}(s). \quad (1)$$

Здесь $k = 2\pi/\lambda$; G_s^{Wg} и G_s^{Hs} – s -компоненты тензорных магнитных функций Грина для векторных потенциалов Герца полубесконечного прямоугольного волновода (индекс Wg) и полупространства (индекс Hs), соответственно [4, 9]; $H_{0s}(s)$ – проекция магнитного поля сторонних источников на ось щели.

Решение уравнения (1) в общем виде (без конкретизации возбуждающего поля и местоположения щели) можно получить асимптотическим методом усреднения, вводя естественный малый параметр задачи $\alpha = 1/(8 \ln(d/(8L)))$ [8]:

$$J(s) = \bar{A}(-L) \cos ks + \bar{B}(-L) \sin ks + \alpha \int_{-L}^s \left\{ \frac{i\omega}{k} H_{0s}(s') + \bar{F}_N[s', \bar{A}, \bar{B}] \right\} \sin k(s-s') ds', \quad (2)$$

где

$$\bar{F}_N[s, \bar{A}, \bar{B}] = [\bar{A}(+L) \sin kL - \bar{B}(+L) \cos kL] G_s^\Sigma(s, L) + [\bar{A}(-L) \sin kL + \bar{B}(-L) \cos kL] G_s^\Sigma(s, -L) \quad (3)$$

– усредненное собственное поле щели; $G_s^\Sigma(s, s') = G_s^{Wg}(d; s, s') + G_s^{Hs}(d; s, s')$; $\bar{A}(\pm L)$ и $\bar{B}(\pm L)$ – произвольные постоянные, которые определяются как способом возбуждения щели, так и ее положением относительно стенок волновода. Полагая, что на щель из области $z = -\infty$ падает волна основного типа H_{10} с амплитудой H_0 , имеем:

$$H_{0s}(s) = 2H_0 \cos \varphi \cos \tilde{k}s, \quad \tilde{k} = (\pi/a) \cos \varphi. \quad (4)$$

После нахождения констант $\bar{A}(\pm L)$ и $\bar{B}(\pm L)$ с учетом формул (4), а также геометрии системы и краевых условий для тока $J(\pm L) = 0$, окончательно получаем:

$$J(s) = -\alpha 2H_0 \cos \varphi \left(\frac{i\omega}{k^2} \right) \frac{2 \sin kL (\cos ks \cos \tilde{k}L - \cos kL \cos \tilde{k}s)}{[1 - (\tilde{k}/k)^2] \{ \sin 2kL + \alpha [2P_0(kd, 2kL) + W_0(kd, 2kL)] \}}. \quad (5)$$

В выражении (5) $P_0(kd, 2kL)$ и $W_0(kd, 2kL)$ – функции собственного поля щели, определяемые соответствующими компонентами функций Грина согласно (3):

$$P_0(kd, 2kL) = \sin 2kL [C_c(kd, 2kL) - iS_c(kd, 2kL)] + (1 - \cos 2kL) [C_s(kd, 2kL) - iS_s(kd, 2kL)], \quad (6a)$$

$$\begin{aligned} W_0(kd, 2kL) = & \frac{4\pi}{ab} \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\varepsilon_m \varepsilon_n}{k_z} \left\{ \cos^2 \varphi \{ \sin kL [\Phi_s(k_x x_0) \Phi_c(k_y y_0) (\cos k_1 L + \cos k_2 L) I_1^+(k_{1,2} L) + \right. \\ & + \Phi_c(k_x x_0) \Phi_s(k_y y_0) (\cos k_1 L - \cos k_2 L) I_1^-(k_{1,2} L)] + \frac{1}{2} \cos kL \sin 2k_y y_0 [\Phi_s(k_x x_0) (\cos k_1 L + \\ & + \cos k_2 L) I_2^-(k_{1,2} L) - \Phi_c(k_x x_0) (\cos k_1 L - \cos k_2 L) I_2^+(k_{1,2} L)] \} + \sin^2 \varphi \{ \sin kL [\Phi_s(k_x x_0) \Phi_c(k_y y_0) \\ & (\cos k_1 L - \cos k_2 L) I_1^-(k_{1,2} L) + \Phi_c(k_x x_0) \Phi_s(k_y y_0) (\cos k_1 L + \cos k_2 L) I_1^+(k_{1,2} L)] + \frac{1}{2} \cos kL \sin 2k_y y_0 \\ & \left. [\Phi_s(k_x x_0) (\cos k_1 L - \cos k_2 L) I_2^+(k_{1,2} L) - \Phi_c(k_x x_0) (\cos k_1 L + \cos k_2 L) I_2^-(k_{1,2} L)] \} \right\}. \end{aligned} \quad (6b)$$

В формулах (6) приняты следующие обозначения:

$$I_1(k_{1,2} L) = \frac{k \sin kL \cos k_{1,2} L - k_{1,2} \cos kL \sin k_{1,2} L}{k^2 - k_{1,2}^2},$$

$$I_2(k_{1,2} L) = \frac{k_{1,2} \sin kL \cos k_{1,2} L - k \cos kL \sin k_{1,2} L}{k^2 - k_{1,2}^2},$$

$$\Phi_{[s]}^{[c]}(k_x x_0) = \begin{Bmatrix} \sin(k_x x_0^\varphi) \\ \cos(k_x x_0^\varphi) \end{Bmatrix} \times \begin{Bmatrix} \sin(k_x x_0) \\ \cos(k_x x_0) \end{Bmatrix}, \quad \Phi_{[s]}^{[c]}(k_y y_0) = \begin{Bmatrix} \sin(k_y y_0^\varphi) \\ \cos(k_y y_0^\varphi) \end{Bmatrix} \times \begin{Bmatrix} \sin(k_y y_0) \\ \cos(k_y y_0) \end{Bmatrix},$$

$$I_{1,2}^\pm(k_{1,2}L) = I_{1,2}(k_1L) \pm I_{1,2}(k_2L); \quad k_{1,2} = k_x \cos \varphi \pm k_y \sin \varphi; \quad x_0^\varphi = (a/2) - (d/4) \sin \varphi;$$

$$y_0^\varphi = y_0 + (d/4) \cos \varphi; \quad \varepsilon_{m,n} = 1 \text{ при } m, n = 0; \quad \varepsilon_{m,n} = 2 \text{ при } m, n \neq 0; \quad k_x = m\pi/a, \quad k_y = n\pi/b,$$

$k_z = \sqrt{k_x^2 + k_y^2 - k^2}$ (m, n – целые числа); Cc_i, Sc, Cs, Ss – обобщенные интегральные функции, связанные простыми соотношениями с интегральными синусом и косинусом [8].

Выражение для тока (5) в наклонной щели полностью определяет рассеянные ею поля как во внутреннем пространстве (прямоугольный волновод), так и во внешнем (полупространство над бесконечным экраном) [9] и, соответственно, электродинамические характеристики данной волноводно-щелевой структуры. Так, коэффициент отражения по полю S_{11} и коэффициент излучения по мощности $|S_\Sigma|^2$ будут равны:

$$S_{11} = \left\{ 1 - \alpha \frac{16\pi\gamma(\cos^2 \varphi) f(kL, \tilde{k}L)}{iabk^3[1 - (\tilde{k}/k)^2]\{\sin 2kL + \alpha[2P_0(kd, 2kL) + W_0(kd, 2kL)]\}} \right\} e^{2i\gamma z}, \quad (7)$$

$$|S_\Sigma|^2 = 1 - |S_{11}|^2,$$

$$f(kL, \tilde{k}L) = 4 \sin kL \cos \tilde{k}L \frac{\sin kL \cos \tilde{k}L - (\tilde{k}/k) \cos kL \sin \tilde{k}L}{1 - (\tilde{k}/k)^2} - \sin 2kL \frac{\sin 2\tilde{k}L + 2\tilde{k}L}{2(\tilde{k}/k)},$$

где $\gamma = \sqrt{k^2 - (\pi/a)^2}$ – постоянная распространения H_{10} волны.

Полное поле излучения щели в сферической системе координат ρ, θ, ϕ (θ – угол, отсчитываемый от оси щели) будет содержать компоненты H_ρ, H_θ и E_ϕ . Приведем здесь лишь электрическую составляющую ($R(s) = \sqrt{\rho^2 - 2\rho s \cos \theta + s^2}$):

$$E_\phi(\rho, \theta) = \frac{2ik^2 \sin \theta}{\omega} \int_{-L}^L J(s) \frac{e^{-ikR(s)}}{R^2(s)} \left[1 + \frac{1}{ikR(s)} \right] \rho ds. \quad (8)$$

В дальней зоне ($\rho \rightarrow \infty, \rho \gg 2L$) выражение (8) определяет диаграмму направленности по полю $\bar{F}(\theta)$ рассматриваемого щелевого излучателя (нормированную на $F(\pi/2)$):

$$\bar{F}(\theta) = \frac{\sin kL \cos qL \cos \tilde{k}L - \cos kL \left(\frac{k^2 - \tilde{k}^2}{q^2 - \tilde{k}^2} \cos \theta \sin qL \cos \tilde{k}L + \frac{k\tilde{k}}{q^2 - \tilde{k}^2} \sin^2 \theta \cos qL \sin \tilde{k}L \right)}{\sin \theta [\sin kL \cos \tilde{k}L - (k/\tilde{k}) \cos kL \sin \tilde{k}L]}, \quad (9)$$

где $q = k \cos \theta$.

Отметим, что учет конечной толщины стенки h торца волноводной секции можно осуществить, производя в формулах (5)–(8) замену $d \rightarrow d_e$ с помощью приближенного соотношения [10] $d_e = d \exp(-\pi h/(2d))$, которое справедливо с точностью до членов порядка $\{(hd)/\lambda^2\}$ при выполнении условия $(h/\lambda) \ll 1$.

Численные результаты. На рис. 2 представлены зависимости коэффициента излучения $|S_\Sigma|^2$ по мощности и фазы коэффициента отражения $\arg S_{11}$ [рад] от длины волны при различных углах φ наклона щели, расположенной в торце полубесконечного прямоугольного волновода и излучающей в

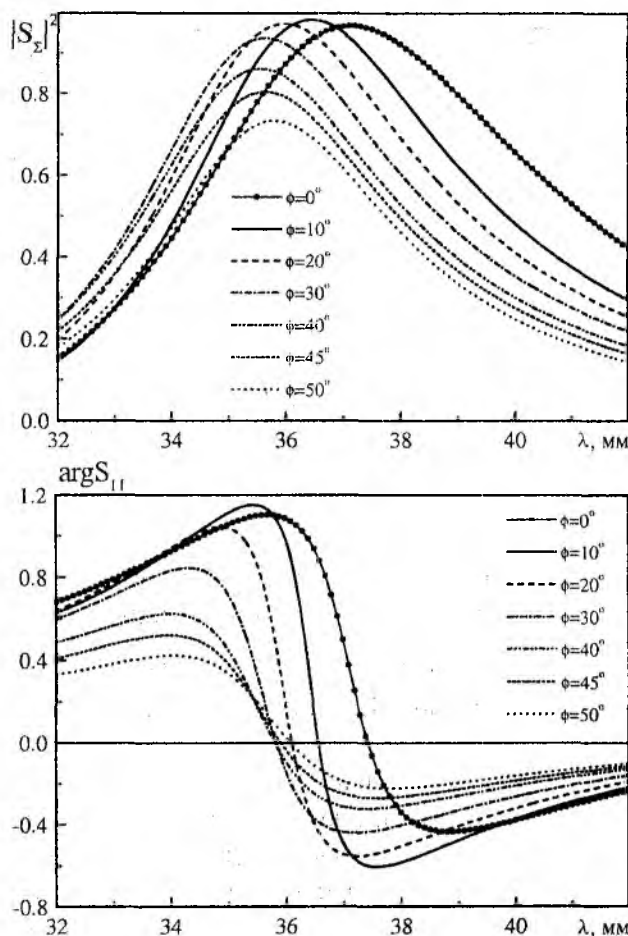


Рис. 2

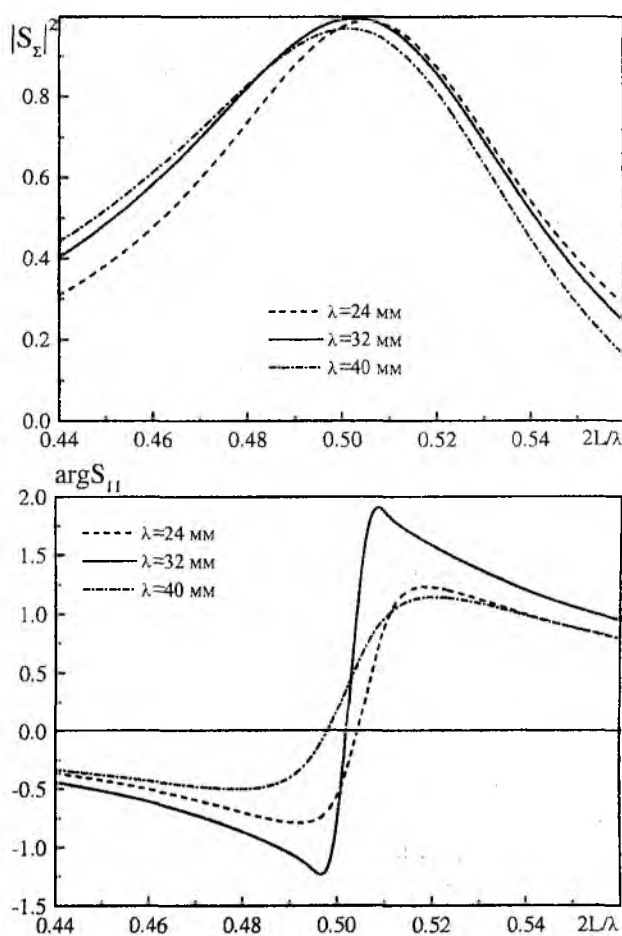


Рис. 3

полупространство над бесконечным экраном ($a=23\text{мм}$; $b=15\text{мм}$; $2L=18\text{мм}$; $d/b=0,1$; $h/a=0,1$; $y_0/b=0,5$). Как видно, поворот оси щели в плоскости поперечного сечения волновода приводит к существенному повышению добротности резонансных кривых и понижению коэффициента излучения с ростом угла φ . Характерным является также то, что с увеличением угла наклона резонансная длина волны щели λ_{res} , определяемая равенством $\arg S_{11} = 0$ [9], смещается сначала в коротковолновую часть диапазона H_{10} волны (“удлинение” щели по сравнению с “настроенной” [9]), а затем, начиная с некоторых значений углов ($\varphi \approx 30^\circ \div 40^\circ$), λ_{res} возрастает. Отметим, что при малых углах наклона ($\varphi \approx 10^\circ$) наблюдается наилучшее согласование щели с волноводным трактом.

Из графиков на рис. 3 можно проследить, как влияют дисперсионные свойства волновода на дифракционные характеристики рассматриваемой структуры. Здесь щель прорезана в диагонали торца прямоугольного волновода стандартного сечения $\{a \times b\} = 23 \times 10 \text{мм}^2$ ($d/b=0,1$; $h/a=0,05$; $y_0/b=0,5$; $\varphi=23,5^\circ$). Видно, что щель резонирует при различных значениях своей электрической длины $2L/\lambda$ в зависимости от рабочей длины волны λ .

Проведенные расчеты показали, что угол поворота щели не оказывает существенного влияния на параметры излучаемого щелью электромагнитного поля в дальней и ближней зонах. Типичные кривые пространственного распределения поля $|\bar{E}_\phi(\rho, \theta)|^2$ представлены на рис.4 для $2L/\lambda=0,51$ ($2L=18$ мм; $\phi=45^\circ$).

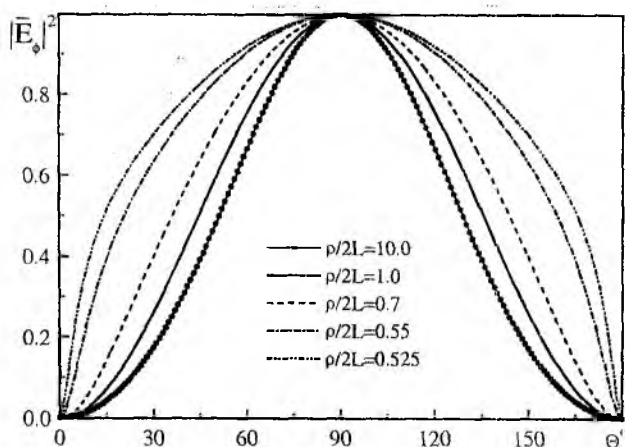


Рис. 4

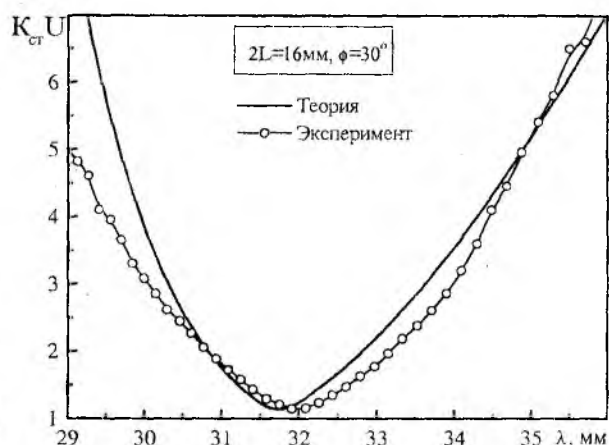


Рис. 5

Удовлетворительное совпадение теоретических результатов с экспериментальными данными (рис.5, $K_{ct} U = (1 + |S_{11}|) / (1 - |S_{11}|)$ – коэффициент стоячей волны по напряжению, $\{a \times b\} = 23 \times 10$ мм²; $d = 1,5$ мм; $h = 2$ мм; $y_0 = b/2$) позволяет сделать вывод о правомерности предложенного подхода к решению поставленной дифракционной задачи и достаточной степени точности используемых в расчетах формул.

В заключение отметим, что полученные в работе приближенные аналитические выражения для функции распределения тока и соответственно дифрагированных щелью полей могут быть полезны не только при многопараметрическом анализе электродинамических характеристик рассматриваемой антенно-волноводной структуры, но и для расчета (в сочетании с другими методами, например методом наведенных магнитодвижущих сил) многоэлементных излучающих систем, составной частью которых является узкая наклонная щель в торце полубесконечного прямоугольного волновода.

Список литературы: 1. Schaik H.J. The performance of an iris-loaded planar phased-array antenna of rectangular waveguides with an external dielectric sheet // IEEE Trans. 1978. V. AP-26, № 3. P. 413-419. 2. Харрингтон Р.Ф., Мауц Д.Р. Численные методы расчета прохождения волн через апертуры // Численные методы теории дифракции. М.: Мир, 1982. С. 79-111. 3. Das B.N., Chakraborty A., Narasimna Sarma N.V.S. S matrix of slot-coupled H-plane Tee junction using rectangular waveguides // IEEE Trans. 1990. V. MTT-38, № 6. P. 779-781. 4. Пенкин Ю.М. Проводимости щелей с координатными границами в полубесконечном прямоугольном волноводе с импедансным торцом // Вестн. Харьк. ун-та. Радиофизика и электроника. 1998. № 405. С. 42-47. 5. Nesterenko M.V., Penkin Yu.M., Katrich V.A. Radiating slot in impedance end face of rectangular waveguide // Proc. VIIIth Intern. Seminar DIPED-2003. Lviv (Ukraine). 2003. P. 90-93. 6. Вопросы приближенной теории волноводно-щелевых излучателей и отверстий связи / Н.Н. Горобец, А.В. Жиронкина, В.А. Катрич, В.А. Лященко, Л.П. Яцук // Сб. научно-методических статей по прикладной электродинамике. М.: Высш. шк., 1983. Вып. 5. С. 150-188. 7. Несимметричные крестообразные щелевые излучатели в торцах волноводов / Н.Н. Горобец, А.В. Жиронкина, А.Г. Здоров, Л.П. Яцук // Сб.: Антенны. 1979. № 27. С. 159-166. 8. Катрич В.А., Нестеренко М.В., Хиженяк Н.А. Асимптотическое решение интегрального уравнения для магнитного тока в щелевых излучателях и отверстиях связи // Радиофизика и радиоастрономия. 2001. Т. 6, № 3. С. 230-240. 9. Катрич В.А., Нестеренко М.В. Ближнее поле и резонансные частоты узких продольных щелей в широкой стенке прямоугольного волновода // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2002. Вып. 124. С. 11-15. 10. Warne L.K. Eddy current power dissipation at sharp corners: closely spaced rectangular conductors // Journal of Electromagnetic Waves and Applications. 1995. V. 9, № 11-12. P. 1441-1458.

Харьковский национальный
университет им. В.Н. Каразина

Поступила в редколлегию 11.05.2004

ЭКВИВАЛЕНТНЫЕ СТРУКТУРЫ В ГАРМОНИЧЕСКОМ АНАЛИЗЕ

Введение. Применение закона эквивалентных структур [1] в гармоническом анализе позволяет обнаружить ряд ранее незамеченных особенностей. Во-первых, оказывается, что известные преобразования реальных катушек и конденсаторов в последовательные или параллельные схемы и преобразования звезды в треугольник или обратно треугольника в звезду выражают суть одного закона. Во-вторых, понятия об эквивалентных и обратных структурах требуют уточнения. Так, например, в [2] сказано, что *эквивалентные двухполюсники – это двухполюсники различной структуры, имеющие одинаковые частотные характеристики*. Но частотных характеристик, в общем-то, много: входное сопротивление (двухполюсника), передаточные коэффициенты по току, по напряжению, по мощности. *Обратные двухполюсники – это двухполюсники с сопротивлениями $\underline{Z}$ и $\underline{Z}'$, произведение которых является действительным положительным числом R^2 , не зависящим от частоты (постоянно): $\underline{Z} \cdot \underline{Z}' = R^2$.*

Постановка задачи. Как видим, оба определения касаются только двухполюсных схем и очевидно что за основу можно брать критерий равенства или сопряженности входных сопротивлений. В отношении передаточных характеристик следует проявлять осторожность. Суть вопроса состоит в том, что в ходу только понятия о передаточных характеристиках по току и по напряжению, которые свойственны разным структурам. Равенство таких характеристик соответствует двум разным случаям на входе двухполюсника (см. комментарии к рис.1). Однако в отношениях сложных цепей появляется новая величина – главный определитель системы уравнений Кирхгофа. Он также определяет и эквивалентность, и сопряженность сложных структур, как квадрат входного сопротивления в двухполюсниках. Всё сказанное требует углублённого анализа как понятий эквивалентности, так и условия обратных линейных цепей в связи с новыми фактами в отношениях структур этих цепей.

Новая интерпретация. Закон эквивалентных структур в условиях гармонических воздействий имеет две формы записи. Например, применительно к двухполюснику:

$$\underline{Z}_1 \cdot \underline{Z}_2 = \underline{Z}_{bx}^2 \text{ и } \underline{Z}_1 \cdot \underline{Z}_2 = Z_{bx}^2, \quad (1)$$

где $\underline{Z}_1, \underline{Z}_2$ – комплексные сопротивления, принадлежащие соответственно двум разным эквивалентным структурам; $\underline{Z}_{bx}$ – комплексное входное сопротивление известной структуры; Z_{bx} – модуль входного сопротивления известной структуры.

Выражения (1) могут быть переписаны через проводимости ($\underline{Y}_1 \cdot \underline{Y}_2 = \underline{Y}_{bx}^2$, $\underline{Y}_1 \cdot \underline{Y}_2 = Y_{bx}^2$) или использованы совместно и сопротивления и проводимости – суть не меняется. Всё зависит от удобства расчёта в данной конкретной ситуации. Рассмотрим применение закона эквивалентных структур применительно к катушке индуктивности, сопротивление которой задано в форме – $\underline{Z} = R + j \cdot X$. Необходимо найти параметры параллельной схемы замещения. Используя вторую форму записи (1), получим известные выражения, здесь записанные иначе (через сопротивления):

$$r = \frac{Z^2}{R} \text{ и } x = \frac{Z^2}{X}, \quad (2)$$

где r, x – активное и реактивное сопротивления параллельной схемы замещения катушки.

В учебной литературе распространены выражения: $g = \frac{R}{Z^2}$ и $b = \frac{X}{Z^2}$; что одно и то же, только сопротивления параллельной r и x схемы выражены через проводимости g и b ,

соответственно. Заметим, что при расчёте x можно использовать комплексную форму записи в виде: $\underline{x} = \frac{Z^2}{j \cdot X}$; в результате получаем сопряженное значение, т. е. в соответствии со схемой 2 рис.1. Поэтому для перехода к эквивалентному значению следует изменить знак результата на противоположный или сразу использовать делитель со знаком минус.

Если использовать первую форму записи выражения (1), то получим ещё один вариант параметров для параллельной схемы замещения, который не был ранее обнаружен, возможно, в силу меньшей потребности катушек и конденсаторов с добротностью до единицы. Действительно, $\underline{Z}^2 = R^2 - X^2 + j \cdot 2 \cdot R \cdot X$, поэтому

$$\underline{r} = \frac{R^2 - X^2}{R} + j \cdot 2X \text{ и } \underline{x} = 2R - j \cdot \frac{R^2 - X^2}{X},$$

т. е. две составляющие сопротивления параллельной структуры будут иметь вид комплексных величин и моделируются реальными катушкой и конденсатором с последовательными вариантами схем замещения.

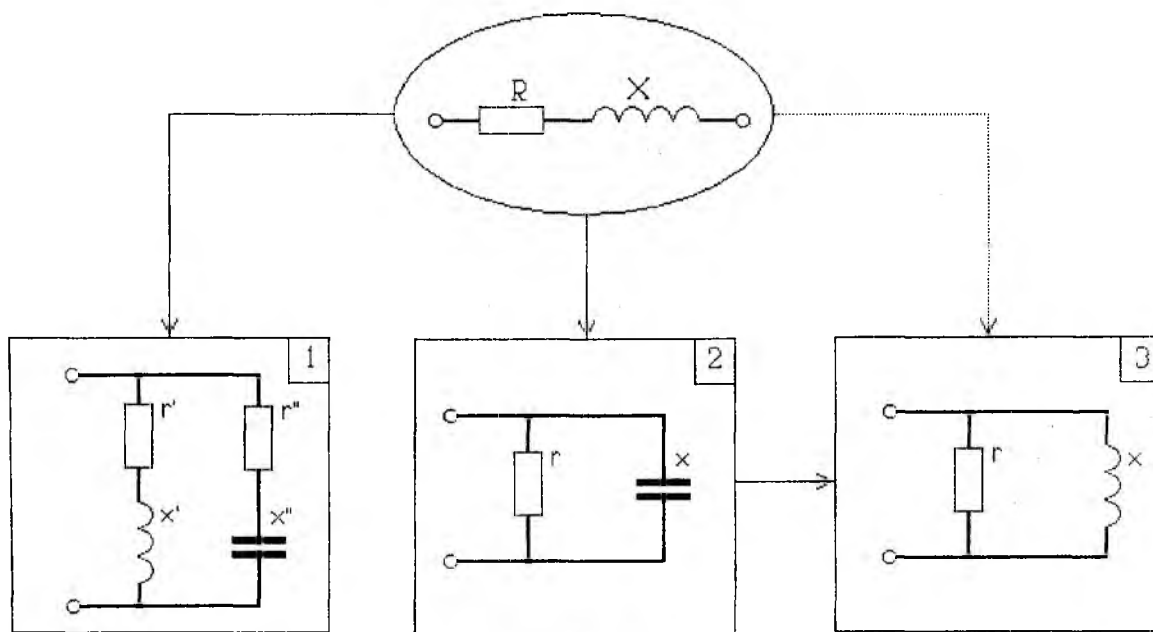


Рис. 1

Краткая характеристика параллельных структур катушки в соответствии с обозначениями на рамках соответствующих схем, приведенных на рис.1:

1. Структура реально моделируема, так как состоит из реальных элементов. Схема эквивалентна по входу и обратна по условиям передачи мощности – соответствующие коэффициенты передачи по мощности комплексно сопряжены или (что одно и то же) коэффициенты передачи по напряжению и по току равны.

2. Схема замещения из идеальных r и x сопротивлений имеет комплексно сопряженное входное сопротивление по отношению к входному сопротивлению исходной схемы и комплексно сопряженные передаточные характеристики по мощности для соответствующих элементов рассматриваемых схем, при этом передаточные характеристики по напряжению и току соответственно равны. По существу для нас она служит промежуточным этапом перехода к эквивалентной схеме под номером 3. Более глубокий смысл в ней заложен с позиции создания резонансов совместно с исходной цепью. С точки зрения передачи, мощности схемы 1 и 2 эквивалентны на любой частоте. Впрочем, они структурно одинаковы, если учитывать реальный характер схемы 1 и теоретический схемы 2. Кроме того, схема 1 имеет четыре элемента, два из которых реактивные.

3. Схема 3 комментариев не требует. Подчеркнём только, что она эквивалентна и по входу, и по передаче энергии соответствующими элементами на данной частоте. В этом случае передаточные характеристики по напряжению и по току комплексно сопряжены.

Здесь не приведены числовые примеры в силу их тривиальности. Заинтересованный читатель может сам рассмотреть задачу в числовом выражении, так как речь идёт о часто встречающихся преобразованиях. Добавим только, что по аналогии могут быть рассмотрены любые известные схемы катушек и конденсаторов.

Ниже рассмотрены подобные по характеру три варианта схем в полном соответствии с только что рассмотренным здесь принципом, но несколько сложнее, и потому использованы численные решения. Кроме того, исходная схема (треугольник) представлена иначе – она объединена с тремя схемами, производными из неё. Однако вариант цепи под номером 1 (рис.2) может отсутствовать в силу его нереализуемости в некоторых условиях. Так, например, в [3] приведен ряд задач на нереализуемость звезды в треугольник и треугольника в звезду. Но суть вопроса о реализации, очевидно, одна и та же : вещественная часть некоторой "комплексной величины", должна быть больше или равна его мнимой части. Для нас интересен случай полной реализации, чтобы понять особенности каждого из вариантов. С этой целью рассмотрим пример преобразования треугольника в звезду в соответствии с законом эквивалентных структур.

Пример. Заданы параметры треугольника, имеющего три точки подключения: $\underline{Z}_{12} = 30 + j300 \text{ Ом}$; $\underline{Z}_{23} = -j300 \text{ Ом}$; $\underline{Z}_{31} = 60 \text{ Ом}$. Определить параметры возможных вариантов звезды в соответствии с законом эквивалентных структур.

Решение.

1. Определитель системы уравнений Кирхгофа [1]

$$\underline{\Delta} = \frac{\underline{Z}_{12} \cdot \underline{Z}_{23} \cdot \underline{Z}_{31}}{\underline{Z}_{12} + \underline{Z}_{23} + \underline{Z}_{31}} = \frac{(30 + j300) \cdot (-j300) \cdot 60}{90} = 60000 - j6000 \text{ Ом}^2; \quad \Delta = 60299 - \text{модуль определителя.}$$

2. Параметры звезды определены согласно закону эквивалентных структур (1) на основе первой записи, т. е. так, как это делают в теории цепей на основе использования формул Кеннели, которые «иногда» не реализуются: $\underline{Z}_1 = \frac{\underline{\Delta}}{\underline{Z}_{23}} = \frac{60000 - j6000}{-j300} = 20 + j200 \text{ Ом}$;

$$\underline{Z}_2 = \frac{\underline{\Delta}}{\underline{Z}_{31}} = \frac{60000 - j6000}{60} = 1000 - j100 \text{ Ом}; \quad \underline{Z}_3 = \frac{\underline{\Delta}}{\underline{Z}_{12}} = \frac{60000 - j6000}{30 + j300} = -j200 \text{ Ом}.$$

На рис. 2, первая схема слева, приведен совмещенный вариант треугольника и звезды с определёнными выше параметрами. Контроль расчета параметров звезды на основе определителя уравнений Кирхгофа: $\underline{Z}_1 \cdot \underline{Z}_2 + \underline{Z}_2 \cdot \underline{Z}_3 + \underline{Z}_3 \cdot \underline{Z}_1 = 60000 - j6000 \text{ Ом}^2$.

3. Параметры звезды на основе второй формы записи закона эквивалентных структур (1):

$$\underline{Z}_1 = \frac{\underline{\Delta}}{\underline{Z}_{23}} = j201 \text{ Ом}; \quad \underline{Z}_2 = \frac{\underline{\Delta}}{\underline{Z}_{31}} = 1005 \text{ Ом}; \quad \underline{Z}_3 = \frac{\underline{\Delta}}{\underline{Z}_{12}} = 19,9 - j199 \text{ Ом}.$$

На рис.2, схема справа, приведен совмещенный вариант треугольника и звезды с определёнными выше параметрами. Контроль расчета параметров звезды на основе определителя уравнений Кирхгофа: $\underline{Z}_1 \cdot \underline{Z}_2 + \underline{Z}_2 \cdot \underline{Z}_3 + \underline{Z}_3 \cdot \underline{Z}_1 = 60000 + j6000 \text{ Ом}^2$.

4. Параметры звезды, эквивалентной по входу и по передаче мощности каждым из её элементов (комплексно сопряжены с сопротивлениями обратной звезды, п. 3) :

$$\underline{Z}_1 = -j201 \text{ Ом}; \quad \underline{Z}_2 = 1005 \text{ Ом}; \quad \underline{Z}_3 = 19,9 + j199 \text{ Ом}.$$

На рис. 3 приведен совмещенный вариант треугольника и звезды с определёнными в п.4 параметрами. Контроль расчета параметров звезды на основе определителя уравнений Кирхгофа:

$\underline{Z}_1 \cdot \underline{Z}_2 + \underline{Z}_2 \cdot \underline{Z}_3 + \underline{Z}_3 \cdot \underline{Z}_1 = 60000 - j6000 \text{ Ом}^2$; т. е. звёзды двух крайних вариантов эквивалентны по входу по отношению к треугольнику, а второй вариант звезды имеет значение определителя, сопряженное ему.

Рассмотрим характерные особенности звёзд, а также совмещенных схем треугольника и каждой из полученных звёзд, изображенных на рис- 2 и 3.

Коэффициенты передачи по напряжению для треугольника и коэффициенты передачи по току для звёзд представлены в табл. 1. Сравнивая эти коэффициенты, следует иметь в виду, что практически сравниваются коэффициенты передачи по мощности, так как в последовательных цепях коэффициент передачи по напряжению представляет коэффициент передачи по мощности, а в параллельных (в данном случае речь идёт об узле) коэффициент по мощности равен сопряженному значению коэффициента по току. Это значит, что по условиям передачи мощности элементами цепи эквивалентной треугольнику является звезда 3. Звёзды цепей рис.2 являются обратными в излагаемом смысле – их коэффициенты передачи по мощности сопряжены со значениями таких же коэффициентов для треугольника.

Далее рассмотрим свойства трёх совмещённых цепей: рис. 2 и 3, соответственно. Эксперимент проведём, поочерёдно подставляя источник ЭДС 1В в ветви 1, 2 и 3 звезды.

Таблица 1

Треугольник	Звезда 1	Звезда 2	Звезда 3
$\underline{H}_{12} = 0,333 + j3,333$	$\underline{T}_3 = 0,333 + j3,333$	$\underline{T}_3 = 0,333 + j3,333$	$\underline{T}_3 = 0,333 - j3,333$
$\underline{H}_{23} = -j3,333$	$\underline{T}_1 = -j3,333$	$\underline{T}_1 = -j3,333$	$\underline{T}_1 = j3,333$
$\underline{H}_{31} = 0,667$	$\underline{T}_2 = 0,667$	$\underline{T}_2 = 0,667$	$\underline{T}_2 = 0,667$

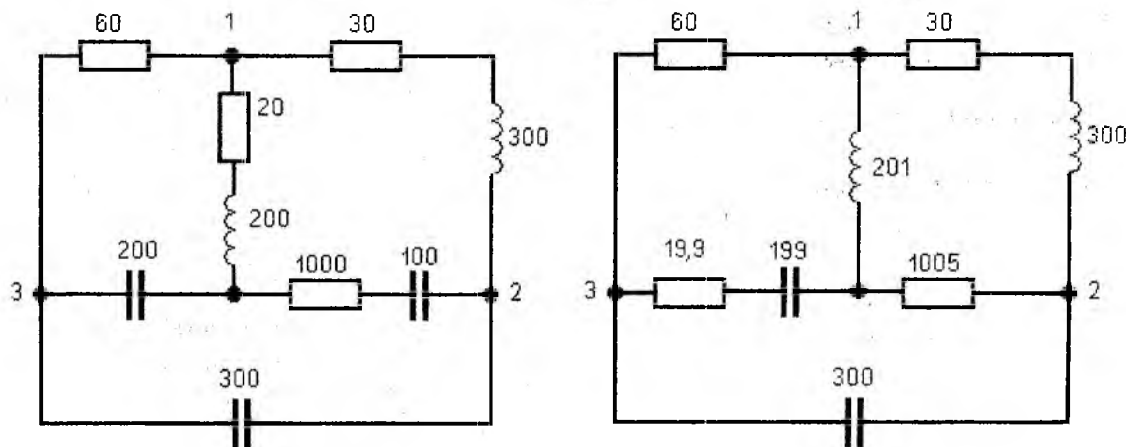


Рис.2

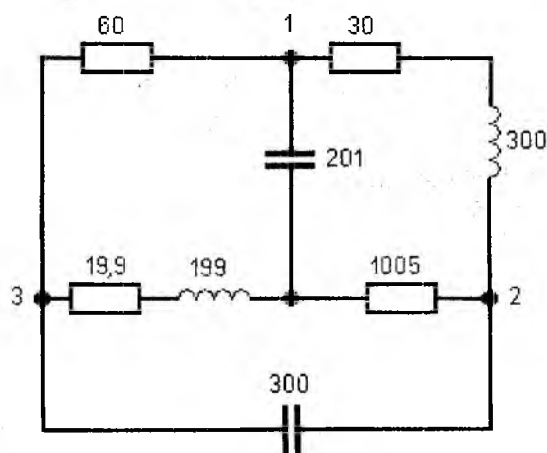


Рис. 3

Результаты анализа всех трёх цепей приведены в табл. 2. Анализ данных показывает, что цепи рис. 2 относятся к классу мостовых цепей. Так что в случае невозможности синтеза цепи по первой форме записи закона эквивалентных структур всегда можно использовать вторую (модуль главного определителя). Схемы, согласно рис. 2, следует относить к классу совершенных мостов, так как относительно любой ветви из шести имеющихся всегда находится ветвь, в которой ток отсутствует. Однако и фильтрующие свойства им также присущи. Особым является случай для схемы 1 при $\underline{E}_2 = 1$: ни одно из напряжений не содержит реактивной составляющей. Вся реактивная энергия связана с токами.

Таблица 2

Характеристика схем	Обозначения напряжений	Значения напряжений при $\underline{E}_1 = 1 \text{ В}$; $\underline{E}_2 = 0$; $\underline{E}_3 = 0$.	Значения напряжений при $\underline{E}_2 = 1 \text{ В}$; $\underline{E}_1 = 0$; $\underline{E}_3 = 0$.	Значения напряжений при $\underline{E}_3 = 1 \text{ В}$; $\underline{E}_1 = 0$; $\underline{E}_2 = 0$.
Эквивалентная по входу	$\underline{U}_1$	$0,5 - j1,667$	$0,333$	$0,167 + j1,667$
	$\underline{U}_2$	$-j1,667$	$0,833$	$0,167 + j1,667$
	$\underline{U}_3$	$-j1,667$	$0,333$	$0,667 + j1,667$
	$\underline{U}_{12}$	$0,5$	$-0,5$	$0,0$
	$\underline{U}_{23}$	$0,0$	$0,5$	$-0,5$
	$\underline{U}_{31}$	$-0,5$	$0,0$	$0,5$
Обратная по входу	$\underline{U}_1$	$0,583 - j1,692$	$0,333 + j0,017$	$0,083 + j1,675$
	$\underline{U}_2$	$0,083 - j1,667$	$0,833 - j0,008$	$0,083 + j1,675$
	$\underline{U}_3$	$0,083 - j1,667$	$0,333 + j0,017$	$0,583 + j1,650$
	$\underline{U}_{12}$	$0,500 - j0,025$	$-0,500 + j0,025$	$0,0$
	$\underline{U}_{23}$	$0,0$	$0,500 - j0,025$	$-0,500 + j0,025$
	$\underline{U}_{31}$	$-0,500 + j0,025$	$0,0$	$0,500 - j0,025$
Эквивалентная по входу и передаче	$\underline{U}_1$	$0,748 + j5,050$	$0,0025 - j0,0496$	$0,249 - j5,000$
	$\underline{U}_2$	$0,248 + j0,012$	$0,5025 - j0,0248$	$0,249 + j0,012$
	$\underline{U}_3$	$0,248 + j4,975$	$0,0025 + j0,0496$	$0,749 - j5,025$
	$\underline{U}_{12}$	$0,500 + j5,038$	$-0,5000 - j0,0250$	$-j5,012$
	$\underline{U}_{23}$	$-j4,963$	$0,5000 - j0,0740$	$-0,500 + j5,037$
	$\underline{U}_{31}$	$-0,500 - j0,074$	$+j0,0993$	$0,500 - j0,025$

Что касается цепи, изображенной на рис.3, то её следует считать и резонансной, и фильтрующей. Резонансной потому, что стороны треугольника, содержащие реактивные сопротивления, имеют реактивные составляющие в пять раз превышающие значение напряжения источника питания. Отсутствие в их составе постоянных составляющих свидетельствует о наличии фильтрующих свойств цепи. В этой работе мы не затрагиваем всей глубины вопросов: резонанса, фильтрации, или что-то ещё; а рассматриваем только принципиальные возможности образованных конкретных схем. Очевидно, что откроется ещё много тонкостей, связанных и с составом элементов конкретной структуры, и с изменением параметров одного или нескольких её элементов, относящихся даже к данной конкретной схеме.

Обратим внимание ещё на одну деталь. Проверим три совмещенные схемы на предмет равенства, упомянутого в [1]: корень квадратный из произведения главных определителей внутренних треугольников и опирающихся на них звёзд равен главному определителю исходной схемы. Расчеты приведены в табл.3.

Таблица 3

Выражения	Значения		
	для схемы 1	для схемы 2	для схемы 3
$\sqrt{\frac{Z_{12} \cdot Z_1 \cdot Z_2}{Z_{12} + Z_1 + Z_2}} \cdot (Z_{31} \cdot Z_3 + Z_3 \cdot Z_{23} + Z_{23} \cdot Z_{31})$	60000-j6000	60299	59140-j11690
$\sqrt{\frac{Z_{23} \cdot Z_3 \cdot Z_2}{Z_{23} + Z_3 + Z_2}} \cdot (Z_{31} \cdot Z_1 + Z_1 \cdot Z_{12} + Z_{12} \cdot Z_{31})$	60000-j6000	60299	60299-j87,228
$\sqrt{\frac{Z_{31} \cdot Z_1 \cdot Z_3}{Z_{31} + Z_1 + Z_3}} \cdot (Z_{12} \cdot Z_2 + Z_2 \cdot Z_{23} + Z_{23} \cdot Z_{12})$	60000-j6000	60299	60130-j4504

Из табл. 3 видно, что установленному в [1] правилу следуют только схемы, параметры которых определены по классическим выражениям. Вторая схема даёт значения для модуля. Третья схема этому правилу не подчиняется, но свойства мостовых схем по отношению к одной из ветвей здесь тоже возможны.

Здесь отметим ещё один интересный момент, относящийся к преобразованию треугольника в звезду и звезды в треугольник. Если вопрос касается только преобразований в расчетном смысле с целью упрощения, то чаще всего не следует бояться появления отрицательных активных сопротивлений на промежуточном варианте расчета. Итоговое сопротивление всё же положительно. Но даже и отрицательное значение сопротивления на результат решения не влияет. Другое дело, когда вопрос касается конкретного синтеза цепи. Тогда следует воспользоваться модулем определителя и делать пересчет параметров через обратную звезду. Это и другие замечания относятся ко всему классу многополюсных схем, которые могут быть созданы на основе закона эквивалентных структур. Во всяком случае, такие схемы ещё не исследованы.

В результате анализа понятий эквивалентности и условий образования обратных линейных цепей можно сделать следующие выводы:

1. Закон эквивалентных структур в отношении многополюсных или сложных цепей требует переосмысления понятий об их эквивалентности, так как для них нет пока представлений о коэффициентах передачи по току, по напряжению или по мощности.

2. Закон эквивалентных структур в гармоническом анализе несёт тройственный смысл и даёт возможность вводить три новые цепи при одной заданной. При этом каждая из цепей будет иметь свои особые свойства (см. табл. 1 – 3).

3. Использование формул Кеннели в анализе не ограничено. В синтезе звёзд и многоугольников, в случае нереализуемости с использованием классических выражений, можно воспользоваться второй формой записи закона эквивалентных структур. По передаточным свойствам новая цепь идентична классической цепи (многоугольник или звезда), см. табл. 1.

4. Введенные понятия о передаточных характеристиках многоугольников и звёзд дают возможность выявления различий трёх новых однотипных по структуре, но различных по параметрам цепей.

Список литературы: 1. Лебедев П.Ф. Эквивалентные структуры линейных электрических цепей // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. Сб. 2003. Вып.135. С. 158-165. 2. Шебес М.З., Каблукова М.В. Задачник по теории линейных электрических цепей: Учеб. пособие. для электротехнич. спец. вузов. 4-е изд., перераб. и доп. М.: Высш. шк., 1990. 544 с. ил. 3. Сборник задач по теоретическим основам электротехники: Учеб. пособие для энерг. и приборостроит. спец. вузов. 3-е изд., перераб. и доп. / Л.А.Бессонов, И.Г.Демидова, М.Е.Заруди и др.; Под ред. Л.А.Бессонова. М.: Высш. шк., 1988. 543 с. ил.

Харьковский государственный технический
университет строительства и архитектуры

Поступила в редколлегию 09. 09. 2004

В. А. АНТОНОВА, канд. техн. наук, В. Н. БОРЩЕВ, д-р. техн. наук,
В. Р. КОПАЧ, канд. техн. наук, А. М. ЛИСТРАТЕНКО, канд. техн. наук,
Н. И. СЛИПЧЕНКО, канд. техн. наук, И. Т. ТЫМЧУК

ТОНКИЕ ТЕКСТУРИРОВАННЫЕ КРЕМНИЕВЫЕ ФОТОПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ С УЛУЧШЕННЫМИ МАССОМОЩНОСТНЫМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ

Солнечные батареи (СБ) из фотопреобразователей (ФП) на основе монокристаллического кремния и арсенида галлия являются в настоящее время и останутся в обозримом будущем основными источниками электроэнергии для большинства космических аппаратов (КА) [1], в том числе – для отечественных КА серии «Микроспутник» [2]. Поэтому разработка и производство высокоэффективных монокристаллических кремниевых ФП относятся к разряду приоритетных задач космической отрасли Украины, на решение которых направлены комплексные теоретические и экспериментальные исследования, проводимые Государственным предприятием «Научно-исследовательский технологический институт приборостроения» (ГП НИТИП, г. Харьков) совместно с Харьковским национальным университетом радиоэлектроники и Национальным техническим университетом «Харьковский политехнический институт».

Результатами предшествующих этапов таких исследований [2] стали разработка конструкции и создание с последующим внедрением в условиях производства ГП НИТИП базового варианта простой, ресурсосберегающей промышленной технологии изготовления радиационностойких ФП $n^+ - p - p^+$ типа с площадью $\sim 7 \text{ см}^2$ на основе дешевого монокристаллического кремния марки КДБ-10 с двусторонней полировкой, выращенного методом Чохральского, с толщиной $t_K = 350 \pm 50 \text{ мкм}$, ориентацией (111) и (100) и временем жизни неосновных носителей заряда $\tau_n \approx 100 \text{ мкс}$. При 25°C в режиме облучения АМ0 коэффициент полезного действия η серийных образцов ФП составляет 12-15 %, вырабатываемая ими максимальная полезная мощность, отнесенная к площади (удельная мощность), $P_{\text{отт}}^* = 165\text{-}200 \text{ Вт/м}^2$, а к массе (массомощностная характеристика) – $P_{\text{отт}}^{**} = 200\text{-}245 \text{ Вт/кг}$. Это обеспечило возможность использования разработанных ФП для компоновки СБ космического аппарата КС5МФ2 «Микрон» – первого в Украине из КА серии «Микроспутник».

Однако в связи с необходимостью повышения мощности систем энергоснабжения космических аппаратов и уменьшения их веса актуальной проблемой становится уменьшение массы СБ и повышение КПД, что может быть обеспечено уменьшением толщины ФП, увеличением их площади, а также совершенствованием конструкции.

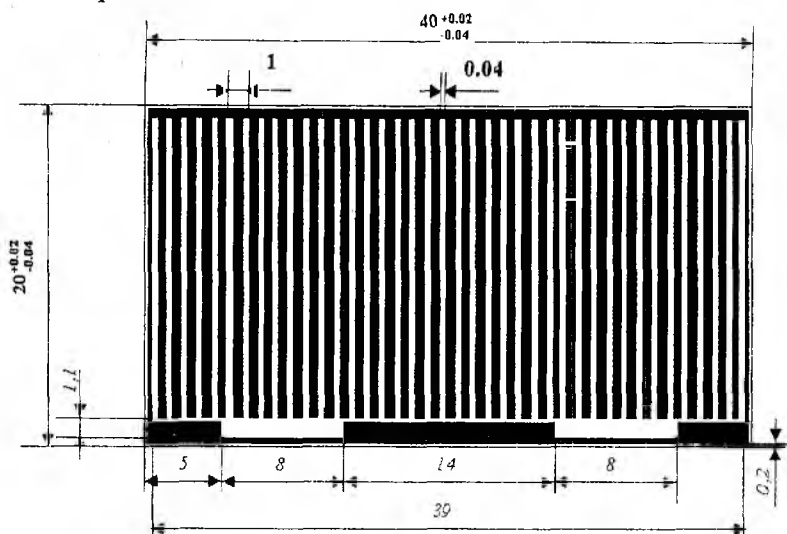
Целью очередного этапа исследований, результаты которого представлены в настоящей работе, является разработка конструктивно-технологических решений (КТР) тонких (толщиной $\sim 200 \text{ мкм}$) кремниевых ФП с текстурированной фотоприемной поверхностью, которые значительно превосходят ранее разработанные ФП по показателю $P_{\text{отт}}^{**}$.

При решении поставленных задач в качестве материала исходных пластин, аналогично базовым КТР, использован кремний марки КДБ-10 с ориентацией (100) и $\tau_n \approx 100 \text{ мкс}$. Одна из планарных поверхностей таких пластин – полированная (14 класс чистоты обработки), другая – шлифованная (8 класс чистоты обработки), что в сравнении с использованием подобных пластин, имеющих двустороннюю полировку, упрощает технологический маршрут изготовления пластин и уменьшает их стоимость.

Отличительными особенностями новых КТР фотопреобразователей являются:

1) новая конструкция гребенчатого фронтального электрода, оптимизированная для достижения требуемых значений $P_{\text{отт}}^{**}$ и η , а также для повышения технологичности коммутации ФП при сборке СБ и надежности их работы при эксплуатации СБ (рис. 1);

2) введенная в базовый технологический маршрут [2] дополнительная операция по утонению исходных кремниевых пластин до $t_K = 200 \pm 20$ мкм и одновременному текстурированию их фронтальной (фотоприемной) поверхности для снижения потерь солнечной энергии на отражение и повышения эффективного коэффициента фотоактивного поглощения солнечного излучения объемом полупроводника [3];



Как известно [3], наиболее простым и технологичным способом однородного утонения пластин из кремния с ориентацией (100) является их глубокое химическое травление в горячем водном растворе КОН или NaOH. Существенным достоинством этого способа является отсутствие в приповерхностных областях пластины после ее утонения структурно нарушенных слоев.

ления является четкая зависимость получаемого микрорельефа поверхности от температуры и концентрации раствора. Если концентрация щелочи выше 18 % и раствор имеет температуру не менее 100°C, то поверхности остаются гладкими и блестящими. Если концентрация щелочи менее 15-18 % или температура раствора ниже 100°C, поверхности оказываются текстурированными с преимущественным возникновением хаотического пирамидального рельефа, высота микронеровностей которого достигает нескольких микрометров. Эта особенность существенно усложняет процесс изготовления тонких кремниевых пластин с текстурированной фронтальной поверхностью и полированной тыльной, хотя такие пластины требуются для многих КТР фотопреобразователей, в том числе и для тыльноконтактных ФП [4,5].

Для проведения этой операции пластины помещались в специальную фторопластовую кассету партиями по три штуки, где размещались параллельно друг другу на расстоянии 5 мм. Затем кассета с пластинами опускалась в стальной ковш емкостью 1 л с разогретым до указанной выше температуры травителем. Длительность последующего процесса утонения пластин с 300-350 мкм до 200 ± 20 мкм и их одновременного текстурирования не превышала 15-16 мин.

Характер получаемой при этом текстуры показан на рис. 2, где планарный размер фигур на текстурированной поверхности, отдаленно напоминающих пирамиды, составляет 200 – 400 мкм.

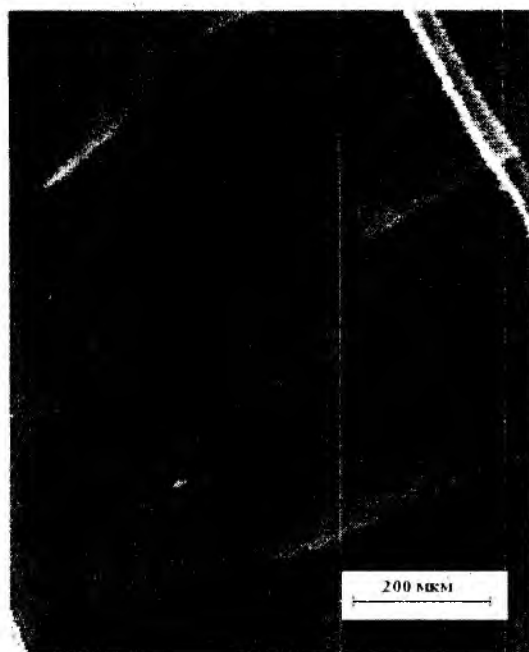


Рис. 2

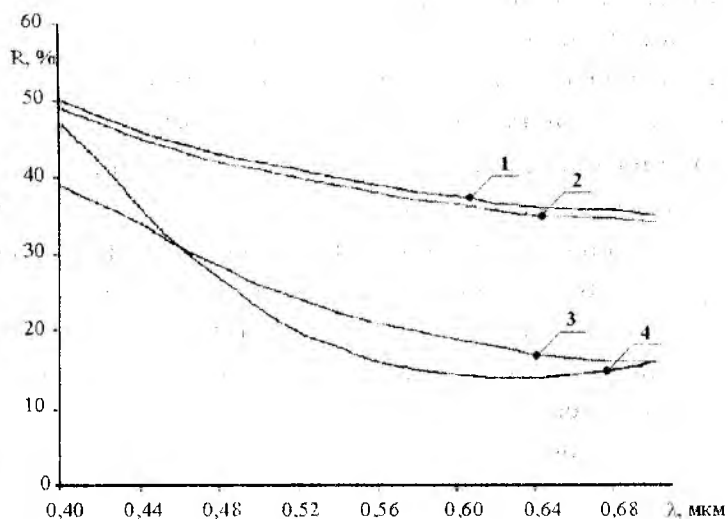


Рис. 3

Высота этих фигур, измеренная прибором МИИ-494.2, колеблется в пределах от 0,5 до 1,5 мкм, возрастая по мере утонения пластины.

На рис. 3 представлена спектральная зависимость коэффициента отражения R для планарных поверхностей (100) кристаллов кремния марки КДБ-10, подвергнутых различным видам обработки: 1 – после химической полировки; 2 – после механической шлифовки и химического текстурирования; 3 – после полировки и просветления; 4 – после текстурирования и просветления.

Из рис. 3 следует, что после текстурирования описанным выше способом величина R во всем спектральном диапазоне незначительно уменьшается по сравнению с ее значением для полированной поверхности. Однако после нанесения просветляющего покрытия из TiO_2 на каждую из таких поверхностей эффект просветления в диапазоне длин волн 0,50-0,65 мкм, соответствующем области повышенной спектральной чувствительности ФП, заметно увеличивается в случае текстурированной поверхности.

Одновременное образование анизотипного n^+ -р и изотипного p^+ -р гомопереходов с противоположных сторон пластины кремния марки КДБ-10 в результате синхронной диффузии фосфора из ЖРК и бора из твердотельного источника нитрида бора является одной из ключевых операций технологического маршрута, используемого в ГП НИТИП при изготовлении ФП n^+ -р- p^+ типа [2]. Базовая технология легирования пластины фосфором состоит в нанесении пленки ЖРК толщиной $t_{\text{Ж}} = 0,1$ мкм с последующим проведением диффузии при температуре $T_{\text{д}} = 1000$ °C в течение $\tau_{\text{д}} = 60$ мин. В случае полированной поверхности (100) под пленкой ЖРК это приводит к получению n^+ -слоя однородной толщины $t_{n^+} \approx 0,9$ мкм с концентрацией донорных атомов фосфора непосредственно у поверхности $N_D \approx 5 \cdot 10^{20} \text{ см}^{-3}$. Для таких ФП характерна достаточно высокая плотность фототока $J_{\text{ф}} \approx 42 \text{ мА/см}^2$, обусловленная исключительно малыми рекомбинационными потерями в р-области и на тыльной поверхности кристалла, а также в обедненной области n^+ -р гомоперехода.

Изготовление ФП на тонких (200 ± 20 мкм) текстурированных пластинах по базовой технологии диффузии фосфора из ЖРК в текстурированную поверхность привело к существенному ухудшению всех параметров, что стало основанием для предположения о существенной неоднородности толщины n^+ -слоя, приводящей к возникновению внутри последнего островковых участков р-типа проводимости, локализованных в областях наиболее высоких пирамидальных выступов текстурированной поверхности утоненной кремниевой пластины, по мере приближения к которым $t_{n+} \rightarrow 0$. Наличие таких участков на непокрытой металлизацией фронтальной поверхности кристалла должно приводить к увеличению сопротивления растекания фронтального электрода, что экспериментально проявляется в значительном росте последовательного сопротивления, а закорачивание n^+ -р гомоперехода металлом при наличии таких участков под фронтальным электродом обуславливает заметное снижение шунтирующего сопротивления ФП.

Наиболее вероятными причинами указанной неоднородности толщины n^+ -слоя являются недостаточность как толщины наносимой пленки ЖРК для покрытия диффузантом всех пирамидальных выступов на текстурированной поверхности пластины, так и времени проведения диффузии. Поэтому оптимизация операции диффузионного легирования фосфором кремниевой пластины со стороны текстурированной поверхности из жидкорастворной композиции типа КФК-15-15 осуществлялась варьированием толщины слоя ЖРК в пределах от 0,2 мкм (табл. 1; ФП № Т2М₁ и № Т3М₁; М₁ – первый вариант модернизации технологии изготовления n^+ -слоя) до 0,3 мкм (табл. 1; ФП № Т4М₂ и № Т5М₂; М₂ – второй вариант модернизации технологии изготовления n^+ -слоя) при увеличенном времени диффузии до $\tau_D = 120$ мин. Согласно проведенным расчетам последнее обеспечивает повышение t_{n+} до 1,2-1,3 мкм по сравнению с $t_{n+} = 0,90$ мкм при $\tau_D = 60$ мин.

Характеристики базовых кристаллов исследованных ФП с площадью 8 см^2 и условий проведения диффузионных процессов со стороны их фронтальной поверхности из слоев полимеризующейся жидкорастворной композиции (ЖРК) типа КФК-15-15 даны в табл. 1. В табл. 2 приведены данные о фототоках, фотоэлектрических и диодных параметрах, полученных при аналитической обработке в однодиодном и двудиодном приближениях [6,7] нагрузочных световых вольт-амперных характеристик исследованных ФП.

Таблица 1

Номер ФП	Толщина и масса кристалла		Состояние поверхностей кристалла		Толщина слоя ЖРК	Температура и время диффузии фосфора	
	$t_K, \text{мкм}$	$m_K, \text{г}$	Фронтальная	Тыльная	$t_{ж}, \text{мкм}$	$T_D, ^\circ\text{C}$	$\tau_D, \text{мин}$
П1Б	300	0,56	Полировка	Шлифовка	0,1	1000	60
Т1Б	220	0,41	Текстура	Полировка	0,1	1000	60
Т2М ₁	220	0,41	Текстура	Полировка	0,2	1000	120
Т3М ₁	200	0,373	Текстура	Полировка	0,2	1000	120
Т4М ₂	210	0,39	Текстура	Полировка	0,3	1000	120
Т5М ₂	190	0,354	Текстура	Полировка	0,3	1000	120

Таблица 2

Номер ФП	П1Б	Т1Б	Т2 М ₁	Т3 М ₁	Т4 М ₂	Т5 М ₂
J_{Φ} , mA/cm^2	41,6	35,8	36,8	35,0	37,8	36,5
J_{K3} , mA/cm^2	41,5	33,2	36,7	34,9	37,6	36,4
U_{XX} , mB	621	454	614	602	614	616
FF , <i>отн. ед.</i>	0,74	0,31	0,72	0,72	0,71	0,73
$P_{опт}^*$, Bm/m^2	191	47	161	151	164	164
$P_{опт}^{**}$, Bm/kg	273	92	314	325	336	371
$J_{опт}$, mA/cm^2	37,6	19,8	33,3	31,0	33,0	32,5
$U_{опт}$, mB	509	240	487	488	496	505
η , %	14,0	3,5	11,9	11,2	12,0	12,0
J_{01} , A/cm^2	$9,3 \cdot 10^{-13}$	$1,8 \cdot 10^{-10}$	$1,2 \cdot 10^{-12}$	$1,6 \cdot 10^{-12}$	$8,6 \cdot 10^{-13}$	$9,8 \cdot 10^{-13}$
J_0 , A/cm^2	$4,1 \cdot 10^{-11}$	$8,1 \cdot 10^{-7}$	$1,8 \cdot 10^{-11}$	$3,4 \cdot 10^{-11}$	$1,0 \cdot 10^{-11}$	$8,0 \cdot 10^{-12}$
J_{02} , A/cm^2	$6,1 \cdot 10^{-9}$	$3,1 \cdot 10^{-6}$	$1,3 \cdot 10^{-8}$	$1,5 \cdot 10^{-8}$	$2,0 \cdot 10^{-8}$	$1,1 \cdot 10^{-8}$
A_1 , <i>отн. ед.</i>	1,00	1,00	1,00	1,00	1,00	1,00
A , <i>отн. ед.</i>	1,18	1,89	1,12	1,14	1,11	1,09
A_2 , <i>отн. ед.</i>	2,00	2,00	2,00	2,00	2,00	2,00
R_n , $Om \cdot cm^2$	0,88	8,80	1,04	1,12	1,20	0,96
$R_{ш}$, $Om \cdot cm^2$	270	77	195	255	202	255

Анализ результатов табл. 2 показывает, что ФП, изготовленные по базовой технологии и имеющие толщину 300 μm (ФП № П1Б; П – полированная фронтальная поверхность, Б – базовая технология изготовления p^+ -слоя), характеризуются низкими значениями диффузионной ($J_{01} = 9,3 \cdot 10^{-13} A/cm^2$) и рекомбинационной ($J_{02} = 6,1 \cdot 10^{-9} A/cm^2$) компонент диодного тока насыщения. При указанных J_{01} и J_{02} результирующее значение плотности диодного тока насыщения $J_0 \sim 10^{-11} A/cm^2$, а коэффициент идеальности диода $A = 1,18$. Наряду с достаточно низким значением $R_n = 0,88 Om \cdot cm^2$ и сравнительно высоким значением $R_{ш} = 270 Om \cdot cm^2$ это приводит к практически не отличающемуся от J_{Φ} значению плотности тока короткого замыкания J_{K3} , а также к высоким значениям напряжения холостого хода $U_{XX} = 621 mB$, фактора заполнения нагрузочной световой ВАХ – $FF = 0,74$, тока $J_{опт} = 37,6 mA/cm^2$, отдаваемого единицей площади ФП в оптимальную по величине сопротивления нагрузку, и напряжения $U_{опт} = 509 mB$ на оптимальной нагрузке. В целом такие параметры обуславливают коэффициент полезного действия $\eta = 14\%$ и $P_{опт}^* = 191 Bm/m^2$, однако из-за массы кристалла $m_k = 0,56 г$ при его толщине 300 μm (табл. 1) массомощностная характеристика ФП не превышает $P_{опт}^{**} = 273 Bm/kg$.

Для ФП № Т1Б (Т – текстурированная фронтальная поверхность, Б – базовая технология изготовления p^+ -слоя) наблюдается катастрофическое возрастание диодного тока ($J_0 > 10^{-7} A/cm^2$, $A = 1,89$), которое связано в основном с резким усилением рекомбинационных процессов в обедненной области p^+ -р гомоперехода ($J_{02} > 10^{-6} A/cm^2$), а также увеличение на порядок последовательного сопротивления и уменьшение в 3,5 раза шунтирующего сопротивления

(см. табл. 2). При сниженной примерно на 14 % плотности фототока это приводит к $J_{K3} \approx 33 \text{ мА/см}^2$, $U_{XX} = 454 \text{ мВ}$, $FF = 0,31$, $J_{OPT} \approx 20 \text{ мА/см}^2$, $U_{OPT} = 240 \text{ мВ}$, что обуславливает $P_{opt}^* < 50 \text{ Вт/м}^2$ и $\eta < 4 \%$. Поэтому, несмотря на уменьшение толщины кристалла с 300 мкм до 220 мкм и соответственно его массы до $m_K = 0,41 \text{ г}$, P_{opt}^{**} оказывается менее 100 Вт/кг. Аномальные значения диодных параметров, обнаруженные при исследовании ФП категории Т1Б и привели к выводу о существенной неоднородности толщины n^+ -слоя из-за недостаточной толщины пленки ЖРК.

Как видно из табл. 1 и 2, ФП № Т1Б и № Т2М₁, имеющие одинаковые значения $t_K = 220 \text{ мкм}$, существенно различаются по исследованным параметрам. Так, у ФП № Т2М₁ величина $R_{ш}$ примерно в 2,5 раза выше, а $R_{п}$ в 8,5 раза ниже, что при меньшем почти на пять порядков значении J_0 и повышенной на 1 мА/см² величине J_{ϕ} приводит к $J_{K3} \approx 37 \text{ мА/см}^2$, $U_{XX} = 614 \text{ мВ}$, $FF = 0,72$, $J_{OPT} \approx 33 \text{ мА/см}^2$, $U_{OPT} \approx 490 \text{ мВ}$. При $\eta = 11,9 \%$ это обуславливает $P_{opt}^{**} = 314 \text{ Вт/кг}$, что превосходит (примерно в 3,5 раза) соответствующий параметр не только по сравнению с ФП № Т1Б, но и с ФП № П1Б (почти на 15 %).

Однако первый вариант модернизации технологии изготовления n^+ -слоя оказался недостаточно оптимальным. При уменьшении t_K до 200 мкм (ФП № Т3М₁) плотность фототока таких ФП снижается примерно на 2 мА/см², а величина J_0 возрастает в два раза. Указанные изменения являются основной причиной снижения КПД при практически сохраняющемся значении P_{opt}^{**} . Поскольку уменьшение t_K при используемом способе утонения кремниевых пластин сопровождается усилением амплитуды рельефа текстурируемой поверхности, отмеченные обстоятельства мы связываем с тем, что в случае $t_K = 0,2 \text{ мкм}$ отдельные наиболее высокие покатые участки этой поверхности, расположенные преимущественно в областях, не затронутых фронтальной металлизацией, остаются не покрытыми пленкой ЖРК. Увеличение t_K до 0,3 мкм при $t_K = 190\text{--}210 \text{ мкм}$ (ФП № Т4М₂ и № Т5М₂) приводит к возрастанию J_{ϕ} до 37–38 мА/см², снижению плотности диодного тока насыщения до $J_0 \approx 10^{-11} \text{ А/см}^2$, что при $R_{ш}$ и $R_{п}$, приближающихся по величине к соответствующим параметрам для ФП № П1Б, обуславливает достижение $36 < J_{K3} < 38 \text{ мА/см}^2$, $U_{XX} = 614\text{--}616 \text{ мВ}$, $FF = 0,71\text{--}0,73$, $J_{OPT} \approx 33 \text{ мА/см}^2$, $U_{OPT} \approx 500 \text{ мВ}$. При $\eta = 12 \%$ это обуславливает $P_{opt}^{**} = 336\text{--}371 \text{ Вт/кг}$, что превосходит соответствующий параметр для ФП № П1Б на 23–36 %.

В результате применения химико-динамической полировки, доработки технологических процессов формирования металлических электродов и формирования изолирующих канавок получены тонкие ФП (200 мкм) с довольно близкими к базовым ФП выходными параметрами: $I_{K3} = 320 \text{ мА}$; $J_{K3} = 40 \text{ мА/см}^2$; $U_{XX} = 0,621 \text{ В}$; $U_{onm} = 0,488 \text{ В}$; $FF = 0,76$; $I_{onm} = 309 \text{ мА}$; $J_{onm} = 38,6 \text{ мА/см}^2$; $P_{opt}^* = 188 \text{ Вт/м}^2$, откуда следует, что массомощностная характеристика этих фотопреобразователей $P_{opt}^{**} = 403 \text{ Вт/кг}$, т. е. при близких значениях фотоэлектрических и выходных параметров массомощностная характеристика по сравнению с базовыми ФП улучшена на 48 %.

В заключение следует отметить, что изменение конструкции и технологического маршрута изготовления ФП неоднозначно влияет на его параметры и характеристики. С одной стороны, уменьшение толщины ФП приводит к снижению эффективности фотопреобразования, а с другой, – создание на фронтальной поверхности текстуры увеличивает коэффициент поглощения солнечного излучения, что в свою очередь приводит к повышению выходных параметров.

Установлено, что совместное применение этих решений при выборе условий процесса травления, для которых утонение кремниевых пластин сопровождается текстурированием только одной из поверхностей, при модернизации диффузионных процессов легирования из ЖРК обеспечивает для тонких ФП с текстурированной поверхностью выходные параметры,

близкие к параметрам базовых, а массоэнергетические характеристики лучше, чем у базовых, на $\sim 30 \div 48 \%$.

На основе проведенных разработок предполагается дальнейшее усовершенствование КТР текстурированных тонких ФП, которые в первую очередь связаны с применением вместо спонтанной текстуры фронтальной поверхности упорядоченной текстуры с геометрией перевернутых пирамид и с использованием эффекта тыльного рефлектора.

Список литературы: 1. *Pes P.* From Vanguard to Pathfinder: forty years of solar cells in space // 2nd World Conference and Exhibition on Photovoltaic Solar Energy Conversion, Vienna, Austria. 1998. P. 67-72. 2. *Листратенко А.М.* Исследование и разработка малозатратной технологии изготовления высокоэффективных кремниевых фотопреобразователей космического применения // Радиотехника: Всеукр. межвед. научн.-техн. сб. 2001. Вып. 121. С. 121-125. 3. *Колтун М.М.* Оптика и метрология солнечных элементов. М.: Наука, 1985. 280 с. 4. *The range of high efficiency silicon solar cells fabricated at Fraunhofer ISE* // S.W. Glunz, J. Knobloch, C. Hebling, W. Wettling // 26th IEEE Photovoltaic Specialist Conference. Anaheim, CA. 1997. P. 231-237. 5. *Физико-технологические особенности формирования тыльноконтактных фотопреобразователей* / В.А. Антонова, В.Н. Борщев, В.Р. Копач, А.М. Листратенко, Н.И. Слипченко, И.Т. Тымчук // Радиотехника: Всеукр. межвед. научн.-техн. сб. 2004. Вып. 137. С. 148-152. 6. *Möller H.J.* Semiconductors for solar cells. Boston: Artech House, 1993. 375 p. 7. *Simple and fast extraction technique for the parameters in the double exponential model for the I-V characteristic of solar cells* / E. Van Kerschaver, R. Einhaus, J. Szlufcik, J. Nijs, R. Mertens // 14th European Photovoltaic Solar Energy Conference. Barcelona, Spain. 1997. P 2438-2441.

Харьковский ГП НИТИ Приборостроения,
Харьковский национальный университет радиоэлектроники,
Национальный технический университет
«Харьковский политехнический институт»

Поступила в редколлегию 09.09.2004

ВЫСОКОТЕМПЕРАТУРНЫЙ СВЕРХПРОВОДНИКОВЫЙ БОЛОМЕТРИЧЕСКИЙ ПРИЕМНИК С ОПТОЭЛЕКТРОННЫМ СКАНИРОВАНИЕМ

Введение. Открытие явления высокотемпературной сверхпроводимости (ВТСП) дает возможность построения чувствительных болометрических приемников азотного уровня охлаждения для детектирования излучения инфракрасной и миллиметровой областей спектра. Фотонные ИК детекторы, такие как фоторезисторы и фотодиоды на основе HgCdTe , работающие при температуре 77 К, демонстрируют исключительно высокие параметры для длин волн, меньших 20 мкм. На длинах волн свыше 20 мкм полупроводниковые детекторы имеют слабую чувствительность, сравнимую с чувствительностью пирозлектрических приемников, работающих без охлаждения ($\text{NEP} \approx 5 \cdot 10^{-10} \text{ Вт/Гц}^{1/2}$) [1]. Экспериментально достигнутое значение оптической эквивалентной мощности шума $\text{NEP} \approx 6.3 \cdot 10^{-13} \text{ Вт/Гц}^{1/2}$ в спектральном диапазоне 12 – 36 мкм для ВТСП болометров [2] более чем в 100 раз ниже, чем у коммерческих неохлаждаемых пирозлектрических детекторов соответствующего спектрального диапазона, что иллюстрирует преимущество использования болометров азотного уровня охлаждения.

Изучению и оптимизации режима работы высокотемпературных сверхпроводниковых болометрических детекторов было посвящено большое количество экспериментальных работ [3], на основании которых можно сделать вывод, что на сегодняшний день одиночные ВТСП болометры в средней и длинноволновой ИК областях по чувствительности составляют конкуренцию традиционным охлаждаемым фотонным детекторам. Тем не менее, практические задачи современной науки и техники, связанные с исследованием земной атмосферы и космического пространства, прикладные задачи астрономии, геологии, медицины, физики и т.д. требуют не только регистрации слабого излучения в ИК области, но и визуализации полей интенсивности этого излучения с высоким пространственным разрешением. Одноэлементные детекторы с механическим сканированием слишком медленны и громоздки для решения таких задач. Разработка же ВТСП болометрических матриц продолжает находиться на начальном уровне, т.к., несмотря на то, что механизмы детектирования излучения в таких приемниках подобны механизмам в одиночных чувствительных элементах, многие вопросы остаются нерешенными. При создании охлаждаемых матричных приемников необходимо комплексное решение проблем реализации высокой чувствительности, быстродействия и организации коммутации и считывания сигнала. В немногочисленных работах, посвященных разработке многоэлементных ВТСП детекторов, рассматривается практическая реализация устройств, состоящих лишь из нескольких элементов и не имеющих схемы считывания сигнала, пригодной для построения завершенных мультidetекторных систем [4 – 6]. Таким образом, до настоящего времени технологические трудности не позволили реализовать преобразователи ИК изображения на основе ВТСП.

Постановка задачи. Исследования детектирующих свойств высокотемпературных сверхпроводников с различным фазовым составом пленок показали, что фотоотклик в этих материалах определяется несколькими физическими механизмами как медленными, так и быстрыми. Медленные (или болометрические) составляющие отклика связаны с тепловыми процессами. При взаимодействии с излучением нормальные электроны переходят на более высокий энергетический уровень, а затем рассеивают эту энергию в столкновениях, разогревая кристаллическую решетку. Как правило, наблюдаемые при этом времена релаксации не превышают 1 мкс. Возможна и другая ситуация, объясняемая неравновесными процессами в электронной подсистеме. Рассматриваемые при этом разогрев электронного газа относительно кристаллической решетки и подавление параметра порядка в сверхпроводящей структуре позволяют ожидать быстродействие вплоть до пикосекунд [7]. Для неоднородных сверхпро-

водниковых пленок обсуждаются также механизмы джозефсоновского детектирования [8]. Практически каждый из указанных механизмов может быть использован при создании ИК детекторов. Однако, с точки зрения практического применения, наиболее перспективным представляется болометрический принцип детектирования, так как диапазон спектральной чувствительности тепловых приемников принципиально не ограничен, а амплитуда теплового отклика, как правило, значительно преобладает над другими составляющими [7]. Особенностью болометрического приема является чрезвычайно сильная зависимость амплитуды фотоотклика от таких параметров, как температура, ток смещения, уровень внешнего фона, величина магнитного поля [1]. Это обстоятельство позволяет предположить возможность возбуждения в сверхпроводниковой пленке локальной чувствительной области с помощью внешнего воздействия. В общем случае сверхпроводниковая пленка может включать в себя сверхпроводящие, нормальные и участки, находящиеся в резистивном состоянии. Максимальный фотоотклик, обусловленный тепловым механизмом детектирования, реализуется

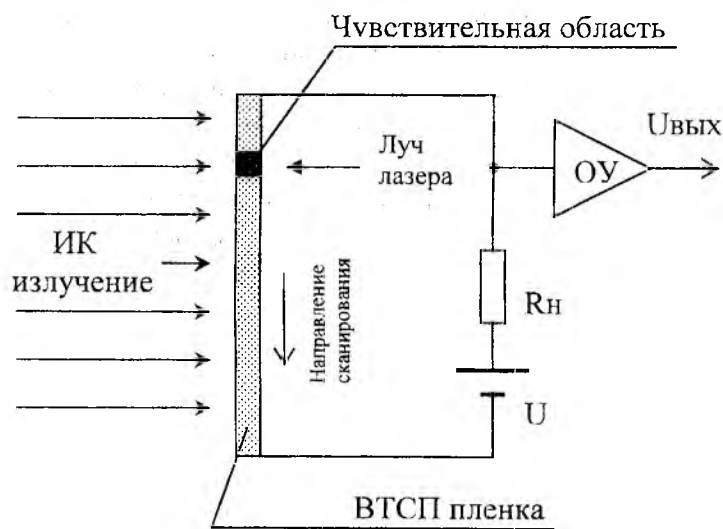


Рис. 1

Вследствие поглощения лазерного излучения происходит локальный нагрев участка пленки и переход этой области в резистивное состояние, где существует сильная температурная зависимость сопротивления. Изменение интенсивности лазерного излучения позволяет регулировать температуру локального нагрева и, следовательно, добиваться оптимального отклика чувствительной области. При перемещении лазерного луча вдоль ВТСП полосы одновременно происходит перемещение чувствительной области. Смещение всего образца постоянным током осуществляется через нагрузочное сопротивление R_n от источника напряжения U . Поскольку вследствие поглощения внешнего ИК излучения на ВТСП полоске существует температурный рельеф, а интенсивность локального теплового воздействия всегда постоянна, при перемещении чувствительной области на выходе усилителя ОУ будет наблюдаться переменный электрический сигнал, мгновенная амплитуда которого пропорциональна пространственному распределению интенсивности этого излучения. Это эквивалентно последовательному опросу цепочки элементарных приемников с размером, определяемым диаметром лазерного пучка и длиной тепловой диффузии. Очевидно, что конфигурация образца может быть произвольной. Например, ВТСП структура в форме меандра эквивалентна двумерной матрице детекторов. Таким образом, управление зоной аномальной чувствительности, в частности, ее перемещение, может стать основой создания новых многоэлементных

именно в области сверхпроводящего перехода (в резистивном состоянии). Очевидно, что воздействие на пленку, находящуюся в сверхпроводящем состоянии, внешним тепловым или магнитным полем в локальных точках может приводить к возникновению в этих областях резистивных участков с аномально высокой чувствительностью к внешнему излучению.

В настоящей работе рассмотрена возможность формирования чувствительных элементов с помощью локального теплового воздействия (рис. 1), создаваемого посредством лазерного луча, сфокусированного на поверхности узкой полоски ВТСП пленки, имеющей температуру ниже критической и находящейся в сверхпроводящем состоянии.

болометрических приемников с электронным сканированием. Преимуществом таких приборов является существенное упрощение технологии изготовления и, как следствие, увеличение надежности и повторяемости характеристик.

Экспериментальная часть и обсуждение результатов. Экспериментальный образец был изготовлен из эпитаксиальной YBaCuO ВТСП пленки толщиной 200 нм, напыленной мето-

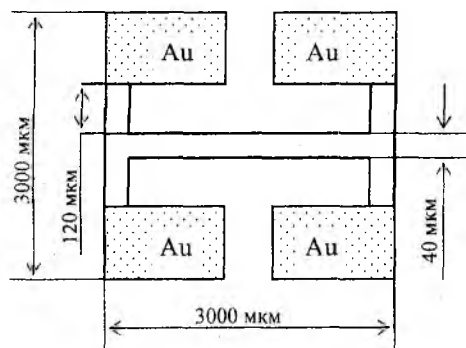


Рис.2.

дом лазерного испарения на подложку из LaAlO_3 толщиной 500 мкм. Геометрия образца - полоска размером 3000 x 40 мкм (рис. 2), создавалась с помощью электроннолучевой литографии и последующего химического травления в 1% растворе H_3PO_4 . С каждой стороны полоска была снабжена токовыми и потенциальными контактами, покрытыми золотом толщиной 1 мкм магнитронным распылением через маску. Образец размещался в вакуумной части оптического азотного криостата на медной платформе, имеющей постоянную времени $\approx 5 \text{ с}$. Температура платформы регулировалась в диапазоне 80 – 95 K и стабилизировалась с точностью 0,005 K с помощью термостабилизатора. Контроль температуры осуществлялся с помощью полупроводникового термометра, закрепленного в непосредственной близости от образца. Криостат был снаб-

жен входным окном из ZnS, что позволяло воздействовать на образец излучением видимого и ИК диапазонов.

Измерения температурной зависимости сопротивления при транспортном токе 1,3 мА показали, что критическая температура образца T_0 равна 87 K (рис. 3). Для исключения влияния сопротивления контактов измерения производились по четырехпроводной схеме. Ширина сверхпроводящего перехода составляла 1 K, а максимум крутизны температурной зависимости сопротивления $\alpha = dR/dT$, равной 286 Ом/K, реализовывался при температуре 87,4 K, что соответствовало сопротивлению образца 60 Ом. Для осуществления локального теплового воздействия на сверхпроводниковую пленку и, следовательно, пространственного выделения чувствительной области использовался лазерный полупроводниковый диод с длиной волны излучения 0,63 мкм и мощностью 5 мВт. Лазерный луч в поперечном сечении имел прямоугольную форму и точно фокусировался с помощью оптической системы на произвольном участке ВТСП полоски таким образом, что освещаемая им область имела линейные размеры 40 x 10 мкм. В исходном состоянии образец с транспортным током 1,3 мА охлаждался до температуры ниже критической ($\approx 80 \text{ K}$) и медленно нагревался до 90 K при помощи нагревателя, закрепленного на медной платформе. С помощью модуляции интенсивности лазерного излучения с частотой 1 Гц по четырехпроводной схеме одновременно измерялось сопротивление образца с локальным тепловым

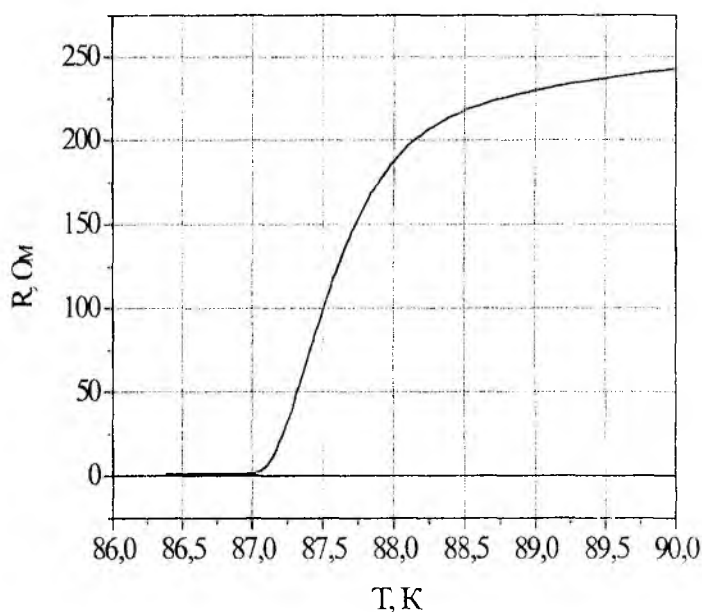


Рис. 3

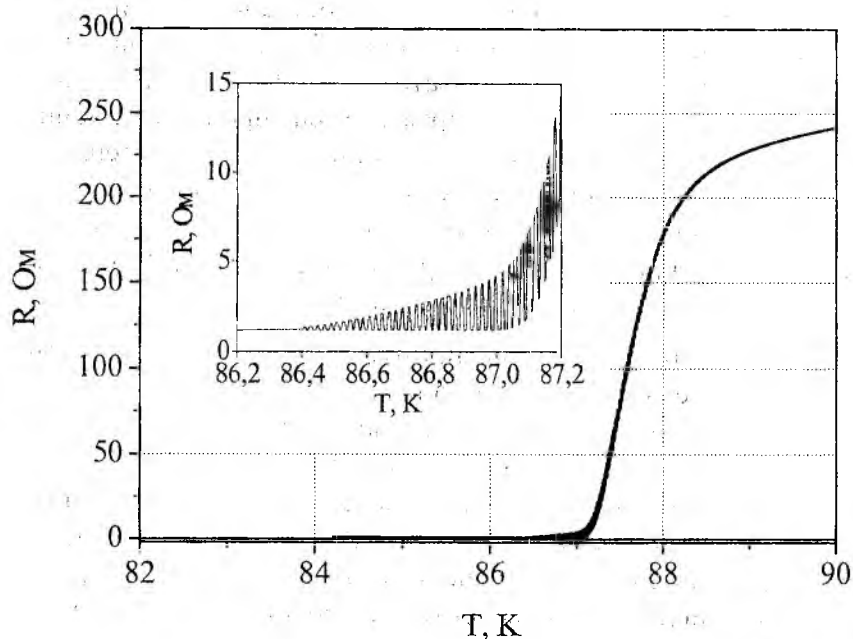


Рис. 4

грев локальной области ВТСП полоски на $0,7\text{ K}$. Из рис. 4 также видно, что температурная зависимость сопротивления всего образца в диапазоне температур $86,3 - 87\text{ K}$ определяется только сверхпроводящим переходом небольшого участка, подверженного локальному тепловому воздействию. В связи с тем, что оставшаяся часть полоски находится в сверхпроводящем состоянии и не имеет температурной зависимости сопротивления, чувствительной к внешнему излучению будет только выделенная область. По всей видимости, размер этой области может быть оценен по величине сопротивлений образца с локальным тепловым воздействием и без него. Мы предположили, что ход температурной зависимости сопротивления ВТСП полоски в целом и отдельных ее участков одинаков. Для расчетов использовались значения сопротивлений в точках с максимальной крутизной этих зависимостей ($1,2\text{ Ом}$ при $T = 86,7\text{ K}$ и 60 Ом при $T = 87,4\text{ K}$ для образца с локальным тепловым воздействием и без него, соответственно). Так как сопротивление локальной выделенной области в 50 раз меньше общего сопротивления полоски, то во столько же раз будет меньшей и его длина. Учитывая, что общая длина ВТСП полоски равна 3000 мкм , размер выделенной области равен $60 \times 40\text{ мкм}$. Очевидно, что такой локальный чувствительный элемент может быть образован на любом участке полоски путем перемещения лазерного луча. Для иллюстрации такой возможности было проведено измерение пространственного распределения интенсивности излучения лазерного луча в поперечном сечении. С этой целью расфокусированное излучение по-

воздействием и без него (рис. 4). Измерения осуществлялись с использованием стандартных мультиметров и контролировались при помощи персонального компьютера через LabView интерфейс.

Как видно на рис. 4, появление электрического сопротивления исследуемого образца, вызванное переходом небольшой локальной области в резистивное состояние при воздействии лазерного излучения, происходит при температуре $86,3\text{ K}$. Учитывая тот факт, что критическая температура образца равна 87 K , можно сделать вывод, что в данном случае лазерный луч создает пере-

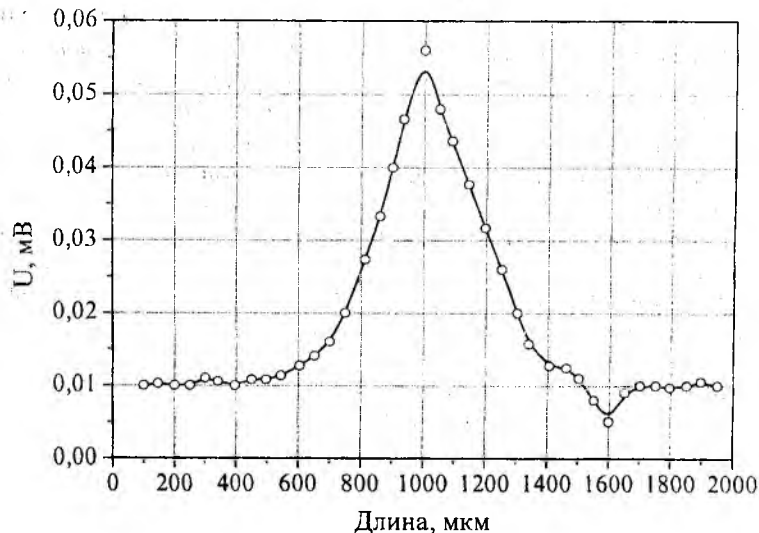


Рис. 5

полупроводникового лазерного диода подавалось через входное окно оптического криостата и освещало часть ВТСП полоски, создавая на ее поверхности слабый пространственный температурный рельеф, отражающий распределение интенсивности вдоль лазерного пятна. Мощность излучения ослаблялась при помощи оптического поляризатора. ВТСП образец находился в сверхпроводящем состоянии при температуре 86,7 K, которая стабилизировалась с точностью 0,005 K. Другой полупроводниковый лазерный диод, создающий локальное тепловое воздействие и формирующий чувствительную область, перемещался вдоль полоски с шагом 50 мкм. Интенсивность его излучения модулировалась с частотой 10 Гц. Сигнал фотоотклика снимался со всего образца и регистрировался при помощи синхронного детектора. Результаты измерений амплитуды отклика вдоль ВТСП полоски показаны на рис. 5.

Выводы. Таким образом, предложенный метод формирования чувствительной к внешнему излучению области в ВТСП структурах может стать основой для создания мультиспектральных многоэлементных болометрических детекторов. Преимуществом метода является существенное упрощение технологии изготовления детекторов, а также решение вопроса коммутации отдельных элементов, который до настоящего времени остается нерешенным. При помощи внешнего теплового воздействия на YBaCuO полоске 3000 x 40 мкм сформирована локальная чувствительная область размером 60 x 40 мкм. Экспериментально показано, что перемещение чувствительной области вдоль полоски эквивалентно последовательному опросу цепочки отдельных элементов линейки детекторов.

Авторы выражают благодарность канд. физ.-мат. наук В. А. Новосаду, Аргонская национальная лаборатория, США, за полезные замечания. Работа в Аргонской национальной лаборатории была поддержана через программу BES (Basic Energy Science, U.S. Department of Energy), контракт No. W-31-109-ENG-38.

Список литературы: 1. *Richards P.L.* Bolometers for infrared and millimeter waves // *J. Appl. Phys.* 1994. V. 76. N 1. P. 1-24. 2. *Berkowitz S.J., Hirahara A.S., Char K., Grossman E.N.* Low noise high-temperature superconducting bolometers for infrared imaging // *Appl. Phys. Lett.* 1996. V. 69. N 14. P. 2125-2127. 3. *Kreisler A.J., Gaugue A.* Recent progress in high-temperature superconductor bolometric detectors: from the mid-infrared to the far-infrared range // *Supercond. Sci. Technol.* 2000. V. 13. P. 1235-1245. 4. *Delerue J., Gaugue A., Teste P., Garistan E., Klisnik G., Redon M., Kreisler A.* YBCO Mid-infrared bolometer arrays // *IEEE Transactions on Applied superconductivity.* 2003. V. 13. N 2. P. 176-179. 5. *Johnson B., Ohnstein T., Han C.* YBaCuO superconductor microbolometer arrays fabricated by silicon micromachining // *IEEE Transactions on Applied superconductivity.* 1993. V. 3, N 4. P. 2856-2859. 6. *Mai. Z., Zhou X., Song W.* Infrared radiation detector linear arrays of high-Tc superconducting thin films // *Infrared Phys. Technol.* 1997. V. 38. P. 13-16. 7. *Аксаев З.Е., Гершензон Е.М., Гольцман Г.Н.* Механизмы детектирования электромагнитного излучения в пленках YBaCuO // *СФХТ.* 1990. № 8. С. 1933-1947. 8. *Дмитренко И.М., Журавель А.П., Сиваков А.Г. и др.* Пространственное разделение областей с болометрической и неболометрической компонентами отклика пленок ВТСП методом низкотемпературной лазерной сканирующей микроскопии // *Физика низких температур.* 1993. Т. 19. № 10. С. 1055-1064.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 26.05.2004

ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК СЛУЧАЙНОЙ ПОГРЕШНОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПОСТОЯННЫХ ВРЕМЕНИ АПЕРИОДИЧЕСКИХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Апериодические измерительные преобразователи (АИП) нашли широкое применение в технике СВЧ (термоэлектрические, болометрические, калориметрические тепловые преобразователи). Одной из задач их метрологического обеспечения является определение динамических характеристик. Работа посвящена исследованию переходных характеристик (ПХ) АИП, идентификация которых осуществляется нахождением постоянных времени.

Для АИП переходная характеристика описывается выражением

$$h(t) = \begin{cases} 0, & t < 0; \\ 1 - \sum_{m=1}^M A_m \exp\left(-\frac{t}{\tau_m}\right), & t \geq 0, \end{cases} \quad (1)$$

где A_m , τ_m – амплитуды и постоянные времени ПХ.

Одним из методов определения постоянных времени АИП является метод моментов [1], согласно которому инерционные свойства АИП описываются ограниченным числом начальных моментов α_j нормированной ПХ:

$$\alpha_j = \int_0^{\infty} t^{j-1} [1 - h(t)] dt, \quad (2)$$

которые с учетом выражения (1) преобразуются к виду

$$\alpha_j = (j-1)! \sum_{m=1}^M A_m \tau_m^j. \quad (3)$$

Как правило, измерение ПХ АИП осуществляется дискретно с помощью аналого-цифрового преобразователя (АЦП), и начальные моменты

$$\alpha_{j,изм} = \left(\frac{T}{N}\right)^j B_j, \quad (4)$$

где N – количество отсчетов ПХ за время измерения T ; B_j рассчитываются в зависимости от способа численного интегрирования [2] и порядка j начального момента и приведены в табл. Здесь $\beta = \begin{cases} 1, & j=1; \\ 0, & j \neq 1; \end{cases}$, $C(i\Delta t) = 1 - h(i\Delta t)$.

Таблица 1

	Формулы прямоугольников			Формула трапеций
	1	2	3	
B_j	$\sum_{i=1}^N i^{j-1} C\left(\frac{iT}{N}\right)$	$\sum_{i=0}^{N-1} i^{j-1} C\left(\frac{iT}{N}\right)$	$\sum_{i=0}^{N-1} \left(i + \frac{1}{2}\right)^{j-1} C\left(\left(i + \frac{1}{2}\right) \frac{T}{N}\right)$	$\frac{1}{2} \left(\beta C(0) + 2 \sum_{i=1}^{N-1} C\left(\frac{iT}{N}\right) + N^{j-1} C(T) \right)$

Шумы квантования АЦП, а также наличие аддитивного шума в испытательном сигнале приводят к появлению случайной составляющей погрешности определения постоянных времени АИП.

Исследование этой составляющей погрешности заключается в определении отношения приведенного среднеквадратического отклонения (СКО) постоянной времени $\tilde{\sigma}_{\tau_m} = \sigma_{\tau_m} / \tau_m$ к СКО аддитивного шума (СКО ПХ) σ_C .

Если представить зависимость постоянных времени от начальных моментов функцией $\tau_m = f(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_m)$, то СКО постоянных времени определяется в соответствии с законом распространения неопределенностей [3]:

$$\sigma_{\tau_m} = \sqrt{\sum_{j=1}^m \left(\frac{\partial \tau_m}{\partial \alpha_j} \right)^2 \sigma_{\alpha_j}^2}, \quad (5)$$

где $\sigma_{\alpha_j} = \sqrt{\sum_{i=1}^N \left(\partial \alpha_j / \partial C \left(\frac{iT}{N} \right) \right)^2 \sigma_C^2}$ определяется аналогично из выражения (4).

Методом математического моделирования было установлено, что закон распределения постоянных времени нормальный независимо от закона распределения аддитивного шума при его СКО, не превышающем 0,1 от величины входного воздействия.

Рассмотрим случайную погрешность идентификации ПХ АИП первого и второго порядков.

Для АИП первого порядка отношение $\tilde{\sigma}_{\tau} / \sigma_C$ для разных формул численного интегрирования определяется выражениями, приведенными в табл.2.

Таблица 2

	Формулы прямоугольников			Формула трапеций
	1	2	3	
$\frac{\tilde{\sigma}_{\tau}}{\sigma_C}$	$\frac{T}{\tau \sqrt{N}}$			$\frac{T \sqrt{N - \frac{1}{2}}}{N \tau}$

Для АИП второго порядка, ПХ которых имеет вид

$$h(t) = 1 - \frac{\tau_1}{\tau_1 - \tau_2} \exp\left(-\frac{t}{\tau_1}\right) - \frac{\tau_2}{\tau_2 - \tau_1} \exp\left(-\frac{t}{\tau_2}\right),$$

постоянные времени согласно (2) – (4) рассчитывают по формуле [1]:

$$\tau_{1,2} = \frac{\alpha_1 \pm \sqrt{4\alpha_2 - 3\alpha_1^2}}{2}.$$

Начальные моменты α_1 и α_2 для разных формул численного интегрирования определяют по формуле (4).

Для расчета СКО постоянных времени согласно (5) находим соответствующие коэффициенты влияния:

$$\frac{\partial \tau_{1,2}}{\partial \alpha_1} = \frac{1}{2} \mp \frac{3\alpha_1}{2\sqrt{4\alpha_2 - 3\alpha_1^2}}; \quad \frac{\partial \tau_{1,2}}{\partial \alpha_2} = \pm \frac{1}{4\alpha_2 - 3\alpha_1^2}.$$

Отношения СКО начальных моментов к СКО аддитивного шума равны:

$$\frac{\sigma_{\alpha_1}}{\sigma_C} = \frac{T}{N} \sqrt{K_3}; \quad \frac{\sigma_{\alpha_2}}{\sigma_C} = \left(\frac{T}{N}\right)^2 \sqrt{K_4},$$

где K_3 и K_4 приведены в табл.3 для разных формул численного интегрирования.

Таблица 3

	Формулы прямоугольников			Формула трапеций
	1	2	3	
K_3	N			$N - \frac{1}{2}$

Отношения приведенных СКО постоянных времени к СКО аддитивного шума при решении уравнения (5) имеют вид:

$$\frac{\tilde{\sigma}_{\tau_1}}{\sigma_C} = \frac{T}{N\tau_1} \left[\left(\frac{1}{2} - \frac{3B_1}{2\sqrt{4B_2 - 3B_1^2}} \right)^2 K_3 + \frac{K_4}{4B_2 - 3B_1^2} \right]^{\frac{1}{2}};$$

$$\frac{\tilde{\sigma}_{\tau_2}}{\sigma_C} = \frac{T}{N\tau_2} \left[\left(\frac{1}{2} + \frac{3B_1}{2\sqrt{4B_2 - 3B_1^2}} \right)^2 K_3 + \frac{K_4}{4B_2 - 3B_1^2} \right]^{\frac{1}{2}}.$$

Исследования показали, что отношения $\tilde{\sigma}_{\tau_{1,2}}/\sigma_C$ имеют минимумы. Это показано на рис. 1 для $N = 100$, $\tau_2/\tau_1 = 0,4$ при использовании первой формулы прямоугольников. На всех рисунках сплошной линией обозначена зависимость для τ_1 , штриховой – для τ_2 .

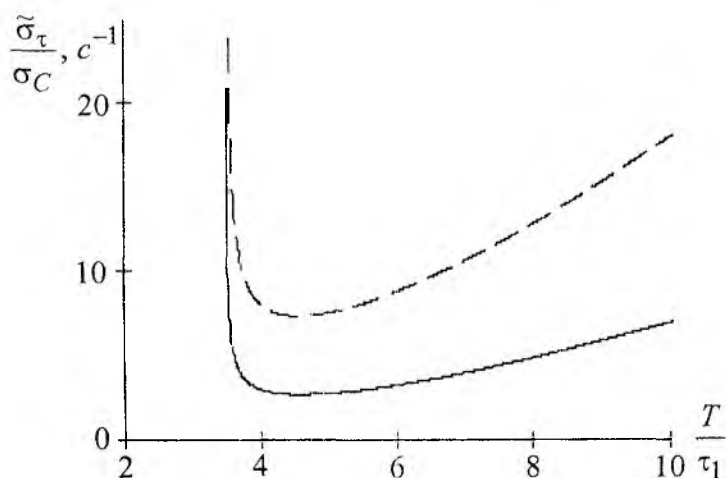
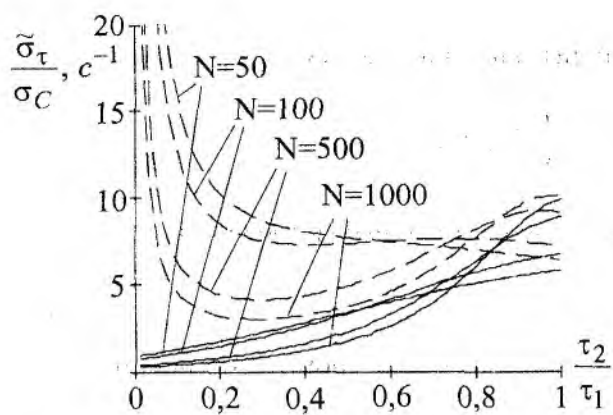
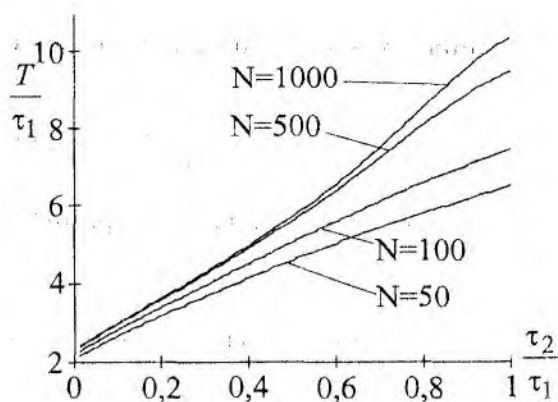


Рис. 1

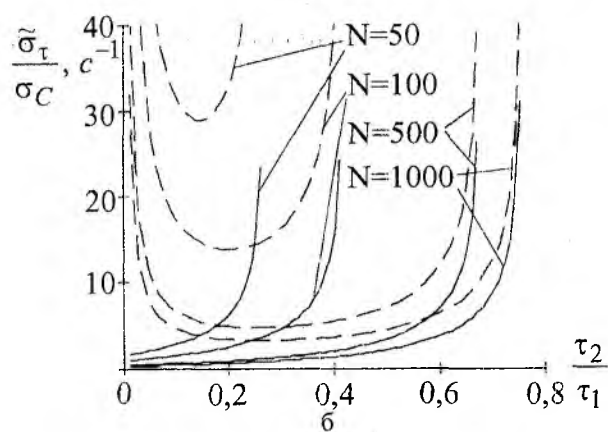
На рис. 2 показаны зависимости минимумов отношений $\tilde{\sigma}_{\tau_{1,2}}/\sigma_C$ для разного числа дискретов при использовании приведенных в таблицах формул численного интегрирования (соответственно а – г), а также соответствующих им отношений T/τ_1 (д – з) от значений отношений τ_2/τ_1 .



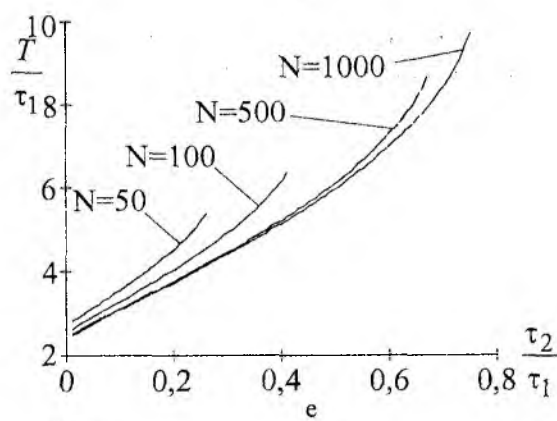
а



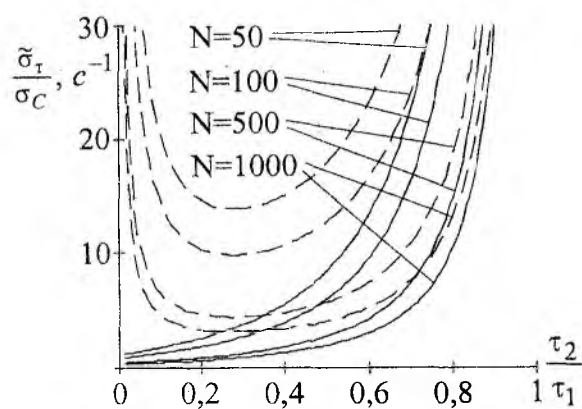
д



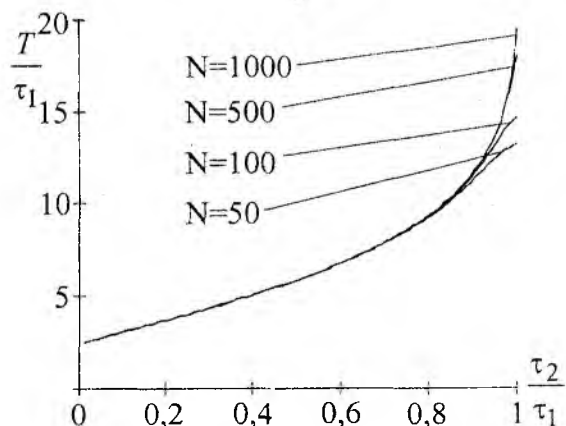
б



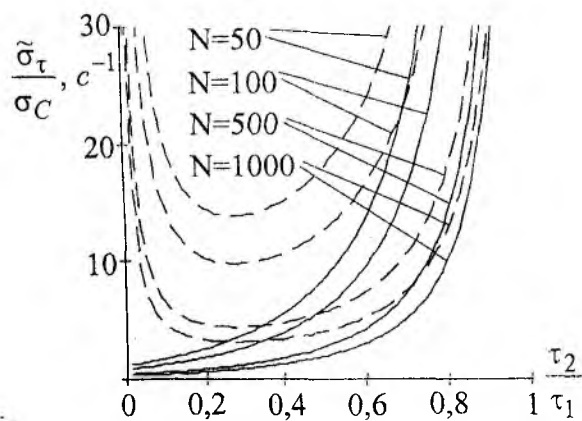
е



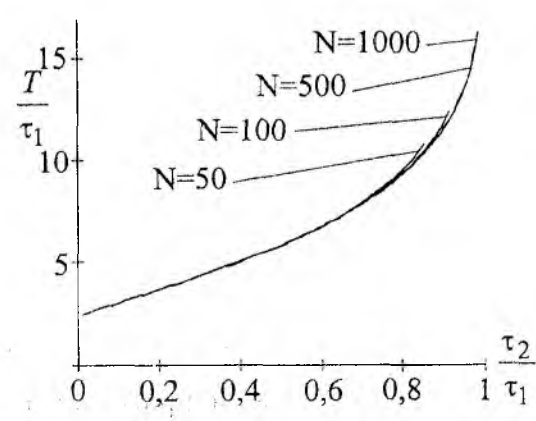
в



ж



г



з

Рис. 2

Таким образом, исследования показали, что отношение $\tilde{\sigma}_{\tau_m}/\sigma_C$ различно в зависимости от выбранной формулы численного интегрирования и индивидуально для каждой аппроксимирующей ПХ формулы. Для апериодического звена первого порядка зависимость отношения $\tilde{\sigma}_{\tau}/\sigma_C$ линейно возрастает при увеличении количества дискретов. Для АИП второго порядка, выбрав соотношения τ_2/τ_1 , T/τ_1 при организации измерительного эксперимента, а также формулу численного интегрирования при обработке его результатов, можно добиться минимума влияния случайной погрешности на точность определения постоянных времени. Как видно из приведенных графиков, наименьшие значения $\tilde{\sigma}_{\tau_{1,2}}/\sigma_C$ достигаются при использовании первой формулы прямоугольников.

Список литературы: 1. Захаров И.П., Штефан Н.В. Идентификация динамических характеристик апериодических измерительных преобразователей мощности СВЧ // Радиотехника. 1997. Вып. 104. С.47 – 55. 2. Бронштейн И.Н., Семендяев К.А. Справочник по математике. М.: Наука, 1981. 720 с. 3. Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement: First edition. ISO, Switzerland, 1993. 101p.

Харьковский национальный
университет радиозлектроники

Поступила в редколлегию 02.07.2004

В. В. НЕКРАСОВ, канд. техн. наук, Ю. О. БОРОДЕНКО, канд. техн. наук,
 Б. В. ГРИНЬОВ, д-р техн. наук, член-кор. АН України,
 Л. О. ПІВЕНЬ, канд. фіз.-мат. наук, С. М. СЕЛЕГЕНЄВ, канд. фіз.-мат. наук

ВИКОРИСТАННЯ БЛОКІВ ДЕТЕКТУВАННЯ γ -ВИПРОМІНЮВАННЯ ПІДВИЩЕНОЇ ЕФЕКТИВНОСТІ НА ОСНОВІ ВАЖКИХ СЦИНТИЛЯТОРІВ В СИСТЕМАХ КОНТРОЛЮ РАДІАЦІЙНОЇ БЕЗПЕКИ

Для вирішення задач, пов'язаних з спектрометрією та реєстрацією γ -випромінювання широко використовуються сцинтиляційні детектори, які мають високе значення щільності, атомного номера, прозорості, швидкодії та лінійності відгуку у широкому енергетичному діапазоні. Сучасна технологія забезпечує одержання монокристалів NaI(Tl), CsI(Tl) великого об'єму і дозволяє використовувати детектори повного поглинання, однак у більшості випадків чисто утилітарні вимоги викликають необхідність використання детекторів обмежених розмірів з ефективністю поглинання γ -квантів 30–60 %. При цьому оптимальний розмір обирається із співвідношення ефективності поглинання γ -квантів, прозорості, умов світлозбирання. Оксидні сцинтилятори мають порівняно з лужногалоїдними більш низьку конверсійну ефективність перетворення енергії, але істотно більш вищу ефективність поглинання високоенергетичних γ -квантів. У галузі високих енергій це призводить до переважання фотопіка над комптоновським розсіюванням, отже до підвищення ефективності піка повного поглинання (ППП) [1].

Аналіз даних досліджень свідчить про те, що використання оксидних сцинтиляторів типу BGO та CdWO₄ (близьких за основними параметрами) особливо ефективне на високих енергіях, де виграш в ефективності реєстрації в ППП досягає величини ~ 5–8 разів. Окрім того, слід відмітити, що кристали CdWO₄ вигідно відрізняються від інших низькою температурною залежністю світловиходу від навколишньої температури у широкому діапазоні температур та низьким власним фоновим випромінюванням. Проведений аналіз діючої номенклатури сцинтиляційних блоків детектування та радіометричних приладів на їх основі показав, що найбільш доцільно розробити блок детектування на основі кристалів CdWO₄, за типорозмірами аналогічними блоку детектування на основі кристалів NaI(Tl) розміром $\varnothing 63 \times 63$ мм БДЕГ–13П. Це дозволить не змінювати конструкції приладу, використовувати заново розроблені блоки детектування (БД) у вже діючих приладах радіометричного контролю, які широко використовуються в лабораторіях України, наприклад РКГ–05П. Така заміна дозволить істотно поліпшити параметри вже існуючих приладів. Так, дослідження показали, що використання БД $\varnothing 63 \times 63$ мм на основі CdWO₄ в радіометрії типу РКГ–05П замість БДЕГ–13П $\varnothing 63 \times 63$ на основі NaI(Tl) дозволить знизити мінімально-детектовану активність (МДА) з 20 до ~ 0,5 Бк/кг.

На основі теоретичних та експериментальних досліджень було виготовлено дослідні зразки БД $\varnothing 63 \times 63$ мм [2]. З метою підвищення експлуатаційних характеристик БД до його складу було включено спеціально розроблений спектрометричний підсилювач та регулюючий стабілізований перетворювач напруги + 12 В/1500 В. Таким чином, напруга живлення вибрана рівною +12 В, а стандартизований сигнал з виходу БД може подаватися безпосередньо на спектроаналізатор без попередньої обробки.

Структурна блок-схема БД зображена на рис.1, де 1 – блок детектування; 2 – електронний вузол; 3 – накидна гайка; 4 – кристал CaWO₄ $\varnothing 63 \times 63$ мм; 5 – ФЕП-110; 6 – вузол включення (розподільник напруги); 7 – підсилювач-формував; 8 – високовольтний перетворювач; 9 – вузол підключення БД (зв'язок із зовнішніми приладами).

Після виготовлення БД проведено дослідження на відповідність їх параметрів. В табл. 1 наведено результати досліджень відносної і абсолютної похибки вимірювання потужності експозиційної дози гамма-випромінювання БД $\varnothing 63 \times 63$ мм.

Результати досліджень показали, що БД $\varnothing 63 \times 63$ мм на основі CdWO₄ мають максимальну похибку $\pm 5\%$ в діапазоні МЕД від 0,013 мР/год до 10 мР/год, що приблизно в п'ять разів

точніше показань блоків типу БДМГ, які використовуються зараз в системах безпеки атомних станцій. Рентгеночутливість БД по ^{137}Cs складає 25 імн/с/мкР/год , що на два порядки вище, ніж у блоках типу БДМГ-41. В табл. 2 наведено результати комплексних досліджень параметрів БД $\varnothing 63 \times 63 \text{ мм}$ в радіометричному і спектрометричному режимах у порівнянні з розробленими раніше БД $\varnothing 40 \times 40 \text{ мм}$ на основі CdWO_4 .

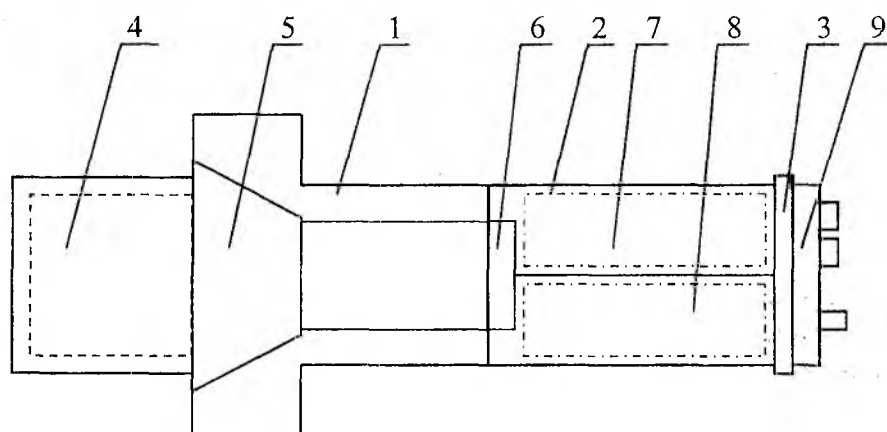


Рис.1

Таблиця 1

Потужність дози, мР/год (зразок)	Потужність дози, мР/год (виміряна)	Похибка, %	
		абсолютна	відносна
0,013	0,013	0,0	0,0
0,025	0,024	0,001	-4,0
0,05	0,048	0,002	-4,0
0,1	0,1	0,0	0,0
0,15	0,153	0,003	+2,0
0,2	0,203	0,003	+1,5
0,25	0,26	0,01	+4,0
0,3	0,314	0,014	+4,6
0,5	0,494	0,006	-1,2
1,0	0,932	0,048	-4,8
4,0	3,74	0,14	-3,5
10,0	9,69	0,31	-3,1

В процесі досліджень параметрів БД $\varnothing 63 \times 63 \text{ мм}$ проведено теоретичні розрахунки та експериментальні дослідження з вивчення можливості використання модернізованих БД в системах несанкціонованого ввозу-вивозу радіоактивних речовин. Результати цих досліджень показали принципову можливість використання БД у системах контролю несанкціонованого переміщення радіоактивних речовин [3].

Основою систем є розроблені блоки детектування підвищеної ефективності на основі сцинтилятора CdWO_4 великого об'єму ($40 \times 100 \text{ мм}$) з вбудованими спектрометричними підсилювачами і високовольтними перетворювачами для живлення ФЕП. До складу одного з блоків включено двохвідний контролер на базі мікропроцесора, у якому провадиться первинна обробка сигналів, що надходять із двох БД (основного і додаткового) за відповідною програмою. Використання спектрометричних БД, сполучених з мікропроцесором, до складу якого входить аналого-цифровий перетворювач (АЦП), дозволяє не тільки установлювати факт провозу радіоактивних речовин (РАР), а й оцінювати ізотопний склад РАР.

Таблиця 2

Параметри	Радіо- нуклід	Сцинтилятор БД $\varnothing 40 \times 40$ мм	Сцинтилятор БД $\varnothing 63 \times 63$ мм
Амплітудне розділення R , %	Cs-137	9–12	9
Ефективність реєстрації гамма- випромінювання в піку повного по- глинання, %		42	56
Чутливість, см^2	Cs-137	5,5	17,4
Рівень власного фону у “вікнах нуклідів”, имп/с			
а) без захисту	Cs-137	5,2	20
	K-40	2,0	7,8
б) з пасивним захистом	Cs-137	0,52	1
	K-40	0,20	0,7
Інтегральна нелінійність, %		0,18	0,18
Мінімальна активність, що детекту- ється, Бк (з захистом, $t_{\text{експ}}=1$ год), “Марінелі” 0,5 л	Cs-137	2,18	0,545
Основна похибка вимірювання активності, %	Cs-137	20	15
Додаткова похибка за рахунок зміни температури в діапазоні $-20 \pm 50^\circ\text{C}$, на 10°C , %		0,1	0,1

Підвищена ефективність реєстрації γ -випромінювання (особливо в діапазоні енергій 30–300 keV) дозволяє істотно підвищити ефективність виявлення трансуранових РАР (у порівнянні з аналогами на основі пластмасових детекторів) при значно менших габаритах БД. З виходу контролера дані по шині RS-485 надходять у ПЕОМ. Результати вимірів, оброблені відповідно до алгоритму виявлення, виводяться на екран ЕОМ і заносяться до протоколу, у випадку перевищення порога подається звуковий і світловий сигнал. Нижче наведено короткий опис одного базового комплексу, що складається з двох БД, основного і додаткового. При необхідності для підвищення чутливості допускається нарощування комплексів.

Система призначена для контролю за несанкціонованим переміщенням радіоактивних речовин (РАР) через контрольно-пропускні пункти (пішохідні, автомобільні і залізничні) різних цивільних і військових об'єктів (митні посади, АЕС, комбінати з видобутку і переробки ядерних матеріалів, військові ядерні установки і сховища і т.д.). На рис. 2 представлена блок-схема базового комплексу.

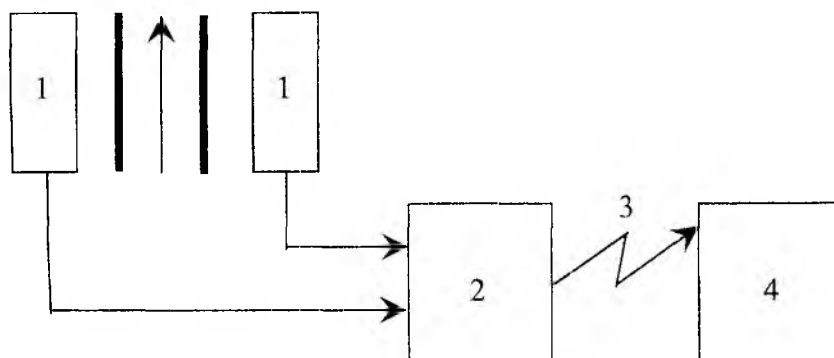


Рис.2

Імпульси напруги з виходів детекторів 1, частота проходження яких пропорційна потужності дози гамма-випромінювання, що реєструється, а амплітуда – енергії випромінювання, подаються на входи контролера 2, де проводиться їх первинна статистична обробка. Середні швидкості рахунку, отримані по чотирьох енергетичних каналах, а також сумарна швидкість рахунку, по лінії зв'язку 3 передаються на ПЕОМ. На рис. 3 наведена конструкція детектора для системи виявлення несанкціонованого переміщення РАР: 1 – кристал CdWO_4 ; 2 – контролер; 3 – високовольтний перетворювач; 4 – свинцевий захист; 5 – фотоелектронний помножувач; 6 – спектрометричний підсилювач.

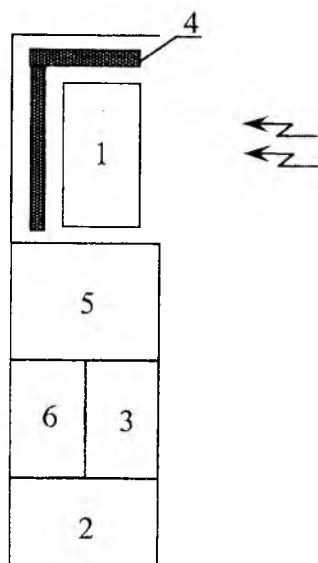


Рис.3

Виявлення факту несанкціонованого ввозу-вивозу РАР проводиться за наступним алгоритмом:

$$V_i = S \cdot \sqrt{\sum_{i=20}^{i-1} (V_i - \bar{V}_i)^2 / 380},$$

де $V_i = N_{i1\text{дет}} / 6 + N_{i2\text{дет}} / 6$, $N_{i1,2\text{дет}}$ – число імпульсів, зареєстрованих детекторами в усьому діапазоні за час $t = 6$ с; S – значення порога.

Підвищена ефективність реєстрації γ -випромінювання (особливо в діапазоні енергій 30–300 кеВ) дозволяє істотно підвищити ефективність виявлення трансуранових РАР (у порівнянні з аналогами на основі пластмасових детекторів) при значно менших габаритах БД.

Відповідно до конструкції, наведеної на рис. 3, було розроблено і виготовлено два варіанти БД – для транспортного і пішохідного варіантів монітора. Нижче наведені їх технічні дані. У табл. 3 представлені порівняльні технічні характеристики транспортного варіанту системи для виявлення РАР та систем типу РМ-5000-5 на основі пластмаси.

Технічні дані блоків детектування для транспортного варіанта наведені в табл.4, а технічні дані системи для пішохідного варіанта монітора – в табл.5.

Таким чином, розроблені блоки детектування БД $\varnothing 63 \times 63$ мм на основі CdWO_4 можна з успіхом використовувати в системах радіаційної безпеки АЕС замість блоків типу БДМГ, що використовуються зараз. При цьому похибка вимірювання потужності експозиційної дози при значеннях МЕД на рівні фону зменшується приблизно в п'ять разів, а дозова чутливість підвищується на два порядки.

Таблиця 3

Технічні характеристики систем	Система (БД на основі CdWO_4)	PM-5000-5 (БД на основі пластмаси)
Енергетичний діапазон, MeV	0,03–3,0	0,02–1,6
Гранична чутливість по Cs^{137} на рівні природного фону не більш 20 мкР/год з імовірністю виявлення 0,95 складає для рушійного об'єкта зі швидкістю 10 км/год при ширині воріт $L=6 \text{ м}$, $(\text{імн/с})/(\text{мкР/год})$	>200	250
Число БД, шт	4	2
Максимальна ширина воріт, м	6	6
Активності РАР, що мінімально виявляються, мкКи :		
Cs^{137}	10	10
Co^{60}	2,5	5,5
Am^{241}	26	200
Маси, що мінімально виявляються, РАР, г:		
U^{235}	15	250
U^{238} , у рівновазі з дочірніми продуктами	20	2000
P^{239}	$2 \cdot 10^{-2}$	4,2
Час виміру, с	6	6
Установка порогів сигналізації, σ	2-8 над фоном	2-8 над фоном
Габаритні розміри БД, мм	$\varnothing 90 \times 420$	$1200 \times 600 \times 300$
Джерело живлення	мережа змінного струму, 220В, $\pm 15\%$, 50 Гц, +12В	мережа змінного струму, 95В–250В, +12В
Споживана потужність, Вт	<50	<50
Діапазон робочих температур, $^{\circ}\text{C}$	– 30 – + 50	– 30 – + 50
Зв'язок із системою обробки	Порт RS-485	Порт RS-232

Таблиця 4

Енергетичний діапазон γ - випромінювання, що реєструється	0,03 – 3 MeV
Рентгеночутливість одного БД по ^{137}Cs , не нижче	10 $(\text{імн/с})/(\text{мкР/год})$

Таблиця 5

Гранична чутливість при рівні природного фону не вище 20 мкР/год з імовірністю виявлення не нижче 0,95 для об'єкта, що рухається зі швидкістю 5 км/год . Активності чи маси, що виявляються мінімально:	
^{235}U	15 г
^{238}U	20 г
^{239}Pu	0,02 г
^{137}Cs	3 мкКи
^{60}Co	2 мкКи
^{241}Am	10 мкКи
Число помилкових спрацьовувань	Не більш 1 на 1000 проходів
Установка порогів сигналізації	2–8 σ над фоном
Ширина контрольованої зони	0,9 м
Джерело живлення	220 В 50 Гц
Кількість детекторів	2
Температурний діапазон	– 40 – +50 $^{\circ}\text{C}$
Режим роботи	Цілодобовий

В режимах радіометрії і спектрометрії в діапазоні енергій 0,1–1,5 MeV в геометрії посудини Марінелі (0,5 л) при вимірюваннях порядку 1 год мінімальна детектована активність (МДА) по лінії 661,6 KeV (^{137}Cs) дорівнює приблизно 0,5 Бк/кг, при амплітудному розділенні – 9 %. Розробка та освоєння дослідного виробництва спектрометричних блоків детектування підвищеної ефективності на основі CdWO_4 великого об'єму (до 40×40×100 мм) дозволила створити високоефективні (особливо у діапазоні енергій 30–300 KeV) системи виявлення несанкціонованого переміщення радіоактивних речовин, відповідні класам транспортних моніторів, не нижче II T_γ (по ^{60}Co), III T_γ (по ^{137}Cs) і IV T_γ (по ^{133}Ba).

Список літератури: 1. Zorenko Yu., Pashkovsky M., Moroz Z., Limarenko L., Konstankevych I., Griniyov B.V., Nekrasov V.V., Borodenko Y.A. Scintillation characteristics of the single crystalline CdWO_4 and $\text{Bi}_3\text{Ge}_4\text{O}_{12}$ compounds doped with mercury-like ions. International Conference "Advanced Materials". 3 – 7 October 1999. Kiev. Ukraine. Abstracts. Symposium B. P. 171. 2. Borodenko Y., Nekrasov V.V., Selegenev E., Piven L., Sol'sky I., Zorenko Yu., Limarenko L., Moroz Z., Pashkovsky M., Konstankevych I. High sensitive scintillation blocks of the γ -radiation detection on the base of cadmium tungstate single crystals. The First International Conference on Inorganic Scintillators and Their Application, SCINT99. Scientific Program and Abstracts. August 16 – 30, 1999. Moscow, Russia. P. 180. 3. Бороденко Ю.А., Гринев Б.В., Коваль А.Ф., Некрасов В.В., Пивень Л.А., Селегенов Е.М., Удянський В.П. Система контролю за несанкціонованим перемещением радиоактивных материалов // Тезисы докладов "Функциональные материалы". 6 - 11 октября 2003. Крым.

Інститут сцинтиляційних матеріалів,
НТК «Інститут монокристалів» НАН України

Надійшла до редколегії 20.05.2004

МАЛОГАБАРИТНЫЙ КАЛИБРУЕМЫЙ МИКРОВОЛНОВЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ИНТЕРФЕРЕНЦИОННО-РЕФЛЕКТОМЕТРИЧЕСКОГО ТИПА

Решение проблемы повышения эффективности работы радиотехнических систем напрямую связано с непрерывным совершенствованием микроволновых трактов, от которых зависит качество работы этих систем. Важнейшим элементом измерителей параметров волноводных трактов и устройств является микроволновый преобразователь (МП). В последнее время чаще всего рассматриваются две концепции разработки прецизионных средств измерения на основе многополюсных МП. Одна из них основана на принципах создания интерференционных первичных преобразователей с параметрами, близкими к идеальным, достигаемым благодаря оптимальному конструктивному синтезу [1], другая – предполагает использование калибруемых по образцовым нагрузкам многополюсников, к которым не предъявляются жесткие требования конструкторско-технологического характера [2, 3]. Недостатком первого подхода является технологическая сложность изготовления МП, особенно в коротковолновой части микроволнового диапазона, а второго – сложность алгоритмической обработки информации и значительное число образцовых мер, по которым осуществляют калибровку.

В предлагаемом измерителе сочетаются обе концепции. Это позволило сократить количество образцовых мер, упростить обработку информации в режимах калибровки и измерения, снизить требования к точности изготовления элементов конструкции микроволнового преобразователя и уменьшить его габаритные размеры.

Рассматриваемый в работе малогабаритный преобразователь интерференционно-рефлектометрического типа на прямоугольном волноводе включает один направленный и три ненаправленных ответвителя. Элементы связи последних включены таким образом, что фазовые сдвиги ответвляемых ими волн практически не зависят от частоты в 40-процентной полосе. Конструктивно ненаправленные ответвители представляют собой торцевые сочленения основного волновода с отрезками запредельных волноводов. Связь их осуществляется посредством узких щелей (рис. 1).

Щель I прорезана перпендикулярно продольной оси волновода, щель II – наклонно к этой оси, а щель III – параллельно к ней. Эти щели находятся на широких стенках основного волновода по обе стороны от осевой линии. Центры щелей I и III расположены в одной поперечной плоскости, центр щели II отстоит от нее на расстоянии z_0 . Угол наклона β этой щели и расстояние z_0 , а также поперечная координата x_0 центров щелей, определены в результате оптимизации соотношения для фазового сдвига между ответвляемыми сигналами поперечной и наклонной щелями [4]. При этом в 40-процентной полосе частот отклонение фазового сдвига $\Delta\varphi$ от номинального значения 45° не превышает величины $\pm 0.8^\circ$. Фазовый сдвиг между сигналами, ответвляемыми поперечной I и продольной III щелями, во всем диапазоне частот равен 90° . Это связано с тем, что эти щели возбуждаются только поперечной и продольной составляющими напряженности магнитного поля, соответственно.

Связь каналов в направленном ответвителе (НО) осуществляется через два наклонных отверстия, которые разнесены вдоль волновода. Вторичный канал НО ориентирован параллельно первичному, при этом его узкая стенка примыкает к широкой стенке первичного волновода по одну сторону от осевой линии. Анализ показал, что при оптимально выбранных геометрических параметрах щелей: z_1 , α , x_0 , а также их длины и ширины, фазовый сдвиг не существенно зависит от частоты. В 40-процентной полосе частот этот фазовый сдвиг изменяется в пределах от 90 до $93,5^\circ$. Минимальная направленность такого ответвителя превышает 20 дБ.

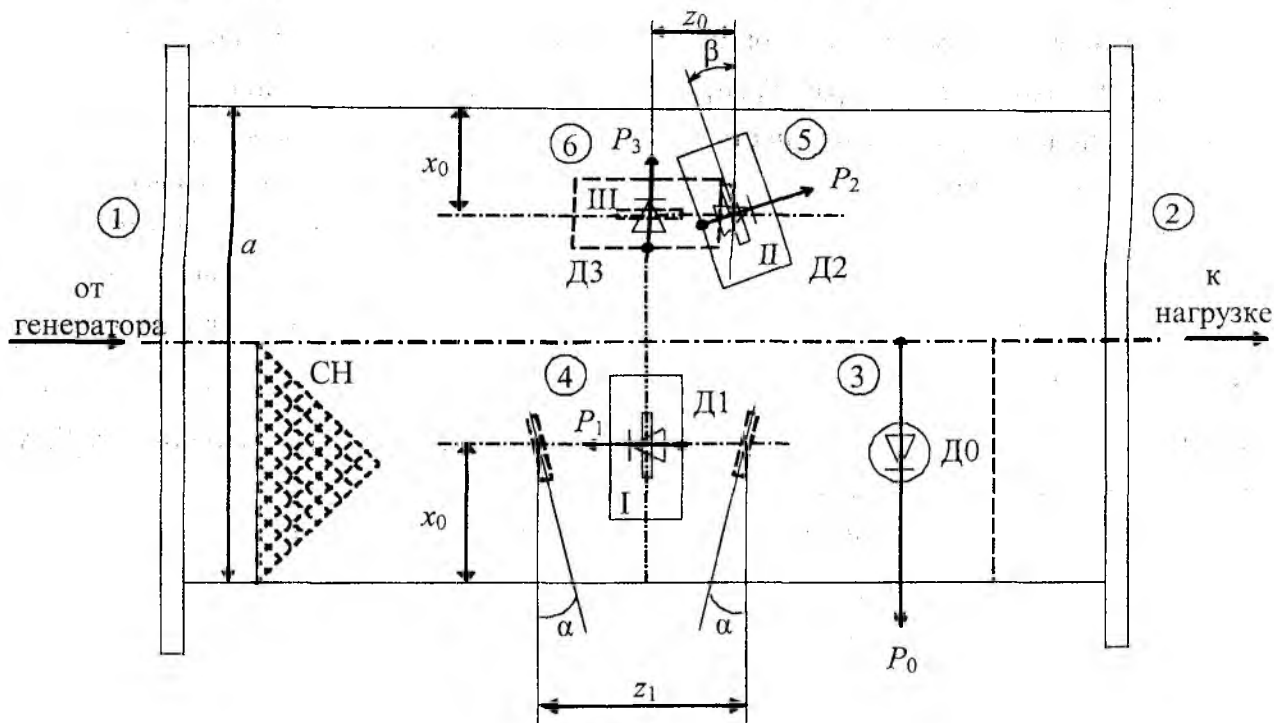


Рис. 1

Указанное размещение элементов связи направленного и ненаправленного ответвителей позволило существенно уменьшить продольный размер устройства. МП представляет собой 12-полюсное устройство, имеющее шесть выходов, нумерация которых на рис. 1 представлена в кружках. К выходам 1 и 2 подсоединены, соответственно, генератор СВЧ и исследуемое устройство. В плече вторичного волновода НО, ориентированном на отраженную волну, размещена согласованная нагрузка (СН), а в плече, ориентированном на падающую волну, – детекторная головка Д0. Выходы 12-полюсника 4, 5, 6 нагружены детекторными головками Д1, Д2, Д3 соответственно.

На рис. 2 изображен преобразованный ориентированный граф микроволновой части прибора. При построении графа учтены фазовые соотношения между сигналами, ответвляемыми щелями. В рассматриваемом преобразователе взаимным влиянием детекторов и отражениями от щелей можно пренебречь вследствие малости коэффициентов связи основного волновода со вспомогательными (переходное ослабление имеет величину более 30 дБ), кроме того, модуль коэффициента передачи отрезка основного волновода принят равным единице.

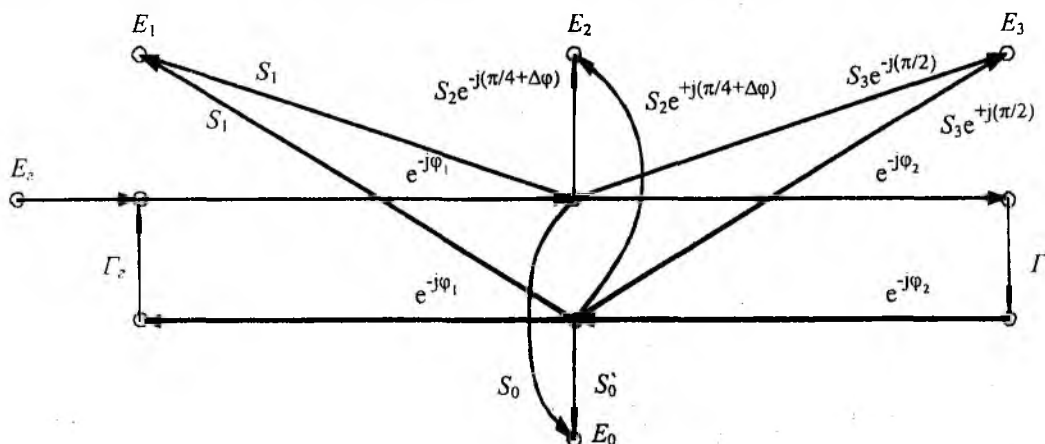


Рис. 2

На рис. 2 использованы следующие обозначения:

$\Gamma = |\Gamma| \exp(i\varphi)$ – комплексный коэффициент отражения (ККО) исследуемой нагрузки; $|\Gamma|$ – модуль; φ – аргумент; E_z – нормированная комплексная амплитуда волны генератора; Γ_z – ККО выхода генератора; E_0, E_1, E_2, E_3 – нормированные комплексные амплитуды волн, подающие на датчики мощности Д0, Д1, Д2, Д3; S_1, S_2, S_3 – передачи ветвей, связывающих основной канал с датчиками мощности Д1, Д2, Д3; φ_1 и φ_2 – набег фазы волны на участках основного волновода от выхода МП до поперечной щели и от этой щели до выхода 2; $S_0 = S_{31}^{HO} / (1 - \Gamma_H \Gamma_{\partial 0})$ – передача ветви графа, связывающей основной канал МП со стороны генератора с выходом 3; Γ_H и $\Gamma_{\partial 0}$ – ККО согласованной нагрузки и детекторной головки, расположенной во вторичном волноводе; $S'_0 = (S_{31}^{HO} \Gamma_H + S_{41}^{HO}) / (1 - \Gamma_H \Gamma_{\partial 0})$ – передача ветви графа, связывающей основной канал МП со стороны нагрузки с выходом 3; S_{31}^{HO}, S_{41}^{HO} – элементы матрицы рассеяния НО.

Решение графа относительно амплитуд волн E_0, E_1, E_2, E_3 имеет вид

$$\left. \begin{aligned} E_0 &= \frac{E_z \exp(-i\varphi_1) S_0}{1 - \Gamma \Gamma_z \exp(-i\psi)} \left[1 + \Gamma \frac{S'_0}{S_0} \exp(-i2\varphi_2) \right] \\ E_1 &= \frac{E_z \exp(-i\varphi_1) S_1}{1 - \Gamma \Gamma_z \exp(-i\psi)} [1 + \Gamma \exp(-i2\varphi_2)] \\ E_2 &= \frac{E_z \exp(-i\varphi_1) S_2 \exp\left(-i\left(\frac{\pi}{4} + \Delta\varphi\right)\right)}{1 - \Gamma \Gamma_z \exp(-i\psi)} \left[1 + \Gamma \exp\left(-i\left(2\varphi_2 - \frac{\pi}{2} - 2\Delta\varphi\right)\right) \right] \\ E_3 &= \frac{E_z \exp(-i\varphi_1) S_3 \exp\left(-i\frac{\pi}{2}\right)}{1 - \Gamma \Gamma_z \exp(-i\psi)} [1 + \Gamma \exp(-i(2\varphi_2 - \pi))] \end{aligned} \right\}, \quad (1)$$

где $\psi = \varphi_1 + \varphi_2$.

Сигналы, снимаемые с детекторных головок, запишем в виде

$$P_i = \nu_i |E_i|^2, \quad (2)$$

где $i = 0, 1, 2, 3$; ν_i – коэффициент преобразования детекторных головок.

С учетом (2) систему уравнений (1) приводим к виду

$$\left. \begin{aligned} P_0 &= \frac{q_0 |E_z|^2}{\Delta^2} |1 + \Gamma A_0|^2 \\ P_1 &= \frac{q_1 |E_z|^2}{\Delta^2} [1 + |\Gamma|^2 + 2|\Gamma| \cos(\varphi - 2\varphi_2)] \\ P_2 &= \frac{q_2 |E_z|^2}{\Delta^2} [1 + |\Gamma|^2 - 2|\Gamma| \sin(\varphi - 2\varphi_2 + 2\Delta\varphi)] \\ P_3 &= \frac{q_3 |E_z|^2}{\Delta^2} [1 + |\Gamma|^2 - 2|\Gamma| \cos(\varphi - 2\varphi_2)] \end{aligned} \right\}, \quad (3)$$

где $A_0 = \frac{S'_0}{S_0} \exp(-i2\varphi_2) / S_0 = (\Gamma_H + S_{41}^{HO} / S_{31}^{HO}) \exp(-i2\varphi_2)$ – комплексный эквивалентный параметр направленного ответвителя МП; $q_i = \nu_i |S_i|^2$; $\Delta^2 = |1 - \Gamma \Gamma_z \exp(-i\psi)|^2$.

Система уравнений (3) нелинейна относительно модуля $|\Gamma|$ и аргумента φ исследуемого устройства. Для исключения зависимости результатов измерения от уровня мощности E_c^2 , а также от рассогласования с генератором Δ^2 разделим второе, третье и четвертое уравнения системы (3) на первое уравнение этой же системы. В результате получим систему нормированных уравнений:

$$U'_1 = K_1 \frac{1 + |\Gamma|^2 + 2|\Gamma| \cos(\varphi - 2\varphi_2)}{|1 + \Gamma A_0|^2}; \quad (4)$$

$$U'_2 = K_2 \frac{1 + |\Gamma|^2 - 2|\Gamma| \sin(\varphi - 2\varphi_2 + 2\Delta\varphi)}{|1 + \Gamma A_0|^2}; \quad (5)$$

$$U'_3 = K_3 \frac{1 + |\Gamma|^2 - 2|\Gamma| \cos(\varphi - 2\varphi_2)}{|1 + \Gamma A_0|^2}, \quad (6)$$

где $K_i = q_i/q_0$; $i=1, 2, 3$.

Для решения этой системы относительно искомых параметров необходимо провести предварительную калибровочную процедуру измерителя по образцовым нагрузкам с известными значениями модуля и аргумента ККО. Целью калибровки является определение скалярных констант K_i , φ_2 и $\Delta\varphi$. Первую калибровку проведем по согласованной нагрузке ($\Gamma = 0$). Подставляя в (4)...(6) $\Gamma = 0$, находим коэффициенты K_i :

$$K_i = U_i^{(1)}. \quad (7)$$

где $U_i^{(1)}$ – нормированные напряжения в режиме первой калибровки.

Вторую калибровку проведем по рассогласованной нагрузке, модуль ККО которой равен единице, а аргумент равен $-\pi$. Подставив эти параметры в уравнения (4)...(6) и учитывая (7), получим:

$$\left. \begin{aligned} U_1^{(2)} &= \frac{2 - 2 \cos 2\varphi_2}{|1 - A_0|^2} \\ U_2^{(2)} &= \frac{2 + 2 \sin(2\varphi_2 - 2\Delta\varphi)}{|1 - A_0|^2} \\ U_3^{(2)} &= \frac{2 + 2 \cos 2\varphi_2}{|1 - A_0|^2} \end{aligned} \right\}, \quad (8)$$

где $U_1^{(2)}, U_2^{(2)}, U_3^{(2)}$ – нормированные напряжения в режиме второй калибровки.

Решение системы уравнений (8) дает следующие результаты:

$$\cos(2\varphi_2) = \frac{U_3^{(2)} - U_1^{(2)}}{U_3^{(2)} + U_1^{(2)}}; \quad (9)$$

$$\sin(2\varphi_2 - 2\Delta\varphi) = \frac{2U_2^{(2)} - U_3^{(2)} - U_1^{(2)}}{U_3^{(2)} + U_1^{(2)}}; \quad (10)$$

$$|1 - A_0|^2 = \frac{4}{U_3^{(2)} + U_1^{(2)}}. \quad (11)$$

Используя (9), определяем $2\varphi_2$:

$$2\varphi_2 = \arccos \frac{U_3^{(2)} - U_1^{(2)}}{U_3^{(2)} + U_1^{(2)}}. \quad (12)$$

Необходимо заметить, что использование формулы (12) приводит к однозначному определению $2\varphi_2$ только в диапазоне углов от 0 до 180° . Поскольку $\Delta\varphi < 0,8^\circ$ и поэтому $\sin(2\varphi_2 - 2\Delta\varphi) \approx \sin 2\varphi_2$, то значение угла $2\varphi_2$ можно рассчитать однозначно в пределах от 0 до 360° , используя выражения (9) и (10) для устранения неоднозначности определения квадранта, в котором находится угол $2\varphi_2$, возникающей при использовании операции $\arccos$ в (12).

Используя (10), определяем $2\Delta\varphi$:

$$2\Delta\varphi = 2\varphi_2 - \arcsin \left(\frac{2U_2^{(2)} - U_3^{(2)} - U_1^{(2)}}{U_3^{(2)} + U_1^{(2)}} \right). \quad (13)$$

Вычислив значения $2\varphi_2$ и $2\Delta\varphi$ на каждой из дискретных частот рабочего диапазона при калибровке по короткозамыкателю, можно приступить к решению измерительных уравнений (4)...(6) относительно искомых параметров $|\Gamma|$ и φ по измеренным значениям U_1, U_2, U_3 .

Представим систему уравнений (4)...(6) с учетом (7) в виде:

$$\left. \begin{aligned} U_1 &= X + Y \cos(\varphi - 2\varphi_2) \\ U_2 &= X - Y \sin(\varphi - 2\varphi_2 + 2\Delta\varphi) \\ U_3 &= X - Y \cos(\varphi - 2\varphi_2) \end{aligned} \right\}, \quad (14)$$

где $X = \frac{1 + |\Gamma|^2}{|1 + \Gamma A_0|^2}$; $Y = \frac{2|\Gamma|}{|1 + \Gamma A_0|^2}$; $U_i = \frac{U_i'}{U_i^{(1)}}$ – значения нормированных напряжений в режиме измерения.

Суммируя U_1 и U_3 , определяем X :

$$X = \frac{U_1 + U_3}{2}. \quad (15)$$

Вычтем U_3 из U_1 . В результате получим:

$$Y \cos(\varphi - 2\varphi_2) = \frac{U_1 - U_3}{2}. \quad (16)$$

Из второго уравнения системы (14) находим:

$$Y \sin(\varphi - 2\varphi_2 + 2\Delta\varphi) = \frac{U_1 + U_3 - 2U_2}{2}. \quad (17)$$

Взяв отношения левых и правых частей уравнений (17) и (16), получим:

$$\frac{\sin(\varphi - 2\varphi_2 + 2\Delta\varphi)}{\cos(\varphi - 2\varphi_2)} = \operatorname{tg}(\varphi - 2\varphi_2) \cos 2\Delta\varphi + \sin 2\Delta\varphi = \frac{U_1 + U_3 - 2U_2}{U_1 - U_3},$$

откуда вытекает примерное равенство:

$$\operatorname{tg}(\varphi - 2\varphi_2) \approx \frac{U_1 + U_3 - 2U_2}{U_1 - U_3} - \operatorname{tg}(2\Delta\varphi). \quad (18)$$

С учетом выражения (16) решение (18) относительно $(\varphi - 2\varphi_2)$ запишем в виде

$$\varphi - 2\varphi_2 = \begin{cases} \arctg \left[\frac{U_1 + U_3 - 2U_2}{U_1 - U_3} - \tg(2\Delta\varphi) \right] & , \text{при } \cos(\varphi - 2\varphi_2) > 0; \tg(\varphi - 2\varphi_2) > 0; \\ \arctg \left[\frac{U_1 + U_3 - 2U_2}{U_1 - U_3} - \tg(2\Delta\varphi) \right] + \pi & , \text{при } \cos(\varphi - 2\varphi_2) < 0; \\ \arctg \left[\frac{U_1 + U_3 - 2U_2}{U_1 - U_3} - \tg(2\Delta\varphi) \right] + 2\pi & , \text{при } \cos(\varphi - 2\varphi_2) > 0; \tg(\varphi - 2\varphi_2) < 0. \end{cases} \quad (19)$$

Взяв корень квадратный из суммы квадратов величин (16) и (17), получим:

$$Y \sqrt{\cos^2(\varphi - 2\varphi_2) + \sin^2(\varphi - 2\varphi_2 + 2\Delta\varphi)} = \sqrt{\left(\frac{U_1 - U_3}{2}\right)^2 + \left(\frac{U_1 + U_3 - 2U_2}{2}\right)^2} \quad (20)$$

Разделив (20) на (15) и подставив значения X и Y , получим соотношение, из которого можно определить модуль коэффициента отражения:

$$\begin{aligned} \frac{Y}{X} &= \frac{2|\Gamma|}{1+|\Gamma|^2} = \frac{\sqrt{\left(\frac{U_1 - U_3}{2}\right)^2 + \left(\frac{U_1 + U_3 - 2U_2}{2}\right)^2}}{\left(\frac{U_1 + U_3}{2}\right) \sqrt{\cos^2(\varphi - 2\varphi_2) + \sin^2(\varphi - 2\varphi_2 + 2\Delta\varphi)}} = \\ &= \frac{\sqrt{(U_1 - U_3)^2 + (U_1 + U_3 - 2U_2)^2}}{(U_1 + U_3) \sqrt{\cos^2(\varphi - 2\varphi_2) + \sin^2(\varphi - 2\varphi_2 + 2\Delta\varphi)}} \end{aligned} \quad (21)$$

Из (21) следует:

$$|\Gamma| = \frac{X}{Y} - \sqrt{\frac{X^2}{Y^2} - 1}. \quad (22)$$

Таким образом, калибровочные и измерительные уравнения решаются в явном виде. Измеритель ККО, реализованный на предложенном МП, требует всего лишь две калибровки – по согласованной нагрузке и короткозамкателью. Следует подчеркнуть, что задачей дальнейших исследований измерителя ККО на основе калибруемого интерференционно-рефлектометрического МП является поиск методов исключения погрешностей измерения, вызванных неидеальными параметрами образцовых нагрузок.

Список литературы: 1. *Синтез* и анализ широкополосного малогабаритного СВЧ преобразователя и измерителя коэффициента отражения на его основе / В.В. Саламатин, И.Л. Афонин, И.В. Лашенко // Изв. вузов. Сер.: Радиоэлектроника. 2002. Т.45. №6. С.35–42. 2. *Пат. №2022284, РФ МКИ G01R 27/06*. Способ определения комплексных параметров СВЧ устройств/ Ю.Б. Гимпелевич. Оpubл. 30.10.94. Бюл №20. 14 с. 3. *Калибровка коммутационных многополюсных преобразователей комплексных параметров микроволновых трактов* / Ю.Б. Гимпелевич, Ю.Я. Смаилов // Радиотехника: Всеукр. науч. техн. сб., 2003. Вып. 134. С.250-255. 4. *Лашенко И.В.* Учет протяженности щелей при синтезе и анализе волновых элементов связи // Изв. вузов. Сер. Радиоэлектроника. 1999. Т.42, №1-2. С.33–38

Севастопольский национальный
технический университет

Поступила в редколлегию 18.05.2004

АППРОКСИМАЦИЯ УКОРОЧЕННЫХ УРАВНЕНИЙ УДВОИТЕЛЯ ЧАСТОТЫ

Синхронизированные автогенераторы широко используются в технике связи, радиоэлектронике, информационно-измерительной технике для решения задач демодуляции сигналов, их усиления, синтеза и стабилизации частоты, нелинейной фильтрации и т.д. Для их исследования разработан ряд аналитических методов. Это различные модификации метода усреднения [1,2], метод разделения частот [3], квазилинейный метод [4] и другие. Большинство из них приводят к укороченным дифференциальным уравнениям, решение которых осуществляется численными методами, отнимающими много времени и сил и не позволяющими эффективно анализировать автогенераторы и их системы [5,6]. Целью настоящей статьи является адаптация метода линейной аппроксимации для решения укороченных уравнений синхронизированного одноконтурного LC-автогенератора в режиме умножения частоты на два, а также исследование влияния отрицательной фазовой обратной связи (ОФОС).

Математическая модель гармонического удвоителя частоты с ОФОС. Рассмотрим, для определенности, автогенератор с трансформаторной обратной связью, (рис.1). Полученные результаты существенно не изменятся, если исходить из иной схемы одноконтурного автогенератора. Для формирования ФОС сигнал синхронизации $e' = E' \cos(\omega_c t + \varphi_c)$, $\omega_c = \text{const}$ возводится в третью степень, затем устраняется первая гармоника. Третья гармоника перемножается с сигналом синхронизированного автогенератора $u = A \cos(2\omega_c t + \varphi)$. Первая гармоника произведения и есть непосредственный сигнал синхронизации $e = E \cos(\omega_c t + \psi)$, где $\psi = 3\varphi_c - \varphi$, а $E = \text{const}$. Уравнение синхронизированного автогенератора, как известно, можно записать в виде:

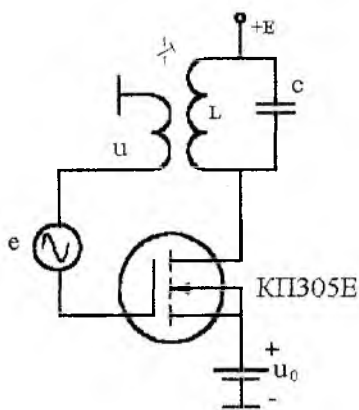


Рис. 1

$$\frac{d^2 u}{dt^2} + \omega_0 k R \delta \frac{d}{dt} \left(\frac{u}{kR} - i \right) + \omega_0^2 u = 0,$$

где $u = A \cos(2\omega_c t + \varphi)$ – напряжение положительной обратной связи на входе усилительного элемента автогенератора; а i – его ток; ω_0 – резонансная частота контура; $k = M/L$ – модуль коэффициента положительной обратной связи; L и M – индуктивность контура и взаимная индуктивность; R и Q – резонансное сопротивление контура и добротность; $\delta = 1/Q$.

Пусть $E \ll A$, $i = a_0 + a_1 u_y + a_2 u_y^2 + a_3 u_y^3 + a_4 u_y^4 + a_5 u_y^5 + a_6 u_y^6$ – полином, аппроксимирующий нелинейную характеристику безынерционного усилительного элемента $u_y = u + e + u_0$, $u_0 = \text{const}$. Тогда при высокой добротности контура и малом сигнале синхронизации с помощью метода усреднения получим укороченные уравнения:

$$\begin{aligned} \frac{dy}{d\tau} + \frac{\varepsilon}{2} (b_0 y^5 + b_1 y^3 + b_2 y) &= \frac{\varepsilon}{2} B_{1(y)} \cos(3\theta^0), \\ \frac{d\theta^0}{d\tau} - \frac{\varepsilon}{2} B_{2(y)} \sin(3\theta^0) &= -\frac{\Delta\omega}{\omega_0} - 2 \frac{d\varphi_c}{d\tau}, \end{aligned} \quad (1)$$

где $\theta^0 = \varphi - 2\varphi_c$, $\tau = 2\omega_c t$, $\varepsilon = \delta\alpha$ – малый параметр, $y = A/A_0$ – безразмерная амплитуда; A_0 и A – амплитуды колебаний в автономном режиме и в режиме синхронизации,

$$\Delta\omega/\omega_0 = (2\omega_c - \omega_0)/\omega_0 \ll 1, \quad b_0 = \frac{5}{8}fA_0^4, \quad b_1 = \frac{3}{4}A_0^2(5fE^2 + \gamma), \quad c_2 = -1 + \frac{3}{2}E^2(\gamma + \frac{5}{4}fE^2),$$

$$B_{1(y)} = B_1 + B_2y^2 + B_3y^4, \quad B_{2(y)} = B_4/y + B_5y + B_6y^3, \quad B_1 = -B_4 = -\frac{E^2}{2A_0}(\beta + \delta E^2 + 15/16gE^4),$$

$$B_2 = -\frac{9}{4}E^2A_0(\delta + 5/2gE^2), \quad B_3 = -\frac{75}{16}gE^2A_0^3, \quad B_5 = \frac{3}{4}E^2A_0(\delta + 5/2gE^2), \quad B_6 = \frac{15}{16}gE^2A_0^3,$$

$$\alpha = (kR\alpha_0 - 1) > 0, \quad k - \text{коэффициент положительной обратной связи}; \quad R - \text{сопротивление контура автогенератора при резонансе}, \quad \omega_0 - \text{резонансная частота контура},$$

$$\alpha_0 = a_1 + 2a_2u_0 + 3a_3u_0^2 + 4a_4u_0^3 + 5a_5u_0^4 + 6a_6u_0^5, \quad \beta_0 = a_2 + 3a_3u_0 + 6a_4u_0^2 + 10a_5u_0^3 + 15a_6u_0^4,$$

$$\gamma_0 = a_3 + 4a_4u_0 + 10a_5u_0^2 + 20a_6u_0^3, \quad \delta_0 = a_4 + 5a_5u_0 + 15a_6u_0^2, \quad f_0 = a_5 + 6a_6u_0, \quad g_0 = a_6,$$

$$\beta = \beta_0/\alpha_0, \quad \gamma = \gamma_0/\alpha_0, \quad \delta = \delta_0/\alpha_0, \quad f = f_0/\alpha_0, \quad g = g_0/\alpha_0, \quad \alpha_0 = 1/(kR) - \alpha_0.$$

Уравнения (1) являются математической моделью одноконтурного LC-автогенератора с мягким самовозбуждением в режиме умножения частоты на два с ОФОС. Считаем, что автогенератор уже синхронизирован и мы имеем дело с изменением частоты и фазы сигнала синхронизации.

Устойчивость колебаний. Исходя из системы уравнений (1) можно записать уравнения для малых возмущений амплитуды δy и фазы $\delta\varphi$ колебаний:

$$\frac{d(\delta y)}{d\tau} = a\delta y + b\delta\varphi,$$

$$\frac{d(\delta\varphi)}{d\tau} = c\delta y + d\delta\varphi,$$

$$a = \frac{\varepsilon}{2}[(dB_{1(y)}/dy)\cos(3\theta^0) - dB_{0(y)}/dy], \quad b = -3\frac{\varepsilon}{2}B_{1(y)}\sin(3\theta^0), \quad d = 3\frac{\varepsilon}{2}B_{2(y)}\cos(3\theta^0),$$

$$c = \frac{\varepsilon}{2}(dB_{2(y)}/dy)\sin(3\theta^0), \quad dB_{0(y)}/dy = 5b_0y^4 + 3b_1y^2 + b_2.$$

Эта система позволяет получить характеристическое уравнение

$\lambda^2 - (a + d)\lambda + ad - cb = 0$. Согласно критерию Рауса-Гурвица, колебания устойчивы, если $-(a + d) > 0$ и $ad - cb > 0$. Анализ показывает, что неравенства удовлетворяются, когда фазовый сдвиг находится в пределах $\pi/2 < 3\theta^0 < 3/2\pi$. Поскольку устойчивые колебания для данного умножителя имеют сдвиг фазы равный π , при нулевой расстройке $\Delta\omega/\omega_0$, то для аппроксимации его укороченных уравнений переходим к новой переменной $3\theta^1 = 3\theta^0 - \pi$:

$$\frac{dy}{d\tau} + \frac{\varepsilon}{2}(b_0y^5 + b_1y^3 + b_2y) = -\frac{\varepsilon}{2}B_{1(y)}\cos(3\theta^1),$$

$$\frac{d\theta^1}{d\tau} + \frac{\varepsilon}{2}B_{2(y)}\sin(3\theta^1) = -\frac{\Delta\omega}{\omega_0} - 2\frac{d\varphi_c}{d\tau}. \quad (2)$$

Аппроксимация укороченных уравнений. Точное решение укороченных уравнений (1), как и (2), найти не представляется возможным. В основу подхода к аппроксимации укороченных уравнений положена одна из тенденций развития методов теории нелинейных колебаний – учет особенностей функционирования исследуемых схем, по аналогии с [7]. Наличие избирательной колебательной системы с высокой добротностью уже позволило пренебречь высшими производными медленно меняющихся функций – амплитуды и фазы колебаний и получить укороченные уравнения. В данной работе предлагается учесть особенность

функционирования синхронизированного автогенератора, состоящую в малой длительности процесса установления амплитуды колебаний по сравнению с длительностью процесса установления сдвига фазы. Т.е. амплитуда колебаний для данного мгновенного значения сдвига фазы может быть найдена из первого уравнения системы (2), полагая $dy/d\tau = 0$. Тогда

$$\begin{aligned} b_0 y^5 + b_1 y^3 + b_2 y &= -B_{1(y)} \cos(3\theta^1), \\ 3\theta^1 &= \arcsin[-(\Delta\omega/\omega_0)_{\text{эп}} B_K / B_{(y)}], \end{aligned} \quad (3)$$

где $B_{(y)} = \frac{\varepsilon}{2} B_{2(y)}$; $B_K = B_{(y)}$ при $y = y_K$; y_K – значение безразмерной амплитуды колебаний на конце полосы синхронизации; $(\Delta\omega/\omega_0)_{\text{эп}} = (\Delta\omega/\omega_0 + 2d\varphi_c/d\tau + d\theta^1/d\tau) / B_K$ – эквивалентная нормированная расстройка.

Легко видеть, что в полосе синхронизации $-1 \leq (\Delta\omega/\omega_0)_{\text{эп}} \leq 1$. Система (3) описывает фазовую характеристику синхронизированного автогенератора $3\theta^1 = f[(\Delta\omega/\omega_0)_{\text{эп}}]$. В определенной части полосы синхронизации она достаточно точно может быть аппроксимирована линейной функцией:

$$\theta_a = 3\theta^1 = [-(\frac{\Delta\omega}{\omega_0})_{\text{эп}} \frac{B_K}{B_0} / (1 - \Delta_c)], \quad (4)$$

где $B_0 = \frac{\varepsilon}{2} B_{2(y_0)}$. y_0 – определяется из первого уравнения системы (3) при $\theta^1 = 0$.

Как и в [7], аппроксимация оптимальна, если абсолютные величины погрешностей в точке $(\Delta\omega/\omega_0)_{\text{эп}}^{(1)} = 0$ и некоторой иной точке $|(\Delta\omega/\omega_0)_{\text{эп}}^{(2)}| < 1$ одинаковы: $\delta\theta_a^{(1)} = -\delta\theta_a^{(2)}$. Тогда

$$\Delta_c = [1 + (\frac{\Delta\omega}{\omega_0})_{\text{эп}}^{(2)} \frac{B_K}{B_0} / (3\theta^1)^{(2)}] / 2 \quad (5)$$

где $(3\theta^1)^{(2)}$ – фазовый сдвиг, соответствующий расстройке $(\Delta\omega/\omega_0)_{\text{эп}}^{(2)}$, определяемый по фазовой характеристике.

Подставляя в выражение (5) соотношение для $(\Delta\omega/\omega_0)_{\text{эп}}$, имеем:

$$\frac{d\theta^1}{d\tau} + 3B_0(1 - \Delta_c)\theta^1 = -\frac{\Delta\omega}{\omega_0} - 2\frac{d\varphi_c}{d\tau}. \quad (6)$$

Это линейное дифференциальное уравнение с постоянными коэффициентами, в отличие от укороченных уравнений, легко решается. Пусть $\theta_{(0)}^1 = q$, $\varphi_C = \text{const}$, тогда

$$\theta_{(\tau)}^1 = -\frac{\Delta\omega}{\omega_0} \frac{1}{3B_0(1 - \Delta_c)} (1 - \exp(-3B_0(1 - \Delta_c)\tau)) + q \exp(-3B_0(1 - \Delta_c)\tau). \quad (7)$$

Подобное выражение для автогенератора без ФОС имеет вид:

$$\theta_{(\tau)}^1 = -\frac{\Delta\omega}{\omega_0} \frac{1}{B_0(1 - \Delta_c)} (1 - \exp(-B_0(1 - \Delta_c)\tau)) + q \exp(-B_0(1 - \Delta_c)\tau).$$

Сравнивая зависимости, легко видеть, что данная ФОС уменьшает фазовый сдвиг и длительность переходного процесса. Последнее имеет существенное значение, поскольку синхронизированные автогенераторы являются одним из эффективных средств обработки сигналов, в частности преобразования очень малых изменений частоты сигнала синхронизации в фазовый сдвиг. В этом качестве, согласно [8], они по чувствительности на два порядка превосходят мостовые и резонансные методы измерений. Введение же ФОС позволяет в три раза расширить полосу пропускания.

Эксперимент. Для проверки теоретических результатов использовался одноконтурный автогенератор, представленный на рис. 1, с параметрами: $f_0 = 50 \text{ kHz}$, $E = 0.06 \text{ V}$, $\varepsilon = 6.303 \cdot 10^{-4}$, $A_0 = 0.66 \text{ V}$, $R = 11 \cdot 10^3 \Omega$, $\alpha = 0.0397$, $u_0 = -0.35 \text{ V}$, $k = 0.09$, $\delta = 1/63$. Нелинейную характеристику усилительного элемента автогенератора аппроксимировал полином $i = 1.016 + 3.576u_y - 1.515u_y^2 - 24.19u_y^3 - 43.104u_y^4 - 31.365u_y^5 - 8.379u_y^6 \text{ mA}$ в интервале напряжений $-1.2 < u_y < 0.31$. Пусть $(\Delta\omega/\omega_0)_{\text{ЭН}}^{(2)} = -0.9$, тогда $(3\theta^1)^{(2)} = 1.23$ и $\Delta_c = 0.0719$. Изменения сдвига фазы, рассчитанные по соотношению (7), (тонкие кривые) и по уравнениям (2) (более толстые кривые), представлены на рис. 2, для $\varphi_c = \text{const}$, $\theta_{(0)}^1 = -0.3$. Малое различие между кривыми подтверждает хорошую аппроксимацию укороченных уравнений.

Заключение. В данной работе приведен приближенный метод решения укороченных уравнений синхронизированного одноконтурного автогенератора в режиме удвоения частоты. Новый метод обладает хорошей точностью и позволяет получать интересные зависимости

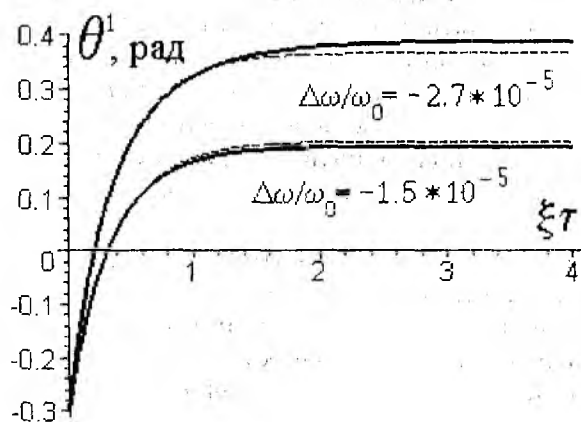


Рис. 2

в виде простых аналитических соотношений. Это дает возможность производить качественный анализ, выявлять физическую сущность исследуемых явлений и создавать простые и достаточно точные методики проектирования. Использование же фазовой обратной связи привело к улучшению быстродействия автогенератора. Совершенствование техники формирования отрицательной ФОС, а также введение иных видов ФОС позволит существенно расширить функциональные возможности синхронизированных автогенераторов.

Список литературы: 1. Боголюбов Н.Н., Митропольский Ю.А. Асимптотические методы в теории нелинейных колебаний. М.: ГИФМЛ, 1963. 503 с. 2. Митропольский Ю.А. Методы усреднения в нелинейной механике. К.: Наук думка, 1971. 440 с. 3. Вайнштейн Л.А., Вакман Д.Е. Разделение частот в теории колебаний и волн. М.: Наука, 1983. 320 с. 4. Андреев В.С. Теория нелинейных электрических колебаний. М.: Связь, 1972. 327 с. 5. Шахильдян В.В., Бурдзейко Б.П. Методы исследования систем фазовой синхронизации // Proc. International Seminar. Nonlinear Circuits and Systems. Moscow, 1992. Vol. 1. P. 171-179. 6. Arena P., Baglio S., Fortuna L., Graziani S. Neural Networks to Generate Poincaré Maps // Proc. International Seminar. Nonlinear Circuits and Systems. Moscow, 1992. Vol. 1. P. 171-179. 7. Rapin V. Synchronized oscillators with the phase negative feedback // IEEE Transactions on Circuits and Systems, CAS-49. № 8. 2002. P. 1242-1245. 8. Полулях К.С. Резонансные методы измерений. М.: Энергия, 1980. 120 с.

Украинская инженерно-педагогическая академия

Поступила в редколлегию 16.04.2004

АЛГОРИТМ ОБРАБОТКИ СИГНАЛА ДВУХЛУЧЕВОГО ЛАЗЕРНОГО ВИБРОМЕТРА С МНОГОКАНАЛЬНЫМ ПРИЕМОМ

Одним из важных методов вибродиагностики является лазерная виброметрия. Ее использование имеет ряд известных преимуществ по сравнению с классическими контактными методами виброизмерений. На сегодняшний день наибольшее распространение среди лазерных методов виброметрии получил доплеровский [1]. Однако он очень требователен к длине когерентности лазерного излучения и поэтому существенно ограничен по дальности. Так, для существующих образцов доплеровских виброметров дальность до исследуемого объекта не превышает единиц метров [2, 3]. Еще один недостаток доплеровского метода – невозможность прямого измерения угловой составляющей вибрации, которая в ряде прикладных задач подлежит контролю.

Альтернативой доплеровскому есть метод прямого фотодетектирования, основанный на измерении угловых колебаний отраженного от исследуемой поверхности излучения. Наиболее просто этот метод реализуется для зеркально отражающих поверхностей. Для шероховатых поверхностей он также применим [4], но существенно ограничен по дальности вследствие ненаправленного отражения лазерного излучения. Как показано в [5, 6], значительное увеличение дальности достигается при нанесении на исследуемую поверхность специального световозвращающего покрытия (СВП): тонкой самоклеящейся пленки или краски, содержащей микроскопические стеклянные шарики или призмы. Однако при этом лазерный виброметр имеет относительно небольшой диапазон измерений, расположенный в области слабых колебаний. Его верхняя граница составляет порядок единиц микрометров. Для указанного метода актуальным является расширение диапазона измерений как в область предельно слабых, так и в область сильных колебаний.

В работе [7] рассмотрен вопрос повышения чувствительности лазерного виброметра за счет применения зондирующего сигнала со сложной пространственной структурой.

Цель статьи – исследование возможностей измерения параметров колебаний двухлучевым лазерным виброметром с многоканальным приемом и оценка ожидаемой точности.

Двухлучевой лазерный виброметр прямого фотодетектирования предполагает работу по схеме, представленной на рис. 1.

Излучение лазера 1 разделяется интерферометром 2 на два луча и коллиматором 3 фокусируется на исследуемую поверхность 4, покрытую СВП. Отраженное от СВП излучение создает в плоскости фотоприемника (ФП) дифракционную картину, которая за счет двухлучевой структуры сигнала модулируется с определенным пространственным периодом L_{np} . Типичный вид такой картины, полученный фоторегистацией, представлен на рис. 2. Двумерное изображение $I(x, y, t)$ цилиндрической линзой (рис. 3) преобразуется в одномерное

$I(x, t) = \int_{y_1}^{y_2} I(x, y, t) dy$ и регистрируется линейкой ФП 6. Далее сигнал оцифровывается много-

канальным АЦП 7 и обрабатывается ЭВМ 8.

Вдоль линейки ФП в фокальной плоскости цилиндрической линзы формируется одномерное распределение интенсивности (одномерное изображение):

$$I(x, t) = I_0 \left(1 + \sin \left(2\pi \frac{1}{L_{np}} (x - x_{cm}(t)) \right) \right) T_{cl}(x - x_{cm}(t), t), \quad (1)$$

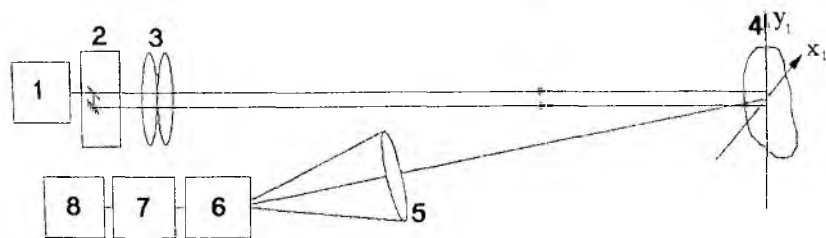


Рис. 1

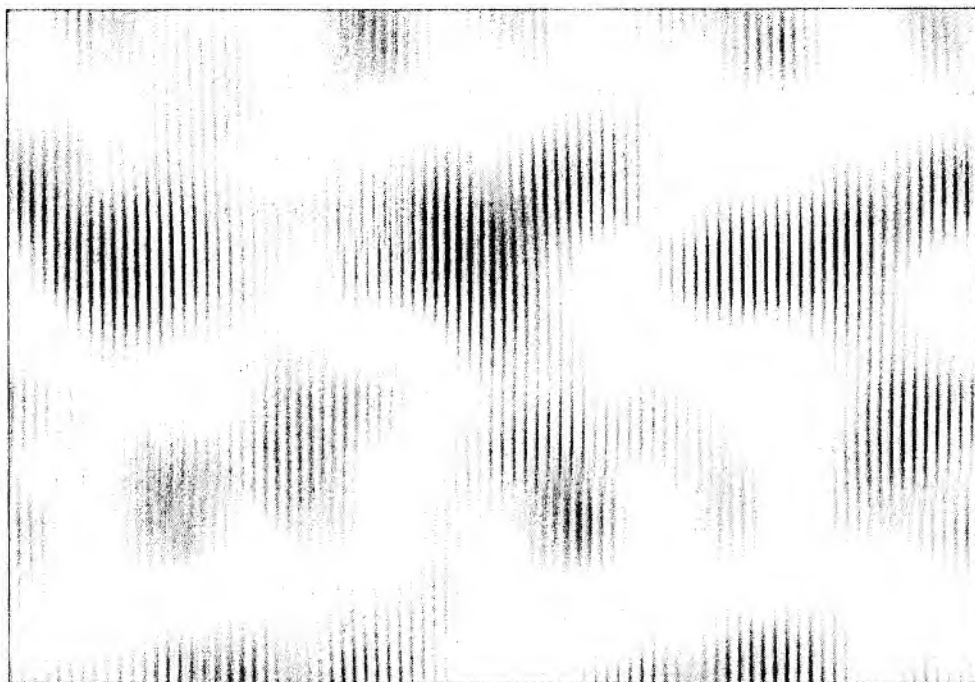


Рис. 2

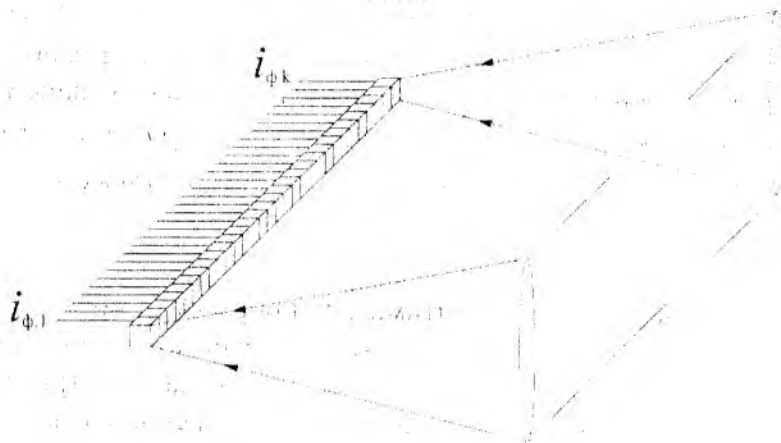


Рис. 3

где $T_{cm}(x, t)$ – случайная мультипликативная составляющая; $x_{cm}(t)$ – линейное смещение полос, вызванное угловыми колебаниями $\alpha(t) = x_{cm}(t)/z$. Здесь z – расстояние от СВП до ФП.

Для простоты сначала рассмотрим идеализированный случай, когда случайной мультипликативной составляющей можно пренебречь $T_{cm}(x) \approx 1$. Отбрасывая постоянную (неинформативную) составляющую и учитывая, что $\varphi_0(t) = -2\pi \frac{1}{L_{np}} x_{cm}(t)$, формулу (1) перепишем следующим образом:

$$I(x, t) = I_0 \sin \left(2\pi \frac{1}{L_{np}} x + \varphi_0(t) \right) \quad (2)$$

Как видно из (2), информация об измеряемом колебании $x_{cm}(t)$ или $\alpha(t) = x_{cm}(t)/z$ содержится в начальной фазе пространственного распределения интенсивности $I(x, t)$. Обозначив при-

нимаемый сигнал как $Y = \begin{bmatrix} Y_0 & Y_1 & \dots & Y_{N-1} \end{bmatrix}^T$, запишем $Y = I(\lambda) + n$, где n – вектор шумовой составляющей, определяемый шумами фотоприемника и усилительного тракта; $\lambda = \begin{bmatrix} I_0 & \varphi_0 \end{bmatrix}^T$ – вектор параметров; $I(\lambda)$ – вектор ожидаемого сигнала, k -я компонента которого определяется как $I_k = I_0 \sin \left(2\pi \frac{1}{L_{np}} (k\Delta x) + \varphi_0 \right)$. Здесь Δx – пространственный период ячеек в линейке ФП. Период интерференционных полос L_{np} считаем известным и постоянным, поэтому он не включен в λ .

Закон распределения мгновенных значений помехи, как известно, хорошо аппроксимируется гауссовым распределением с нулевым средним и корреляционной матрицей Φ и описывается плотностью вероятности:

$$p_n(Y) = k_1 |\Phi|^{-\frac{1}{2}} \exp \left(\frac{-Y^T \Phi Y}{2} \right) \quad (3)$$

Учитывая, что корреляция шумовой составляющей для различных каналов линейки ФП отсутствует, корреляционная матрица Φ становится диагональной $\Phi_{k,j} = \sigma_n^2 \delta_{k,j}$, где σ_n^2 – дисперсия шума, одинаковая для всех каналов. При наличии полезного сигнала входная реализация будет характеризоваться ненулевым математическим ожиданием. В этом случае каждая дискрета получит приращение $I(\lambda)$, а само распределение $p_n(Y)$ сместится на величину математического ожидания $I(\lambda)$. Плотность вероятности $p_{cn}(Y)$ запишется следующим образом:

$$p_{cn}(Y) = p_n(Y - I(\lambda)). \quad (4)$$

Для описанной выше модели задача оптимизации обработки может быть сформулирована так: найти такой алгоритм, который из принимаемого в фиксированный момент времени пространственного сигнала Y дал бы наилучшую в смысле выбранного критерия оценку φ_0 и, соответственно, x_{cm} . Такая постановка аналогична задаче измерения начальной фазы временного когерентного сигнала с известной частотой и неизвестной амплитудой. Она может быть решена с использованием метода максимального правдоподобия.

Здесь оптимальной оценкой вектора параметров λ является та, которая максимизирует отношение правдоподобия l_y (или его логарифм). Используя известную методику [8], несложно показать, что

$$\ln l_y(\varphi_0) = \frac{\xi^2(\varphi_0)}{4\gamma(\varphi_0)}, \quad (5)$$

$$\xi(\varphi_0) = \frac{1}{\sigma_n^2} \sum_{k=0}^{N-1} Y_k \sin \left(2\pi \frac{1}{L_{np}} k\Delta x + \varphi_0 \right), \quad (6)$$

$$\gamma(\varphi_0) = \frac{1}{2\sigma_n^2} \sum_{k=0}^{N-1} \left(\sin \left(2\pi \frac{1}{L_{np}} k\Delta x + \varphi_0 \right) \right)^2. \quad (7)$$

Формулы (5) – (7) определяют алгоритм оптимальной обработки сигнала при многоканальном приеме для идеализированного случая $T_{cn}(x) \approx 1$. Модифицировать алгоритм обра-

ботки с учетом T_{cl} можно по следующей методике. Учтем, что $\gamma(\varphi_0)=Const$, и перепишем формулу (6) следующим образом:

$$\xi(k_0) = \frac{1}{\sigma_n^2} \sum_{k=0}^{N-1} Y_k \sin \left(2\pi \frac{1}{L_{np}} \Delta x (k - k_0) \right), \quad (8)$$

что равносильно

$$\xi(k_0) = \frac{1}{\sigma_n^2} \sum_{k=0}^{N-1} Y_k I_{k-k_0}. \quad (9)$$

Выражение (9) при $N \rightarrow \infty$ с точностью до постоянного множителя определяет взаимную корреляцию принимаемого сигнала Y и ожидаемого сигнала I . Это свойство позволяет применить известный подход, описанный, например в [8], когда при больших отношениях сигнал/шум ($q > 10$) в качестве ожидаемого сигнала берется принимаемый сигнал. Обозначив вектор одномерного изображения Y , принимаемый в моменты времени t_j и t_{j+1} как Y^j и Y^{j+1} , формулу (9) перепишем следующим образом:

$$\xi(k_0) = \frac{1}{\sigma_n^2} \sum_{k=0}^{N-1} Y_k^j Y_{k-k_0}^{j+1}, \quad (10)$$

$$\hat{k}_0 = \arg \max \frac{\xi^2(k_0)}{4\gamma}. \quad (11)$$

Формула (10) устанавливает взаимную корреляцию изображения Y , принимаемого в моменты времени t_j и t_{j+1} . Величина k_0 показывает, при каком смещении наблюдается максимум взаимной корреляции одномерного изображения Y^j и Y^{j+1} , определяя оптимальную оценку измеряемого колебания $x_{cm}(t)$ и $\alpha(t)$. Непосредственное использование формулы (11) позволяет вычислять смещение $x_{cm}(t)$ с точностью до одной пространственной дискретности Δx . Повысить точность возможно применением известных методов интерполяции $\xi(k_0)$ по дискретным точкам в окрестностях максимума. В простейшем случае это может быть параболическая интерполяция по трем точкам.

Для оценки точности с учетом мультипликативной помехи производились расчеты $I(x, t)$ с помощью математического моделирования [6,7] для следующих условий: расстояние от СВП до ФП $z=20$ м, длина волны $\lambda=0.63$ мкм, смещение между лучами $2\Delta x_{\lambda}=4$ мм, высота цилиндрической линзы $2b=5$ см, ширина ячейки ФП $\Delta x=50$ мкм. Для x_{cm} в диапазоне $\left(-\frac{L_{np}}{2}, \frac{L_{np}}{2} \right)$

вычислялось два изображения $Y^j \Big|_{x_{cm}=x_j}$ и $Y^{j+1} \Big|_{x_{cm}=x_{j+1}}$, которые зашумлялись δ -коррелированным гауссовым шумом с нулевым средним и среднеквадратическим отклонением (СКО) σ_n таким, что $\frac{I_0}{\sigma_n} = 20$. Для них по формулам (10)–(11) определялась оценка смещения $\hat{k}_0$ (как целое число Δx) и уточнялась интерполяцией по трем точкам. Далее вычислялась абсолютная ошибка $\Delta x_{j+1} = |x_{j+1} - \Delta x \hat{k}_0|$. Для получения оценки СКО σ_x и σ_k производились вычисления ошибки Δx_{j+1} для 1000 реализаций $Y(x_j)$ при различных значениях N (число ячеек линейки ФП). Результаты расчета приведены на рис. 4.

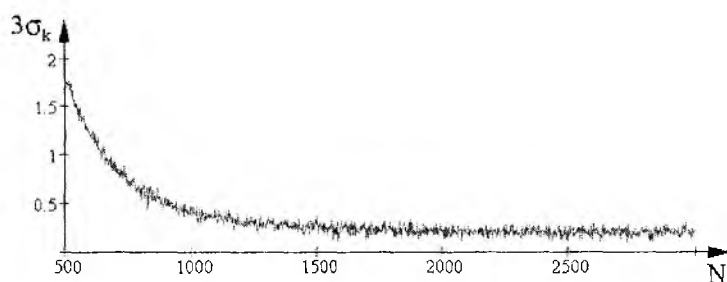


Рис. 4

Величина $3\sigma_k$ показывает максимальную ошибку, выраженную в пространственных дискретах Δx , т.е. $3\sigma_k=1$ означает, что максимальная ошибка вычисления x_{cm} не превышает ширины Δx одной ячейки ФП, а ошибка измерения α при этом не превышает углового размера $\Delta x/z$.

Проведенные исследования позволяют сделать следующие выводы:

1. Многоканальный прием, обеспечиваемый линейкой ФП, позволяет измерять угловые колебания нахождением максимума взаимной корреляции одномерного изображения, зафиксированного в разные моменты времени.

2. При высоком отношении сигнал/шум и количестве элементов линейки $N > 1000$ ошибка измерения угловых колебаний не превышает половины углового размера ячейки ФП.

3. В отличие от одноканального приема, для которого верхняя граница диапазона измерения угловых колебаний определяется угловым размером спеклов (менее $1'$), при многоканальном приеме верхняя граница определяется угловой шириной отраженного от СВП излучения и составляет порядка 1° .

Список литературы: 1. Застрогин Ю.Ф., Застрогин О.Ю., Кулебякин Ф.З. Лазерные приборы вибрационного контроля и точного позиционирования. М.: Машиностроение, 1995. 320 с. 2. Лазерный виброметр LV-2: Техническое описание. ООО "Лазерная техника". Новосибирск (сайт предприятия изготовителя <http://www.sinor.ru/~mkl/lv-2n.pdf>). 3. Переносной лазерный виброметр-анализатор «Оптовибр»: Техническое описание. ООО "СЕНСОР-СЛАВУТИЧ". Славутич (сайт предприятия изготовителя <http://www.sensortech.com>). 4. Пресняков Ю.П., Щепинов В.П. Использование спекл-эффекта для анализа колебаний шероховатой поверхности // Журнал технической физики. 1997. Т.67. №8. С.71-74. 5. Доля Г.Н., Якименко С.Н., Кочин А.В., Живчук В.Л. Определение параметров вибраций объектов со светотражающими покрытиями методом прямого фотодетектирования: Зб. наук. праць ХВУ. Х.: ХВУ, 2002. Вип. 1 (39). С.110-113. 6. Dolya G.N., Zhyvchuk V.L. The appreciation of the influence of exactness of focusing on the work of the laser homodyne method of measuring the parameters of vibration // Proceedings of CAOL'2003, P. 153-155. 7. Доля Г.Н., Живчук В.Л., Лопаченко В.В. Анализ параметров лазерного гомодинного виброметра со сложным зондирующим сигналом по результатам математического моделирования: Зб. наук. праць ХВУ. Х.: ХВУ, 2002. Вип. 3 (41). С.129-131. 8. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. М: Радио и связь, 1981. 416 с.

Харьковский военный университет

Поступила в редколлегию 02.09.2004

ОПТИМАЛЬНОЕ РАЗМЕЩЕНИЕ ПУНКТОВ ОБСЛУЖИВАНИЯ В СЕТЯХ

Корпоративные сети (КС) относятся к классу больших систем, что предопределяет сложность их построения и эксплуатации. Такие системы не могут быть созданы за короткий интервал времени, поэтому одни фрагменты КС уже могут эксплуатироваться, в то время как другие еще только проектируются, а третьи исследуются.

Существует большое число вариантов построения КС, связывающих заданных пользователей сети и позволяющих коллективно использовать информационно-вычислительные ресурсы. Эти варианты могут отличаться топологической структурой, режимами коммутации, алгоритмами управления, производительностью, надежностью, живучестью, затратами на их создание и эксплуатацию и т.п. Множество возможных вариантов может быть представлено в виде объединения двух подмножеств: первое включает варианты, обеспечивающие выполнение требований пользователей к качеству доставки информации в КС; второе – варианты, не обеспечивающие выполнение соответствующих требований. Основной задачей построения КС является выбор одного из вариантов, относящегося к первому подмножеству и требующего минимальных затрат на построение сети.

Процесс проектирования КС, как любой большой системы, включает два основных этапа: предварительное (системное) и инженерное (техническое) проектирование. Системное проектирование заключается в выборе топологической структуры КС, производительности и алгоритмов функционирования ее элементов. Инженерное проектирование состоит в реализации технических решений аппаратно-программных средств в соответствии с результатами системного проектирования. В большинстве случаев системное и инженерное проектирование оказываются взаимосвязанными, так как иногда невозможность технической реализации заставляет вносить коррективы в результаты системного проектирования.

В связи с этим вспомним, что для проектирования КС выделяются три основных этапа: системный, структурный и логический, после выполнения которых переходят непосредственно к техническому. Причем в сложившемся подходе к проектированию имеются три важных момента [1]:

1. Принцип проектирования и исследования КС «снизу-вверх» (построение системы из элементов и функциональных узлов, разработанных ранее) начинается с логического этапа. При этом рассматриваются такие требования, как: разрядность обрабатываемых данных, выбор системы команд, специфика организации обмена и другие, на основе анализа решения задач, определяющих специализацию системы.

2. Наиболее проработанной является задача логического этапа (проектирование отдельных блоков и узлов, функционально законченных узлов и др.), с чем связано наличие развитого математического аппарата и средств моделирования.

3. Процесс проектирования завершается созданием КС, которая обладает достаточной производительностью, эффективной организацией, обеспечивая, в конечном счете, заданные быстродействие системы, пропускную способность, время реакции и др.

Основной целью системного проектирования является составление спецификаций, необходимых для выполнения следующего этапа проектирования – структурного. Выделим пять типов спецификаций и соответственно пять подэтапов системного проектирования КС:

Подэтап 1. Определяется общее число источников (S) потоков информации () – данных, сигналов – запросов на инициацию программ, а также приемников результатов их обработки (П). Среди источников и, соответственно, потоков информации выделяются периодические и асинхронные, а среди них – с «жесткими» требованиями реального времени (ТРВ) на их обработку, которые будем обозначать следующим образом:

$\bar{S} \leftrightarrow \bar{\Omega}$ – источники периодических потоков с «нежесткими» ТРВ;

$\bar{S} \leftrightarrow \bar{\Omega}$ – источники периодических потоков с «жесткими» ТРВ;

$\tilde{S} \leftrightarrow \tilde{\Omega}$ – источники асинхронных потоков с «нежесткими» ТРВ;

$\tilde{S} \leftrightarrow \tilde{\Omega}$ – источники асинхронных потоков с «жесткими» ТРВ.

К «жестким» ТРВ при обработке потока информации накладываются ограничения:

$$\forall (d_i \in D) (\tau_i \leq t_{p+1} - t_p), (1)$$

где d_i – минимальный, неделимый при обработке блок информации (БИ) или запрос пункта обслуживания (ПО); τ_i – максимально допустимое время обработки d_i ; t_p, t_{p+1} – моменты времени поступления текущего и последующего БИ.

К «нежестким» ТРВ при обработке потоков информации накладываются ограничения – требования к отсутствию «мертвой» очереди. Если принять во внимание то, что для потоков заданы либо периоды следования БИ, либо минимально допустимые интервалы следования БИ (для асинхронных потоков), $T = \{T_1, T_2, \dots, T_n\}$, но промежутки времени T^* , в течение которого должны быть обработаны все БИ, определяются как

$$T^* = \text{НОК}[\{T_i\}];$$

$$\forall (i = \overline{1, n}).$$

Подэтап 2. Проводится комплексный анализ функций по обработке потоков информации, структурирование обрабатываемых данных на БИ и выделение элементарных функций обработки (ЭФО), ориентированных на обработку отдельных БИ по каждому из потоков информации: $\varphi_j^i \in \Phi_i$, где Φ_i – полный набор функций по обработке потока информации.

Затем выполняется детальная разработка алгоритмов реализации ЭФО: $\forall (\varphi_j^i \in \Phi_i) (\alpha_j^i \leftarrow \varphi_j^i)$. После верификации всех алгоритмов устанавливаются информационно-управляющие связи между ЭФО и с внешней средой – источниками и приемниками, наконец, строится мультиграф функций, выполняемых КС.

Подэтап 3. Осуществляется выбор S или Π , оценка влияния их производительности на класс задач, для чего целесообразно применять метод бенчмарковских программ [2]. В качестве бенчмарковских программ для КС рекомендуется выбирать программы реализации алгоритмов контроля синхронизма и/или декодирования записей полей: $\alpha_2^1 \leftarrow \varphi_2^1, \alpha_3^1 \leftarrow \varphi_3^1$, где φ_2^1 – функция контроля синхронизма; φ_3^1 – функция декодирования записей полей. Указанные алгоритмы наиболее полно отражают требования класса задач к системе команд, разрядности обрабатываемых данных.

Подэтап 4. Производится кодирование алгоритмов ЭФО и создание прикладного программного обеспечения (ППО): $\forall (\alpha_j^i \in A) (m_j^i \leftarrow \alpha_j^i)$. Примем следующую иерархию в обозначении ППО: m_j^i – отдельная подпрограмма обработки БИ; $M_i = \{m_1^i, \dots, m_n^i\}$ – программа обработки потока информации i ; $M = \{M_1, \dots, M_e\}$ – комплект ППО, реализуемый в КВС.

Подэтап 5. Проводится анализ процесса обработки информации. Цель подэтапа – выделение элементарных процессов обработки (ЭПО), под которыми будем понимать процессы, связанные с реализацией отдельных подпрограмм $m_j^i \in M_i$. Упрощенно будем считать, что каждый ЭПО состоит из трех фаз: ввода БИ или результата обработки БИ, реализации собственно подпрограммы m_j^i и вывода результата выполнения подпрограммы.

В этом случае параметры ЭПО определяются как

$$\forall (m_j^i \in M_i) (g_j^i \leftarrow m_j^i; g_j^i = (x_j^i, y_j^i, \mu_j^i)),$$

где x_j^i и y_j^i – число циклов ввода и вывода исходных данных и результата при реализации подпрограммы m_j^i ; μ_j^i – максимальное число команд (с учетом циклов) при реализации подпрограммы m_j^i .

Отметим, что для отдельных подпрограмм первая и/или третья фазы отсутствуют, тогда $x_j^i = 0$ и $y_j^i = 0$.

На этапе структурного проектирования решаются следующие основные задачи структурного и неструктурного характера:

- определение минимального числа S и Π и связей между ними;
- распределение реализуемых функций между S и Π ;
- определение спецификаций быстроедействия для обмена

Для решения перечисленных задач выбор модели является основным вопросом. Следует отметить, что в области создания специализированных систем, имеющих периодически повторяющуюся нагрузку, применение вероятностных моделей, чаще всего построенных на основе математического аппарата теории массового обслуживания, крайне затруднительно [3].

На практике в различных формах часто встречается задача о размещении пункта обслуживания на сетях (графах), где сумма кратчайших расстояний от искомого пункта до заданных вершин графа должна быть минимальной. Оптимальное в указанном смысле место размещения пункта обслуживания называется медианой графа. Эта задача может быть обобщена, если каждой вершине графа сопоставить некоторый “вес”, и тогда целевая функция, подлежащая минимизации, будет суммой взвешенных расстояний.

Таким образом, задача о медиане в обыкновенном графе $G=(X,U)$ [4] с параметрами $l(u)>0$, $u \in U$, $q(x) \geq 0$, $x \in X$ заключается в нахождении такой вершины $x^* \in X$, для которой:

$$F(x^*) = \min_{x \in X} \sum_{y \in X} q(y) d(x,y),$$

где $d(x,y)$ – расстояние от вершины x до вершины y графа G .

Эта задача может быть решена методом перебора всех вариантов; при этом осуществляется $O(n^3)$ операций. Для определенных классов графов ее можно решить более эффективными методами.

Задача о медиане графа допускает и другие различные обобщения [5,6]. Цель исследования заключается в разработке эффективных алгоритмов их решения.

Пусть R^n – нормированное пространство размерности n над полем действительных чисел D с нормой $\|X\| = \sum_{i=1}^n |x^i|$; $S = \{X_1, X_2, \dots, X_m\}$ – система точек из R^n , а $q : S \rightarrow D$ – положительная функция.

Рассмотрим функционал:

$$f(x) = \sum_{j=1}^m q(X_j) \|X - X_j\|. \quad (2)$$

Задача. Найти множество элементов X_0 , которые минимизируют (2), т.е. для которых $f(X_0) = \min_X f(X)$.

Пусть $X = (x^1, x^2, \dots, x^n)$ – некоторая точка пространства R^n . Рассмотрим последовательность разностей $x^i - x^1, x^i - x^2, \dots, x^i - x^m, i=1, 2, \dots, n$.

Положим для каждого i :

$$\Gamma_i^+ = \{j: x^i - x_j^i > 0\}; \Gamma_i^0 = \{j: x^i - x_j^i = 0\};$$

$$\Gamma_i = \{j: x^i - x_j^i < 0\}.$$

Исходя из этого будет справедливой теорема, которую докажем.

Теорема. Элемент X пространства R^n будет обращать в минимум функционал (2) тогда и только тогда, когда для каждого $i = 1, 2, \dots, n$

$$\sum_{j \in \Gamma_i^+ \cup \Gamma_i^0} q(X_j) \geq \sum_{j \in \Gamma_i^-} q(X_j);$$

$$\sum_{j \in \Gamma_i^+} q(X_j) = \sum_{j \in \Gamma_i^- \cup \Gamma_i^0} q(X_j) \quad (3)$$

Доказательство. Функционал (2) представим в виде:

$$f(x) = \sum_{j=1}^m q(X_j) \|X - X_j\| = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m q(X_j) |x^i - x_j^i| = \sum_{i=1}^n f_i(x^i),$$

где

$$f_i(x^i) = \sum_{j=1}^m q(x_j) |x^i - x_j^i|. \quad (4)$$

Следовательно, остается доказать утверждение для случая оси. Без потери общности будем считать, что для данного i имеет место $x_1^i \leq x_2^i \leq \dots \leq x_m^i$ (если это не так, то упорядочим этот ряд и проведем новую нумерацию). Тогда для любого $x_k^i < x^i < x_{k+1}^i$, имеем:

$$\frac{df_i(x^i)}{dx^i} = \sum_{j=1}^m q(X_j) \text{sign}(x^i - x_j^i) = \sum_{j=1}^k q(X_j) - \sum_{j=k+1}^m q(X_j) \quad (5)$$

Легко заметить, что функция (4) кусочно-линейная выпуклая вниз функция. Допустим, что функция $f_i(x^i)$ принимает минимальное значение в единственной точке x_0^i . Так как производная $df_i(x^i)/dx^i$ в x^i меняет свой знак с минуса на плюс, то из равенства (4) непосредственно вытекает соотношение (3). Обратно, предположим, что в точке x_0^i выполняются условия (3); тогда при переходе через нее производная $df_i(x^i)/dx^i$ поменяет свой знак с минуса на плюс, т.е. в x_0^i выпуклая вниз функция $f_i(x^i)$ принимает наименьшее значение.

Исходя из доказательства теоремы получим четыре следствия:

Следствие 1. Множество точек x_0^i , обращающих в минимум функцию (4), состоит либо из одного элемента последовательности $x_1^i, x_2^i, \dots, x_m^i$, либо из точек целого отрезка $[x_j^i, x_{j+1}^i]$.

Следствие 2. Условия (3) эквивалентны следующим условиям:

$$\sum_{j \in \Gamma_i^+ \cup \Gamma_i^0} q(X_j) \geq \frac{1}{2} Q; \quad \sum_{j \in \Gamma_i^-} q(X_j) \leq \frac{1}{2} Q; \quad (6)$$

для каждого $i = 1, 2, \dots, n$, где $Q = \sum_{j=1}^m q(X_j)$.

Следствие 3. Если для какой-нибудь точки X_j выполняется $q(X_j) > \frac{1}{2Q}$, то X_j является единственной точкой пространства R^n в которой функционал (2) достигает наименьшего значения.

Следствие 4. Множество решений X_0 рассматриваемой задачи представляет собой некоторый параллелепипед P' пространства R^n , размерность которого удовлетворяет неравенству $0 \leq t \leq n$.

Замечание 1. Рассматриваемая задача относится к задачам кусочно-линейного программирования, и условия, выраженные теоремой, могут также быть получены из критерия оптимальности задач кусочно-линейного программирования.

Замечание 2. Из условия (3) видно, что положение оптимальной точки $X_0 \in R^n$ зависит только от чисел $Q(X_i)$ и порядка элементов последовательности $x_1^i, x_2^i, \dots, x_m^i$ для каждого $i = 1, 2, \dots, n$. А это означает, что нахождение минимума функционала (2) не зависит от метрических соотношений между элементами $X_1, X_2, \dots, X_m$ пространства R^n .

Рассмотренная теорема для случая $n = 1$ имеет следующую механическую интерпретацию. Возьмем горизонтальную рейку с равномерной шкалой и отверстиями в точках $X_1, X_2, \dots, X_m$. Проведем на m нитках грузы $q(X_1), q(X_2), \dots, q(X_m)$. Через соответствующие отверстия проведем эти нити и свяжем их концы в один узел. Точка X_0 , в которой установится узел в состоянии равновесия, и будет точкой достижения функционалом $f(x)$ наименьшего значения.

Рассмотренная задача имеет самостоятельное практическое применение, например, может служить моделью при решении задач размещения абонентских пунктов при выборе оптимального трафика передачи информации, когда они проводятся параллельно рядам.

Изложим несколько алгоритмов с общим нулевым шагом.

0. Используя алгоритм, упорядочим систему чисел $\{x_i^i\}$ для каждого $i = 1, 2, \dots, n$ и рассмотрим для данного i последовательность $x_1^i \leq x_2^i \leq \dots \leq x_m^i$.

1. Алгоритм последовательного поиска

1) В качестве нулевого приближения берем точку $x_{[m/2]}^i$, где $[m/2]$ – целая часть $m/2$.

2) Проверяем по отношению к этой точке условия (6). Заметим, что одно из них обязательно выполняется; если же выполняются оба условия (6), то $x_0^i = x_{[m/2]}^i$, и переходим к п.5.

3) Если же выполняется только первое условие (5), то решение нужно искать, двигаясь влево от точки к точке. В качестве первого приближения берем точку $x_{[m/2-1]}^i$. Продолжаем процесс поиска влево, пока не выполнится и второе условие (6). Если для этого понадобилось k шагов, то $x_0^i = x_{[m/2-k]}^i$, и переходим к п.5.

4) Если же при нулевом приближении выполняется только второе условие (6), то решение нужно искать, двигаясь последовательно вправо от точки к точке. В этом случае в качестве первого приближения берем точку $x_{[m/2+1]}^i$. Если первое условие (6) выполнится через t шагов, то $x_0^i = x_{[m/2+t]}^i$.

5) Для нахождения всех решений рассматриваемой задачи необходимо проверить выполнение условий (6) для соседних точек с x_0^i . Возможны случаи бесконечного множества решений $x_{[m/2+t]}^i \leq x_0^i \leq x_{[m/2+(t+1)]}^i$ либо $[m/2 - (k, 1)]^i, 0^i, [m/2 - k]^i$.

2. Алгоритм дихотомии

1) В качестве нулевого приближения берем точку $x_{[m/2]}^i$.

2) Проверяем по отношению к этой точке выполнение условий (6). Если выполняются оба условия (1), (5) то $x_0^i = x_{[m/2]}^i$.

3) Если выполняется только первое условие (6), то оптимум находится в интервале $[x_1^i, x_{[m/2]}^i]$. В этом случае в качестве первого приближения берем точку $x_{[m/4]}^i$.

4) Если же выполняется только второе условие (6), то оптимум находится в интервале $[x_{[m/2]}^i, x_m^i]$. Тогда в качестве первого приближения берем точку $x_{[3m/4]}^i$.

5) Через конечное число итераций найдем точку оптимума x_0^i . Чтобы найти все решения рассматриваемой задачи, необходимо проверить выполнение условий (6) и для соседних точек с x_0^i . Если для них не выполняются условия (6), то решение x_0^i единственное.

3. Алгоритм, основанный на числах Фибоначчи

1) Допустим, что $m + 1 = F_k$, где F_k – одно из чисел Фибоначчи. Если $m + 1 \neq F_k$, то к первоначальному множеству точек $x_1^i, x_2^i, \dots, x_m^i$, нужно добавить требуемое число фиктивных точек, чтобы в результате получить число Фибоначчи. Фиктивным точкам припишем $p(x_j^i) = 0$.

2) Сократим интервал поиска оптимальной точки x_0^i , пользуясь методом Фибоначчи. В качестве нулевого и первого приближений берем точки $x_{F_{k-1}}^i$ и $x_{m-F_{k-1}}^i$. Нетрудно заметить, что нулевое и первое приближения совпадут с исходными дискретными заданными точками. Проверив в точках $x_{F_{k-1}}^i$ и $x_{m-F_{k-1}}^i$ условия (6), легко определим интервал дальнейшего поиска.

3) Поскольку длина интервала дальнейшего поиска тоже является числом Фибоначчи, то следующее приближение снова приводит к одной из заданных дискретных точек. Процесс поиска продолжится до тех пор, пока не будут выполнены условия (6).

Самый трудоемкий во всех вариантах алгоритма – нулевой общий шаг. Таким образом, трудоемкость алгоритма нахождения медианы в пространстве R_l^n составляет порядка $O(nm \log_2 m)$ операций.

Из изложенного выше следует, что если граф G представляет собой простую цепь, то для нахождения медианы необходимо $O(m)$ операций.

В результате проведенного исследования решена задача об оптимальном размещении пунктов обслуживания абонентов в сетях связи. Для решения задачи о медиане в метрическом пространстве с прямоугольной метрикой были обоснованы и предложены довольно простые и эффективные алгоритмы. Предложенный метод легко формализуем. Применение его позволило разработать весьма эффективную структуру КС для нужд Министерства внутренних дел Украины.

Литература: 1. Хорошко В.А., Олешко Т.И., Ковалева Ю.Е. Проектирование корпоративных вычислительных сетей / Захист інформації. №2. 2003. С.4-14. 2. Евреинов Э.В., Хорошевский В.Г. Однородные вычислительные системы. Новосибирск: Наука, 1978. 318 с. 3. Феррари Д. Оценка производительности вычислительных систем. М.: Мир, 1981. 576с. 4. Сигорский В.П. Математический аппарат инженера. 2-е изд. стереотип. К.: Техника, 1977. 768 с. 5. Захаров Г.П. Методы исследования сетей передачи данных. М.: Радио и связь, 1982. 208с. 6. Берг К. Теория графов и ее применения. М.: Изд-во иностр. лит. 1962. 264с.

Киевский национальный
авиационный университет

Поступила в редколлегию 13.09.2004

УТОЧНЕНИЕ МОДЕЛИ ОПТИЧЕСКОГО МЕТОДА ИЗМЕРЕНИЯ РАСХОДА ГАЗА ДЛЯ СЛУЧАЯ МНОГОКОМПОНЕНТНЫХ ГАЗОВЫХ СМЕСЕЙ

Вопрос достоверности учета количества газа является основным для обеспечения качественного контроля передачи газа, который поставляется потребителям и транспортируется по газотранспортной системе Украины. Поэтому НАК “Нафтогаз України” уделяет большое внимание вопросам обеспечения достоверности и повышения точности учета количества газа путем разработки новых и усовершенствования существующих методов контроля газовых потоков [1].

В статье [2] были изложены предпосылки разработки и общие вопросы использования оптических явлений, позволяющие реализовать бесконтактный оптический метод контроля газовых потоков в трубопроводах. На основе анализа дисперсионных процессов, имеющих место в газовой среде при прохождении через нее электромагнитных волн, получено аналитическое выражение, которое связывает показатель преломления газовой среды с параметрами состояния газовой среды (температура, давление):

$$n^2 = 1 + \frac{p}{T} \cdot \frac{e^2 / m}{\varepsilon_0 \cdot k_0} \cdot \sum_k \frac{1}{\omega_{0k}^2 - \omega^2}, \quad (1)$$

где n – показатель преломления газовой среды; p – давление газовой среды; T – температура газовой среды; e – заряд электрона; m – масса электрона; ε_0 – электрическая постоянная; k_0 – постоянная Больцмана; ω_{0k} – собственные частоты колебания электронов компонентов газовой среды; ω – частота электромагнитного излучения; k – количество собственных частот колебания электронов компонентов газовой среды.

Уравнение (1) позволило графически представить зависимости показателя преломления газовой среды от температуры и давления в случае однокомпонентной и многокомпонентной газовой среды. Полученные результаты позволили сделать вывод, что для многокомпонентной газовой среды общий характер зависимости сохраняется, что позволяет использовать в этом случае уравнение (1).

В процессе исследований была разработана схема экспериментальной установки на основе интерферометра Жамена и получены экспериментальные значения показателя преломления газовой смеси при различных значениях давления. Уравнение измерения при проведении экспериментальных исследований имело вид:

$$(n_2 - n_1) \cdot L = m \cdot \lambda_0, \quad (2)$$

где n_2 и n_1 – показатели преломления контролируемой газовой среды и воздуха, соответственно; L – геометрическая длина пути луча в газовой среде; m – число интерференционных полос; λ_0 – длина волны излучения в вакууме.

Хорошее соответствие между теоретическими и экспериментальными данными в диапазоне давлений от 1 до 2 атм и при температуре 26 °С (относительное расхождение теоретических и экспериментальных данных не превышало 0,01 % [2]) подтвердило адекватность полученных теоретических соотношений. В статье [2] не была решена проблема оценки влияния параметров модели на точность результата. В данной статье проведен анализ модели с целью выяснения степени влияния неоднородности состава газовой смеси на точность результата и определения значений оптимальных параметров модели.

Для исследования степени влияния параметров уравнения (1) на точность определения показателя преломления газовой смеси необходимо рассчитать коэффициенты влияния параметров уравнения и провести сравнительный анализ составляющих погрешностей. Для этого представим уравнение (1) в следующем виде:

$$n = \sqrt{1 + \frac{p}{T} \cdot K}, \quad (3)$$

где $K = \frac{e^2 / m}{\epsilon_0 \cdot k_0} \cdot \sum_k \frac{1}{\omega_{0k}^2 - \omega^2}$ – коэффициент, определяемый собственными частотами колебаний электронов компонентов газовой среды под действием электромагнитного поля и влияющий на фазовую скорость электромагнитной волны.

Среднее квадратическое отклонение (СКО) определения показателя преломления газовой смеси $S(n)$ из уравнения (1) по результатам экспериментальных исследований вычисляется в соответствии с формулой:

$$S(n) = \sqrt{S(p)^2 + S(T)^2 + S(K)^2} = \sqrt{(W_p \cdot S_p)^2 + (W_T \cdot S_T)^2 + (W_K \cdot S_K)^2}, \quad (4)$$

где $S(p)^2$, $S(T)^2$ и $S(K)^2$ – составляющие результирующего СКО за счет погрешности определения давления, температуры и коэффициента K , соответственно; W_p, W_T, W_K – коэффициенты влияния погрешности определения давления, температуры и коэффициента K , соответственно, представляющие собой первые производные от функции n по каждому исследуемому параметру; S_p, S_T, S_K – СКО определения давления, температуры и коэффициента K , соответственно.

Составляющие $S(p)^2$, $S(T)^2$ и $S(K)^2$ при условиях эксперимента ($t=26^\circ\text{C}$, $p=1 \text{ атм}$) и компонентном составе газовой смеси, которая использовалась при исследованиях (метан (94,028 %), этан (3,227 %), пропан (0,657 %), бутан (0,206 %), пентан (0,069 %), гексан (0,127 %), азот (1,439 %), диоксид углерода (0,241 %), кислород (0,006 %) по данным предприятия “Харківтрансгаз”), принимают значения:

$$S(p)^2 = \left(\frac{1}{2} \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{p}{T} \cdot K\right)^{\frac{1}{2}}} \cdot \frac{K}{T} \right)^2 \cdot S_p^2 = 2,0394 \cdot 10^{-18},$$

$$S(T)^2 = \left(\frac{1}{2} \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{p}{T} \cdot K\right)^{\frac{1}{2}}} \cdot \frac{p \cdot K}{T^2} \right)^2 \cdot S_T^2 = 2,3342 \cdot 10^{-14},$$

$$S(K)^2 = \left(\frac{1}{2} \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{p}{T} \cdot K\right)^{\frac{1}{2}}} \cdot \frac{p}{T} \right)^2 \cdot S_K^2 = 3,9049 \cdot 10^{-10}.$$

Исходя из рассчитанных значений составляющих СКО, можно сделать вывод, что доминирующей является составляющая $S(K)^2$, зависящая от неточности определения компонентного состава газовой смеси. Составляющая $S(p)^2$ имеет пренебрежимо малое значение по сравнению с $S(T)^2$ и $S(K)^2$, поэтому при дальнейшем анализе ее можно исключить из рассмотрения.

Условием, при котором коэффициент K можно определять, не учитывая многокомпонентный состав смеси, является пренебрежимо малая величина $S(K)^2$ по сравнению с $S(T)^2$ в диапазоне давлений ($\frac{S(T)}{S(K)} > 3$). При выполнении этого условия графики зависимостей $S(T)^2$ и $S(K)^2$ от значений p и S_k принимают вид (рис. 1).

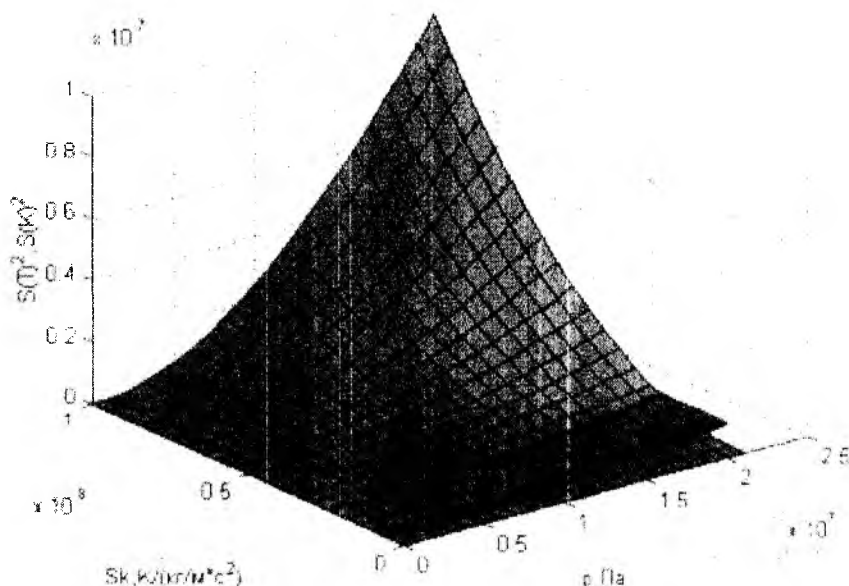


Рис. 1

Таким образом, для газовой смеси с преобладанием метана, находящейся в нормальных условиях, при $S_K^2 = 0,2893 \cdot 10^{-16} \frac{K^2}{\text{кг}^2 / \text{м}^2 \cdot \text{с}^4}$ коэффициент K можно определять, не учитывая многокомпонентный состав смеси. Такое значение S_K^2 соответствует составу смеси, при котором отличие молекулярной рефракции смеси от молекулярной рефракции чистого метана не превышает $\pm 0,0198\%$.

Следовательно, при использовании уравнения (1) для контроля расхода метановых газовых смесей рассчитано предельное отклонение молекулярной рефракции смеси от молекулярной рефракции метана, при которых влияние неоднородности состава смеси на результат измерения пренебрежимо мало, и расчеты могут проводиться, исходя из допущения чистого метана.

С целью достижения требуемой точности измерения необходимо рассмотреть вопрос определения оптимальных значений неинформативных параметров уравнения проведенного эксперимента (2).

Основными неинформативными параметрами, выбор которых оказывает непосредственное влияние на точность измерений, являются:

1) λ_0 при заданном L ;

2) K_L при заданном L , где K_L – коэффициент, характеризующий оптическую разность хода, которая возникает вследствие разности показателей преломления по ходу двух лучей интерферометра вне газовой среды; $K_L = n'_2 \cdot L_2 - n'_1 \cdot L_1$, где n'_1, n'_2 – показатели преломления вне газовой среды по ходу первого и второго луча, соответственно; L_1, L_2 – геометрические длины путей вне газовой среды по ходу первого и второго луча, соответственно.

Для определения допустимых значений λ_0 и K_L при заданном L необходимо проанализировать уравнение (2) с точки зрения влияния данных параметров на результирующую погрешность измерения в соответствии с формулой [3]:

$$S(n_2)^2 = \sum_{i=1}^I W_i^2 \cdot S_i^2. \quad (5)$$

После определения коэффициентов влияния для нахождения допустимых значений λ_0 при заданном L , получим следующее выражение:

$$S(n_2) = \sqrt{\frac{m^2}{L^2} \cdot S_{\lambda_0}^2 + \frac{\lambda_0^2}{L^2} \cdot S_m^2 + \frac{\lambda_0^2 \cdot m^2}{L^4} \cdot S_L^2 + S_{n_1}^2}. \quad (6)$$

Исходя из уравнения (6) и физического смысла соотношения $\frac{\lambda_0}{L}$ аналитически диапазон допустимых значений λ_0 при заданном L может быть представлен неравенством:

$$\lambda_0 \leq \sqrt{\frac{(S(n_2)^2 - S_{n_1}^2) \cdot L^4 - m^2 \cdot S_{\lambda_0}^2 \cdot L^2}{S_m^2 \cdot L^2 + m^2 \cdot S_L^2}}. \quad (7)$$

Полученная зависимость (7) позволяет определить критическое значение длины волны излучения. При выполнении неравенства (7) $S(n_2)$ при остальных фиксированных параметрах не будет превышать заданное значение.

Для значений СКО, полученных в результате экспериментальных исследований ($S(n_2) \leq 0.5 \cdot 10^{-6}; 0.4 \cdot 10^{-6}; 0.3 \cdot 10^{-6}$), на рис. 2 представлены номограммы, по которым определяется критическое значение λ_0 для данного L .

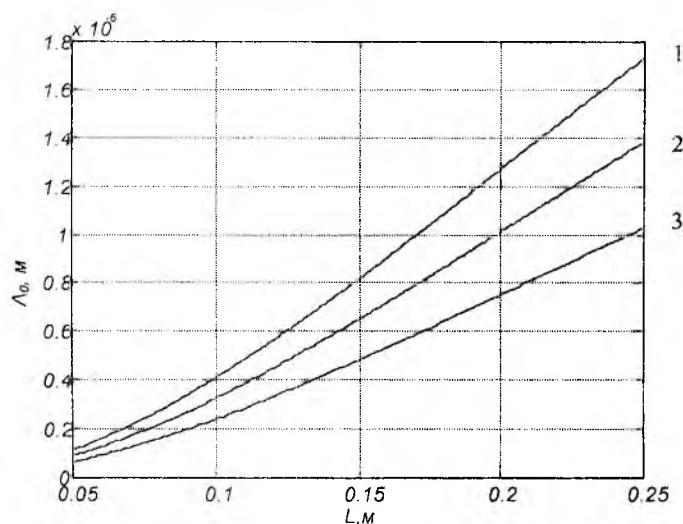


Рис. 2

Для определения критического значения K_L при заданном L в уравнение (6) необходимо добавить еще один член, учитывающий оптическую разность хода, которая возникает вследствие разности показателей преломления по ходу двух лучей интерферометра вне газовой среды. После преобразований уравнение (6) будет иметь вид:

$$S(n_2) = \sqrt{\frac{m^2}{L^2} \cdot S_{\lambda_0}^2 + \frac{\lambda_0^2}{L^2} \cdot S_m^2 + \left(\frac{K_L}{L^2} - \frac{\lambda_0 \cdot m}{L^2}\right) \cdot S_L^2 + S_{n_1}^2 + \frac{1}{L^2} \cdot S_{K_L}^2}. \quad (8)$$

Учитывая уравнение (8), критическое значение коэффициента K_L при заданном L аналитически может быть представлено неравенством:

$$K_L \leq \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{3S_L^2 + L^2} \cdot \left[6S_L^2 \cdot \lambda_0 \cdot m + 2 \cdot \begin{pmatrix} -9S_L^2 \cdot m^2 \cdot S_{\lambda_0}^2 \cdot L^2 - 9S_L^2 \cdot \lambda_0^2 \cdot S_m^2 \cdot L^2 + 9S_L^2 \cdot S(n_2)^2 \cdot L^4 - 9S_L^2 \cdot S_{n_1}^2 \cdot L^4 - \\ -3L^4 \cdot m^2 \cdot S_{\lambda_0}^2 - 3L^4 \cdot \lambda_0^2 \cdot S_m^2 - \\ -3L^2 \cdot S_L^2 \cdot \lambda_0^2 \cdot m^2 + 3L^6 \cdot S(n_2)^2 - \\ -3L^6 \cdot S_{n_1}^2 \end{pmatrix} \right] \quad (9)$$

Для значений СКО ($S(n_2) \leq 0.6 \cdot 10^{-6}; 0.5 \cdot 10^{-6}; 0.4 \cdot 10^{-6}$) на рис. 3 представлены номограммы, по которым определяется критическое значение K_L для данного L .

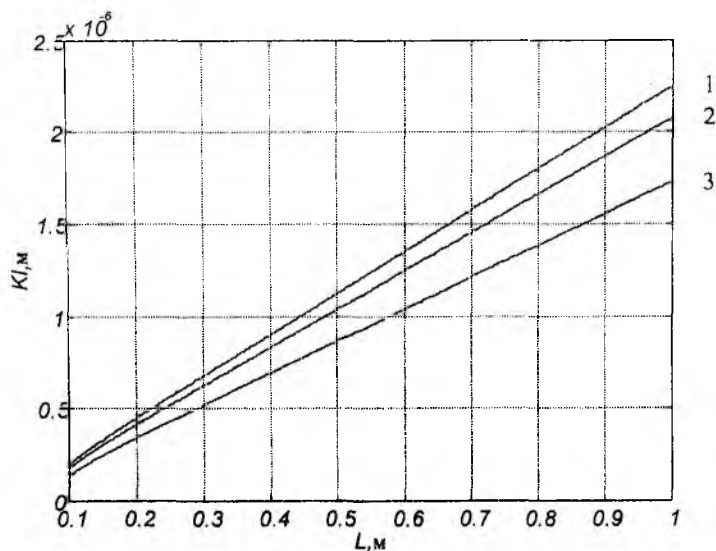


Рис. 3

Общий вид графиков (рис. 2, 3) позволяет сделать вывод, что с увеличением геометрической длины пути луча в газовой среде при заданном значении СКО результата измерения менее жесткими становятся требования, накладываемые на значения λ_0 и K_L , необходимые для достижения требуемой точности.

Таким образом, результаты проведенных исследований позволили уточнить особенности реализации разработанной модели измерения, учитывая влияние степени неоднородности контролируемой газовой смеси и определяя допустимые значения неинформативных параметров модели для достижения требуемой точности измерения.

Перспективы дальнейших исследований в данном направлении видятся авторам в разработке и аппаратной реализации метода оптического бесконтактного контроля газовых потоков, в основу которого положена описанная модель взаимодействия газовой смеси с электромагнитными волнами оптического диапазона.

Список литературы: 1. *Розгонюк В. В.* Технічна політика НАК "Нафтогаз України" в галузі газовимірювання // Вимірювання витрати та кількості газу і нафтопродуктів: Матеріали конференції. Івано-Франківськ: Факел, 2003. С. 3-9. 2. *Мощенко И. А.* Применение оптического интерферометра для бесконтактного измерения расхода промышленного природного газа // АСУ и приборы автоматики. 2004. № 126. С. 52-56. 3. *Земельман М. А.* Метрологические основы технических измерений. М.: Изд-во стандартов, 1991. 227 с.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 15.07.2004

СНИЖЕНИЕ АКУСТИЧЕСКОГО ШУМА ПРИ ПРОИЗВОДСТВЕ И ЭКСПЛУАТАЦИИ РЭС

Одним из наиболее распространенных факторов внешней среды, неблагоприятно влияющих на работу РЭС, технологические процессы и организм человека, является акустический шум. Часто уровень шума непосредственно влияет на качество труда (звукозапись, ультразвуковая диагностика, регулировка, настройка РЭС и т.п.). Известно, что источниками акустического шума в металлообрабатывающих цехах главным образом являются технологическое оборудование и станочный инструмент (несбалансированные роторы электродвигателей, пневматические приводы станков, резцы, фрезы, сверла и т.д.). В гальванических и сборочных цехах, конструкторских бюро и вычислительных центрах преобладает шум от кондиционеров и вентиляционных устройств. На участках регулировки и настройки РЭС в качестве источников шума преобладают системы обеспечения теплового режима (СОТР).

При длительном воздействии акустического шума на организм происходят различные нежелательные явления в виде снижения остроты слуха и зрения, повышения кровяного давления, снижения внимания. Сильный продолжительный шум может стать причиной функциональных изменений сердечно-сосудистой и нервной систем. Поэтому снижение акустического шума на сегодняшний день продолжает оставаться актуальной задачей. В рассмотренных случаях шум по характеру происхождения можно разделить на механический, аэродинамический и электромагнитный. Часто приходится иметь дело с многотональным шумом, характеризующимся сложным спектром с характерными максимумами на различных частотах. Это вызвано разнообразными источниками и характером происхождения шума. Если источник шума находится в производственном помещении, то для его снижения применяют звукопоглощающие материалы, которыми покрывают преимущественно стены и потолок. При этом уровень шума снижается за счет снижения интенсивности отраженной волны. Частотные свойства некоторых звукопоглощающих материалов [2] показаны на рис. 1.

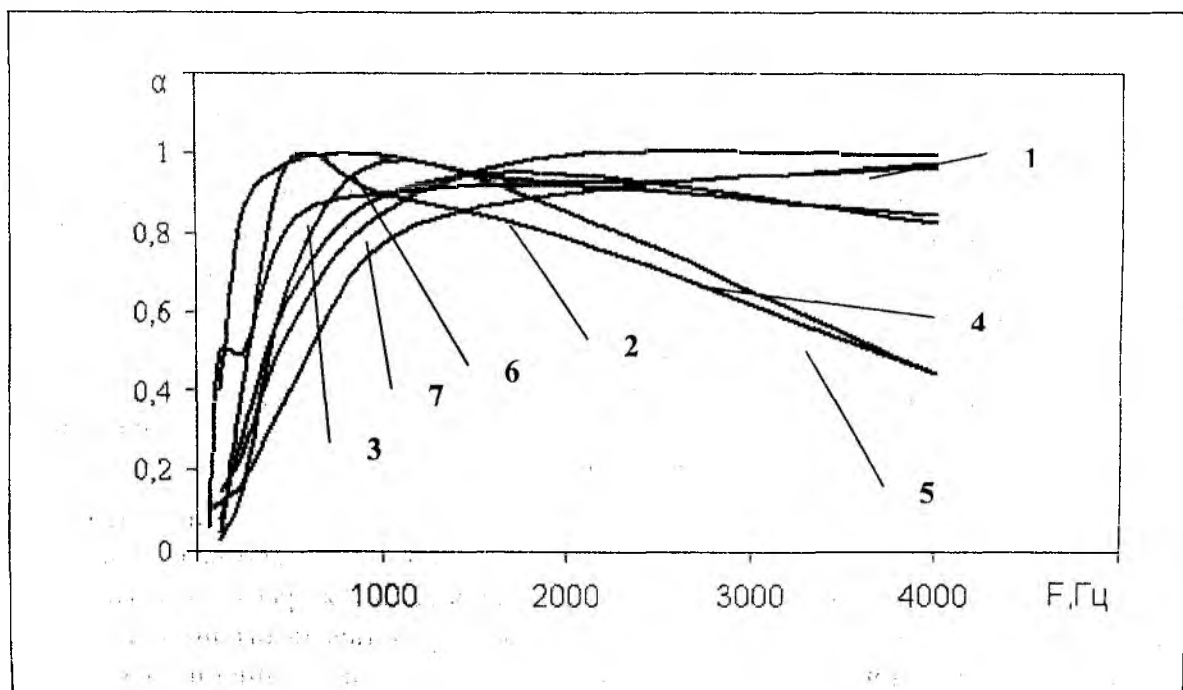


Рис. 1

На рис. 1 приведены следующие обозначения: 1 – “Винипор” (полужесткий) толщиной 30 мм. 2 – маты из штапельного капронового волокна толщиной 50-60 мм. 3 – супертонкое базальтовое волокно, стеклоткань типа ЭЗ-100, металлический перфорированный лист с перфорацией 27% толщиной 50 мм. 4 – акустическая плита ПА/О толщиной 20 мм. 5 – то же, толщиной 50 мм. 6 – маты из супертонкого стекловолокна, оболочка из стеклоткани толщиной 50 мм. 7 – ПП-80, ППМ, ПММ звукопоглощающие полужесткие толщиной 30 мм.

Стандартная методика проектирования [1;2] звукопоглощения сводится к следующему:

1) определяют требуемое снижение шума в каждой октавной полосе сравнением измеренных значений с нормами;

2) подбирают звукопоглощающий материал (материалы) таким образом, чтобы максимум частотной характеристики коэффициента звукопоглощения соответствовал максимуму в спектре требуемого снижения шума;

3) рассчитывают эквивалентную площадь звукопоглощения соответственно до и после обработки помещения в каждой октавной полосе;

4) рассчитывают ожидаемое снижение шума в каждой октавной полосе по формуле:

$$\Delta L_j = 10 \lg \frac{A_{2j}}{A_{1j}} = 10 \lg \frac{\sum \alpha_{aj} S_a + \sum \alpha_{bj} S_b}{\sum \alpha_{cj} S_c}, \quad (1)$$

где j – номер октавной полосы (соответственно для среднегеометрических частот октавной полосы: 63; 125; 250; 500; 1000; 2000; 4000; 8000 Гц); A_{2j} и A_{1j} – эквивалентные площади звукопоглощения соответственно до и после обработки помещения; α_{aj} и S_a – соответственно коэффициент звукопоглощения и площадь вводимого звукопоглощающего материала; α_{bj} и S_b – соответственно коэффициент звукопоглощения и площадь необлицованной после обработки помещения поверхности (окон, пола, дверей, оборудования и т.д.); α_{cj} и S_c – соответственно коэффициент звукопоглощения и площадь звукопоглощающего материала до обработки помещения (стен, потолка, пола, дверей, окон, оборудования и т.д.);

5) сравнивают ожидаемое снижение шума с требуемым в каждой октавной полосе и делают вывод об эффективности применения звукопоглощающего материала (материалов).

Пользуясь этой методикой, разработчик задается величинами площади выбранных звукопоглощающих материалов и в дальнейшем выполняет проверку. Если в каждой октавной полосе ожидаемое снижение шума превышает требуемое, расчет заканчивается. При этом выбранные значения площади не являются оптимальными и влекут за собой лишние экономические затраты. В этом заключается недостаток данной методики.

С целью снижения экономических затрат выбор площади звукопоглощающих материалов необходимо оптимизировать. Научная новизна данной статьи состоит в постановке оптимизационной задачи. Она основана на ряде ограничений:

- 1) уровня шума в каждой октавной полосе;
- 2) площади помещения, отводимой под облицовку звукопоглощающими материалами;
- 3) экономических затрат на облицовку помещения.

Если какие-либо из этих условий рассматривать в качестве целевой функции, то остальные следует рассматривать в качестве системы ограничений. Согласно выражению (1) эквивалентная площадь звукопоглощения однозначно определяется требуемым уровнем шума. Поэтому ограничение уровня шума (см.п.1) можно представить ограничением эквивалентной площади звукопоглощения снизу. Принимая во внимание линейную модель приведенных условий (пп. 1...3), задачу оптимизации можно решать методами линейного программирования.

Рассмотрим одну из возможных постановок задачи. В помещении испытательного участка РЭС имеются источники многоканального шума. Для его нормализации (приведения к норме) необходимо облицевать помещение звукопоглощающими материалами, каждый из которых наиболее эффективен в определенной части спектра. Допускается выбирать материал из состава, приведенного на рис.1. Требуется минимизировать экономические затраты на облицовку помещения согласно выражению:

$$F(S_a) = \sum_{a=1}^n k_a S_a, \quad (2)$$

где a – номер звукопоглощающего материала; n – количество применяемых звукопоглощающих материалов; k_a – удельная стоимость материала облицовки с учетом транспортировки, хранения и установки.

Система ограничений имеет вид

$$\begin{cases} \sum_{a=1}^n \alpha_{aj} S_a \geq A_{2j} = \Delta L_j \sum \alpha_{cj} S_c \\ \sum_{a=1}^n S_a \leq S \end{cases}, \quad (3)$$

где S – общая площадь помещения, отводимая под облицовку.

Помещение находится в одноэтажном здании. Размеры помещения $6 \times 8 \times 4$ м. Площадь помещения, отводимая под облицовку, 130 м^2 . Имеется два застекленных окна общей площадью 12 м^2 и металлическая дверь площадью 4 м^2 . Пол – бетонный, покрытый линолеумом (толщиной 5 мм.). Измеренный шумовой спектр имеет два максимума, превышающих норму и находящихся в 4 и 6-й октавной полосах.

Рассмотрим решение. Предлагается использовать акустическую плиту ПА/О толщиной 50 мм. и материал ПП-80 толщиной 30 мм., т.к. в этих октавных полосах они обладают наилучшими поглощающими свойствами (см. рис.1). Удельная стоимость этих материалов с учетом транспортировки, хранения и установки соответственно равна 40 и 36 грн/м².

Целевая функция, которую нужно минимизировать, в данном случае имеет вид

$$F(S_a) = 40 S_{ПА/О} + 36 S_{ПП-80} \quad (4)$$

Система ограничений имеет следующий вид:

$$\begin{cases} 0.98 S_{ПА/О} + 0.64 S_{ПП-80} \geq 80 & (5) \\ 0.79 S_{ПА/О} + 0.95 S_{ПП-80} \geq 82 & (6) \\ S_{ПА/О} + S_{ПП-80} \leq 130 & (7) \\ S_{ПА/О} \geq 0 & (8) \\ S_{ПП-80} \geq 0 & (9) \end{cases}$$

На рис. 2 изображена область допустимых решений задачи (ОДР). Нумерация прямых совпадает с нумерацией математических выражений данной статьи. Очевидно, что целевая функция (4) приобретает минимальные значения в точке с координатами

$$(S_{ПА/О} = 56 \text{ м}^2; S_{ПП-80} = 39 \text{ м}^2).$$

Для сравнения эффективности полученного решения в таблице приведены координаты других вершин ОДР, соответствующие им значения целевой функции и экономические затраты в сравнении с оптимальным решением. Это подтверждает актуальность данной постановки задачи.

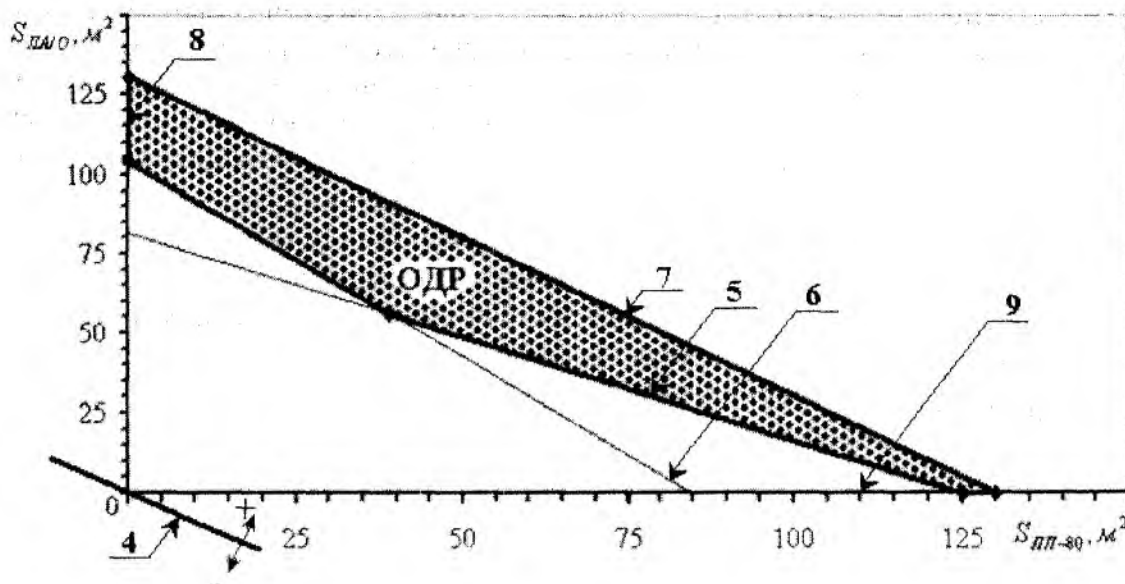


Рис. 2

Координаты вершин ОДР		Значение целевой функции $F(S_a)$ (затраты на облицовку), грн.	Экономические затраты в сравнении с оптимальным решением $[F(S_a) - F(S_{aopt})]$, грн.
$S_{пп-80}, м^2$	$S_{пайО}, м^2$		
39	56	3644	-
-	104	4160	516
130	-	4680	1036
125	-	4500	856
-	130	5200	1556

Таким образом, экономический эффект от оптимизации в рассмотренных условиях очевиден. Ее практическая ценность будет наиболее ощутима на крупных предприятиях, где суммарная площадь облицовки различных технологических помещений превышает рассмотренную величину на 1-2 порядка.

Список литературы: 1. *Ярошевська В.Н.* та ін. Охорона праці в галузі. К.: Професіонал, 2004. 286 с. 2. *Жидецький В.Ц.* та ін. Практикум із охорони праці. Львів.: Афіша, 2000. 318 с. 3. *Сухарев* и др. Курс методов оптимизации. М.: Наука, 1986. 349 с.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 01.09.2004

И. Е. АНТИПОВ, канд. техн. наук, В. В. БАВЫКИНА, канд. техн. наук,
Ю. А. КОВАЛЬ, д-р. техн. наук

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ СИГНАЛОВ НЕПОСРЕДСТВЕННОГО СПУТНИКОВОГО ТЕЛЕВИЗИОННОГО ВЕЩАНИЯ ДЛЯ СЛИЧЕНИЯ ШКАЛ ВРЕМЕНИ

Высокоточная частотно-временная синхронизация территориально разнесенных хранителей времени и частоты необходима для работы современных систем координатно-временного обеспечения. В ряде случаев частотно-временная синхронизация имеет и самостоятельное значение. Так, для Украины актуальна задача синхронизации опорных генераторов в национальной цифровой сети связи; создана и развивается Государственная служба единого времени и эталонных частот [1 – 4]. Как для функционирования этой службы, так и для реализации частотно-временных методов, необходимы средства высокоточного сравнения территориально разнесенных эталонов и хранителей времени.

В последнее время широкое распространение получил метод сравнения шкал времени территориально разнесённых объектов с помощью искусственных спутников Земли. Для этой цели успешно используются навигационные спутники навигационных систем GPS (США) и ГЛОНАСС (Россия). Достоинством спутниковых систем является их наибольшая среди других систем сличения зона действия и высокая точность, а основными недостатками – техническая сложность и высокая стоимость как приёмного оборудования, так и поддержания работоспособности всей системы.

Существует несколько различных алгоритмов решения задач сличения с использованием спутников: непосредственной синхронизации, взаимной синхронизации (общего охвата), пролётных часов и радиоинтерферометрии на короткой базе [5].

Алгоритм непосредственной синхронизации часов, схематически представленный на рис. 1, является наиболее простым. Для его реализации достаточно иметь один навигационный спутник, находящийся в зоне видимости из точки приёма (часы А) и один приёмник в пункте с часами В. Сдвиг шкал времени пунктов $\Delta T^{AB} = -\Delta T^{BA}$ можно определить, если известно время задержки сигналов между пунктами τ_p^{AB} . Этот алгоритм обеспечивает глобальную зону охвата и не требует привлечения дополнительной информации, кроме передаваемой в составе навигационного сигнала, а именно: шкала $H_A(t)$ и координаты спутника ($X_A(t)$, $Y_A(t)$, $Z_A(t)$). Поправки, учитывающие задержки в ионосфере и тропосфере, вычисляются на основе координат спутника и параметров, хранимых в приёмнике.

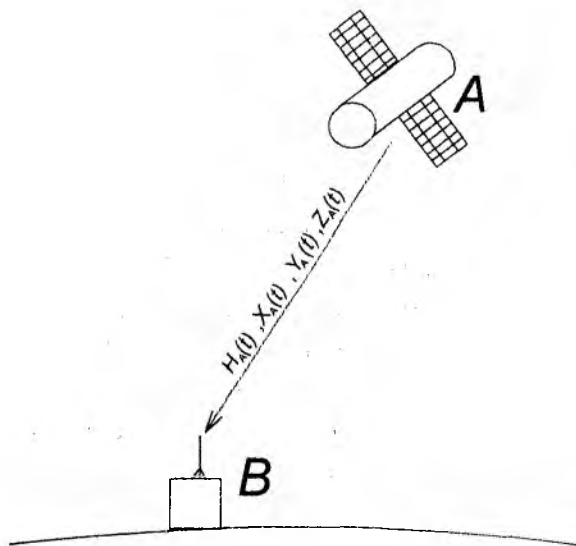


Рис. 1

Погрешность синхронизации часов, использующих этот алгоритм, определяется следующими составляющими: погрешность определения дальности до спутника; нестабильность задержек сигнала в приёмнике; погрешность учёта тропосферной и ионосферной поправок; погрешность знания координат антенны приёмника.

Алгоритм общего охвата (АОО) состоит в том, что в сверяемых пунктах А и В выполняются измерения временных положений (t_i^A и t_i^B) сигналов шкалы спутника $H_C(t)$ в шкалах пунктов А и В (рис. 2). После исключения прогнозируемых задержек в канале распространения радиоволн ($\hat{\tau}_p^{CA}$, $\hat{\tau}_p^{CB}$) оцениваются сдвиги шкал пунктов со шкалой ИСЗ ($\Delta \hat{T}^{AC}$, $\Delta \hat{T}^{BC}$),

а после обмена информацией между пунктами определяется сдвиг шкал последних $\Delta\hat{T}^{AB}, \Delta\hat{T}^{BA}$:

$$\Delta\hat{T}^{AC} = t_l^A - \hat{\tau}_p^{CA}; \quad \Delta\hat{T}^{BC} = t_l^B - \hat{\tau}_p^{CB}; \quad (1)$$

$$\Delta\hat{T}^{AB} = \Delta\hat{T}^{AC} - \Delta\hat{T}^{BC} = (t_l^A - t_l^B) - (\hat{\tau}_p^{CA} - \hat{\tau}_p^{CB}); \quad (2)$$

$$\Delta\hat{T}^{BA} = \Delta\hat{T}^{BC} - \Delta\hat{T}^{AC} = (t_l^B - t_l^A) - (\hat{\tau}_p^{CB} - \hat{\tau}_p^{CA}). \quad (3)$$

Оценки задержек сигналов в канале распространения производятся по известным координатам пунктов и ИСЗ. Для повышения точности учитываются параметры тропосферы и ионосферы. Анализ показывает, что абсолютные погрешности измерения сдвига шкал в пунктах составляют:

$$\delta_{\Sigma}^A = \Delta\hat{T}^{AB} - \Delta T^{AB} = \delta_{\text{сн}}^A + \delta_p^A + \delta_{\text{АП}}^A; \quad \delta_{\Sigma}^B = \Delta\hat{T}^{BA} - \Delta T^{BA} = \delta_{\text{сн}}^B + \delta_p^B + \delta_{\text{АП}}^B, \quad (4)$$

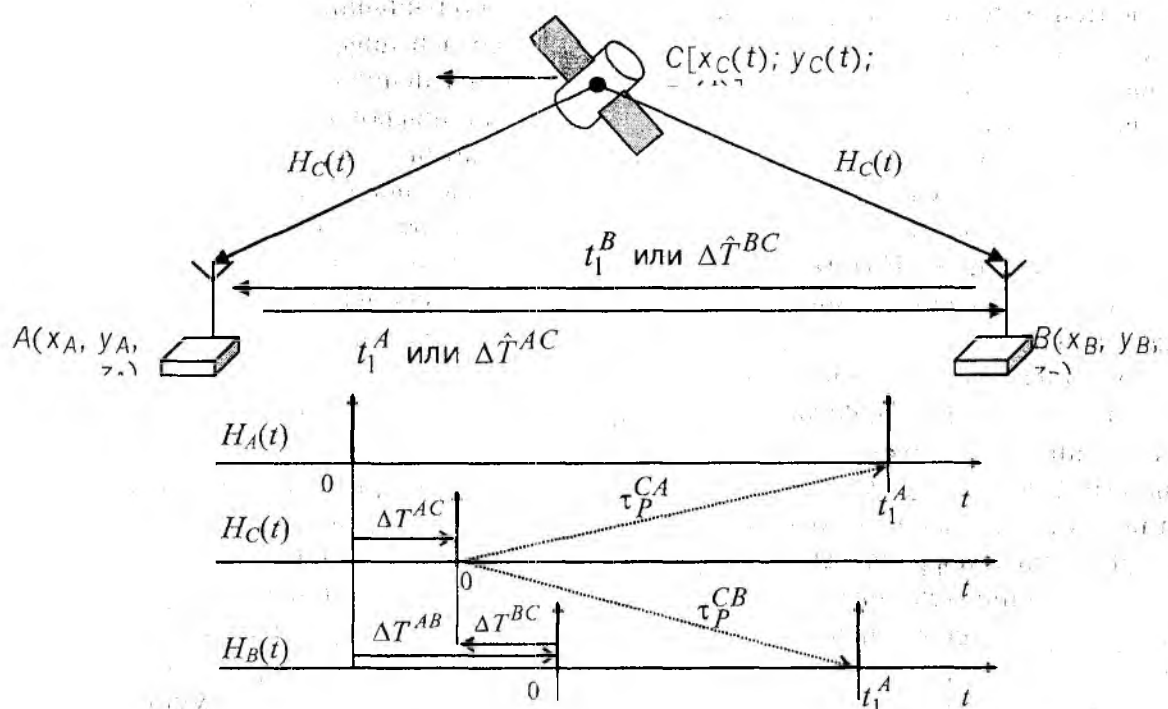
где $\Delta T^{AB}, \Delta T^{BA}$ – истинные сдвиги шкал ($\Delta T^{AB} = -\Delta T^{BA}$); $\delta_{\text{сн}}^A = \delta_{\text{ил}}^A - \delta_{\text{ил}}^B$; $\delta_{\text{сн}}^B = \delta_{\text{ил}}^B - \delta_{\text{ил}}^A$ – погрешности, вызванные конечным отношением сигнал/помеха; $\delta_{\text{ил}}^A, \delta_{\text{ил}}^B$ – погрешности оценки временного положения сигналов в пунктах; $\delta_p^A = (\tau_p^{CA} - \tau_p^{CB}) - (\hat{\tau}_p^{CA} - \hat{\tau}_p^{CB})$, $\delta_p^B = (\tau_p^{CB} - \tau_p^{CA}) - (\hat{\tau}_p^{CB} - \hat{\tau}_p^{CA})$ – канальные погрешности; τ_p^{CA}, τ_p^{CB} – истинные значения задержек в канале; $\delta_{\text{АП}}^A = \tau_{\text{прм}}^A - \tau_{\text{прм}}^B$, $\delta_{\text{АП}}^B = \tau_{\text{прм}}^B - \tau_{\text{прм}}^A$ – аппаратные погрешности; $\tau_{\text{прм}}^A, \tau_{\text{прм}}^B$ – задержки сигналов в приемных трактах пунктов A и B соответственно.

Следует заметить, что однотипные погрешности отличаются только знаками. Поэтому погрешности единичных измерений $\delta_{\Sigma}^A = -\delta_{\Sigma}^B$, т. е. имеют коэффициент корреляции $R = -1$. За счёт исключения ряда общих источников погрешностей (нестабильности задержек в передающих трактах и шкалы ИСЗ, аномалии в канальных задержках при коротких трассах и др.), точность данного алгоритма выше, чем у других. Достоинством является также отсутствие излучения в пунктах, т. е. АОО относится к группе пассивных алгоритмов.

Указанные выше методы относятся к группе пассивных и позволяют осуществлять синхронизацию с использованием специализированных навигационных спутников. Помимо них, на орбите существует большое количество спутников, с помощью которых организовано телевизионное вещание.

Наибольшее распространение в настоящее время получила Радиовещательная спутниковая служба (РВСС). Ретранслируемые бортовым передатчиком телевизионные сигналы предназначены для непосредственного приёма населением (непосредственным считается как индивидуальный, так и коллективный приём, при котором телезрители принимают программу по кабельной сети). Большое распространение получили относительно простые и недорогие установки с антеннами небольших размеров для непосредственного приёма телевизионных сигналов со спутников.

Современные технические средства позволяют сформировать достаточно узкий пучок энергии, чтобы при необходимости сконцентрировать практически всю энергию передатчика на ограниченной территории, например одного государства.



$H_A(t)$, $H_B(t)$ – шкалы времени пунктов A и B ; $H_C(t)$ – шкала времени ИСЗ СРНС

Рис. 2

В таблице представлены диапазоны частот, отведённые МККР для спутникового ТВ вещания в Районе 1, в который входят все страны СНГ, а также Европа и ряд других стран.

Диапазон	Полоса частот, ГГц
1	1,452-1,550 и 1,61-1,71
3	1,93-2,70
C	3,40-5,25 и 5,725-7,075
X	7,25-8,40
Ku	10,70-12,75 и 12,75-14,80
Ka	15,4-26,5 и 27,0-50,2
K	84-86

Два последних диапазона, Ka и K , почти не используются и пока считаются экспериментальными.

Сформулированные в Регламенте радиосвязи основные положения, касающиеся систем непосредственного спутникового телевизионного вещания (СНТВ), содержат, в частности, указание о том, что отношение сигнал/шум в зоне обслуживания не должна быть меньше 14 дБ. Плотность потока мощности в ней должна быть не менее 103 дБВт/м² для индивидуального приема и 111 дБВт/м² для коллективного.

Коротко рассмотрим существующие системы СНТВ [6].

В середине 70-х годов, когда спутниковые системы только создавались, использовался аналоговый телевизионный сигнал, как и в наземном вещании. Однако такой тип сигналов не слишком хорош для спутниковых каналов. Из-за технических сложностей использование цифровых методов тогда не представлялось возможным. В связи с этим в начале 80-х годов

был разработан и принят цифро-аналоговый стандарт, получивший название МАС. Активные поиски продолжились, и в конце 80-х годов был создан цифровой стандарт обработки телевизионного сигнала MPEG-2. Таким образом, сегодня используется три вида передачи телевизионного сигнала; аналоговый, цифро-аналоговый и цифровой.

При использовании АМ мощность бортового передатчика должна быть недостижимо большой: единицы – десятки киловатт. Кроме того, создавались бы большие помехи наземным службам радиосвязи. Поэтому в системах СНТВ для передачи изображения используется частотная модуляция (ЧМ). Во всём остальном отличия аналоговых систем СНТВ от систем наземного телевидения незначительны. Они касаются в основном цепей предискажений, особенностей передачи сигналов цветности и звукового сопровождения.

Системы цифро-аналогового СНТВ также в целом сохраняют привычную структуру ТВ сигнала: в них чётко определена длительность строки, иногда присутствуют кадровые и строчные синхронизирующие импульсы.

В системе В-МАС осуществляется временное разделение сигналов яркости и цветности сигналами звука/данных в основной полосе частот на интервалах строчного и кадрового гашения. Для этого цифровые сигналы звукового сопровождения, синхронизации, дополнительной информации, телетекста и др., объединяются в пакеты и с очень высокой скоростью передаются в интервалах гашения. Активная часть строки отводится для передачи видеoinформации, а пассивная – для цифровых сигналов звука/данных. Формат используемого в этих системах сигнала цветного изображения предполагает сжатие во времени аналоговых сигналов яркости и цветности в соотношении 3/2 и 3/1 соответственно, и последовательную по строкам передачу этих сигналов.

В системе С-МАС цифровые сигналы звука/данных вводят в интервалы строчного и кадрового гашения в виде модулированной цифровым методом несущей радиосигнала. Для передачи видеосигнала в течение активной части строки используют аналоговую частотную модуляцию второй несущей из радиочастотного диапазона. После накопления в буфере отсчёты ТВ сигнала считываются с тактовой частотой, превышающей в 1,5 и 3 раза, соответственно, частоты дискретизации сигналов яркости и цветности, а посредством цифро-аналогового преобразования трансформируются в аналоговый сигнал. Аналоговые сигналы яркости и цветности передаются ЧМ-несущей через спутник-ретранслятор последовательно во времени на активной части строки. В интервале длительности строки, соответствующей длительности гасящих импульсов, посредством фазовой манипуляции (ФМ), при которой фаза изменяется мгновенно на 90° для каждого бита, передаются цифровые сигналы звукового сопровождения.

В системе D2-МАС аналоговые сигналы яркости и цветности передаются в течение активной части строки в сжатом во времени виде. Цифровая часть сигнала, соответствующая звуку, синхронизации, телетексту и другим данным, объединена в пакеты, передаваемые в течение обратного хода по строке и по кадру. Строчная синхронизация сигнала D2-МАС осуществляется с помощью 6 бит цифровой информации, передаваемой в начале каждой строки в виде определенного кодового слова или его инверсии (в зависимости от номера строки), а кадровая – с помощью слова в 64 бита кадровой синхронизации, размещенного в 625-й строке.

Сигналы цифрового телевидения представляют собой цифровой поток, несущий в себе информацию о цветности и яркости различных элементов изображения в соответствии с принятой системой кодирования без привычного разделения на кадры и строки. Скорость потока может составлять от 15 до 50 Мбит/с. Сигналы синхронизации, присутствующие в нём, предназначены для правильной работы декодеров, а не телевизионных развёрток непосредственно.

Таким образом, на основе обзора [6] можно заключить, что сигналы любой из систем спутникового телевидения содержат в себе элементы, к которым можно осуществить привязку шкалы времени. Наиболее удобными для этой цели являются строчные синхроимпульсы. Исходя из изложенного предлагается следующий метод синхронизации, использующий СНТВ.

В пунктах размещения часов А и В устанавливаются комплекты одинакового приёмного оборудования спутникового телевидения (антенны и приёмники), которые настраиваются на приём одного и того же спутникового ТВ канала (рис. 3). В обоих пунктах принимаются и измеряются временные положения определённых синхросигналов относительно шкал времени этих пунктов. Чтобы исключить неоднозначность, грубую привязку можно осуществлять по кадровым импульсам, а точную – по строчным.

Информация о времени задержки определённого синхроимпульса относительно шкалы пункта А ΔT^{AC} по отдельному каналу передаётся в пункт В. На основании информации о положении спутника на геостационарной орбите и координатах пунктов вычисляется разность задержек $\tau_p^{CA} - \tau_p^{CB}$. С учётом информации о времени задержки ΔT^{AC} осуществляется синхронизация часов пункта В.

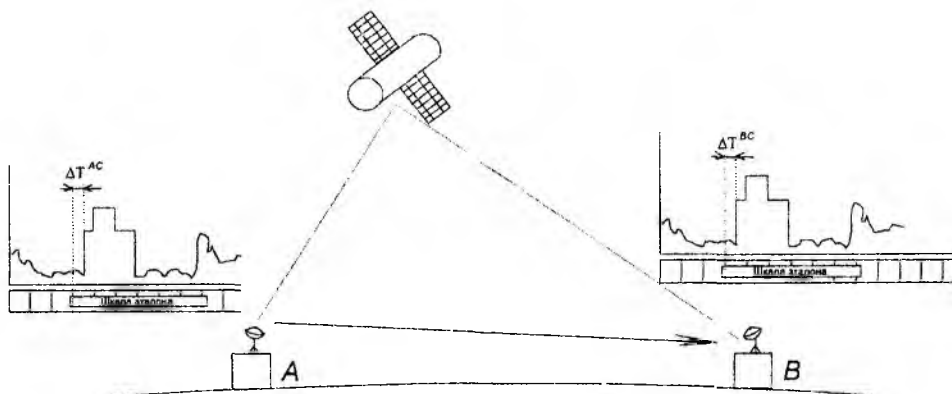


Рис. 3

Видимое преимущество метода синхронизации с использованием СНТВ состоит в том, что ТВ спутники расположены на геостационарных орбитах и оснащены достаточно мощными передатчиками. Первое обстоятельство позволяет считать, что местоположение спутника в пространстве известно достаточно точно, спутник неподвижен. Это избавляет от необходимости следить за ним или работать, переключаясь с одного спутника на другой. Достаточно большая мощность бортового передатчика позволяет принимать сигнал на небольшую антенну (если не ставится задача получения высококачественного ТВ изображения). Таким образом, система оказывается независимой от GPS или ГЛОНАС. Существует также возможность принимать сигналы нескольких спутников одновременно, что увеличивает количество измерений и позволяет уменьшить их погрешность. Измерения можно производить оперативно, не ожидая появления необходимого количества спутников в зоне видимости и не производя длительного накопления.

Безусловно, использование спутникового вещательного телевидения для высокоточной синхронизации эталонов имеет и свои недостатки. К ним относятся:

- неоднозначность измерений, связанная с периодичностью используемого сигнала;
- невозможность использования сигналов в тех случаях, когда пункты пространственно разнесённых эталонов А и В принимают сигналы одной и той же ТВ программы, но сформированные разными спутниками, или же разными антеннами, установленными на одном и том же спутнике;

Спутники, расположенные на геостационарной орбите видны под небольшим углом места, если приём осуществляется на большом широтном удалении от экватора. Их сигналы проходят большой путь через атмосферу и могут быть в значительной степени подвержены рефракции.

Решение этих задач может стать предметом дальнейших исследований.

Список литературы: 1. Величко О. М., Макаренко Б. І., Камінський В. Ю. та ін. Державна служба єдиного часу і еталонних частот — необхідний елемент розвитку наземної космічної інфраструктури України // Космічна наука і технологія. 1997. Т. 3. № 1/2. С. 7–15. 2. Клейман А. С., Соловьев В. С., Ткачук А. А. Эталонная база Украины в области измерений времени и частоты // Український метрологічний журнал. 1996. Вип. 4. С. 17–18. 3. Величко О. М., Миронов М. Т., Сидоренко Г. С. та ін. Державна програма створення та розвитку Державної служби єдиного часу і еталонних частот // Український метрологічний журнал. 1996. Вип. 4. С. 13–16. 4. Клейман О. С., Оголюк В. П., Сидоренко Г. С. та ін. Державний первинний еталон одиниць часу і частоти / Український метрологічний журнал. 1997. Вип. 3. С. 18–23. 5. Гужва Ю. Г., Геворкян А. Г., Богданов П. П., Овчинников В. В. Синхронизация часов по сигналам "ГЛОНАСС" // Радионавигация и время. 1994. N1. С.11-14. 6. Левченко В. Н. Спутниковое телевидение. СПб.: БХВ-Санкт-Петербург, 1999. 288 с.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 02.07.2004

УДК 621.396.98

Метод оценки влияния искажений изображений на надежность местоопределения радиометрических систем навигации летательных аппаратов / В.И. Антюфеев, В.Н. Быков, Я.Н. Кожушко, В.В. Чмиль // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2004. Вып. 139. С. 5-14.

Предложен метод оценки влияния геометрических искажений текущего изображения на надежность местоопределения систем навигации, состоящий из операций моделирования текущего изображения по отсчетам эталонного изображения и операции вычисления оценки вероятности правильной привязки с помощью предлагаемой формулы. Получено хорошее совпадение результатов расчета по этой формуле с результатами имитационного моделирования процесса совмещения изображений в системах рассматриваемого типа.

Ил. 9. Библиогр.: 8 назв.

УДК 621.396.98

Метод оцінки впливу викривлень зображень на надійність місцевизначення радіометричних систем навігації літальних апаратів / В.І. Антюфєєв, В.М. Биков, Я.М. Кожушко, В.В. Чміль // Радіотехніка: Всеукр. Міжвід. наук.-техн. зб. 2004. Вип. 139. С. 5-14.

Запропоновано метод оцінки впливу геометричних викривлень поточного зображення на надійність місцевизначення систем навігації, що складається з операцій моделювання поточного зображення за відліками еталонного зображення та операції обчислення оцінки вірогідності правильної прив'язки за допомогою запропонованої формули. Одержано добрий збіг результатів розрахунків за цією формулою з результатами імітаційного моделювання процесу суміщення зображень в системах даного типу.

Ил. 9. Бібліогр.: 8 назв.

UDC 621.396.98

Method of influence estimation of images distortions on position finding reliability of the aircraft radiometric navigation systems / V.I. Antyufeev, V.N. Bykov, Ya.N. Koshushko, V.V. Chmil // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2004. №. P. 5-14.

The method of current image geometrical distortions estimation influence on of navigation systems position finding reliability. Consisting of the operations of current image simulating on counting out the reference image and operation of correct affixment probability calculation estimation by the offered formula is offered. The good coincidence of calculation results on this formula with the results of imitation simulating of images matching process in the given type systems is got.

9 fig. Ref.: 8 items.

УДК 621.396.96

Расчет каустической поверхности для диэлектрического конусного обтекателя / О.И. Сухаревский, В.А. Василец, А.З. Сазонов, К.И. Ткачук // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2004. Вып. 139. С. 15-19.

Рассмотрен процесс образования каустической поверхности внутри конусообразного обтекателя при наклонном падении на него плоской волны. Указаны условия возникновения каустической поверхности. Предложены расчетные соотношения, описывающие каустическую поверхность. Дано графическое представление взаимного положения обтекателя и каустической поверхности для различных углов падения плоской волны.

Ил. 6. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.396.96

Розрахунок каустичної поверхні для діелектричного конусного обтікача / О.І. Сухарєвський, В.О. Василець, О.З. Сазонов, К.І. Ткачук // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2004. Вип. 139. С. 15-19.

Розглянуто процес утворення каустичної поверхні всередині конусного обтічника при похилому падінні на нього плоскої хвилі. Вказані умови виникнення каустичної поверхні. Пропонуються розрахункові співвідношення, що описують каустичну поверхню. Дано графічне зображення взаємного положення обтічника та каустичної поверхні для різних кутів падіння плоскої хвилі.

Ил. 6. Бібліогр.: 5 назви.

UDC 621.396.96

The calculation of a caustic surface for dielectric conic radome / O.I. Sukharevsky, V. A. Vasilets, A.Z. Sazonov, K.I. Tkachuk // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2004. N 139. P. 15-19.

The formation of caustic surface inside conic radome has been considered for plane wave oblique incidence. The conditions of caustic surface generation have been indicated. The calculation expressions have been proposed for caustic surface description. The graphical representation for relative position of radome and caustic surface are given for different incidence angles of a plane wave.

6 fig. Ref.: 5 items.

УДК 621.369.87

Влияние условий возбуждения резонатора на характеристики резонансной щелевой линейной антенной решетки / В.А. Катрич, А.А. Ляховский, А.Ф. Ляховский // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2004. Вып. 139. С. 20-27.

Методом наведенных магнитодвижущих сил решена задача возбуждения поперечной щелью резонатора, нагруженного продольными излучающими щелями. Исследовано влияние условий возбуждения резонатора поперечной и продольной щелью связи на характеристики одиночной излучающей щели, а также системы излучающих щелей с учетом внутреннего и внешнего взаимодействия между щелями. Достоверность расчетных характеристик эквидистантной линейной решетки подтверждена экспериментально.

Ил. 9. Библиогр.: 9 назв.



УДК 621.396.87

Вплив умов збудження резонатора на характеристики резонансної щілинної лінійної антенної решітки / В.О. Катрич, А.А. Ляховський, А.Ф. Ляховський // *Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб.* 2004. Вип. 139. С. 20-27.

Методом наведених магніторушійних сил розв'язано задачу збудження поперечною щілинною резонатора, навантаженого поздовжніми випромінюючими щілинами. Досліджено вплив умов збудження резонатора поперечною та поздовжньою щілинною зв'язку на характеристики одиночної випромінюючої щілини, а також системи випромінюючих щілин з урахуванням внутрішньої і зовнішньої взаємодії між щілинами. Достовірність розрахункових характеристик еквідистантної лінійної решітки підтверджена експериментально.

Ил. 9. Библиогр.: 9 назв.

UDC 621.396.87

Influence of resonator excitation conditions on characteristics of a resonance slot linear antenna array

/ V.A. Katrich, A.A. Liakhovsky, A.F. Liakhovsky // *Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag.* 2004. № 139. P. 20-27.

The problem of excitation of the resonator loaded by longitudinal radiating slots by a transverse slot was solved using the induced magnetomotive forces method. Influence of conditions of excitation of the resonator by transverse and longitudinal connecting slots on characteristics of a single radiating slot, and also a system of radiating slots taking into account the interior and exterior interaction between slots were investigated. Reliability of calculated characteristics of equidistant linear array was confirmed experimentally.

9 fig. Ref.: 9 items.

УДК 621.396.67 •

Особенности излучения телекоммуникационных импедансных проволочных антенн / Р.И. Цехмистро // *Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб.* 2004. Вип. 139. С. 28-32.

Проведен анализ свойств ближнего поля телекоммуникационного тонкого импедансного вибратора в свободном пространстве. Представлены зависимости разности фаз поперечных компонент электромагнитного поля вибраторов от расстояния излучателя при значениях поверхностного импеданса комбинированного (вещественного и комплексного) типа, позволяющие оценивать минимую составляющую мощности ближнего поля.

Ил. 3. Библиогр.: 10 назв.

УДК 621.396.67

Особенности випромінювання телекомунікаційних імпедансних дровових антенн / Р.І. Цехмістро // *Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб.* 2004. Вип. 139. С. 28-32.

Проведено аналіз властивостей ближнього поля телекомунікаційного тонкого імпедансного вібратора у вільному просторі. Представлено залежності різниці фаз поперечних компонент електромагнітного поля вібраторів в залежності від відстані від випромінювача при значеннях поверхневого імпедансу комбінованого (дійсного та комплексного) типу, які дозволяють оцінювати уявну складову потужності ближнього поля.

Ил. 3. Библиогр.: 10 назв.

UDC 621.396.67

Specific radiations of telecommunication impedance wire antennas / P. I. Tsekhmistro // *Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag.* № 139. P. 28-32.

The analysis of properties of a near field of the telecommunication thin impedance vibrator in free space is carried out. Dependences of the phase difference of the vibrators electromagnetic field cross a components on the distance from radiators with the values of the combined (material and complex) type, superficial impedance making if possible to estimate power the near field complex component.

3 fig. Ref.: 10 items.

УДК 621.372, 537.86

Частотная селекция волн в ограниченной периодической последовательности объемных рассеивателей / В.Р. Туз, В.В. Харди́ков // *Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб.* 2004. Вип. 139. С. 33-37.

Исследованы электродинамические свойства ограниченной периодической последовательности объемных рассеивателей на основе теории цепей и матричных многочленов. Период представляет собой скачкообразное расширение поперечного сечения цилиндрического волновода с импедансными стенками и магнитодиэлектрическим заполнением. Представлены частотные и интерференционные зависимости амплитуд рассеянного поля, проведен их физический анализ.

Ил. 3. Библиогр.: 12 назв.

УДК 621.372, 537.86

Частотна селекція хвиль у обмеженій періодичній послідовності об'ємних розсіювачів / В.Р. Туз, В.В. Харді́ков // *Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб.* 2004. Вип. 139. С. 33-37.

Досліджено електродинамічні властивості обмеженої періодичної послідовності об'ємних розсіювачів на основі теорії ланцюгів та матричних багаточленів. Період являє собою стрибкоподібне розширення поперечного перетину циліндричного хвильоводу з імпедансними стінками та магнітодіелектричним заповненням. Представлено частотні та інтерференційні залежності амплітуд розсіяного поля, проведено їх фізичний аналіз.

Ил. 3. Библиогр.: 12 назв.

UDC 621.372, 537.86

Wave frequency selection in finite periodical sequence of volume scatterers / V.R. Tuz, V.V. Khardikov // *Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag.* 2004. N.139. P.33-37.

The electrodynamic characteristics in finite periodical sequence of volume scatterers were investigated on the based of circuit theory and polynomials techniques. The period is stepwise expansion of cylindrical waveguide with impedance walls

and magnetodielectric infill. The frequency and interference dependences of the scattered field amplitudes were presented; their physical analysis was carried out.

3 fig. Ref.: 12 items.

УДК 621.396.962.23

Особенности пространственно-временной обработки сигналов при использовании адаптивных фильтров в каналах антенной решетки содара / А.А.Васильченко // Радиотехника: Всеукр. науч.-техн. сб. 2004. Вып.139.С. 38-44.

Проведен синтез алгоритма пространственно-временной обработки сигналов, осуществляющего адаптацию в пространственной и частотной областях, а также проведен анализ работоспособности алгоритма методом математического моделирования.

Ил. 6. Библиогр.: 3 назв.

УДК 621.396.962.23

Особливості просторово-часової обробки сигналів при використанні адаптивних фільтрів у каналах антенної решітки содара / А.О.Васильченко // Радіотехніка: Всеукр. науч.-техн. сб. 2004. Вып. 139. С.38-44.

Проведено синтез алгоритму просторово-часової обробки сигналів, який здійснює адаптацію у просторовій та частотній областях, а також проведено аналіз працездатності алгоритму методом математичного моделювання.

Ил. 6. Бібліогр.: 3 назви.

UDC 621.396.962.23

Peculiarities of signals spatial and temporal processing when employing adaptive filters in the sodar antenna array channels / A.A. Vasilchenko // Radiotekhnika: All.-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2004.. N 139. P. 38-44..

Synthesis of algorithm of signals spatial and temporal processing which provides adaptation in the spatial and frequency areas was performed. The analysis of operating capability was carried out with the method of mathematical simulation.

6 fig. Ref.: 3 items.

УДК 621.396.96: 621.397

Геометрия многопозиционной радиолокационной системы с передающей базовой станцией мобильной связи / А. П. Кондратенко, В. В. Манаков, П.А. Коваленко, С. В. Шаповалов // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2004. Вып. 139. С.45-49.

Анализируются особенности размещения системы сотовой связи стандарта GSM в Украине. Оцениваются основные геометрические параметры многопозиционной радиолокационной системы, которая использует в качестве передающей базовую станцию мобильной связи.

Табл. 4. Ил. 5. Библиогр. : 9 назв.

УДК 621.396.96: 621.397

Геометрія багатопозиційної радіолокаційної системи з передавальною базовою станцією мобільного зв'язку / О. П. Кондратенко, В. В. Манаков, П.А. Коваленко, С. В. Шаповалов // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. науч.-техн. сб. 2004. Вип.139. С. 45-49.

Аналізуються особливості розміщення системи стільникового зв'язку стандарту GSM в Україні. Оцінюються основні геометричні параметри багатопозиційної радіолокаційної системи, яка використовує в якості передавальної базову станцію мобільного зв'язку.

Табл. 4. Ил. 5. Бібліогр. : 9 назв.

UDC 621.396.96: 621.397

Geometry of the multi position radar system with the transmitting base station of mobile connection / A. P. Kondratenko, V. V. Manakov, P.A. Kovalenko, S. V. Shapovalov // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2004. №139. P. 45-49.

The features of placement of the GSM cellar connection system in Ukraine are analyzed. The main geometric parameters of the multi position radar system with the transmitting base station of mobile connection are estimated.

4 tab. 5 fig. . Ref.: 9 items.

УДК 621.396.1

Особенности перехвата сигналов радиотехнических систем повышенной скрытности в приемниках с оконным преобразованием Фурье / В.А. Тютюнник, П.Ю. Седышев, С.И. Хмелевский // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2004. Вып. 139. С. 50-57.

Рассмотрено влияние частотно-временных параметров радиосигналов на форму и амплитуду откликов, формируемых на выходе приемного устройства с оконным преобразованием Фурье. Проанализирована возможность повышения качества спектрограммы, формируемой с помощью оконного преобразования Фурье, за счет использования некогерентной обработки откликов. Предложен метод обработки откликов, обеспечивающий одновременное решение задачи обнаружения и задачи анализа частотно-временных структур радиосигналов, в том числе и сигналов повышенной скрытности.

Ил. 5. Библиогр.: 6 назв.

УДК 621.396.1

Особливості перехоплення сигналів радіотехнічних систем підвищеної скритності в приймачах з віконним перетворенням Фур'є / В.О. Тютюнник, П.Ю. Сєдишев, С.І. Хмелевський // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. науч.-техн. сб. 2004. Вип. 139. С. 50-57.

Розглянуто вплив частотно-часових параметрів радіосигналів на форму та амплітуду відгуків, які формуються на виході прийомного пристрою з віконним перетворенням Фур'є. Проаналізовано можливість підвищення якості спектрограм, що формуються за допомогою віконного перетворення Фур'є, за рахунок використання некогерентної обробки відгуків.

Запропоновано метод обробки відгуків, що забезпечує одночасне вирішення задачі виявлення і задачі аналізу частотно-часових структур радіосигналів, у тому числі і сигналів підвищеної скритності.

Ил. 5. Бібліогр.: 6 назв.

UDC. 621.396.1

Feature of LPI radio aids signals interception using Short Time Fourier Transform receiver / V.A. Tyutyunnik, P.Yu. Sedyshev, C.I. Hmelevsky // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2004. № 139. P. 50-57.

Influence of time-and-frequency parameters of radio signals on the form and amplitude of responses formed on an output of the Short Time Fourier Transform receiver is considered. The opportunity to improve the quality of the spectrogram formed by Short Time Fourier Transform receiver due to use of no coherent processing responses is analyzed. The responses processing method, providing the simultaneous decision of the detection problem and the problem of analysis of time-and-frequency structures of radio signals, including LPI signals is offered.

5 fig. Ref.: 6 items.

УДК 621.396.9

Нелинейный радиолокатор повышенной помехоустойчивости / Э.Ф. Бабуров, А. Г. Каширин // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.- техн. сб. 2004. Вып. 139. С. 58-62.

Основная проблема нелинейной радиолокации – приём слабого сигнала на фоне помех при низкой эффективности нелинейного преобразования. Предложенный нелинейный радиолокатор позволяет уменьшить влияние помех за счёт синхронизации приёмной и передающей части, а также использования режима выбора канала с наименьшим уровнем помехи режима качания частоты. Последний позволяет подавлять узкополосные помехи, попадающие в полосу пропускания приёмника нелинейного радиолокатора.

Ил. 4. Библиогр.: 3 назв.

УДК 621.396.9

Нелінійний радіолокатор підвищеної перешкодостійкості / Е.Ф. Бабуров, О. Г. Каширін // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2004. Вип. 139. С. 58-62.

Основна проблема нелінійної радіолокації – прийом слабкого сигналу на фоні перешкод при низькій ефективності нелінійного перетворення. Запропонований нелінійний радіолокатор дозволяє зменшити вплив перешкод за рахунок синхронізації приймальної і передавальної частини, а також використання режиму вибору каналу з найменшим рівнем перешкод та режиму коливання частоти. Останній дозволяє заглушати вузькосмужні перешкоди, що попадають у смугу пропускання приймача нелінійного радіолокатора.

Ил. 4. Бібліогр.: 3 назви.

UDC 621.396.9

Nonlinear radar system of the increased interference immunity / E. T. Baburov, A. G. Kashyryn // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2004. № 139. P. 58-62.

The basic problem of a nonlinear radar-location is reception of a weak signal on the background of noise at low efficiency of nonlinear transformation. The offered nonlinear radar makes it possible to reduce influence of noise at the expense of synchronization of the reception and transmission, and also the use the of the mode with the choice of the channel with the noise least level, frequency swinging mode. The latter allows to suppress narrow-band noise getting in the swinging band of the receiver nonlinear radar system.

4 fig. Ref.: 3 items.

УДК 396.361

Критерий функционирования больших систем обработки локационной информации / В.Е. Саваневич // Радиотехника: Всеукр. межвед. научн.-техн. сб. 2004. Вып. 139. С. 63-72.

Уточняется атемпаральный критерий функционирования целенаправленной системы и вводятся соответствующие темпаральные критерии. Максимизация последнего на каждом шаге может быть использована как правило функционирования диспетчера больших систем обработки локационной информации (СОЛИ). Параметры критериев являются параметрами модели функционирования СОЛИ и могут быть определены эмпирически как функции от характеристик СОЛИ, входного потока сообщений и т.д.

Ил.1. Библиогр.: 18 назв.

УДК 396.361

Крітерій функціонування великих систем обробки локаційної інформації / В.Е. Саваневич // Радіо-техніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2004. Вип. 139. С. 63-72.

Уточнено атемпаральний критерій функціонування цілеспрямованої системи і введено відповідні темпаральні критерії. Максимізація останніх на кожному кроці може бути використана як правило функціонування диспетчера великих систем обробки локаційної інформації (СОЛІ). Параметри критеріїв є параметрами моделі функціонування СОЛІ та можуть бути визначені емпірично як функції від характеристик СОЛІ, вхідного потоку повідомлень і т.д.

Ил.1. Бібліогр.: 18 назв.

UDC 396.361

Functioning criterion of big processing locational information systems / Savanevich V. E. // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Meg. 2004. № 139. P. 63-72..

The atemporal functioning criterion of purposeful system is specified and the appropriate temporal criterions are introduced. Maximization of the latter on each step can be used as a functioning rule of big processing local information systems (PLIS) dispatcher. The criterions' parameters are the parameters of PLIS model functioning and can be defined empirically as functions of PLIS descriptions, input stream reports etc.

1 fig. Ref.: 18items.

УДК 621.396: 510.62

О возможности использования алгебры предикатов для классификации воздушных объектов по радиолокационному спектральному изображению / С.В. Солонская // Радиотехника: Всеукр. межвед. научн.-техн. сб. 2004. Вып. 139. С.73-76.

Приводятся результаты исследований возможности применения алгебры предикатов в алгоритмах классификации воздушных объектов по радиолокационному спектральному изображению. Показано, что использование математического аппарата алгебры предикатов позволяет выполнять идентификацию спектральных типов автоматически и в реальном масштабе времени. Для анализа особенностей спектров мешающих отражений и сигналов воздушных объектов исследуются алгоритмы принятия решений человеком-оператором.

Табл. 1. Ил. 2. Библиогр.: 3 назв.

УДК 621.396: 510.62

Про можливість використання алгебри предикатів для класифікації повітряних об'єктів за радіолокаційним спектральним зображенням / С.В. Солонська // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2004. Вип. 139. С. 73-76.

Наведено результати досліджень можливості використання алгебри предикатів в алгоритмах класифікації повітряних об'єктів за радіолокаційним спектральним зображенням. Показано, що використання математичного апарату алгебри предикатів дозволяє здійснювати ідентифікацію спектральних типів автоматично та в реальному масштабі часу. Для аналізу особливостей спектрів заважаючих відбиттів та сигналів повітряних об'єктів досліджуються алгоритми прийняття рішень людиною-оператором.

Табл. 1. Іл. 1. Бібліогр.: 3 назв.

UDC 621.396: 510.62

About a possibility of the predicates algebra use for air objects classification on the radar spectral image / S.V. Solon-skaya // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2004 №.139. P. 73-76.

The results of investigation into the predicates algebra application to algorithms of air objects classification on the radar spectral image are offered. It is shown that application of the predicates algebra tools makes it possible to carry out identification operations of spectral types automatically and in real time. The man-operator decision-making algorithms are investigated for the analysis of interfering reflections spectra features and air objects signals.

1 tab. 2 fig. Ref.: 3 items.

УДК 681.142.4:681.391

Особенности распознавания изображений в цифровых системах видеонаблюдения / Н.Н. Браиловский, С.В. Моржов, Д.В. Чирков, В.А. Хорошко // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2004. Вып. 139. С. 77-81.

Показаны методы и особенности распознавания и восстановления изображений объектов в системах цифрового видеонаблюдения.

Библиогр.: 4 назв.

УДК 681.142.4:681.391

Особливості розпізнавання зображень у цифрових системах відеоспостереження. / М.М. Браїловський, С.В. Моржов, Д.В. Чирков, В.О. Хорошко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2004. Вип. 139. С. 77-81.

Показано методи та особливості розпізнавання та встановлення зображень об'єктів у системах цифрового відеоспостереження.

Бібліогр.: 4 назви.

UDC 681.142.4:681.391

Particularities of images recognition in the digital systems of videoobservation / N. Brailovskiy, S. Morzhov, D. Chirkov, V. Khoroshko // Radiotekhnika: All - Ukr Sci. Interdep. Mag. 2004. № 139. P. 77-81.

Methods and particularities of recognition and recovering of the object images in the system of digital videoobservation are shown.

Ref.: 4 items.

УДК 621.396.2.: 621.316.2

Обобщенная модель авторегрессии-скользящего среднего третьего ранга негауссовых процессов / В.А. Тихонов, К.В. Нетребенко // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2004. Вып. 139. С. 82-85.

Предложены уравнения обобщенной модели авторегрессии-скользящего среднего третьего ранга. Найлены уравнения для расчета параметров модели по выборочным значениям моментной функции третьего порядка. Приведены примеры построения обобщенных моделей АРСС.

Библиогр.: 7 назв.

УДК 621.396.2.: 621.316.2

Узагальнена модель авторегресії-ковзного середнього третього рангу негаусових процесів / В.А. Тихонов, К.В. Нетребенко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2004. Вип. 139. С. 82-85.

Запропоновано рівняння узагальненої моделі авторегресії-ковзного середнього третього рангу. Знайдено рівняння для розрахунку параметрів моделі за вибірковими значеннями моментної функції третього порядку. Наведено приклади побудови узагальнених моделей АРКС.

Бібліогр.: 7 назв.

UDC 621.396.2.: 621.316.2

Generalized the third rank autoregressive-moving average model of non-Gaussian processes / V.A. Tykhonov, K.V. Netrebko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2004. №. 139. P. 82-85.

The third rank generalized autoregressive-moving average model equations are offered. Equations for calculation of the model parameters with the third rank moment function sampling values are derived. Examples of the generalized ARMA models building are given.

Ref.: 7 items.

УДК 681.5.015: 004.056.57

Исследование атаки оцениванием на систему с широкополосными цифровыми метками при основных покрывающих сообщениях в виде изображений / И.И.Маракова // Радиотехника. 2004. Вып. 139. С. 86-95.

Получены формулы вероятностей ошибок секретной системы с цифровыми водяными знаками (ЦВЗ) и неинформированным детектором. Модель основного сообщения является стохастическим сильно коррелированным процессом. Выполнено моделирование с разными типами изображений. Показано, что даже без использования блоковых циклических кодов атака оцениванием является более эффективной, чем воздействие аддитивного шума. Разработаны адаптивные детекторы.

Табл.3. Ил. 2. Библиогр.: 6 назв.

УДК 681.5.015: 004.056.57

Дослідження атаки оцінюванням на систему з широкополосними цифровими метками при головних покриваючих повідомленнях у вигляді зображень / І.І.Маракова // Радіотехніка. 2004. Вип. 139. С. 86-95.

Одержані формули ймовірностей помилок секретної системи з цифровими водяними мітками (ЦВМ) та неінформованим детектором. Модель головного повідомлення є стохастичним локально сильно корельованим процесом. Виконано моделювання з різними типами зображень. Виявлено, що атака оцінюванням при корельованих зображеннях навіть без використання блокових циклічних кодів є більш ефективна, ніж адитивний шум. Розроблені адаптивні типи детекторів.

Табл.3. Ил.2. Бібліогр.: 6 назв.

UDC 681.5.015: 004.056.57

Investigation into estimation attack on spread-spectrum based watermarking of images / I.I.Marakova // Raditekhnika: all-Urk. Sci. Interdep. Mag. 2004. № 139. P. 86-95.

The formulas for the probability of watermarking (WM) errors are derived for a private system blind detector. Cover image is modeled as a stochastic locally strong correlated process. The simulation was performed for different types of images confirm our approach. It is surprisingly that although images typically are very strong correlated process the attack based on the use of advanced type of estimators occurs much more superior to the additive noise attack even in the case when block repetitions code is not used. The adaptive detectors have been designed.

Tabl.3. fig.2. Ref.: 6 items.

УДК 621.396.677.73 •

Диэлектрический резонансный эллипсоид в ближней зоне прямоугольного волноводного излучателя / Н. И. Украинец // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2004. Вып 139. С.96-101.

Представлены результаты экспериментального рассеяния электромагнитных волн на диэлектрическом резонансном эллипсоиде, размещенном в ближней зоне волноводного излучателя. Обнаружены парные резонансы отражения и прохождения и проанализированы их свойства.

Ил. 9. Библиогр.: 3 назв.

УДК 621.396.677.73

Діелектричний резонансний еліпсоїд у ближній зоні прямокутного хвильового випромінювача / М.І. Українець // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2004. Вип 139. С. 96-101.

Подані результати експериментального розсіяння електромагнітних хвиль на діелектричному резонансному еліпсоїді, розміщеному у ближній зоні хвильового випромінювача. Виявлено парні резонанси відбиття і проходження і проаналізовано їх властивості.

Ил. 9. Бібліогр.: 3 назв.

UDC 621.396.677.73

Dielectric resonant ellipsoid in the near-field of the rectangular waveguide radiator / N.I. Ukrainets // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2004. №139. P. 96-101.

The results of experimental investigation of the electromagnetic waves scattering by a dielectric resonant ellipsoid placed in the near-field of the rectangular waveguide radiator are presented. The twin resonances of reflection and passage are discovered. Their properties are analyzed.

9 fig. Ref: 3 items.

УДК 621.372.852

Дифракционное излучение наклонной щели в торце полубесконечного прямоугольного волновода / М.В.Нестеренко // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2004. Вып. 139. С.102-106.

Решена задача дифракции электромагнитных волн на узкой прямолинейной наклонной щели, расположенной в торце полубесконечного прямоугольного волновода и излучающей в полупространство над бесконечным идеально проводящим экраном. Численно исследовано влияние угла наклона щели на энергетические и пространственные характеристики рассматриваемой структуры. Проведено сравнение теоретических результатов с экспериментальными данными.

Ил. 5. Библиогр.: 10 назв.

УДК 621.372.852

Дифракційне випромінювання нахиленої щілини у торці напівнескінченного прямокутного хвильоводу / М.В.Нестеренко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2004. Вип. 139. С. 102-106.

Розв'язана задача дифракції електромагнітних хвиль на вузькій прямолінійній нахилений щілині, розташованій у торці напівнескінченного прямокутного хвильоводу, яка випромінює у напівпростір над нескінченним ідеально провідним екраном. Чисельно досліджено вплив кута нахилу щілини на енергетичні і просторові характеристики структури, що розглядається. Проведено порівняння теоретичних результатів з експериментальними даними.

Ил. 5. Бібліогр.: 10 назв.

Diffraction radiation of inclined slot cut in butt-end of half-infinite rectangular waveguide / M.V.Nesterenko // Radiotekhnika; All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2004. №139. P. 102-106.

The diffraction problem of electromagnetic waves on the narrow rectilinear inclined slot situated on the butt-end of the half-infinite rectangular waveguide was solved. It is proposed that the slot radiates into the half-space over an ideally conducting screen. Influence of the incline angle of the slot on energy and spatial characteristics of examined structure have been investigated numerically. The comparison of theoretical results with experimental ones was carried out.

5 fig. Ref.: 10 items.

УДК 681.3.06.

Эквивалентные структуры в гармоническом анализе. / П.Ф. Лебедев // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2004. Вып. 139. С. 107-112.

Рассмотрено применение закона эквивалентных структур к преобразованию схем реальных конденсаторов и катушек индуктивности, а также многоугольников и звёзд на примере треугольника и трёхлучевой звезды. Показано, что закон позволяет синтезировать три схемы с разными свойствами на основе заданных параметров одного из вариантов сравниваемых структур. При высокой добротности входной величины (входное сопротивление для двухполюсников и корень квадратный от главного определителя системы уравнений по Кирхгофу – для сложных цепей) возможны только два варианта схем. Классический вариант преобразования треугольников и звёзд в анализе не ограничен; синтез же этого варианта ограничен величиной добротности входной величины.

Ил. 2. Библиогр.: 3 назв.

УДК 681.3.06

Еквівалентні структури в гармонічному аналізі. / П.Ф. Лебедев // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. Вип. 139. С. 107-112.

Розглянуто застосування закону еквівалентних структур до перетворення схем реальних конденсаторів та котушок індуктивності, а також перетворення багатокутників та зірок на прикладі трикутника та трипроменевої зірки. Показано, що закон дозволяє синтезувати три схеми з різними властивостями на основі заданих параметрів одного з варіантів порівнювання структур. При високій добротності вхідної величини (вхідний опір для двополосників і корінь квадратний від головного визначника системи рівнянь за Кірхгофом – для складних кіл) можливі тільки два варіанти схем. Класичний варіант перетворення трикутників і зірок в аналізі не обмежений; синтез же цього варіанту обмежений величиною добротності вхідної величини.

Іл. 2. Бібліогр.: 3 назв.

UDC 681.3.06

Equivalent structures in the harmonious analysis. / P.F.Lebedev//. Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2004. №139. P. 107-112.

Application of the of equivalent structures law to the real condensers and inductance coils transformation, and also polygons and stars transformation on the example of a triangle and a three-beam star is considered. It is shown, that the law allows to synthesize three circuits with different properties on the basis of the given parameters of one of the structures versions being with a Q input value (input resistance for two-poles and a root square of the main determinant of the equations system according to Kirhgoff - for complex circuits) two versions of circuits are possible only. Classical versions of triangle and stars transformation in the analysis has no restrictions. Synthesis is limited to size version of the input value.

Fig. 2. Ref.: 3 items

УДК 621.362:621.383

Тонкие текстурированные кремниевые фотопреобразователи с улучшенными массоэнергетическими характеристиками / В. А. Антонова, В. Н. Борщев, В. Р. Копач, А. М. Листратенко, Н. И. Слипченко, И. Т. Тымчук // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2004. Вып. 139. С. 113-119.

Представлены результаты исследования параметров тонких текстурированных фотопреобразователей с улучшенными массоэнергетическими характеристиками. Рассмотрены особенности их формирования и пути дальнейшего усовершенствования.

Табл. 2. Ил. 3. Библиогр.: 7 назв.

УДК 621.362:621.383

Тонкі текстуровані кремнієві фотоперетворювачі з поліпшеними масопотужнісними характеристиками / В.А. Антонова, В.М. Борщов, В.Р. Копач, О.М. Листратенко, М.І. Слипченко, І.Т. Тимчук // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2004. Вип.139. С. 113-119.

Наведено результати дослідження параметрів тонких текстурованих фотоперетворювачів з поліпшеними масопотужнісними характеристиками. Розглянуто особливості їх формування і шляхи подальшого удосконалення.

Табл. 2. Іл. 3. Бібліограф.: 7 назв.

UDC 621.362:621.383

Thin textured silicon solar cells with the improved power/mass characteristics / V.A. Antonova, V.N. Borshchov, V.R. Kopach, A.M. Listratenko, N.I. Slipchenko, I.T. Tymchuk // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2004. №139. P. 113-119.

Investigated parameters of thin textured silicon solar cells with the improved power/mass characteristics are given. The peculiarities of such solar cells manufacture as well as the ways of their further improvement are considered.

2 tab. 3 fig. Ref.: 7 items.

УДК 621.383.71/73

Высокотемпературный сверхпроводниковый болометрический приемник с оптоэлектронным сканированием / Э.Ю. Гордиенко, В.Г. Ефременко, В.В. Пишко, Н.И. Слипченко // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2004. Вып. 139. С. 120-124.

Представлен метод формирования локальной чувствительной области в сверхпроводниковой пленке при помощи внешнего теплового воздействия. На YBCO полоске $3000\text{ мкм} - 40\text{ мкм}$ при помощи лазерного луча сформирована чувствительная область $60\text{ мкм} - 40\text{ мкм}$. Было показано, что перемещение выделенной области вдоль полоски эквивалентно последовательному опросу цепочки отдельных элементов линейки детекторов. Предложенный метод открывает возможность создания многоэлементных сверхпроводниковых болометрических детекторов со сканированием.

Ил. 5. Библиогр.: 8 назв.

УДК 621.383.71/73

Високотемпературний надпровідниковий болометричний приймач з оптоелектронним скануванням / Е.Ю. Гордієнко, В.Г. Єфременко, В.В. Пішко, М.І. Сліпченко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2004. Вип. 139. С. 120-124.

Представлено метод формування локальної чутливої області у надпровідниковій плівці за допомогою зовнішньої теплової дії. На YBCO стрічці $3000\text{ мкм} - 40\text{ мкм}$ за допомогою лазерного променя сформовано чутливу область $60\text{ мкм} - 40\text{ мкм}$. Було показано, що переміщення виділеної області вздовж стрічки еквівалентне послідовному опиту ланцюжка окремих елементів лінійки детекторів. Запропонований метод відкриває можливість створення багатоелементних надпровідникових болометричних детекторів зі скануванням.

Іл. 5. Бібліогр.: 8 назв.

UDC 621.383.71/73

High temperature superconducting bolometric detector with optoelectronic scanning / E.Yu. Gordiyenko, V.G. Yefremenko, V.V. Pishko, N.I. Slipchenko // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2004. N139. P. 120-124.

Method of the local sensitive area formation on a superconducting film with thermal action is presented. The sensitive area with dimensions $40\text{ }\mu\text{m} \times 60\text{ }\mu\text{m}$ was formed with laser beam on the YBCO stripe $3000\text{ }\mu\text{m} - 40\text{ }\mu\text{m}$. It was demonstrated that the allocated area movement along the stripe is equivalent to consecutive readout of separate elements of the detectors line array. The offered method opens the opportunities to create multielement bolometric detectors with scanning.

5 fig. Ref.: 8 items.

УДК 681.2.089

Исследование характеристик случайной погрешности определения постоянных времени апериодических измерительных преобразователей / И.П. Захаров, М.П. Сергиенко // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2004. Вып. 139. С. 125-129.

Рассмотрен вопрос идентификации переходных характеристик апериодических измерительных преобразователей (АИП) методом моментов. На примерах АИП первого и второго порядков показано влияние случайных погрешностей на результат измерения в соответствии с законом распространения вероятностей. Выявлены минимальные значения отношений среднеквадратических отклонений (СКО) постоянных времени АИП к СКО аддитивного шума в каждом конкретном случае, что дает возможность усовершенствования измерительного эксперимента на этапах его планирования и проведения. Даны рекомендации для улучшения результата измерительного эксперимента путем выбора оптимальных формулы численного интегрирования, соотношений между предварительно определенными постоянными времени АИП и временем измерения.

Табл. 3. Ил. 2. Библиогр.: 3 назв.

УДК 681.2.089

Дослідження характеристик випадкової похибки визначення постійних часу аперіодичних вимірювальних перетворювачів / І.П. Захаров, М.П. Сергієнко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2004. Вип. 139. С. 125-129.

Розглянуто питання ідентифікації перехідних характеристик аперіодичних вимірювальних перетворювачів (АВП) за допомогою методу моментів. На прикладах АВП першого та другого порядків показано вплив випадкових похибок на результат вимірювань згідно із законом розповсюдження вірогідностей. Знайдено мінімальні значення відношень середньоквадратичних відхилень (СКВ) постійних часу АВП до СКВ адитивного шуму в кожному конкретному випадку, що дає можливість вдосконалення вимірювального експерименту на етапах його планування та проведення. Наведено рекомендації щодо підвищення точності результату вимірювального експерименту шляхом вибору оптимальних формули чисельного інтегрування, співвідношень між попередньо знайденими постійними часу АВП та часом вимірювання.

Табл. 3. Іл. 2. Бібліогр.: 3 назви.

UDC 681.2.089

Examination of random error characteristics in definition of aperiodic measuring transformers time constants / I.P.Zakharov, M.P.Sergienko//Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2004. №139 . P. 125-129.

The problem of identification of transient characteristics of aperiodic measuring transformers is considered using the method of the moments. On examples of aperiodic measuring transformers (AMT) of the first and second orders the action of the random errors on the measurement result is shown according to the probabilities distribution law. The minimal values of mean-square deviations relations (RMS) of the AMT time constants to RMS of the additive noise in such concrete case are revealed, this makes it possible to perfect the measurement experiment at the stages of its planning and carrying out. Recommendations for improving effect of the measuring experiment are given through selecting the optimum formulas of numerical integration, relations between particular beforehand stationary values of time aperiodic measuring transformers and time of measuring.

3 tab. 2 fig. Ref.: 3 items.

УДК 539.1.0.74.3

Использование блоков детектирования γ -излучения повышенной эффективности на основе тяжелых сцинтилляторов в системах контроля радиационной безопасности / В.В. Некрасов, Ю.А. Бороденко, Б.В. Гринев, Л.А. Пивень, Е.М. Селегенов // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2004. Вып.139. С.130-135.

Разработанные блоки детектирования БД Ø63×63 мм на основе CdWO₄ можно с успехом использовать в системах радиационной безопасности АЭС вместо блоков типа БДМГ. Разработка и освоение опытного производства спектрометрических блоков детектирования повышенной эффективности на основе CdWO₄ большого объема (до 40×40×100 мм) позволила создать высокоэффективные (особенно в диапазоне энергий 30—300 КэВ) системы выявления несанкционированного перемещения радиоактивных веществ, соответствующих классам транспортных мониторов, не ниже II Т_γ (по ⁶⁰Co), III Т_γ (по ¹³⁷Cs) и IV Т_γ (по ¹³³Ba).

Табл.5. Ил.3. Библиогр. : 3 назв.

УДК 539.1.0.74.3

Використання блоків детектування γ-випромінювання підвищеної ефективності на основі важких сцинтиляторів в системах контролю радіаційної безпеки / В.В. Некрасов, Ю.О. Бороденко, Б.В. Гриньов, Л.О. Півень, Є.М. Селегенов // Радиотехника: Всеукр. між від. наук.-техн. зб. 2004. Вип. 139. С. 130-135.

Розроблені блоки детектування БД Ø63×63 мм на основі CdWO₄ можна з успіхом використовувати в системах радіаційної безпеки АЕС замість блоків типу БДМГ. Розробка та освоєння дослідного виробництва спектрометричних блоків детектування підвищеної ефективності на основі CdWO₄ великого об'єму (до 40×40×100 мм) дозволила створити високоефективні (особливо у діапазоні енергій 30—300 Кев) системи виявлення несанкціонованого переміщення радіоактивних речовин, відповідні класам транспортних моніторів, не нижче II Т_γ (по ⁶⁰Co), III Т_γ (по ¹³⁷Cs) і IV Т_γ (по ¹³³Ba).

Табл.5. Ил.3. Библиогр. : 3 назв.

UDC 539.1.074.3

The use of γ-detection blocks of the increased efficiency based on heavy scintillators in radiation safety control systems. / V.V., Nekrasov, Yu. A. Borodenko, B.V. Grinyov, L.A. Piven, E.M. Selegenev // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2004. №139. P. 130-135.

The newly developed detection blocks measuring 63x63 mm based on CdWO₄ may be successfully used in radiation safety control systems at nuclear power stations instead of BDMG-type blocks utilized at present. Development and initiation of pilot production of spectrometric detection blocks with increased efficiency based on large-size (measuring up to 40x40x100 mm) CdWO₄ crystals allowed to create highly efficient (especially in 30-300 keV energy range) systems for detection of unauthorized transportation of radioactive substances corresponding to transport monitors of classes not lower than II T_γ (⁶⁰Co), III T_γ (¹³⁷Cs) and IV (¹³³Ba).

Tab.5. Fig. 3. Ref.: 3 items.

УДК 621.317.089

Малогабаритный калибруемый микроволновый преобразователь интерференционно-рефлектометрического типа / Ю.Б. Гимпиевич, В.И. Носкович // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.- техн. сб. 2004. Вып.139. С.136-141.

Рассмотрена конструкция малогабаритного калибруемого микроволнового преобразователя интерференционно-рефлектометрического типа, для которого требуется всего две калибровки, а калибровочные и измерительные уравнения решаются в явном виде.

Ил. 2. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.317.089

Малогабаритний мікрохвильовий перетворювач інтерференційно-рефлектометричного типу, що калібрується / Ю.Б. Гімпієвич, В.І. Носкович // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.- техн. зб. 2004. Вип. 139. С. 136-141.

Розглянуто конструкцію малогабаритного мікрохвильового перетворювача інтерференційно-рефлектометричного типу, що калібрується та для якого потрібно тільки два калібрування, а калібрувальні і вимірювальні рівняння розв'язуються у явному вигляді.

Ил. 2. Библиогр.: 4 назв.

UDC 621.317.089

Small-dimension gauge microwave interferometer-reflectometer type transformer / J.B. Gimpilevich, V.I. Noskovich // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2004. №139. P. 136-141.

Design of small-dimension microwave interferometer-reflectometer type transformer is discussed. It is need only two calibration procedures for device normal work. The calibration and measurements equations are solved really.

2 fig. Ref.: 4 items.

УДК 621.373. 072.9

Аппроксимация укороченных уравнений удвоителя частоты / В.В. Рапин // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.- техн. сб. 2004. Вып. 139. С.142-145.

Исследован синхронизированный на удертоне автогенератор с отрицательной фазовой обратной связью. Получены укороченные уравнения такого автогенератора и предложен метод их решения. Показано, что последний упрощает исследование синхронизированного автогенератора благодаря процедуре вторичного укорочения основного дифференциального уравнения, а фазовая обратная связь приводит к появлению новых свойств.

Ил. 2. Библиогр.: 8 назв.

УДК 621.373.072.9

Апроксимація скорочених рівнянь подвоювача частоти / В.В. Рапін // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2004. Вип.139. С. 142-145.

Досліджено синхронізований на удертоні автогенератор з негативним фазовим оберненим зв'язком. Одержані скорочені рівняння такого автогенератора та пропонується метод їх вирішення. Показано що останній спрощує дослідження синхронізованих автогенераторів завдяки процедурі вторинного укорочення основного диференціального рівняння, а фазовий обернений зв'язок веде до появи нових властивостей.

Ил. 2. Библиогр.: 8 назв.

Approximation of the frequency doubler shortened equations / V.V. Rapin // Radiotekhnika: All – Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2004. №139. P. 142-145.

Investigation of the problem of synchronization of the oscillator with negative phase feedback by the subharmonic signal was performed. The shortened equations of such oscillator were derived and an approach to their solution has offered. It is shown that this approach simplifies an investigation of the synchronized oscillator due to the procedure of the repeated shortening of the main differential equation, and the phase feedback results in the new properties.

2 fig. Ref.: 8 items.

УДК 621.375

Алгоритм обработки сигнала двухлучевого лазерного виброметра с многоканальным приемом / В.Л. Живчук // Радиотехника: Всеукр. межд. науч.-техн. сб. 2004. Вып.139. С.146-150.

Рассмотрен вопрос измерения параметров колебаний двухлучевым лазерным виброметром с многоканальным приемом. Приведены результаты синтеза алгоритма оптимальной обработки принимаемого сигнала и оценка ожидаемой точности.

Ил. 4. Библиогр.: 8 назв.

УДК 621.375

Алгоритм обробки сигналу двопробеневого лазерного вібростру з багатоканальним прийомом / В.Л. Живчук // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2004. Вип.139. С. 146-150

Розглянуто питання вимірювання параметрів коливань двопробеним лазерним вібростру з багатоканальним прийомом. Наведені результати синтезу алгоритму оптимальної обробки сигналу, який приймається, та оцінка очікуваної точності.

Ил. 4. Бібліогр.: 8 назв.

UDC 621.375

The algorithm of the double beam laser vibrometer signal processing with multichannel receiver / V.L. Zhyvchuk // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2004. № 139. P. 146-150.

The problem of vibration parameters measuring using the double beam laser vibrometer with multichannel receiver is considered. Results of the synthesis of the optimal algorithm for the received signal processing and the expected precision estimation are cited.

4 fig. Ref.: 8 items.

УДК 681.327

Оптимальное размещение пунктов обслуживания в сетях / В.А. Хорошко, В.А. Кудинов, Т.И. Олешко // Радиотехника: Всеукр. межд. науч.-техн. сб. 2004. Вып. 139. С. 151-156.

Исследуются и решаются задачи об оптимальном размещении пунктов обслуживания абонентов в корпоративных сетях. Приведены три алгоритма поиска оптимальных решений: последовательный, дихотомии и основан на числах Фибоначчи.

Библиогр.: 6 назв.

УДК 681.327

Оптимальне розміщення пунктів обслуговування у мережах. / В.А. Хорошко, В.А. Кудінов, Т.І. Олешко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід.наук.-техн. зб. 2004. Вип. 139. С. 151-156.

Досліджуються та вирішуються задачі щодо оптимального розміщення пунктів обслуговування абонентів у корпоративних мережах. Наведено три алгоритми їх оптимального пошуку: послідовний, дихотомії та заснований на числах Фібоначчі.

Бібліогр.: 6 назв.

UDC 681.327

The optimum accomodation of the service points in the networks / V.A. Khoroshko, V.A. Kudinov, T.I. Oleshko // Radiotekhnika: All – Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2004. №139. P. 151-156.

The problems of the service point accomodation in the corporative networks are considered and solved. Three algorithms of the optimum decision search are given: consequent search, dichotomy and the one based on Fibonacci numbers.

Ref.: 6 items.

УДК 681.121

Уточнение модели оптического метода измерения расхода газа для случая многокомпонентных газовых смесей / А. Б. Егоров, И. А. Мощенко, Н. С. Рак // Радиотехника: Всеукр. межд. науч.-техн. сб. 2004. Вып. 139. С.157-162.

Проанализирована и уточнена математическая модель бесконтактного оптического метода измерения расхода газа для случая многокомпонентных газовых смесей. Рассчитано допустимое отклонение молекулярной рефракции смеси от молекулярной рефракции метана, при котором расчеты могут проводиться, исходя из допущения чистого метана. Определены диапазоны оптимальных значений неинформативных параметров математической модели.

Ил. 3. Библиогр.: 3 назв.

УДК 681.121

Уточнення моделі оптичного методу вимірювання витрати газу для випадку багатоконпонентних газових сумішей / А. Б. Єгоров, І. А. Мощенко, Н. С. Рак // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2004. Вип.139. С. 157-162.

Проаналізовано й уточнено математичну модель безконтактного оптичного методу вимірювання витрати газу для випадку багатоконпонентних газових сумішей. Розраховано припустиме значення відхилення молекулярної рефракції суміші від молекулярної рефракції метану, при якому розрахунки можуть проводитися, виходячи з допущення чистого метану. Визначено діапазони оптимальних значень неінформативних параметрів математичної моделі.

Ил. 3. Бібліогр.: 3 назви.

UDC 681.121

Specification of gas flow rate measurement model with optical method for the case of multicomponent gas mixtures / A.B.Egorov, I.A.Moshchenko, N.S.Rak // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2004. №139. P. 157-162.

The mathematical model of a contactless optical method of gas flow rate measurement for the case of multicomponent gas mixtures is analyzed and specified. Allowable value of a molecular refraction deviation of the mixtures from the molecular refraction of methane at which the calculations can be performed, proceeding from an assumption of pure methane, is calculated. Ranges of optimum values of mathematical model uninformative parameters are determined.

3 fig. Ref.: 3 items.

УДК 534.014.4 *

Снижение акустического шума при производстве и эксплуатации РЭС / А.В.Мамонтов, Т.Е. Стыщенко // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2004. Вып. 139. С. 163-166.

Рассмотрены недостатки типовой методики проектирования звукопоглощения. Предложена постановка оптимизационной задачи расчета площади звукопоглощающих покрытий. Приведены пример ее решения и данные об экономической целесообразности оптимизации.

Табл. 1. Ил. 2. Библиогр.: 3 назв.

UDC 534.014.4

Зниження акустичного шуму при виробництві та експлуатації РЕЗ / О.В. Мамонтов, Т.Є. Стыщенко // Радиотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2004. Вип. 139. С. 163-166.

Розглянуто недоліки типової методики проектування звукопоглинання. Запропоновано постановку оптимізаційної задачі розрахунку площі звукопоглинаючих покриттів. Наведено приклад її вирішення і данні щодо економічної доцільності оптимізації.

Табл. 1. Іл. 2. Бібліогр.: 3 назв.

UDC 534.014.4

Reducing acoustic noise in manufacture and operation of radio electronic facilities / A. V. Mamontov, T. E. Stytsenko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2004. №139. P. 163-166.

Disadvantages of the typical method of designing noise-absorbing coating are considered. Statement of the optimization problem of the noise-absorbing coatings area calculation is offered. An example of its solution and data concerning the optimization economic feasibility is provided.

1 tab. 2 fig. Ref.: 3 items.

UDC 529.781:621.396.96 *

Использование сигналов непосредственного спутникового телевизионного вещания для сличения шкал времени / И. Е. Антипов, В. В. Бавыкина, Ю. А. Коваль // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2004. Вып. 139. С. 167-172.

Рассмотрены методы сличения пространственно разнесённых эталонов времени и частоты с использованием спутниковых навигационных систем GPS и ГЛОНАСС, указаны существующие источники погрешности. Предложено использовать сигналы спутникового телевидения для сличения эталонов на основе метода общего охвата. Дана краткая характеристика систем спутникового телевидения с точки зрения применимости их сигналов для этих целей. Отмечаются преимущества метода сличения, основанного на приёме сигналов спутникового ТВ, по сравнению с GPS и ГЛОНАСС, в частности, меньшая стоимость оборудования, оперативность и потенциально меньшая погрешность сличения. Указываются также возможные сложности при практической реализации этого метода.

Ил. 3. Библиогр.: 6 назв.

UDC 529.781:621.396.96

Використання сигналів безпосереднього супутникового телевізійного мовлення для звірення шкал часу / І. Є. Антіпов, В. В. Бавикіна, Ю. О. Коваль // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2004. Вип. 139. С. 167-172.

Розглянуто методи звірення просторово рознесених еталонів часу та частоти з використанням супутникових навігаційних систем GPS і ГЛОНАСС, вказано існуючі джерела похибок. Запропоновано використовувати сигнали супутникового телебачення для звірення еталонів на базі методу загального охопту. Надана стисла характеристика систем супутникового телебачення з точки зору придатності їх сигналів для цієї мети. Відмічаються переваги методу звірення, заснованого на прийманні сигналів супутникового ТВ, у порівнянні з GPS та ГЛОНАСС, а саме, менша вартість устаткування, оперативність й потенційно менша похибка звірення. Вказано також можливі складності при практичній реалізації цього методу.

Іл. 3. Бібліогр.: 6 назв.

UDC 529.781:621.396.96

The Use of Direct Satellite Broadcasting TV Signals for Time Scale Synchronization. / I. E. Antipov, V. V. Bavykina, Ju. A. Koval' // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2003. N 139. P.167-172.

Methods of remote synchronization of time and frequency standards, particularly those methods, which make use of the GPS and GLONASS satellite navigation systems are discussed. Existing sources of errors are also analyzed. It is offered to use the satellite TV signals for the standard synchronization purposes with common scope method. A brief description of existing satellite TV systems is given with the emphasis on how their signals can be used for synchronizations purposes. The advantages of the proposed synchronization method, in comparison with GPS and GLONASS methods, are pointed out, in particular, lower equipment cost, efficiency and potentially lower errors of synchronization. The probable difficulties of practical realization of this method are specified, too.

3 fig. Ref.: 6 items.

**ЗБІРНИК НАУКОВИХ ПРАЦЬ
РАДІОТЕХНІКА**

Випуск 139

Російською та українською мовами

**СБОРНИК НАУЧНЫХ ТРУДОВ
РАДИОТЕХНИКА**

Выпуск 139

На русском и украинском языках

Редактор Л.І. Сащенко

Виконавець комп'ютерної верстки І.І. Бутримов

Підп. до друку 10.11.04. Формат 60х90/8. Папір офсет. Гарнітура Таймс. Друк. ризограф.
Ум. друк. арк. 13,2. Обл.-вид. арк. 14,2. Тираж 300 прим. Зам. № 43. Ціна договір.

Харківський національний університет радіоелектроніки (ХНУРЕ)
Просп. Леніна, 14, Харків, 61166.

Оригінал-макет підготовлено і збірник надруковано у ПФ „Колегіум”, тел. (0572)28-53-74.