

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Академия наук прикладной радиоэлектроники

ПРИКЛАДНАЯ РАДИОЭЛЕКТРОНИКА

Научно-технический журнал

И.о. главного редактора

Чурюмов Г.И.

Зам. главного редактора

Дохов А.И.

Редакционный совет

Гузь В.И., Довбня А.Н., Егоров А.М., Калугин В.В.,
Ковтуненко А.П., Кравченко В.И., Назаренко И.П. (Россия), Неклюдов И.М.,
Пресняк И.С., Симонов К.Г. (Россия), Симанков В.С. (Россия), Слипченко Н.И.,
Чабдаров Ш.М. (Россия), Яковенко В.М., Ярошенко В.С. (Россия)

Редакционная коллегия

Абрамович Ю.И. (США), Бодянский Е.В., Борисов А.В., Буц В.А., Бых А.И.,
Гомозов В.И., Жуйков В.Я., Зарицкий В.И., Кипенский А.В., Кульпа К. (Польша),
Леховицкий Д.И., Литвинов В.В., Лукин К.А., Мачехин Ю.П.,
Модельский Й. (Польша), Нерух О.Г., Поляков Г.А., Ролинг Г. (Германия),
Седышев Ю.Н., Серков А.А., Сухаревский О.И., Чурюмов Г.И.,
Шифрин Я.С., Шкварко Ю.В. (Мексика)

Адрес редакции:

Редакция журнала «Прикладная радиоэлектроника»
Харьковский национальный университет радиоэлектроники
просп. Ленина, 14, 61166, Харьков, Украина
Тел.: + 38 (057) 702 10 57
Факс: + 38 (057) 702 10 13
E-mail: are@kture.kharkov.ua
<http://www.anpre.org.ua>

СОДЕРЖАНИЕ

ЛОКАЦИЯ И НАВИГАЦИЯ

- Горшков С. А., Оргиш П. И., Буйлов Е. Н., Фильчук Ю. С. Уточненная методика расчета дальности действия импульсных РЛС на фоне маскирующих помех 3
- Shkvarko Yu. V., Espadas V. E., and Castro D. E. A competitive descriptive regularization MVDR beamforming approach for feature enhanced array radar imaging 10
- Залевский Г. С., Василец В. А., Сухаревский О. И. Радиолокационные дальностные портреты крылатых ракет в различных диапазонах длин волн 20

ФОРМИРОВАНИЕ И ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

- Леховицкий Д. И., Рачков Д. С., Семеняка А. В., Атаманский Д. В. Влияние неортогональности и различия коэффициентов усиления квадратурных подканалов на эффективность пространственной обработки 29
- Калюжный Н. М., Колесник В. И. Синтез алгоритма адаптивной обработки ансамбля сигналов в условиях априорной неопределенности их вида и параметров 35
- Василишин В. И. Предварительная обработка сигналов с использованием метода SSA в задачах спектрального анализа 43

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА И ПРИБОРЫ

- Чурюмов Г. И., Экезли А. И., Басрави К. М., Исаева Е. Б. Математическое моделирование перестройки частоты в магнетроне с двумя выводами энергии (метод эквивалентных схем) 51
- Владов С. И., Аврунин О. Г., Мосъпан В. А., Юрко А. А. Применение метода электрической аналогии при исследовании процесса кровообращения в магистральных сосудах головного мозга при наличии симптомов кровоизлияния в мозг 58
- Дробахин О. О., Салтыков Д. Ю. Исследование возможности применения связанных биконических резонаторов для определения параметров диэлектрических материалов 64

МИКРОВОЛНОВАЯ ТЕХНИКА И ТЕХНОЛОГИИ

- Галстян С. Г., Перова И. Г., Чурюмов Г. И. Медицинские аспекты воздействия электромагнитного излучения на биологические системы и объекты: от математического моделирования к эксперименту 71

ПРИБОРОСТРОЕНИЕ

- Татьянко Д. Н., Мачехин Ю. П., Лукин К. А. Влияние условий проведения измерений на поляризационную зависимость трап-детекторов 83
- Жила С. С. Оптимальная оценка яркостной температуры внутреннего шума и коэффициента усиления приемника в одноканальных СВЧ радиометрах 88
- Мальцев В. П. Применение комбинации радиолокационных и контактных измерений для вычисления скорости и пробуксовки сельскохозяйственных машин 93

КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ

ЛОКАЦИЯ И НАВИГАЦИЯ

- Монаков А. А. Обнаружение пространственно-протяженной цели в моноимпульсном суммарно-разностном пеленгаторе 99

- Памяти Журавлева Анатолия Константиновича (1937–2014) 102

УТОЧНЕННАЯ МЕТОДИКА РАСЧЕТА ДАЛЬНОСТИ ДЕЙСТВИЯ ИМПУЛЬСНЫХ РЛС НА ФОНЕ МАСКИРУЮЩИХ ПОМЕХ

С.А. ГОРШКОВ, П.И. ОРГИШ, Е.Н. БУЙЛОВ, Ю.С. ФИЛЬЧУК

Представлена методика расчета дальности действия РЛС сантиметрового-миллиметрового диапазонов длин волн по маловысотным объектам на фоне совокупности маскирующих помех, с учетом затухания радиоволн в атмосфере. Рассмотрено уточненное трансцендентное уравнение дальности для маловысотных объектов на фоне совокупности помех. Приведены методики расчета мощности пассивных помех от подстилающей поверхности и гидрометеоров; методики определения дальности действия при наличии тумана и других метеообразований.

Ключевые слова: мешающие отражения, дальность действия радиолокационной станции.

ВВЕДЕНИЕ

Дальность действия — важная статистическая характеристика радиолокационных станций (РЛС), зависящая от параметров РЛС, наблюдаемых объектов, наличия и особенностей различного рода помех, а также от условий распространения радиоволн (РРВ) [1–5]. Перечень условий, в которых необходимо обнаруживать цели, может содержать разные группы параметров. Наибольшее их число необходимо учитывать при расчете дальности обнаружения маловысотных и наземных целей РЛС сантиметрового-миллиметрового диапазонов длин волн с учетом затухания в атмосфере, на фоне одновременно воздействующих маскирующих активных и пассивных помех, с учетом их компенсации.

Уравнение дальности действия РЛС не имеет при этом аналитического решения, но может быть решено одним из численных методов, используемых в вычислительных пакетах программ высокого уровня (MathCAD, MATLAB, Maple, Mathematica и др.). Возможно применение удлиненной итеративной процедуры расчета с учетом только затухания, аналогичной трехшаговой итеративной методике Л.Блэйка [15], с учетом ее модификации Д.Бартоном [3]. Третьим, и наиболее общим вариантом решения уравнения дальности при наличии всех видов помех, является графо-аналитическая методика, предложенная Д.Бартоном в работах [3, 16].

Рассматривать будем лишь импульсные РЛС, обеспечивающие однозначное определение дальности цели. Дальность действия непрерывных и квазинепрерывных РЛС требует отдельного анализа, выходящего за рамки данной статьи.

Метеоусловия, в которых проводятся радиолокационные наблюдения, затрудняют обнаружение движущихся объектов наличием на трассе распространения гидрометеоров, таких как туман, дождь, снег или град. Каждая из перечисленных разновидностей гидрометеоров может наблюдаться как по отдельности, так и в различных сочетаниях (например, туман с дождем или

снегом). Наличие тумана и дождя требует, кроме расчета интенсивности мешающих отражений, учета затухания радиоволн на данных типах гидрометеоров. При этом оказывается, что если для определения затухания радиоволн в тумане по семействам графиков [1–4] необходимо использовать данные о метеорологической дальности видимости (МДВ), то для расчета мешающих отражений от того же самого облака тумана необходимо знать его водность [3]. Общепринятой характеристикой тумана, оглашаемой в метеосводках, является его МДВ. Поэтому требуется решать задачу пересчета МДВ в тумане в его водность.

Мешающие отражения от подстилающей поверхности (земной или водной) практически всегда присутствуют на приземной трассе распространения. Задача определения дальности обнаружения на их фоне имеет изящное решение [5]. Однако дальность действия РЛС на фоне *одновременно* присутствующих объемно и поверхностно распределенных мешающих отражений не определяется аналитическими методами. Если же цель дополнительно является постановщиком активной шумовой помехи (АШП) и наблюдается на фоне совокупности АШП по боковым лепесткам диаграммы направленности антенны (ДНА), то задача еще более усложняется.

Целями данной работы являются:

1. Описание методики составления трансцендентного уравнения дальности действия *импульсных* РЛС на фоне *совокупности* маскирующих пассивных и активных помех *с учетом рефракции и ослабления* сигнала в атмосфере для его решения одним из численных методов.

2. Уточнение аналитических методик расчета удельных эффективных отражающих поверхностей (ЭОП) поверхностно [3, 6–8] и объемно распределенных [3, 4, 9] мешающих отражателей.

3. Сопоставление предлагаемой методики с известными: трехитеративной Л. Блэйка — Д.Бартона [3, 15] и графоаналитической Д.Бартона [3, 16].

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Как известно [1–3, 5], дальность действия активной однопозиционной РЛС зависит от нескольких групп параметров, связанных:

- с РЛС (P_0 – импульсная мощность передатчика; T_0 – длительность импульса; ν_{II} – эффективность устройства когерентного накопления сигнала; $G_{РПУ}$, $G_{РПРУ}$ – коэффициенты направленного действия для передающей и приемной антенн; $g_{РПУ}(\beta, \varepsilon)$, $g_{РПРУ}(\beta, \varepsilon)$ – нормированная диаграмма направленности передающей и приемной антенн; $\eta_{РПРУ}$ – нормированный средний уровень боковых лепестков приемной антенны; λ – длина волны; N_0 – спектральная плотность мощности (СПМ) внутренних шумов; K_{Π} – коэффициент потерь в приемно-передающем тракте РЛС);

- с целью (σ_{Π} – ЭОП цели);

- с наличием активных помех (мешающих излучений – МИ) (N_a – СПМ источника помехи; $g_{\Pi}(\beta, \varepsilon)$ – нормированная диаграмма направленности постановщика помехи; $\eta_{РПРУ}$ – нормированный средний уровень боковых лепестков приемной антенны; $\nu_{АКП}$ – эффективность устройства когерентной компенсации МИ);

- с наличием мешающих отражений (МО) и возможностью их компенсации (α_s и α_v – удельная ЭОП поверхностно и объемно распределенных мешающих отражателей в окрестности цели и с учетом возможной неоднозначности определения дальности; ν_I – эффективность когерентной компенсации МО);

- с условиями РРВ (B – коэффициент затухания в дБ/км радиоволны при распространении в атмосфере с учетом наличия в ней различных примесей – гидрометеоров, пыли; $F_3(\varepsilon)$ – множитель Земли, учитывающий многолучевость распространения над подстилающей поверхностью; $R_{\text{экв}}$ – эквивалентный радиус Земли, учитывающий тропосферную рефракцию).

За основу возьмем методику расчета, изложенную А.Е. Охрименко в [5], дающую близкие к практике результаты на фоне различных помех.

Дальность обнаружения цели на фоне собственных шумов приемника со СПМ N_0 при требуемом отношении сигнал-шум $\rho(D, F)$ на выходе когерентного накопителя равна [5, 10]:

$$r = \frac{r_0}{\sqrt[4]{\rho(D, F)}}, \quad (1)$$

$$\text{где } r_0 = \sqrt[4]{\frac{P_0 T_0 \nu_{II} \cdot G_{РПУ} G_{РПРУ} \cdot \lambda^2 \cdot \sigma_{\Pi}}{(4\pi)^3 \cdot N_0}} \quad (2)$$

опорная дальность обнаружения (при $\rho(D, F) = 1$); D , F – требуемые условные вероятности правильного обнаружения и ложной тревоги.

Потери энергии в приемно-передающем тракте РЛС увеличивают требуемое отношение сигнал-шум $\rho(D, F)$ в K_{Π} раз [3].

Отклонение цели от максимума ДНА и ее форму учитывают введением нормированной характеристики направленности на прием и передачу по полю $g_{РПУ}(\beta, \varepsilon)$ и $g_{РПРУ}(\beta, \varepsilon)$ [1]. При $g_{РПУ}(\beta, \varepsilon) = g_{РПРУ}(\beta, \varepsilon)$, выражение (1) принимает следующий вид:

$$r = \frac{r_0}{\sqrt[4]{\rho(D, F) K_{\Pi}}} g(\beta, \varepsilon). \quad (3)$$

Затухание радиоволн на молекулах кислорода, парах воды и гидрометеорах (дождь, туман) учитывают введением удельного множителя ослабления B [дБ/км]. Для *однородных трасс* и *однопутевого распространения* [1]

$$F_A(r) = 10^{-0.1Br}. \quad (4)$$

С учетом (4), выражение для дальности действия (3) становится трансцендентным

$$r = \frac{r_0}{\sqrt[4]{\rho(D, F) K_{\Pi}}} g(\beta, \varepsilon) \cdot 10^{-0.05Br}. \quad (5)$$

Наличие внешних помех (активных шумовых само- или внешнего прикрытия, пассивных поверхностно или объемно распределенных) уменьшает дальность действия. Так как для импульсных РЛС их мощность (за исключением АШП внешнего прикрытия) зависит от дальности до обнаруживаемой цели r , то уравнение (3) имеет частные аналитические решения лишь при наблюдении на фоне только одного вида помех [5] и без учета затухания сигнала в атмосфере (4).

В дальнейшем получим обобщенное трансцендентное уравнение для расчета дальности действия РЛС на фоне совокупности маскирующих помех, с учетом затухания в атмосфере. Затем уточним особенности расчета характеристик гидрометеоров с использованием обновленных данных [3]. Приведем аналитические выражения для расчета удельного ослабления сигнала в дожде B_d и тумане B_t (ослабление на молекулах кислорода и парах воды определяется по-прежнему графическим способом). И затем рассмотрим численный пример использования разработанной методики.

2. ОБОБЩЕННОЕ УРАВНЕНИЕ ДАЛЬНОСТИ ДЕЙСТВИЯ РЛС

Под обобщенным уравнением дальности действия РЛС здесь будем понимать уравнение, в общем случае не имеющее аналитического решения, учитывающее: наличие всех видов маскирующих помех; потери в приемно-передающем тракте РЛС; влияние ДНА и затухания сигнала в атмосфере; зеркальные переотражения от подстилающей поверхности (в пределах от нуля градов до первого дифракционного максимума).

Влияние МИ и МО на дальность действия импульсных РЛС учитывается соответствующим увеличением СПМ внутренних шумов N_0 при воздействии: АШП внешнего прикрытия $N_{\text{шп}}(r_{\text{ш}})$ с дальности $r_{\text{ш}}$ (с учетом эффективности

их автокомпенсации $v_{\text{АКП}}$ и уровня боковых лепестков ДНА $\eta_{\text{бок}}$); АШП самоприкрытия с СПМ $N_{\text{шсп}}(r)$, зависящих от дальности цели r ; поверхностно $N_s(r) = \sigma_s^2(r)/\Delta f_0 v_{Is}$ и объемно $N_v(r) = \sigma_v^2(r)/\Delta f_0 v_{Iv}$ распределенных МО в полосе Δf_0 (после их компенсации в системе селекции движущихся целей с эффективностью v_{Is} и v_{Iv}):

$$N_{0\Sigma}(r) = N_0 + N_{\text{шсп}}(r_{\text{ш}}) + N_{\text{шсп}}(r) + N_s(r) + N_v(r). \quad (6)$$

Вынесем в данном выражении СПМ шума приемника за скобки и представим отношения СПМ внешних помех к N_0 в виде зависящих и не зависящих от дальности слагаемых:

$$\frac{N_{\text{шсп}}(r_{\text{ш}})}{N_0} = \frac{N_{\text{ш}} G_{\text{ш}} G_{\text{РПР}} \lambda^2}{N_0 (4\pi)^2 r_{\text{ш}}^2 v_{\text{АКП}}} \eta_{\text{бок}} 10^{-0.1 Br_{\text{ш}}} = \xi_{\text{шсп}}(r_{\text{ш}}) \quad (7)$$

относительная СПМ остатков компенсации АШП внешнего прикрытия;

$$\frac{N_{\text{шсп}}(r)}{N_0} = \frac{N_{\text{ш}} G_{\text{ш}} G_{\text{РПР}} \lambda^2}{N_0 (4\pi)^2 r^2} \cdot 10^{-0.1 Br} = \frac{W_{\text{Асп}}}{r^2} \cdot 10^{-0.1 Br} \quad (8)$$

относительная СПМ АШП самоприкрытия;

$$\frac{N_s(r)}{N_0} = \frac{P_0 G_{\text{РПУ}} G_{\text{РПР}} \lambda^2 \alpha_s \Delta \beta}{N_0 (4\pi)^3 r^3 \Delta f_0 v_{Is}} \cdot \frac{c T_0}{2} \cdot 10^{-0.2 Br} = \frac{\alpha_s}{r^3} \cdot W_s \cdot 10^{-0.2 Br} \quad (9)$$

относительная СПМ остатков от компенсации поверхностно распределенных МО;

$$\frac{N_v(r)}{N_0} = \frac{P_0 G_{\text{РПУ}} G_{\text{РПР}} \lambda^2 \alpha_v \Delta \beta \Delta \varepsilon}{N_0 (4\pi)^3 r^2 \Delta f_0 v_{Iv}} \cdot \frac{c T_0}{2} \cdot 10^{-0.2 Br} = \frac{\alpha_v}{r^2} \cdot W_v \cdot 10^{-0.2 Br} \quad (10)$$

относительная СПМ остатков от компенсации объемно распределенных МО.

Влияние многолучевого распространения на форму ДНА учитывают множителем Земли $g_3(\varepsilon)$ на передачу и прием [1], который зависит от угла места цели ε , свойств подстилающей поверхности и длины волны λ . Однако, при симметричной характеристике направленности антенны и наблюдении целей над гладкой поверхностью, множитель Земли можно выразить через дальность действия r , высоту цели $H_{\text{ц}}$ и длину волны λ :

$$g_3(r, H_{\text{ц}}) = 4\pi H_{\text{ц}} / r \lambda. \quad (11)$$

С учетом (6) – (11), дальность действия РЛС по маловысотным целям, наблюдаемым в

области нижней кромки ДНА, на фоне активных и пассивных помех, с учетом затухания сигнала в атмосфере можно определить численно из выражения:

$$r = \frac{r_0 10^{-0.05 Br} g(\beta, \varepsilon)}{\sqrt[4]{\rho(D, F) K_{\text{п}}}} \cdot g_3(\varepsilon) \times \frac{1}{\sqrt[4]{1 + \xi_{\text{шсп}}(r_{\text{ш}}) + \frac{W_{\text{шсп}}}{r^2} 10^{-0.1 Br} + \frac{1}{r^2} \left(\frac{W_s}{r} \cdot \alpha_s + W_v \cdot \alpha_v \right) 10^{-0.2 Br}}}. \quad (12)$$

При отсутствии того или иного вида помех соответствующее слагаемое в знаменателе выражения (12) обращается в нуль.

Определим теперь входящие в (12) значения удельных ЭОП поверхностно α_s и объемно α_v распределенных мешающих отражателей.

3. ОСОБЕННОСТИ РАСЧЕТА УДЕЛЬНОЙ ЭОП ПОВЕРХНОСТНО РАСПРЕДЕЛЕННЫХ МЕШАЮЩИХ ОТРАЖАТЕЛЕЙ

Для расчета удельной ЭОП *поверхности суши* α_s , при углах скольжения $\psi \leq 30^\circ$ в диапазоне частот f от одного до ста ГГц, может быть использовано полуэмпирическое соотношение, предложенное на основе аппроксимации экспериментальных данных Г.П. Кулеминым и В.Б. Разказовским [6, 8]:

$$\alpha_s(f, \psi), \text{ дБ} = A_1 + A_2 \lg(\psi/20) + A_3 \lg(f/10) \quad (13)$$

[м²/м²].

Здесь углы скольжения ψ выражены в градусах, а частота f – в ГГц.

Параметры поверхности $A_1 - A_3$ определяются из табл. 1 для согласованной горизонтальной поляризации. Для согласованной вертикальной поляризации значения $\alpha_s(f, \psi)$ увеличивают на 2...3 дБ, а для кроссовой – снижают на 10...15 дБ.

Таблица 1

Тип суши \ Параметры, дБ/м ²	A_1	A_2	A_3
Бетон	-49	32	20
Пашня	-37	18	15
Снег	-34	25	15
Лиственный лес летом до дождя	-20	10	6
Лиственный лес после дождя	-15	10	6
Лиственный лес зимой	-40	10	6
Хвойный лес, летом и зимой	-20	10	6
Луг с травой, высотой > 0.5 м	-21	10	6
Луг с травой, высотой < 0.5 м	-(25-30)	10	6
Городские и сельские здания	-8.5	5	3

Удельная ЭОП *морской поверхности* под малыми углами [3] зависит от критического угла скольжения $\psi_{\text{кр}} = \lambda / 0.02 K_{\text{Б}}^3$, где $K_{\text{Б}}$ – степень волнения моря в баллах, выраженная по шкале Бофорта (см. табл. 2):

$$\alpha_s = \begin{cases} \gamma_m \sin \psi & \text{для } \psi > \psi_{кр}; \\ \gamma_m \psi (\psi / \psi_{кр})^4 & \text{для } \psi \leq \psi_{кр}, \end{cases} \quad (14)$$

где $10 \lg \gamma_m = 6K_B + 10 \lg \lambda - 64$ [дБ].

Таблица 2

Баллы	0	1	2	3
Скорость ветра, м/с	до 0.5	0.5...1.5	2...3	3.5...5
Баллы	4	5	6	7
Скорость ветра, м/с	5...8	8.5...10	11...13.5	14...16.5
Баллы	8	9	10	11 / 12
Скорость ветра, м/с	17...20	20.5...23.5	24...27.5	28...31.5/ 32 и более

Формула (14) не учитывает поляризационных различий, наблюдаемых для частот $f < 10$ [ГГц] [3]. Поправку для горизонтальной поляризации вводят, считая, что (14) относится к вертикальной: $\alpha_s^H \approx \alpha_s^B - 1.08(10 - f)$ [дБ]. Кроссполяризационная составляющая меньше горизонтальной на 10 дБ.

ЭОП больше при наблюдении против ветра, чем по ветру [4]:

— на 2...4 дБ ($\lambda = 25$ и 75 см) для всех поляризаций;

— на 3 дБ ($\lambda = 3$ см) для вертикальной и на 10 дБ для горизонтальной поляризаций.

В сантиметровом-миллиметровом диапазонах сказываются дополнительные отражения от брызг и появляющиеся всплески, учитываемые моделью [6].

4. ОСОБЕННОСТИ РАСЧЕТА УДЕЛЬНОЙ ЭОП ГИДРОМЕТЕОРОВ

Выражение для расчета удельной ЭОП гидрометеоров имеет вид [1]:

$$\alpha_v = \frac{\pi^5}{\lambda^4} \cdot \left| \frac{\varepsilon - 1}{\varepsilon + 1} \right|^2 \cdot z, \quad [\text{М}^2/\text{М}^3], \quad (15)$$

где z — отражаемость, $[\text{М}^6/\text{М}^3]$, ε — диэлектрическая проницаемость воды.

В литературе [11] отражаемость выражают в $\text{мм}^6/\text{М}^3$ или логарифмических единицах $10 \lg(z)$ относительно $1 \text{ мм}^6/\text{М}^3$ и обозначают [дБз]. Значения z , имеющие в (15) такую размерность, переводят в разы и домножают на $(10^{-3})^6 = 10^{-18}$.

Отражаемость для гидрометеоров в виде осадков (дождь, снег, град) зависит от их интенсивности J [мм/ч] и для излучения-приема на горизонтальной поляризации определяется выражением [1, 2]:

$$z = A \cdot J^b, \quad [\text{мм}^6/\text{М}^3]. \quad (16)$$

В умеренных широтах $A = 200$, $b = 1,6$ для дождя и $A = 2000$, $b = 2$ для сухого снега. Отражаемость мокрого снега в 6...10 раз больше, чем сухого. Выражения для расчета отражаемости града приведены в [4]. Поляризационные свойства осадков связаны с их типом и интенсивностью [9], и частично приведены в табл. 3.

Таблица 3

Вид осадков	$z_{гг}$, [дБз]	$z_{гг} / z_{вв}$, [дБз]	$z_{гв} / z_{вв}$, [дБз]
Морось	<25	0...0.7	< -32
Дождь	25...60	0.5...4	-25...-34
Сухой снег	<35	0...0.5	< -34
Плотный снег	<25	0...5	-25...-34
Мокрый снег	<45	0...3	-10...-20
Сухая снежная крупа	25...35	-0.5...1	< -25
Мокрая снежная крупа	30...50	-0.5...3	-20...-30
Влажный град (< 2 см)	50...60	-0.5...0.5	< -20
Влажный град (> 2 см)	55...70	-0.5...0.5	-10...-15
Дождь с градом	50...70	-1...6	-10...-20

Отражаемость гидрометеоров в виде тумана и облаков рассчитывается через их удельную водность M по следующей формуле [2]:

$$z = 4.8 \cdot 10^{-8} \cdot M^2, \quad [\text{мм}^6/\text{М}^3],$$

где удельная водность M выражается в $[\text{мг}/\text{М}^3]$.

О свойствах тумана зачастую известно из сообщения метеослужб о метеорологической дальности видимости (МДВ) $D_{\text{мв}}$, [м]. МДВ определяется как максимальная дальность в данном направлении, на которой еще можно распознать невооруженным глазом в дневное время рельефный темный объект на фоне неба, а в ночное время — несфокусированный источник света умеренной интенсивности. Удельная водность тумана M связана с МДВ следующим соотношением [3]:

$$M = 303.6 \cdot D_{\text{мв}}^{-1.43}, \quad [\text{г}/\text{М}^3]. \quad (17)$$

Отражаемость тумана можно представлять через МДВ, пересчитывая водность из $[\text{г}/\text{М}^3]$ в $[\text{мм}^6/\text{М}^3]$:

$$z_t = 4.424 \cdot 10^3 \cdot D_{\text{мв}}^{-2.86}, \quad [\text{мм}^6/\text{М}^3]. \quad (18)$$

Отражаемость облаков зависит от их типа, высоты и других факторов. Пределы значений отражаемости z в сантиметровом диапазоне волн составляют, например [1], для слоистых облаков от -30 до 0 дБз, для слоисто-, мощно-, и высоко-кучевых — от -30 до 30 дБз, для слоисто-дождевых — от -30 до 40 дБз, кучево-дождевых — от -10 до 60 дБз. При этом максимальные значения отражаемостей приходится на высоты от 1 до 2 км, постепенно убывая до минимума на высотах 7 — 10 км [12].

Над морем размеры водяных капель в облаках на 30% больше, чем над сушей [13]. Вертикальная протяженность облаков от 100 ... 200 м до 14 ... 16 км, а горизонтальная — от единиц до сотен километров.

5. ОСЛАБЛЕНИЕ СИГНАЛА, ВНОСИМОГО ЧИСТОЙ АТМОСФЕРОЙ И ГИДРОМЕТЕОРАМИ

Поглощение и рассеяние радиоволн каплями воды нарастает пропорционально несущей частоте. Для миллиметровых и сантиметровых

волн эти эффекты существенны, а на дециметровых и более длинных волнах влияние дождя резко уменьшается. Удельное поглощение взвешенными в воздухе каплями воды превышает суммарное удельное поглощение кислородом и водяным паром атмосферы. Приведем вначале исходные данные для расчета дальности действия в чистой атмосфере на частотах до 400 ГГц [3, 14]. Затем рассмотрим методику расчета удельного ослабления в дожде, справедливую при уменьшении длины волны до 1 мм [6]. И завершим описание полуэмпирическими аналитическими соотношениями для удельного ослабления в тумане, расширенного в [13] до частот свыше 30 ГГц.

Удельное ослабление в чистой атмосфере

Поглощение и рассеяние волн в тропосфере приводят к удельному ослаблению энергии сигнала, измеряемому в дБ/км. Удельное ослабление энергии радиоволн при ясной погоде несущественно для дециметровых и более длинных волн.

Удвоенное удельное ослабление радиоволн B при ясной погоде представлено на рис. 1, в зависимости от несущей (в диапазоне от 0.1 до 400 ГГц). Цель находится на уровне моря при плотности водяного пара 7.5 г/м³ [3, 14].

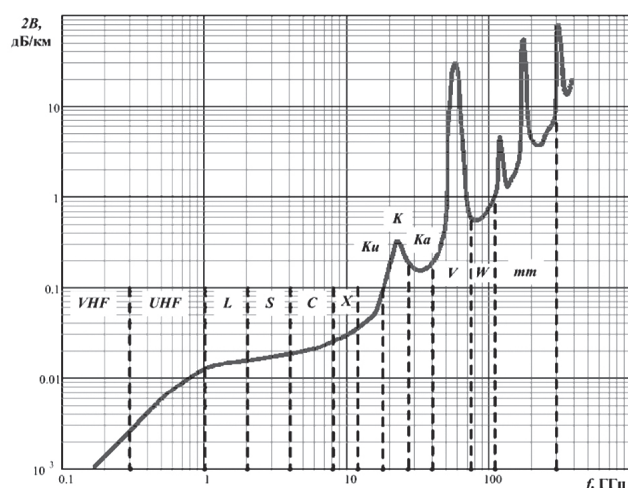


Рис. 1. Удвоенное удельное ослабление радиоволн в атмосфере при ясной погоде на уровне моря при плотности водяного пара 7.5 г/м³

Удельное ослабление в дожде

Для упрощения расчета удельного ослабления, входящего в выражение (4), можно использовать аппроксимирующую зависимость для интенсивности дождя $0.1 \leq J \leq 100$ мм/ч, которая записывается в следующем виде [4]:

$$B_d = m \cdot J^b, \quad (19)$$

где коэффициенты m и b зависят от длины волны, выраженной в метрах:

$$m = 3.054 \cdot \lambda^{0.0166} e^{-298.2 \cdot \lambda} - 1.667 \cdot \lambda - 4.929 \cdot 10^{-10} \cdot \lambda^3 + 0.0596;$$

$$b = 1.2 - 0.5 \cdot e^{-22500 \cdot \lambda^2}.$$

Погрешность аппроксимации в указанных диапазонах интенсивности дождей и при длинах радиоволн от 1 до 30 мм не превышает 10%.

Туманы характеризуются меньшими размерами капель, чем дожди. Поэтому их влияние сказывается сильнее на миллиметровых волнах, чем на сантиметровых [1]. Удельное ослабление в тумане B_t зависит от его удельной водности M , [г/м³], несущей частоты f , [ГГц] и температуры окружающей среды T , [°C] и аппроксимируется следующим выражением [3, 13]:

– при $f > 30$ ГГц

$$B_t = 0.5 \cdot M (-2.694 + 22.304 f^{-1} + 0.12 f - 0.044 T); \quad (20)$$

– при $f \leq 30$ ГГц

$$B_t = 4.87 \cdot 10^{-4} M \cdot f^2. \quad (21)$$

В (20) и (21) удельная водность тумана M может быть определена через МДВ в соответствии с (17).

6. РАСЧЕТ ДАЛЬНОСТИ ОБНАРУЖЕНИЯ РЛС МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА НА ФОНЕ ПАССИВНЫХ ПОМЕХ

Рассчитаем дальность обнаружения РЛС со следующими исходными данными (с учетом обозначений, введенных в предыдущих разделах): $\lambda = 3.19$ мм; $P_0 = 192$ Вт; $N_0 = 1.35 \cdot 10^{-20}$ Вт/Гц; $K_n = 5$ дБ; $v_I = 30$ дБ; $v_{II} = N = 64$; используется сложный зондирующий сигнал с длительностью импульса $T_0 = 64$ мкс и шириной спектра $\Delta f_0 = 2$ МГц; $T_n = 500$ мкс; $\sigma_n = 1$ м²; $D = 0.5$; $F = 10^{-5}$; ширина диаграммы направленности приемной (передающей) антенн в азимутальной и угломестной плоскостях $\Delta\beta = 2^\circ$ и $\Delta\epsilon = 5^\circ$ соответственно; температура окружающей среды $T = 20^\circ\text{C}$. На всем пути распространения – дождь, интенсивностью $J = 4$ мм/ч и туман с МДВ 100 м. Подстилающая поверхность – луг с высотой травы более 0.5 м. Угол скольжения $\psi = 0.05$ град. Земную поверхность примем шероховатой. Эффектом квазизеркального переотражения от поверхности раздела пренебрежем.

Расчет проведем в два этапа. Вначале сравним точность определения дальности по данной методике и итеративной табличной методике Л.Блэйка [2, 15], модифицированной Д. Бартоном [3, 16], учитывая лишь затухание в чистой атмосфере при наличии тумана. При этом, чтобы выяснить потенциальные возможности методики Блэйка–Бартона, не будем ограничивать число итераций двумя – тремя.

На втором этапе расчетов учтем наличие пассивных помех от земной поверхности, дождя и затухание в нем. Здесь итеративная табличная методика не будет использоваться. Для проведения расчетов в таких условиях Д. Бартоном разработана графическая методика [3, 16], в соответствии с которой находится точка пересечения зависящего от дальности отношения сигнал – по-

меха плюс шум с его требуемым значением. Здесь результаты предлагаемой методики для импульсной РЛС не сопоставляются с графической, так как при одинаковых исходных данных они дают одинаковый результат. Разница лишь в числе выполняемых итераций: последовательный полный перебор в методике Д. Бартона и число приближений при численном решении трансцендентного уравнения в предлагаемой методике.

Определим опорную дальность в соответствии с (2): $r_0 \approx 42$ км. В соответствии с (2) найдем требуемое отношение сигнал-шум с учетом потерь энергии в приеме-передающем тракте РЛС: $\rho = 49.3$. Согласно выражению (3), дальность обнаружения в свободном пространстве, с потерями энергии и при $g(\beta, \epsilon) = 1$, равна: $r \approx 15.8$ км. Решив трансцендентное уравнение (4), найдем дальность действия РЛС с учетом затухания радиоволн в атмосфере и тумане ($B_\Sigma = B_a + B_t = 1.966$ дБ/км): $r \approx 5.04$ км.

На рис. 2 приведена зависимость дальности обнаружения в аналогичных условиях от номера шага приближения в соответствии с методикой Блэйка-Бартона. Для анализа потенциальных возможностей методики число используемых шагов приближения увеличено от обычно используемых двух-трех до двадцати. Здесь же показан результат расчета в соответствии с уточненной методикой.

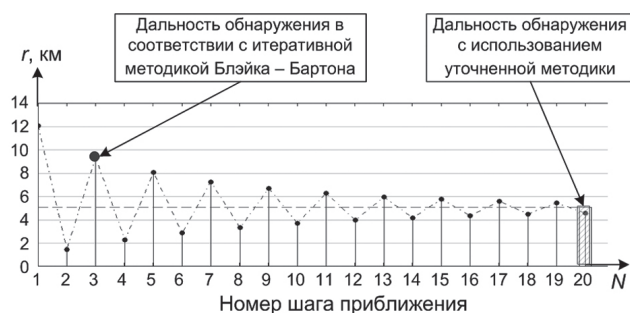


Рис. 2. Сравнение результатов расчета дальности обнаружения РЛС с использованием уточненной методики и методики Блэйка-Бартона

Из рисунка следует, что при большом суммарном ослаблении B_Σ методика Блэйка-Бартона дает результат по трем итерациям почти в два раза отличающийся от истинного значения. Близкий к истинному результат получается лишь после двадцати итераций. Подобные ситуации характерны именно для см-мм-диапазона волн, когда затухание в чистой атмосфере (см. рис. 1) и тумане существенно растет. При этом для более длинноволновых диапазонов двух-трех итеративная методика Блэйка-Бартона дает близкий к истинному результат.

Определим теперь дальность действия на фоне пассивных помех от слабого дождя с туманом и от подстилающей поверхности.

Удельная ЭОП подстилающей поверхности (в соответствии с (13)): $\alpha_s = 7.6 \cdot 10^{-5}$ м²/м².

Отражаемость дождя (см. (16)): $z_d = 1838$ мм⁶/м³. Отражаемость тумана (см. (18)): $z_t = 0.00843$ мм⁶/м³. Этим значением в дальнейшем можно пренебречь. Удельная ЭОП дождя из выражения (15) составит $\alpha_v = 4.6 \cdot 10^{-3}$ м²/м³.

Добавим к предыдущему значению B_Σ затухание в дожде согласно выражению (19): $B_d = 3.4$ дБ/км. Новое значение суммарного затухания $B_\Sigma = B_a + B_t + B_d = 5.39$ дБ/км. Тогда дальность действия РЛС, рассчитанная в соответствии с выражением (12): $r_{max} = 1.1$ км.

Аналогичный результат получаем и из графо-аналитической методики Бартона [3, 16], в которой последовательно сопоставляются требуемое и расчетное отношение сигнал — шум, зависящее от дальности. Однако данный результат требует значительно большего объема вычислений, так как выполняется расчет зависимости отношения сигнал — шум от дальности в пределах от некоторого минимального значения до r_0 с шагом, определяемым требуемой точностью.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Получено трансцендентное уравнение, корень которого определяет дальность действия наземных импульсных РЛС на фоне совокупности активных и пассивных маскирующих помех с учетом ослабления в атмосфере. Показано, что для сильных ослаблений (малые длины волн, туман) предложенный метод значительно повышает точность расчетов по сравнению с известным двух-трех-итеративным подходом Блэйка-Бартона.

В отличие от графо-аналитического решения [3, 16], предложенное уравнение содержит неизвестное расстояние до цели в явном виде. Оно легко решается, например, функцией $\text{root}(x)$ системы Mathcad и, в отличие от графоаналитической методики Д.Бартона, не требует построения графических зависимостей. Однако область использования предложенной методики, в отличие от методики Д.Бартона, ограничивается импульсными РЛС.

Литература

- [1] Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория. Справочник. Изд. 2-е, перераб. и доп. / Под ред. Я.Д. Ширмана. — М.: Радиотехника, 2007. — 512 с.
- [2] Справочник по радиолокации : Пер. с англ. (в четырех томах) / под общей ред. К.Н.Трофимова. Том 1. Основы радиолокации; Под ред. Я.С. Ицхоки. — М.: Сов. радио, 1976. — 456 с.
- [3] Barton David K. Radar system analysis and modeling. — Boston, London: Artech House, 2005. — 545 p.
- [4] Красюк Н.П. Влияние тропосферы и подстилающей поверхности на работу РЛС / Н.П. Красюк, В.Л. Коблов, В.Н. Красюк. — М.: Радио и связь, 1988. — 216 с.
- [5] Охрименко А.Е. Теоретические основы радиолокации и РЭБ. Часть I. — М.: Воениздат, 1983. — 456 с.

- [6] *Kulemin G.P.* Millimeter-Wave Radar Targets and Clutter. — Boston, London: Artech House, 2003. — 410 p.
- [7] *Винокуров В.И.* Морская радиолокация. — Л.: Судостроение, 1986. — 256 с.
- [8] *Кулемин Г.П., Разказовский В.Б.* Рассеяние миллиметровых радиоволн поверхностью Земли под малыми углами. — Киев: Наук. думка, 1987. — 262 с.
- [9] *Bringi V.N., Chandrasecar V.* Polarimetric Doppler Weather Radar. Cambridge University Press, 2002. — 663 p.
- [10] *Горшков С.А., Латушкин В.В., Седышев С.Ю.* Основы радиолокации: Конспект лекций. Ч. 2. — Минск: ВА РБ, 2004 г. — 177 с.
- [11] *Довиак Р., Зрнич Д.* Доплеровские радиолокаторы и метеорологические наблюдения: Пер. с англ. / Под ред. А.А. Черникова. — Л.: Гидрометеиздат, 1988. — 512 с.
- [12] Радиолокационные методы исследования Земли / *Ю.А. Мельник, С.Г. Зубкович, В.Д. Степаненко и др.* Под ред. Ю.А. Мельника. — М.: Советское радио, 1980. — 264 с.
- [13] *Nathanson F.E., Reilly J.P., Cohen M.N.* Radar Design Principles. — 2nd ed., N.-Y.: McGraw-Hill, 1999. — 720 p.
- [14] *Christiansen D.* Electronic Engineers Handbook, 4th ed. New York: McGraw-Hill, 1997. — 400 p.
- [15] *Blake L.V.* Radar Range — Performance Analysis/ — Norvuud, M.A.: Artech House, 1986.
- [16] *Barton David K.* Radar Equations for Modern Radar. — Boston, London: Artech House, 2013. — 428 p.

Поступила в редколлегию 16.12.2013

Горшков Сергей Анатольевич, кандидат технических наук, доцент, начальник кафедры радиолокации и приемо-передающих устройств учреждения образования «Военная академия Республики Беларусь». Научные интересы: моделирование, обнаружение, измерение и распознавание локационных сигналов.

Оргиш Павел Иванович, магистр технических наук, аспирант кафедры радиолокации и приемо-передающих устройств учреждения образования «Военная академия Республики Беларусь». Научные интересы: ММО (Multiple Input Multiple Output) радиолокационные системы, повышение скрытности и живучести средств активной локации.



Буйлов Евгений Николаевич, магистр технических наук, аспирант кафедры радиолокации и приемо-передающих устройств учреждения образования «Военная академия Республики Беларусь». Научные интересы: моноимпульсные радиолокационные системы, измерение — распознавание локационных сигналов.



Фильчук Юлия Сергеевна, магистрант кафедры радиолокации и приемо-передающих устройств учреждения образования «Военная академия Республики Беларусь». Научные интересы: обнаружение радиолокационных сигналов на фоне пассивных помех.

УДК 621.396.96

Уточнена методика розрахунку дальності дії імпульсних РЛС на тлі маскуючих завад / С.А. Горшков, П.І. Оргіш, Є.М. Буйлов, Ю.С. Фільчук // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. — 2014. — Том 13. — № 1. — С. 3–9.

Розроблено методику розрахунку дальності дії РЛС сантиметрового-міліметрового діапазонів довжин хвиль по маловисотних об'єктах на тлі сукупності маскуючих завад з урахуванням загасання радіохвиль в атмосфері. Розглянуто уточнене трансцендентне рівняння дальності для маловисотних об'єктів на тлі сукупності завад. Наведено методики розрахунку потужності пасивних завад від підстильної поверхні та гідрометеорів; методики визначення дальності дії за наявності туману та інших метеоутворень.

Ключові слова: відображення, що заважають, дальність дії радіолокаційної станції.

Табл.: 03. Іл.: 2. Бібліогр.: 16 найм.

UDC 621.396.96

The specified design procedure of range of pulse radars against the background of masking interferences / S.A. Gorshkov, P.I. Orgish, E.N. Byilov, Yu.S. Filchuk // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. — 2014. — Vol. 13. — № 1. — P. 3–9.

The method of centimeter-millimeter wave band radar range calculation for low-height objects against the background of a sum of masking interferences taking into account radio waves attenuation is shown. The improved transcendental range equation for low-height objects against the sum of interferences background is considered. The methods of surface and precipitations clutter power calculation and the methods of range estimation in the presence of fog and other precipitations are shown.

Keywords: clutter, range of a radar station.

Tab.: 03. Fig.: 2. Ref.: 16 items.

A COMPETITIVE DESCRIPTIVE REGULARIZATION MVDR BEAMFORMING APPROACH FOR FEATURE ENHANCED ARRAY RADAR IMAGING

YURIY SHKVARKO, VICTOR ESPADAS, AND DAVID CASTRO

The paper develops a new robust adaptive beamforming (AB) inspired approach for high resolution array radar imaging in harsh sensing environments. At the hardware codesign level, i.e., the array configuring stage, we adopt the celebrated GeoSTAR sensor array geometry that provides a desirable low side lobes level of the point spread function (PSF) attained employing the conventional matched spatial filtering (MSF) technique for radar image formation. At the software codesign level, i.e., the algorithm design stage, we suggest performing the unification of the recently developed descriptive experiment design regularization (DEDR) framework with the sparsity preserving and convergence guaranteed regularizing projections onto convex solution sets (POCS). The low resolution MSF image serves as an input (zerostep iteration) for the feature enhancing DEDRPOCSAB processing. The latter is implemented in an effective implicit iterative fashion avoiding cumbersome data covariance matrix inversions in contrast to all competing minimum variance distortionless response (MVDR) inspired robust ABbased radar imaging techniques. The effectiveness of the proposed method in comparison with the most prominent competing techniques is corroborated via extended simulations adapted for the harsh test sensing scenarios of multiple target imaging with mmband array radar systems that employ different feasible sensor array configurations.

Keywords: antenna array, descriptive experiment design, imaging radar, iterative processing, regularization.

INTRODUCTION

Beamforming is a pervading task in a variety of array radar signal processing applications, (e.g., see [1] – [11] and the references therein), in particular, in feature enhanced array radar imaging (RI) that is a matter of this study. Due to adaptive (i.e., structurally constrained data dependent) adjustment of the weight vectors in the processing array radar channels the adaptive beamforming (AB) based RI techniques can attain enhanced resolution performances and much better interference rejection capability than the data-independent beamformers that implement the conventional so-called matched spatial filtering (MSF) image formation method [2], [6]. However the AB-based techniques are sensitive to harsh operational scenario uncertainties attributed to random signal perturbations in a turbulent propagation medium, possible imperfect sensor array system calibration, signal fading, near-far waveform mismodeling, local scattering, multiplicative noise, angular spreading, as well as other distorting effects. In such harsh practical scenarios, the performance degradation of the traditional MVDR inspired AB-based techniques become pronounced because most of these techniques are based on the assumption of an accurate knowledge of the array response of the desired signal [6]. The problem has spurred development of various robust AB versions, and many sophisticated robust AB techniques are now available including the considered RI applications (e.g., see [2]–[4], [7]–[11] and the references therein). The majority of those employ the robust modifications of the celebrated MVDR method [2], [9]–[11] that all require cumbersome data covariance matrix inversions. Different robust AB versions adapted for harsh sensing scenarios propose specific procedures based on the so-called worst-case performance optimization [2], [6] that

also employs cumbersome matrix inversions. Crucial still unresolved problem relates to the development of robust AB-based feature enhanced RI framework and related techniques that avoid such cumbersome data covariance matrix inversions proposing alternative approaches based on imaging inverse problem phenomenology and employing multilevel image formation concepts with iterative reconstructive radar image processing.

In the previous paper of this series [1], we have featured the descriptive experiment design regularization (DEDR)-based approach [8], [9] for robust imaging of multiple target scenes via space-time processing of multimode mm-band array radar data. The multiple frequency-polarization signal processing (SP) mode was employed to provide necessary DEDR redundancy that was next exploited to enhance the spatial resolution performances in different operational environments including harsh scenarios with imperfect array calibration, partial sensor failure and/or uncertain noise statistics. The addressed in [1] framework can be referred to as a robust extension of the Van-Cittert-Zernike approach [5], [11] based on the matched spatial filter bank SP for such realistic operational scenarios. Hence, the MSF-based low resolution array radar image formation employs the robust regularized matched spatial filter bank SP [1]. At the hardware (HW) co-design level (i.e., the array configuring) we adopted the celebrated Geosynthesized thinned array radiometer (GeoSTAR) sensor array geometry [5]. In [1], the HW co-design problem of suppression of the sidelobes in the resulting MSF system output point spread function (PSF) balanced over the minimization of the effective width of its principal lobe was resolved by optimizing the array configuration characteristics. As it was featured in [1], the advantage of the GeoSTAR array geometry

consists in providing a desirable PSF shape with a sharp principal lobe and considerably lower side lobes level than those attained with other feasible array configurations [1], [2], [5]. Unfortunately, being robust against harsh scenario model uncertainties, such DEDR-related MSF imaging technique provides images that do not manifest enhanced spatial resolution performances because no structurally constrained robust AB-based SP and image processing have been employed.

In this paper we address a new robust AB-based approach for high resolution array radar imaging in harsh sensing scenarios. At the software (SW) co-design, i.e., the algorithm design level, the new robust AB-based RI technique utilizes the idea of unification of the recently developed robust DEDR framework [9], [16] with the sparsity preserving and convergence guaranteed regularizing projections onto convex solution sets (POCS) [11]. As in the previous developments [1], at the HW co-design level we adopt the celebrated GeoSTAR sensor array configuration [5]. The feature enhanced RI is next stated and treated in the context of imaging inverse problems phenomenology [11], [16], [18]. In the addressed framework, the MSF image serves as an input (zero-step iteration) for the second level feature enhanced reconstructive imaging via multilevel DEDR-POCS-AB-based processing of the initial low resolution MSF image. The reconstructive feature enhanced image processing is implemented in an effective implicit iterative fashion avoiding cumbersome data empirical covariance matrix inversions in contrast to all considered competing minimum variance distortionless response (MVDR) based robust AB techniques, e.g., [2], [6], [13], [14]. The effectiveness of the proposed method in comparison with other most prominent competing RI techniques [2], [6], [14] is corroborated via extended simulations adapted for the test scenarios of multiple target imaging with mm-band array radar systems that employ different sensor array configurations [1]. The results are indicative of the superior operational efficiency of high resolution localization of the multiple closely spaced targets with the GeoSTAR configured array imaging radar that implements the proposed multilevel DEDR-POCD-AB signal processing method.

The rest of the paper is organized as follows. In Sections I and II we recall the main HW-SW co-design results of the DEDR-related MSF method referring to the first paper of these series [1]. Section III presents the imaging inverse problem formalism of the feature enhanced RI problem at hand. In Section IV we develop our new DEDR-POCS-restructured MVDR approach that leads to the DEDR-POCS-AB framework. The implicit iterative scheme for efficient implementation of the overall DEDR-POCS-AB technique for feature enhanced array radar imaging that do *not* involve *any* matrix inversions is detailed in Section V followed by the simulation results with the relevant discussions in Section VI and concluding remarks in Section VII.

I. CONSIDERED RI SYSTEM HW SPECIFICATIONS

The GeoSTAR imaging sensor system has been originally addressed in [5] as a concept to provide high resolution imaging of distributed scenes remotely sensed with passive microwave and mm waveband radiometers. Nevertheless, the celebrated GeoSTAR array configuration is also well adapted for active RI systems as it was demonstrated in [15] and also featured in details in the previous study [1]. The particular mm-band imaging array radar system considered in that previous paper [1] is a multimode array sensor system. Such system operates at two separate yet concurrent frequencies of 24.5 GHz and 35 GHz with dual polarization (V – vertical and H – horizontal). At one instant, radio frequency (RF) pulses of a specified very narrow (~ 10 ns) pulse width (PW) are transmitted concurrently at 24.5 and 35 GHz in either V polarization or H polarization. These pulses are “calibrated” to maintain coherency so that their amplitudes and phases are constant for different pulses. The transmitting antenna is switched between vertical (V) and horizontal (H) polarizations, i.e., V and H transmitted pulses are delayed by a certain time. For each frequency (24.5 GHz or 35 GHz), transmitted V polarized and H polarized RF pulses are separated by a half of the fixed pulse repetition time (PRT/2).

In [1], the antenna array is composed of 24 elements as in [5], [15]. Each sensor element receives signals at V and H polarizations. The received signals are spread over time duration of $N = R_r$ PWs, where R_r is the number of range resolution cells used to process the received signals for each transmitted pulse. In every PRT corresponding to one frequency band (24 GHz or 36 GHz), one time delay vector $\mathbf{T}_d$ and 4 measurement data vectors, $\{\mathbf{u}_{VV}, \mathbf{u}_{VH}, \mathbf{u}_{HV}, \mathbf{u}_{HH}\}$ are provided for further processing. That is, for each polarization mode $\{VV, VH, HV, HH\}$ there is no time delay between receiving antenna elements since they are spaced close to each other, so $\mathbf{T}_d$ has the same value for all 24 array elements for each range gate. Next, each data vector in the set $\{\mathbf{u}_{VV}, \dots, \mathbf{u}_{HH}\}$ contains the relevant in phase (I) and quadrature (Q) components that compose 24-element ($m = 1, \dots, 24$) data vectors collected for $2R_r$ measurement time instants. The operation range of the system lies in the interval from 1m to 50m, with a range resolution cell of 0.3m, so at the SP level the observer controls $R_r = 165$ overall processing range gates.

The crucial SP issue relates to the formation of the empirical estimate $\mathbf{Y}_{rp} = \text{aver}_i \{\mathbf{u}_{r|p}(j) \mathbf{u}_{r|p}^+(j)\}$ of the sensor data true correlation matrix $\mathbf{R}_{r|p} = \langle \mathbf{u}_{r|p} \mathbf{u}_{r|p}^+ \rangle$ for each range gate $r = 1, \dots, R_r = 165$ at each polarization mode indexed now by $p = VV, VH, HV, HH$. The independent realizations $\{\mathbf{u}_{r|p}(j); j = 1, \dots, J\}$ in the averaging procedure for formation of $\mathbf{Y}_{rp}$ are to be recorded over J transmitted pulses for each range gate r at each polarization mode p . To guarantee the full-rank sensor data covariance matrices $\{\mathbf{Y}_{rp}; r = 1, \dots,$

$R_r = 165$; $p = 1, \dots, 4$ the minimal number of independent recordings J should be not less than the number of sensors ($M = 24$), thus $J > 24$ independent realizations are to be recorded for each feasible “range gate (r) – polarization mode (p)” combination $\{r|p\}$. In the opposite case ($J < 24$), the empirical data covariance matrices are rank-deficient. This means that for $J < 24$ at the corresponding $\{r|p\}$ the robust MSF-based beamforming inevitably faces the problem of huge artifacts on the low resolution noise corrupted scene images [11], [18]. At the target detection SP stage, such artifacts inevitably increase the false alarm rate [2], [6], [11], [14]. That is why, in all SP developments in [1] and in this study, the redundancy guaranteed data collection mode $J > 24$ is considered.

To compare different HW designs, in [1] we featured three feasible sensor array configurations. Fig. 1(a) shows the conventional X-shaped equally spaced 24 element antenna array layout for the inter-element spacing $d_A = 1.8\lambda_0$, where λ_0 defines the employed wavelength, in this case $f_0 = 24$ GHz. The corresponding so-called uv spatial samples in the *visibility* domain are presented in Fig. 1(b). In Fig. 2(a), a circular-shaped (O-shaped) antenna array layout with the same parameters is depicted. The related uv spatial visibility samples are shown in Fig. 2(b). The GeoSTAR Y-shaped array layout is presented in Fig. 3(a) with the corresponding uv samples in Fig 3(b), respectively. In all cases, u and v samples specify the normalized (so-called *visibility* domain) coordinate representation format, i.e., $u = x/\lambda_0$, and $v = y/\lambda_0$.

II. MSF IMAGE FORMATION TECHNIQUE

The DEDR-related (i.e., low artifacts) MSF-based image formation algorithm featured in the previous study [1] comes directly from the Celebrated Van-Cittert-Zernike theorem from radio astronomy [5], [11] according to which, the noise-free data visibility function $R(u, v)$ (constructed directly from the noise free data true covariance function $R(x, y)$ at each range gate via its scaling to the visibility domain [11]) and the related spatial spectrum pattern (SSP) or the angular brightness distribution $b(\theta_x, \theta_y)$ over the 2-D angular observation space $(\theta_x, \theta_y) \in \Theta$ are related through the 2-D spatial inverse Fourier transform [1]

$$\begin{aligned} R(u, v) &= c \mathfrak{F}_0^{-1} \{b(\theta_x, \theta_y)\} = \\ &= c \int_{\Theta} b(\theta_x, \theta_y) \exp[+i2\pi(u\theta_x + v\theta_y)] d\theta_x d\theta_y \end{aligned} \quad (1)$$

where c is the normalizing constant (not critical for image formation and analysis) and the visibility function arguments (u, v) represent the x - y projections of the normalized sensor baseline vectors (normalized to the wavelength λ_0) in the visibility domain $(u, v) \in P/\lambda_0$ [1], [5]. Also, starting from (1) and all over the remained paper text we omit the range (r) – polarization (p) subscripts standing with $R(u, v)$, $R(x, y)$ and the related matrix-form representations

$\mathbf{R}$, $\mathbf{Y}$, because the developed further theory and implementation techniques for spatial (over angular variables $(\theta_x, \theta_y) \in \Theta$) resolution enhanced imaging is similar for all range gates, $r = 1, \dots, R_r$ and all employed polarization modes, $p = \{VV, VH, HV, HH\}$. Thus, in the following developments of the conventional MSF and spatially enhanced reconstructive array radar imaging techniques, any particular feasible “range gate (r) – polarization mode (p)” combination $\{r|p\}$ can be assumed.

The robust MSF-based method for low resolution image formation featured in [1] implies, first, formation of the observed noised visibility function $\hat{R}(u, v)$ via scaling the estimated correlation matrix $\mathbf{Y}$ to the visibility domain (over the range of normalized visibility spacings $(u, v) \in P/\lambda_0$) followed, second, by the 2-D Fourier transform that yields the MSF image of the scene

$$\begin{aligned} \hat{b}(\theta_x, \theta_y) &= \mathfrak{F}_{u,v} \left\{ \Pi_{A(u,v)} \hat{R}(u, v) \right\} = \\ &= \int_{P/\lambda_0} \Pi_{A(u,v)} \hat{R}(u, v) \exp[-i2\pi(u\theta_x + v\theta_y)] dudv \end{aligned} \quad (2)$$

at a particular feasible $\{r|p\}$ combination [1]. Here, $\mathfrak{F}_{u,v}$ denotes the 2-D Fourier transform operator over $(u, v) \in P/\lambda_0$ coordinates, and $\Pi_{A(u,v)}$ defines a projector that specifies the particular employed sensor array configuration resulting in different resolution performances attainable with the MSF-based imaging technique (2). In the pursued in [1] nonparametric RI problem treatment, the spatial resolution quality is assessed by the shape of the resulting MSF system PSF associated with the image (2) of a single point-type target (TAG) located at the origin of the scene coordinate system at the corresponding range gate $r \in R$ and relevant polarization mode p . In particular, the desired system PSF is associated with a shape that provides the lowest possible side lobes (and grating lobes) level balanced over the minimum achievable effective width of the PSF’s main (principal) lobe [1], [2], [11], [14]. The feasible array configurations featured in [1] encompass the conventional X-shaped and O-shaped arrays [15] and the GeoSTAR-configured Y-shaped array [5]. Figures 1(c), 2(c) and 3(c) present the PSFs provided by the MSF single TAG imaging procedure (2) employing projectors $\Pi_{A(u,v)}$ related to the cross-shaped (X-shaped) [15], circular-shaped (O-shaped) [15] and the GeoSTAR-configured Y-shaped sensor array [1], [5] geometries, respectively. Note that the spatial resolution performances attained with the 2-D FFT MSF technique (2) are characterized by the width of the PSF’s principal lobe and the maximum level of its secondary lobes (including the suppressed grating lobes). The corresponding PSFs computed using the simulations SW developed in [1] are reported in Figures 1(c)–3(c). Those corroborate that the Y-shaped GeoSTAR configured array outperforms two other feasible conventional (X-shaped and O-shaped) array configurations [1].

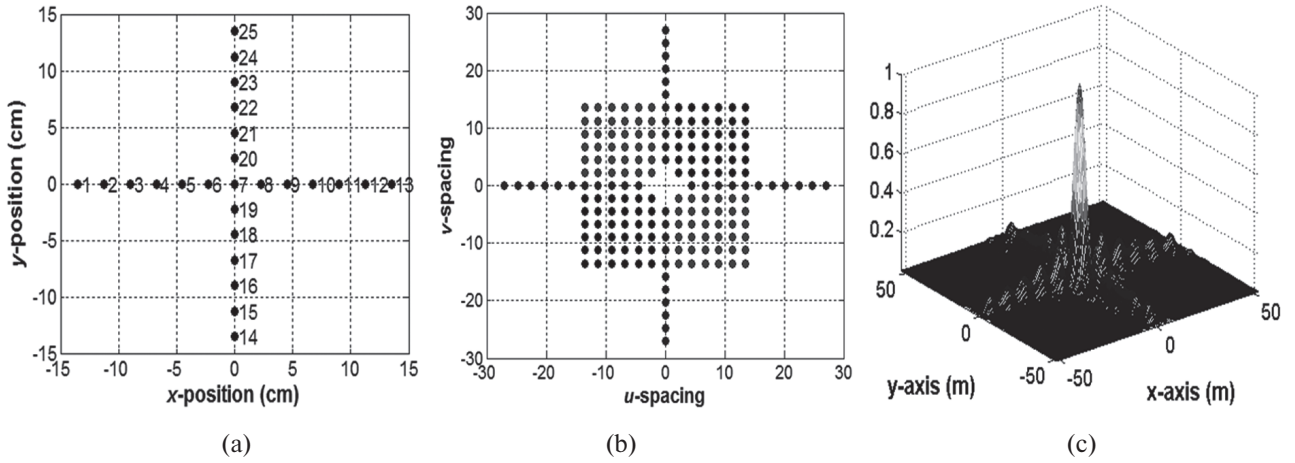


Fig. 1. (a) Antenna array layout with sensors numbering for X-shaped configuration;
 (b) corresponding uv samples for inter-element spacing $d_A = 1.8\lambda_0$; carrier frequency $f_0 = 24\text{GHz}$;
 (c) relevant PSF for 24 element X-shaped configured imaging array

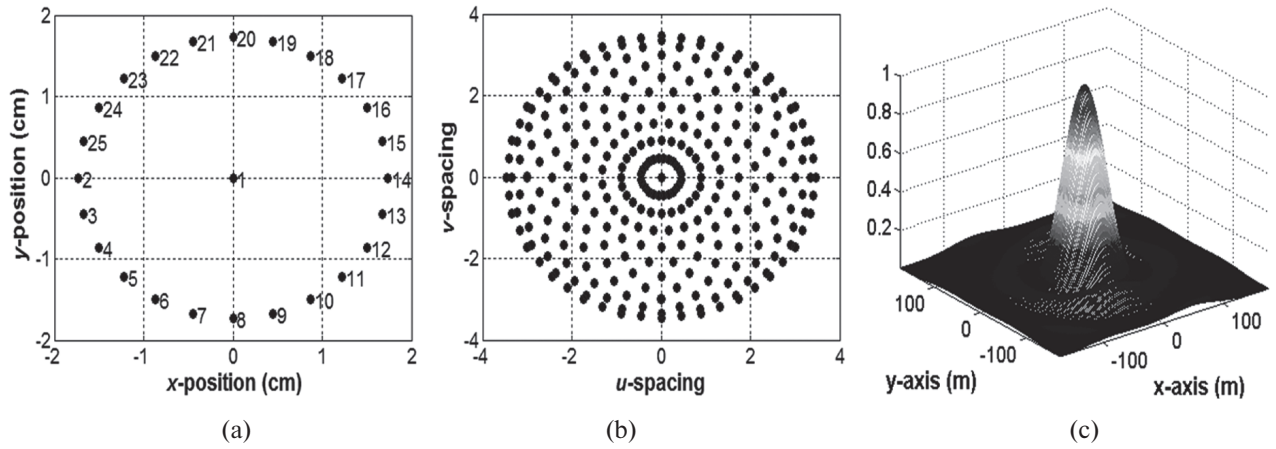


Fig. 2. (a) Antenna array layout with sensors numbering for O-shaped configuration;
 (b) corresponding uv samples for inter-element spacing $d_A = 1.8\lambda_0$; carrier frequency $f_0 = 24\text{GHz}$;
 (c) relevant PSF for 24 element O-shaped configured imaging array

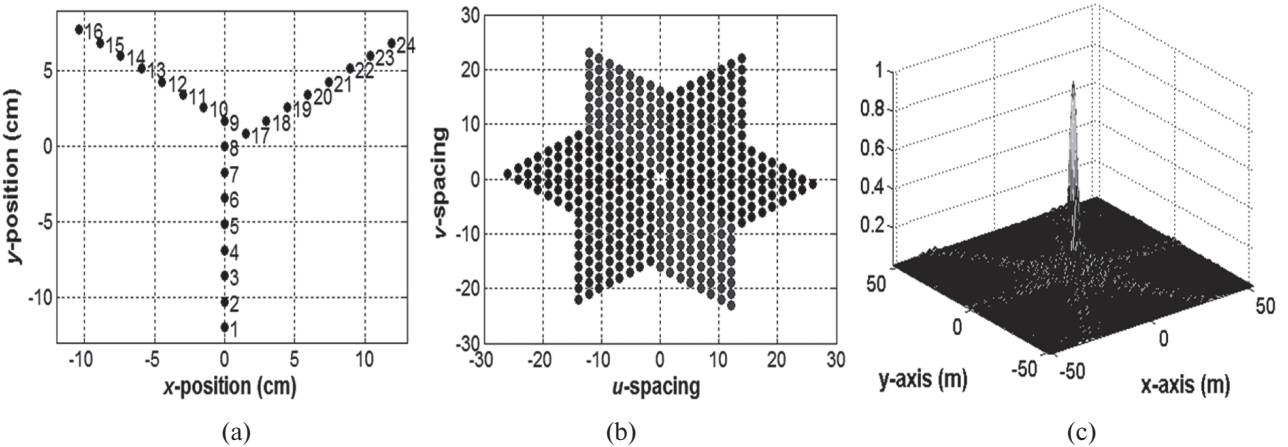


Fig. 3. (a) Antenna array layout with sensors numbering for Y-shaped GeoSTAR configuration;
 (b) corresponding uv samples for inter-element spacing $d_A = 1.8\lambda_0$; carrier frequency $f_0 = 24\text{GHz}$;
 (c) relevant PSF for 24 element Y-shaped configured imaging array

III. ENHANCED RADAR IMAGING INVERSE PROBLEM FORMALISM

Following [9], [18] consider the vector-form coherent equation of observation that relates the pixel-framed random scene reflectivity $\mathbf{v}$ with the coherent array output data signal

$$\{\mathbf{u}(j) = \tilde{\mathbf{S}}\mathbf{v}(j) + \mathbf{n}(j); j = 1, \dots, J\}, \quad (3)$$

where $\mathbf{n}(j)$ represents the observation noise and $\tilde{\mathbf{S}} = \mathbf{S} + \Delta_{\mathbf{S}}$ is the $M \times K$ ($M < K$ for compressed sensing scenarios) matrix-form approximation of the integral perturbed signal formation operator (SFO), in which the regular component $\mathbf{S}$ is specified by the employed radar signal modulation mode specified in Sect. II. Recall that starting from (1) we consider any particular feasible “range gate (r) – polarization mode

(p)" combination $\{r|p\}$, thus omit subscripts $r|p$. In (3), $\mathbf{v}$, $\mathbf{n}$, $\mathbf{u}$ are Gaussian zero-mean vectors composed of the random entries $\{v_k\}_{k=1}^K$, $\{n_m\}_{m=1}^M$ and $\{u_m\}_{m=1}^M$, respectively [9]. These vectors are characterized by the correlation matrices, $\mathbf{R}_v = \mathbf{D}(\mathbf{b}) = \text{diag}(\mathbf{b})$, the diagonal matrix with the vector-form SSP $\mathbf{b}$ at its principal diagonal, $\mathbf{R}_n = N_0 \mathbf{I}$ and $\mathbf{R}_u = \langle \tilde{\mathbf{S}} \mathbf{R}_v \tilde{\mathbf{S}}^+ \rangle + N_0 \mathbf{I}$, correspondingly, where the averaging $\langle \cdot \rangle$ is performed over the randomness of perturbations Δ_s of the regular SFO $\mathbf{S}$ in (3), superscript $+$ stands for Hermitian conjugate, and N_0 is the white observation noise power. Vector $\mathbf{b}$ represents a lexicographically ordered by multi-index $k = (k_x, k_y)$ vector-form approximation of the SSP map $\mathbf{B} = \{b(k_x, k_y)\}$ over the $K_y \times K_x$ pixel-framed 2-D scene $\{k_x = 1, \dots, K_x; k_y = 1, \dots, K_y; k = 1, \dots, K = K_x K_y\}$ at each feasible $\{r|p\}$ combination [1].

The feature-enhanced RS imaging problem at hand is to develop the framework (in this study, the unified DEDR-POCS-AB referred to as the DEDR-POCS-restructured MVDR method) and the related technique(s) for high-resolution estimation (feature-enhanced reconstruction) of the SSP

$$\hat{\mathbf{b}} = \text{est}_{\text{DEDR-POCS-AB}}\{\mathbf{b} | \{\mathbf{u}(j)\}; j = 1, \dots, J\} \quad (4)$$

from the available recordings (3) of the complex (coherent) array data $\{\mathbf{u}(j)\}$ degraded by the composite noise (multiplicative Δ_s and additive $\mathbf{n}$) with the SFO perturbation statistics $\langle \tilde{\mathbf{S}} \mathbf{R}_v \tilde{\mathbf{S}}^+ \rangle$ usually unknown to the observer.

IV. DEDR RESTRUCTURED MVDR STRATEGY

The high-resolution adaptive estimation of the SSP via the classical adaptive minimum variance distortionless response (MVDR) method [2], [6] employs the strategy

$$\hat{b}_k = \frac{1}{\mathbf{s}_k^+ \mathbf{R}_u^{-1}(\mathbf{b}) \mathbf{s}_k}; k = 1, \dots, K \quad (5)$$

optimal (in the MVDR sense) for the theoretical model-dependent ($\mathbf{b}$ -dependent) array covariance matrix inverse $\mathbf{R}_u^{-1}(\mathbf{b})$ where $\mathbf{s}_k^+$ defines the so-called k th steering vector composed of the corresponding k th row ($k = 1, \dots, K$) of the adjoint regular SFO matrix $\mathbf{S}^+$ [9], [10]. In the real-world RS imaging scenarios, the unknown exact model of the covariance matrix $\mathbf{R}_u(\mathbf{b})$ is substituted by its sample maximum likelihood (ML) estimate [6], [10], [11] $\mathbf{Y} = \hat{\mathbf{R}}_u = (1/J) \sum_{j=1}^J \mathbf{u}(j) \mathbf{u}^+(j)$ (at each treated combination $\{r|p\}$) that yields the conventional MVDR algorithm [2], [6]

$$\hat{b}_k = \frac{1}{\mathbf{s}_k^+ \mathbf{Y}^{-1} \mathbf{s}_k}; k = 1, \dots, K \quad (6)$$

feasible for the full rank $\mathbf{Y}$ only. From simple algebra, it is easy to corroborate that the theoretical model based strategy (5) is algorithmically equivalent to the solution (with respect to the SSP vector $\mathbf{b}$) of the nonlinear equation

$$\{\mathbf{D}(\mathbf{b})\}_{\text{diag}} = \{\mathbf{W}(\mathbf{b}) \mathbf{R}_u(\mathbf{b}) \mathbf{W}^+(\mathbf{b})\}_{\text{diag}} \quad (7)$$

with the solution operator (SO)

$$\mathbf{W}(\mathbf{b}) = (\mathbf{D}(\mathbf{b}) \mathbf{S}^+ \mathbf{S} + N_0 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{D}(\mathbf{b}) \mathbf{S}^+. \quad (8)$$

Substituting in (7) the theoretical covariance matrix $\mathbf{R}_u$ by its ML sample estimate $\mathbf{Y} = \hat{\mathbf{R}}_u$ yields the DEDR-restructured MVDR strategy

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{b}} &\rightarrow \text{solution to the Eq.} \rightarrow \{\mathbf{D}(\hat{\mathbf{b}})\}_{\text{diag}} = \\ &= \{\mathbf{W}(\hat{\mathbf{b}}) \mathbf{Y} \mathbf{W}^+(\hat{\mathbf{b}})\}_{\text{diag}} \end{aligned} \quad (9)$$

or in an equivalent form

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{b}} &\rightarrow \text{solution to the Eq.} \rightarrow \{\mathbf{D}(\hat{\mathbf{b}})\}_{\text{diag}} = \\ &= \{\mathbf{K}(\hat{\mathbf{b}}) \mathbf{Q} \mathbf{K}^+(\hat{\mathbf{b}})\}_{\text{diag}} \end{aligned} \quad (10)$$

with the solution independent sufficient statistics matrix

$$\mathbf{Q} = \mathbf{S}^+ \mathbf{Y} \mathbf{S} \quad (11)$$

and the solution dependent matrix-form reconstructive operator

$$\mathbf{K} = \mathbf{K}(\hat{\mathbf{b}}) = (\mathbf{D}(\hat{\mathbf{b}}) \Psi + N_0 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{D}(\hat{\mathbf{b}}). \quad (12)$$

Here, we have incorporated the following notations: operator $\{\cdot\}_{\text{diag}}$ returns the vector of the principal diagonal of the embraced matrix, and $\Psi = \mathbf{S}^+ \mathbf{S}$ represents the matrix-form point spread function (PSF) of the low-resolution MSF imaging array radar system [9], [18]. Note that matrix $\mathbf{K}$ does not involve inversion of $\mathbf{D}(\hat{\mathbf{b}})$, hence, the DEDR-restructured MVDR strategy (10) results in the desired sparsity preserving technique that admits zero entries in $\mathbf{b}$ and is also feasible for rank deficient data covariance matrices $\mathbf{Y}$ (for $J < M$).

The DEDR framework [8], [9] suggests the worst case statistical performances optimization approach to the problem (4) with the harsh sensing scenario model uncertainties regarding the SFO perturbations that yields the robust SO

$$\mathbf{W}(\hat{\mathbf{b}}) = \mathbf{K}(\hat{\mathbf{b}}) \mathbf{S}^+ = (\mathbf{D}(\hat{\mathbf{b}}) \Psi + N_\Sigma \mathbf{I})^{-1} \mathbf{D}(\hat{\mathbf{b}}) \mathbf{S}^+, \quad (13)$$

in which $N_\Sigma = N_0 + \beta$ is the observation noise power N_0 augmented by factor $\beta \geq 0$ adjusted to the regular SFO Loewner ordering factor and the statistical uncertainty bound for the SFO perturbation (see [9] for details). Hence, the robust modification of the DEDR is constructed by replacing in (9), (10) N_0 by the composite $N_\Sigma = N_0 + \beta$ that results in the diagonal loaded $\mathbf{K}$ in (13). In practical scenarios, the loaded regularization factor N_Σ can be evaluated empirically from the noise corrupted low-resolution MSF image following one of the local statistics techniques exemplified in [4], [10].

Solver (10) still contains solution dependent inversions necessary to compute the reconstructive operator (12). Thus, to convert (10) into the solver that avoids *any* matrix inversions, we substitute (10) by the algorithmically equivalent strategy

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{b}} &\rightarrow \text{solution to} \rightarrow \{\mathbf{A}(\hat{\mathbf{b}}) \mathbf{D}(\hat{\mathbf{b}}) \mathbf{A}(\hat{\mathbf{b}})\}_{\text{diag}} = \\ &= \{\mathbf{D}(\hat{\mathbf{b}}) \mathbf{Q} \mathbf{D}^+(\hat{\mathbf{b}})\}_{\text{diag}} \end{aligned} \quad (14)$$

Next, to modify (14) to the conventional matrix-vector transform form, we make the use of the following properties [9]

Property 1.

$$\{\mathbf{A}(\hat{\mathbf{b}})\mathbf{D}(\hat{\mathbf{b}})\mathbf{A}(\hat{\mathbf{b}})\}_{\text{diag}} = \mathbf{T}(\hat{\mathbf{b}})\hat{\mathbf{b}}, \quad (15)$$

$$\mathbf{T}(\hat{\mathbf{b}}) = \mathbf{A}(\hat{\mathbf{b}}) \odot \mathbf{A}^*(\hat{\mathbf{b}}) \quad (16)$$

where $\odot$ defines the Schur-Hadamard (elementwise) matrix product.

Property 2.

$$\{\mathbf{D}(\hat{\mathbf{b}})\mathbf{Q}\mathbf{D}^+(\hat{\mathbf{b}})\}_{\text{diag}} = \mathbf{D}^2(\hat{\mathbf{b}})\mathbf{g}, \quad (17)$$

$$\mathbf{g} = \{\mathbf{Q}\}_{\text{diag}}. \quad (18)$$

Using these properties, solver (14) is transformed into the following strategy

$$\hat{\mathbf{b}} \rightarrow \text{solution to the Eq.} \rightarrow \mathbf{T}(\hat{\mathbf{b}})\hat{\mathbf{b}} = \mathbf{D}^2(\hat{\mathbf{b}})\mathbf{g} \quad (19)$$

that does *not* involve *any* matrix inversions, thus guarantees preservation of sparse structures in the desired solution. The latter means that DEDR restructured MVDR strategy (19) is feasible for imaging the scenes composed from extended (spatially distributed) objects as well as scenes composed with some point-type targets (TAGs), i.e., intrinsically sparse scenes, as well as any composite scenes (e.g., point-type TAGs placed over the distrusted extended objects).

The derived solver (19) is extremely nonlinear, hence the desired solution (feature enhanced radar image) can be found only via iterative numerical computing. Now, we are ready to proceed with the development of such a procedure that realizes the DEDR restructured MVDR strategy (19).

V. DEDR-POCS-AB ITERATIVE RI TECHNIQUE

Consider, first, that the SSP estimation formalized by (4) is performed in the positive convex cone solution set $\mathbb{B}_{(K)}$ in the vector space with metric structure specified by some metric inducing operator $\mathcal{M}$ [7], [12], [18]. In the considered in this study standard Euclidean ℓ_2 structured metric, $\mathcal{M} = \mathbf{I}$, i.e., the identity matrix. Other admissible sophisticated metric structures in the solution space that may incorporate image gradient maps and ℓ_1 structured (so-called total variation) metrics [18] are beyond the scope of this paper.

To transform (19) into the iterative feature enhanced RI procedure that performs the desired SSP reconstruction in the solution set $\mathbb{B}_{(K)}$ we incorporate into (19) the composite cascade transform

$$\mathcal{H} = \mathcal{P}_{+\pi} \mathcal{T}. \quad (20)$$

Recall that in this study we have adopted the conventional Euclidean ℓ_2 structured metric ($\mathcal{M} = \mathbf{I}$) in the solution space.

The action of such $\mathcal{H}$ is twofold. First, $\mathcal{T}$ transforms (19) into the implicit iterative numerical scheme [17] defined by the canonical contractive mapping equation

$$\begin{aligned} (1/\tau_{[i]})(\hat{\mathbf{b}}_{[i+1]} - \hat{\mathbf{b}}_{[i]}) + \mathbf{T}_{[i]}(\hat{\mathbf{b}})\hat{\mathbf{b}}_{[i]} = \\ = \mathbf{D}^2(\hat{\mathbf{b}}_{[i]})\mathbf{g}; \quad i = 0, 1, \dots \end{aligned} \quad (21)$$

in which the relaxation parameter $\tau_{[i]}$ must be properly adjusted at each iteration $i = 1, \dots$ to guarantee

the overall convergence of (21). Instead of such cumbersome (not unique [17]) adjustments of $\tau_{[i]}$, we incorporate into the canonical scheme (21) the POCS operator $\mathcal{P}_{+\pi}$ that serves as a projector onto convex positive solution set $\mathbb{B}_{(K)}$ with standard Euclidean ℓ_2 structured metric ($\mathcal{M} = \mathbf{I}$). Such projector $\mathcal{P}_{+\pi}$ is easily constructed as a hard thresholding operator [11] that at each iteration $i = 1, \dots$ clips off all entries of $\hat{\mathbf{b}}_{[i]}$ lower than the user specified nonnegative sparsity preserving tolerance threshold level π . Hence, $\mathcal{P}_{+\pi}$ serves as a convergence guaranteed POCS operator [11] that naturally discards $\tau_{[i]}$ in (21), i.e., one can simply adopt $\tau_{[i]} = 1$ [17]. With such cascade $\mathcal{H}$ the (21) is transformed into the desired implicit iterative feature enhanced DEDR-POCS-AB technique

$$\hat{\mathbf{b}}_{[i+1]} = \hat{\mathbf{b}}_{[i]} + \mathcal{P}_{+\pi} \{\mathbf{D}^2(\hat{\mathbf{b}}_{[i]})\mathbf{g} - \mathbf{T}(\hat{\mathbf{b}}_{[i]})\hat{\mathbf{b}}_{[i]}\}; \quad i = 1, \dots, I. \quad (22)$$

The iterative process is initialized with the low-resolution incoherent MSF image $\hat{\mathbf{b}}_{[0]} = \mathbf{g}$ formed via (18) and is terminated at $\hat{\mathbf{b}}_{[I]}$ for which the user specified ℓ_2 -norm convergence tolerance level ε_{TL} is attained at some $i = I$.

Now, we are ready to outline the iterative DEDR-POCS-AB technique for feature enhanced RI with array radar sensor systems as follows.

Step 1 Specify the model of the imaging radar system by computing its matrix form PSF operator $\Psi = \mathbf{S}^+ \mathbf{S}$ specified by the sensor array geometry and employed modulation format defined by the SFO matrix $\mathbf{S}$. Specify the operational scenario parameters (the signal formation operator uncertainty bound η , observation noise power N_0 , and image prior gray level b_0) that define the amount of the DEDR regularization ($N_\Sigma = N_0 + b_0\eta$), or evaluate factor N_Σ empirically from the low resolution MSF image, e.g., applying any of the local statistics methods exemplified in [4], [10].

Step 2 Initialize the SSP $\hat{\mathbf{b}}_{[0]}$ as an output $\mathbf{g}$ of the low resolution MSF technique, e.g., 2-D discrete-form FFT (2), specified in the vector-form as $\hat{\mathbf{b}}_{[0]} = \mathbf{g}$ (18). Construct the diagonal matrix-form stabilizer $\mathbf{D}^2(\hat{\mathbf{b}}_{[0]})$ and the corresponding matrices $\mathbf{A}(\hat{\mathbf{b}}_{[0]})$, $\mathbf{T}(\hat{\mathbf{b}}_{[0]})$ that specify the discrepancy term in (22) at the zero step ($i = 0$) iteration $\hat{\mathbf{b}}_{[0]} = \mathbf{g}$.

Step 3 Run the implicit contractive mapping algorithm (22) repeatedly for iterations $i = 1, 2, \dots$

Step 4 Proceed with iterating (22) until the ℓ_2 norm of the difference between two consecutive reconstructions becomes smaller than the user-specified threshold (convergence tolerance level ε_{TL}). In this study, we adopt $\varepsilon_{TL} = 0.05$.

VI. SIMULATIONS AND DISCUSSIONS

In this Section, we corroborate the effectiveness of the proposed iterative DEDR-POCS-AB technique (22) for feature enhanced RI with the particular array radar HW sensor system model featured in our previous study [1]. Referring to that accompanied paper [1], we compared three competing 24-element array geometries with the corresponding layouts featured in Figures 1, 2, and 3. The nominal test scene relates to the range gate $r = 30\text{m}$ and was composed of 5 TAGs located at the x - y coordinates (in meters): $\{0\text{m}-0\text{m}; 4.5\text{m}-6\text{m}; 9\text{m}-12\text{m}; 4.5\text{m}-6\text{m}; -4.5\text{m}-12\text{m}\}$. The harsh sensing scenario with signal-to-noise ratio, $\text{SNR} = 10\text{ dB}$ was treated in the simulations reported in Figure 4. The original low

resolution MSF images (for three feasible treated array configurations) $\hat{b}_{MSF}(\theta_x, \theta_y) = g(\theta_x, \theta_y)$ of the test multiple target scene formed in the 60° cone field of view (FOV) were computed using the 2-D Fourier transform-based MSF procedure (2) implemented in the 2-D discrete-form FFT. The corresponding MSF outputs (2) configured in a lexicographical order [11], [18] $\hat{\mathbf{b}}_{MSF} = \mathbf{g}$ (for three treated sensor array geometries: X-, O-, and Y-shaped 24-element arrays) were used to initialize the feature enhancing post-processing (22) as its zero-step iteration $\hat{\mathbf{b}}_{[0]} = \mathbf{g} = \hat{\mathbf{b}}_{MSF}$. The *Specifications* and *Initialization* steps of (22) were computed following the algorithmic outlines detailed above in the previous Section. The corresponding simulation protocols are presented in Figure 4.

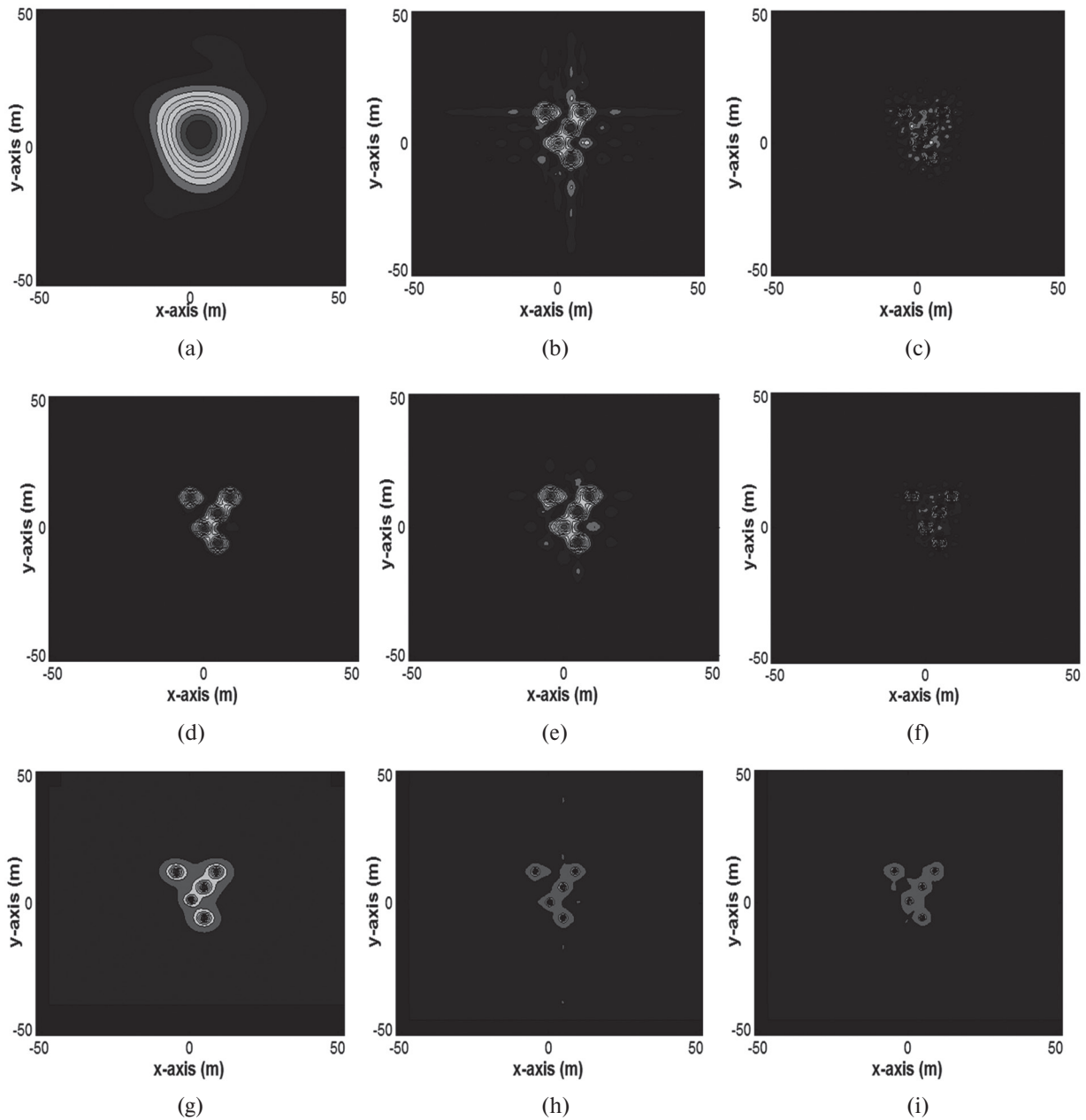


Fig. 4. Multiple target scene RI protocols: (a)-(c) scene image in the ($r = 30\text{m}$ range gate) x - y plane formed with the O-, X- and Y-configured imaging array radar systems, respectively, via implementing the conventional DEDR-related low resolution (LR) MSF technique (2); (d)-(f) the same scene images formed with the high resolution (HR) robust version [6] of the classical AB-based method (6); (g)-(i) images formed employing the new DEDR-POCS-AB technique (22)

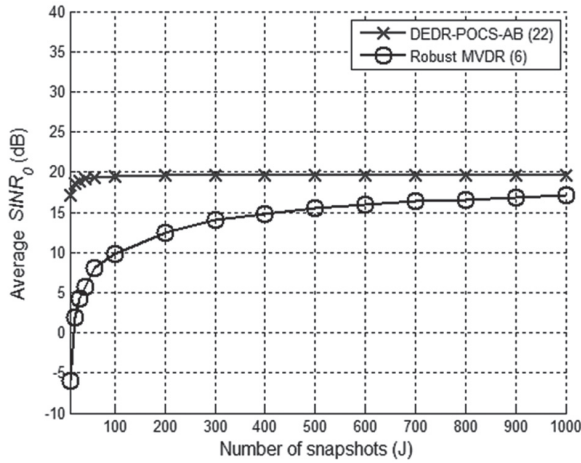


Fig. 5. Comparison of the DEDR-POCS-AB technique (22) and the competing robust HR method [6] in the SINR metrics for the 1st TAG (located in the origin of the scene coordinate system) for SNR = 0 dB

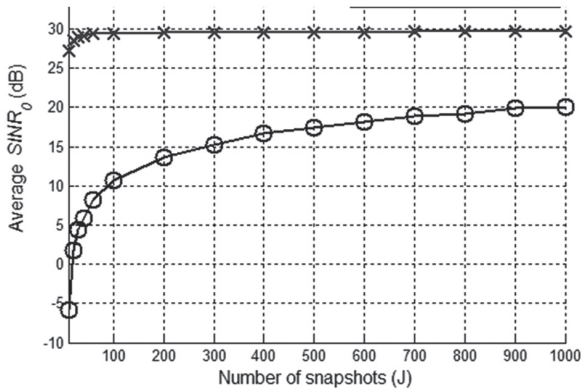


Fig. 6. Comparison of the DEDR-POCS-AB technique (22) and the competing robust HR method [6] in the SINR metrics for the 1st TAG (located in the origin of the scene coordinate system) for SNR = 10 dB

In Figures 5 and 6, we report the signal-to-interference-to-noise ratio (SINR) metrics [6] computed for the 1st (reference) TAG, in which case four other TAGs are treated as composite interference sources. Figure 5 reports the low SNR = 0 dB scenario. Figure 6 reports the high SNR = 10 dB scenario. To be comparable with the most prominent competing high resolution (HR) robust MVDR inspired methods in the literature [2], [6], the (22) was run for the worst-case zero-level threshold (i.e., $\pi = 0$) in $\mathcal{P}_{+0}$.

From the reported simulation protocols, the advantage of the most prominent competing MVDR inspired robust AB-based RI techniques (robust version of (6) from [2], [6]) and (22) over the conventional DEDR-related low resolution MSF radar imaging procedure (2) is evident for all three tested array sensor system configurations. In all cases, the best resolution performances and SINRs were manifested by the new proposed DEDR-POCS-AB technique (22). Also, the computational burden of the DEDR-POCS-AB algorithm (22) is usually lower than that of the competing robust adaptive AB-based techniques [2], [6], [18], [19]. We explain this due to avoiding high dimensional ($M \times M \geq 24 \times 24$) data covariance matrix inversions (needed to be computed in each of

R_r range gates at each feasible $\{r, p\}$ combination) as well as *any* other matrix inversions in (22). Typically, matrix inversions consume two orders greater number of numerical operations than matrix multiplications (if no “fast” algorithms exist) [17]. In all tested scenarios, the DEDR-POCS-AB algorithm (22) demonstrated asymptotic convergence at ~ 10 iterations only for the adopted convergence tolerance level $\varepsilon_{TL} = 0.05$. Hence, the computational complexity of the developed iterative algorithm (22) is $\sim$ one order lower than of the regularized robust versions [2], [6], [18] of (6) that involve cumbersome matrix inversions. Moreover, the DEDR-POCS-AB technique (22) is applicable even for the rank-deficient ($J < M$) scenarios, in which the competing methods fail to operate.

VII. CONCLUSION

The radar imaging technique developed in this paper can be interpreted as a novel approach to feature enhanced nonparametric array sensor imaging and spatial spectral analysis with multi-level HW-SW optimization-regularization. The HW co-design level is aimed at the optimization of the array sensor geometry. Our study revealed that in all operational scenarios the drastically superior operational efficiency was attained for the Y-shaped GeoSTAR configured sensor array with the operational characteristics featured in the previous companion paper [1]. At the SW co-design (the algorithm design) level, the novel contribution consists in unification of the recently developed DEDR framework with the sparsity preserving and convergence guaranteed regularizing POCS paradigm. Such unification admits the development of the overall implicit iterative feature enhanced RI procedure that avoids cumbersome matrix inversions at *all* processing stages. The latter decreases the computational cost and allows for effective complexity/performance tradeoff. Moreover, the unified DEDR-POCS-AB approach requires no new HW components, does not need the observer’s supervision and is particularly adapted for real-time array radar imaging in harsh sensing environments.

The perspective developments of this study relate to applications of the proposed framework and the developed DEDR-POCS-AB-based signal and image processing techniques to alternative application areas such as multimode spatial analysis, intelligent sensor array and data fusion, dynamic image discrimination for resource management, remote sensing image perception, classification and understanding, etc. This will push forward our capabilities in the multilevel HW-SW co-design-based optimization of the remote sensing RI systems paving a way towards adaptive superresolution sensing performed simultaneously in multiple aggregated wavebands at multiple polarization modalities.

References

- [1] V.E. Espadas and Yu.V. Shkvarko, “Descriptive Experiment Design Framework for High Resolution Imaging with Multimode Array Radar Systems”, *Applied Radio Electronics*, Vol. 12, No.1, pp. 157-165, 2013.

- [2] *Jian Li and Petre Stoica*. Robust Adaptive Beamforming. John Wiley & Sons Ltd, 2006.
- [3] *F.M. Henderson and A. V. Lewis*, Eds, Principles and Applications of Imaging Radar, Manual of Remote Sensing, 3d ed., vol. 3, NY: Wiley, 1998.
- [4] *A. Ishimary*, Wave Propagation and Scattering in Random Media. NY: IEEE Press, 1997.
- [5] *A.B. Tanner et al*, "Initial Results of the Geosynchronous Synthetic Thinned Aperture Radiometer (GeoSTAR)", IEEE Intern. Symposium on Geoscience and Remote Sensing, IEEE IGARSS 2006, ISBN 0-7803-9510-7/06, pp. 3951-3954, 2006.
- [6] *A.B. Gershman*, "Robustness issues in adaptive beamforming and high-resolution direction finding," in High-Resolution and Robust Signal Processing, Yihgo Hua, A.B. Gershman, and Qi Chen Eds., NY: Basel: Marcel Dekker, 2004.
- [7] *Y. Shkvarko*, "Estimation of wavefield power distribution in the remotely sensed environment: Bayesian maximum entropy approach", IEEE Trans. Signal Proc., vol. 50, No. 9, pp. 2333-2346, 2002.
- [8] *Y. Shkvarko*, "Unifying regularization and Bayesian estimation methods for enhanced imaging with remotely sensed data—Part I: Theory", IEEE Trans. Geoscience and Remote Sensing, vol. 42, No. 5, pp. 923-931, 2004.
- [9] *Y. Shkvarko*, "Unifying experiment design and convex regularization techniques for enhanced imaging with uncertain remote sensing data—Part I: Theory", IEEE Trans. Geoscience and Remote Sensing, vol. 48, No. 1, pp. 82-111, 2010.
- [10] *Y.V. Shkvarko*, "Unifying experiment design and convex regularization techniques for enhanced imaging with uncertain remote sensing data —Part II: Adaptive implementation and performance issues", IEEE Trans. Geoscience and Remote Sensing, vol. 48, No. 1, pp. 96-111, 2010.
- [11] *H.H. Barrett and K.J. Myers*, Foundations of Image Science, NY: Wiley, 2004.
- [12] *S.W. Perry, H.S. Wong, and L. Guan*, Adaptive Image Processing, NY: CRS Press, 2001.
- [13] *J.C. Curlander and R. McDonough*, Synthetic Aperture Radar—System and Signal Processing. NY: Wiley, 1991.
- [14] *D.R. Wehner*, High-Resolution Radar, 2nd ed., Boston, MA: Artech House, 1994.
- [15] *Y. Shkvarko, V. Espadas, and D. Castro*, "Descriptive Experiment Design Optimization of GeoSTAR Configured Multisensor Imaging Radar", 4th International Radio Electronics Forum (4th IREF'2011), Kharkov, Ukraine, Vol. I, pp. 76-81, Oct. 2011.
- [16] *Y.V. Shkvarko, J. Tuxpan, and S.R. Santos*, "High-resolution imaging with uncertain radar measurement data: A doubly regularized compressive sensing experiment design approach", in Proc. IEEE 2012 IGARS Symposium, pp. 6976-6970, Munich, Germany, July 2012.
- [17] *J.H. Mathews*, Numerical Methods for Mathematics, Science, and Engineering, Second Edition, Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1992.
- [18] *Y. Shkvarko, Jose Tuxpan and Stewart Santos* "Dynamic Experiment Design Regularization Approach to Adaptive Imaging with Array Radar/SAR Sensor Systems", Sensors, 11(5):4483-4511, 2011.
- [19] *V. Ponomaryov, A. Rosales, F. Gallegos, and I. Loboda*, "Adaptive vector directional filters to process multi-channel images", IEICE Trans. Communications, vol. E90-B, No. 2, pp. 429-430, Feb. 2007.

Manuscript received January, 15, 2014



Yuriy V. Shkvarko (M'95–SM'04) received the Dip. Eng. (Hon.) degree in electrical engineering, the Ph.D. degree in radio engineering, and the Dr. Sci. degree in radio physics, radar, and navigation from the Kharkov Aviation Institute, Kharkov, Ukraine, in 1976, 1980, and 1990, respectively. From 1980 to 1991, he was with the Scientific Research Department of the Kharkov Aviation Institute (presently National Aerospace University of Ukraine), as a Research Fellow, a Senior Fellow, and a Chair of the Research Laboratory in information technologies for radar and navigation. From 1991 to 1999, he was a Full Professor with the Department of System Analysis and Control at the Ukrainian National Polytechnic Institute, Kharkov. From 1999 to 2001 he was an Invited Professor with the Guanajuato State University at Salamanca, Mexico. Since 2001, he has been with the Center for Superior Education and Research of the National Polytechnic Institute of Mexico, Guadalajara, Mexico, as a Full Research Professor. He holds 12 patents and has published two books and some 170 international journal and conference papers. His research interests are in applications of signal processing to remote sensing, imaging radar, navigation, and communications, particularly in inverse problems, random fields estimation, robust adaptive spatial analysis, statistical sensor array and multimode remote sensing data processing, and system fusion.



V. E. Espadas (S'10) was born in Mérida, Yucatán, Mexico, in 1985. He received his B.S degree in Electronic Engineering from the Institute of Technology of Merida (ITM), Mexico, in 2008 and the M.S. degree from the Center for Superior Education and Research of the National Polytechnic Institute of Mexico, (CINVESTAV-IPN), Guadalajara, Mexico, in 2011. He is currently working towards the Ph.D. degree at the Department of Electrical Engineering, Telecommunications Division, at the CINVESTAV-IPN. His research interests are in applications of signal processing to remote sensing, radar imaging, statistical sensor array data processing and communications.



D. E. Castro-Palazuelos (S'11) was born in Culiacan, Sinaloa, Mexico, in 1977. He received his B.S. degree in Electronic Engineering from the Institute of Technology of Culiacan (ITC), Culiacan, Mexico, in 2000 and the M.S. degree in Telematics from Colima University, Colima, Mexico, in 2004. He is currently working towards the Ph.D. degree at the Department of Electrical Engineering, Telecommunications Division, at the CINVESTAV-IPN (Center for Superior Education and Research of the National Polytechnic Institute of Mexico), Guadalajara, Mexico. His research interests are in applications of signal processing to remote sensing with parallel data processing, and hardware-software co-design for multimode sensing and communications systems.

УДК 621.396

Альтернативный подход к формированию высококачественных радиоизображений на основе дескриптивной регуляризации процедур диаграмообразования в РЛС с адаптивными антенными решетками / Ю. В. Шкварко, В. Э. Эспадас, Д. Е. Кастро // Прикладная радиоэлектроника: научн.-техн. журнал. — 2014. — Том 13. — № 1. — С. 10–19.

Развит альтернативный подход к решению обратных задач формирования высокоразрешающих радиолокационных изображений (РИ) в РЛС с адаптивными антенными решетками на основе концепции многоуровневого дескриптивного планирования эксперимента (ДПЭ). На первом уровне ДПЭ косвенно реализует адаптивное робастное диаграмообразование (ДО) в РЛС с адаптивной антенной решеткой со специальной предложенной «ГеоСТАР» конфигурацией, что позволяет оптимально сбалансировать повышение разрешения с фильтрацией помех. При этом обработка реализуется в итеративной адаптивной форме, включающей все процедуры инвертирования матриц на всех этапах ДО и формирования результирующих высокоразрешающих РИ. Входными данными служит низкоразрешающее РИ, сформированное стандартным методом согласованной пространственной фильтрации. Для гарантирования сходимости итерационных схем восстановления РИ в исходный метод ДПЭ вводится дополнительный регуляризационный уровень — проекции на выпуклое множество решений (ПВМР) удовлетворяющее накладываемым специальным ограничениям на положительность, пространственную распределенность либо наоборот сосредоточенность объектов, составляющих сцены результирующих РИ. Численное моделирование и сопоставление с конкурирующими методами формирования высокоразрешающих РИ на основе робастных процедур адаптивного ДО в РЛС с антенными решетками подтверждают эффективность предложенного комплексного ДПЭ-ПВМР метода.

Ключевые слова: антенная решетка, дескриптивное планирование эксперимента, РЛС формирования радиоизображений, итеративная обработка, регуляризация.

Рис.: 6. Библиогр.: 19 назв.

УДК 621.396

Альтернативний підхід до формування високоякісних радіозображень на основі дескриптивної регуляризації процедур діаграмостворення в РЛС з адаптивними антенними решітками / Ю. В. Шкварко, В. Е. Еспадас, Д. Е. Кастро // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. — 2014. — Том 13. — № 1. — С. 10–19.

Розвинений альтернативний підхід до вирішення зворотних завдань формування високорозподільних радіолокаційних зображень (РЗ) в РЛС з адаптивними антенними решітками на основі концепції багаторівневого дескриптивного планування експерименту (ДПЕ). На першому рівні ДПЕ побічно реалізує адаптивне робастне діаграмо-створення (ДС) в РЛС з адаптивною антенною решіткою зі спеціальною запропонованою «ГеоСТАР» конфігурацією, що дозволяє оптимально збалансувати підвищення розподілу з фільтрацією завад. При цьому обробка реалізується в ітеративній адаптивній формі, яка виключає всі процедури інвертування матриць на всіх етапах ДС і формування результируючих високорозподільних РЗ. Вхідними даними є низькорозподільне РЗ, що сформоване стандартним методом узгодженої просторової фільтрації. Для гарантування збіжності ітераційних схем відновлення РЗ у початковий метод ДПЕ вводиться додатковий регуляризаційний рівень — проєкції на випуклу безліч рішень (ПВБР), що задовольняє спеціальним обмеженням, що накладаються на позитивність, просторову розподіленість або навпаки зосередженість об'єктів, що становлять сцени результируючих РЗ. Чисельне моделювання та зіставлення з конкуруючими методами формування високорозподільних РЗ на основі робастних процедур адаптивного ДС в РЛС з антенними решітками підтверджують ефективність запропонованого комплексного ДПЕ-ПВБР методу.

Ключові слова: антенна решітка, дескриптивне планування експерименту, РЛС формування радіозображень, ітеративна обробка, регуляризація.

Іл.: 6. Бібліогр.: 19 найм.

РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ ДАЛЬНОСТНЫЕ ПОРТРЕТЫ КРЫЛАТЫХ РАКЕТ В РАЗЛИЧНЫХ ДИАПАЗОНАХ ДЛИН ВОЛН

Г. С. ЗАЛЕВСКИЙ, В. А. ВАСИЛЕЦ, О. И. СУХАРЕВСКИЙ

Рассматриваются результаты численного моделирования радиолокационных дальностных портретов крылатых ракет в метровом, дециметровом и сантиметровом диапазонах длин волн. Для моделирования использованы численные методы, разработанные авторами для расчета характеристик вторичного излучения воздушных объектов сложной формы различных электрических размеров. Кратко описываются достоинства разработанных методов по сравнению с другими известными методами. Основное внимание уделяется анализу радиолокационных дальностных портретов крылатых ракет при различных ракурсах, поляризации и ширине спектра зондирующего сигнала, обсуждается возможность их применения при разработке алгоритмов распознавания радиолокационных объектов.

Ключевые слова: вторичное излучение, дальностный портрет, высокочастотный метод, метод интегральных уравнений, радиолокационный объект.

ВВЕДЕНИЕ

Расширение информационных возможностей является естественным требованием к радиолокационным системам различного назначения. Одним из способов решения указанной проблемы является расширение спектра зондирующего сигнала, что позволяет не только повысить точность измерения координат, но и реализовать выполнение практически важной радиолокационной задачи — распознавания классов (типов) объектов. При этом важно располагать информацией об особенностях вторичного излучения объектов локации. С этой целью применяются методы физического [1–3] и математического [2–10] моделирования, развивающиеся параллельно. Многообразие ситуаций, которые необходимо моделировать, существенное повышение возможностей компьютерной техники привело к появлению численных методов математического моделирования, позволяющих получать характеристики вторичного излучения (ХВИ) радиолокационных объектов (РЛО) с высокой точностью. Вместе с тем в настоящее время не существует универсальных методов, пригодных для расчета ХВИ воздушных РЛО для всего многообразия возможных сценариев. Исходя из используемого в радиолокации диапазона частот, наибольшее распространение получили методы расчета двух типов:

— высокочастотные, пригодные для расчета ХВИ объектов больших электрических размеров (большинство РЛО при локации в сантиметровом, дециметровом и метровом диапазонах) [2, 3, 6, 7, 9–11];

— основанные на решении интегральных уравнений (ИУ), эффективные для моделирования ХВИ объектов, соизмеримых с длиной зондирующей волны (объекты резонансных размеров — ракетная техника, беспилотные летательные аппараты (БПЛА), небольшие самолеты в метровом диапазоне длин волн) [4, 5, 8, 12–15].

В настоящей статье приведены ссылки на фундаментальные монографии и работы, посвященные современным методам расчета ХВИ РЛО различных электрических размеров. Кратко описаны разработанные авторами метод, основанный на решении ИУ магнитного поля (ИУМП) [13, 14], и высокочастотный асимптотический метод [6, 9–11], их достоинства при расчете ХВИ РЛО сложной формы по сравнению с другими известными методами. В работе приведены результаты моделирования радиолокационных дальностных портретов (РЛДП) крылатых ракет (КР) Taurus KEPD 350 и AGM86C в метровом, дециметровом и сантиметровом диапазонах длин волн, при различных ракурсах, поляризации и ширине спектра зондирующего сигнала. Анализируется возможность применения полученных данных на этапе разработки алгоритмов распознавания РЛО.

1. ЧИСЛЕННЫЕ МЕТОДЫ РАСЧЕТА ХАРАКТЕРИСТИК ВТОРИЧНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ ВОЗДУШНЫХ ОБЪЕКТОВ СЛОЖНОЙ ФОРМЫ

Учитывая диапазон частот функционирования радиолокационных систем различного назначения, большинство типов РЛО могут относиться к высокочастотной (характерные размеры объекта много больше длины зондирующей волны λ_0) или резонансной (характерные размеры объекта соизмеримы с λ_0) областям. Некоторые элементы поверхности РЛО могут относиться к различным перечисленным выше областям и даже к релеевской области (характерные размеры много меньше λ_0). Анализ современных достижений показывает, что в настоящий момент не существует универсальных методов, пригодных для расчета ХВИ объектов различных электрических размеров. Далее в статье описаны методы расчета ХВИ объектов сложной формы, обеспечивающих хорошую точность расчета в различных частотных диапазонах.

1.1. Метод расчета характеристик вторичного излучения объектов резонансных размеров, основанный на решении интегрального уравнения. Для расчета ХВИ объектов резонансных размеров, поверхность которых с достаточной степенью точности может считаться идеально проводящей (ракетная техника, БПЛА, небольшие самолеты) авторами разработан метод, основанный на решении ИУМП [13, 14] для плотности тока на поверхности объекта S , которое представляется в виде двух скалярных уравнений:

$$\begin{cases} -\vec{\tau}_2^0 \cdot \vec{J}(\vec{Q}_0) \left(1 + \alpha(\vec{Q}_0)\right) + 2\vec{\tau}_1^0 \cdot \vec{H}^0(\vec{Q}_0) = \\ = \frac{2}{i\omega} \oint_{S \setminus s_0} \vec{E}^m(\vec{Q}|\vec{Q}_0, \vec{\tau}_1^0) \cdot \vec{J}(\vec{Q}) ds_Q, \\ \vec{\tau}_1^0 \cdot \vec{J}(\vec{Q}_0) \left(1 - \alpha(\vec{Q}_0)\right) + 2\vec{\tau}_2^0 \cdot \vec{H}^0(\vec{Q}_0) = \\ = \frac{2}{i\omega} \oint_{S \setminus s_0} \vec{E}^m(\vec{Q}|\vec{Q}_0, \vec{\tau}_2^0) \cdot \vec{J}(\vec{Q}) ds_Q, \end{cases} \quad (\vec{Q}_0 \in S), (1)$$

где $\vec{Q}, \vec{Q}_0$ — точки интегрирования и наблюдения соответственно $\vec{\tau}_1^0, \vec{\tau}_2^0$ — взаимно ортогональные орты, касательные к поверхности S в точке $\vec{Q}_0$, и составляющие правую тройку с вектором внутренней к S нормали $\vec{n}^0$ в данной точке; $\vec{J}^e(\vec{Q}) = \vec{n} \times \vec{H}(\vec{Q})$ — плотность поверхностного электрического тока;

$$\vec{E}^m(\vec{Q}|\vec{Q}_0, \vec{\tau}_{1(2)}^0) = -i\omega(\vec{\tau}_{1(2)}^0 \times \vec{\nabla} G(\vec{Q}_0, \vec{Q})),$$

$$G(\vec{Q}_0, \vec{Q}) = G(R) = \exp(ik_0 R)/4\pi R, \quad R = |\vec{Q} - \vec{Q}_0|;$$

$k_0 = 2\pi/\lambda_0$; $\vec{H}^0, \vec{H}$ — напряженности магнитного первичного и рассеянного поля соответственно. Интегрирование в (1) осуществляется по поверхности объекта, из которой исключена окрестность особой точки s_0 , заключенной внутри сферы радиуса $\rho_0 \ll \lambda_0$ с центром в точке $\vec{Q}_0$. Интеграл по s_0 в предположении, что на ней $\vec{J}(\vec{Q}) \approx \vec{J}(\vec{Q}_0)$ может быть приближенно вычислен аналитически [13, 14]:

$$I_{s_0} \approx \vec{\tau}_{2(1)}^0 \cdot \vec{J}(\vec{Q}_0) \alpha(\vec{Q}_0),$$

где

$$\alpha(\vec{Q}_0) = \frac{c_1 + c_2}{2ik_0} [(ik_0 \rho_0 - 2) \exp(ik_0 \rho_0) + 2],$$

$$c_{1(2)} = \frac{\partial^2 F(\vec{Q}(u_1, u_2))}{\partial u_{1(2)}^2} (\vec{\tau}_{1(2)}^0)^2 \left/ \left[2 \left| \nabla F(\vec{Q}) \right|_{\vec{Q}=\vec{Q}_0} \right] \right.,$$

(u_1, u_2) — локальная прямоугольная система координат с центром в точке $\vec{Q}_0$, оси которой направлены вдоль векторов $\vec{\tau}_1^0, \vec{\tau}_2^0$ соответственно, $F(\vec{Q}(u_1, u_2))$ — уравнение поверхности S в окрестности точки $\vec{Q}_0$.

Решив систему скалярных уравнений (1), можно найти магнитную составляющую рассеян-

ного идеально проводящим объектом электромагнитного поля (ЭМП) с помощью представления:

$$\begin{aligned} i\omega \vec{p}^0 \cdot \left(\vec{H}(\vec{Q}_0) - \vec{H}^0(\vec{Q}_0) \right) = \\ = - \oint_S \vec{E}^m(\vec{Q}|\vec{Q}_0, \vec{p}^0) \cdot \vec{J}(\vec{Q}) ds_Q, \quad (\vec{Q}_0 \notin S), \end{aligned} \quad (2)$$

где $\vec{p}^0$ — единичный орт, задающий поляризацию принятого ЭМП.

Подробно достоинства и недостатки применения ИУ для расчета ХВИ сложных объектов изложены в работах [8, 16]. Разработанный на основе (1) и (2) алгоритм расчета учитывает следующие особенности решения ИУ. ИУМП целесообразно применять для объемных объектов с малой кривизной [4, 5, 8]. Для точного расчета плотности тока на электрически тонких участках поверхности рассеивателя (крылья, стабилизаторы летательных аппаратов) с помощью ИУМП требуется принятие дополнительных мер. В частности, методы повышения точности решения ИУМП приводятся в работах [16-19]. Применение специального метода нанесения узлов тока на поверхность объекта и алгоритм интегрирования поля $\vec{E}^m(\vec{Q}|\vec{Q}_0, \vec{\tau}_{1(2)}^0)$ по поверхности S с применением составной пятиточечной формулы Гаусса в сочетании с методом выделения особенности [14] позволяет с хорошей точностью вычислять плотность поверхностного тока на электрически тонких элементах поверхности. Кроме того, известным недостатком метода ИУ является наличие неоднозначных решений при резонансах, обусловленных собственными колебаниями внутренней области идеально проводящего объекта [4, 5, 8]. Данные нежелательные резонансы являются следствием несовершенства математического аппарата. Для их устранения применяется способ, основанный на дополнении системы (1) уравнениями, обеспечивающими выполнение условия равенства нулю ЭМП внутри объекта [5, 8] (количество дополнительных узлов внутри объекта составляет 10-15% от количества узлов тока на его поверхности). Образованная в результате переопределенная система решается методом наименьших квадратов. Такой подход, на наш взгляд, является более оправданным по сравнению с другим методом, основанным на решении ИУ комбинации ИУ магнитного и электрического поля [8, 12] и требующего учета особенностей обоих типов ИУ.

Для решения ИУ применительно к объектам сложной формы применяются итерационные методы решения, позволяющие сократить объем необходимой компьютерной памяти и время вычислений. В работах [8, 12] описан многоуровневый быстрый мультипольный алгоритм (MLFMA), и в [12] приведены результаты расчета ХВИ моделей самолетов и ракет, полученные

с помощью численного метода решения ИУКП, основанного на применении MLFMA. При этом исследуемые модели принадлежали к высокочастотной области. Результаты расчета ХВИ объектов резонансных размеров сложной формы в известных работах практически отсутствуют.

Предлагаемый в настоящей статье метод также предусматривает итерационный алгоритм решения ИУМП и предназначен для расчета ХВИ объектов, характерные размеры которых относятся к резонансной области. К таким объектам относятся ракетная техника, БПЛА и небольшие самолеты в метровом диапазоне длин волн. Проведенные вычисления для ряда объектов простой формы, их сравнение с результатами физических экспериментов и данными расчетов, полученными другими авторами [14], свидетельствуют о том, что разработанный алгоритм имеет ряд преимуществ, главными из которых являются сокращенный объем компьютерной памяти и время вычислений при сохранении хорошей точности расчетов.

1.2. Асимптотический метод расчета характеристик вторичного излучения объектов больших электрических размеров. Для расчета ХВИ РЛО больших электрических размеров, к которым относятся большинство воздушных объектов в метровом, дециметровом и сантиметровом диапазонах, применение высокочастотных методов [2, 3, 6, 7, 9–11], лишенных трудностей, возникающих при решении ИУ, на наш взгляд является более предпочтительным.

Классические асимптотические методы высокочастотной дифракции [2, 3, 7] без принятия специальных мер не позволяют рассчитывать ХВИ объектов сложной формы, при возможном наличии радиопоглощающих материалов на поверхности объекта, в том числе на ее изломах, в общем случае разнесенного приема. В связи с этим получение характеристик рассеяния реальных РЛО больших электрических размеров требует создания обобщенных методов расчета ХВИ, учитывающих перечисленные факторы. В статье излагается разработанный авторами метод расчета ХВИ воздушных электрически больших объектов сложной формы с неидеально отражающей поверхностью [6, 9–11]. Метод основан на раздельном оценивании вкладов гладкой и кромочной частей поверхности объекта в общее рассеянное ЭМП.

Согласно разработанному методу, напряженность электрического поля $\vec{E}^p$, рассеянного объектом (в том числе частично или полностью покрытым радиопоглощающим материалом) в направлении $\vec{r}^0$, представляется следующим образом [6, 9–11]:

$$\vec{p}^0 \cdot \vec{E}^p(R, \vec{r}^0) = -jk_0 \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \frac{\exp(jk_0 R)}{4\pi R} (\vec{p}^0 \cdot \vec{I}(\vec{r}^0)), \quad (3)$$

где ε_0 , μ_0 — диэлектрическая и магнитная проницаемости свободного пространства;

$$\vec{I}(\vec{r}^0) = \int_S \left[\vec{J}^e - \sqrt{\frac{\varepsilon_0}{\mu_0}} (\vec{J}^m \times \vec{r}^0) \right] \exp(-ik_0 (\vec{r}^0 \cdot \vec{Q})) dS;$$

$\vec{Q}$ — радиус-вектор текущей точки на поверхности объекта S ; R — расстояние от центра объекта до точки наблюдения; $\vec{J}^e = \vec{n} \times \vec{H}$, $\vec{J}^m = \vec{n} \times \vec{E}$, $(\vec{E}, \vec{H})$ — составляющие полного ЭМП, $\vec{n}$ — орт внешней к S нормали. Поверхность S выбирается так, чтобы она совпадала с поверхностью РЛО везде, кроме окрестностей изломов, где она проходит по тороидальной поверхности кругового сечения, “натянутой” на излом (рис. 1). Вспомогательный тор охватывает кромку и радиопоглощающее покрытие, возможно расположенное на ребре. Радиус сечения тора выбирается так, чтобы поле в точках пересечения тора с гранями кромки уже практически не содержало вкладов, вызванных рассеянием от кромки, и могло рассчитываться в приближении физической оптики как для гладких участков поверхности. Для практических расчетов этот радиус выбирается равным $0,5\lambda_0$. Таким образом, поверхность S можно представить в виде суммы $S = S_1 + S_0$, где S_1 совпадает с гладкими участками поверхности, а S_0 — поверхность тороидальных окрестностей кромок. Интеграл в (3) представляется в виде суммы:

$$\vec{I}(\vec{r}^0) = \vec{I}_{S_1}(\vec{r}^0) + \vec{I}_{S_0}(\vec{r}^0).$$

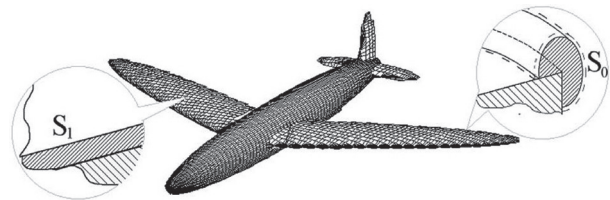


Рис. 1. Модель поверхности РЛО, используемая в высокочастотном асимптотическом методе

В случае идеально проводящего РЛО составляющая $\vec{J}^e = \vec{n} \times \vec{H}$ на поверхности S_1 находится с использованием физоптических представлений. Кроме того, на S_1 $\vec{J}^m = 0$. ЭМП в окрестности кромки на S_0 вычисляется с помощью оригинального метода, предложенного авторами [6, 9–11]. При этом в качестве модельной задачи рассматривается рассеяние ЭМП на идеально проводящем клине (ребро которого возможно покрыто радиопоглощающим материалом) [20]. Сравнение результатов расчета, полученных с помощью приведенного высокочастотного асимптотического метода, с данными физического эксперимента [9], свидетельствуют о высокой точности вычислений ХВИ воздушных объектов больших электрических размеров.

Описанные методы позволяют рассчитывать ХВИ реальных воздушных объектов в частотной области при заданных пространственных, поляризационных и время-частотных параметрах

зондирующего сигнала, как при совмещенном, так и при разнесенном приеме.

Для использования описанных методов создан пакет прикладных программ для создания моделей поверхностей РЛО. В обоих случаях поверхность объекта аппроксимируется участками трехосных эллипсоидов. При этом при создании моделей учитываются индивидуальные особенности каждого алгоритма расчета.

На рис. 2 изображены модели поверхностей КР Taurus KEPD 350 [21] (а) и AGM86C [22] (б) соответственно. В табл. 1 и 2 представлены характерные размеры рассматриваемых объектов.

Таблица 1

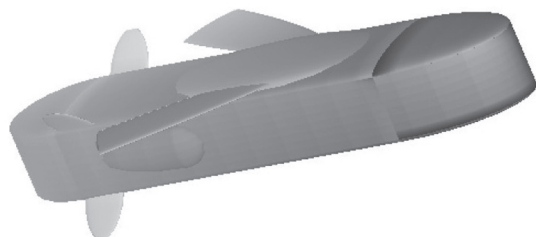
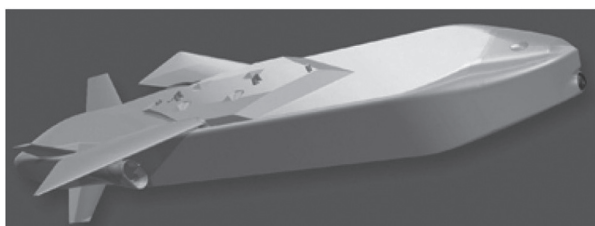
Характеристики КР Taurus KEPD 350 [21]

Характеристика	Значение, м
Длина, м	5,1
Ширина, м	1,08
Высота, м	0,805
Размах крыла, м	2,064
Стреловидность крыла, град.	60

Таблица 2

Характеристики КР AGM-86C [22]

Характеристика	Значение
Длина, м	6,32
Диаметр, м	0,62
Размах крыла, м	3,66



а



б

Рис. 2. Модели КР Taurus KEPD 350 (а) и AGM86C (б)

Представленные на рис. 2 модели поверхностей КР использовались при моделировании их РЛДП, которые анализируются далее. Применительно к методу, основанному на решении ИУМП, поверхности КР Taurus KEPD 350 и AGM86C аппроксимировались участками 26 и 13 эллипсоидов соответственно. При расчетах высокочастотным асимптотическим методом использовалась модель поверхности КР AGM86C, состоящая из участков 12 эллипсоидов и 15 прямых кромочных участков. В настоящей работе рассматриваются идеально проводящие модели поверхностей КР.

2. РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ ДАЛЬНОСТНЫЕ ПОРТРЕТЫ КРЫЛАТЫХ РАКЕТ ПРИ РАЗЛИЧНЫХ УСЛОВИЯХ

В настоящем разделе представлены результаты моделирования РЛДП КР при различных условиях облучения. Портреты получены путем применения обратного преобразования Фурье к частотным откликам объектов на зондирующий сигнал с прямоугольным амплитудно-частотным спектром и фазочастотным спектром, равным нулю. Использовалось преобразование, основанное на кусочно-линейной аппроксимации амплитудной и фазовой функции частотного отклика между узлами. Используемое преобразование эффективно при интегрировании быстроосциллирующих частотных откликов РЛО сложной формы, наблюдаемых в различных частотных диапазонах. Вычисления проводились для ширины спектра Δf , равной 300 МГц и 100 МГц. Моделирование частотных откликов КР в метровом диапазоне проводилось с помощью метода, основанного на итерационном алгоритме решения ИУМП, описанного в подразделе 1.1. Для вычислений в дециметровом и сантиметровом диапазонах применялся высокочастотный асимптотический метод (раздел 1.2). Значения минимальных, максимальных частот (f_1, f_2) и длин волн (λ_1, λ_2), соответствующих спектрам зондирующих сигналов, использовавшихся при моделировании, приведены в табл. 3.

Таблица 3

Частотные параметры зондирующих сигналов, использовавшихся при моделировании сигналов, отраженных КР

Ширина спектра Δf , МГц	Частота, МГц		Длина волны, м	
	f_1	f_2	λ_1	λ_2
Метровый диапазон				
300	100	400	3	0,75
100	200	300	1,5	1
Дециметровый диапазон				
300	850	1150	0,353	0,261
100	950	1050	0,316	0,286
Сантиметровый диапазон				
300	9850	10150	0,03046	0,02956
100	9950	10050	0,03015	0,02985

Интервал дискретизации по частоте составлял 10 МГц. При получении РЛДП частотные отклики КР взвешивались функцией Хемминга. При этом обеспечивалась разрешающая способность по дальности $\delta_r = 0,71$ м для $\Delta f = 300$ МГц и $\delta_r = 2,13$ м для $\Delta f = 100$ МГц. РЛДП соответствуют совмещенному приему для горизонтальной ($\vec{E}$ параллелен плоскости крыла) и вертикальной ($\vec{E}$ ориентирован в плоскости, проходящей через вектор направления облучения и перпендикулярной плоскости крыла) поляризации. Направлению облучения объектов соответствовал угол места $\varepsilon = 3^\circ$, отсчитываемый от плоскости крыла в нижнюю полусферу. Рассмотрены портреты для трех азимутальных ракурсов — $\beta = 0$ (носовой ракурс), $\beta = 90^\circ$ (боковой ракурс) и $\beta = 60^\circ$. Соответствующую ориентацию КР в горизонтальной плоскости показано на рис. 3. Для удобства интерпретации на РЛДП, показанных на рис. 4–7, цифрами в кружках отмечены локальные максимумы, соответствующие элементам конструкции летательных аппаратов. Амплитуды РЛДП КР в заданной полосе частот пронормированы по максимальному значению амплитуды импульсного отклика при $\beta = 90^\circ$ на горизонтальной поляризации. На рис. 4–7 по горизонтальной оси отложено расстояние r , положительные значения которого соответствуют удалению от источника.

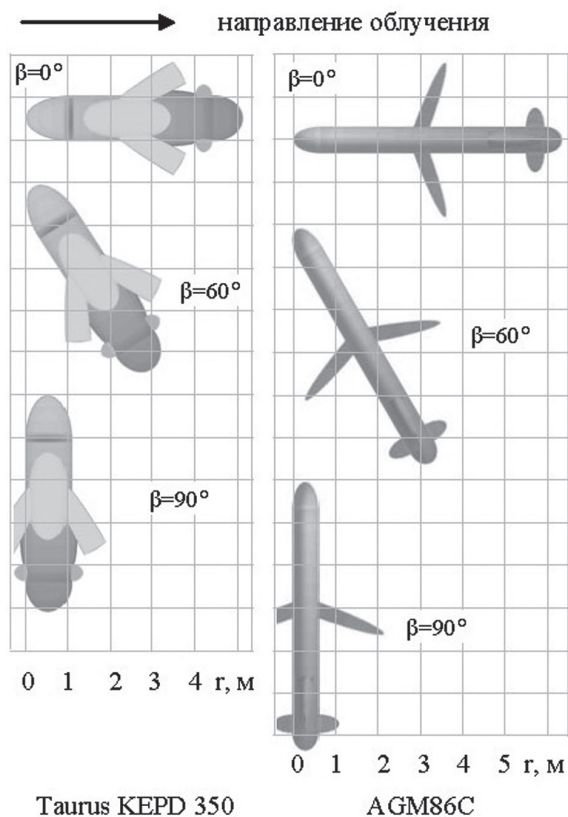


Рис. 3. Ракурсы КР, для которых получены их РЛДП

На рис. 4 и 5 представлены РЛДП КР Taurus KEPD 350 и AGM86C соответственно, для зонди-

рующего сигнала метрового диапазона (табл. 3) на двух поляризациях, рассчитанные с применением итерационного алгоритма решения ИУМП.

Для сравнения на рис. 6 и 7 показаны РЛДП КР AGM86C в дециметровом и сантиметровом диапазонах (табл. 3) соответственно, полученные с помощью высокочастотного асимптотического метода. Ввиду того, что в данных диапазонах РЛДП КР на ортогональных поляризациях отличаются незначительно, в статье демонстрируются результаты только для горизонтальной поляризации. Рассмотрим сначала РЛДП, соответствующие разрешению по дальности $\delta_r = 0,71$ м (черные линии на рис. 4–7).

На РЛДП КР в метровом диапазоне четко просматриваются разрешаемые локальные максимумы, соответствующие основным элементам конструкции КР. На РЛДП КР Taurus KEPD 350 (рис. 4) при $\beta = 0$ это носовая часть — 1, передняя часть крыла — 2, задняя оконечность крыла — 3, стабилизаторы — 4. Отклики горизонтально ориентированных крыльев на вертикальной поляризации имеют существенно меньшую амплитуду. При ракурсе $\beta = 60^\circ$ на горизонтальной поляризации четко определяются отклики от носовой части — 1, передней части крыла — 2 (облучается под прямым углом, рис. 3), отклик, обусловленный взаимодействием фюзеляжа и дальнего (в направлении зондирования) крыла — 3, хвостовой части фюзеляжа — 4. При том же ракурсе на вертикальной поляризации отклик передней части крыла отсутствует и сливается с отражением от хвостовой части фюзеляжа — 4. Следует отметить, что при $\beta = 60^\circ$ на обеих поляризациях появляется отклик, обусловленный "ползущей" волной, обогнувшей заднюю часть фюзеляжа — 5. РЛДП КР Taurus при боковом ракурсе $\beta = 90^\circ$ представляет собой практически неискаженный импульс от фюзеляжа — 1 и отклик, обусловленный "ползущей" по поверхности фюзеляжа волной — 2. Амплитуда второго отклика на вертикальной поляризации существенно больше, что можно пояснить преобладающими на этой поляризации токами, текущими перпендикулярно оси фюзеляжа. Сигналы, обусловленные "ползущей" поверхностной волной, — известное явление, присущее зондированию объектов резонансных размеров, и содержит информацию о его геометрических размерах [23, 24].

РЛДП КР AGM86C при зондировании в метровом диапазоне (рис. 5) при носовом ракурсе $\beta = 0$ на обеих поляризациях содержат локальные максимумы, порождаемые носовой частью — 1 (сдвоенный отклик), крыльями — 2, 3, воздухозаборником турбины — 4, стабилизаторами и килем — 5 (рис. 3). При ракурсе $\beta = 60^\circ$ РЛДП AGM86C на ортогональных поляризациях существенно отличаются. Оба РЛДП содержат отклик — суперпозицию отражений носовой части и окончания ближнего (в направлении зондирования) крыла — 1, результат взаимодействия

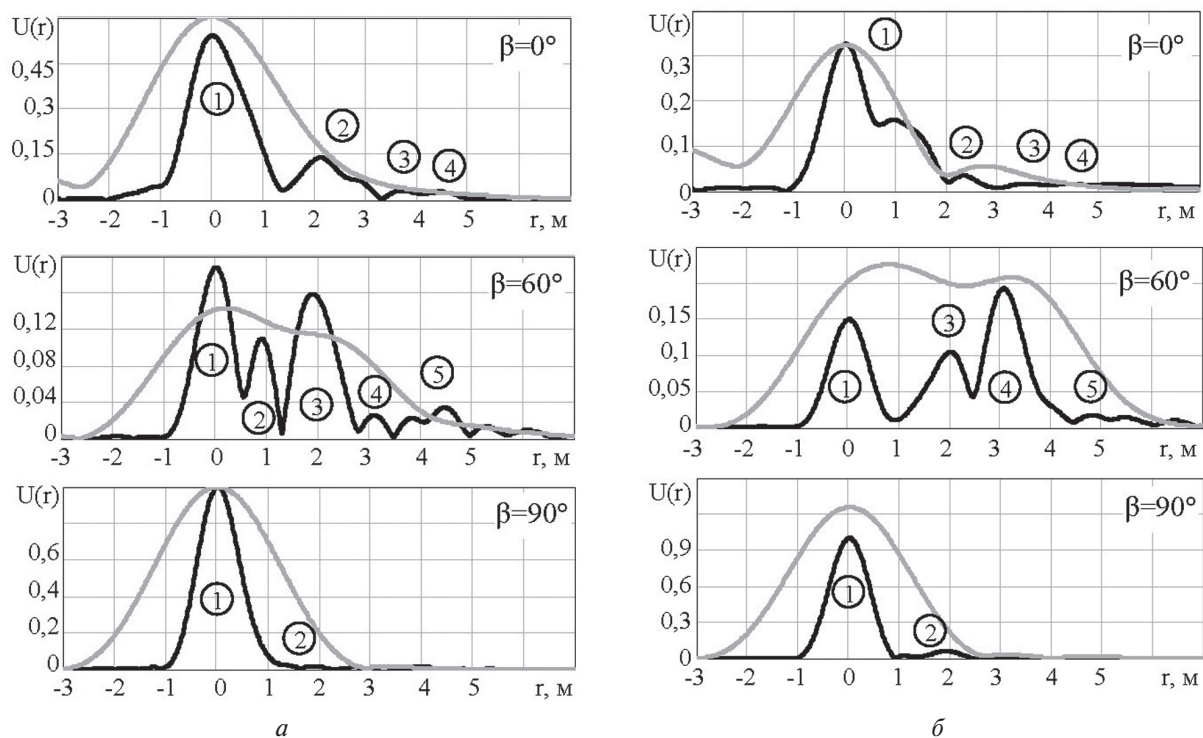


Рис. 4. РЛДП КР Taurus KEPD 350 при зондировании сигналом метрового диапазона на горизонтальной (а) и вертикальной (б) поляризациях

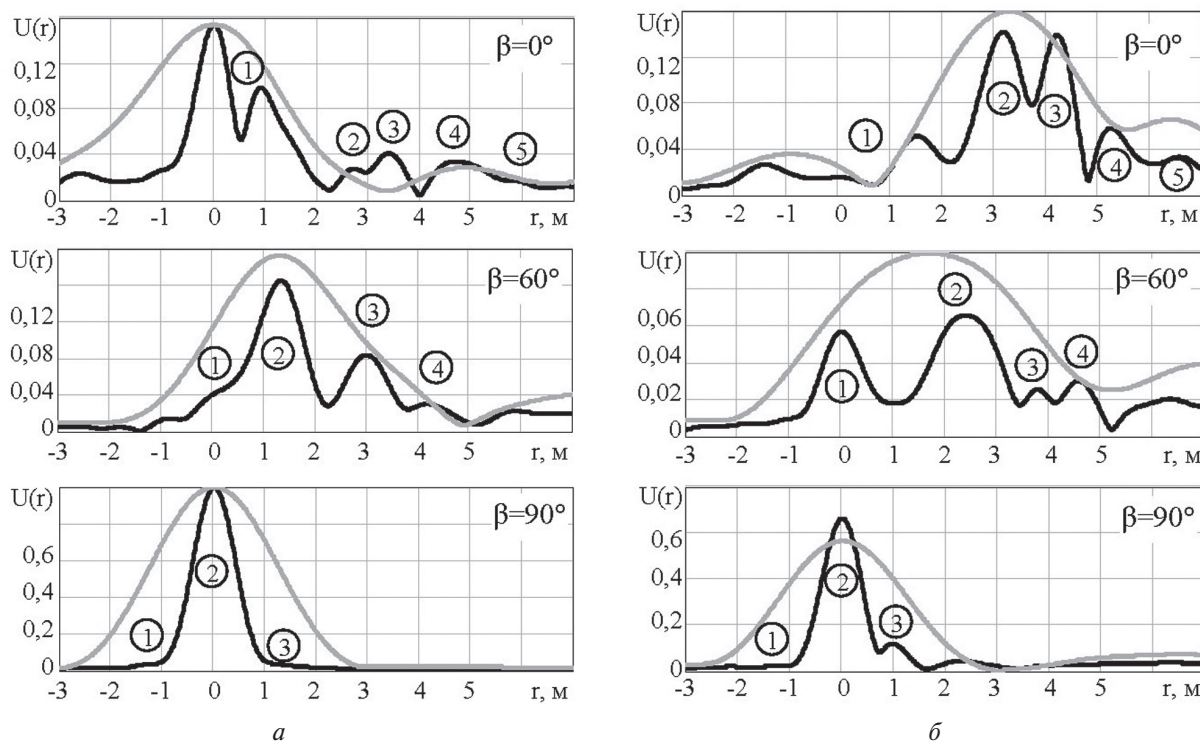


Рис. 5. РЛДП КР AGM86C при зондировании сигналом метрового диапазона на горизонтальной (а) и вертикальной (б) поляризациях

центральной части фюзеляжа, крыльев и воздухозаборника турбины — 2, отклик задней части фюзеляжа с килем и стабилизаторами — 3. Так же, как и в портретах КР Taurus KEPD 350, при данном ракурсе наблюдается отклик, обусловленный сигналом, обогнувшим заднюю часть фюзеляжа — 5. При боковом ракурсе $\beta=90^\circ$ РЛДП на двух поляризациях содержат три локальных максимума: относительно слабый отклик от

конца ближнего (в направлении зондирования, рис. 3) крыла — 1, практически неискаженный мощный импульс, отраженный фюзеляжем — 2 и отклик, обусловленный "ползущей" поверхностной волной, обогнувшей фюзеляж — 3.

Следует отметить существенные различия РЛДП двух рассматриваемых КР на ортогональных поляризациях, присущих именно резонансному диапазону. Как уже отмечалось, РЛДП КР

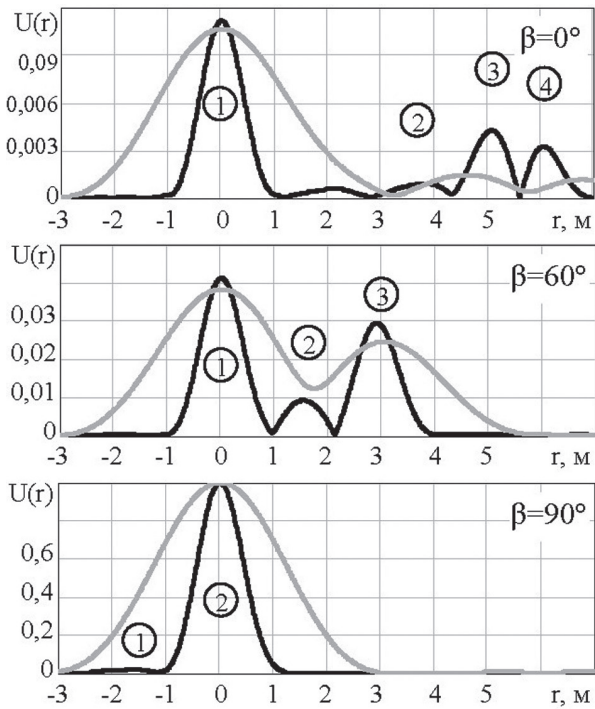


Рис. 6. РЛДП КР AGM86С при зондировании сигналом дециметрового диапазона на горизонтальной поляризации

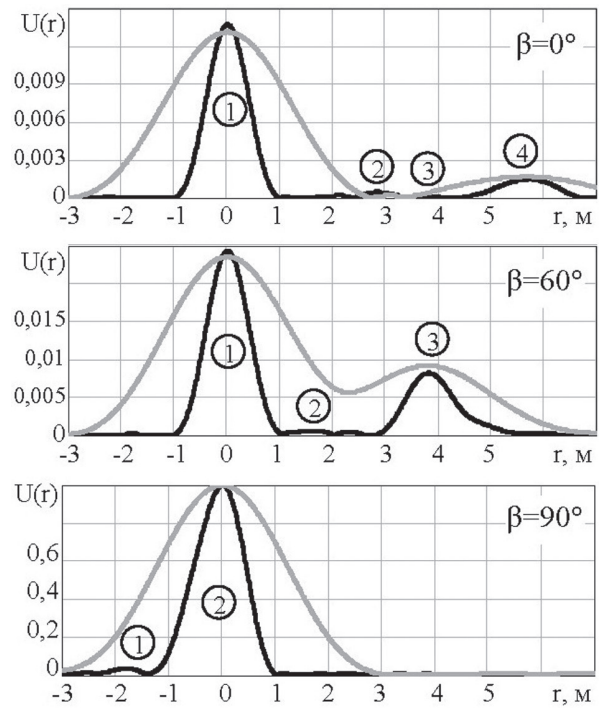


Рис. 7. РЛДП КР AGM86С при зондировании сигналом сантиметрового диапазона на горизонтальной поляризации

в дециметровом и сантиметровом диапазонах на горизонтальной и вертикальной поляризациях практически не отличаются в виду больших электрических размеров основных элементов конструкции КР.

РЛДП КР AGM86С в дециметровом (рис. 6) и сантиметровом (рис. 7) диапазонах при носовом ракурсе содержат локальные максимумы, порожденные отражением от носовой части – 1, крыльев – 2, воздухозаборника турбины – 3, киля со стабилизаторами – 4. При ракурсе $\beta=60^\circ$ РЛДП содержат по три отклики: от носовой части – 1, передней кромки крыла – 2, задней части фюзеляжа с килем и стабилизаторами. РЛДП, соответствующие боковому зондированию ($\beta=90^\circ$), содержат отклик от конца ближнего (в направлении зондирования, рис. 3) крыла – 1 и импульс, отраженный фюзеляжем – 2.

РЛДП рассмотренных РЛО при худшем разрешении по дальности $\delta_r=2,13$ м показаны на рис. 4–7 серыми линиями. Как видно из приведенных результатов, применение такого зондирующего сигнала позволяет лишь судить о протяженности объекта в радиальном направлении. Это видно на портретах при ракурсах, отличных от бокового, когда продольный размер объектов превышает $\delta_r=2,13$ м (на рис. 4–7 это азимутальные ракурсы 0 и 60°).

Из анализа приведенных результатов моделирования можно сделать следующие практические выводы. РЛДП КР в метровом диапазоне – объектов резонансных размеров, имеют следующие особенности. В то время, как портреты КР в дециметровом и сантиметровом диапазоне характеризуются четким расположением

локальных максимумов, обусловленных отражениями от разрешаемых элементов конструкции РЛО, на оси радиальной дальности, отклики рассмотренных КР в метровом диапазоне могут содержать отклики, обусловленные сложным взаимодействием между отдельными элементами конструкции (в частности портреты при $\beta=60^\circ$). РЛДП КР в метровом диапазоне на горизонтальной и вертикальной поляризациях существенно отличаются. В дециметровом и сантиметровом диапазоне портреты КР на ортогональных поляризациях практически совпадают. С точки зрения простоты интерпретации данных для зондирования рассмотренных КР в метровом диапазоне предпочтительным является применение зондирующих сигналов с горизонтальной поляризацией.

Как и следовало ожидать, РЛДП во всех трех рассмотренных диапазонах существенно зависят от ракурса РЛО, что затрудняет реализацию задачи распознавания воздушных объектов по дальностным портретам. В этой связи следует отметить важное достоинство применения зондирующих сигналов резонансного по отношению к РЛО диапазона длин волн. Эффекты, наблюдаемые на рис. 4 и 5, обусловленные существованием "ползущих" волн, распространяющихся по поверхности объектов, связаны с их размерами или с так называемыми комплексными собственными резонансами (КСР) [23, 24]. Свойства и методы выделения КСР описаны в работах [23–29]. КСР не зависят от ракурса объекта, поэтому их удобно использовать в качестве признаков распознавания и тем самым уменьшить число параметров алгоритма распознавания [23–29].

Использование зондирующих сигналов метрового диапазона является предпочтительным при локации КР и БПЛА не только с точки зрения распознавания. Результаты расчетов показывают, что медианные значения ЭПР КР и БПЛА в метровом диапазоне при азимутальных ракурсах 0–45° превышают аналогичные значения для дециметрового и сантиметрового диапазонов на два порядка. Энергетический выигрыш приведет к повышению дальности обнаружения воздушных РЛО резонансных размеров

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В настоящей статье кратко описаны разработанные авторами методы расчета ХВИ воздушных объектов сложной формы и различных электрических размеров. Предложенные методы позволяют рассчитывать ХВИ моделей реальных воздушных РЛО в метровом, дециметровом и сантиметровом диапазоне длин волн. Для расчета ХВИ объектов резонансных размеров (ракетная техника, БПЛА, небольшие самолеты в метровом диапазоне) предложен метод, основанный на итерационном алгоритме решения ИУМП. Для объектов больших электрических размеров в метровом, дециметровом и сантиметровом диапазонах целесообразно применять высокочастотный асимптотический метод, основанный на раздельном оценивании вкладов гладкой и кромочной частей поверхности объекта в общее рассеянное ЭМП.

С помощью разработанных авторами методов проведено моделирование РЛДП КР Taurus KEPD 350 и AGM86C в различных диапазонах длин волн.

Основное внимание в статье уделено анализу полученных РЛДП КР для различных условий облучения, выявлению особенностей РЛДП в различных диапазонах длин волн. Такие данные сравнения в известной литературе отсутствуют. Также проанализированы возможности применения полученных данных для разработки алгоритмов распознавания воздушных объектов. На примерах РЛДП моделей реальных воздушных объектов показаны достоинства применения для распознавания РЛО сигналов резонансного по отношению к объекту диапазона. Разработанный алгоритм расчета ХВИ объектов резонансных размеров позволяет исследовать КСР моделей реальных воздушных объектов, которые не зависят от ракурса облучения и могут использоваться в качестве признаков распознавания.

Литература

- [1] Майзельс Е. Н., Торгованов В. А. Измерение характеристик рассеяния радиолокационных целей / Под ред. М. А. Колосова. — М.: Сов. радио, 1972. — 232 с.
- [2] Львова Л. А. Радиолокационная заметность летательных аппаратов. — Снежинск: Изд-во РФЯЦ — ВНИИТФ, 2003. — 232 с.
- [3] Knott E. F., J. F. Shaeffer, M. T. Tuley. Radar Cross Section. Second Edition. — Boston, London: Artech House, 1993. — 611 p.
- [4] Вычислительные методы в электродинамике/ Под ред. Р. Миттры. — М.: Мир, 1977. — 485 с.
- [5] Васильев Е. Н. Возбуждение тел вращения. — М.: Радио и связь, 1987. — 272 с.
- [6] Shirman Ya.D. et. al. Computer Simulation of Aerial Target Radar Scattering Recognition, Detection and Tracking, Ya.D. Shirman (ed). — Norwood, M.A.: Artech House, 2002. — 382 p.
- [7] Уфимцев П. Я. Теория дифракционных краевых волн в электродинамике. — М.: Бином, 2007. — 366 с.
- [8] Gibson W. C. The Method of Moments in Electromagnetics. — Boca Raton London New York: Chapman & Hall / Taylor & Francis Group, 2008. — 288 p.
- [9] Рассеяние электромагнитных волн воздушными и наземными радиолокационными объектами: монография / О. И. Сухаревский, В. А. Василец, С. В. Кукобко и др. // Под ред. О. И. Сухаревского. — Х.: ХУ РС, 2009. — 468 с.
- [10] Ultrawideband Radar. Application and Design / J. D. Taylor, O. I. Sukharevsky, V. A Vasilets and others // Edited by James D. Taylor. — Boca Raton, London, New York: SRC Press Taylor & Francis Groupe, 2012. — 520 p.
- [11] Сухаревский О. И., Василец В. А. Математическое моделирование радиолокационных дальностных портретов воздушных объектов // Известия вузов. Радиоэлектроника. — 2013. Т. 56, № 11. — С. 3-15.
- [12] Eibert T. F. Some scattering results computed by surface-integral-equation and hybrid finite-element — boundary-integral techniques, accelerated by the multi-level fast multipole method // IEEE Antennas and Propagation Magazine. — 2007. — Vol. 49, No 2. — P. 61-69.
- [13] Сухаревский О. И., Залевский Г. С., Нечитайло С. В., Сухаревский И. О. Моделирование характеристик рассеяния воздушных объектов резонансных размеров в метровом диапазоне волн // Известия вузов. Радиоэлектроника. — 2010. Т. 53, № 4. — С. 51-57.
- [14] G. S. Zalevsky, O. I. Sukharevsky. Secondary Emission Characteristics of Resonant Perfectly Conducting Objects of Simple Shape // Proceedings of International Conference on Antenna Theory and Techniques, ICATT'13. Odessa, Ukraine. 16-20 Sept. 2013. Ukrainepp. Odessa, Ukraine. — 2013. — P. 145-147.
- [15] FEKO Comprehensive Electromagnetic Solutions. The Complete Antenna Design and Placement Solution. — Режим доступа: <http://www.feko.info>.
- [16] Su Yan, Jian-Ming Jin, Zaiping Nie. Improving the Accuracy of the Second-Kind Fredholm Integral Equations by Using the Buffa-Christiansen Functions // IEEE Transactions on Antenna and Propagations. — 2011. — Vol. 59, No 4. — P. 1299-1310.
- [17] Juan M. Rius, Eduard Úbeda, Josep Parron. On the Testing of the Magnetic Field Integral Equation With RWG Basis Functions in Method of Moments // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. — 2001. — Vol. 49, No 11. — P. 1550-1553.
- [18] Levent Gürel, Özgür Ergül. Singularity of the Magnetic Field Integral Equation and its extraction // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. — 2005. — Vol. 4. — P. 229-232.
- [19] Özgür Ergül, Levent Gürel. Linear-Linear Basis Functions for MLFMA Solutions of Magnetic Field and Combined Field Integral Equations // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. — 2007. — Vol. 55, — No 4. — P. 1103-1110.

- [20] Сухаревский О. И., Добродняк А. Ф. Трехмерная задача дифракции на идеально проводящем клине с радиопоглощающим цилиндром на ребре // Известия вузов. Радиофизика. — 1988. — Т. 31, № 9. — С. 1074-1081.
- [21] Taurus KEPD 350. The Modular Stand-off Missile for Precision Strike Against HDBT. — Режим доступа: <http://www.taurus-systems.de>.
- [22] Авиационная энциклопедия “Уголок неба”. AGM-86C/D-CALCM. — Режим доступа: <http://www.airwar.ru/weapon/kr/agm86.html>.
- [23] Gaunaurd G.C., Uberall H., Nagl A. Complex-frequency poles and creeping-wave transients in electromagnetic-wave scattering // Proceedings of the IEEE. — 1983. — Vol. 31, No 1. — P. 172-174.
- [24] Костылев А. А. Идентификация радиолокационных целей при использовании сверхширокополосных сигналов: методы и приложения // Зарубежная радиоэлектроника. — 1984. — № 4. — С. 75-102.
- [25] Baum C., Rothwell E., Chen K., Nyquist D. The singularity expansion method and its application to target identification // Proceedings of the IEEE. — 1991. — Vol. 79, No 10. — P. 1481-1492.
- [26] Mooney J. E., Ding Z., Riggs L. S. Robust target identification in white Gaussian noise for ultra wide-band radar systems // IEEE Transactions on Antennas and Propagations. — 1998. — Vol. 46, No 12. — P. 1817-1823.
- [27] Mooney J. E., Ding Z., Riggs L.S. Performance Analysis of a CLRT automated Target discrimination scheme // IEEE Transactions on Antennas and Propagations. — 2001. — Vol. 49, No. 12. — P. 1827-1835.
- [28] In-Sik Choi, Joon-Hu Lee, Hyo-Tae Kim, Rothwell E. J. Natural frequency extraction using late-time evolutionary programming-based CLEAN // IEEE Transactions on Antennas and Propagations. — 2003. — Vol. 51, No. 12. — P. 3285-3292.
- [29] Chen Wei Cher, Shuley N. V. Z. Robust Target Identification Using a Modified Generalized Likelihood Ratio Test // IEEE Transactions on Antennas and Propagations. — 2014. — Vol. 62, No 1. — P. 264-273.

Поступила в редколлегию 25.02.2014



Залевский Геннадий Станиславович, кандидат технических наук, старший научный сотрудник, докторант Харьковского университета Воздушных Сил имени Ивана Кожедуба. Научные интересы: методы расчета характеристик вторичного излучения радиолокационных объектов резонансных размеров в интересах расширения информационных возможностей радиолокационных систем различного назначения.



Василец Виталий Алексеевич, доктор технических наук, старший научный сотрудник, ведущий научный сотрудник Харьковского университета Воздушных Сил имени Ивана Кожедуба. Научные интересы: высокочастотные методы расчета характеристик

вторичного излучения радиолокационных объектов в интересах расширения информационных возможностей радиолокационных систем различного назначения.



Сухаревский Олег Ильич, Заслуженный деятель науки и техники Украины, доктор технических наук, профессор, ведущий научный сотрудник Харьковского университета Воздушных Сил имени Ивана Кожедуба. Научные интересы: электродинамика, теория дифракции электромагнитных волн.

УДК 621.396.96

Радіолокаційні дальнісні портрети крилатих ракет в різних діапазонах довжин хвиль / Г. С. Залевський, В. О. Василець, О. І. Сухаревський // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. — 2014. — Том 13. — № 1. — С. 20–28.

Розглядаються результати чисельного моделювання радіолокаційних дальнісних портретів крилатих ракет у метровому, дециметровому і сантиметровому діапазонах довжин хвиль. Для моделювання застосовано чисельні методи, розроблені авторами для розрахунку характеристик вторинного випромінювання повітряних об'єктів складної форми різних електричних розмірів. Стисло описуються переваги розроблених методів порівняно з іншими відомими методами. Основна увага приділяється аналізу радіолокаційних дальнісних портретів крилатих ракет за різних ракурсів, поляризації та ширини спектра зондувального сигналу, обговорюється можливість їх використання під час розробки алгоритмів розпізнавання радіолокаційних об'єктів.

Ключові слова: вторинне випромінювання, дальнісний портрет, високочастотний метод, метод інтегральних рівнянь, радіолокаційний об'єкт.

Табл.: 03. Іл.: 07. Бібліогр.: 29 найм.

UDC 621.396.96

Radar range profiles of cruise missiles in different wave bands / G. S. Zalevskiy, V. A. Vasilets, O. I. Sukharevskiy // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. — 2014. — Vol. 13. — № 1. — P. 20–28.

Results of numerical modeling of radar range profiles of cruise missiles in VHF, UHF, and SHF bands are considered. Numerical methods developed by the authors for calculating secondary emission characteristics of aerial objects of complex shape and different electrical sizes have been used for modelling. Advantages of the developed methods are briefly described in comparison with other known methods. Primary attention is devoted to analysing cruise missile radar range profiles for different foreshortening, polarizations and bandwidths of a sounding signal. Besides, possibilities of their application at the stage of developing noncooperative radar target identification algorithms are discussed.

Keywords: secondary emission, range profile, high frequency method, integral equation method, radar object.

Tab.: 03. Fig.: 07. Ref.: 29 items.

ВЛИЯНИЕ НЕОРТОГОНАЛЬНОСТИ И РАЗЛИЧИЯ КОЭФФИЦИЕНТОВ УСИЛЕНИЯ КВАДРАТУРНЫХ ПОДКАНАЛОВ НА ЭФФЕКТИВНОСТЬ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ ОБРАБОТКИ

Д. И. ЛЕХОВИЦКИЙ, Д. С. РАЧКОВ, А. В. СЕМЕНЯКА, Д. В. АТАМАНСКИЙ

Исследуется влияние неортогональности и различия коэффициентов усиления квадратурных подканалов фазовых детекторов на эффективность системы пространственной обработки сигналов на фоне собственного шума каналов приема и независимых шумовых излучений точечных внешних источников. Получены выражения для корреляционных матриц входных воздействий, учитывающие эти факторы, на основе которых в наборе тестовых сценариев рассчитаны предельные характеристики автокомпенсационных систем защиты от этих помех. Показано, что при использовании современной цифровой техники снижение предельных возможностей обработки, обусловленное влиянием этих факторов, может быть практически несущественным.

Ключевые слова: пространственная обработка, корреляционная матрица, фазовый детектор, корреляционный автокомпенсатор, усиление и ортогональность квадратурных подканалов.

ВЕДЕНИЕ

Алгоритмы современной цифровой обработки оперируют с комплексными сигналами, представленными своими действительной и мнимой частями (квадратурными компонентами). Они формируются в результате фазового детектирования исходных (действительных) высокочастотных входных воздействий, во многих случаях — узкополосных. Применительно к широкому классу “круговых” гауссовых входных воздействий их квадратурные компоненты должны быть равномошными и ортогональными, их действительные корреляционные матрицы (**КМ**) должны совпадать и быть симметричными, а взаимно корреляционные матрицы (**ВКМ**) — антисимметричными [1, 2].

Из-за амплитудно-фазовых ошибок фазовых детекторов (**ФД**) эти требования к сигналам квадратурных подканалов и их **КМ** могут нарушаться, что снижает предельные возможности обработки.

В данной статье оцениваются энергетические потери пространственной обработки сигналов в винеровском фильтре, обусловленные различием усиления и неортогональностью управляющих сигналов **ФД**.

В первом разделе выводятся выражения для квадратурных компонент пространственных каналов приема и их **КМ** в этих условиях. Во втором разделе на этой основе рассчитываются предельные характеристики винеровских фильтров (“идеальных” корреляционных автокомпенсаторов) в наборе тестовых сценариев. В заключение кратко формулируются выводы из полученных результатов.

1. ТРАНСФОРМАЦИЯ ВЕКТОРОВ И КМ КОМПЛЕКСНЫХ АМПЛИТУД УЗКОПОЛОСНЫХ КОЛЕБАНИЙ ПРОСТРАНСТВЕННЫХ КАНАЛОВ ПРИЕМА

А. В обзорных РЛС ширина спектра Δf полезного сигнала обычно существенно меньше несущей частоты f_0 зондирующего сигнала. В связи с этим колебания в каждом из M пространственных каналов приема могут считаться узкополосными. Предельным частным случаем узкополосного является гармоническое колебание частотой f_0 с постоянными амплитудой A и начальной фазой φ вида

$$u(t) = A \cdot \cos(2\pi \cdot f_0 \cdot t + \varphi) = x' \cdot \cos(2\pi \cdot f_0 \cdot t) - x'' \cdot \sin(2\pi \cdot f_0 \cdot t), \quad (1a)$$

где

$$x' = A \cdot \cos \varphi \text{ и } x'' = A \cdot \sin \varphi \quad (1б)$$

реальная и мнимая части его комплексной амплитуды

$$x = x' + j \cdot x'' = A \cdot e^{j\varphi}. \quad (1в)$$

Б. В общем случае узкополосное колебание имеет вид [3, с. 149]

$$u(t) = A(t) \cdot \cos(2\pi \cdot f_0 \cdot t + \varphi(t)) = x'(t) \cdot \cos(2\pi \cdot f_0 \cdot t) - x''(t) \cdot \sin(2\pi \cdot f_0 \cdot t) \quad (2a)$$

с зависящими от времени реальной и мнимой частями

$$x'(t) = A(t) \cdot \cos(\varphi(t)) \text{ и } x''(t) = A(t) \cdot \sin(\varphi(t)) \quad (2б)$$

его комплексной амплитуды

$$x(t) = x'(t) + j \cdot x''(t) = A(t) \cdot e^{j\varphi(t)}. \quad (2в)$$

Исходное колебание связано с его комплексной амплитудой равенством

$$\begin{aligned} u(t) &= \operatorname{Re}\{x(t) \cdot e^{j \cdot 2\pi \cdot f_0 \cdot t}\} = \\ &= \frac{1}{2} \cdot \{x(t) \cdot e^{j \cdot 2\pi \cdot f_0 \cdot t} + x^*(t) \cdot e^{-j \cdot 2\pi \cdot f_0 \cdot t}\}, \end{aligned} \quad (3)$$

где символ $(\bullet)^*$ обозначает операцию комплексного сопряжения.

Действительно, как следует из (2),

$$\operatorname{Re}\{x(t) \cdot e^{j \cdot 2\pi \cdot f_0 \cdot t}\} = \operatorname{Re}\{A(t) \cdot e^{j \cdot \varphi(t)} \cdot e^{j \cdot 2\pi \cdot f_0 \cdot t}\},$$

что в сочетании с определением (2а) доказывает справедливость (3).

В. Для M -мерного вектора $\mathbf{u}(t) = \{u_i(t)\}_{i=1}^M$ узкополосных колебаний M пространственных каналов приемодопустимовытекающее из (1)–(3) представление

$$\mathbf{u}(t) = \mathbf{D}(\varphi(t)) \cdot \mathbf{a}(t); \quad \mathbf{a}(t) = \{A_i(t)\}_{i=1}^M, \quad (4)$$

где $\mathbf{a}(t)$ и $\mathbf{D}(\varphi(t))$ – соответственно M -мерный вектор их амплитуд и $M \times M$ диагональная матрица фаз вида

$$\begin{aligned} \mathbf{D}(\varphi(t)) &= \operatorname{diag}\{\cos(2\pi \cdot f_0 \cdot t + \varphi_i(t))\}_{i=1}^M = \\ &= \cos(2\pi \cdot f_0 \cdot t) \cdot \mathbf{D}_c(\varphi(t)) - \sin(2\pi \cdot f_0 \cdot t) \cdot \mathbf{D}_s(\varphi(t)); \\ \mathbf{D}_c(\varphi(t)) &= \operatorname{diag}\{\cos(\varphi_i(t))\}_{i=1}^M, \\ \mathbf{D}_s(\varphi(t)) &= \operatorname{diag}\{\sin(\varphi_i(t))\}_{i=1}^M, \\ \varphi(t) &= \{\varphi_i(t)\}_{i=1}^M. \end{aligned} \quad (5)$$

Последнее равенство позволяет записать вектор (4) в виде

$$\mathbf{u}(t) = \mathbf{x}'(t) \cdot \cos(2\pi \cdot f_0 \cdot t) - \mathbf{x}''(t) \cdot \sin(2\pi \cdot f_0 \cdot t), \quad (6a)$$

где

$$\begin{aligned} \mathbf{x}'(t) &= \{x'_i(t)\}_{i=1}^M = \mathbf{D}_c(\varphi(t)) \cdot \mathbf{a}(t), \\ \mathbf{x}''(t) &= \{x''_i(t)\}_{i=1}^M = \mathbf{D}_s(\varphi(t)) \cdot \mathbf{a}(t) \end{aligned} \quad (6b)$$

M -мерные векторы реальной и мнимой частей вектора комплексных амплитуд

$$\mathbf{x}(t) = \{x_i(t)\}_{i=1}^M = \mathbf{x}'(t) + j \cdot \mathbf{x}''(t), \quad (6b)$$

связанного с исходным вектором $\mathbf{u}(t) = \{u_i(t)\}_{i=1}^M$ подобным (3) равенством

$$\begin{aligned} \mathbf{u}(t) &= \operatorname{Re}\{\mathbf{x}(t) \cdot e^{j \cdot 2\pi \cdot f_0 \cdot t}\} = \\ &= \frac{1}{2} \cdot \{\mathbf{x}(t) \cdot e^{j \cdot 2\pi \cdot f_0 \cdot t} + \mathbf{x}^*(t) \cdot e^{-j \cdot 2\pi \cdot f_0 \cdot t}\}. \end{aligned} \quad (7)$$

КМ вектора (6в) комплексных амплитуд

$$\Phi = \overline{\mathbf{x}(t)} \cdot \mathbf{x}^*(t) = \Phi' + j \cdot \Phi'' \quad (8a)$$

имеет реальную и мнимую компоненты

$$\begin{aligned} \Phi' &= \overline{\mathbf{x}'(t)} \cdot \mathbf{x}'^T(t) + \overline{\mathbf{x}''(t)} \cdot \mathbf{x}''^T(t), \\ \Phi'' &= \overline{\mathbf{x}''(t)} \cdot \mathbf{x}'^T(t) - \overline{\mathbf{x}'(t)} \cdot \mathbf{x}''^T(t). \end{aligned} \quad (8b)$$

Здесь и далее $(\bullet)^T$, $(\bullet)^*$ и черта сверху – символы транспонирования, эрмитового сопряжения (транспонирования и комплексного

сопряжения) и статистического усреднения соответственно.

Для рассматриваемых далее гауссовых “круговых” случайных процессов справедливо равенство [2, с. 631]

$$\begin{aligned} \overline{\mathbf{x}(t) \cdot \mathbf{x}^T(t)} &= \overline{\mathbf{x}'(t) \cdot \mathbf{x}'^T(t)} - \overline{\mathbf{x}''(t) \cdot \mathbf{x}''^T(t)} + \\ &+ j \cdot \left(\overline{\mathbf{x}''(t) \cdot \mathbf{x}'^T(t)} + \overline{\mathbf{x}'(t) \cdot \mathbf{x}''^T(t)} \right) = 0, \end{aligned}$$

в силу которого

$$\begin{aligned} \overline{\mathbf{x}'(t) \cdot \mathbf{x}'^T(t)} &= \overline{\mathbf{x}''(t) \cdot \mathbf{x}''^T(t)}, \\ \overline{\mathbf{x}''(t) \cdot \mathbf{x}'^T(t)} &= -\overline{\mathbf{x}'(t) \cdot \mathbf{x}''^T(t)}. \end{aligned} \quad (9)$$

Поэтому **КМ** комплексных амплитуд (8) таких процессов равна

$$\begin{aligned} \Phi &= \Phi' + j \cdot \Phi'', \\ \Phi' &= 2 \cdot \overline{\mathbf{x}'(t) \cdot \mathbf{x}'^T(t)}, \quad \Phi'' = 2 \cdot \overline{\mathbf{x}''(t) \cdot \mathbf{x}'^T(t)}. \end{aligned} \quad (10)$$

Г. На рис. 1 показана схема формирования вектора комплексных амплитуд (6в) исходного вектора узкополосных колебаний (4), базирующаяся на легко проверяемых равенствах

$$\begin{aligned} \mathbf{u}(t) \cdot 2 \cdot \cos(2\pi \cdot f_0 \cdot t) &= \left\{ \mathbf{x}'(t) + \left(\mathbf{x}(t) \cdot e^{j \cdot 2\pi \cdot f_0 \cdot t} \right)' \right\}, \\ -\mathbf{u}(t) \cdot 2 \cdot \sin(2\pi \cdot f_0 \cdot t) &= \left\{ \mathbf{x}''(t) + \left(\mathbf{x}^*(t) \cdot e^{j \cdot 2\pi \cdot f_0 \cdot t} \right)'' \right\}. \end{aligned} \quad (11)$$

Здесь на входы умножителей (смесителей) M синфазных (верхних) подканалов поступает гармоническое колебание $2 \cdot \cos(2\pi \cdot f_0 \cdot t)$ общего гетеродина, а на входы умножителей (смесителей) M квадратурных (нижних) подканалов – сдвинутое по фазе на $\pi/2$ (ортогональное) гармоническое колебание $(-2 \cdot \sin(2\pi \cdot f_0 \cdot t))$. В соответствии с (11) векторы выходных сигналов верхних (нижних) смесителей представляют собой сумму реальных (мнимых) частей вектора комплексных амплитуд (6в) и колебаний удвоенной частоты. Последние “отсекаются” фильтрами нижних частот (**ФНЧ**), в связи с чем на их выходах в синфазных (квадратурных) подканалах формируются векторы реальных (мнимых) частей вектора комплексных амплитуд (6в). Вектор комплексных амплитуд (6в) в целом формируется в выходном сумматоре, объединяющем вектор его реальной части с выходов синфазных подканалов и домноженный на $j = \sqrt{-1}$ вектор его мнимой части с выходов квадратурных подканалов.

Д. Схема рис. 1 соответствует “идеальному” формированию векторов комплексных амплитуд с равномошными ортогональными синфазными и квадратурными компонентами. В реальной аппаратуре условия равномошности и (или) ортогональности могут нарушаться, что порождает потери эффективности обработки, зависящие от уровня ошибок.

Возможная модель “неидеальности” квадратур отражена схемой рис. 2.

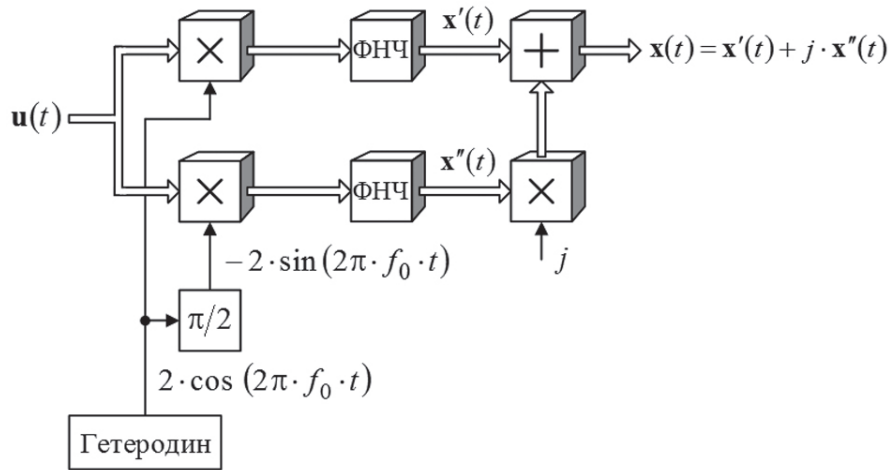


Рис. 1. Фазовый детектор

Здесь a и α — усиление и паразитный фазовый набег гармоник гетеродина в синфазных (верхних) подканалах, b и β — усиление и паразитный фазовый набег гармоник гетеродина в квадратурных (нижних) подканалах.

Е. Можно показать, что вектор комплексных амплитуд этой схемы

$$\tilde{\mathbf{x}}(t) = \tilde{\mathbf{x}}'(t) + j \cdot \tilde{\mathbf{x}}''(t) \quad (12a)$$

имеет реальную и мнимую компоненты

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{x}}'(t) &= a \cdot (\mathbf{x}(t) \cdot e^{-j\alpha})' = \\ &= a \cdot (\mathbf{x}'(t) \cdot \cos \alpha + \mathbf{x}''(t) \cdot \sin \alpha), \end{aligned} \quad (12б)$$

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{x}}''(t) &= b \cdot (\mathbf{x}(t) \cdot e^{-j\beta})'' = \\ &= b \cdot (\mathbf{x}''(t) \cdot \cos \beta - \mathbf{x}'(t) \cdot \sin \beta), \end{aligned} \quad (12в)$$

а его КМ

$$\begin{aligned} \tilde{\Phi} &= \overline{\tilde{\mathbf{x}}(t) \cdot \tilde{\mathbf{x}}^*(t)} = \\ &= \overline{(\tilde{\mathbf{x}}'(t) + j \cdot \tilde{\mathbf{x}}''(t)) \cdot (\tilde{\mathbf{x}}'^T(t) - j \cdot \tilde{\mathbf{x}}''^T(t))} = \tilde{\Phi}' + j \cdot \tilde{\Phi}''; \quad (13) \\ \tilde{\Phi}' &= \overline{\tilde{\mathbf{x}}'(t) \cdot \tilde{\mathbf{x}}'^T(t)} + \overline{\tilde{\mathbf{x}}''(t) \cdot \tilde{\mathbf{x}}''^T(t)}, \\ \tilde{\Phi}'' &= \overline{\tilde{\mathbf{x}}''(t) \cdot \tilde{\mathbf{x}}'^T(t)} - \overline{\tilde{\mathbf{x}}'(t) \cdot \tilde{\mathbf{x}}''^T(t)}. \end{aligned}$$

Используя (12б), (12в), для реальной части этой КМ получим

$$\begin{aligned} \tilde{\Phi}' &= a^2 \cdot \left(\overline{\mathbf{x}'(t) \cdot \mathbf{x}'^T(t)} \cdot \cos^2 \alpha + \overline{\mathbf{x}''(t) \cdot \mathbf{x}'^T(t)} \cdot \cos \alpha \cdot \sin \alpha + \right. \\ &\quad \left. + \overline{\mathbf{x}'(t) \cdot \mathbf{x}''^T(t)} \cdot \sin \alpha \cdot \cos \alpha + \overline{\mathbf{x}''(t) \cdot \mathbf{x}''^T(t)} \cdot \sin^2 \alpha \right) + \\ &\quad + b^2 \cdot \left(\overline{\mathbf{x}''(t) \cdot \mathbf{x}''^T(t)} \cdot \cos^2 \beta - \overline{\mathbf{x}'(t) \cdot \mathbf{x}''^T(t)} \cdot \cos \beta \cdot \sin \beta - \right. \\ &\quad \left. - \overline{\mathbf{x}''(t) \cdot \mathbf{x}'^T(t)} \cdot \cos \beta \cdot \sin \beta + \overline{\mathbf{x}'(t) \cdot \mathbf{x}'^T(t)} \cdot \sin^2 \beta \right), \end{aligned}$$

откуда, в соответствии с (9), (10),

$$\begin{aligned} \tilde{\Phi}' &= a^2 \cdot \left(\Phi' / 2 \cdot \cos^2 \alpha + \Phi'' / 2 \cdot \cos \alpha \cdot \sin \alpha - \right. \\ &\quad \left. - \Phi'' / 2 \cdot \sin \alpha \cdot \cos \alpha + \Phi' / 2 \cdot \sin^2 \alpha \right) + \\ &\quad + b^2 \cdot \left(\Phi' / 2 \cdot \cos^2 \beta + \Phi'' / 2 \cdot \cos \beta \cdot \sin \beta - \right. \\ &\quad \left. - \Phi'' / 2 \cdot \cos \beta \cdot \sin \beta + \Phi' / 2 \cdot \sin^2 \beta \right), \end{aligned}$$

и, следовательно,

$$\tilde{\Phi}' = (a^2 + b^2) \cdot \Phi' / 2. \quad (14)$$

Аналогичным образом для мнимой части КМ (13) получим

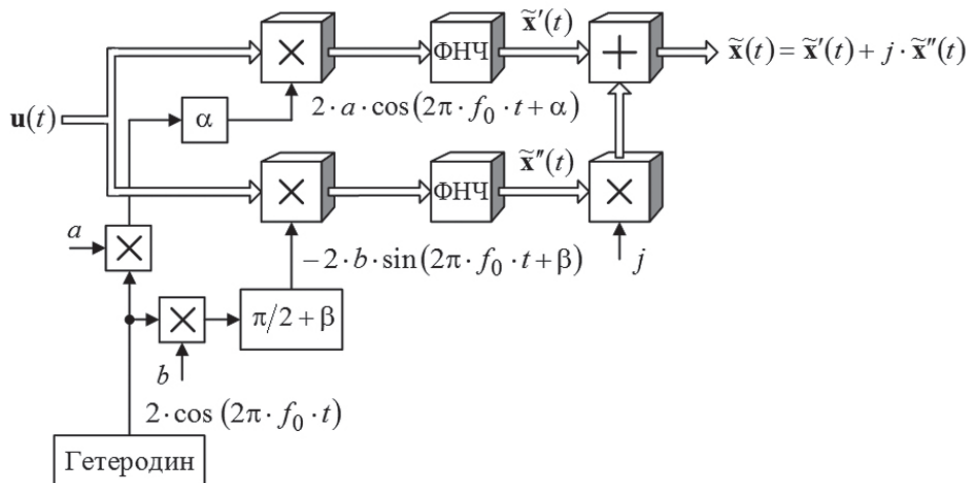


Рис. 2. Фазовый детектор с ошибками квадратур

$$\tilde{\Phi}'' = A - B;$$

$$A = a \cdot b \times$$

$$\begin{aligned} & \times (\mathbf{x}''(t) \cdot \cos \beta - \mathbf{x}'(t) \cdot \sin \beta) \cdot (\mathbf{x}'^T(t) \cdot \cos \alpha + \mathbf{x}''^T(t) \cdot \sin \alpha) = \\ & = a \cdot b \cdot [\Phi''/2 \cdot \cos \alpha \cdot \cos \beta - \Phi'/2 \cdot \cos \alpha \cdot \sin \beta + \\ & + \Phi'/2 \cdot \sin \alpha \cdot \cos \beta + \Phi''/2 \cdot \sin \alpha \cdot \sin \beta] = \\ & = a \cdot b \cdot [\Phi'/2 \cdot \sin(\alpha - \beta) + \Phi''/2 \cdot \cos(\alpha - \beta)]; \end{aligned}$$

$$B = a \cdot b \times$$

$$\begin{aligned} & \times (\mathbf{x}'(t) \cdot \cos \alpha + \mathbf{x}''(t) \cdot \sin \alpha) \cdot (\mathbf{x}''^T(t) \cdot \cos \beta - \mathbf{x}'^T(t) \cdot \sin \beta) = \\ & = a \cdot b \cdot [-\Phi''/2 \cdot \cos \beta \cdot \cos \alpha + \Phi'/2 \cdot \cos \beta \cdot \sin \alpha - \\ & - \Phi'/2 \cdot \sin \beta \cdot \cos \alpha - \Phi''/2 \cdot \sin \beta \cdot \sin \alpha] = \\ & = a \cdot b \cdot [\Phi'/2 \cdot \sin(\alpha - \beta) - \Phi''/2 \cdot \cos(\alpha - \beta)], \end{aligned}$$

$$\tilde{\Phi}'' = a \cdot b \cdot \cos(\alpha - \beta) \cdot \Phi''.$$

Последнее равенство в сочетании с (14) позволяет записать искомую “искаженную” КМ (13) в виде

$$\begin{aligned} \tilde{\Phi} &= \{\tilde{\varphi}_{ij}(t)\}_{i,j=1}^M = \\ &= (a^2 + b^2) \cdot \Phi'/2 + j \cdot a \cdot b \cdot \cos(\alpha - \beta) \cdot \Phi'', \end{aligned} \quad (15)$$

где Φ' и Φ'' — реальная и мнимая части “идеальной” КМ $\Phi = \Phi' + j \cdot \Phi''$ (8), в которую переходит (15) при отсутствии искажений ($a = b = 1$, $\alpha = \beta = 0$).

Ж. Формулы (12), (15) позволяют учесть влияние рассматриваемых ошибок фазового детектирования на эффективность, в частности, энергетические характеристики, устройства пространственной обработки — коэффициент подавления помех k_p и отношение сигнал/(помеха + шум) μ на его выходе.

Ниже приводится пример их использования и анализируются результаты моделирования.

2. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

А. На рис. 3 показан вариант анализируемой системы пространственной обработки на основе классического корреляционного автокомпенса-

тора (АК) [1, 4-6]. В качестве антенной системы используется 40-элементная линейная эквидистантная антенная решетка, первые 20 элементов которой формируют подлежащий защите основной канал приема, а остальные 20 используются в качестве компенсационных. Сигналы этих $M = 21$ каналов после ФД рис. 2 поступают на соответствующие входы АК.

Влияние ошибок ФД оценивалось по зависимости коэффициента подавления помех k_p и отношения сигнал/(помеха + шум) (ОСПШ) μ на выходе АК от отношения $\nu = b/a$ усилений и разности $\delta = |\alpha - \beta|$ “паразитных” фазовых сдвигов. Для стационарных помех в установившемся режиме работы “идеального” АК [1, 4-6]

$$k_p = \tilde{\varphi}_{11} \cdot \tilde{\psi}_{11}, \quad (16)$$

где $\tilde{\psi}_{11}$ — первый диагональный элемент матрицы

$$\tilde{\Psi} = \{\tilde{\psi}_{ij}\}_{i,j=1}^M = \tilde{\Phi}^{-1}, \quad (17)$$

обратной КМ помех вида (15).

Для ОСПШ справедливо равенство

$$\mu = \frac{\tilde{\mathbf{r}}^* \cdot \tilde{\Phi}_s \cdot \tilde{\mathbf{r}}}{\tilde{\mathbf{r}}^* \cdot \tilde{\Phi} \cdot \tilde{\mathbf{r}}}, \quad (18)$$

где

$$\tilde{\mathbf{r}} = \{\tilde{r}_i\}_{i=1}^M = c \cdot \tilde{\psi}1 \quad (19)$$

— вектор весов (импульсная характеристика) “идеального” АК, в рассматриваемых условиях пропорциональный первому столбцу $\tilde{\psi}1$ матрицы $\tilde{\Psi}$ (17).

Б. На рис. 4 показаны семейства зависимостей коэффициента подавления (16) от значения модуля $\delta = |\alpha - \beta|$ (в градусах) разности “паразитных” набегов фаз в условиях шумовых излучений от $n = 1, 2$ и 3 источников, расположенных в направлениях u_i , $i = 1, n$, записанных в поле рисунков в долях полуширины главного лепестка диаграммы направленности (ДН) основной антенны по уровню первого нуля. Во всех случаях в основном канале интегральное отношение помеха/

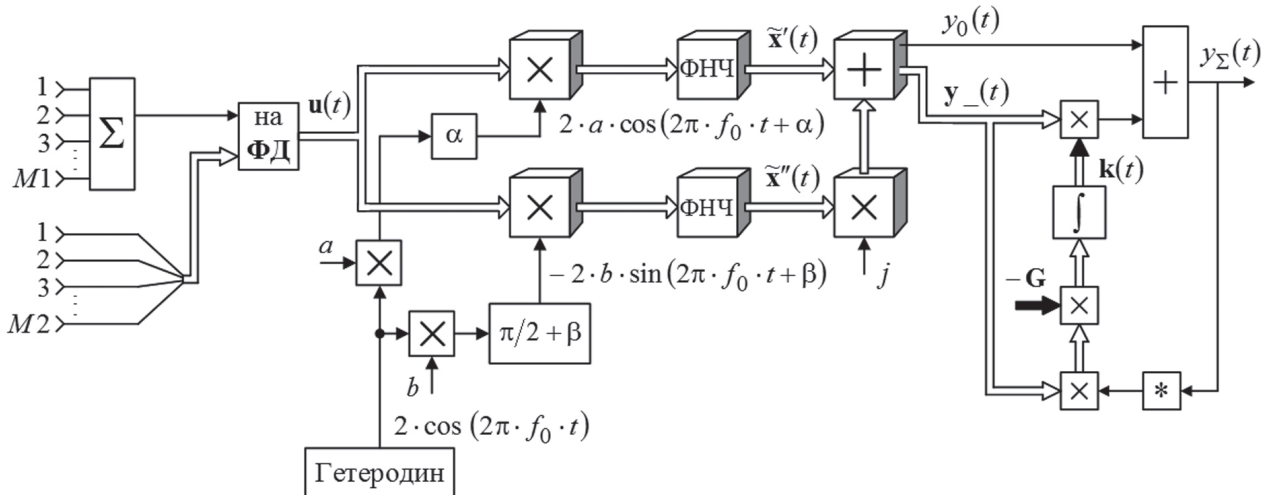


Рис. 3. Схема анализируемой системы обработки

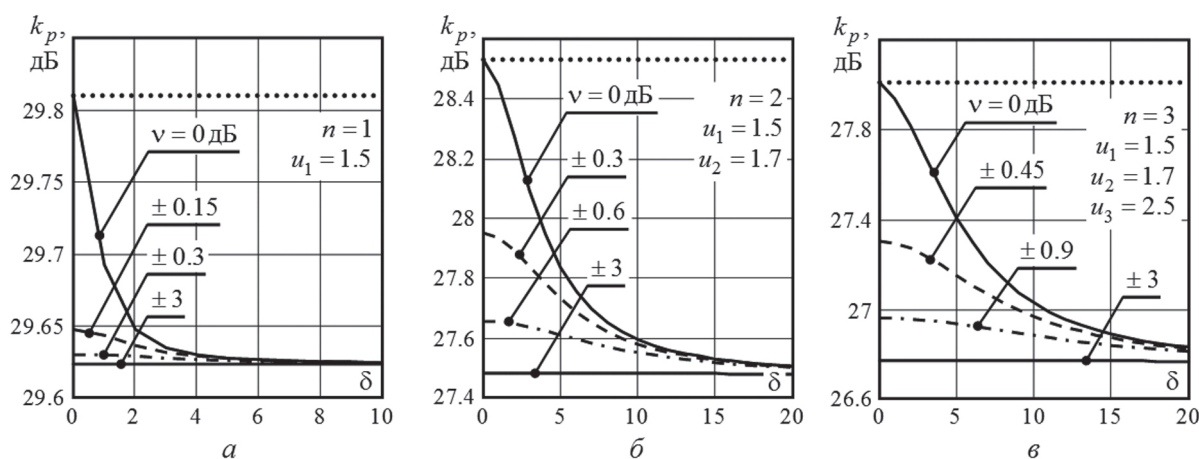


Рис. 4. Влияние неортогональности и различия усиления на значения k_p

шум (ОПШ) $\eta=30$ дБ. Параметром семейств служит значение отношения усиления квадратурных подканалов $v=b/a$ (в дБ). Показанные точками горизонтальные прямые соответствуют “идеальному” фазовому детектированию ($v=1$, $\delta=0$).

Как следует из приведенных результатов, потери эффективности (степени подавления помех) тем выше, чем больше число n источников шумовых излучений (ШИ), однако в приведенном примере при рассмотренных значениях амплитудных и фазовых ошибок даже при $n=3$ они не превосходят 1.2 дБ. Этот результат вполне естественен, поскольку при полном отказе от одного (любого) квадратурного канала потери показателей качества не превышают 3 дБ.

В. В качестве иллюстрирующего примера на рис. 5 приведены расчетные зависимости от параметров v и δ коэффициента подавления помех (16) и **ОСПШ** (18) при другом сигнально-помеховом сценарии. Здесь два ($n=2$) равномощных источника ШИ действуют с направлений $\pm 0.5^\circ$ относительно нормали, **ОПШ** в основном канале приема $\eta=30$ дБ. Когерентная пачка полезного сигнала единичной амплитуды

$s(\theta_s) = \{s_i(\theta_s)\}_{i=1}^M$ от точечной цели, расположенной в направлении нормали к АР ($\theta_s = \theta_s = 0$), имеет **КМ** $\tilde{\Phi}_s$ вида (15) с “невозмущенной” **КМ** $\Phi_s = \Phi'_s + j \cdot \Phi''_s = s(\theta_s) \cdot s^*(\theta_s)$ единичного ранга.

Как следует из приведенных результатов, потери в коэффициенте подавления k_p и **ОСПШ** μ в рассматриваемой обстановке составляют примерно 2.77 и 2.6 дБ соответственно. Они меньше 3 дБ, поскольку при отказе от квадратурной обработки уменьшается не только мощность когерентных полезных сигналов, но и (в меньшей степени) помех, некогерентных или когерентных только частично.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

При цифровой обработке на современной элементной базе достижимые амплитудно-фазовые ошибки фазового детектирования, не превосходящие значений $|v| \leq 1$ дБ и $|\delta| \leq 10^\circ$, могут снижать коэффициент подавления или **ОСПШ** на доли децибела, что в большинстве случаев не существенно для практики.

Базовые формулы (12), (15) могут быть полезны для решения широкого круга других задач обработки комплексных сигналов в радиотехнических системах различного назначения.

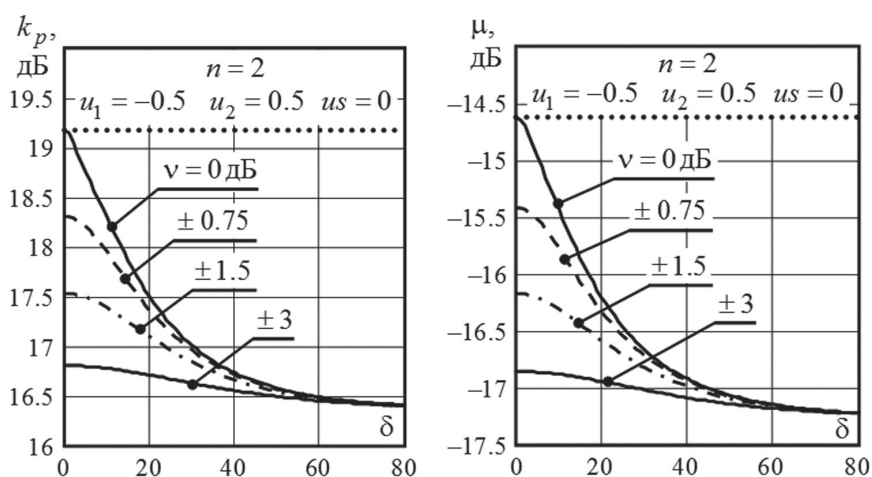


Рис. 5. Влияние неортогональности и различия усиления на значения k_p и μ

Литература

- [1] Радиоэлектронные системы. Основы построения и теория: Справочник / Ширман Я.Д., Багдасарян С.Т., Маляренко А.С., Леховицкий Д.И., Лещенко С.П., Лосев Ю.И., Николаев А.И., Горшков С.А., Москвитин С.В., Орленко В.М.; под ред. Я.Д. Ширмана. — М.: Радиотехника, 2007. — 512 с.
- [2] Ван Трис Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции. Том 3. Обработка сигналов в радио- и гидролокации и прием случайных гауссовых сигналов на фоне помех / Г. Ван Трис; пер. с англ. под ред. В.Т. Горяинова. — М.: Советское радио, 1977. — 664 с.
- [3] Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы: Учебник / С.И. Баскаков. — М.: Высшая школа, 1983. — 536 с.
- [4] Фединин В.В. О возможности повышения быстродействия и устойчивости цифрового автокомпенсатора помех / В.В. Фединин, А.В. Василевский, В.С. Джус // Вопросы повышения эффективности радиотехнического вооружения Войск ПВО страны в условиях радиоэлектронного подавления. Ч. 2 [Научно-методические материалы]. — Х.: ВИРТА, 1979.
- [5] Кузьмин С.З. Цифровая радиолокация. Введение в теорию / С.З. Кузьмин. — К.: КВЦ, 2000. — 428 с.
- [6] Джус В.С. Повышение быстродействия и устойчивости цифровых автокомпенсаторов / В.С. Джус, Д.И. Леховицкий // Вопросы обработки радиолокационных сигналов и помехозащиты РЛС [Тематический научно-технический сборник]. — Х.: ВИРТА, 1980. — Вып. 5. — С. 89–96.

Поступила в редколлегию 13.01.2014



Леховицкий Давид Исаакович, доктор технических наук, профессор, главный научный сотрудник научно-исследовательского центра Харьковского национального университета радиоэлектроники. Научные интересы: адаптивная пространственно-временная обработка сигналов на фоне помех в информационных системах различного назначения.



Рачков Дмитрий Сергеевич, младший научный сотрудник научно-исследовательского центра Харьковского национального университета радиоэлектроники. Научные интересы: первичная междупериодная обработка сигналов в доплеровских метеоролокациях, унифицированные процессоры и системы адаптивной обработки сигналов на фоне помех.



Семеняка Андрей Викторович, младший научный сотрудник научно-исследовательского центра Харьковского национального университета радиоэлектроники. Научные интересы: унифицированные процессоры и системы адаптивной обработки сигналов на фоне помех.



Атаманский Дмитрий Владимирович, кандидат технических наук, доцент. Научные интересы: адаптивная пространственно-временная обработка сигналов на фоне помех в информационных системах различного назначения.

УДК 621.396.965:621.391.26

Вплив неортогональності та різниці коефіцієнтів підсилення квадратурних підканалів на ефективність просторової обробки / Д. І. Леховицький, Д. С. Рачков, А. В. Семеняка, Д. В. Атаманський // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. — 2014. — Том 13. — № 1. — С. 29–34.

Досліджується вплив неортогональності та різниці коефіцієнтів підсилення квадратурних підканалів фазових детекторів на ефективність системи просторової обробки сигналів на фоні власного шуму каналів прийому і незалежних шумових випромінювань точкових зовнішніх джерел. Отримані вирази для кореляційних матриць вхідних впливів, які враховують ці фактори. На їх основі в наборі тестових сценаріїв розраховані граничні характеристики автокомпенсаційних систем захисту від цих завад. Показано, що в ході використання сучасної цифрової техніки зниження граничних характеристик обробки, обумовлене впливом цих факторів, може бути практично неістотним.

Ключові слова: просторова обробка, кореляційна матриця, фазовий детектор, кореляційний автокомпенсатор, підсилення та ортогональність квадратурних підканалів.

Л. 5. Бібліогр.: 6 найм.

UDC 621.396.965:621.391.26

An impact of nonorthogonality of quadrature subchannels and distinctions of their amplification factors on spatial processing effectiveness / D. I. Lekhovitskiy, D. S. Rachev, A. V. Semeniaka, D. V. Atamanskiy // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. — 2014. Vol. 13. — № 1. — P. 29–34.

This paper investigates an impact of nonorthogonality of phase detector quadrature subchannels and distinctions of their amplification factors on effectiveness of a system of spatial signal processing against the background of internal noise of receiving channels and independent noise radiations of external dot sources. The expressions for covariance matrices of input signals are derived which take into account both these factors. The expressions are used to calculate for different test scenarios limiting characteristics of autocompensation systems intended for protection from these interferences. It is shown that with utilization of modern digital computing machinery the impact of the above-mentioned factors reduces potential characteristics of signal processing practically insignificantly.

Keywords: spatial processing, covariance matrix, phase detector, correlation autocanceller, amplification factor and orthogonality of quadrature subchannels.

Fig. 5. Ref: 6 items.

СИНТЕЗ АЛГОРИТМА АДАПТИВНОЙ ОБРАБОТКИ АНСАМБЛЯ СИГНАЛОВ В УСЛОВИЯХ АПРИОРНОЙ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ ИХ ВИДА И ПАРАМЕТРОВ

Н. М. КАЛЮЖНЫЙ, В. И. КОЛЕСНИК

В данной статье формулируется и решается задача синтеза алгоритма адаптивной обработки ансамбля радиотехнических сигналов априорно неопределенного вида и параметров при моноимпульсном обнаружении—оценивании—распознавании. Приводится описание структурно-функциональной схемы, реализующей синтезированное многофункциональное решающее правило. В заключительной части рассматриваются особенности практического применения этого правила.

Ключевые слова: алгоритм, адаптивная обработка, моноимпульсное распознавание, априорная неопределенность сигналов.

ВВЕДЕНИЕ

Для радиомониторинга радиоэлектронной обстановки (РЭО) характерна существенная априорная неопределенность. Она обусловлена широким диапазоном и полосами рабочих частот, большим нефиксированным количеством и многообразием зондирующих сигналов, изменением их частотно-временных параметров в процессе работы и др. С другой стороны, важнейшей тенденцией современного радиомониторинга РЭО является стремление к получению достоверной информации в реальном или близком к нему масштабе времени. Решение задач радиомониторинга в этих условиях связано с применением, с одной стороны, беспойсковых методов обзора пространства и частоты, а с другой — моноимпульсных методов обработки сигналов в приемных устройствах. Практические сложности их реализации хорошо известны [7].

При решении общих задач радиомониторинга или задании требований на разработку приемных устройств априорно всегда можно определить условия работы, виды сигналов и помех, а также диапазоны возможных значений их параметров. Совокупность таких априорных данных позволяет, используя математический аппарат теории статистических решений, осуществить синтез алгоритма принятия оптимального решения. Решающее правило зависит от степени априорной неопределенности.

Реально приемные устройства радиомониторинга работают в условиях априорной неопределенности, как параметров, так и структуры (вида) сигналов. Поэтому решение задачи синтеза алгоритма адаптивной обработки ансамбля сигналов в условиях априорной неопределенности не только параметров, но и структуры сигналов является актуальным.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Применительно к моноимпульсному совместному обнаружению—оцениванию—распознаванию сигналов в условиях априорной неопределенности их вида и параметров задачу синтеза алгоритма сформулируем в следующем виде.

Пусть на отрезке времени $[0, T]$ ($T \leq \infty$) и в полосе частот $[f_0 \pm \Pi/2]$ ($f_0 \gg \Pi$) доступны наблюдению, а значит обработке и регистрации, реализации случайного процесса $y(t, \Pi)$, относительно которого может оказаться справедливой одна из сложных гипотез

$$H_{ij} : y(t, \Pi) = iS_j(t, \vec{\alpha}, \vec{\gamma}_j, \vec{\beta}) + n(t, \Pi), \quad (1)$$

где $S_j(t, \vec{\alpha}, \vec{\gamma}_j, \vec{\beta})$ — функция, описывающая полезный сигнал и зависящая от случайных измеряемых параметров $\vec{\alpha}$, измеряемых параметров его структуры (вида) $\vec{\gamma}_j$ и неизмеряемых параметров $\vec{\beta}$; $i = 1, 0$ — множитель, описывающий наличие или отсутствие сигнала; $j = 1, 2, \dots, J$ — количество возможных структур (видов) полезных сигналов; $n(t, \Pi)$ — реализация шума.

Считается, что относительно случайного процесса $y(t, \Pi)$ имеется следующая априорная информация.

Гипотезы H_{ij} являются случайными для всех $i = 1, 0$; $j = \overline{1, J}$ и составляют полную группу событий. Вероятность справедливости каждой из гипотез p_{ij} неизвестна, но задана вероятность ложных тревог F . Полезные сигналы $S_j(t, \vec{\alpha}, \vec{\gamma}_j, \vec{\beta})$ известных видов j относятся к сигналам с ограниченным спектром, с заданным составом векторов $\vec{\alpha}, \vec{\gamma}_j, \vec{\beta}$ и диапазонами их возможных значений:

$$\vec{\alpha}_{\min} \leq \vec{\alpha} \leq \vec{\alpha}_{\max}, \quad \gamma_{\min} \leq \gamma_j \leq \gamma_{\max}, \quad \beta_{\min} \leq \beta \leq \beta_{\max}.$$

Эти параметры распределены равномерно в заданных диапазонах возможных значений, т.е. $p(\vec{\alpha}) = \text{const}$, $p(\vec{\gamma}_j)_{j=1,2,\dots,J} = \text{const}$ и $p(\vec{\beta}) = \text{const}$. Такое распределение характеризует наибольшую априорную неопределенность [1, 6].

Компонентный состав векторов $\vec{\alpha}$ и $\vec{\beta}$ одинаков для всех гипотез. Компонентами вектора $\vec{\alpha}$ могут быть амплитудные, фазовые, частотные или временные параметры полезного сигнала. К компонентам вектора $\vec{\beta}$ относятся не подлежащие измерению компоненты вектора $\vec{\alpha}$. В качестве компонент вектора $\vec{\gamma}_j$ могут использоваться амплитудно-временные, фазо-временные

или частотно-временные параметры функций модуляции сигналов. В силу этого размерность вектора $\vec{\gamma}_j$ и физический смысл его отдельных компонент при разных гипотезах могут быть различными. Определены также статистические зависимости

$$p[y(t, \Pi)/\vec{\gamma}_j] \text{ и } p[y(t, \Pi), \vec{\gamma}_j/\vec{\alpha}]. \quad (2)$$

Эта априорная информация соответствует реальности и позволяет определить модели процессов изменения параметров $\vec{\gamma}_j$ в зависимости от параметров процесса $y(t, \Pi)$ и параметров $\vec{\alpha}$ в зависимости от параметров $y(t, \Pi)$ и $\vec{\gamma}_j$.

Шум $n(t, \Pi)$ статистически независим от сигнала и является стационарным гауссовым процессом с нулевым средним и δ -функцией корреляции, т.е.

$$\left. \begin{aligned} M[n(t, \Pi)] &= 0 \\ M[n(t + \tau, \Pi), n(t)] &= SN_0 \delta(\tau, \Pi) \end{aligned} \right\}. \quad (3)$$

Помехи другого вида следует рассматривать как полезный сигнал.

Необходимо синтезировать решающее правило, которое по одной реализации процесса $y(t, \Pi)$ на отрезке времени $[0, T]$ и в полосе частот $[f_0 \pm \Pi/2]$ формирует совместно решение как о справедливости одной из гипотез H_{ij} , так и оценки информативных параметров $\vec{\alpha}$ и $\vec{\gamma}_j$ при принятии соответствующей гипотезы H_{1j} .

СИНТЕЗ АЛГОРИТМА

При решении задач обнаружения – оценивания или распознавания – оценивания сигналов вместо гипотез (1), определяющих структуру наблюдаемого процесса, обычно рассматривают соответствующие им статистические гипотезы о виде распределения $p(\vec{Y}, \vec{\alpha}, \vec{\gamma}_j, \vec{\beta})$ вектора дискретизированных значений процесса $y(t, \Pi)$ по наблюдаемым координатам $\vec{Y} = \{y_n\}_{n=1, 2, \dots, N_0}$. Переход к дискретизированным значениям в большинстве случаев облегчает аналитическое решение задачи. При дискретизации случайного процесса $y(t, \Pi)$ всегда может быть измерена некоторая совокупность наблюдаемых параметров $\vec{\theta} = \{\theta_n\}_{n=1, 2, \dots, N_0}$, в качестве которых могут быть составляющие компонент дискретизированного процесса $\vec{Y}$ или вектора $\vec{\alpha}$. Предположим далее, что ошибки измерения последовательности наблюдаемых параметров распределены по нормальному закону с нулевым средним значением и известной корреляционной матрицей. Будем считать также, что указанная последовательность является достаточной для оценивания информативных параметров $\vec{\gamma}_j, \vec{\alpha}$ в силу условия (2).

Тогда соответствующие статистические гипотезы (1) о виде распределения вектора дискретизированных значений процесса $y(t, \Pi)$ можно представить в виде

$$H_{ij} : \vec{Y} \sim p(\vec{Y}, \vec{\alpha}, \vec{\gamma}_j, \vec{\theta}, \vec{\beta}, H_{ij}); i = 1, 0; j = \overline{1, J}, \quad (4)$$

где $\vec{Y} \subset Y, \vec{\alpha} \in A, \vec{\gamma}_j \in \Gamma, \vec{\theta} \in \Theta, \vec{\beta} \in B$ – соответственно множества значений векторов $\vec{Y}, \vec{\alpha}, \vec{\gamma}_j, \vec{\theta}, \vec{\beta}$.

В соответствии с теорией статистических решений после получения вида распределения дискретизированных значений $\vec{Y}$ необходимо на основе выбранного критерия качества принять одну из указанных гипотез H_{ij} и, если принята гипотеза H_{1j} , то должны быть оценены параметры $\vec{\alpha}$ и $\vec{\gamma}_j$ обнаруженного сигнала. При проверке сложных гипотез с одновременной оценкой параметров, когда неизвестны величина потерь из-за ошибочных решений и априорные вероятности p_{ij} используется критерий максимального правдоподобия (КМП). Поскольку ещё задана вероятность ложных тревог, то для принятия решения об обнаружении сигнала целесообразно применить критерий Неймана – Пирсона.

Согласно общей методологии синтеза совместных алгоритмов обнаружения-оценивания или распознавания-оценивания сигналов [2], решения на основе КМП могут быть сформированы согласованным двухфункциональным правилом $\mathbf{R}(\vec{Y})$, содержащим в качестве компонент правило оценивания $\mathbf{R}_H(\vec{Y})$ и правило обнаружения $\mathbf{R}_O(\vec{Y})$ или распознавания $\mathbf{R}_P(\vec{Y})$. Формальной основой для синтеза двухфункциональных алгоритмов является введение понятия составного вектора $\vec{\lambda} = \|\vec{r}, \vec{\eta}^T\|^T$, которое позволяет свести оба класса задач к оцениванию составного векторного параметра с дискретной по $\vec{r}$ и непрерывной по $\vec{\eta}$ компонентами. При этом дискретный вектор $\vec{r}$ вводится как параметр состояния синтезируемой системы.

Применительно к поставленной задаче по аналогии введем в рассмотрение составной вектор

$$\vec{\lambda} = \|\vec{r}, \vec{\alpha}^T, \vec{\gamma}_j^T, \vec{\theta}^T, \vec{\beta}^T\|^T, \quad (5)$$

имеющий частные значения $\vec{\lambda}_{ij} = \|\vec{r}_{ij}, \vec{\alpha}^T, \vec{\gamma}_j^T, \vec{\theta}^T, \vec{\beta}^T\|^T$ с компонентами в виде дискретного решающего вектора $\vec{r}_{ij} = \|r_0, r_{1j}\|$, а также векторов непрерывных параметров $\vec{\alpha}^T = \|\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_a\|^T$, $\vec{\gamma}_j^T = \|\gamma_{j1}, \gamma_{j2}, \dots, \gamma_{jb}\|^T$, $\vec{\theta}^T = \|\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_g\|^T$ и $\vec{\beta} = \|\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_h\|^T$. Введенный таким образом вектор назовем вектором состояния наблюдаемого процесса или синтезируемой системы. Дискретно-непрерывное множество всех значений вектора состояния $\vec{\lambda}$ обозначим Λ . Тогда совместную плотность вероятности (ПВ) по каждой из гипотез в (4) можно выразить через вектор состояния (5) в виде

$$p(\vec{Y}, \vec{\lambda}_{ij}) = p(\vec{Y}, \vec{r}_{ij}, \vec{\alpha}, \vec{\gamma}_j, \vec{\theta}, \vec{\beta}) = p_{ij}(\vec{Y}, \vec{\alpha}, \vec{\gamma}_j, \vec{\theta}, \vec{\beta}).$$

В соответствии с методом максимального правдоподобия [2] оценка максимального правдоподобия (ОМП) вектора состояния (4)

$$\hat{\lambda}(\vec{Y}) = \arg \sup_{(i,j,\vec{\alpha},\vec{\gamma}_j,\vec{\theta},\vec{\beta})} p_{ij}(\vec{Y}, \vec{\alpha}, \vec{\gamma}_j, \vec{\theta}, \vec{\beta}), \quad (6)$$

где $p_{ij}(\vec{Y}, \vec{\alpha}, \vec{\gamma}_j, \vec{\theta}, \vec{\beta})$ — имеет смысл функции правдоподобия (ФП).

В силу того, что физический смысл векторов $\vec{\alpha}$ и $\vec{\gamma}_j$ разный, а размерность вектора $\vec{\gamma}_j$ может меняться от гипотезы к гипотезе, наибольшее значение вектора состояния необходимо искать в несколько этапов

$$\hat{\lambda}(\vec{Y}) = \arg \max_{i \in \{1,0\}} \sup_{\vec{\alpha} \in A} \max_{j \in \{1, \dots, J\}} \sup_{\vec{\gamma}_j \in \Theta} \sup_{\vec{\theta} \in \Theta} \sup_{\vec{\beta} \in \Theta} p_{ij}(\vec{Y}, \vec{\alpha}, \vec{\gamma}_j, \vec{\theta}, \vec{\beta}). \quad (7)$$

Для оценивания вектора состояния (7) по векторам параметров $\vec{\theta}$ и $\vec{\beta}$ уточним модели дискретизации и статистического описания наблюдаемого процесса $y(t, \Pi)$. Согласно обобщенной теореме отсчетов [4], в условиях рассматриваемой априорной неопределенности оптимальной является частотно-временная дискретизация наблюдаемого процесса с общим числом элементов дискретизации $K \times L = N_0$. Поскольку при таком разбиении дискретизированные значения вектора $\vec{Y}$ являются некоррелированными и, следовательно, при гауссовой статистике шума независимыми, то многомерную ПВ в (7) можно представить в виде произведения одномерных ПВ [1, 5]. В этом случае

$$p_{ij}(\vec{Y}, \vec{\alpha}, \vec{\gamma}_j, \vec{\theta}, \vec{\beta}) = \prod_{k, \ell=1}^{K, L} p_{ijk\ell}(\vec{y}_{k\ell}, \vec{\theta}_{k\ell}, \vec{\beta}_{k\ell}), \quad (8)$$

а значения параметров $\vec{\alpha}$ и $\vec{\gamma}_j$ заключены в произведениях одномерных ПВ по ℓ и k .

Учитывая, что подлежащая обработке совокупность сигналов имеет $M \gg J$ неперекрывающихся значений параметров, дискретизировать наблюдаемый в заданной частотно-временной области процесс $y(t, \Pi)$ необходимо перебором M вариантов. Отнесем саму величину шага дискретизации по частотно-временным координатам к неинформативным параметрам и обозначим $\beta_{kl}^{(m)}$. Поскольку сигнал может иметь только одну комбинацию параметров, то события по M образуют полную группу несовместных событий. Тогда на основании формул полной вероятности и умножения вероятностей совместную ПВ под знаком произведения (8) можно представить в виде

$$p_{ijk\ell}(\vec{y}_{k\ell}, \vec{\theta}_{k\ell}, \vec{\beta}_{k\ell}) = \sum_{m=1}^M p_{ijk\ell m}(\vec{y}_{k\ell}, \vec{\theta}_{k\ell} / \vec{\beta}_{kl}^{(m)}) \cdot p_{ijk\ell m}(\vec{\beta}_{kl}^{(m)}),$$

где $p_{ijk\ell m}(\vec{y}_{kl}, \vec{\theta}_{kl} / \vec{\beta}_{kl}^{(m)})$ — частная ФП.

Или с использованием аналога формулы полной вероятности для параметров [4]

$$p_{ijk\ell}(\vec{y}_{k\ell}, \vec{\theta}_{k\ell}, \vec{\beta}_{k\ell}) = \int_{B_{k\ell}} p_{ijk\ell}(\vec{y}_{k\ell}, \vec{\theta}_{k\ell} / \vec{\beta}_{kl}) \cdot p_{ijk\ell}(\vec{\beta}_{kl}) d\vec{\beta}_{kl}. \quad (9)$$

Подставляя (9) в (8) и далее в (7), оценку вектора состояния получим в виде

$$\hat{\lambda}(\vec{Y}) = \arg \max_{i \in \{1,0\}} \sup_{\vec{\alpha} \in A} \max_{j \in \{1, \dots, J\}} \sup_{\vec{\gamma}_j \in \Theta} \prod_{k, \ell=1}^{K, L} \max_{\vec{\theta}_{k\ell}} \sup_{\vec{\beta}_{k\ell} \in \Theta} p_{ijk\ell}(\vec{y}_{k\ell}, \vec{\theta}_{k\ell} / \vec{\beta}_{kl}) \cdot p_{ijk\ell}(\vec{\beta}_{kl}) d\vec{\beta}_{kl}. \quad (10)$$

Если бы априорная ПВ $p(\vec{\beta})$ и соответственно $p_{ijk\ell}(\vec{\beta}_{kl})$ были известны, то исключить неинформативные параметры в (10) можно было бы путём непосредственного интегрирования при условии нормировки $p_{ijk\ell}(\vec{\beta}_{kl})$, т.е. $\int_{B_{k\ell}} p_{ijk\ell}(\vec{\beta}_{kl}) d\vec{\beta}_{kl} = 1$. В силу априорной неопределенности в задании $p(\vec{\beta})$ провести интегрирование в (10) по $\beta_{k\ell}$ в явном виде не удастся.

Способы преодоления априорной неопределенности в задачах обнаружения-оценивания и распознавания-оценивания также основываются на методах математической статистики [1, 5]. Среди этих методов важное место занимает адаптивный байесовский подход [6]. Общей процедурой формирования оптимальной оценки (10) на основе адаптивного байесовского подхода является нахождение приближенного выражения для ФП по $\vec{\beta}$ и оценивание наблюдаемых параметров из условия максимума результирующей ФП.

При применении адаптивного байесовского подхода рассматриваются практические условия высокого отношения сигнал/шум, когда ФП является унимодальной, т.е. имеет резко выраженный по всем параметрам максимум. В то же время априорное распределение $p_{ijk\ell}(\vec{\beta}_{kl})$ в области максимума изменяется сравнительно медленно, т.е. оценка $\hat{\beta}_{kl}$ находится внутри диапазона возможных значений $\vec{\beta}_{kl}$. Используя асимптотическое свойство ФП, интегрирование в (10) проведем с помощью асимптотического метода интегрирования Лапласа, основанного на аппроксимации функции $\ln p_{ijk\ell}(\vec{y}_{k\ell}, \vec{\theta}_{k\ell} / \vec{\beta}_{kl})$ квадратичным разложением в окрестности точки $\vec{\beta}_{kl} = \hat{\beta}_{kl}$ [7]. В результате получим

$$\int_{B_{k\ell}} p_{ijk\ell}(\vec{y}_{k\ell}, \vec{\theta}_{k\ell} / \vec{\beta}_{kl}) \cdot p_{ijk\ell}(\vec{\beta}_{kl}) d\vec{\beta}_{kl} \approx p_{ijk\ell}(\vec{y}_{k\ell}, \vec{\theta}_{k\ell} / \hat{\beta}_{kl}) \cdot p_{ijk\ell}(\hat{\beta}_{kl}) \cdot d_{ijk\ell}(\hat{\beta}_{kl}), \quad (11)$$

где $d_{ijk\ell}(\hat{\beta}_{kl}) = (2\pi)^{h/2} \left(\det D_{\hat{\beta}_{kl}} \right)^{-1/2}$;

$D_{\hat{\beta}_{kl}} = \left\| \frac{\partial^2 \ln \left(\vec{y}_{kl}, \vec{\theta}_{kl} / \hat{\beta}_{kl} \right)}{\partial \beta_{kl}^{(v)} \partial \beta_{kl}^{(u)}} \right\|$ – матрица вторых производных функции $\ln p_{ij} \left(\vec{y}_{kl}, \vec{\theta}_{kl} / \vec{\beta}_{kl} \right)$ в точке $\vec{\beta}_{kl} = \hat{\beta}_{kl}$; h – общее число компонент вектора $\vec{\beta}_{kl}$.

Сами ОМП неинформативных параметров определим по ФП

$$\hat{\beta}_{kl} = \arg \sup_{\vec{\beta}_{kl}} p_{ijk\ell} \left(\vec{y}_{kl}, \vec{\theta}_{kl} / \vec{\beta}_{kl} \right) \quad (12)$$

путем решения уравнения правдоподобия [7] или эквивалентного ему

$$\frac{\partial}{\partial \vec{\beta}_{ij}} p_{ijk\ell} \left(\vec{y}_{kl}, \vec{\theta}_{kl} / \vec{\beta}_{kl} \right) \Big|_{\vec{\beta}_{kl} = \hat{\beta}_{kl}} = 0. \quad (13)$$

При этом, в первую очередь, необходимо найти ОМП шага дискретизации, а затем ОМП других неинформативных параметров.

С учетом (12) оценка вектора состояния (10) принимает вид

$$\hat{\lambda}(\vec{Y}) = \arg \max_{i \in \{1,0\}} \sup_{\vec{\alpha} \in A} \max_{j \in \{1,J\}} \sup_{\vec{\gamma} \in \Gamma} \quad (14)$$

$$\prod_{k,\ell=1}^{K_0,L_0} \max_{k,\ell} \sup_{\vec{y}_{kl} \in \Theta_{kl}} p_{ijk\ell} \left(\vec{y}_{kl}, \vec{\theta}_{kl} / \hat{\beta}_{kl} \right) p_{ijk\ell} \left(\hat{\beta}_{kl} \right) \cdot d_{ijk\ell} \left(\hat{\beta}_{kl} \right),$$

где теперь $N_0 = K_0 \times L_0$.

Таким образом, на первом этапе обработки сигналов априорно неопределенного вида и параметров необходимо применить для их дискретизации теорему отсчетов в частотно-временной области, найти на основе адаптивного байесовского подхода оценочные значения параметров частотно-временной дискретизации и других неинформативных параметров $\hat{\beta}_{kl}$ и сформировать по всем дискретизированным элементам достаточные статистики.

С целью дальнейшего оценивания вектора состояния $\lambda(\vec{Y})$ по наблюдаемым параметрам $\vec{\theta}_{kl}$ снова применим формулу умножения вероятностей в (14) и введем в рассмотрение оценку частных значений вектора состояния

$$\hat{\lambda}_{ijk\ell} = \left\| \vec{r}_{ijk\ell}, \vec{\theta}_{ijk\ell}^T \right\|^T = \max_{k,\ell} \sup_{\vec{y}_{kl}} p_{ijk\ell} \left(\vec{y}_{kl}, \vec{\theta}_{kl} / \hat{\beta}_{kl} \right) \times \quad (15)$$

$$\times p_{ijk\ell} \left(\vec{\theta}_{kl} / \hat{\beta}_{kl} \right) \cdot p_{ijk\ell} \left(\hat{\beta}_{kl} \right) \cdot d_{ijk\ell} \left(\hat{\beta}_{kl} \right).$$

Оценку (15) назовем совместной оценкой параметров элемента сигнала, дискретной по $\vec{r}_{ijk\ell}$ и непрерывной по $\vec{\theta}_{kl}$. Рассмотрим состав и вид этой оценки. Из-за априорной неопределенности относительно плотности распределения наблюдаемых параметров $\vec{\theta}_{kl}$ ФП $p_{ijk\ell} \left(\vec{y}_{kl}, \vec{\theta}_{kl} / \hat{\beta}_{kl} \right)$ и

$p_{ijk\ell} \left(\vec{\theta}_{kl}, \hat{\beta}_{kl} \right) = p_{ijk\ell} \left(\vec{\theta}_{kl} / \hat{\beta}_{kl} \right) \cdot p \left(\hat{\beta}_{kl} \right)$ равнозначно определяют положение максимума (15). В силу этого введем обозначение условной по составляющей $H_{ijk\ell}$ сложной гипотезы H_{ij} и безусловной по параметрам $\hat{\beta}_{kl}$ ОМП наблюдаемых параметров k, ℓ -го элемента дискретизированного процесса $\vec{Y}$

$$\hat{\theta}_{kl} = \arg \sup_{\vec{\theta}_{kl}} p_{ijk\ell} \left(\vec{\theta}_{kl}, \hat{\beta}_{kl} \right), \quad (16)$$

которую найдем аналогично (12) путем решения уравнения

$$\frac{\partial}{\partial \vec{\theta}_{kl}} p_{ijk\ell} \left(\vec{\theta}_{kl}, \hat{\beta}_{kl} \right) \Big|_{\vec{\theta}_{kl} = \hat{\theta}_{kl}} = 0.$$

Исходя из (15) с учетом (16), условная по сложной гипотезе H_{ij} ОМП дискретной компоненты

$$\hat{r}_{ijk\ell} = \arg \max_{k,\ell} p_{ijk\ell} \left(\vec{y}_{kl}, \vec{\theta}_{kl} / \hat{\beta}_{kl} \right) \cdot d_{ijk\ell} \left(\hat{\beta}_{kl} \right). \quad (17)$$

Эту оценку получим путем обнаружения наличия или отсутствия элемента сигнала на k, ℓ -шаге дискретизации в соответствии с критерием Неймана-Пирсона

$$\hat{r}_{ijk\ell} = \begin{cases} \vec{r}_{ijk\ell}, & \text{при } p_{ijk\ell} \left(\vec{y}_{kl}, \vec{\theta}_{kl} / \hat{\beta}_{kl} \right) \cdot d_{ijk\ell} \left(\hat{\beta}_{kl} \right) \geq p_{ijk\ell} \left(\vec{y}_{kl} \right) \\ 0, & \text{в противном случае,} \end{cases} \quad (18)$$

где $p_{ijk\ell}(\vec{y}_{kl})$ – ФП при наличии только шума.

Определенной трудностью использования ФП дискретизированных значений $\vec{Y}$ является неограниченное их убывание в процессе предельного перехода к непрерывным координатам по частоте или времени. Это обстоятельство может привести к принятию составляющих гипотез $H_{ijk\ell}$ с вероятностью, близкой к единице для всех элементов. Указанная трудность обычно преодолевается обобщением ОМП (17) путем перехода от ФП к отношению правдоподобия (ОП) [1]. Вводя ОП

$$l_{ijk\ell} \left(\vec{y}_{kl} / \vec{\theta}_{kl}, \hat{\beta}_{kl} \right) = p_{ijk\ell} \left(\vec{y}_{kl} / \vec{\theta}_{kl}, \hat{\beta}_{kl} \right) / p_{ijk\ell} \left(\vec{y}_{kl} \right), \quad (19)$$

в итоге приходим к согласованному двухфункциональному решающему правилу обнаружения и оценивания наблюдаемых параметров $k\ell$ -го элемента сигнала

$$R_{1и}(y_{kl}) = \hat{\theta}_{kl} = \arg \sup_{\vec{\theta}_{kl}} p_{ijk\ell} \left(\vec{\theta}_{kl}, \hat{\beta}_{kl} \right) \quad (20a)$$

$$R_{1о}(y_{kl}) = \hat{r}_{ijk\ell} = \begin{cases} r_{ijk\ell}, & \text{при } l_{ijk\ell} \left(\vec{y}_{kl} / \vec{\theta}_{kl}, \hat{\beta}_{kl} \right) > l_{1kl}, \\ 0, & \text{в противном случае,} \end{cases} \quad (20б)$$

$$\text{где } l_{k\ell} = 1/d_{\hat{y}\hat{k}\hat{\ell}} \left(\hat{\beta}_{k\ell} \right) - \quad (21)$$

пороговый уровень обнаружения элемента сигнала.

Соотношения (20) полностью определяют согласованное решающее правило обнаружения – оценивания элементов сигнала в рассматриваемых условиях априорной неопределенности для всех $k = 1, 2, \dots, K_0$, $\ell = 1, 2, \dots, L_0$, $\vec{y} \in \Gamma$ и $\vec{\alpha} \in A$, $j = 1, 2, \dots, J$, $i = 1, 0$. Из этих соотношений следует, что в общем случае правила оценивания и обнаружения элементов сигнала являются матричными с числом компонент, равным $K_0 \times L_0 = N_0$, определяемых в соответствии с (20а) и (20б). На основании этого решающее правило обнаружения-оценивания элементов сигнала можно записать

$$\mathbf{R}_{\text{ин}}(\vec{Y}) = \begin{bmatrix} \hat{\vartheta}_{11} & \hat{\vartheta}_{12} & \dots & \hat{\vartheta}_{1K_0} \\ \hat{\vartheta}_{21} & \hat{\vartheta}_{22} & \dots & \hat{\vartheta}_{2K_0} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \hat{\vartheta}_{L_01} & \hat{\vartheta}_{L_02} & \dots & \hat{\vartheta}_{L_0K_0} \end{bmatrix} \quad (22a)$$

$$\mathbf{R}_{\text{лю}}(\vec{Y}) = \begin{bmatrix} \hat{r}_{ij11} & \hat{r}_{ij12} & \dots & \hat{r}_{ij1K_0} \\ \hat{r}_{ij21} & \hat{r}_{ij22} & \dots & \hat{r}_{ij2K_0} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \hat{r}_{ijL_01} & \hat{r}_{ijL_02} & \dots & \hat{r}_{ijL_0K_0} \end{bmatrix} \quad (22б)$$

Следовательно, на втором этапе обнаружения–оценивания–распознавания сигналов с априорно неопределенными структурой и параметрами принимается согласованное условное решение о справедливости составляющих $H_{\hat{y}\hat{k}\hat{\ell}}$ или $H_{\hat{y}k\ell}$ сложной гипотезы $H_{\hat{y}}$ и, если принято решение о $H_{\hat{y}\hat{k}\hat{\ell}}$, то на выход пропускаются оценки наблюдаемых параметров $\hat{\vartheta}_{\hat{k}\hat{\ell}}$. Сама процедура получения оценок частных значений наблюдаемых параметров $\hat{\vartheta}_{\hat{k}\hat{\ell}}$ для достаточных статистик, превысивших порог на k, ℓ -м элементе дискретизации, в соответствии с (15) и (19) описывается выражением

$$\hat{\vartheta}_{k\ell} = l_{\hat{y}\hat{k}\hat{\ell}} \left(y_{\hat{k}\hat{\ell}} / \hat{\vartheta}_{\hat{k}\hat{\ell}}, \hat{\beta}_{\hat{k}\hat{\ell}} \right) \cdot p_{\hat{y}\hat{k}\hat{\ell}} \left(\hat{\vartheta}_{\hat{k}\hat{\ell}}, \hat{\beta}_{\hat{k}\hat{\ell}} \right). \quad (23)$$

Результирующая оценка вектора состояния (14) после обнаружения–оценивания элементов сигнала принимает вид

$$\hat{\lambda}(\vec{Y}) = \arg \max_{i \in \{1,0\}} \sup_{\vec{\alpha} \in A} \max_{j \in \{1, \dots, J\}} \sup_{\vec{y} \in \Gamma} \prod_{\hat{k}, \hat{\ell}=1}^{\hat{K}, \hat{L}} l_{\hat{y}\hat{k}\hat{\ell}} \left(y_{\hat{k}\hat{\ell}} / \hat{\vartheta}_{\hat{k}\hat{\ell}}, \hat{\beta}_{\hat{k}\hat{\ell}} \right) \cdot p_{\hat{k}\hat{\ell}} \left(\hat{\vartheta}_{\hat{k}\hat{\ell}}, \hat{\beta}_{\hat{k}\hat{\ell}} \right),$$

где $\hat{K} \hat{L} = \hat{N} < N_0$ – число превышений порога, определяющее размерность фиксированной для данной реализации выборки смеси сигнала с шумом;

или с заменой произведения независимых ОП на многомерное ОП [1]

$$\hat{\lambda}(\vec{Y}) = \arg \max_{i \in \{1,0\}} \sup_{\vec{\alpha} \in A} \max_{j \in \{1, \dots, J\}} \sup_{\vec{y} \in \Gamma} l_{\hat{y}\hat{K}\hat{L}} \times \times \left(\vec{Y}, \vec{\alpha}, \vec{y}_j / \hat{\vartheta}, \hat{\beta} \right) \cdot p_{\hat{y}\hat{K}\hat{L}} \left(\hat{\vartheta}, \hat{\beta} \right). \quad (24)$$

Проявление элементов сигнала с оценкой их положения на частотно-временной плоскости П×Т позволяет провести оценивание информативных параметров $\vec{y}_j$ и $\vec{\alpha}$ вектора состояния (24). Снова воспользуемся формулой умножения вероятностей для представления функции правдоподобия с зависимыми параметрами в (24) при условии наличия гипотезы $H_{\hat{y}}$. При этом учтём результат предыдущего применения формулы умножения вероятностей в (15) и с целью упрощения записи опустим оценки $\hat{\beta}$, как не используемые в последующей обработке. Тогда

$$p_{\hat{y}\hat{K}\hat{L}} \left(\vec{Y}, \vec{\alpha}, \vec{y}_j / \hat{\vartheta} \right) = p_{\hat{y}\hat{K}\hat{L}} \left(\vec{Y} / \vec{\alpha}, \vec{y}_j, \hat{\vartheta} \right) \cdot p_{\hat{y}\hat{K}\hat{L}} \left(\vec{\alpha} / \vec{y}_j, \hat{\vartheta} \right) p_{\hat{y}\hat{K}\hat{L}} \left(\vec{y}_j / \hat{\vartheta} \right).$$

Подставляя последнее выражение в (24), получим

$$\hat{\lambda}(\vec{Y}) = \arg \max_{i \in \{1,0\}} \sup_{\vec{\alpha} \in A} \max_{j \in \{1, \dots, J\}} \sup_{\vec{y} \in \Gamma} l_{\hat{y}\hat{K}\hat{L}} \left(\vec{Y} / \vec{\alpha}, \vec{y}_j, \hat{\vartheta} \right) p_{\hat{y}\hat{K}\hat{L}} \left(\vec{\alpha} / \vec{y}_j, \hat{\vartheta} \right) \cdot p_{\hat{y}\hat{K}\hat{L}} \left(\vec{y}_j / \hat{\vartheta} \right) \cdot p_{\hat{y}\hat{K}\hat{L}} \left(\hat{\vartheta} \right). \quad (25)$$

Как следует из (25), оценки компонент $\vec{y}_j$ и $\vec{\alpha}$ могут быть получены двояко. Однако, при равной значимости данных наблюдения $\vec{Y}$ и полученных по ним оценок $\hat{\vartheta}$, например, ФП

$$p_{\hat{y}\hat{K}\hat{L}} \left(\vec{y}_j, \hat{\vartheta} \right) = p_{\hat{y}\hat{K}\hat{L}} \left(\vec{y}_j / \hat{\vartheta} \right) \cdot p_{\hat{y}\hat{K}\hat{L}} \left(\hat{\vartheta} \right) = p_{\hat{y}\hat{K}\hat{L}} \left(\hat{\vartheta} / \vec{y}_j \right) \cdot p_{\hat{y}\hat{K}\hat{L}} \left(\vec{y}_j \right) \quad (26)$$

значительно точнее определяет положение максимума (25) по параметрам $\vec{y}_j$ структуры (вида) сигнала, чем ОП $l_{\hat{y}\hat{K}\hat{L}} \left(\vec{Y} / \vec{\alpha}, \vec{y}_j, \hat{\vartheta} \right)$ в силу существующей по условиям задачи статистической связи (2), сужающей область неопределенности. С учетом (26), оценка вектора состояния (25) принимает вид

$$\hat{\lambda}(\vec{Y}) = \arg \max_{i \in \{1,0\}} \sup_{\vec{\alpha} \in A} \max_{j \in \{1, \dots, J\}} \sup_{\vec{y} \in \Gamma} l_{\hat{y}\hat{K}\hat{L}} \left(\vec{Y} / \vec{\alpha}, \vec{y}_j, \hat{\vartheta} \right) p_{\hat{y}\hat{K}\hat{L}} \left(\vec{\alpha} / \vec{y}_j, \hat{\vartheta} \right) \cdot p_{\hat{y}\hat{K}\hat{L}} \left(\hat{\vartheta}, \vec{y}_j \right). \quad (27)$$

Рассмотрим оценки частных значений вектора состояния, определяющие структуру обрабатываемого сигнала

$$\hat{\lambda}_{ij\hat{K}\hat{L}}(\vec{Y}) = \left\| \hat{\vec{r}}_{ij\hat{K}\hat{L}}, \hat{\vec{y}}_j^T \right\|^T = \arg \max_{j \in \{1 \dots J\}} \sup_{\vec{y}_j \in \Gamma} p_{ij\hat{K}\hat{L}} \left(\hat{\vec{\theta}}, \vec{y}_j \right). \quad (28)$$

В предположении справедливости гипотезы H_{ij} введем ОМП непрерывной и дискретной компонент

$$\hat{\vec{y}}_j = \arg \sup_{\vec{y}_j \in \Gamma} p_{ij\hat{K}\hat{L}} \left(\hat{\vec{\theta}}, \vec{y}_j \right) \quad (29a)$$

$$\hat{\vec{r}}_{ij\hat{K}\hat{L}} = \hat{\vec{r}}_{ij\hat{K}\hat{L}} = \arg \max_{j \in \{1 \dots J\}} p_{ij\hat{K}\hat{L}} \left(\hat{\vec{\theta}}, \vec{y}_j \right). \quad (29b)$$

Как следует из (29a), ОМП параметров структуры сигнала определяется в результате фильтрации последовательности наблюдаемых параметров $\hat{\vec{\theta}}_{j\hat{K}\hat{L}}$. В соответствии с (29b), из J полученных оценок параметров структуры сигнала, должна быть выбрана максимально правдоподобная. При этом правило оценивания (29a) является векторным с числом компонент, равным числу J распознаваемых структур сигнала. В результате двухфункциональное правило оценивания—распознавания сигналов принимает вид

$$\hat{\vec{R}}_{20P} \left(\vec{Y}_{\hat{K}\hat{L}} \right) = \left\| \hat{\vec{y}}_1^T, \hat{\vec{y}}_2^T, \dots, \hat{\vec{y}}_J^T \right\|^T; \quad (30a)$$

$$R_{2P} \left(\vec{Y}_{\hat{K}\hat{L}} \right) = \hat{\vec{r}}_{ij\hat{K}\hat{L}}, \text{ при } \hat{\vec{y}}_j = \max_{j=1, 2, \dots, J} \text{ для всех } j=1, 2, \dots, J. \quad (30b)$$

Таким образом, на третьем этапе обнаружения—оценивания—распознавания сигналов с априорно неопределенными структурой и параметрами необходимо по фиксированной выборке $\hat{\vec{\theta}}_{\hat{K}\hat{L}}$ оценить параметры ожидаемых структур сигнала и принять путем сравнения максимально правдоподобную компоненту H_{ij} сложной гипотезы H_{ij} .

По аналогии введем в рассмотрение совместную ПВ $p_{ij\hat{K}\hat{L}} \left(\vec{\alpha}, \hat{\vec{y}}_j, \hat{\vec{\theta}} \right)$ и, применяя формулу умножения вероятностей, найдем

$$p_{ij\hat{K}\hat{L}} \left(\vec{\alpha} / \hat{\vec{y}}_j, \hat{\vec{\theta}} \right) = \mu_0 \cdot p_{ij\hat{K}\hat{L}} \left(\hat{\vec{y}}_j, \hat{\vec{\theta}} / \vec{\alpha} \right) \cdot p_{ij\hat{K}\hat{L}} \left(\vec{\alpha} \right), \quad (31)$$

где $\mu_0 = 1 / p_{ij\hat{K}\hat{L}} \left(\hat{\vec{y}}_j, \hat{\vec{\theta}} \right)$ — коэффициент, не зависящий от $\vec{\alpha}$. Из условия нормировки

$$\int_{-\infty}^{\infty} p_{ij\hat{K}\hat{L}} \left(\hat{\vec{y}}_j, \hat{\vec{\theta}} \right) d\hat{\vec{y}}_j d\hat{\vec{\theta}} = 1$$

$$\mu_0 = 1 / \int_{-\infty}^{\infty} p_{ij\hat{K}\hat{L}} \left(\hat{\vec{y}}_j, \hat{\vec{\theta}} \right) d\hat{\vec{y}}_j d\hat{\vec{\theta}}.$$

С учетом (30) и (31) оценка вектора состояния принимает вид

$$\hat{\vec{\lambda}}(\vec{Y}) = \left\| \hat{\vec{r}}_{ij\hat{K}\hat{L}}, \vec{\alpha}^T \right\|^T = \arg \max_{i \in \{1, 0\}} \sup_{\vec{\alpha}_i \in A} \ell_{ij\hat{K}\hat{L}} \left(\vec{Y} / \vec{\alpha}, \hat{\vec{y}}_j, \hat{\vec{\theta}} \right) \times p_{ij\hat{K}\hat{L}} \left(\hat{\vec{y}}_j, \hat{\vec{\theta}} / \vec{\alpha} \right) \cdot p_{ij\hat{K}\hat{L}} \left(\vec{\alpha} \right) \quad (32)$$

и позволяет провести обнаружение—оценивание обрабатываемого сигнала по совместному распределению оценённых параметров $\hat{\vec{y}}_j$ и $\hat{\vec{\theta}}$. Введем обозначение условной, в предположении справедливости гипотезы H_{ij} , ОМП собственно параметров сигнала и ОМП дискретной компоненты (32) в виде

$$\hat{\vec{\alpha}} = \arg \sup_{\vec{\alpha}} p_{ij\hat{K}\hat{L}} \left(\hat{\vec{\theta}}, \hat{\vec{y}}_j / \vec{\alpha} \right) \quad (33a)$$

$$\hat{\vec{r}}_{ij\hat{K}\hat{L}} = \hat{\vec{r}}_{ij\hat{K}\hat{L}} =$$

$$= \arg \max_{i \in \{1, 0\}} \ell_{ij\hat{K}\hat{L}} \left(\vec{Y} / \hat{\vec{\alpha}}, \hat{\vec{y}}_j, \hat{\vec{\theta}} \right) \cdot p_{ij\hat{K}\hat{L}} \left(\hat{\vec{\alpha}} \right). \quad (33b)$$

На основании введенных ОМП (33) приходим к согласованному двухфункциональному решающему правилу обнаружения сигнала и оценивания его параметров в указанных условиях априорной неопределённости

$$R_{2и} = \hat{\vec{\alpha}} = \arg \sup_{\vec{\alpha}_j} p_{ij\hat{K}\hat{L}} \left(\hat{\vec{\theta}}, \hat{\vec{y}}_j / \vec{\alpha} \right) \quad (34a)$$

$$R_{20} = \hat{\vec{r}}_{ij\hat{K}\hat{L}} = \begin{cases} r_{1j\hat{K}\hat{L}}, & \text{при } \ell_{1j\hat{K}\hat{L}} \left(\vec{Y} / \hat{\vec{\alpha}}, \hat{\vec{y}}_j, \hat{\vec{\theta}} \right) \geq \ell_2, \\ 0, & \text{в противном случае} \end{cases} \quad (34b)$$

где $\ell_2 = 1 / p_{1j\hat{K}\hat{L}}(\hat{\vec{\alpha}})$ — величина второго порога, определяемого из условия обеспечения заданной вероятности обнаружения и ложных тревог по критерию Неймана—Пирсона.

Отметим, что результаты первичного (20 б) и вторичного (34 б) обнаружения позволяют определить выражения для суммарного порога

$$\ell_{\Sigma} = 1 / p_{1j\hat{K}\hat{L}}(\hat{\vec{\alpha}}) \cdot d_{1j\hat{K}\hat{L}}(\hat{\vec{\beta}}). \quad (35)$$

Как следует из формулы (35), величина порога зависит от информативных $\hat{\vec{\alpha}}$ и неинформативных $\hat{\vec{\beta}}$ параметров обрабатываемого сигнала. В то же время значения параметров структуры сигнала и наблюдаемых параметров $\hat{\vec{y}}_j$ и $\hat{\vec{\theta}}$ на величину порога не влияют.

Соотношения (12) совместно с (11), (22) совместно с (20) и (21), (30) совместно с (29), а также (34) определяют адаптивное многофункциональное решающее правило моноимпульсного совместного обнаружения—оценивания—распознавания сигналов с априорно неопределенными структурой и параметрами. Структурная схема приемно-анализирующего устройства, реализующего синтезированное многофункциональное решающее правило, приведена на рис. 1.

Входная реализация $y(t)$ поступает на вход приемного устройства, пропускается через преселектор ПР с полосой рабочих частот $[f_0 \pm \Pi/2]$ и подается на устройство формирования достаточных статистик УФДС. В УФДС процесс $y(t, \Pi)$ в соответствии с обобщенной теоремой отсчетов [4] и априорной плотностью распределения неинформативных параметров $p(\vec{\beta})$ дискретизиру-

ется на частотно-временные элементы, по которым формируются оценочные по $\hat{\beta}_{kl}$ отношения (функции) правдоподобия. ОМП $\hat{\beta}_{kl}$ находятся путем решения системы уравнений (12) с учетом (11). Полученные оценочные значения $\hat{\beta}_{kl}$ и используемая аналитическая модель сигнала [4] после подстановки в ОП определяют структурную схему УФДС.

Сформированные на каждом шаге дискретизации ОП поступают на устройство первичного оценивания УПО и на первое пороговое устройство ПУ1. В УПО производится оценивание наблюдаемых параметров $\hat{\theta}_{kl}$, согласно (20а), а в ПУ1 сравниваются оценочные ОП (20б) с первым порогом (21).

При превышении порога принимается решение о обнаружении элементов сигнала и через перемножитель пропускаются их оценки $\hat{\theta}_{kl}$.

В результате первичного обнаружения – оценивания происходит сужение области априорной неопределенности, выражающейся в уменьшении размерности возможной выборки сигнала с $N_0 = K_0 \cdot L_0$ до $\hat{N} = \hat{K} \cdot \hat{L} \leq N_0$. При этом преодолевается априорная неопределенность по частотно-временному положению сигнала в априорно заданной области ПЧТ.

ОМП на выходе приемного устройства являются исходными данными для последующей обработки. Оценки наблюдаемых параметров $\hat{\theta}_{kl}$ подаются на устройства фильтрации УФ1...УФJ и на устройство вторичного оценивания УВО блока анализа. В свою очередь дискретные оценки $\hat{r}_{ijk\hat{L}}$ поступают на устройство формирования результирующей достаточной статистики УФРДС того же блока.

В силу того, что каждая структура сигнала обладает своими, только ей присущими призна-

ками, число J блоков фильтрации определяется их априорно заданным количеством. Реально число возможных структур сигнала может составлять несколько единиц при возможных значениях собственно параметров сигнала $\vec{\alpha}_j$ сотни – тысячи. В УФ1...УФJ последовательности оценок $\hat{\theta}_{kl}$ фильтруются в соответствии с алгоритмом (29 а). При этом сглаживаются первичные ошибки измерения и повышается качество оценивания параметров $\hat{\gamma}_j$. В устройстве выбора максимума УВМ, в соответствии с (29б), из оценок $\hat{\gamma}_j$ выбирается максимально правдоподобная по j и, тем самым, распознается вид принятого сигнала.

С выхода УВМ оценки $\hat{\gamma}_j$ поступают на устройство вторичного оценивания УВО, на устройство формирования результирующей достаточной статистики УФРДС и на перемножитель. В УВО по ОМП $\hat{\theta}$ и $\hat{\gamma}_j$ определяются собственно параметры сигнала $\vec{\alpha}$ (34а). В соответствии с полученными значениями параметров $\hat{\gamma}_j$ и $\vec{\alpha}$ в УРДС по совокупности ОМП $\hat{r}_{ijk\hat{L}}$ вычисляется конкретный вид результирующего ОП (33 б), которое сравнивается с адаптивным порогом во втором пороговом устройстве ПУ2. Для определения его переменной величины, в зависимости от параметров обрабатываемого сигнала, используется устройство следающего порога УСП. После сравнения результирующего ОП с адаптивным порогом принимается решение о наличии или отсутствии сигнала. Это решение выдается на выход и поступает на перемножитель. При принятии решения $r_{ij\hat{K}\hat{L}}$ на выход перемножителя пропускаются безусловные, как по параметрам, так и по гипотезе H_{ij} оценки векторов $\vec{\alpha}$ и $\hat{\gamma}_j$.

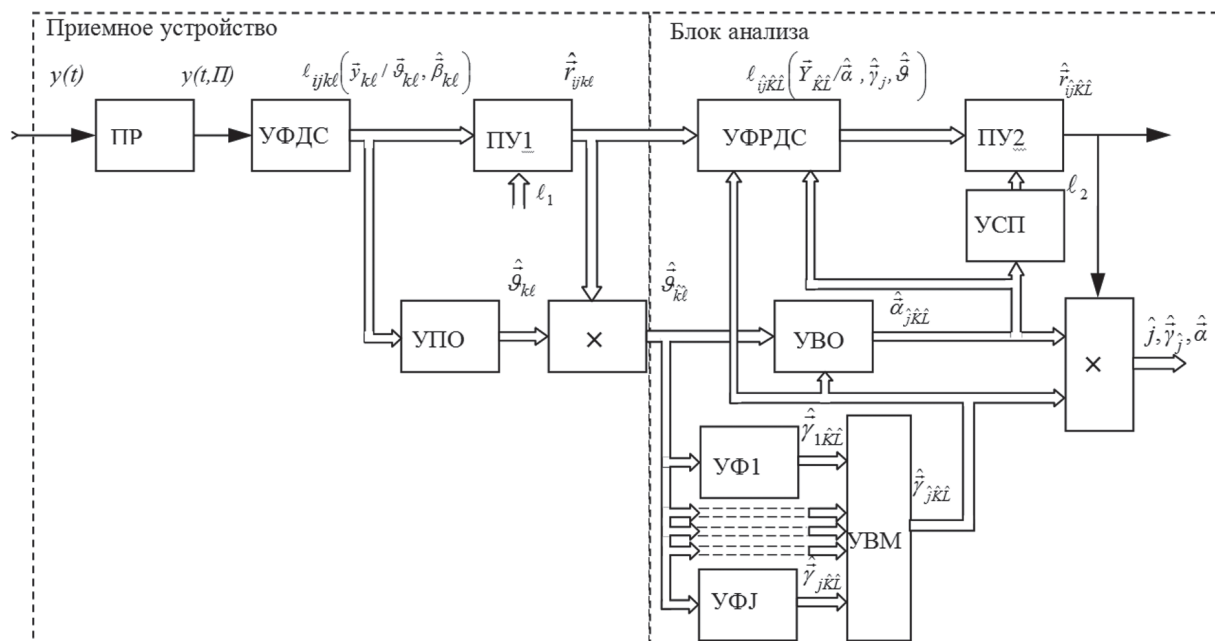


Рис. 1. Структурная схема приемно-анализирующего устройства

Таким образом, в результате выполнения описанных операций на основании одной реализации $y(t, \Pi)$ реализуется обнаружение—оценивание—распознавание сигнала с априорно неопределенными структурой и параметрами.

С увеличением априорных данных о параметрах наблюдаемого процесса $y(t, \Pi)$ может быть не только улучшено качество синтезированного многофункционального решающего правила, но и упрощена его структура. При этом улучшение качества составляющих правил может быть достигнуто введением частных априорных данных о статистических свойствах распределений параметров наблюдаемого процесса $y(t, \Pi)$, а упрощение многофункциональности — введением полных априорных данных о распределениях параметров. Этим вопросам и примерам реализации синтезированного алгоритма посвящена заключительная часть настоящей статьи.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На основе теории статистических решений синтезировано многофункциональное решающее правило обработки радиотехнических сигналов в условиях априорной неопределенности их вида и параметров. Адаптивная сущность синтезированного правила состоит в том, что при изменении параметров сигнала и его структуры изменяются как параметры составляющих правил, так и параметры реализующего приемно-анализирующего устройства. По мере извлечения информации из наблюдаемой реализации и использования ограниченных априорных данных устройство подстраивается по наблюдаемым и измеряемым параметрам. При этом, при изменении параметров сигнала в силу адаптивности порога стабилизируется вероятность ложных тревог. Согласованность принимаемых решений заключается в том, что, несмотря на непрерывное оценивание наблюдаемых и измеряемых параметров, в последующую обработку включать только те оценки, по которым принято соответствующее решение. Многофункциональность полученного решающего правила обусловлена существенной априорной неопределенностью.

Литература

- [1] Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. — М.: Радио и связь, 1981. — 416 с.
- [2] Трифонов А.П., Шинаков Ю.С. Совместное различение сигналов и оценка их параметров на фоне помех. — М.: Радио и связь, 1986. — 264 с.
- [3] Калюжный Н.М. Обобщенная теорема отсчетов для реализации эффективной обработки сигналов в условиях априорной неопределенности. — Х.: Прикладная радиоэлектроника, 2009. — Том 8. — № 4. — С. 542–549.
- [4] Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. — М.: Радио и связь, 1982. — 624 с.
- [5] Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. — М.: Сов. Радио, кн. 3. изд. 2-е, перераб., 1976. — 288 с.
- [6] Репин В.Г., Татаковский Г.П. Статистический синтез при априорной неопределенности и адапта-

ция информационных систем. — М.: Сов. радио, 1977. — 432 с.

- [7] Мартынов В.А., Селихов Ю.И. Панорамные приемники и анализаторы спектра. / Под ред. Г.Д. Заварина. 2-е изд. перераб. и доп. — М.: Сов.радио, 1980. — 352 с.

Поступила в редколлегию 3.02.2014



Калюжный Николай Михайлович, канд. техн. наук, старший научный сотрудник, академик АН ПРЭ, технический директор НТЦ АН ПРЭ, научный руководитель проблемной НИЛ ХНУРЭ. Научные интересы: системы и средства радиомониторинга, частотно-временная обработка сигналов в условиях априорной неопределенности, комплексная обработка сигнальной и координатной информации о радиоэлектронно-объектовой обстановке.



Колесник Виктория Ивановна, старший научный сотрудник проблемной НИЛ ХНУРЭ, соискатель ученой степени канд. техн. наук. Научные интересы: распознавание источников и объектов радиоизлучений, многоуровневые системы распознавания источников и объектов радиоизлучений.

УДК 621.396.96

Синтез алгоритму адаптивної обробки ансамблю сигналів за умов априорної невизначеності їх виду і параметрів / М. М. Калюжний, В. І. Колісник // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. — 2014. — Том 13. — № 1. — С. 35–42.

У статті формулюється та вирішується задача синтезу алгоритму адаптивної обробки в ході моноімпульсного виявлення—оцінювання—розпізнавання ансамблю радіотехнічних сигналів априорно невизначеного виду та параметрів. Наводиться опис структурно-функціональної схеми, яка реалізує синтезоване багатofункціональне вирішувальне правило. У заключній частині розглядаються особливості практичного застосування цього правила.

Ключові слова: алгоритм, адаптивна обробка, моноімпульсне розпізнавання, априорна невизначеність сигналів.

Л.: 1. Бібліогр.: 7 найм.

UDC 621.396.96

Algorithm synthesis of adaptive processing of a constellation of signals under a priori uncertainty of their kind and parameters / N.M. Kalyuzhnyi, V.I. Kolesnik // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. — 2014. — Vol. 13. — № 1. — P. 35–42.

The paper formulates and solves the problem of synthesizing the algorithm of adaptive processing of a constellation of a priori uncertain kind radio signals and parameters in monopulse detection — estimation — recognition. The description of the structural functional scheme realizing the synthesized multipurpose decision rule is given. Peculiarities of practical application of the rule are considered the final part.

Keywords: algorithm, adaptive processing, monopulse recognition, a priori uncertainty of signals.

Fig.: 1. Ref.: 7 items.

ПРЕДВАРИТЕЛЬНАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МЕТОДА SSA В ЗАДАЧАХ СПЕКТРАЛЬНОГО АНАЛИЗА

В. И. ВАСИЛИШИН

В статье рассматривается предварительная обработка наблюдаемых на фоне шума сигналов при их спектральном анализе собственноструктурными методами с использованием метода SSA и предлагаемой модификации этого метода. Представлены результаты имитационного моделирования, подтверждающие повышение эффективности спектрального анализа сигналов при использовании метода SSA и его модификации.

Ключевые слова: уменьшение шума в наблюдении, собственные значения, собственные векторы, сингулярные значения, сингулярные векторы, малая выборка, метод SSA.

ВВЕДЕНИЕ

Реализация целого ряда современных методов обработки сигналов, изображений, спектрального (пространственного) анализа сигналов с повышенным «разрешением» требует вычисления собственных значений (СЗ) и собственных векторов (СВ) ковариационной матрицы (КМ) наблюдения [1–7]. Задача поиска СЗ и СВ КМ наблюдений возникает в разложении Карунена–Лоэва, анализе главных компонент (principal component analysis – PCA), анализе независимых компонент (independent component analysis – ICA), нелинейном анализе главных компонент, факторном анализе, предложенных в статистике и получивших широкое распространение в цифровой обработке сигналов, при обработке сигналов в адаптивных антенных решетках (ААР) и т. д. [1–16].

В технической литературе методы, использующие СЗ и СВ выборочных КМ, называют собственноструктурными (СС) или основанными на подпространствах СВ (subspace-based) [1]. Использование последнего термина обусловлено разбиением СЗ и СВ на соответствующие подпространству сигналов (ППС) и подпространству шума (ППШ). При этом возможна реализация СС методов с использованием ППС или ППШ. К СС методам относятся метод Писаренко, MUSIC, Root–MUSIC, Min–Norm и другие [1–7]. Следует отметить, что эти методы могут быть реализованы с использованием разложения по сингулярным значениям (СИЗ) и векторам (СВ) матрицы данных (SVD–singular value decomposition) [1–7, 17–20].

Спектральный (пространственный) анализ сигналов включает решение задач определения числа гармонических компонент сигнала (числа источников излучения) и оценивания их параметров [1–7].

Особенность спектрального анализа состоит в обработке выборки временного ряда (а не совокупности снимков данных, доступной при обработке в антенных решетках (АР)). Эта выборка разбивается на перекрывающиеся сегменты (подвыборки) с помощью скользящего окна. Таким образом, формируют некий эквивалент снимков

данных, получаемых при обработке в АР. Разница состоит в наличии взаимной зависимости сегментов, что обусловлено их перекрытием [1, 2].

В реальных условиях априорной неопределенности относительно параметров выходных сигналов АР (выборки временного ряда при спектральном анализе) в методах сверхразрешения используют оценки параметров плотностей распределений сигналов, которые формируются по обучающим выборкам конечного объема [7, 21]. В ряде случаев (движущейся цели, мерцающих помех и др.) имеет место малая выборка, которая при использовании максимально правдоподобной оценки КМ характеризуется условием $K < m$, где K – число снимков (snapshots), m – число антенных элементов. Для регуляризованной оценки КМ это условие принимает вид $K < V$, где V – число источников излучения (гармонических компонент сигнала). Малый объем выборки обуславливает вырожденность выборочной КМ [14, 22–24].

В условиях малой выборки и низких значений отношения сигнал–шум (ОСШ) имеют место аномальные ошибки (outliers) и пороговый эффект (резкое ухудшения точности оценивания при значениях ОСШ, меньших некоторого порогового значения) [5, 15].

В технической литературе выделяют выбросы в наблюдении [25] и при оценивании параметров сигналов (аномальные ошибки оценивания). Аномальные ошибки возможны и при многошкальных измерениях, когда имеет место неправильное раскрытие неоднозначности [26].

Повышение эффективности адаптивной пространственной фильтрации с помощью ААР в условиях малой выборки возможно за счет регуляризации (например, диагонального взвешивания) выборочной КМ. Повышение эффективности спектрального анализа СС методами при низких значениях ОСШ и малой выборке возможно за счет использования дополнительной информации о структуре КМ (персимметрии и т. д.), оценивания КМ по принципу ожидаемого правдоподобия «expected likelihood», стратегии совместного оценивания (ССО) и некоторых других подходов [22–24, 27–28]. ССО направлений прихода (НП) нескольких сигналов (комбиниро-

ванной пеленгации) [27, 28] подразумевает одно-временное использование нескольких методов оценивания, отличающихся своими характеристиками (формирование «банка» методов). Банк методов позволяет получить совокупность предварительных оценок НП сигналов. На основании этих оценок в соответствии с некоторым правилом получают результирующие (окончательные) оценки НП сигналов.

В последнее время предпринимаются попытки ослабления влияния малого числа выборок и низких ОСШ за счет использования неклассических компьютерно-ориентированных подходов в статистике [29–30]. Эти работы основываются на новом классе технологий, объединенных общим термином «численный ресамплинг» (resampling) или «повторное использование выборки». Наиболее известные методы этой технологии – метод «складного ножа» (jackknife), бутстреп (bootstrap), перестановка (permutation). Эти подходы позволяют формировать «псевдовыборки» в случае, когда нет возможности повторно получить истинные наблюдения (увеличить объем выборки).

В [27] представлена псевдослучайная стратегия совместного оценивания НП (PR–JES), в которой используется рандомизация СВ ППШ выборочной КМ. Особенности ССО с использованием несобственноструктурных методов на основе адаптивных решетчатых фильтров показаны в [31].

Известен также вариант рандомизации выборки, в котором к исходным данным добавляют псевдослучайный шум [32–34], дисперсия которого изменяется в соответствии с изменением дисперсии шума измерения.

Особенность некоторых вариантов ССО, рандомизации данных с использованием псевдошума состоит в том, что окончательные оценки НП сигналов получают цензурированием предварительных оценок НП. Это позволяет уменьшить влияние аномальных ошибок, содержащихся в предварительных оценках, на окончательные оценки НП. Для этого требуется дополнительная априорная информация о возможном интервале их значений. Известны и другие подходы по получению окончательных оценок НП сигналов. В [34] предварительные оценки НП подставляются в функцию метода максимального правдоподобия и осуществляется отбор тех оценок, для которых значения этой функции максимальны. Возможны идентификация аномальных оценок НП сигналов и их «лечение» [23, 35] с использованием теста сферичности (sphericity test).

Развитие методов «численного ресамплинга» было продолжено в [36] для обнаружения нелинейности во временных рядах. Этот подход называют технологией получения суррогатных данных (surrogate data) [36–39].

В работах [40–44] показано, что недостатком применения технологии суррогатных данных без

адаптации алгоритма рандомизации фаз Фурье-спектра наблюдения к ОСШ является малая зависимость точности оценивания частот гармонических компонент сигнала после порогового ОСШ (насыщение (saturation) среднеквадратической ошибки оценивания частот СС методами). Адаптация алгоритма рандомизации фаз Фурье-спектра наблюдения к ОСШ, которая использовалась в работах [40, 42–44], требует знания (или оценивания) значения ОСШ.

Следует отметить, что технология суррогатных данных – один из подходов, направленных на снижение уровня аддитивного шума в наблюдении [44]. Также ее можно отнести к предварительной (перед применением СС и других методов) обработке сигналов при их спектральном (пространственном) анализе. Наиболее известные примеры предварительной обработки сигналов – пространственное сглаживание КМ наблюдения, формирование многолучевой диаграммы направленности и т.д.

Уменьшение шума наблюдения возможно на уровне данных, на уровне КМ данных, на уровне СЗ и СВ КМ [45, 46]. Известны следующие подходы по снижению шума наблюдения: 1) вычитание наименьшего шумового СЗ из диагональных элементов выборочной КМ (в методе Писаренко); 2) основанная на теореме Эккарта–Янга–Мирского [1, 4, 47] аппроксимация КМ наблюдения ковариационной матрицей более низкого ранга, равного числу сигнальных компонент; 3) метод обобщенных наименьших квадратов (total least squares – TLS) и структурированных наименьших квадратов (structured total least squares – STLS); 4) использование вейвелетов [6, 7, 45–51] и др.

При аппроксимации КМ наблюдения матрицей более низкого ранга, применении методов TLS и STLS, используют СЗ и СВ (СИЗ и СИБ) ППС. Сохранение лишь СВ (СИБ) ППС и соответствующих им СЗ (СИЗ) при аппроксимации КМ наблюдения (матрицы данных) эффективно способствует увеличению ОСШ, поскольку устраняет вклад компонент ППШ.

Отбор СИЗ и СИБ ППС и понижение ранга матрицы данных осуществляется также в методе анализа сингулярного спектра (singular spectral analysis- SSA), в отечественной литературе известного как метод «Гусеница» (caterpillar) [52], в работах Кумаресана и Тафтса [1, 47] и др. [48–49, 53].

Цель данной работы – повышение эффективности спектрального анализа СС методами (методами, основанными на подпространствах СВ) с использованием метода SSA и предлагаемой модификации этого метода в условиях малой выборки.

МОДЕЛИ И ДОПУЩЕНИЯ

Предположим, что сигнал – совокупность V гармонических компонент $x_v(n) = \alpha_v \sin(\omega_v n + \varphi_v)$, где α_v – амплитуда, $\omega_v = 2\pi f_v$ – частота,

а φ_v — фаза v -й гармонической компоненты. Модель наблюдения, характерная для приложений спектрального анализа, имеет вид [54]

$$y(n) = \sum_{v=1}^V x_v(n) + e(n) = s(n) + e(n), \quad n=0, \dots, N-1, \quad (1)$$

где $\sum_{v=1}^V x_v(n)$ — сигнал, $e(n)$ — аддитивный белый гауссов шум, n — дискретные моменты времени.

Будем полагать, что φ_v — случайные независимые величины, равномерно распределенные на интервале $[0, 2\pi)$, а $\omega_v \in [0, \pi)$. Шум измерений $e(n)$ имеет нулевое математическое ожидание и дисперсию σ^2 . По наблюдению $\{y(n)\}_{n=0}^{N-1}$ необходимо дать оценки значениям частот $\omega_v, v=1, \dots, V$ используя методы спектрального анализа.

С учетом сделанных предположений о сигнале и шуме, математическое ожидание наблюдения равно нулю [2, 3]. Поэтому ковариационная и корреляционная матрицы наблюдения в рассматриваемом случае эквивалентны.

Входную выборку размером N удобно представить в виде $K = N - m + 1$ подвыборок размером $m > 2V$ [40–44, 54]

$$y(n) = [y(n) \dots y(n+m-1)]^T, \quad n=1, \dots, K. \quad (2)$$

Тогда модель (1) можно представить в виде [54]

$$y(n) = Bx(n) + e(n) = g(n) + e(n), \quad (3)$$

где $x(n)$ — $2V \times 1$ вектор вида

$$x(n) = \begin{bmatrix} \alpha_1 \sin(\omega_1 n + \varphi_1) \\ \alpha_1 \cos(\omega_1 n + \varphi_1) \\ \vdots \\ \alpha_V \sin(\omega_V n + \varphi_V) \\ \alpha_V \cos(\omega_V n + \varphi_V) \end{bmatrix}, \quad (4)$$

$B = [A(\omega_1) \dots A(\omega_V)]$ — $m \times 2V$ матрица, в которой матрицы $A(\omega_v) = [a_c(\omega_v) \ a_s(\omega_v)]$ состоят из двух векторов — $a_c(\omega_v) = [1 \cos(\omega_v) \dots \cos((m-1)\omega_v)]^T$ и $a_s(\omega_v) = [0 \sin(\omega_v) \dots \sin((m-1)\omega_v)]^T$, а вектор шума $e(n) = [e(n) \dots e(n+m-1)]^T$, $g(n) = Bx(n)$.

С учетом представления (3), КМ $y(n)$ имеет вид

$$R = E[y(n)y^T(n)] = BSB^T + \sigma^2 I, \quad (5)$$

где E — символ математического ожидания, $()^T$ означает транспонирование, S — КМ сигналов ранга $2V$ [1, 2].

Оценка КМ размером $m \times m$ имеет следующий вид:

$$\hat{R} = \frac{1}{K} \sum_{n=1}^K y(n)y^T(n) = \frac{1}{K} YY^T, \quad (6)$$

где $Y = [y(1), \dots, y(K)]$ — $m \times K$ матрица данных (выборка объема $K = N - m + 1$).

Отметим, что матрица данных может быть теплоцевой, ганкелевой [1, 44, 55, 56], соответствовать так называемому ковариационному методу (название не соответствует статистическому определению этого термина [1, 55]). Представление матрицы данных в виде ганкелевой (теплоцевой) матрицы, строками которой являются перекрывающиеся сегменты выборки временного ряда, соответствует развертке выборки одномерного временного ряда в выборку многомерного ряда [36]. Преимущества использования теплоцевой (ганкелевой) матрицы данных отмечены в работах [46–49].

Для матрицы $\hat{R}$ справедливо следующее разложение по СВ и СЗ [1, 2, 40–44]:

$$\hat{R} = \sum_{q=1}^m \hat{\gamma}_q \hat{u}_q \hat{u}_q^T = [\hat{U}_s \ \hat{U}_n] \begin{bmatrix} \hat{\Lambda}_s & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \hat{\Lambda}_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{U}_s^T \\ \hat{U}_n^T \end{bmatrix}, \quad (7)$$

где $\hat{\gamma}_1 > \hat{\gamma}_2 > \dots > \hat{\gamma}_{\hat{V}} > \hat{\gamma}_{\hat{V}+1} \approx \hat{\sigma}^2, \dots, \hat{\gamma}_K \approx \hat{\sigma}^2$ и $\hat{\gamma}_{K+1} \approx \hat{\gamma}_{K+2} \approx \dots \hat{\gamma}_m \approx 0$ — СЗ подпространства шума (ППШ), $\hat{U}_s = [\hat{u}_1 \dots \hat{u}_{\hat{V}}]$ — $m \times \hat{V}$ матрица СВ ППС, $\hat{U}_n = m \times (m - \hat{V})$ матрица СВ ППШ, $\hat{\Lambda}_s$ — диагональная матрица, которая содержит $\hat{V}$ сигнальных (наибольших) СЗ, а $\hat{\Lambda}_n$ — диагональная матрица, которая содержит $m - \hat{V}$ СЗ ППШ, а $\hat{V}$ — оценка числа гармонических компонент.

Оценка числа гармонических колебаний может быть получена одним из известных методов — Акаике (AIC), Шварца—Риссанена (MDL) и др. [1, 44, 57]. Отметим, что, ввиду использования вещественной модели $\hat{V} = 2V$ [1, 54].

Для моделирования предлагаемого подхода используем метод Root-MUSIC [1, 28, 34, 40–44]:

$$P_m(z) = a^T(z^{-1}) \hat{U}_n \hat{U}_n^T a(z), \quad (8)$$

где $a(z) = [1, z, \dots, z^{m-1}]^T$, $z = \exp(i\omega)$. Оценки частот получают по фазам $\hat{V}/2$ корней полинома (8) с наибольшими модулями ($z_v, v=1, \dots, \hat{V}/2$).

СПЕКТРАЛЬНЫЙ АНАЛИЗ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МЕТОДА SSA

Известно, что при достаточно больших значениях ОСШ (или отсутствии шума наблюдения) ранг КМ наблюдения равен числу источников сигнала. Наличие шума наблюдения обуславливает полный ранг КМ. При низких ОСШ желательно вернуться к идеализированному случаю отсутствия шума. На основании теоремы Эккарта—Янга можно найти оценку КМ сигнала более низкого ранга [1]. Эта теорема была применена к матрице данных в [47].

В соответствии с теоремой Эккарта—Янга осуществляется усечение разложения КМ по СЗ и СВ (матрицы данных по СИЗ и СИВ). Использование СВ ППС основано на том, что из теории матриц известно, что главные СВ, соответствующие большим сильно разнесенным СЗ,

относительно малочувствительны к возмущениям матричных элементов.

Покажем особенность процесса усечения разложения по СЗ и СВ (СИЗ и СИБ). Представим (7) в виде

$$\hat{\mathbf{R}} = \sum_{q=1}^m \hat{\gamma}_q \hat{\mathbf{u}}_q \hat{\mathbf{u}}_q^T = \hat{\gamma}_1 \hat{\mathbf{u}}_1 \hat{\mathbf{u}}_1^T + \dots + \hat{\gamma}_m \hat{\mathbf{u}}_m \hat{\mathbf{u}}_m^T. \quad (9)$$

Это представление показывает возможность выполнения как разложения КМ по СЗ и СВ, так и восстановления (реконструкции) КМ на основании СЗ и СВ [43, 46–49].

По аналогии можно представить разложение по СИЗ и СИБ (SVD) матрицы данных $\mathbf{Y}$ [43, 46–49]

$$\mathbf{Y} = \sum_{q=1}^{m_y} \hat{\mu}_q \hat{\mathbf{u}}_q \hat{\mathbf{v}}_q^T = \hat{\mu}_1 \hat{\mathbf{u}}_1 \hat{\mathbf{v}}_1^T + \dots + \hat{\mu}_{m_y} \hat{\mathbf{u}}_{m_y} \hat{\mathbf{v}}_{m_y}^T, \quad (10)$$

где $m_y \leq \min\{m, K\}$ – ранг матрицы $\mathbf{Y}$, $\hat{\mu}_q$ – СИЗ, $\hat{\mathbf{u}}_q$ – левые СИБ, а $\hat{\mathbf{v}}_q$ – правые СИБ матрицы данных $\mathbf{Y}$.

Отметим, что разложение по СИЗ и СИБ (SVD) лежит в основе ряда методов обработки сигналов, изображений, регуляризации матриц и т.д. [18, 58].

Аппроксимация матрицы данных (КМ) матрицей $\mathbf{Y}_{\text{аппр}} = \sum_{q=1}^{\hat{V}} \hat{\mu}_q \hat{\mathbf{u}}_q \hat{\mathbf{v}}_q^T$ ($\hat{\mathbf{R}}_{\text{аппр}} = \sum_{q=1}^{\hat{V}} \hat{\gamma}_q \hat{\mathbf{u}}_q \hat{\mathbf{u}}_q^T$) более низкого ранга (равного числу гармонических компонент сигнала), т.е. с использованием только сигнальных СЗ и СВ (СИЗ и СИБ), позволяет уменьшить шум наблюдения в матрице данных (КМ) [45–49]. Такую аппроксимацию матрицы данных называют усеченным разложением по СИЗ и СИБ (truncated SVD).

В технической литературе по адаптивной фильтрации и адаптивным антенным решеткам с СВ ППС связывают такие понятия как собственный фильтр (eigenfilter), собственный лепесток (собственная диаграмма направленности) [6, 16]. Например, элементы какого-либо СВ ППС рассматривают как коэффициенты импульсной характеристики (ИХ) фильтра с конечной ИХ, называемого собственным фильтром (eigenfilter) [6, 16, 58].

Аппроксимация КМ наблюдения матрицей более низкого ранга используется в некоторых СС методах (методах, основанных на подпространствах СВ) – в исходном методе ESPRIT, методе матричного пучка (matrix pencil) и др. В методе Pro-ESPRIT осуществляется фильтрация шума на уровне КМ и при разложении КМ по СЗ и СВ.

В [52] восстановленную до размера $N \times 1$ выборку временного ряда («восстановленную» из $m \times K$ матрицы $\mathbf{Y}_{\text{аппр}} = \sum_{q=1}^{\hat{V}} \hat{\mu}_q \hat{\mathbf{u}}_q \hat{\mathbf{v}}_q^T$) получают путем усреднения элементов $\mathbf{Y}_{\text{аппр}}$, находящихся на ее кроссдиагоналях (диагоналях, параллельных побочной диагонали).

Таким образом, реализация метода анализа сингулярного спектра (singular spectra analysis – SSA) предполагает выполнение таких операций [52]: 1) формирование ганкелевой матрицы данных; 2) поиск СИБ и СИЗ этой матрицы (или СЗ и СВ ее КМ); 3) отбор $\hat{V}$ наибольших СИЗ и соответствующих им СИБ и формирование отфильтрованной от шума наблюдения матрицы данных

$\mathbf{Y}_{\text{аппр}} = \sum_{q=1}^{\hat{V}} \hat{\mu}_q \hat{\mathbf{u}}_q \hat{\mathbf{v}}_q^T$; 4) получение отфильтрованной выборки временного ряда $y_{\text{фильтр}}(n)$ [59] путем усреднения элементов матрицы $\mathbf{Y}_{\text{аппр}}$ (ганкелизации), находящихся на ее кроссдиагоналях.

В работах [47–49], в отличие от метода SSA, используют теплицевую структуру матрицы данных и усреднение элементов $\mathbf{Y}_{\text{аппр}} = \sum_{q=1}^{\hat{V}} \hat{\mu}_q \hat{\mathbf{u}}_q \hat{\mathbf{v}}_q^T$, находящихся на диагоналях, параллельных ее основной диагонали.

Отметим, что усреднение элементов КМ общего вида, находящихся на диагоналях, параллельных основной диагонали, позволяет выполнить теплицизацию оценки КМ [60, 61]. Однако использование такой оценки приводит к постоянству среднеквадратической ошибки оценивания частот гармонических компонент сигнала (угловых координат источников шумового излучения) СС методами при средних и больших значениях отношения сигнал–шум [44].

Помимо связи метода SSA и работ [47, 49] следует отметить и его связь с подходом, предложенным Кэдзоу. В его работе [48] указана возможность итерационного применения шагов усечения и ганкелизации.

Рассмотрим возможность усовершенствования рассмотренного подхода по уменьшению шума наблюдения. Известно, что матрица СЗ ППС имеет вид $\Lambda_s = \text{diag}(\gamma_1 + \xi_1, \dots, \gamma_{2V} + \xi_{2V})$, где $\xi_1, \dots, \xi_{2V}$ – шумовые СЗ, равные дисперсии шума измерения. По аналогии с [46] можно очистить матрицу СЗ (СИЗ) от шума вычитанием с ее диагональных элементов дисперсии шума наблюдения σ^2 (σ).

Обычная оценка дисперсии шума наблюдения, определяемая как $\hat{\sigma}^2 = (1/(m - \hat{V})) \text{trace}(\hat{\Lambda}_n)$ [32–34, 40, 44], не учитывает компоненты шума, которые аддитивно добавляются к СЗ ППС. Таким образом, приближение оценки дисперсии шума наблюдения выражением $\hat{\sigma}_{\text{прибл}}^2 = (1/(m - \hat{V})) \text{trace}(\hat{\Lambda}_n)$ приводит к заниженному ее значению. Представляет интерес использовать результаты работ [62, 63] для получения улучшенной оценки дисперсии шума. Предлагаемая оценка дисперсии шума равна $\hat{\sigma}^2 = \hat{\sigma}_1^2 / (1 - \hat{V}/K)$, где $\hat{\sigma}_1^2 = \hat{\sigma}_{\text{прибл}}^2 + (1/K) \sum_{q=1}^{\hat{V}} (\gamma_q \hat{\sigma}_{\text{прибл}}^2) / (\gamma_q - \hat{\sigma}_{\text{прибл}}^2)$.

Таким образом, предлагаемая модификация метода SSA может быть описана следующей последовательностью шагов: 1) определение числа гармонических компонент сигнала; 2) формирование ганкелевой (теплицевой) матрицы данных; 3) поиск СИВ и СИЗ этой матрицы (или СЗ и СВ соответствующей ей КМ); 4) оценка дисперсии шума $\hat{\sigma}^2$; 5) отбор $\hat{V}$ наибольших СИЗ и соответствующих им СИВ (наибольших СЗ и соответствующих им СВ) и формирование отфильтрованной от шума наблюдения матрицы данных

$$\mathbf{Y}_{\text{фильтр}} = \sum_{q=1}^{\hat{V}} (\hat{\mu}_q - \hat{\sigma}) \hat{\mathbf{u}}_q \hat{\mathbf{v}}_q^T$$
; 6) формирование выборки $\mathbf{y}_{\text{фильтр}}(n)$ путем усреднения элементов матрицы $\mathbf{Y}_{\text{фильтр}}$, находящихся на диагоналях, параллельных основной (побочной) диагонали; 7) поиск СИЗ и СИВ матрицы данных, сформированной из $\mathbf{y}_{\text{фильтр}}(n)$ (СЗ и СВ КМ $\mathbf{y}_{\text{фильтр}}(n)$).

После шага 6 возможно применение любого из методов, основанных на использовании подпространств. Шаги 1-6 могут быть рассмотрены как коррекция обработки сигналов.

Кроме того, возможен повтор шагов 2-6 – в качестве входных данных для шага 2 следует использовать выборку данных $\mathbf{y}_{\text{фильтр}}(n)$.

Моделирование осуществлялось для $N = 64$, $N_s = 100$, $m = 54$, $K = N - m + 1 = 11$, $L = 1000$. Рассматривались два набора частот двухкомпонентного сигнала. При формировании КМ $\mathbf{y}_{\text{фильтр}}(n)$ эта выборка разбивалась на сегменты аналогично разбиению выборки исходного временного ряда. Предполагалось, что число гармонических компонент сигнала равно $\hat{V} = 4$ (оно может быть определено одним из известных методов [1, 2, 6, 56]).

В первом случае предполагалось наличие двух равномошных гармонических компонент наблюдаемого сигнала с частотами: $f_1 = 0.2$ Гц и $f_2 = 0.215$ Гц. Для рассматриваемых условий моделирования предел разрешения по Рэлею равен $(1/N) = 0.0156$. Таким образом, $\Delta f = 0.015 < (1/N)$. ОСШ определялось как $10 \log_{10}(\sum_{v=1}^V \alpha_v^2 / \sigma^2)$, где σ^2 – дисперсия шума.

На рис. 1 показаны зависимости среднеквадратической ошибки (СКО) оценивания частот от значений ОСШ (SNR), полученные методом Root-MUSIC для: исходных данных наблюдения и их предварительной обработки – фильтрации сигнальных компонент в наблюдении методом SSA (формировании КМ по $\mathbf{y}_{\text{фильтр}}(n)$) и фильтрации улучшенным методом SSA (Root-MUSIC with improved SSA).

Анализ зависимостей, приведенных на рис. 1, показывает, что во всем рассматриваемом диапазоне ОСШ оба варианта предварительной обработки сигнала позволяют повысить эффективность оценивания частот. Предложенная модификация метода SSA позволяет повысить точность оценивания при низких ОСШ (рис. 1).

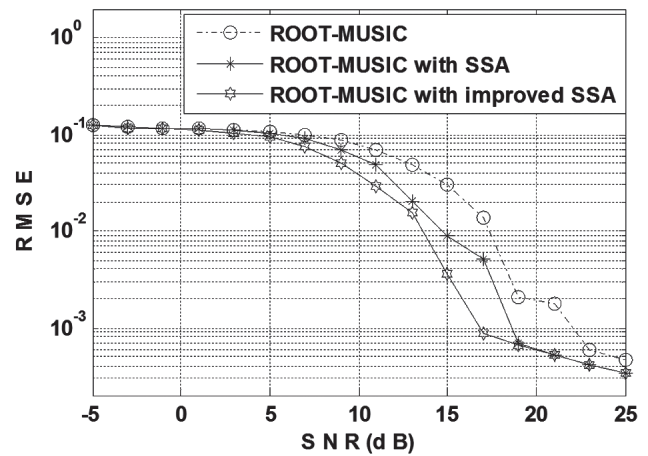


Рис. 1. Зависимости СКО оценивания частот гармонических компонент сигнала от ОСШ

Для пары частот $f_1 = 20 / 64$ Гц и $f_2 = 21 / 64$ Гц, кратных величине $1/N$ [1, 41, 44], результаты расчета СКО приведены на рис. 2.

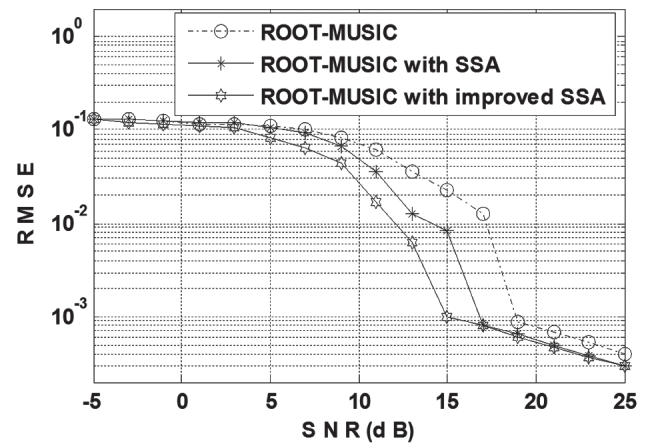


Рис. 2. Зависимости СКО оценивания частот гармонических компонент сигнала от ОСШ

Легко заметить, что в этом случае свойства и качественный характер СКО и сохраняются.

Анализ приведенных результатов и результатов [39–44] позволяет предположить, что дополнительного повышения эффективности спектрального анализа можно достичь путем совместного использования технологии суррогатных данных и метода SSA.

ВЫВОДЫ

Использование сингулярного усечения (truncated SVD) матрицы данных, обладающей структурными свойствами, с последующим усреднением элементов, находящихся на диагоналях усеченной матрицы, параллельных ее основной (побочной) диагонали, позволяет повысить эффективность спектрального анализа СС методами (методами, основанными на подпространствах СВ), в условиях малой выборки. В работе предложена модификация метода SSA, использующая улучшенную оценку дисперсии шума наблюдения. Применение этой модификации позволяет повысить эффективность спектрального

анализа методом Root-MUSIC в области низких значений ОСШ.

Метод SSA и его модификация могут быть использованы при решении задачи оценивания НП источников шумового излучения (при обработке в АР), повышения точности предварительных оценок НП при многошкальных измерениях, снижения шума изображений, для формирования суррогатных данных [41, 42–44]. Формирование и использование суррогатных данных позволит дополнительно повысить эффективность спектрального анализа методом Root-MUSIC в области низких значений ОСШ. Также дополнительного исследования в рамках рассмотренного подхода уменьшения шума наблюдения требует так называемый эффект перекачки подпространств (subspace swap).

Литература

- [1] Марпл–мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения: пер. с англ./ С.Л. Марпл–мл. — М.: Мир, 1990. — 584 с.
- [2] Stoica P. Introduction to spectral analysis/ P.Stoica, R.L. Moses. —Prentice hall, 1997.
- [3] Ширман Я.Д. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех / Я.Д. Ширман, В.Н Манжос. — М.: Радио и связь, 1981. — 416 с.
- [4] Brillinger D.R.. Time series. Data analysis and theory/ D.R. Brillinger. — Holt, Rinehart and Winston, 1975.
- [5] Radar array processing. Ed. S.Haykin, J.Litva, T.J. Shepherd. — Springer Verlag Berlin, 1993.
- [6] Trees H. L. V. Optimum array processing. Part IV of Detection, Estimation and modulation theory/ H. L. V. Trees. —Wiley—interscience, 2002.
- [7] Караваев В.В. Статистическая теория пассивной радиолокации/ В.В. Караваев, В.В. Сазонов. — М.: Радио и связь, 1997. — 240 с.
- [8] Jolliffe I. T. Principal Component Analysis / I. T. Jolliffe. — Springer, 2002. — 487 p.
- [9] Гирко В.Л. Спектральная теория случайных матриц/ В.Л. Гирко. — М.: Наука, 1988. — 376 с.
- [10] Ефимов В.М. Анализ и прогноз временных рядов методом главных компонент/ В.М. Ефимов, Ю.К. Галактионов, Н.Ф. Шушпанова. — Новосибирск: Наука. Сиб.отделение, 1988. — 71 с.
- [11] Principal manifolds for data visualization and dimension reduction/ Gorban B., K. D. Wunsch, A. Zinovyev (Eds.), Berlin — Heidelberg, New York, 2007.
- [12] Айвазян С.А. Прикладная статистика и основы эконометрики/ С.А. Айвазян, В.С. Мхитарян. — М.: ЮНИТИ. — 1998.
- [13] Никитченко В.В. Анализ собственных структур в адаптивных антенных системах/ В.В. Никитченко, Г.А. Рожков. — С. — Пб.: ВАС, 1992. — 212 с.
- [14] Журавлев А.К. Обработка сигналов в адаптивных антенных решетках / А.К. Журавлев, А.П. Лукошкин, С.С. Поддубный. — Л.: Изд—во Ленинградского университета 1983. — 240 с.
- [15] Трифонов А.П. Совместное различение сигналов и оценка их параметров на фоне помех/ А.П. Трифонов, Ю.С. Шинаков. — М.: Радио и связь, 1986. — 264 с.
- [16] Haykin S. Adaptive filter theory, third edition Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1996.
- [17] Moor B. D. The singular value decomposition and long and short spaces of noisy matrices/ B. D. Moor // IEEE Trans. on Signal Processing. — 1993. — Vol. 41., No. 9. — P. 2826–2838.
- [18] Van Der Veen A.—J. Subspace—Based Signal Analysis Using Singular Value Decomposition/A.—J. der Veen, Ed F. Deprettere, A. Lee Swindlehurst// Proceedings of the IEEE. — 1993. —Vol. 81, No 9. — P. 1277–1308.
- [19] Vasylyshyn V. I. High-resolution phased array signal processing via DFT Beamspace TLS-ESPRIT with structure weighting/ Vasylyshyn V. I// Proc. of 2003 IEEE Phased Array Systems and Technology Symposium. — Boston, Massachusetts (USA), 2003, P. 605–610.
- [20] Василишин В.И. Пеленгация источников шумового излучения со сверхразрешением на основе центрально — симметричных ФАР модифицированным унитарным алгоритмом ESPRIT/ В.И. Василишин // Прикладная радиоэлектроника. — 2006. — Т. 5, № 2. — С. 230–237.
- [21] Леховицкий Д.И. Статистический анализ «сверхразрешающих» методов пеленгации источников шумовых излучений при конечном объеме обучающей выборки/ Д.И. Леховицкий //Прикладная радиоэлектроника. — 2009. — Том 8, № 4. — С. 527–540.
- [22] Абрамович Ю.И. Регуляризованный метод адаптивной оптимизации по критерию максимума отношения сигнал/помеха /Ю.И. Абрамович// Радиотехника и электроника. — 1981. — Т. 26, № 3. — С. 543–551.
- [23] Classical and modern direction—of—arrival estimation/B. Friedlander, T.E. Tuncer [at al.]. — Academic Press. — 2009. — 429 p.
- [24] Леховицкий Д.И. Ленточно-диагональная регуляризация МП оценок корреляционных матриц гауссовых помех в алгоритмах адаптации антенных решеток / Д.И. Леховицкий, Ю.И. Абрамович, Г.А. Жуга, Д.С. Рачков // Прикладная радиоэлектроника. — 2010. — Том 9, № 1. — С. 107–121.
- [25] Тихонов В.И. Выбросы случайных процессов. — М.: Наука, 1970. — 392 с.
- [26] Vasylyshyn V.I. Direction of arrival estimation using ESPRIT with sparse arrays/ V.I. Vasylyshyn // Proc. of European Radar Conference. — Rome (Italy), 2009. — P. 246–249.
- [27] Gershman A. B. Pseudo-randomly generated estimator banks: A new tool for improving the threshold performance of direction finding /A. B. Gershman// IEEE Trans. Signal Processing. — 1998. — Vol. 46. — P. 1351–1364.
- [28] Vasylyshyn V.I. Direction finding with superresolution using root implementation of eigenstructure techniques and joint estimation strategy/V.I. Vasylyshyn// European Conference on Wireless Technology: conf, 2004, Amsterdam, Netherlands: proc. of conf. — 2004. — P. 317–320.

- [29] Эфрон Б. Нетрадиционные методы многомерного статистического анализа: пер. с англ. / Б. Эфрон. — М.: Финансы и статистика, 1988. — 263 с.
- [30] Zoubir A. M. The Bootstrap: Signal Processing Applications / A. M. Zoubir, B. Boashash // IEEE Signal Processing Magazine. — 1998. — Vol. 15. — P. 56–76.
- [31] Леховицкий Д.И. Сравнение разрешающей способности комбинированных пеленгаторов различного типа в приемных системах с неидентичными каналами / Д. И. Леховицкий, Д. В. Атаманский, В. В. Джус, Ф. Ф. Мысик // Антенны. — 2003. — Вып. 12(79). — С. 9–15.
- [32] Gershman A. B. A pseudo-noise approach to direction finding / A. B. Gershman, J. F. Bohme // Signal Processing. — 1998. — Vol. 71. — P. 1–13.
- [33] Vasylyshyn V.I. Improved BeamSpace ESPRIT-based DOA Estimation via Pseudo-Noise Resampling / V.I. Vasylyshyn // European Radar: Conf., 2012, Amsterdam (Netherlands). — P. 238–241.
- [34] Vasylyshyn V. Removing the outliers in root-MUSIC via pseudo-noise resampling and conventional beamformer / V. Vasylyshyn // Signal processing. — 2013. — Vol. 93. — P. 3423–3429.
- [35] Vasylyshyn V.I. BeamSpace root estimator bank for DOA estimation with an improved threshold performance / V.I. Vasylyshyn // ICATT: int.conf., 2013, Odessa, Ukraine: proc. of conf. — 2013. — P. 280–282.
- [36] Theiler J. Testing for nonlinearity in time series: The method of surrogate data / J. S. Theiler, S. Eubank, A. Longtin, B. Galdrikian, J. D. Farmer // Physica D 58. — 1992. — P. 77–94.
- [37] Small M. Applied Nonlinear Time Series Analysis Applications in Physics, Physiology and Finance / M. Small // World Scientific Publishing Co. Pte. Ltd. — 2005. — 245 p.
- [38] Kantz H. Nonlinear time series analysis / H. Kantz, T. Schreiber // University Press, Cambridge. — 2004. — 369 p.
- [39] Костенко П.Ю. Повышение эффективности когерентной обработки хаотических сигналов при передаче бинарных сообщений с использованием суррогатных сигналов / П.Ю. Костенко, В.И. Василишин, С. Н. Симоненко, О.В. Высоцкий, Д.С. Яковенко // Радиоэлектроника. — 2012. — Т. 55, № 7. — С. 24–33).
- [40] Василишин В.И. Адаптивная коррекция предварительной обработки сигналов с использованием технологии суррогатных данных в задачах спектрального анализа / В.И. Василишин // Системы обработки информации. — 2013. — Вып. 2 (109). — С. 15–20.
- [41] Костенко П.Ю. Повышение эффективности спектрального анализа сигналов методом Root-MUSIC с использованием суррогатных данных / П.Ю. Костенко, В.И. Василишин // Радиоэлектроника. — 2014. — Т. 57, № 1. — С. 31–39. — (Изв. Вузов).
- [42] Василишин В.И. Повышение эффективности спектрального анализа методом ESPRIT с использованием технологии суррогатных данных / В.И. Василишин // Прикладная радиоэлектроника. — 2013. — Т. 12, № 3. — С. 412–418.
- [43] Василишин В.И. Повышение эффективности спектрального анализа собственноструктурными методами с использованием технологии суррогатных данных для собственных векторов ковариационной матрицы наблюдения / В.И. Василишин // Радиотехника. — 2013. — Вып. 174. — С. 66–72.
- [44] Василишин В.И. Оценивание числа гармонических компонент сигнала с использованием технологии суррогатных данных / В.И. Василишин // Прикладная радиоэлектроника. — 2013. — Т. 12, № 4. — С. 412–418.
- [45] Hua Y. On SVD for estimating generalized eigenvalues of singular matrix pencils in noise / Y. Hua, T. Sarkar // IEEE Trans. Signal Processing. — 1991. — Vol. 39. — P. 892–899.
- [46] Kung S.Y. State space and SVD-based approximation methods for the harmonic retrieval problem / S.Y. Kung, K.S. Arun, D.V. Bhaskar Rao // J. Opt. Soc. Amer. — 1983. — Vol. 73. — P. 1799–1811.
- [47] Тафтс Д.У. Оценивание частот суммы нескольких синусов: Модификация метода линейного предсказания, сравнимая по эффективности с методом МП / Д.У. Тафтс, Р. Кумаресан // ТИИЭР. — 1982. — Т. 70, № 9. — С. 77–94.
- [48] Cadzow J. A. Signal enhancement — a composite property mapping algorithm // IEEE Transactions on ASSP. — 1988. — V. 36. — P. 49–62.
- [49] Ephraim Y. A Signal Subspace Approach for Speech Enhancement / Y. Ephraim, H.L.V. Trees // IEEE Trans. Speech Audio Processing. — 1995. — Vol. 3, No. 4. — P. 251–266.
- [50] Vasilishin V.I. DOA estimation via unitary TLS — ESPRIT algorithm with structure weighting / V.I. Vasilishin // 27th URSI GA: int.conf., Netherlands. — 2002. CD, report 0086.
- [51] Василишин В.И. Оценивание углового положения источников излучения с помощью унитарного алгоритма TLS-ESPRIT с структурным взвешиванием // Прикладная радиоэлектроника. — 2007. — № 4. — С. 521–526.
- [52] Golyandina N. Analysis of time series structure: SSA and related techniques / N. Golyandina, V. Nekutkin, A. Zhigljavsky. — Chapman & Hall/CRC, Boca Raton, 2001.
- [53] Li Y. A parameter estimation scheme for damped sinusoidal signals based on low-rank hankel approximation / Y. Li, K. J. Ray Liu, J. Razavilar // IEEE Trans. Signal Processing — 1997. — Vol. 45, No. 2. — P. 481–486.
- [54] Stoica P. MUSIC estimation of real-valued sine wave frequencies / P. Stoica, A. Eriksson // Signal Processing. — 1995. — Vol. 42, No. 4. — P. 139–146.
- [55] Фридландер Б. Решетчатые фильтры для адаптивной обработки данных / Б. Фридландер // ТИИЭР. — 1982. — Т. 70, № 8. — С. 54–97.
- [56] Иохвидов И.С. Ганкелевы и теплицевы матрицы и формы. — М.: Мир, 1974.
- [57] Wax M. Detection of Signals by Information Theoretic Criteria / M. Wax, T. Kailath // IEEE Trans. on Acoustics, Speech, Signal Processing. — 1985. — Vol. 33, No. 2. — P. 387–392.
- [58] Reddy V. U. SVD based information theoretic criteria for detection of the number of damped/undamped sinusoids and their performance analysis / V. U. Reddy, L. Biradar // IEEE Trans. SP. — 1993. — Vol. 41, No. 9. — P. 2872–2971.

- [59] *Harris T.J.* Filtering and frequency interpretations of Singular Spectrum Analysis / T.J. Harris, H. Yuan // *Physica D* 239. — 2010. — P. 1958–1967.
- [60] *Linebarger D. A.* The effect of spatial averaging on spatial correlation matrices in the presence of coherent signals/ D.A. Linebarger, D. H. Johnson//*IEEE Trans. on ASSP*. — 1990. — Vol 38, No 5. — P. 880–884.
- [61] *Семеняка А.В.* О методах оценивания теплицевых корреляционных матриц в задачах адаптивной пространственно-временной обработки сигналов/ *А.В. Семеняка, Д.С. Рачков, Д.И. Леховицкий*// *Прикладная радиоэлектроника*. — 2011. — Т. 10, № 4. — С. 441–447.
- [62] *Yazdian E.* Source Enumeration in Large Arrays Using Moments of Eigenvalues and Relatively Few Samples// *E. Yazdian, S.Gazor, H. Bastani* // *IET Signal Processing*. — 2011.
- [63] *Kritchman S.* Determining the number of components in a factor model from limited noisy data/ *S. Kritchman and Boaz Nadler* // *Chem. Int. Lab. Syst.* — 2008. — Vol. 94. — P. 19–32.

Поступила в редколлегию 05.02.2014



Василишин Владимир Иванович, кандидат технических наук, доцент, докторант Харьковского университета Воздушных Сил имени Ивана Кожедуба. Научные интересы: пространственно-временная обработка сигналов в информационных системах различного назначения.

УДК 621.391

Попередня обробка сигналів з використанням методу SSA в задачах спектрального аналізу / В. І. Васи́лишин // *Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал*. — 2014. — Том 13. — № 1. — С. 43–50.

У статті розглядається попередня обробка спостережуваних на фоні шуму сигналів у ході їх спектрального аналізу власноструктурними методами з використанням методу SSA та модифікації цього методу, що пропонується. Наведені результати імітаційного моделювання, що підтверджують підвищення ефективності спектрального аналізу в ході використання методу SSA та його модифікації.

Ключові слова: зменшення шуму в спостереженні, власні значення, власні вектори, сингулярні значення, сингулярні вектори, мала вибірка, метод SSA.

Іл.: 02. Бібліогр.: 63 найм.

UDC 621.391

Signal preprocessing with using the SSA method in spectral analysis problems / V. I. Vasylyshyn / *Applied Radio Electronics: Sci. Journ.* — 2014. — Vol. 13. — № 1. — P. 43–50.

The preprocessing of signals observed through noise in the process of their spectral analysis by eigenstructure methods with using the SSA method and proposed modification of the method is considered in the paper. The simulation results are presented that confirm the increase of spectral analysis efficiency when using the SSA method and its modification.

Keywords: noise reduction in observation, eigenvalues, eigenvectors, singular values, singular vectors, small samples, SSA method.

Fig.: 02. Ref.: 63 items.

УДК 621.385.6

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ПЕРЕСТРОЙКИ ЧАСТОТЫ В МАГНЕТРОНЕ С ДВУМЯ ВЫВОДАМИ ЭНЕРГИИ (МЕТОД ЭКВИВАЛЕНТНЫХ СХЕМ)

Г. И. ЧУРЮМОВ, А. И. ЭКЕЗЛИ, К. М. БАСРАВИ, Е. Б. ИСАЕВА

В настоящей статье получил дальнейшее развитие метод эквивалентных схем применительно к исследованию магнетронного генератора 3-сантиметрового диапазона с двумя выводами энергии. Представлены теоретические и экспериментальные результаты перестройки частоты в магнетроне в зависимости от изменения реактивной составляющей нагрузки во втором выводе энергии. Показано экспериментально, что диапазон перестройки частоты составил 250 МГц в линейной части частотной характеристики. Теоретически рассчитанная характеристика перестройки частоты магнетрона хорошо согласуется с результатами экспериментов. Показана возможность расширения диапазона перестройки частоты до 800 МГц.

Ключевые слова: магнетрон, электродинамическая система, метод эквивалентных схем, математическая модель, вывод энергии.

ВВЕДЕНИЕ

В качестве метода математического моделирования сложных нелинейных процессов электронно-волнового взаимодействия в вакуумных приборах СВЧ (генераторах и усилителях) широкое применение получил метод крупных частиц (Particle-in-Cell (PIC) Method). С помощью данного метода реализуются наиболее точные и адекватные математические модели задач взаимодействия частиц с электромагнитным взаимодействием. Существуют разные подходы к созданию подобных моделей, отличающиеся вводимыми начальными приближениями для адекватного описания электронного потока (например, одномерное (для приборов типа О) или двумерное (для магнетронных приборов) приближения). Наиболее общим подходом к решению задачи взаимодействия электронного потока с электромагнитным полем является численное решение трехмерных уравнений Максвелла для электромагнитного поля и уравнения движения электронного потока при соответствующих граничных и начальных условиях. Созданы и используются различные пакеты прикладных программ (например, MAGIC, CST и др.), которые реализуют указанный подход в удобной для пользователей форме представления физических результатов, включая пространственно-временные распределения объемной плотности заряда, направление и распределение силовых линий электромагнитного поля, расчет и определение основных параметров приборов (частоты генерации, выходной мощности, анодного тока, амплитудно-частотной характеристики и т.п.). С другой стороны, следует отметить недостатки, присущие численному подходу к решению задачи нелинейного взаимодействия электромагнитного поля с потоком заряженных частиц. В первую очередь, это касается погрешности вы-

числений (или «вычислительного шума» [1]), а также, в ряде случаев, сложностей, связанных с пониманием полученных результатов численных расчетов и объяснением физики изучаемых процессов. Наличие данных сложностей в значительной степени объясняется невозможностью в рамках используемых сеточных методов осуществить «разделение» электрической составляющей электромагнитного поля и электронного тока на потенциальные и вихревые составляющие, а также оценить отдельное их влияние (например, поля пространственного заряда (ПЗ) или неоднородностей электростатического и магнитостатического полей) на динамику электронного потока и его фазовую группировку. Реализация же такой возможности в условиях самосогласованного решения задачи позволит выделить и исследовать различные факторы, влияющие на механизм нелинейного взаимодействия. Необходимо отметить, что такая постановка задачи требует проведения предварительного определения параметров и характеристик электродинамической системы прибора для последующего их использования при самосогласованном решении системы нелинейных уравнений возбуждения электромагнитного поля, представленного в виде отдельного рабочего вида колебания (например, π -вида) или синхронной пространственной гармоника, уравнения Пуассона для расчета поля ПЗ и уравнения движения электронного потока [2].

Тем не менее, следует сказать, что применение вышеуказанных подходов и строгих самосогласованных математических моделей является важным этапом процесса проектирования современных вакуумных СВЧ приборов, особенно, на конечном этапе расчетов, который предшествует этапу макетирования прибора и связанный с теоретическим определением комплекса его рабочих характеристик и параметров.

Следует отметить, что по сравнению с применением методов теории электромагнитного поля для моделирования физических процессов в приборах СВЧ значительно более простыми и наглядными являются методы теории цепей и, в частности, хорошо известный и зарекомендовавший себя метод эквивалентных схем (МЭС). Математические модели приборов, созданные на его основе, позволяют проводить расчеты конструктивных параметров приборов, а также в рамках выбранных приближений исследовать их энергетические, частотные и шумовые характеристики [3].

В настоящей статье детально рассматривается создание математической модели магнетрона 3-см диапазона с двумя выводами энергии для решения задачи перестройки частоты методом эквивалентных схем, а также проводятся исследования влияния параметров электродинамической системы на величину такой перестройки.

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Общий вид магнетрона с двумя выводами энергии схематично представлен на рис. 1. Как видно, данная конструкция магнетрона имеет два вывода энергии, один из которых является активным (3) и согласован с активной нагрузкой магнетрона, а ко второму, определяемому как реактивный вывод (4), подключается реактивная нагрузка. Каждый вывод энергии имеет разную степень связи с резонаторной системой (РС) магнетрона и выполняет различные функциональные задачи. Через активный вывод энергии осуществляется вывод полезного сигнала в нагрузку. Изменение нагрузки реактивного вывода энергии влияет на величину полного комплексного сопротивления анодного блока и, как следствие, вызывает изменение его резонансной частоты.

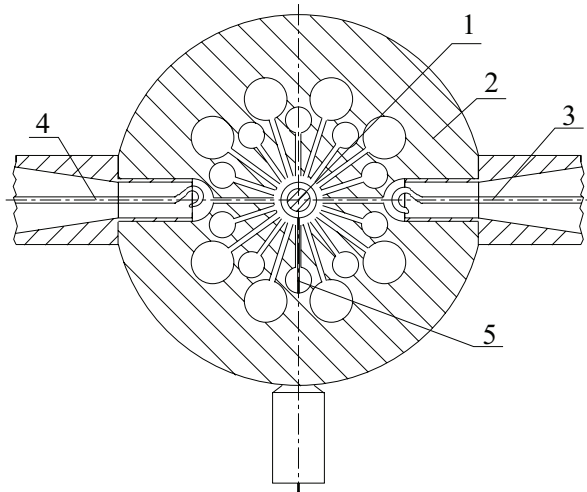


Рис. 1. Схематическое изображение магнетрона с двумя выводами: 1 — катод; 2 — анодный блок; 3 — активный вывод энергии; 4 — реактивный вывод энергии; 5 — катодные ножки

Анодный блок магнетрона представляет собой разнорезонаторную электродинамическую систему типа «щель — отверстие» с общим коли-

чеством резонаторов, равным $N=20$. Основные геометрические размеры пространства взаимодействия РС магнетрона были равны: радиус катода $r_c = 0,000975$ м; радиус анода $r_a = 0,00155$ м и высота РС $h = 0,0041$ м. В магнетроне используется оксидный катод с реальной достижимой плотностью тока, определяемой по следующей эмпирической формуле [3]:

$$J_{эм} \approx 3 \cdot 10^{-3} \cdot f, \text{ А/см}^2,$$

где $f = \omega/2\pi$ — рабочая частота магнетрона в мегагерцах.

Для исследований выбирался электрический режим работы магнетрона, соответствующий анодному напряжению $U_a = 590$ В и магнитному полю $B_0 = 0,25$ Тл.

2. РАСЧЕТ «ХОЛОДНОЙ» РЕЗОНАТОРНОЙ СИСТЕМЫ

На рис. 2 схематично представлены «холодный» анодный блок магнетрона, представляющий собой разнорезонаторную электродинамическую систему типа «щель — отверстие» (а) и ее эквивалентная схема при условии возбуждения π -вида колебания в пространстве взаимодействия анодного блока (б).

Изменение реактивной составляющей нагрузки $Z_{нр} = jX_{нр}$ (в плоскости 22') приводит к изменению реактивной составляющей входного комплексного сопротивления относительно активного вывода (плоскость 11') $Z_{вх}^{11'} = R_{вх}^{11'} + jX_{вх}^{11'}$. В этом случае резонансная частота «холодной» РС магнетрона определяется из условия, что

$$X_{вх}^{11'}(\omega) = 0. \quad (1)$$

Как видно, изменение реактивной нагрузки $X_{нр}$ приводит к изменению реактивной составляющей входного комплексного сопротивления РС $X_{вх}^{11'}$ и, как следствие, изменяется резонансная частота «холодной» РС магнетрона.

Для исследования резонансных свойств «холодной» РС магнетрона с двумя выводами энергии к реактивному выходу магнетрона подключается реактивная нагрузка $Z_{нр}$, в качестве которой использовался короткозамкнутый отрезок линии передач произвольной длины L и входным сопротивлением, равным $Z_{вх} = Z_{нр}$ и определяемым как

$$Z_{вх} = jZ_c \cdot \operatorname{tg} \frac{2\pi L}{\lambda_B}, \quad (2)$$

где Z_c — характеристическое сопротивление линии передач; λ_B — длина волны в линии передач. Как видно из (2), входное сопротивление короткозамкнутого отрезка представляет собой реактивную нагрузку, значение которой зависит от его длины L . Изменение длины короткозамкнутого отрезка в диапазоне значений $0 \leq L \leq \lambda_B$ приводит к изменению входного реактивного сопротивления РС магнетрона $X_{вх}^{11'}$ и ее частоты, согласно (1).

Для определения входного комплексного сопротивления РС магнетрона воспользуемся методом единичной эдс. Для этого в выходном контуре эквивалентной схемы, которая представлена на рис. 2, б, вместо нагрузки Z_H^a подключается эквивалентный генератор единичной эдс. В результате комплексное входное сопротивление РС в плоскости 11' может быть записано как

$$\dot{Z}_{\text{вх}}^{11'}(\omega) = R_{\text{вх}}^{11'}(\omega) + jX_{\text{вх}}^{11'}(\omega) = \frac{1}{\dot{I}_{K1}(\omega)}, \quad (3)$$

где $\dot{I}_{K1}(\omega)$ — комплексное значение тока в выходном контуре РС.

С учетом (1) получаем, что уравнение для определения резонансной частоты имеет следующий вид:

$$\text{Im} \left[\frac{1}{\dot{I}_{K1}(\omega)} \right] = 0. \quad (4)$$

Для расчета токов I_K в контурах РС воспользуемся методом контурных токов. Полагаем, что количество резонаторов РС магнетрона равно $N = 20$. В этом случае мы имеем 42 независимых контуров, для которых система алгебраических уравнений в матричной форме имеет вид

$$\dot{A} \cdot \dot{I}_K = E, \quad (5)$$

где $\dot{A} = \begin{pmatrix} \dot{A}_{11} & \dot{A}_{12} & \dot{A}_{13} & \dots & \dot{A}_{142} \\ \dot{A}_{21} & \dot{A}_{22} & \dot{A}_{23} & \dots & \dot{A}_{242} \\ \dot{A}_{31} & \dot{A}_{32} & \dot{A}_{33} & \dots & \dot{A}_{342} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ \dot{A}_{421} & \dot{A}_{422} & \dot{A}_{423} & \dots & \dot{A}_{4242} \end{pmatrix}$ — матрица

комплексных сопротивлений контуров, выражения для которых вынесены в Приложение;

$$\dot{I}_K = \begin{pmatrix} \dot{I}_{K1} \\ \dot{I}_{K2} \\ \dot{I}_{K3} \\ \vdots \\ \dot{I}_{K42} \end{pmatrix} \text{ — матрица комплексных значений}$$

$$\text{контурных токов; } E = \begin{pmatrix} -1 \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{pmatrix} \text{ — матрица контурных}$$

эдс.

Для расчета значений сосредоточенных элементов эквивалентной цепи воспользуемся методами, которые описаны в [4]. В результате численного решения системы алгебраических уравнений (5) определяется наведенный ток в выходном контуре $\dot{I}_{K1}$. После подстановки $\dot{I}_{K1}$ в (4) для разных значений реактивной нагрузки Z_H^p определяется кривая перестройки РС магнетрона.

3. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ МАГНЕТРОНА

Наличие сгруппированного электронного облака (конвекционного тока) в пространстве взаимодействия магнетрона изменяет его эквивалентную схему, представленную на рис. 2, б. Связано это с дополнительным появлением в эквивалентной схеме $\gamma = N/2$ генераторов тока, которые представляют собой источники энергии для возбуждения связанных колебательных контуров и поддержания в них электромагнитных колебаний. Полная эквивалентная схема магнетрона с двумя выводами энергии с учетом наличия электронного потока показана на рис. 3.

Для определения тока, наведенного в РС магнетрона, рассмотрим и проанализируем со-

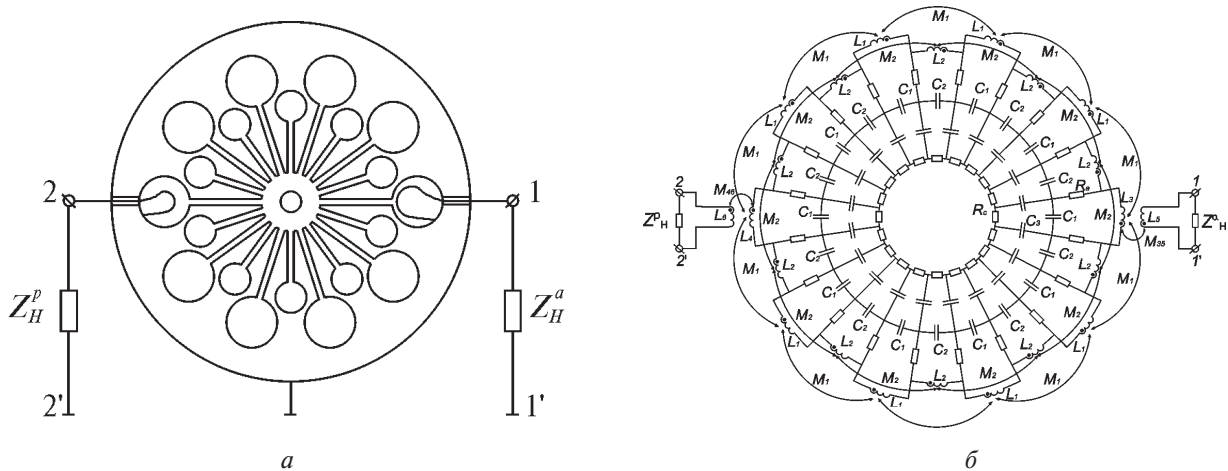


Рис. 2. Схематическое изображение разнорезонаторного анодного блока магнетрона типа «щель-отверстие» (а) и эквивалентная схема «холодной» РС магнетрона, где L_1 и L_2 — индуктивности больших и малых резонаторов; L_3 и L_4 — индуктивности резонаторов с активным и реактивным выводом энергии; L_5 и L_6 — индуктивности активного и реактивного выводов энергии; C_1 и C_2 — емкости больших и малых резонаторов; C_3 — емкость пространства катод-анод; R_a и R_c — потери на аноде и катоде; M_1 и M_2 — коэффициенты индуктивной связи больших и малых резонаторов; M_{35} и M_{46} — коэффициенты индуктивной связи с активным и реактивным выводами энергии; Z_H^a и Z_H^p — комплексные сопротивления активного и реактивного выводов энергии (б)

стояние конвекционного тока в установившемся режиме магнетрона. Как показывают результаты численного моделирования методом крупных частиц [см., напр., 2, 4], в магнетроне на рабочем виде колебания (π -вид) сгруппированный электронный поток представляет собой замкнутую электронную втулку (область $r_c < r < r_{\text{вт}}$, где $r_{\text{вт}}$ — радиус электронной втулки) и $\gamma = N/2$ вращающихся электронных спиц, где N — количество резонаторов РС. В электронной втулке осуществляется фазовая сортировка электронов, из которых одни (так называемые «благоприятные» электроны) находятся в тормозящих фазах ВЧ поля и поступают в электронные спицы, а другие («неблагоприятные» электроны) находятся в ускоряющих фазах ВЧ поля и возвращаются обратно на катод, вызывая вторичную электронную эмиссию.

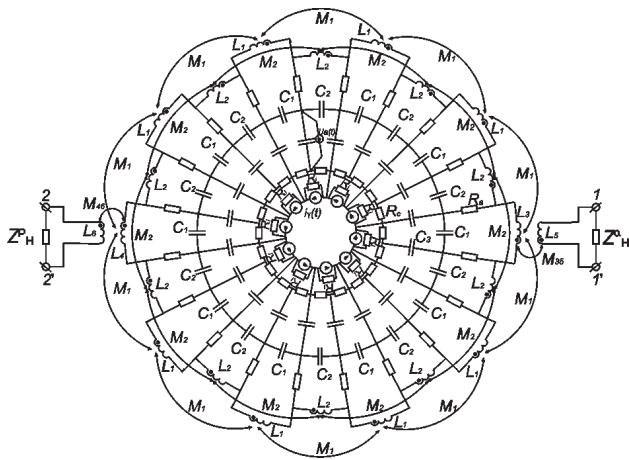


Рис. 3. Эквивалентная схема магнетрона при наличии электронного потока

Сгруппировавшиеся электроны образуют электронные спицы (сгруппированный конвекционный ток), которые вращаются синхронно с ВЧ полем рабочего вида колебания (π -вида) с угловой скоростью $\Omega_e = \omega/\gamma$ и наводят в резонаторах РС импульсы наведенного тока. Необходимо отметить, что данная последовательность импульсов наведенного тока обладает периодичностью с периодом $T_e = 2\pi/\Omega_e$ и может быть представлена в виде ряда Фурье

$$i_n(t) = I_0 + \sum_{k=1}^{\infty} I_k e^{jk\Omega_e t}, \quad (6)$$

где I_0 — постоянная составляющая наведенного тока.

Из бесконечного ряда гармоник наведенного тока в (6) рассмотрим синхронную гармонику, выражение для амплитуды которой может быть записано как

$$I_\gamma = \frac{1}{T_e} \cdot \int_0^{T_e} i_n(t) \cdot e^{-j\gamma\Omega_e t} dt. \quad (7)$$

В случае наличия в пространстве взаимодействия магнетрона электронного потока эквивалентная схема магнетрона имеет более слож-

ный вид и включает в себя источники эдс и тока (рис. 3). В общем виде выражение для источника эдс с учетом неустойчивости анодного напряжения можно представить в виде

$$U_a(t) = U_a + \Delta \tilde{U}(t), \quad (8)$$

где U_a — анодное напряжение; $\Delta \tilde{U}(t)$ — переменная составляющая анодного напряжения, определяющая его неустойчивость.

В качестве источника тока используется двухполюсник с внутренним сопротивлением $r_i \cdot (r_i \rightarrow \infty)$ и создающий ток

$$I_\gamma = I_{\gamma m} \cdot \cos(\omega t + \psi_\gamma), \quad (9)$$

где $I_{\gamma m}$ — максимальное значение синхронной гармоники тока; ψ_γ — начальная фаза синхронной гармоники тока.

Расчет эквивалентной цепи «горячего» магнетрона, представленной на рис. 3, проводится методом узловых потенциалов. Определение потенциалов в узлах эквивалентной электрической цепи позволяет рассчитать токи во всех ее звеньях, т.е. для тока, протекающего в цепи нагрузки магнетрона, можно записать

$$I_\gamma = \frac{\Phi_1 - \Phi_{1'}}{Z_H^a}. \quad (10)$$

Мощность, которая выделяется в активной нагрузке магнетрона, определяется как

$$P_{\text{вых}} = \text{Re} \left\{ \frac{I_\gamma^2 \cdot Z_H^a}{2} \right\}. \quad (11)$$

Применение полной эквивалентной схемы «горячего» магнетрона в виде, показанном на рис. 3, позволяет проводить исследования с учетом разброса геометрических размеров пространства взаимодействия и электродинамической системы анодного блока от ячейки к ячейке, т.е. учитывать радиальную и азимутальную неоднородности электродинамической системы и оценить их влияние на выходные параметры.

4. РАСЧЕТ И ЭКСПЕРИМЕНТ

На рис. 4 показаны теоретические (кривые 1, 2 и 3) экспериментальная (кривая 4) зависимости перестройки частоты «холодной» РС для разных значений емкости больших резонаторов C_1 . При этом значение емкости C_1 выбиралось на основе расчета, проведенного по методике работы [5] (кривая 1). Как видно из представленных результатов, увеличение емкости C_1 «холодной» РС, соответственно в 1,1 (кривая 2) и 1,15 раз (кривая 3) вызывает сдвиг кривой перестройки в сторону увеличения частоты и рост диапазона ее перестройки. Теоретически рассчитанный диапазон перестройки частоты «холодной» РС магнетрона составляет (380 — 830) МГц для разных значений емкости больших резонаторов C_1 .

Наличие электронного облака в пространстве взаимодействия магнетрона (например, в областях между катодом и анодом, а также между

ладелями РС) изменяет ход кривых перестройки частоты. Связано это с изменением межэлектродных емкостей C_1 и C_3 , выражения для которых можно представить в виде

$$C_1^e = \frac{\varepsilon_e^{l-l} \cdot S_r}{4\pi d_r}, \quad (12)$$

$$C_3^e = \frac{\varepsilon_e^{a-c} \cdot S_{a-c}}{4\pi d_{a-c}}, \quad (13)$$

где ε_e^{l-l} — среднее значение диэлектрической проницаемости пространства между ладелями при наличии электронного облака ($\varepsilon_e^{l-l} < 1$); $d_r = \frac{\pi \cdot r_a}{N}$, ε_e^{a-c} — среднее значение диэлектрической проницаемости пространства между анодом и катодом при наличии электронного облака ($\varepsilon_e^{a-c} < 1$); S_r и S_{a-c} — площади щели резонаторов РС и поперечного сечения ладелей; $d_{a-c} = r_a - r_c$.

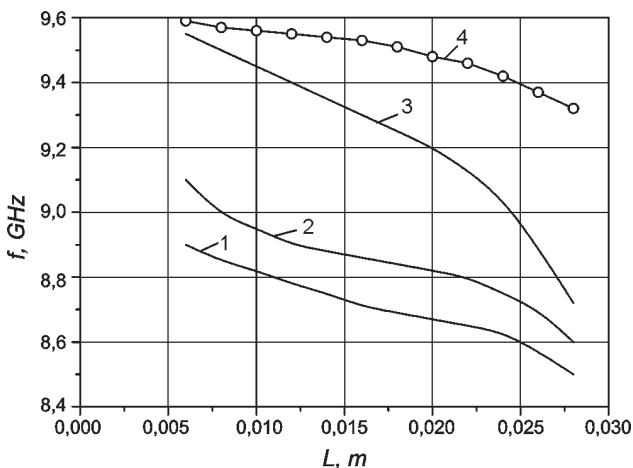
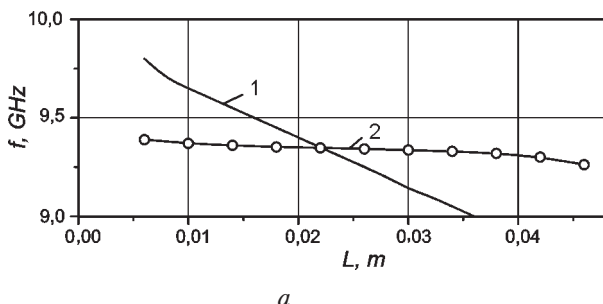


Рис. 4. Кривые перестройки частоты для разных значений емкости больших резонаторов: 1, 2 и 3 — теория; 4 — эксперимент

Для определения диэлектрических проницаемостей ε_e^{l-l} и ε_e^{a-c} воспользуемся уравнением Линдхарда [6]. В первом приближении для вещественной части диэлектрической проницаемости можно записать

$$\varepsilon_e = 1 - \omega_p^2 / \omega^2, \quad (14)$$



где $\omega_p = \sqrt{\frac{4\pi e^2}{m} n_e} = 5,65 \cdot 10^{-4} \sqrt{n_e}$ — плазменная частота; e и m — заряд и масса электрона, n_e — концентрация электронов в облаке.

Указанные поправки вычисления межэлектродных емкостей C_1 и C_3 с учетом наличия электронного потока необходимо учитывать при проведении расчетов выходных параметров магнетрона.

На рис. 5 приведены экспериментальные и теоретические зависимости перестройки частоты (а) и относительного уровня выходной мощности магнетрона от значения реактивной нагрузки Z_H^p (б). Анализ представленных зависимостей указывает на хорошее качественное совпадение теоретических и экспериментальных зависимостей.

Использование импульсного режима работы магнетрона с двумя выводами энергии позволяет реализовать режим перестройки частоты от импульса к импульсу с помощью устройства, более подробно описанного в [7]. В этом случае, как следует из результатов эксперимента [8], возможный диапазон перестройки частоты в магнетроне с двумя выводами превышает 200 МГц.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Применение метода эквивалентных схем для исследования процессов в магнетроне с двумя выводами энергии позволило провести исследование частотных характеристик магнетрона. Расчетным путем установлено, что изменение реактивной нагрузки во втором (реактивном) выводе магнетрона приводит к изменению частоты генерации. Показано, что максимальный диапазон перестройки частоты магнетрона зависит от величины межэлектродной емкости больших резонаторов разнорезонаторной системы типа «щель — отверстие» и составляет 380 — 830 МГц.

Экспериментально полученный диапазон перестройки частоты в магнетроне 3-см диапазона с двумя выводами составил 250 МГц.

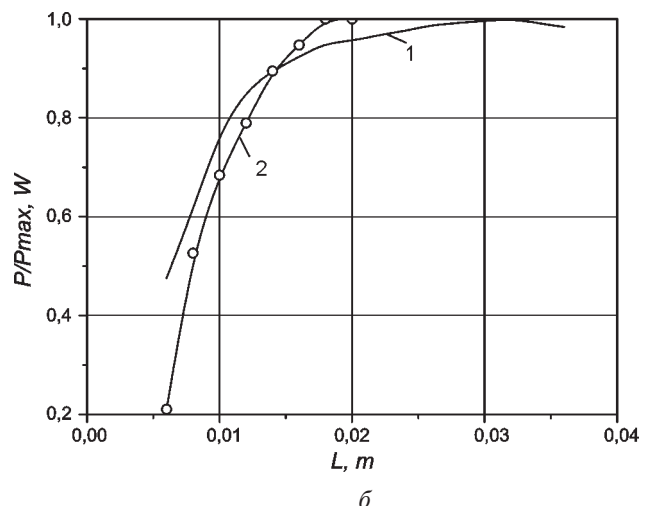


Рис. 5. Теоретические (1) и экспериментальные (2) кривые перестройки частоты (а) и изменения относительных значений уровня выходной мощности магнетрона с двумя выводами (б)

Полученные результаты могут быть полезными и представлять практический интерес для применения в РЭС различного назначения.

ПРИЛОЖЕНИЕ

Выражения для комплексных сопротивлений контуров эквивалентной схемы магнетрона:

$$A_{11} = j\omega L_5, \quad (\text{П.1})$$

$$A_{4242} = Z_H^p + j\omega L_6, \quad (\text{П.2})$$

$$A_{21} = A_{12} = j\omega M_{35}, \quad (\text{П.3})$$

$$\begin{aligned} A_{23} = A_{221} = A_{32} = A_{34} = A_{43} = A_{45} = A_{54} = A_{56} = \\ = A_{65} = A_{67} = A_{76} = A_{78} = A_{87} = A_{89} = A_{98} = A_{910} = \\ = A_{109} = A_{1011} = A_{1110} = A_{1112} = A_{1211} = A_{1213} = \\ = A_{1312} = A_{1314} = A_{1413} = A_{1415} = A_{1514} = A_{1516} = \\ = A_{1615} = A_{1617} = A_{1716} = A_{1718} = A_{1817} = A_{1819} = \\ = A_{1918} = A_{1920} = A_{2019} = A_{2021} = A_{2120} = A_{212} = \\ = j\omega M_{12} - R_a \end{aligned} \quad (\text{П.4})$$

$$\begin{aligned} A_{323} = A_{525} = A_{727} = A_{929} = A_{1131} = A_{1333} = A_{1535} = \\ = A_{1737} = A_{1939} = A_{2141} = A_{233} = A_{255} = A_{277} = A_{299} = \\ = A_{3111} = A_{3313} = A_{3515} = A_{3717} = A_{3919} = A_{4121} = 1 / j\omega C_2 \end{aligned} \quad (\text{П.5})$$

$$\begin{aligned} A_{222} = A_{424} = A_{626} = A_{828} = A_{1030} = A_{1232} = A_{1434} = \\ = A_{1636} = A_{1838} = A_{2040} = A_{244} = A_{266} = A_{288} = A_{3010} = \\ = A_{3212} = A_{3414} = A_{3616} = A_{3818} = A_{4020} = 1 / j\omega C_1 \end{aligned} \quad (\text{П.6})$$

$$\begin{aligned} A_{2223} = A_{2241} = A_{2322} = A_{2324} = A_{2423} = A_{2425} = A_{2524} = \\ = A_{2526} = A_{2625} = A_{2726} = A_{2627} = A_{2728} = A_{2827} = \\ = A_{2829} = A_{2928} = A_{2930} = A_{3029} = A_{3031} = A_{3130} = \\ = A_{3132} = A_{3231} = A_{3233} = A_{3332} = A_{3334} = A_{3433} = \\ = A_{3435} = A_{3534} = A_{3536} = A_{3635} = A_{3637} = A_{3736} = \\ = A_{3738} = A_{3837} = A_{3839} = A_{3938} = A_{3940} = A_{4039} = \\ = A_{4041} = A_{4140} = A_{4122} = 1 / j\omega C_3 \end{aligned} \quad (\text{П.7})$$

$$A_{13} = A_{121} = j\omega(M_{35} \cdot M_{12}), \quad (\text{П.8})$$

$$A_{14} = A_{120} = j\omega(M_{35} \cdot M_1), \quad (\text{П.9})$$

$$Z_H^p = jZ_c \cdot t g\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot L}{\lambda_B}\right), \quad (\text{П.10})$$

$$\begin{aligned} A_{35} = A_{321} = A_{57} = A_{53} = A_{79} = A_{75} = A_{911} = A_{97} = \\ = A_{1113} = A_{119} = A_{1315} = A_{1311} = A_{1517} = A_{1513} = A_{1719} = \\ = A_{1715} = A_{1921} = A_{1917} = A_{213} = A_{2119} = j\omega M_2 \end{aligned} \quad (\text{П.11})$$

$$\begin{aligned} A_{220} = A_{24} = A_{46} = A_{42} = A_{68} = A_{64} = A_{810} = A_{86} = \\ = A_{1012} = A_{108} = A_{1214} = A_{1210} = A_{1416} = A_{1412} = \\ = A_{1618} = A_{1614} = A_{1820} = A_{1816} = A_{202} = A_{2018} = j\omega M_1 \end{aligned} \quad (\text{П.12})$$

$$\begin{aligned} A_{33} = A_{55} = A_{77} = A_{99} = A_{1111} = A_{1313} = A_{1515} = \\ = A_{1717} = A_{1919} = A_{2121} = 2 \cdot R_a + (1 / j\omega C_2) + j\omega L_2 \end{aligned} \quad (\text{П.13})$$

$$\begin{aligned} A_{1212} = A_{22} = A_{44} = A_{66} = A_{88} = A_{1010} = A_{1414} = \\ = A_{1616} = A_{1818} = A_{2020} = 2 \cdot R_a + (1 / j\omega C_1) + j\omega L_1 \end{aligned} \quad (\text{П.14})$$

$$\begin{aligned} A_{2222} = A_{2424} = A_{2626} = A_{2828} = A_{3030} = A_{3232} = \\ = A_{3434} = A_{3636} = A_{3838} = A_{4040} = \\ = R_c + (1 / j\omega C_1) + (1 / j\omega C_3) \end{aligned} \quad (\text{П.15})$$

$$\begin{aligned} A_{2323} = A_{2525} = A_{2727} = A_{2929} = A_{3131} = A_{3333} = \\ = A_{3535} = A_{3737} = A_{3939} = A_{4141} = \\ = R_c + (1 / j\omega C_2) + (1 / j\omega C_3). \end{aligned} \quad (\text{П.16})$$

Литература

- [1] Поттер Д. Вычислительные методы в физике. — М.: «Мир», 1974. — 345 с.
- [2] Чурюмов Г.И., Басрави К.М., Сивоконь К.В. Многопериодная математическая модель магнетрона. Радиоэлектроника и информатика, № 2 (33), 2006. — С. 15 — 27.
- [3] Шлифер Э.Д. Расчет многорезонаторных магнетронов (2-е издание). — М.: МЭИ, 1966. — 141 с.
- [4] Churyumov G.I., Gritsunov A.V., Ekezy A.I. Computer Simulation of Noise Generation in Magnetron. Applied Radio Electronics. — 2013, # 1, v. 12. — P. 58 — 63.
- [5] Сазонов Д.Е. Основы расчета и конструирования магнетронов. — М.: Сов. радио, 1974. — 327 с.
- [6] Пат. 98574 Украина, МПК Н 01 J 25/00. Магнетронный генератор с перестройкой частоты от импульса к импульсу. Авторы: Чурюмов Г. И., Экезлы А. И., Сивоконь К.В. — Оpubл. 25.05.12, Бюл. № 10.
- [7] Маделунг О. Теория твердого тела. — М.: Наука, 1980. — 414 с.
- [8] Чурюмов Г.И., Экезлы А.И. Исследование режима перестройки частоты в импульсном магнетроне с двумя выводами энергии. Электронная техника. Сер.1. Электроника СВЧ, вып. 2, 2014 (в печати).

Поступила в редколлегию 18.02.2014



Чурюмов Геннадий Иванович, доктор физико-математических наук, профессор. Научные интересы: математическое моделирование вакуумных приборов СВЧ; теория и техника СВЧ, применение СВЧ технологий.



Экезлы Андрей Игоревич, аспирант кафедры ФОЭТ ХНУРЭ. Научные интересы: микроволновые приборы и техника.



Камал Басрави Махмуд, Dr. Physics and Mathematics Sciences, Omar Al-Mukhtar National University, Libya



Исаева Елена Борисовна, младший научный сотрудник кафедры ФОЭТ ХНУРЭ. Научные интересы: математическое моделирование вакуумных приборов СВЧ.

УДК 621.385.6

Математичне моделювання перебудови частоти в магнетроні з двома виводами енергії (метод еквівалентних схем) / Г. І. Чурюмов, А. І. Екезлі, К. М. Басраві, О. Б. Ісаєва // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. — 2014. — Том 13. — № 1. — С. 51-57.

У цій статті набув подальшого розвитку метод еквівалентних схем стосовно дослідження магнетронного генератора 3-сантиметрового діапазону з двома виводами енергії. Наведено теоретичні та експериментальні результати перебудови частоти в магнетроні залежно від зміни реактивної складової навантаження в другому виведенні енергії. Показано експериментально, що діапазон перебудови частоти склав 250 МГц у лінійній частині частотної характеристики. Теоретично розрахована характеристика перебудови частоти магнетрона добре узгоджується з результатами експериментів. Показана можливість розширення діапазону перебудови частоти до 800 МГц.

Ключові слова: магнетрон, електродинамічна система, метод еквівалентних схем, математична модель, вивід енергії.

Л.: 05. Бібліогр.: 8 найм.

UDC 621.385.6

Mathematical modelling of frequency tuning in a magnetron with two power outputs (equivalent circuit method) / G. I. Churyumov, A. I. Ekezi, K. Basravi, O. B. Isaeva / Applied Radio Electronics: Sci. Journ. — 2014. — Vol. 13. — № 1. — P. 51-57.

This paper further develops the method of equivalent circuits as applied to the study of a 3centimeter range magnetron oscillator with twopower outputs. Theoretical and experimental results of frequency tuning in the magnetron depending on changes in the reactive component of the load in the second power output derivation. It is shown experimentally that the adjustment range of the frequency in the linear frequency response has constituted 250 MHz. The theoretically calculated characteristic of the magnetron frequency tuning is in good agreement with experimental results. A possibility of expanding the frequency tuning range of up to 800 MHz is shown.

Keywords: magnetron, electrodynamic system, equivalent circuits method, mathematical model, the output energy.

Fig.: 05. Ref.: 8 items.

ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДА ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ АНАЛОГИИ ПРИ ИССЛЕДОВАНИИ ПРОЦЕССА КРОВООБРАЩЕНИЯ В МАГИСТРАЛЬНЫХ СОСУДАХ ГОЛОВНОГО МОЗГА ПРИ НАЛИЧИИ СИМПТОМОВ КРОВОИЗЛИЯНИЯ В МОЗГ

С. И. ВЛАДОВ, О. Г. АВРУНИН, В. А. МОСЬПАН, А. А. ЮРКО

В данной работе проведено исследование процесса кровообращения в магистральных сосудах головного мозга при симптомах кровоизлияния в мозг с применением метода электрической аналогии движения крови по сосудам и движения тока на участке цепи. Получены аналитические уравнения для описания распределения значений кровяного давления вдоль длины кровеносного сосуда на участках, наиболее подверженных риску формирования аневризм сосудов головного мозга, что позволяет определить степень развития мальформаций системы мозгового кровообращения. Применение метода электрической аналогии позволило использовать модель системы кровообращения человека в виде неоднородной согласованной длинной линии с распределенными параметрами, что дало возможность быстро и точно получить основные параметры кровотока, которые позволяют определить наличие аневризмы на том или ином участке магистральных сосудов головного мозга.

Ключевые слова: аневризма, кровеносный сосуд, длинная линия, кровяное давление.

ВВЕДЕНИЕ

Наиболее часто (85% случаев) нетравматические кровоизлияния, связанные с разрывом аневризм артерий головного мозга, обычно располагаются в Виллизиевом круге. За счет недостаточности участка стенки артерии, происходит формирование выпячивания, которое имеет мешковидную форму — мешковидная аневризма. Чаще всего они формируются в местах разветвления артериальных сосудов, то есть в местах самой большой турбулентности крови. Как следствие этого, на некотором участке кровеносного сосуда его деформация под действием пульсирующего кровотока становится необратимой, и возникает вздутие стенки сосуда (аневризма) [1].

Скорость кровотока в месте развития аневризмы по условию неразрывности струе будет меньшей, чем скорость кровотока в его недеформированной части. Согласно уравнению Бернулли, статическое давление в месте вздутия будет больше статического давления на участках сосуда нормального сечения. Нагрузка на расширенную часть сосуда увеличится, а имеющаяся аневризма под действием повышенного давления будет иметь тенденцию к расширению. В результате возможен разрыв аневризмы. Чаще всего наблюдается разрыв мелких аневризм, вместе с тем, более высокий риск разрыва имеют большие аневризмы, которые встречаются реже. Наиболее частая локализация аневризм — супраклиноидный отдел внутренней сонной артерии (30–34%), передняя мозговая, передняя соединительная артерия — 28–30%, средняя мозговая артерия — 16–20%, вертебрально-базилярная система — 5–15%. Множественные аневризмы встречаются в 20% наблюдений [2].

АНАЛИЗ ЛИТЕРАТУРНЫХ ДАННЫХ И ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ИССЛЕДОВАНИЯ

Подробные исследования процесса движения крови в магистральных сосудах головного

мозга при наличии аневризмы в наиболее распространенных местах поражений приведены в [3]. Однако в данных исследованиях был установлен рост амплитуды пульсовой волны с течением времени при увеличении аневризмы на том или ином участке, и не было рассмотрено задачу нахождения аневризмы на ранних стадиях ее возникновения.

Таким образом, исследования процесса кровообращения в магистральных сосудах головного мозга при симптомах кровоизлияния в мозг сводятся к нахождению аневризмы в основных местах поражений: место разветвления основной (базилярной) артерии; задней соединительной артерии и передней соединительной артерии.

МАТЕРИАЛ И РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ

Для решения поставленной задачи рекомендовано использование метода электродинамических аналогий, а, именно, применение модели системы кровообращения в виде согласованной длинной линии [4], что позволяет смоделировать кровеносный сосуд эквивалентной электрической цепью и найти распределение значений кровяного давления по длине сосуда по аналогии с падающей волной в линии.

В общем случае падающая волна, которая возникает при согласованной нагрузке, с учетом модели пульсовой волны во время выброса крови из левого желудочка сердца в период систолы [5], описывается выражением [6]:

$$U_n(x) = U_1 \cdot e^{-\alpha \cdot x} \cdot \sin^2(\omega_1 \cdot t_{\phi} - \beta \cdot x + \phi_1), \quad (1)$$

где U_1 — амплитуда напряжения на входе линии, то есть значение кровяного давления в начале сосуда, $\phi_1 = 0$ — начальная фаза, $\omega_1 = 2 \cdot \pi \cdot f_{\text{ЧСС}}$ — угловая частота, α — коэффициент затухания, β — коэффициент фазы, t_{ϕ} — фазовое время, которое находится из выражения:

$$t_{\phi} = \frac{l}{v_{\phi}} = \frac{\beta \cdot l}{\omega_1}. \quad (2)$$

Коэффициенты затухания и фазы находятся из выражения коэффициента распространения волны в линии:

$$\gamma = \sqrt{(R_0 + j\omega L_0) \cdot j\omega C_0} = \alpha + j\beta. \quad (3)$$

Таким образом, при нормальном кровотоке с помощью уравнения (1) описывается распределение значения кровяного давления вдоль кровеносного сосуда.

Поскольку, как известно, аневризма — это выпячивание стенки артерии вследствие ее утончения или растягивания, то участок модели кровеносного сосуда в виде длинной линии, на которой присутствующая аневризма, имеет другие эквивалентные погонные параметры, чем участок здорового сосуда, то распределение значения кровяного давления участка с аневризмой можно описать следующей зависимостью:

$$U_{na}(x) = U_1 \cdot e^{-\alpha_a \cdot x} \cdot \sin^2(\omega_1 \cdot t_{\phi} - \beta_a \cdot x + \phi_1). \quad (4)$$

Как видно из выражения (4) коэффициент затухания α_a и коэффициент фазы β_a характеризуют отличия эквивалентных погонных параметров, которые, в свою очередь, характеризуются отличиями от нормального состояния эластичными свойствами стенки сосуда. При отсутствии аневризмы $\alpha = \alpha_a$, $\beta = \beta_a$.

Тогда распределение значения кровяного давления вдоль кровеносного сосуда при наличии аневризмы описывается конечным выражением:

$$U(x) = \begin{cases} U_1 \cdot e^{-\alpha \cdot x} \cdot \sin^2(\omega_1 \cdot t_{\phi} - \beta \cdot x + \phi_1), & 0 \leq x < l_a, \\ U_1 \cdot e^{-\alpha_a \cdot x} \cdot \sin^2(\omega_1 \cdot t_{\phi} - \beta_a \cdot x + \phi_1), & l_a \leq x < l, \end{cases} \quad (5)$$

где l_a — участок кровеносного сосуда с наличием аневризмы [1, 2].

Принимаем, что и при нормальном кровотоке, и при наличии аневризм в сосудах вязкость крови, плотность крови и частота сердечных сокращений не меняются, являются постоянными величинами и составляют соответственно $\eta = 4,5 \times 10^{-3}$ кг / м · с, $\rho = 1,062 \cdot 10^3$ кг / м³ и $f_{\text{ЧСС}} = 1$ Гц [7].

В табл. 1 приведены результаты вычислений основных эквивалентных параметров участков длинных линий, в виде которых представленные модели основной (базиларной), задней соединительной и передней соединительной артерий при нормальном кровотоке и при симптомах кровоизлияния соответственно. По формуле (5) определяем распределение значений кровяного давления $U(x)$ при прохождении пульсовой волны основной (базиларной) артерии (рис. 1, 2); задней соединительной артерии (рис. 3, 4) и передней соединительной артерии (рис. 5, 6).

В табл. 1 R_0 , L_0 , C_0 — эквивалентные параметры модели кровеносного сосуда в виде длинной линии, которые вычисляются по формулам [4]:

Таблица 1

Результаты вычислений основных эквивалентных параметров участков длинных линий

Параметр	Кровоток в норме		
	Основная (базиларная) артерия	Задняя соединительная артерия	Передняя соединительная артерия
U_1 , Па	10781,39	10598,63	10446,55
d_B , м	$6,3 \cdot 10^{-3}$	$1,2 \cdot 10^{-3}$	$0,7 \cdot 10^{-3}$
d_H , м	$7,1 \cdot 10^{-3}$	$1,6 \cdot 10^{-3}$	$1,1 \cdot 10^{-3}$
r , м	$3,15 \cdot 10^{-3}$	$0,6 \cdot 10^{-3}$	$0,35 \cdot 10^{-3}$
S , м ²	$3,117 \cdot 10^{-5}$	$1,131 \cdot 10^{-6}$	$3,848 \cdot 10^{-7}$
h , м	$0,4 \cdot 10^{-3}$	$0,2 \cdot 10^{-3}$	$0,2 \cdot 10^{-3}$
l , м	$3 \cdot 10^{-2}$	$7 \cdot 10^{-3}$	$1,3 \cdot 10^{-3}$
E , Па	$6,575 \cdot 10^5$	$5,145 \cdot 10^4$	$1,872 \cdot 10^4$
R_0 , кг/м ⁵ ·с	$1,164 \cdot 10^8$	$8,842 \cdot 10^{10}$	$7,636 \cdot 10^{11}$
L_0 , кг/м ⁵	$3,4 \cdot 10^7$	$9,372 \cdot 10^8$	$2,754 \cdot 10^9$
C_0 , с ² /кг·м	$7,467 \cdot 10^{-10}$	$1,319 \cdot 10^{-10}$	$7,194 \cdot 10^{-11}$
α , м ⁻¹	0,264	5,031	11,738
β , м ⁻¹	1,035	7,279	14,701
t_{ϕ} , с	$4,942 \cdot 10^{-3}$	$8,109 \cdot 10^{-3}$	$3,042 \cdot 10^{-3}$
Параметр	При симптомах кровоизлияния		
	Основная (базиларная) артерия	Задняя соединительная артерия	Передняя соединительная артерия
U_1 , Па	10781,39	10598,63	10446,55
d_B , м	$7,4 \cdot 10^{-3}$	$2,2 \cdot 10^{-3}$	$1,3 \cdot 10^{-3}$
d_H , м	$7,8 \cdot 10^{-3}$	$2,4 \cdot 10^{-3}$	$1,5 \cdot 10^{-3}$
r , м	$3,7 \cdot 10^{-3}$	$1,1 \cdot 10^{-3}$	$0,65 \cdot 10^{-3}$
S , м ²	$4,301 \cdot 10^{-5}$	$3,801 \cdot 10^{-6}$	$1,327 \cdot 10^{-6}$
h , м	$0,2 \cdot 10^{-3}$	$0,1 \cdot 10^{-3}$	$0,1 \cdot 10^{-3}$
l , м	$3 \cdot 10^{-2}$	$7 \cdot 10^{-3}$	$1,3 \cdot 10^{-3}$
l_a , м	$2,5 \cdot 10^{-2}$	$6 \cdot 10^{-3}$	$0,8 \cdot 10^{-3}$
E , Па	$1,757 \cdot 10^6$	$3,158 \cdot 10^5$	$1,132 \cdot 10^5$
R_0 , кг/м ⁵ ·с	$6,114 \cdot 10^7$	$7,827 \cdot 10^9$	$6,419 \cdot 10^{10}$
L_0 , кг/м ⁵	$2,465 \cdot 10^7$	$2,788 \cdot 10^8$	$7,986 \cdot 10^8$
C_0 , с ² /кг·м	$9,056 \cdot 10^{-10}$	$2,648 \cdot 10^{-10}$	$1,524 \cdot 10^{-10}$
α_a , м ⁻¹	0,182	2,282	5,328
β_a , м ⁻¹	0,956	2,852	5,768
t_{ϕ} , с	$4,565 \cdot 10^{-3}$	$3,177 \cdot 10^{-3}$	$1,191 \cdot 10^{-3}$

$$R_0 = \frac{8 \cdot \pi \cdot \eta}{S^2}, \quad L_0 = \frac{\rho}{S}, \quad C_0 = \frac{2 \cdot r \cdot S}{E \cdot h},$$

где η — вязкость крови, ρ — плотность крови, r — радиус поперечного сечения сосуда, $S = \pi \cdot r^2$ — площадь поперечного сечения сосуда, h — толщина стенки сосуда, E — модуль упругости стенки сосуда, который определяется согласно [8, 9].

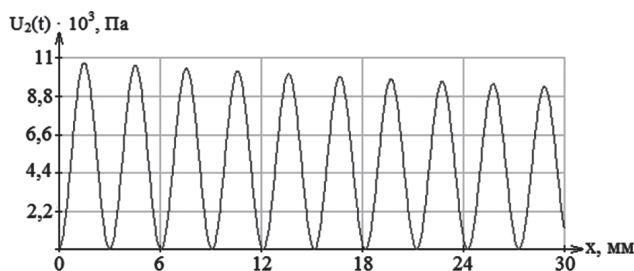


Рис. 1. График распределения значений кровяного давления вдоль длины основной (базиларной) артерии при нормальном кровотоке

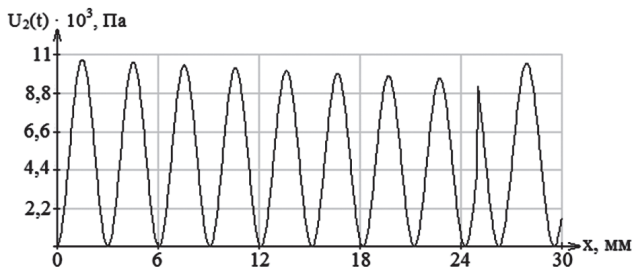


Рис. 2. График распределения значений кровяного давления вдоль длины основной (базиллярной) артерии при наличии аневризмы

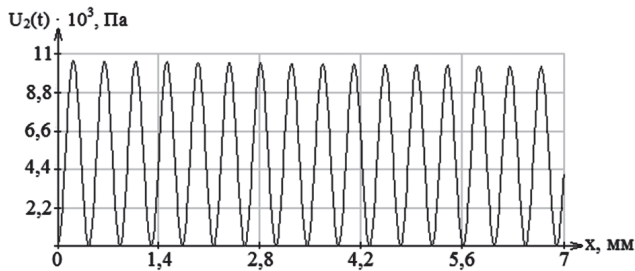


Рис. 3. График распределения значений кровяного давления вдоль длины задней соединительной артерии при нормальном кровотоке

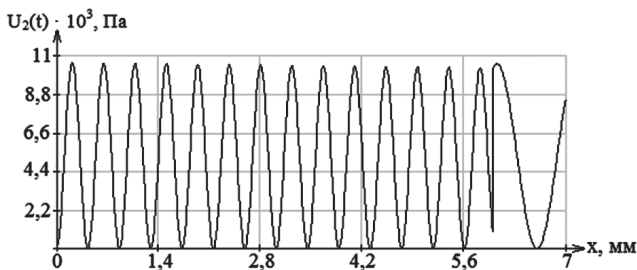


Рис. 4. График распределения значений кровяного давления вдоль длины задней соединительной артерии при наличии аневризмы

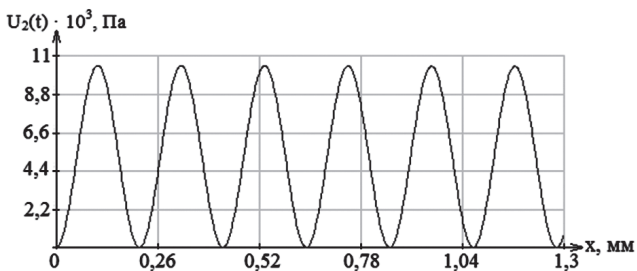


Рис. 5. График распределения значений кровяного давления вдоль длины передней соединительной артерии при нормальном кровотоке

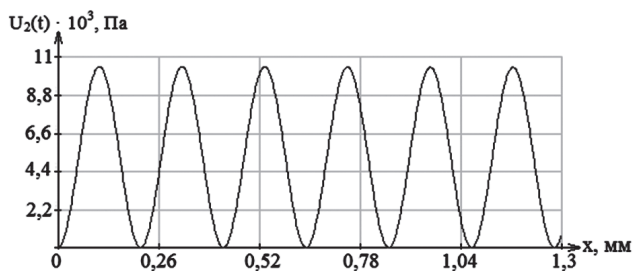


Рис. 6. График распределения значений кровяного давления вдоль длины передней соединительной артерии при наличии аневризмы

Из проведенного исследования (рис. 1–6) следует отметить, что наличие аневризм изменяет эластичные свойства стенки кровеносного сосуда, что отображается в увеличении значения эффективного модуля упругости E его стенки. Также необходимо выделить изменение погонных параметров участков модели кровеносного сосуда в виде длинной линии, а именно: уменьшение значений погонного сопротивления R_0 и погонной индуктивности L_0 и увеличение значения погонной емкости C_0 . При этом наличие аневризм приводят к уменьшению коэффициентов затухания α и фазы β и фазового времени t_{ϕ} , что характеризует уменьшение скорости кровотока на данном участке.

Изменения выделенных параметров, связанных с наличием аневризм на участке сосуда, приводят к значительному изменению формы пульсовой волны и, чем меньше геометрические параметры кровеносного сосуда, тем более заметны эти изменения, то есть, наличие аневризм в малых сосудах куда более опасные, чем аневризмы в более больших сосудах.

АПРОБАЦИЯ РЕЗУЛЬТАТОВ ИССЛЕДОВАНИЙ

Адекватность проведенного исследования можно определить путем нахождения одновыборочного t -критерия Стьюдента [10], используя результаты исследований [3] процесса кровообращения при наличии аневризмы в задней соединительной и передней соединительной артериях.

Одновыборочный вариант критерия Стьюдента служит для проверки нулевой гипотезы о равенстве выборочного среднего значения кровяного давления некоторого известного значения: $P_0: P = M[P]$.

На рис. 7 и 8 представлены результаты исследований процесса кровообращения в правой задней соединительной артерии в точке с координатой $x = 0,5$ см и в передней соединительной артерии в точке с координатой $x = 0,1$ см соответственно [3].

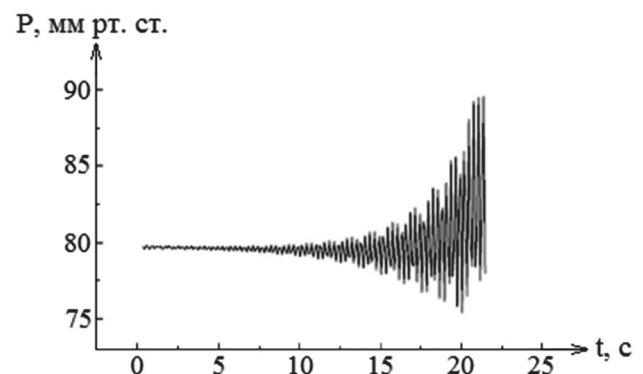


Рис. 7. График результата исследований процесса кровообращения в правой задней соединительной артерии при наличии аневризмы в точке с координатой $x = 0,5$ см [3]

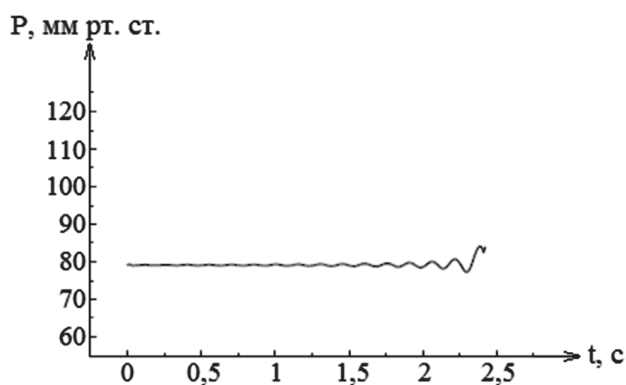


Рис. 8. График результата исследований процесса кровообращения в передней соединительной артерии при наличии аневризмы в точке с координатой $x = 0,1$ см [3]

Из этих же рисунков следует, что амплитуда пульсовой волны на участке с аневризмой возрастает с течением времени, которое отображает увеличение размера аневризмы со временем. Статистическая проверка адекватности результатов исследования проводится с помощью сравнения значений, полученных в ходе проведенного исследования со значениями, полученными из других исследований [3] с вычислением одновыборочного t -критерия Стьюдента $t_{\text{эмп}}$ как для результатов эксперимента, так и для результатов [3], но предполагая, что полученные результаты есть дискретной случайной величиной, поскольку сравнение возможно провести при одном значении кровяного давления P_k на определенной координате длины сосуда x_k , то есть при $N = 1$ — одному элементу в выборке, одной степени свободы.

Для определения критерия Стьюдента на рис. 4 и 6 были выбраны значения кровяного давления при $x = 0,5$ см и $x = 0,1$ см соответственно, а на рис. 7 и 8 — значение кровяного давления при определенном фазовом времени $3,177 \cdot 10^{-3}$ с и $1,191 \cdot 10^{-3}$ с соответственно (см. табл. 1).

Одновыборочный t -критерий Стьюдента определяется по формуле (табл. 2, восьмая строка) [10]:

$$t_{\text{эмп}} = \frac{|P - M[P]| \cdot \sqrt{N}}{\sigma}, \quad (6)$$

где $N = 1$ — число элементов в выборке; $M[P]$ — математическое ожидание, которое определяется по формуле (табл. 2, пятая строка) [10]:

$$M[P] = \sum_{i=1}^n x_i \cdot P_i = x \cdot P. \quad (7)$$

Среднеквадратичное отклонение σ определяется по формуле (табл. 2, седьмая строка) [10]:

$$\sigma = \sqrt{S}, \quad (8)$$

где S — дисперсия, которая определяется по формуле (табл. 2, шестая строка) [10]:

$$S = M[P - M[P]]^2 = \sum_{i=1}^n (P_i - M[P])^2 = (P - M[P])^2. \quad (9)$$

Результаты вычисления $M[P]$, σ , S и $t_{\text{эмп}}$ сведены в табл. 2.

Рассчитанное значение одновыборочного критерия Стьюдента интерпретируется следующим способом, исходя из свойств t -распределения: если это значение попадает в области отклонения нулевой гипотезы, то нулевая гипотеза, которая проверяется, отвергается. Область отклонения нулевой гипотезы F_1 для критерия Стьюдента определяется заранее принятым уровнем значимости ($\alpha = 0,05$) и количеством степеней свободы (в данном исследовании $n = 1$, поскольку $N = 1$) [10].

При определении критического значения t -критерия Стьюдента пользовались тем, что поскольку проведенные исследования характеризуют функциональное состояние системы церебрального кровообращения человека, то они принадлежат к классу А с доверительной вероятностью выше, чем 99,7% [11].

При одной степени свободы $n = 1$ и при доверительной вероятности 0,997 по таблице значений критического t -критерия Стьюдента получено $t_{\text{кр}} = 127,656$.

Поскольку вычисленное значение t -критерия Стьюдента меньше табличного ($t_{\text{кр}} = 127,656$), то нулевая гипотеза принимается на выбранном уровне значимости ($\alpha = 0,05$), а отличия между выборкой (результаты экспериментальных данных) и известной величиной (результаты иссле-

Таблица 2

Результаты вычисления одновыборочного t -критерия Стьюдента

Параметр	Правая задняя соединительная артерия		Передняя соединительная артерия	
	Результаты экспериментальных данных	Результаты исследования [3]	Результаты экспериментальных данных	Результаты исследования [3]
x , см	0,5		0,5	
$t_{\text{ф}}$, с	$3,177 \cdot 10^{-3}$		$1,191 \cdot 10^{-3}$	
P , мм рт. ст.	78,75	79,15	79,35	79,52
$M[P]$	39,38	39,58	7,94	7,95
S	1550	1566,58	5099,39	5120,83
σ	39,37	39,58	71,41	71,56
$t_{\text{эмп}}$	1	0,999	1	1

дований [3]) не признаются статистически значимыми.

Найдем распределение Стюдента по формуле:

$$f_i(P) = \frac{\Gamma\left(\frac{n+1}{2}\right)}{\sqrt{\pi \cdot n} \cdot \Gamma\left(\frac{n}{2}\right)} \cdot \left(1 + \frac{P^2}{n}\right)^{-\frac{n+1}{2}}, \quad (10)$$

где Γ — гамма-функция Эйлера; $n = 1$ — число степеней свободы.

На рис. 9 и 10 представлены графики распределения Стюдента при исследовании процесса кровообращения при наличии аневризмы в задней соединительной и передней соединительной артериях.

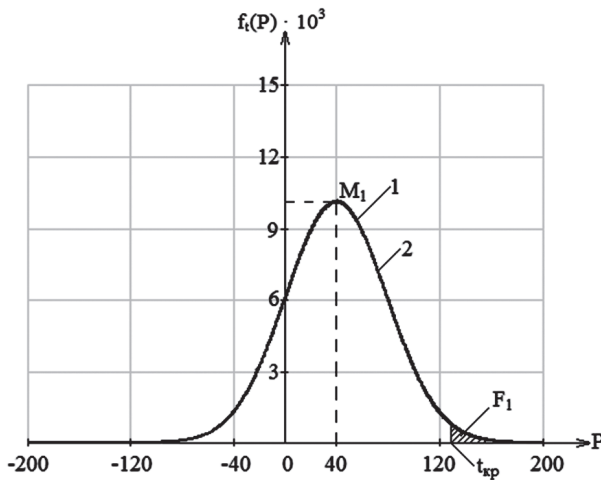


Рис. 9. График распределения Стюдента при исследовании процесса кровообращения при наличии аневризмы в правой задней соединительной артерии: 1 — по результатам экспериментальных данных; 2 — по результатам [3]

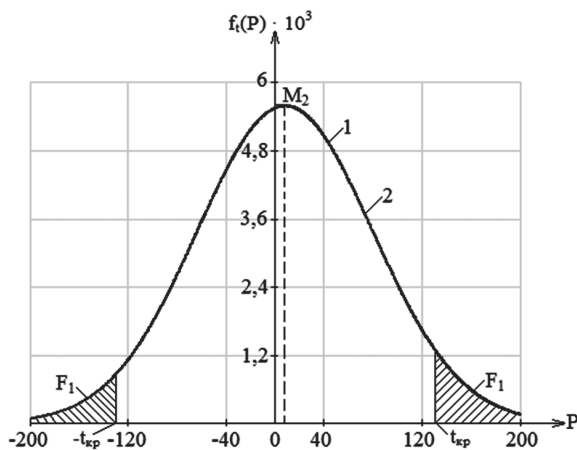


Рис. 10. График распределения Стюдента при исследовании процесса кровообращения при наличии аневризмы в передней соединительной артерии: 1 — по результатам экспериментальных данных; 2 — по результатам [3]

Как видно из рис. 9 и 10, графики распределения Стюдента при исследовании процесса кровообращения при наличии аневризмы в задней соединительной и передней соединительной

артериях по результатам экспериментальных данных и по результатам [3] совпадают, а также к области отклонения F_1 попадают значения кровяного давления, недопустимые в правой задней и передней соединительных артериях.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

По итогам проведенных исследований получены аналитические уравнения для описания распределения значений кровяного давления вдоль длины кровеносного сосуда в наиболее частых местах формирования аневризм сосудов головного мозга, что дает возможность определить степень развития аневризмы на участках системы церебрального кровообращения. После проведения полной клинической апробации возможно будет выявить практическую значимость метода и границы его применимости в практической медицине для прогнозирования развития сосудистых мальформаций в системе кровообращения человека.

Литература

- [1] Коновалов А.Н. Хирургическое лечение артериальных аневризм головного мозга / А.Н. Коновалов. — М.: Медицина, 1979.
- [2] Хирургия аневризм головного мозга в остром периоде кровоизлияния / В.В. Лебедев, В.В. Крылов, С.А. Холодов, В.Н. Шелковский. — М.: Медицина, 1996. — 256 с.
- [3] Математическое моделирование гемодинамики в артериальной части мозгового кровообращения / И.В. Ашметков, С.И. Мухин, Н.В. Соснин, А.П. Фаворский. — М.: МАКС Пресс, 2003. — 52 с.
- [4] Владов С.І. Модель системи кровообігу людини у вигляді неоднорідної узгодженої довгої лінії з розподіленими параметрами / С.І. Владов, В.О. Мосьпан // Вісник Кременчуцького національного університету імені Михайла Остроградського. — Кременчук: КрНУ, 2012. — Вип. 2/2012 (73). — С. 56—59.
- [5] Владов С.І. Побудова моделі сигналу пульсової хвилі як вхідного сигналу моделі системи кровообігу людини у вигляді узгодженої довгої лінії / С.І. Владов, В.О. Мосьпан, О.О. Юрко // Матеріали VIII Міжнародної науково-практичної конференції «Ключові аспекти наукової діяльності — 2012». — Польща, Пшемисль, т. 14. — Біологічні науки. — С. 65—69.
- [6] Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники: Электрические цепи: Учеб. для электротехн., энерг., приборостроит. спецвузов. 8-е изд., перераб. и доп. / Л.А. Бессонов. — М.: Высшая школа, 1984. — С. 289—314.
- [7] Есаков С.А. Возрастная анатомия и физиология: Курс лекций. / С.А. Есаков — Ижевск: ГОУВПО «УдГУ», Биологическо-химический факультет, Кафедра анатомии и физиологии человека и животных, 2010. — 194 с.
- [8] Владов С.І. Визначення вектора радикального переміщення за схемою циліндричної оболонки кровеносної судини при симетричному навантаженні / С.І. Владов, В.О. Мосьпан, О.О. Юрко // Матеріали VIII Міжнародної науково-практичної конференції «Наукова індустрія європейського континенту — 2012», Чехія, Прага, т. 20. — Біологічні науки. — С. 22—29.

- [9] Vladov S. Design of the deformed state of blood vessels / S. Vladov, V. Mospan, O. Yurko // Nauka i studia. — Przemysl: Sp. z o. o. «Nauka i studia», 2013. — NR 7(75), 2013. — P. 72–77.
- [10] Берестнева О.Г. Прикладная математическая статистика: учебное пособие / О.Г. Берестнева, О.В. Марухина, Г.Е. Шевелёв. — Томск: Изд-во Томского политехнического университета, 2012. — С. 46–66.
- [11] Суслов И.П. Основы теории достоверности статистических показателей / И.П. Суслов. — Новосибирск: Наука. 1979. — 304 с.

Поступила в редколлегию 27.02.2014



Аврунин Олег Григорьевич, доктор технических наук, доцент, доцент кафедры биомедицинской инженерии Харьковского национального университета радиоэлектроники. Научные интересы: методы интраскопической диагностики и хирургического планирования оперативных вмешательств на головном мозге человека; методы и средства

медицинских навигационных систем; медицинские информационные системы; методы и средства диагностики и планирования оперативных вмешательств в оториноларингологии; методы визуализации, автоматизированной обработки и анализа медицинских изображений.



Владов Сергей Игоревич, аспирант кафедры электронных аппаратов Кременчугского национального университета имени Михаила Остроградского. Научные интересы: математическое моделирование биомедицинских приборов и систем; исследование и разработка новых методов диагностики системы кровообращения человека; математическое моделирование и разработка новых методов регистрации пульсовой волны; исследование, разработка, построение и оптимизация радиоэлектронных биологических и медицинских приборов и систем.



Моспан Владислав Александрович, кандидат технических наук, доцент, заведующий кафедрой электронных аппаратов Кременчугского национального университета имени Михаила Остроградского. Научные интересы: исследование и разработка новых методов расчета, проектирование и математическое моделирование биологических и медицинских приборов и систем; разработка радиоэлектронного оборудования летательных аппаратов; исследование физических основ построения медико-диагностических, лечебных приборов, систем и их составных частей; разработка методов и средств повышения точности и достоверности диагностики и измерения медикобиологических параметров; разработка методов исследования, моделирования и проектирования сетей, систем и устройств телекоммуникаций.



Юрко Алексей Алексеевич, кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры электронных аппаратов Кременчугского национального университета имени Михаила Остроградского. Научные интересы: разработка новых методов снятия и интерпретации ЭКГ-сигнала; разработка методов ранней диагностики и лечения кардиохирургических заболеваний; разработка технологии построения биологических и медицинских приборов и систем; математическое моделирование и разработка новых средств диагностики в отоларингологии.

УДК 532.616.1:002.5

Застосування методу електричної аналогії при дослідженні процесу кровообігу у магістральних судинах головного мозку за наявності симптом крововиливу в мозок / С.І. Владов, О.Г. Аврунін, В.О. Моспан, О.О. Юрко // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. — 2014. — Том 13. — № 1. — С. 58–63.

У даній роботі проведено дослідження процесу кровообігу у магістральних судинах головного мозку за наявності симптом крововиливу в мозок із застосуванням методу електричної аналогії руху крові по судинах і руху струму на ділянці ланцюга. Отримано аналітичні рівняння для опису розподілу значень кров'яного тиску уздовж довжини кровоносної судини на ділянках, що найбільш піддаються ризику формування аневризми судин головного мозку, що дозволяє визначити ступінь розвитку мальформацій системи мозкового кровообігу. Застосування методу електричної аналогії дозволило використовувати модель системи кровообігу людини у вигляді неоднорідної узгодженої довгої лінії з розподіленими параметрами, що дало можливість швидко і точно отримати основні параметри кровотоку, які дозволяють визначити наявність аневризми на тій або іншій ділянці магістральних судин головного мозку.

Ключові слова: аневризма, кровоносна судина, довга лінія, кров'яний тиск.

Табл.: 2. Іл.: 10. Бібліогр.: 11 найм.

UDC 532.616.1:002.5

Application of the method of electric analogy for researching the process of blood circulation in great cerebral vessels in the presence of cerebral hemorrhage symptoms / S.I. Vladov, O.G. Avrunin, V.O. Mos'pan, O.O. Yurko // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. — 2014. — Vol. 13. — № 1. — P. 58–63.

The paper researches the process of blood circulation in great cerebral vessels in the presence of cerebral hemorrhage symptoms with the use of the method of electric analogy between blood motion in vessels and current motion in a circuit section. Analytic equations have been derived to describe the distribution of blood pressure values along the length of a blood vessel in the most frequent places of formation of aneurysms of cerebral vessels, which allows to define the degree of aneurysm development in the cerebral blood circulation system. Application of the method of electric analogy has allowed to use the model of a human blood circulation system represented as a heterogeneous nonresonant long line with distributed parameters, that has enabled to obtain the basic blood stream parameters quickly and with precision, which made it possible to define the presence of an aneurysm in one or another section of great cerebral vessels.

Keywords: aneurysm, blood vessel, long line, blood pressure.

Tab.: 2. Fig.: 10. Ref.: 11 items.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ СВЯЗАННЫХ БИКОНИЧЕСКИХ РЕЗОНАТОРОВ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАТЕРИАЛОВ

О. О. ДРОБАХИН, Д. Ю. САЛТЫКОВ

В статье рассмотрена система связанных биконических резонаторов в качестве датчика для контроля параметров диэлектриков. С помощью численного моделирования показано, что связанные резонаторы имеют ряд преимуществ по сравнению с одиночными. Определение диэлектрической проницаемости может осуществляться не по абсолютному значению частоты, а по разности частот колебаний связанных резонаторов, что позволяет как минимизировать влияние различных внешних факторов, так и проводить измерения в режиме реального времени. Приближенная оценка значений $\tan \delta$ может быть получена по соотношению амплитуд пиков колебаний связанных резонаторов с исследуемым образцом и без него.

Ключевые слова: биконический резонатор, резонансная частота, добротность, диэлектрическая проницаемость.

1. БИКОНИЧЕСКИЕ РЕЗОНАТОРЫ

СВЧ полые резонаторы нашли широкое применение для определения электрофизических параметров материалов, в частности значения диэлектрической проницаемости [1-4]. Особое место среди применяемых типов резонаторов занимают открытые волноводные резонаторы с закритическими (запредельными) областями [5-12], в частности, биконические резонаторы (БКР), представляющие собой круглый волновод с линейно уменьшающимся по краям поперечным сечением (рис. 1). Размеры и рабочая частота резонатора подбираются таким образом, чтобы в сужающихся частях возникали условия отсечки для одного или нескольких высших типов колебаний. Вследствие этого в данных структурах создаются условия для возникновения резонансных колебаний за счет переотражений электромагнитных волн высших порядков от критических сечений, в которых выполняется условие отсечки. Наличие закритических участков позволяет практически без ущерба для качества резонансной системы создавать отверстия для внесения исследуемых образцов внутрь резонатора, при этом также снимается вопрос о перпендикулярности торцевых стенок, конический профиль резонатора обеспечивает снятие вырождения между колебаниями H_{01p} и E_{11p} .

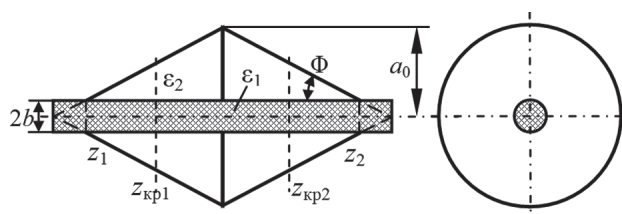


Рис. 1. Биконический резонатор с аксиальным диэлектрическим образцом

Таким образом, резонаторы указанного класса лишены тех недостатков, которые ограничивают применение регулярных цилиндрических

резонаторов и влекут снижение точности измерений. К такого сорта негативным факторам следует отнести: смещение резонансной частоты и резкое снижение добротности при создании отверстий в торцевых стенках цилиндрического резонатора для размещения исследуемых образцов; высокую чувствительность к нарушению перпендикулярности торцевых поверхностей резонатора относительно продольной оси; наличие частотного вырождения между колебаниями H_{01p} и E_{11p} . Последний фактор чрезвычайно важен, поскольку более низкодобротные электрические колебания E_{11p} возбуждаются на любых неоднородностях внутри резонатора, в частности, при возмущении поля исследуемым образцом, что в свою очередь приводит к снижению точности и однозначности измерений.

Существует достаточно большое количество работ, посвященных исследованиям параметров диэлектриков с помощью биконических резонаторов, например [13-17]. На рис. 1 показана простейшая схема датчика на основе биконического резонатора для контроля параметров диэлектриков. Исследуемый образец вводится вдоль оси резонатора через торцевые отверстия в сечениях z_1 и z_2 , расположенных в зауженной части резонатора за критическими сечениями $z_{кр1}$ и $z_{кр2}$ для рабочего типа колебаний. В качестве рабочих колебаний чаще всего, особенно, если речь идет об исследовании параметров материалов с достаточно большими потерями, применяются азимутально-симметричные колебания H_{01p} .

Биконические резонаторы, работающие на колебаниях H_{01p} , обладают высокой собственной добротностью $Q_0 \sim 10^5$, при этом критические сечения располагаются на значительном расстоянии от вершин конусов, что позволяет легко создавать отверстия для введения исследуемых образцов, практически не нарушая структуры поля в резонаторе.

К недостаткам биконических резонаторов следует отнести довольно сложный вид зависи-

мости параметров резонатора от свойств вносимого образца. Связано это, прежде всего, с тем, что внесение образца приводит к смещению местоположения критических сечений и, следовательно, удлинению рабочего объема резонатора.

Определенные перспективы для повышения точности и однозначности измерений возникают при увеличении количества информационных параметров, например, при анализе вызванных исследуемым образцом изменений характеристик не одного, а двух и более типов колебаний резонатора. Кроме того, применение схем сравнения позволяет заметно повысить точность и расширить диапазон измеряемых значений. Простейший вариант такой схемы можно реализовать с помощью двух связанных резонаторов. Возникающие при этом связанные колебания обладают как минимум вдвое большим числом информативных параметров и позволяют проводить сравнение параметров резонаторов с различным заполнением в режиме реального времени, что в свою очередь позволяет заметно снизить влияние внешних факторов (температуры, влажности и т.п.) на точность измерений. Преимуществом такого подхода является переход от абсолютного измерения частоты к измерению разности частот.

Цель данной работы заключается в исследовании возможностей применения связанных биконических резонаторов в измерительной технике, в частности, для контроля параметров диэлектриков.

2. ВЛИЯНИЕ СТЕПЕНИ СВЯЗИ МЕЖДУ РЕЗОНАТОРАМИ

Простейший вариант схемы измерительного датчика на связанных БКР изображен на рис. 2. В качестве рабочих предполагались колебания типа H_{01p} . Резонаторы запитываются с помощью прямоугольных волноводов через тонкие диафрагмы с отверстиями круглого сечения радиуса r_c , которые размещены в области наибольшего сечения резонатора. Размещение отверстий связи в центральной части резонатора, где электромагнитное поле максимально, позволяет варьировать степень связи в широких пределах.

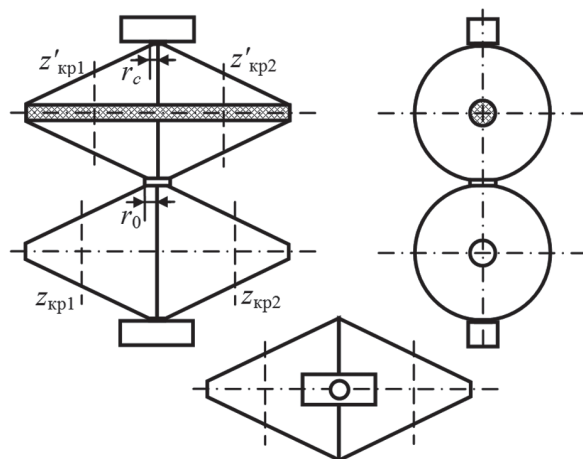


Рис. 2. Связанные биконические резонаторы

В данной работе для анализа характеристик связанных биконических резонаторов было проведено численное моделирование с помощью метода конечных элементов (МКЭ). В [16] на примере тестовой задачи показано, что применение МКЭ для расчета резонансных частот осесимметричных биконических резонаторов с частичным диэлектрическим заполнением обеспечивает относительное отклонение от результатов, полученных в рамках классической электродинамики методом частичных областей, не превышающее 0,1%.

В качестве модельной рассматривалась система из двух одинаковых связанных симметричных биконических резонаторов с максимальным радиусом $a_0 = 25$ мм и углом при вершине конуса $\Phi = 30^\circ$. Предполагалось, что материалом стенок является медь (удельная проводимость $\sigma = 58 \cdot 10^6$ См/м). Геометрические параметры резонаторов выбирались таким образом, чтобы рабочая частота находилась в диапазоне 9 – 10 ГГц при различном диэлектрическом заполнении резонаторов. Связь резонаторов с внешним трактом осуществлялась с помощью стандартных прямоугольных волноводов сечением 23×10 мм². Предполагалось, что резонансная система включалась в СВЧ-тракт по схеме «на проход», что позволяло одновременно рассматривать как частотные характеристики отражения со стороны каждого из резонаторов, так и характеристику прохождения (передачи) всей системы в целом.

Несмотря на то, что нагруженная добротность резонаторов, включенных по схеме «на отражение» несколько выше, чем в схеме «на проход», предпочтение было отдано последней, так как на практике значительно проще проводить экспериментальные исследования характеристики передачи высокодобротных систем, чем характеристики отражения. Кроме того, в схеме «на проход» более низкие добротности резонаторов позволяют получить более широкий рабочий диапазон частот для проведения измерений параметров диэлектриков.

Для реализации по возможности большей степени связи радиус отверстий связи с внешним волноводным трактом предполагался равным $r_c = 4,5$ мм. Резонансная частота колебания H_{011} одиночного биконического резонатора заданных размеров составляла 9,580 ГГц, нагруженная добротность при включении «на проход» составляла $Q \sim 12400$. Частотная характеристика прохождения системы из двух связанных биконических резонаторов, как и следовало ожидать, имеет два максимума. Радиус отверстия связи r_0 между резонаторами изменялся в пределах от 1 до 5 мм. Изменяя параметры элемента связи между резонаторами, можно регулировать как разность частот, так и ширину каждого из резонансных пиков.

Увеличение радиуса отверстия связи между резонаторами от $r_0 = 1$ мм до $r_0 = 3,5$ мм приводит к росту амплитуды коэффициента передачи на резонансных частотах от $\sim 0,03$ до $\sim 0,6$, при этом частоты пиков понижаются примерно на 10 МГц ($\sim 0,1\%$) от 9,5929 ГГц при $r_0 = 1$ мм до 9,5829 ГГц при $r_0 = 3,5$ мм. Разность частот связанных колебаний при этом увеличивается до 0,7 МГц. Дальнейшее увеличение отверстия связи до $r_0 = 5$ мм приводит лишь к изменению частотного интервала между пиками при сохранении практически неизменного уровня коэффициента передачи на резонансных частотах $s_{21} = 0,58 - 0,59$. Увеличение радиуса отверстия связи свыше 5 мм приводит к возрастанию как разности частот, так и их абсолютного значения, причем при этом нарушается монотонность зависимости изменения частот пиков от степени связи.

Обобщая приведенные результаты, можно утверждать, что для применения системы двух связанных БКР в качестве датчика измерительных систем необходимо, чтобы связь резонаторов была в достаточной мере сильной. Наличие такой связи приводит к появлению двух в достаточной мере разнесенных по частоте пиков при значении коэффициента передачи на связанных частотах $s_{21} > 0,5$. Для рассмотренной модели эти условия выполняются при значениях радиуса отверстия связи между резонаторами $r_0 = 3,5 - 5,0$ мм.

Например, для $r_0 = 5$ мм пики в частотной характеристике коэффициента передачи наблюдаются при $f_1 = 9,5705$ ГГц и $f_2 = 9,5758$ ГГц, разность частот — $\Delta f = 5,3$ МГц, значение самого коэффициента передачи на этих частотах составляет приблизительно $s_{21} = 0,59$. С уменьшением радиуса отверстия связи до $r_0 = 4$ мм при сохранении значения коэффициента передачи пиков на уровне $s_{21} = 0,58$, частоты, при которых наблюдаются пики, изменяются и приобретают значения $f_1 = 9,5799$ ГГц и $f_2 = 9,5817$ ГГц, то есть разность частот уменьшается до $\Delta f = 1,8$ МГц, что соответственно приводит к перекрытию пиков и невозможности определения ширины каждого из пиков в отдельности. При $r_0 = 3$ мм происходит практически полное (визуальное) слияние пиков на частоте, совпадающей с резонансной частотой одиночного резонатора $f_0 = 9,5845$ ГГц, при уровне коэффициента передачи в пике $s_{21} = 0,56$. Дальнейшее уменьшение отверстия связи приводит к резкому падению значения коэффициента передачи и, следовательно, уровня сигнала на выходе, так при $r_0 = 2$ мм коэффициент передачи составляет $s_{21} = 0,072$, а при $r_0 = 1$ мм — $s_{21} = 0,032$.

3. ВЛИЯНИЕ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ЗАПОЛНЕНИЯ

Внесение в один из резонаторов диэлектрического образца приводит к разделению единого пика передаточной характеристики, который наблюдается в отсутствие диэлектрического образца

при $r_0 = 3$ мм. Разность частот пиков пропорциональна степени заполнения резонатора диэлектриком и зависит от значений диэлектрической проницаемости, геометрических размеров образца, соотношения энергий электромагнитного поля, сосредоточенных в объеме диэлектрика и свободной области резонатора. При этом один пик характеристики $f_2 = 9,5846$ ГГц, соответствующий пустому резонатору, остается практически неизменным, сохраняется как местоположение пика на оси частот, так и ширина пика, а пик, соответствующий резонатору с образцом, заметно смещается по частоте и меняется по амплитуде. Таким образом, пик, соответствующий пустому резонатору, при проведении измерений может выступать в роли опорного. При известных геометрических размерах образца разность частот пиков позволяет оценивать действительную часть диэлектрической проницаемости, амплитуды пиков — уровень потерь материала ($\text{tg } \delta$). Естественно, что при внесении исследуемого материала резко уменьшается коэффициент передачи на всех частотах, в том числе и соответствующей пику для пустого резонатора, однако вносимое затухание сказывается на амплитуде этого пика несколько слабее.

Анализ характеристики передачи рассматриваемой системы двух связанных БКР с внесенным в один из них диэлектрическим цилиндрическим образцом из фторопласта ($\epsilon = 2,08$, $\text{tg } \delta = 0,001$) различного радиуса показал, что при радиусе отверстия связи $r_0 = 3$ мм внесение цилиндрических образцов небольшого диаметра ($r_d = 0,5 - 1$ мм) приводит лишь к некоторому расширению общего пика характеристики, при достижении радиуса образцов значений $r_d = 1,5 - 2$ мм наблюдается заметное расщепление пика, однако при этом сильно падает уровень коэффициента передачи, что не может не сказаться на точности оценки параметров исследуемых образцов на практике. Так для рассмотренной модели максимум передаточной характеристики для образцов радиусов $r_d = 0,5$ мм и $r_d = 1,0$ мм коэффициент передачи s_{21} на частотах максимумов пиков составлял $0,36 - 0,40$, при $r_d = 1,5$ мм — $0,167$, а при $r_d = 3,0$ мм — уже всего $0,016$.

Естественно, что для материалов с большей проницаемостью четкое раздвоение пиков происходит при меньших диаметрах образца. Однако при этом и снижение уровня сигнала на выходе также будет более заметным.

На рис. 3 показаны графики зависимости значений резонансных частот колебаний типа H_{011} в рассмотренных связанных биконических резонаторах от диэлектрической проницаемости вносимого образца для двух значений радиуса отверстия связи $r_0 = 3$ мм (сплошная линия) и $r_0 = 5$ мм (пунктир).

Общий характер поведения указанных кривых идентичен, влияние степени связи приводит лишь к некоторому изменению значений резо-

нансных частот (на 0,1%). Зависимость частоты резонатора с исследуемым образцом при изменении проницаемости в 2–3 раза носит практически линейный характер, при изменении же в более широких пределах (1–9) нарушение линейности характеристики не превышает 0,2%.

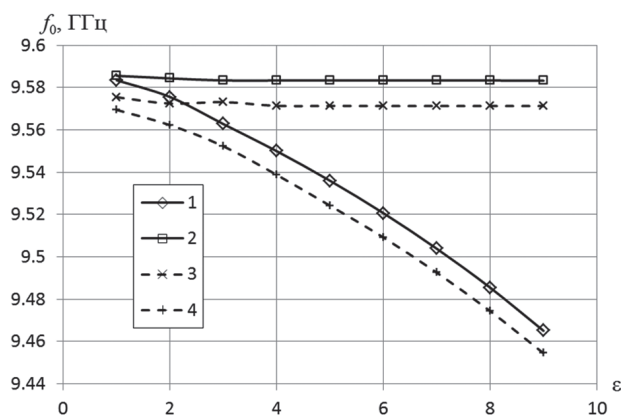


Рис. 3. Зависимость резонансных частот связанных БКР: 1 – $f_1, r_0 = 3$ мм; 2 – $f_2, r_0 = 3$ мм; 3 – $f_1, r_0 = 5$ мм; 4 – $f_2, r_0 = 5$ мм

Еще более высокую степень линейности имеет зависимость разности частот соответствующих двух пиков от проницаемости образца. На рис. 4 показаны данные зависимости для рассматриваемых резонаторов с отверстиями связи радиусами 3 и 5 мм.

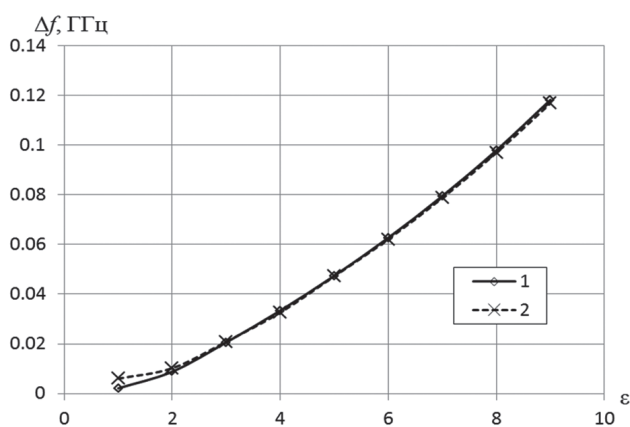


Рис. 4. Зависимость разности частот связанных колебаний БКР: 1 – $r_0 = 3$ мм; 2 – $r_0 = 5$ мм

Характерно, что обе кривые практически совпадают, т.е. влияние величины связи практически не сказывается на крутизне характеристики, а, следовательно, чувствительности и точности измерений. Расхождения наблюдаются лишь при малых значениях проницаемости ($\epsilon < 2$), в этом случае увеличение связи приводит к некоторому уменьшению наклона и чувствительности измерительной установки.

При определении диэлектрических потерь ($\text{tg} \delta$) точность измерений напрямую связана с точностью определения добротности резонатора, что является достаточно сложной задачей как для больших ее значений, так и особенно,

если добротность слишком мала, в этом случае ее определение становится практически невозможным.

На рис. 5 показаны зависимости добротностей колебаний рассматриваемых связанных биконических резонаторов от $\text{tg} \delta$ для отверстий связи радиусами 3 мм (сплошная линия) и 5 мм (пунктир), диэлектрическая проницаемость образца, как и ранее, была 2,08, радиус 2,5 мм. В случае большой связи ($r_0 = 5$ мм) добротность обоих колебаний сохраняется одинаковой при внесении образцов с $\text{tg} \delta < 0,01$ и определяется только потерями в стенках резонаторов

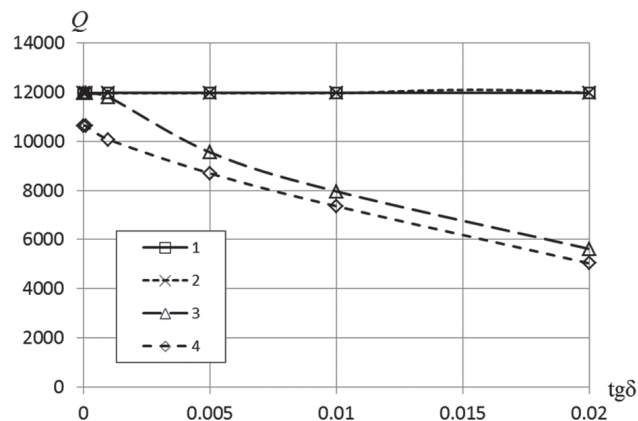


Рис. 5. Зависимость добротности колебаний типа H_{011} связанных биконических резонаторов от $\text{tg} \delta$: 1 – $f_1, r_0 = 3$ мм; 2 – $f_1, r_0 = 5$ мм; 3 – $f_2, r_0 = 3$ мм; 4 – $f_2, r_0 = 3$ мм

В случае использования связанных резонаторов величину потерь можно приближенно оценивать по соотношению амплитуд пиков связанных колебаний нагруженного и ненагруженного резонаторов, при этом в значительной мере отпадает необходимость в определении добротности. На рис. 6 показаны зависимости амплитуд пиков частотной характеристики рассматриваемых связанных БКР для отверстий связи радиусов 3 мм (рис. 6, а) и 5 мм (рис. 6, б).

На рис. 7 показаны графики зависимости отношения t_1/t_2 амплитуд пиков частотной характеристики связанных БКР от $\text{tg} \delta$.

Из графиков видно, что зависимость сильнее выражена для малых значений $\text{tg} \delta < 0,01$. При больших значениях $\text{tg} \delta$ зависимость становится более плавной, амплитуда пика становится малой и стремится к нулю. Даже при достаточно большом отверстии связи ($r_0 = 5$ мм) амплитуды пиков, в отличие от значений добротности, заметно отличаются друг от друга при $\text{tg} \delta < 0,01$. Таким образом, можно ожидать, что отношение амплитуд связанных колебаний в качестве измерительного параметра позволяет более точно по сравнению с добротностью оценивать малые уровни потерь.

Увеличение степени связи резонаторов приводит к возрастанию абсолютного значения ам-

плитуд резонансных пиков, для рассмотренных отверстий связи амплитуды пиков отличаются практически на порядок, и некоторому увеличению крутизны графиков на начальном участке ($\text{tg} \delta < 0,01$), что в свою очередь позволяет упростить и повысить точность измерения $\text{tg} \delta$ для диэлектриков с малыми потерями.

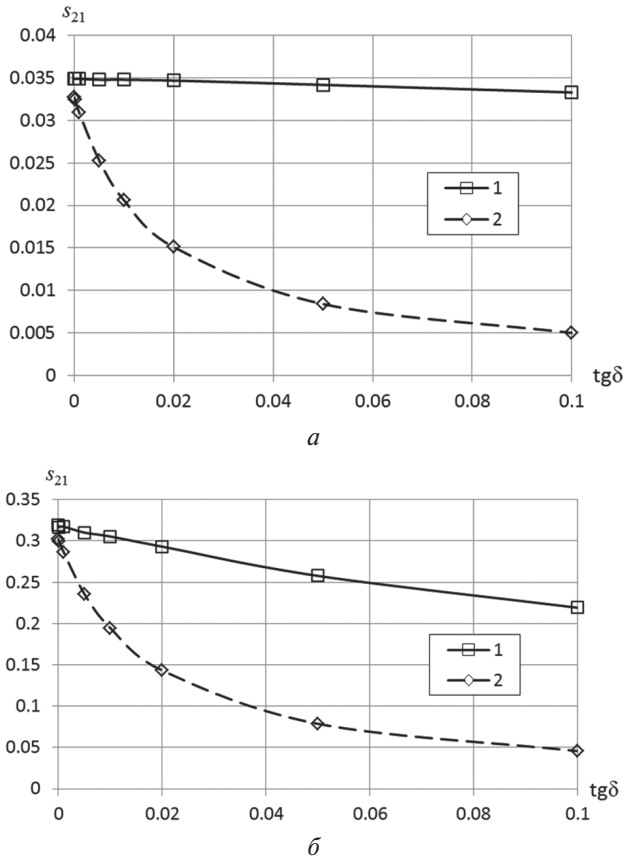


Рис. 6. Зависимость коэффициента передачи на резонансных частотах связанных БКР от $\text{tg} \delta$ для $r_0 = 3$ мм (а) и $r_0 = 5$ мм (б): 1 – f_1 ; 2 – f_2

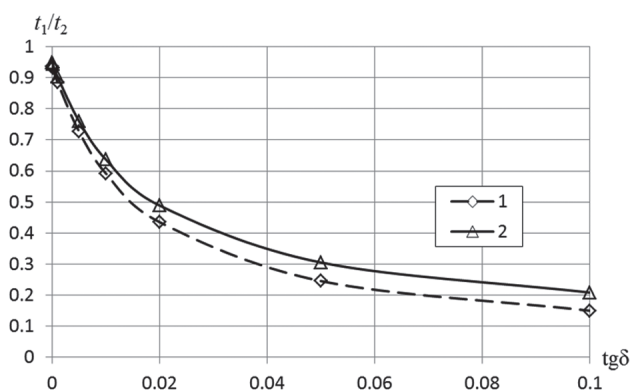


Рис. 7. Зависимость отношения коэффициентов передачи от $\text{tg} \delta$ для: 1 – $r_0 = 3$ мм; 2 – $r_0 = 5$ мм

4. ВЛИЯНИЕ ВНЕШНИХ И КОНСТРУКТИВНЫХ ФАКТОРОВ НА ПАРАМЕТРЫ РЕЗОНАТОРОВ

Влияние различных факторов окружающей среды (влажность, температура), погрешности при изготовлении и связанные с ними конструктивные отклонения реальных параметров резонаторов от

расчетных приводят к изменению резонансных частот и добротности резонансных систем. В этой связи была проведена оценка количественного и качественного вклада, вносимого вышеперечисленными факторами, а также их влияния на точность и достоверность измерений.

С этой целью был проведен численный анализ рассмотренной системы двух связанных БКР с отверстием связи радиусом $r_0 = 5$ мм. При этом резонансные частоты составляли 9,5679 и 9,5732 ГГц, частотный интервал между ними – 5,3 МГц, добротности колебаний составляли ~11900.

Расчеты показали, что проводимость стенок резонаторов сказывается лишь на значениях добротности колебаний, при этом резонансные частоты остаются практически неизменными. Так замена меди ($\sigma = 58 \cdot 10^6$ См/м) на алюминий ($\sigma = 38 \cdot 10^6$ См/м) приводит лишь к незначительному снижению добротностей связанных резонаторов до 10600.

Незначительные изменения степени связи приводят лишь к небольшому уходу резонансных частот связанных резонаторов при сохранении частотного интервала между ними. Так увеличение радиуса отверстия связи между резонаторами на 0,05 мм (1%) приводит к возрастанию частот связанных БКР на 2,6 МГц (~0,027%) при этом разность частот сохраняется практически неизменной 5,4 МГц.

Еще меньший вклад вносят малые изменения величины связи с внешним трактом. Изменение отверстий связи с питающим волноводом на 0,1 мм (~2,6%) приводит к увеличению резонансных частот связанных резонаторов лишь на 1,8 МГц (~0,019%) при сохранении разности частот между ними в 5,3 МГц.

Практически не сказывается на параметрах связанных резонаторов небольшие изменения радиуса торцевых отверстий, при увеличении радиуса которых на 0,05 мм (1%) наблюдается лишь незначительный сдвиг частот на 1,4 МГц (~0,014%) при полном сохранении вида частотной характеристики.

К более заметным изменениям приводят отклонения значений угла при вершине конуса и радиуса биконических резонаторов в максимальном сечении. Отличие угла при вершине конуса от заданного на $0,3^\circ$ (1%) приводит к изменению частот связанных резонаторов на 26,3 МГц (~0,27%) при практически неизменной разности 5,2 МГц. Уменьшение же максимального радиуса резонатора всего на 0,05 мм (0,2%) приводит к увеличению частот на 20,5 МГц (0,21%). При возрастании же максимального радиуса на 0,25 мм (1%) частоты связанных резонаторов частоты рассмотренных резонаторов изменяются неравномерно, на 188 МГц (~2%) и 17 МГц (~0,18%) соответственно, частотный интервал при этом также уменьшается до 4,6 МГц (~13%).

Что касается влияния геометрических размеров и местоположения образца на точность определения параметров диэлектриков, то отклонение радиуса образца из фторопласта ($\varepsilon = 2,08$) на 1% (0,02 мм) приводит к изменению резонансных частот на всего 0,2 МГц (0,002%). Примерно к такому же результату приводит смещение данного образца на 0,2 мм относительно оси резонатора. Другими словами, влияние этих факторов несущественно.

ВЫВОДЫ

Система связанных биконических резонаторов обладает определенными практическими преимуществами, обуславливающими перспективы их применения в измерительной технике, в частности, для контроля и определения параметров диэлектрических материалов. В первую очередь это связано с особенностями самих биконических резонаторов, обладающих высокой добротностью, разреженным спектром и наличием запредельных участков, облегчающих размещение исследуемых образцов в объеме резонатора.

Применение системы двух связанных резонаторов позволяет несколько повысить точность и однозначность измерений. Это связано с тем, что измерение проницаемости диэлектрического образца можно проводить не только по абсолютному значению частоты, как в случае одиночного резонатора, но и по разности частот колебаний связанных резонаторов. В этом случае один из резонаторов выступает в роли опорного (эталонного), что позволяет как минимизировать влияние различных внешних факторов, таких как температура и влажность окружающей среды, нестабильность работы измерительной аппаратуры, так и проводить оценку параметров исследуемых диэлектриков в режиме реального времени.

В случае использования связанных резонаторов приближенную оценку значения $\text{tg} \delta$ можно получить по соотношению амплитуд пиков связанных колебаний нагруженного и ненагруженного резонаторов, при этом в значительной мере отпадает необходимость в достаточно трудоемкой и неоднозначной процедуре определения добротности.

К недостаткам рассмотренной системы следует отнести достаточно узкий диапазон перестройки частоты резонаторов и резкое падение амплитуд пиков частотной характеристики при сильной расстройке резонаторов. Увеличение степени связи резонаторов позволяет несколько расширить диапазон измерений, однако это сопровождается падением нагруженной добротности резонаторов, что не может не сказаться на точности измерений.

Исходя из вышесказанного, система связанных биконических резонаторов не достаточно эффективна для определения параметров ди-

электриков с большими потерями, однако, благодаря соответствующему выбору степени связи и геометрических размеров образца, может быть успешно использована для контроля параметров малопотерных диэлектриков с небольшими и средними значениями проницаемости ($\varepsilon < 10$).

Литература.

- [1] Брандт А. А. Исследование диэлектриков на сверхвысоких частотах. — М.: Физматлит, 1963. — 404 с.
- [2] Завьялов А. С., Дунаевский Г. Е. Измерение параметров материалов на сверхвысоких частотах. — Томск: Изд-во Томского ун-та, 1985. — 214 с.
- [3] Викторов В. А., Лункин Е. В., Совлуков А. С. Радиоволновые измерения параметров технологических процессов. — М.: Энергоатомиздат, 1989. — 208 с.
- [4] Егоров В. Н. Резонансные методы исследования диэлектриков на с.в.ч. (обзор) // Приборы и техника эксперимента. 2007, №2. — С. 5-38.
- [5] Дмитриев В. М., Седых В. М., Денисов Д. С. Некоторые типы волноводных резонаторов с переменным поперечным сечением // Вопросы радиофизики и спектроскопии. — М.: Сов. радио, 1966. Вып. 2. — С. 19-30.
- [9] Дмитриев В. М., Ляпунов Н. В., Седых В. М. Добротность резонатора с переменным прямоугольным поперечным сечением // Теоретическая электротехника. — 1967. — Вып. 4. — С. 144-150.
- [10] Дмитриев В. М., Ляпунов Н. В., Терещенко А. И. К расчету собственных частот нерегулярных предельных резонаторов // Уч. зап. ХГУ. Т. 132. Труды радиофизического факультета. — 1962. — Т. 7. — С. 71-75.
- [11] Терещенко А. И., Буртовой Д. П. Анализ частотных свойств цилиндрических нерегулярных предельных резонаторов // Радиотехника. Харьковский межв. сб. Харьков: Вища школа, 1975. — Вып. 35. — С. 50-56.
- [12] Бобрышев В. Д., Дмитриев В. М., Пренцлау Н. Н. Объемный резонатор. Авт. свид. СССР № 696562. Бюл. изобрет. 1979. № 41.
- [13] Терещенко А. И., Буртовой Д. П. Применение открытых предельных резонаторов для измерения параметров диэлектриков // Радиотехника. Харьковский межв. сб. Харьков: Вища школа, 1969. — Вып. 10. — С. 180-185.
- [14] Буртовой Д. П., Мироненко В. Л., Терещенко А. И. Применение открытого цилиндрического предельного резонатора для исследования диэлектрических свойств вещества // Изв. вузов: Радиоэлектроника. 1970. — Т. 13, № 9. — С. 1085-1091.
- [15] Барташевский Е. Л., Привалов Е. Н. Датчик для измерения параметров диэлектриков. Авт. свид. СССР №3834626. Бюл. изобрет. — 1986. №24.
- [16] Горев Н. Б., Дробахин О. О., Заболотный П. И., Коджеспинова И. Ф., Привалов Е. Н. СВЧ-резонаторы в контроле параметров органических жидкостей // Техническая механика. — 2009. №3. — С. 3-12.
- [17] Дробахин О. О., Заболотный П. И., Горев Н. Б., Салтыков Д. Ю. Датчики на основе биконических СВЧ-резонаторов для контроля параметров диэлектриков // 19-th Crimean Conf. "Microwave and Telecommunication Technology (CriMiCo'2009)", 14-18 Sept., Sevastopol, Crimea, Ukraine. P. 775-776.

Поступила в редколлегию 28.02.2014



Дробахин Олег Олегович, доктор физ.-мат. наук, профессор, заведующий кафедрой прикладной и компьютерной радиофизики Днепропетровского национального университета им. Олеся Гончара. Научные интересы: радиофизика, неразрушающий контроль, измерения на СВЧ.



Салтыков Дмитрий Юрьевич, старший преподаватель кафедры прикладной и компьютерной радиофизики Днепропетровского национального университета им. Олеся Гончара. Научные интересы: измерительная техника СВЧ диапазона.

УДК 621.317

Дослідження можливості застосування зв'язаних біконічних резонаторів для визначення параметрів діелектричних матеріалів / О. О. Дробахін, Д. Ю. Салтыков // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. — 2014. — Том 13. — № 4. — С. 64–70.

У статті розглянуто систему зв'язаних біконічних резонаторів як датчик для контролю параметрів діелектриків. За допомогою чисельного моделювання показано, що зв'язані резонатори мають деякі переваги порівняно з поодинокими. Визначення діелектричної проникності може здійснюватися не за абсолютним значенням частоти, а за різницею

частот коливань зв'язаних резонаторів, що дозволяє як мінімізувати вплив різноманітних зовнішніх факторів, так і проводити вимірювання в режимі реального часу. Наближена оцінка значень $\text{tg } \delta$ може бути отримана за співвідношенням амплітуд піків коливань зв'язаних резонаторів з досліджуваним зразком і без нього.

Ключові слова: біконічний резонатор, резонансна частота, добротність, діелектрична проникність
Лл. 07. Бібліогр.: 17 найм.

UDC 621.317

Investigation of the possibility of applying coupled biconical resonators for determining the parameters of dielectric materials / O. O. Drobakhin, D. Yu. Saltykov // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. — 2014. — Vol. 13. — № 1. — P. 64–70.

The article considers a system of coupled biconical resonators as a sensor for monitoring the parameters of dielectrics. By using numerical simulation it is shown that the coupled resonators have some advantages over a single one. Determination of dielectric permittivity can be performed by the estimation of the difference of the oscillation frequencies of coupled resonators. This approach allows to minimize the influence of various external factors and perform measurements in real time. Approximate estimation of $\text{tg } \delta$ can be obtained by the estimation of the ratio of peak amplitudes of coupled resonators with the test sample and without it.

Keywords: biconical cavity resonator, resonant frequency, Q-factor, dielectric permittivity

Fig. 07. Ref.: 17 items.

МЕДИЦИНСКИЕ АСПЕКТЫ ВОЗДЕЙСТВИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ НА БИОЛОГИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ И ОБЪЕКТЫ: ОТ МАТЕМАТИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ К ЭКСПЕРИМЕНТУ

С. Г. ГАЛСТЯН, И. Г. ПЕРОВА, Г. И. ЧУРЮМОВ

В настоящей работе проведен анализ экспериментальных и теоретических исследований воздействия электромагнитного излучения на биологические системы и объекты живой природы. Рассматриваются особенности и специфика теплового (мощность излучения более 10 Вт) и нетеплового (информационного) (мощность излучения менее 1 Вт) применения электромагнитной энергии в лечебных целях. Приводятся варианты построения математических моделей электромагнитного поля и биологических систем на основе самосогласованных систем дифференциальных уравнений в частных производных для электромагнитного поля (уравнения Максвелла, волновое уравнение) и уравнения теплопроводности. Получила дальнейшее развитие математическая модель противобактериального иммунного ответа с учетом действия внешнего электромагнитного поля. Рассмотрено применение связанных дифференциальных уравнений первого порядка для моделирования процесса воздействия электромагнитного поля на фазовые биологические объекты крови.

Ключевые слова: электромагнитное поле, биологическая система, математическая модель, тепловое воздействие, информационное воздействие, микроволновая диагностика.

ВВЕДЕНИЕ

Результаты воздействия электромагнитного излучения (ЭМИ) на объекты и среды биологической природы и последствия такого воздействия имеют широкое практическое применение [см., напр., 1–3]. Актуальность данных вопросов не вызывает сомнений, так как востребована всем прогрессом развития новых методов диагностики и лечения различных заболеваний [4].

В основе воздействия ЭМИ на биологические системы лежит эффект преобразования энергии электромагнитного поля (ЭМП) в другие виды энергий, в частности, в тепловую (тепловое воздействие) [1, 4], а также стимулирование жизнедеятельности организмов внешним ЭМИ и установления закономерностей электромагнитной связи между организмами (нетепловое или информационное воздействие) [1, 5, 6]. Это открывает новые возможности в биологии [7] (квантовая биология [8]), медицине [9] (квантовая медицина [10]), биофизике, сельском хозяйстве и других областях науки.

Рассматривая влияние ЭМИ на биологические системы, в частности, на организм человека, следует отметить, что условия распространения и характер взаимодействия ЭМП с биологическими объектами существенно меняются в зависимости от частоты и интенсивности излучения [11].

На рис. 1 схематично представлены задействованные частоты ЭМИ для различных терапевтических применений из полного спектра электромагнитных колебаний. Следует отметить, что в выбранных для применения диапазонах частот задействованы лишь отдельные частоты, применение которых согласовано с

Международной комиссией по радиочастотам для промышленного, бытового и медицинского применений.

Анализ воздействия ЭМИ на биологические системы можно охарактеризовать как тепловое (или высокоэнергетическое действие) и информационное (низкоэнергетическое действие). В случае высокоэнергетического действия ЭМИ (с интенсивностью поля более 100 В/м или мощности излучения более 10 Вт) начинают заметно проявляться тепловые эффекты, благодаря процессу преобразования электромагнитной энергии во внутреннюю энергию объектов различной биологической структуры, что вызывает повышение их температуры. Это позволяет использовать электромагнитную энергию в терапевтических целях для нагревания пораженных тканей (длинноволновая, коротковолновая и СВЧ диатермия или микроволновая терапия [4]) и лечения онкологических заболеваний (гипертермия [12]). В этом случае речь идет о применении свойства поглощения электромагнитной энергии в живых тканях для контролируемого и временного повышения температуры тела, отдельного органа или части органа, пораженного патологическим процессом, свыше 39 °С до 42 °С.

В работах [4, 12] осуществлен обзор применения существующих методов термической терапии в медицине (диатермия и гипертермия), возможных биологических эффектов от теплового воздействия ЭМИ различной длины волны, схем и конструкций аппаратуры для практической реализации такого воздействия.

В последнее время методы гипертермии эффективно и широко применяются в онкологии. В частности, в [13] рассматривается современ-

ное состояние проблемы применения гипертермии в клинической онкологии. Отмечаются положительные результаты применения гипертермии на основании экспериментальных работ и исследований европейских ученых. В работе рассматриваются положительные аспекты применения гипертермии. При температуре 39–41 °С в тканях организма активируется микроциркуляция, усиливаются питание и метаболизм клеток и тканей, ускоряется проводимость в периферических нервах, снижается тонус мышц. Также в [13] отмечена реактивация хронического воспаления, которое становится острым, что инициирует процессы самовосстановления в организме, в частности, восстановление нормальных иммунных реакций.

В случае использования ЭМИ низкой интенсивности (с интенсивностью поля менее 10 В/м и мощностью менее 1 Вт) имеет место особый процесс взаимодействия ЭМП с биологическими средами и объектами, который протекает без заметного увеличения средней кинетической энергии составляющих их молекул (объектов). Такое воздействие ЭМП на биологические среды и объекты (например, отдельные клетки) в литературе определяется как специфическое или информационное действие, которое имеет явно выраженную биологическую эффективность и вызывает изменение функционального состояния физиологической системы на клеточном и молекулярном уровнях [1, 3, 5–10]. В его основе лежит гипотеза о резонансном взаимодействии ЭМИ

КВЧ диапазона с биологическими системами, сопровождающими механизм обмена энергией между ЭМП и биологическими системами с различной молекулярной организацией внутренней структуры. С другой стороны, не менее важным моментом информационного воздействия на биологические объекты является учет модуляционно-временных параметров воздействующего ЭМИ, что позволяет рассматривать такой процесс как передачу информации между ЭМП и биологической системой (среда и ее дискретные объекты) или внутри самой системы (между отдельными объектами системы) [1, 3]. В этом процессе для повышения стимулирующего фактора от воздействия ЭМИ следует определить зависимость биологической эффективности излучения КВЧ диапазона от его интенсивности и частоты, подбирая экспериментально для каждого конкретного случая «амплитудные» и «частотные» окна, вид и форму модулирующего сигнала для управления процессами, протекающими в биологической системе [11, 14].

Достаточно подробно вопросы информационного воздействия ЭМИ КВЧ диапазона на живые организмы исследовались в работах, выполненных в НИИ «Исток» (г. Фрязино) под руководством акад. Девяткова Н.Д. Данные результаты являются наиболее фундаментальными и составляют основу современных разработок в этом направлении. Так, в работе [3] отмечается, что энергия квантов КВЧ диапазона, с одной стороны, меньше кинетической энергии теплового движе-

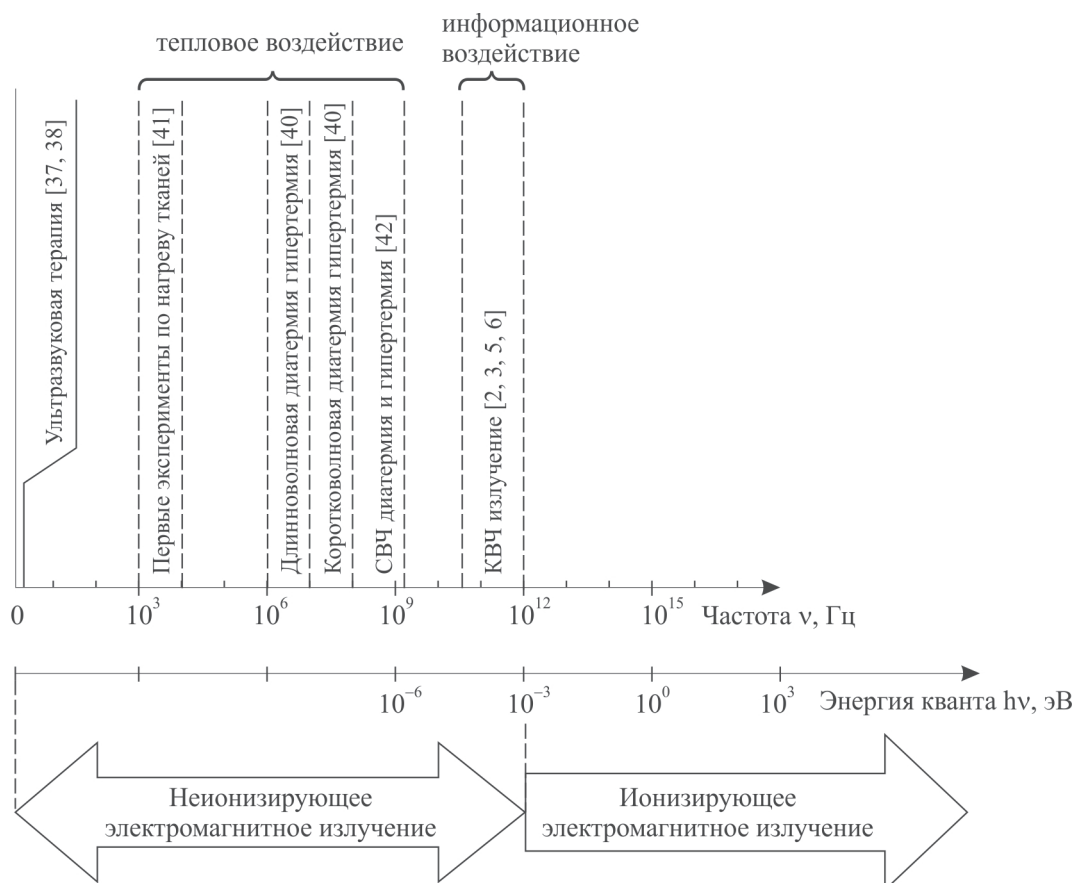


Рис. 1. Схема использования спектра электромагнитных колебаний в медицинских целях

ния атомов и молекул, приходящуюся на одну степень свободы $E_T = kT$, где $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж·К⁻¹ – постоянная Больцмана, $T = 293,15$ К – комнатная температура по шкале Кельвина, а с другой – много меньше энергии даже слабых водородных связей в живых организмах. Отсутствие повреждающего действия на организм в совокупности с большой информативной емкостью может благоприятствовать использованию рассматриваемых диапазонов волн живыми организмами для связи и управления при невысоком уровне мощности управляющих сигналов.

На рис. 2 представлена структурная схема одной из типичных лабораторных установок для воздействия ЭМИ на живые организмы [3].

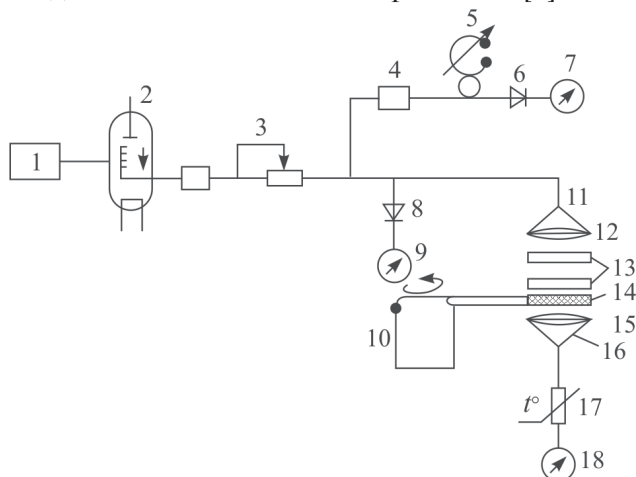


Рис. 2. Схематическое изображение установки для воздействия ЭМ излучения на живые организмы [3]:

- 1 – блок питания; 2 – лампа обратной волны;
- 3 – ослабитель; 4 – измерительная линия;
- 5 – волномер; 6, 8 – детекторные головки;
- 7 – стрелочный прибор; 9 – измеритель мощности падающего излучения; 10 – электромотор, вращающий и перемешивающий среду (в некоторых экспериментах с микроорганизмами);
- 11, 16 – рупоры; 12, 15 – корректирующие линзы;
- 13 – трансформатор; 14 – объект; 17 – термисторная головка; 18 – измеритель мощности проходящего излучения

Особо следует отметить исследования, направленные на изучение влияния физических полей и, в частности, ЭМИ на кровь и ее форменные образования (эритроциты, лейкоциты, тромбоциты). Так, в работе [15] рассматривается роль КВЧ излучения в повышении биологической активности крови, что приводит к улучшению неврологического состояния больных, уменьшению агрегативности тромбоцитов и активизации антиоксидантной системы при облучении крови на длине волны 7,1 мм.

В экспериментальной работе [16] описываются электрические и магнитные свойства форменных элементов крови одного вида – эритроцитов. На основе кулоновского взаимодействия представлены приближенные модели электростатического взаимодействия эритроцитов в кровотоке, которое возникает между двумя заря-

женными частицами, а также описывается приближенная модель магнитного взаимодействия эритроцитов в кровотоке и гигроскопические эффекты, возникающие при движении эритроцитов.

Изучение воздействия ЭМИ и парамагнитных частиц на эритроциты проводились в работе [17], в которой представлена экспериментальная установка для облучения эритроцитов ЭМИ с плотностью мощности 0,6 мВт/см² и частотой 418 МГц (рис. 3).

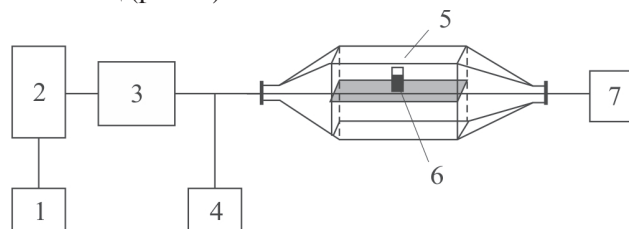


Рис. 3. Система для электромагнитной экспозиции:

- 1 – источник питания; 2 – генератор СВЧ;
- 3 – устройство согласования; 4 – измеритель СВЧ мощности; 5 – СВЧ резонатор; 6 – исследуемый образец; 7 – измеритель прошедшей СВЧ мощности

Вопросы влияния низкоинтенсивного ЭМИ КВЧ диапазона на процессы микроциркуляции крови у человека и животных (крыс), а также возможные механизмы этого влияния подробно рассмотрены в [25, 28]. Практический интерес к полученным результатам важен и состоит в том, что кровь объединяет и связывает между собой многие органы, обеспечивающие жизнедеятельность организма человека. Исследования системы крови, которая включает непосредственно кровь, органы кроветворения и кроверазрушения, связана с успехами, полученными на молекулярном уровне, в области фундаментальной иммунологии, гематологии, биологии и биофизики. Учет воздействия низкоинтенсивного ЭМИ КВЧ диапазона на систему крови и понимание механизма такого действия на форменные ее элементы позволяет по-новому подойти к терапии ряда заболеваний системы крови, а также многих других заболеваний.

Необходимо отметить, что существующая практика исследования воздействия ЭМИ КВЧ диапазона на различные биологические системы и объекты живой природы применяет, в основном, эмпирический метод исследования. Учитывая сложность и неоднозначность изучаемых явлений и процессов, протекающих при взаимодействии ЭМИ с биологическими системами, возникает необходимость в более углубленных теоретических исследованиях и, в частности, применение математических моделей и моделирования для описания и изучения биофизических процессов, происходящих на различных уровнях организации живого организма. Объединение теории и экспериментальных исследований позволяет получать объективные и достоверные результаты, из которых путем обобщения можно устанавливать общие закономер-

ности взаимодействия ЭМП с биологическими системами и объектами, подтверждать или опровергать основные положения выдвинутых ранее гипотез и концепций. Такой подход также служит основой для постановки и ускорения новых клинических исследований, разработки и внедрения в медицинскую практику серии новых приборов и аппаратов для диагностики и терапии различных заболеваний. На этом пути существует ряд ограничений, связанных с развитием и применением экспериментальных методов исследования. В частности, одной из таких экспериментальных проблем является существующий ограниченный доступ к использованию частотного диапазона, а также довольно небольшой выбор вакуумных и твердотельных приборов СВЧ, которые обеспечили бы необходимый уровень выходной мощности в указанных областях частотного спектра и необходимую стабильность частоты генерации. Необходимо отметить важность параметра стабильности частоты, так как от его величины зависит уровень неконтролируемой модуляции несущей частоты и возможные закономерности ее изменения. Все это усиливает позиции и роль метода математического моделирования как мощного инструмента теоретического исследования биофизических процессов, происходящих на различных уровнях организации биологических систем при их взаимодействии с ЭМИ с прогнозируемыми законами изменения амплитуды и частоты.

В работах [18, 19] отмечаются важность применения математических методов и моделей, использования вычислительного эксперимента как инструмента для изучения биологии клетки, автоволновых процессов, которые возбуждаются в сильно нелинейных биологических средах и математического моделирования пространственной организации макромолекул, макромолекулярных комплексов и внутриклеточных структур, а также различных биохимических реакций, происходящих в организме человека.

При построении математических моделей воздействия ЭМИ на биологические системы, как показано в работах [20–23], следует исходить из особенностей выбора и использования математического аппарата для описания биологических процессов и реакций. Для этого необходимо понимание и оценка биологической проблемы, адекватного математического представления и формализации принципиально важных биологических явлений, а также биологической интерпретации полученных медико-биологических результатов моделирования. Одним из удачных таких примеров является подход к разработке математических моделей в иммунологии, предложенный акад. Марчуком Г.И. и подробно представленный в монографии [23]. При этом иммунная система человека рассматривается как своеобразный барьер, препятствующий размножению и поражению организма человека раз-

личными патогенными микроорганизмами или антигенами (вирусами, бактериями, грибами) и таким образом защищающий организм от разрушающего воздействия внешних факторов. В качестве основной разновидности иммунитета рассматривается гуморальный иммунитет (защитные функции выполняют молекулы, находящиеся в плазме крови), связанный с борьбой организма с патогенными антигенами путем выработки антител, специфичных к заболеванию. В этом случае, как показано в [23], процесс образования антител связан с работой трех типов клеток: макрофага, В-лимфоцита и Т-лимфоцита. Главной клеткой, подающей антиген лимфоцитам, является макрофаг. Антигены V , встречаясь с макрофагами M , поглощаются ими, перерабатываются, после чего макрофаги формируют набор из антигенных детерминант на своей поверхности. Схематическое изображение данного процесса представлено на рис. 4.

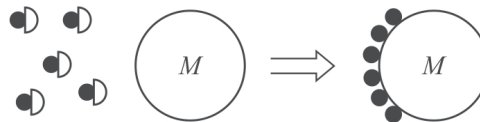


Рис. 4. Формирование набора антигенных детерминант на поверхности макрофага

Макрофаги M подают этот набор В-лимфоцитам, в результате чего происходит связывание антигенных детерминант с поверхностными рецепторами В-лимфоцитов иммуноглобулиновой природы. Данный механизм представлен на рис. 5.

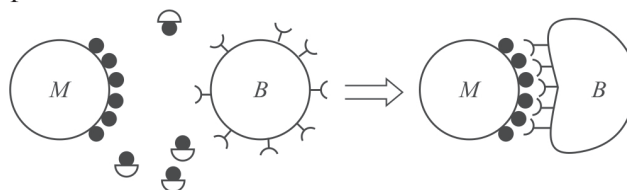


Рис. 5. Презентирование макрофагами детерминант В-лимфоциту

В присутствии T_H — помощника, активированного антигеном происходит стимуляция В-лимфоцита, который начинает делиться и дифференцироваться в сторону плазматических клеток, как показано на рис. 6.

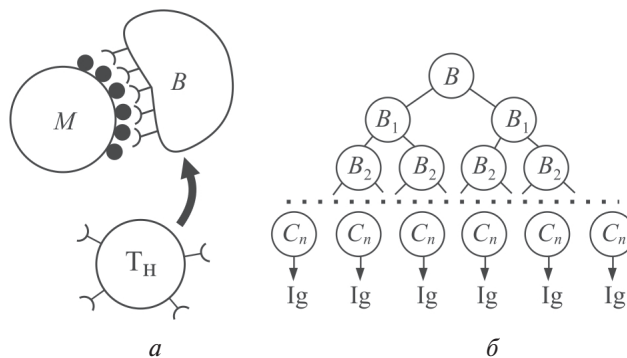


Рис. 6. Схема процесса стимуляции В-лимфоцита (а) и схема каскадного процесса делений и образования клона плазматических клеток (б)

Такой каскадный процесс образования клона плазматических клеток длится от нескольких часов до нескольких дней.

Рассмотренная физиологическая модель механизма иммунной реакции организма и выработка антител, специфичных к заболеванию, позволяет представить модель противобактериального иммунного ответа в виде системы связанных дифференциальных уравнений первого порядка с запаздывающим аргументом [23]:

1. Уравнение баланса для числа бактерий

$$\frac{dV}{dt} = (\beta - \gamma F)V. \quad (1)$$

2. Уравнение баланса для плазматических клеток

$$\frac{dC}{dt} = \xi(m)\alpha V(t - \tau)F(t - \tau) - \mu_c(C - C^*). \quad (2)$$

3. Уравнение для антител

$$\frac{dF}{dt} = \rho_F C - (\mu_f + \eta \gamma V)F. \quad (3)$$

4. Уравнение для характеристики состояния пораженного органа

$$\frac{dm}{dt} = \sigma V - \mu_m m, \quad (4)$$

где $V(t)$ – концентрация патогенных размножающихся антигенов; $C(t)$ – концентрация плазматических клеток; $F(t)$ – концентрация антител; $m(t)$ – относительная характеристика пораженного органа; β – коэффициент размножения антигенов; γ – коэффициент, определяющий вероятность нейтрализации антигена антителами при встрече с ним; $m = 1 - M'/M$; M – характеристика здорового органа (масса или площадь); M' – соответствующая характеристика здоровой части пораженного органа; $\xi(m)$ – функция, характеризующая работоспособность иммунологических органов в зависимости от тяжести болезни; α – коэффициент, учитывающий вероятность встречи антиген–антитело, возбуждение каскадной реакции и число образующихся новых клеток; μ_c – коэффициент, равный обратной величине их времени жизни; ρ_F – скорость производства антител одной плазматической клеткой; μ_f – коэффициент, обратно пропорциональный времени распада антител; η – количество антител, которое требуется для нейтрализации одного антигена; σ – константа, которая характеризует заболевание; μ_m – коэффициент, характеризующий обратную величину периода восстановления органа в e раз.

В качестве начальных условий для решения исходной системы уравнений (1) – (4) при $t = t_0$ исходим из предположения, что $V(t) = 0$ при $t < t_0$, т.е. до момента заражения при $t = t_0$ вирусы в организме отсутствовали. Тогда, окончательно начальные условия имеют вид

$$V(t_0) = V_0; C(t_0) = C_0; F(t_0) = F_0; m(t_0) = m_0. \quad (5)$$

Представленная система нелинейных дифференциальных уравнений (1) – (4) с начальными условиями (5) представляет простейшую математическую модель заболевания. Использование созданной математической модели дает возможность понять особенности механизма поражения и построить оптимальный алгоритм лечения различных инфекционных заболеваний (например, вирусного гепатита С, деструктивной пневмонии и гриппозной инфекции [23]).

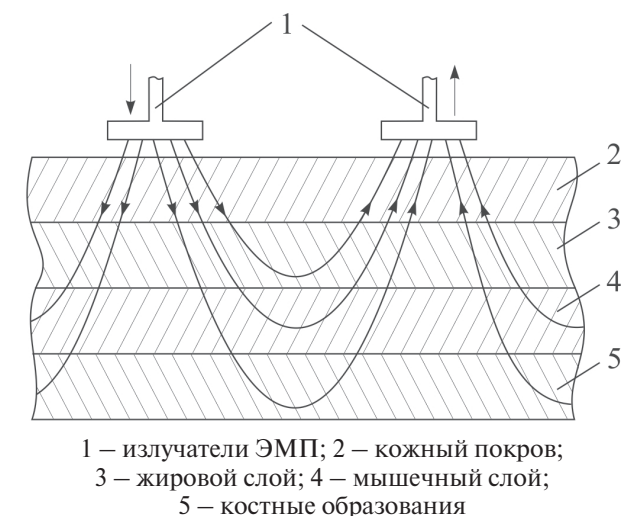
В настоящей статье на основе обобщения результатов построения физических и физиологических моделей различных заболеваний организма человека развивается подход к построению математических моделей, описывающих эволюционный цикл изменений, происходящих в организме человека при воздействии разнообразных внешних факторов на макро- и микроуровнях строения материи, включая воздействие патогенных микроорганизмов и ЭМИ различной интенсивности и частоты (СВЧ и КВЧ диапазоны).

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ВОЗДЕЙСТВИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ

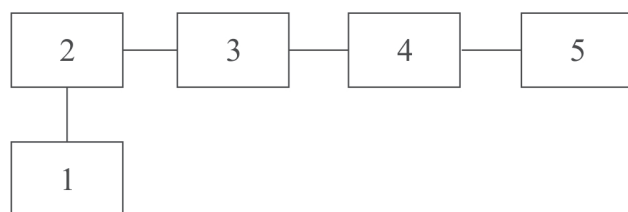
Рассмотрим общую постановку задачи воздействия ЭМИ на биологические системы и объекты. Обобщение практического опыта многолетних эмпирических исследований позволило определить основные схемы, реализующие механизм электромагнитного воздействия (рис. 7). В зависимости от частоты и интенсивности ЭМП и особенностей биологического объекта (размера, формы и состояния) применяются различные схемы возбуждения ЭМП для получения оптимального его распределения. Это могут быть излучатели (антенны) в виде аппликаторов, которые накладываются на тело человека или располагаются вблизи него (рис. 7, а). Места расположения таких излучателей и их количество рассчитываются таким образом, чтобы создавать максимум интенсивности ЭМП в месте расположения очага заболевания внутри или на поверхности тела человека. Такие схемы применяются при термическом варианте для терапевтического применения (различные виды диатермии [4]) и лечения некоторых видов онкологических заболеваний (гипертермия [12]). В этом случае частоты ЭМИ соответствуют десяткам и сотням МГц, а их выбор зависит от глубины расположения очага заболевания. С ростом частоты ЭМП (до 10 ГГц) и его интенсивности (мощность более 10 Вт) целесообразно использовать резонаторные системы, в которых формируется поле с заданным распределением (рис. 7, б).

В КВЧ и терагерцовом диапазонах ввиду малости геометрические размеров волноведущих структур применяется открытый способ облучения биологических систем с помощью специальных типов излучателей (рупорные антенны) (рис. 7, в). В этом случае в качестве исследуемых

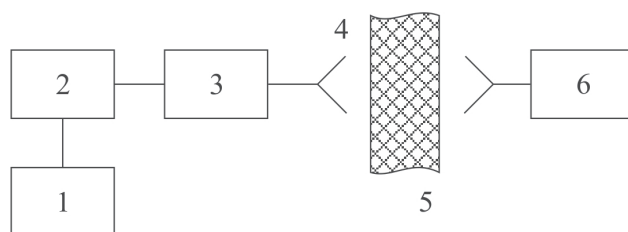
образцов могут рассматриваться либо отдельные части и органы тела человека или отдельные биологические объекты (клетки живой материи или различные патогенные микроорганизмы).



а



б



в

Рис. 7. Схемы воздействия ЭМИ на биологические системы

Анализ представленных схем показывает, что для адекватного понимания биологической проблемы и математического описания природы биологического воздействия ЭМИ следует решить две основные задачи. С одной стороны, рассматривается электродинамическая задача возбуждения ЭМП с выбирается требуемое распределение поля [26], а с другой — непосредственно биологическая среда и ее представление на макро- или микроуровнях с определением соответствующих электрофизических и биофизических параметров [27].

МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ

Для воздействия ЭМИ на биологические системы и объекты используется широкий диапазон длин волн: от акустических до волн радио и СВЧ диапазонов и далее до КВЧ и терагерцового диапазонов (рис. 1). Основными параметрами ЭМВ, которая распространяется в вакууме, являются длина волны λ и ее частота f . При распространении ЭМВ в произвольной среде данные параметры связаны между собой соотношением

$$\lambda = \frac{1}{f \cdot \sqrt{\epsilon_0 \mu_0 \epsilon(\vec{r}, t) \mu(\vec{r}, t)}} = \frac{c}{f \cdot \sqrt{\epsilon(\vec{r}, t) \mu(\vec{r}, t)}}, \quad (6)$$

где $c = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}}$ — скорость света; $\epsilon_0 = \frac{10^{-9}}{36\pi}$ — диэлектрическая постоянная вакуума (Ф/м); $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ — магнитная постоянная вакуума (Гн/м); $\epsilon(\vec{r}, t)$ и $\mu(\vec{r}, t)$ — относительные диэлектрическая и магнитная проницаемости.

Для определения распределения напряженностей ЭМП в биологической среде со сложной макроструктурой следует воспользоваться полной системой уравнений Максвелла, которая может быть представлена в виде уравнений Максвелла для вихревого ЭМП:

$$\nabla \times \vec{H}(\vec{r}, t) - \frac{\partial \vec{D}(\vec{r}, t)}{\partial t} = \vec{J}_{\text{стор}}, \quad (7)$$

$$\nabla \times \vec{E}(\vec{r}, t) = -\frac{\partial \vec{B}(\vec{r}, t)}{\partial t} \quad (8)$$

и материальных уравнений для среды:

$$\vec{D}(\vec{r}, t) = \epsilon_0 \cdot \epsilon(\vec{r}, t) \cdot \vec{E}(\vec{r}, t), \quad (9)$$

$$\vec{B}(\vec{r}, t) = \mu_0 \cdot \mu(\vec{r}, t) \cdot \vec{H}(\vec{r}, t), \quad (10)$$

где $\vec{E}(\vec{r}, t)$ — напряженность электрического поля (В/м); $\vec{H}(\vec{r}, t)$ — напряженность магнитного поля (А/м); $\vec{D}(\vec{r}, t)$ — индукция электрического поля (К/м²); $\vec{B}(\vec{r}, t)$ — индукция магнитного поля (В/м²); $\vec{J}_{\text{стор}}$ — плотность стороннего тока (А/м²).

Решение системы уравнений (7) — (10) следует проводить при соответствующих граничных и начальных условиях. В полной постановке данная задача не имеет аналитического решения и требует применения сеточного конечно-разностного метода (например, метода конечных разностей [30, 31]). Результатом такого решения является определение распределения интенсивности суммарного ЭМП (без разделения на возможные виды колебания) в виде количественного значения напряженностей $\vec{E}(\vec{r}, t)$ и $\vec{H}(\vec{r}, t)$.

Среди более простых подходов к моделированию ЭМП в свободном пространстве, произвольной среде или в электродинамической структуре (резонаторе) является решение волновых уравнений для электрической и магнитной компонент поля

$$\Delta \vec{E} + k_0^2 \vec{E} = 0, \quad (11)$$

$$\Delta \vec{H} + k_0^2 \vec{H} = 0, \quad (12)$$

где $k_0 = \frac{\omega}{c} \cdot \sqrt{\varepsilon(\vec{r}, t) \cdot \mu(\vec{r}, t)}$ – постоянная распространения в биологической среде; $\omega = 2\pi f$ – круговая частота.

Характер решения уравнений (11) и (12) зависит от параметров электродинамической системы и сложности ее граничных условий, а также электрофизических параметров самой среды распространения (биологической системы).

МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ БИОЛОГИЧЕСКИХ СИСТЕМ

Разработка математических моделей биологических систем представляет собой сложную биофизическую задачу, для решения которой следует обобщить богатый практический опыт, новые научные идеи и знания в области информатики, биологии, биофизики и медицины, а затем представить их в виде, удобном для математического описания.

Для выбора параметров, характеризующих электрические свойства тканей живых организмов (кожный покров, жировая ткань, мышцы, кровь, печень, кости и т.п.), воспользуемся результатами исследований поведения относительной диэлектрической проницаемости ε и удельной электропроводности σ для разных частот [32–34].

Количественные значения данных параметров для разных частот ЭМП представлены в таблице.

Рассмотрим особенности построения математических моделей биологических систем для разных случаев воздействия ЭМИ.

Случай теплового воздействия ЭМП. Рассмотрение теплового действия ЭМИ проводится на макроуровне. Эффективность преобразования электромагнитной энергии в тепло-

вую и нагрев биологических тканей зависит от электрофизических и физиологических параметров ткани, а также от внутренних особенностей ее строения с учетом патологических изменений, вызванных заболеванием. Для определения внутренней структуры ткани с очагом заболевания следует воспользоваться возможностями томографического исследования для построения 2-D и/или 3-D изображений области ее поражения. В результате определяются границы патологического поражения, что позволяет корректно задать граничные условия для решения электродинамической задачи нахождения распределения напряженностей $\vec{E}(\vec{r}, t)$ и $\vec{H}(\vec{r}, t)$ ЭМП и решения уравнения теплопроводности для определения температуры нагрева ткани.

Решение электродинамической задачи зависит от сложности граничных условий исследуемой области ткани и проводится с использованием одной из математических моделей ЭМП, т.е. численное или аналитическое решение уравнений (6) – (9) или (10) и (11) позволяет получить распределение электрического поля $\vec{E}(\vec{r})$ в исследуемой области для разных моментов времени.

Для получения уравнения теплопроводности воспользуемся законом сохранения количества тепла, выделяемого в исследуемой области поражения. Наличие изображения ткани дает возможность установить взаимосвязь между количеством поглощенной электромагнитной энергии и механизмами охлаждения ткани за счет теплопроводности различных ее областей, кровообращения и т.п. Для определения зависимости между энергией и скоростью изменения во времени температуры на единицу объема облучаемой ткани рассмотрим выражение

$$\frac{d(\Delta T)}{dt} = \frac{1}{c} \cdot (P_{\text{то}} + P_{\text{погл}} - P_{\text{т}} - P_{\text{к}}), \quad (13)$$

где $P_{\text{то}}$ – мощность метаболического теплообразования (Вт/кг); $P_{\text{погл}}$ – мощность, поглощенная

Таблица

Некоторые электрические свойства тканей человека и животных на различных частотах

Частота поля f	Кожа		Жировая ткань		Мышцы		Кровь		Кость		Головной мозг		Костный мозг
	ε	$\sigma \cdot 10^{-3}$	ε	σ	ε	σ	ε	σ	ε	σ	ε	σ	
10 Гц					$1 \cdot 10^7$	1,04							
100 Гц			$15 \cdot 10^4$		$8 \cdot 10^5$	1,12		6,03					
1 кГц			$5 \cdot 10^4$	0,47	$1,3 \cdot 10^5$	1,25		6,03			1,43		
10 кГц			$2 \cdot 10^4$		$5,5 \cdot 10^4$	1,32	$2,9 \cdot 10^3$	6,81					
100 кГц					$1 \cdot 10^4$	4,76	$2,7 \cdot 10^3$	6,81			1,49		
1 МГц					$2 \cdot 10^3$	5,41	$2,0 \cdot 10^3$	7,15			1,79		
10 МГц						6,26	$2,0 \cdot 10^2$	11,1			2,67		
100 МГц			12,0	0,83	73,5	8,7	74,5	12,2			5,13	82	7,5
1 ГГц	45,0	10,5	4,6	0,91	54,0	12,1	63,0	12,5	8,0	0,5			6,0
10 ГГц	35,5	87,0	3,6	4,77	29,0	76,9	45,0	115,2	6,6	7,7			5,8
24 ГГц	23,0		3,4	14,1			32,0	263,2	6,3	14,1			

в тканях (Вт/кг); P_T – мощность, рассеиваемая за счет теплопроводности (Вт/кг); P_K – мощность, отводимая системой кровообращения (Вт/кг); A_0 – удельная теплоемкость ткани (Дж/кг град); $\Delta T = (T - T_0)$ – разность между текущей температурой ткани T и исходной ее температурой до начала нагревания T_0 (комнатная температура).

Для определения мощности метаболического теплообразования воспользуемся выражением [4]:

$$P_{\text{то}} = P_0 \cdot (1,1)^{\Delta T}, \quad (14)$$

где P_0 – начальная мощность метаболического теплообразования (Вт/кг).

Мощность, поглощаемая тканью при воздействии внешнего ЭМП, равна

$$P_{\text{полл}} = \frac{\sigma}{\rho} \cdot |E(\vec{r})|^2, \quad (15)$$

где σ – удельная проводимость ткани в заданном объеме (См/м); ρ – плотность ткани (кг/м³); $E(\vec{r})$ – среднеквадратичное значение напряженности электрического поля в объеме ткани (В/м).

Отводится тепло от тканей за счет явления теплопроводности и наличия кровообращения в исследуемой области. Мощность, отводимая за счет теплопроводности ткани, равна

$$P_T = \frac{\lambda_T}{\rho} \cdot \Delta T, \quad (16)$$

где λ_T – удельная теплопроводность ткани (Вт/(м град)).

Полагая, что кровь поступает в исследуемую область с температурой T_{k0} , а покидает область с температурой T_k , то для мощности, отводимой за счет кровообращения, можно воспользоваться выражением, полученным в [4]:

$$P_K = \frac{k \cdot v_k \cdot c_k}{\rho_k} \cdot \Delta T_k, \quad (17)$$

где $\Delta T_k = T_k - T_{k0}$; c_k – удельная теплоемкость крови; ρ_k – объемная плотность крови, кг/м³; v_k – скорость тока крови; $k = 0,698$ – постоянная величина.

Таким образом, для известных формы и тканевого состава исследуемой области организма с учетом физических и тепловых характеристик тканей проводится самосогласованное решение прямой электродинамической задачи и задачи теплопроводности. Результатом решения данной задачи является определение температурного поля $T(\vec{r})$ в тканях исследуемой области.

Случай информационного (нетеплового или специфического) воздействия ЭМП. Снижение интенсивности ЭМИ до уровня, когда плотность мощности не превышает 10 мВт/см², вызывает уменьшение тепловой нагрузки на биологические ткани. В результате температура в облучаемых тканях практически не изменяется (нагревание облучаемых объектов соответствует долям градуса) [1]. С другой стороны, при воздействии

ЭМП такой интенсивности КВЧ диапазона в организме наблюдаются проявления «биологических эффектов», которые рассматриваются как специфическое воздействие (по определению акад. Девяткова Н.Д. [6]) с явно выраженным пороговым эффектом при плотности мощности $P_{\text{пор}} = 10^{-4}$ Вт/см². Идея применения ЭМИ КВЧ диапазона в своей основе сводится к его использованию в целях передачи информации (или управляющих сигналов) между клетками внутри живых организмов [1, 3, 5–7, 14]. В этом случае клетки живого организма рассматриваются не только как объекты воздействия ЭМП, но и как активные элементы организма, формирующие отклик организма человека (тепловое излучение) на действие внешнего ЭМП КВЧ диапазона. Полагая, что плотность мощности излучения живого организма в КВЧ диапазоне равна $P_T = 10^{-18} - 10^{-19}$ Вт/см², т.е. $P_{\text{пор}} \gg P_T$ подтверждает эффективность воздействия внешнего ЭМИ на биологические объекты [35]. Указанный факт дополняется ярко выраженной частотной зависимостью биологического отклика и проявлением резонансного эффекта. По совокупности экспериментально обнаруженных закономерностей взаимодействия низкоинтенсивного ЭМИ КВЧ диапазона с биологической системой можно рассматривать как нетепловое воздействие. В этом случае основное внимание следует уделять модуляционно-временным параметрам и форме сигналов, воздействующим на биологические объекты живого организма, т.е. полагая, что воздействующее ЭМП представляется в виде обобщенной функции

$$U(t) = \bar{U} \cdot [1 + \alpha(t)] \cdot \cos[\bar{\omega}t + \varphi(t)], \quad (18)$$

где $\bar{U}$ и $\bar{\omega}$ – средние постоянные значения амплитуды и частоты ЭМП; $\alpha(t)$ и $\varphi(t)$ – функции, определяющие законы изменения частоты и фазы поля и являющиеся медленно меняющимися по сравнению с $\cos(\bar{\omega}t)$ [36]. Как видно, наиболее перспективными сигналами для применения в качестве воздействующего неионизирующего ЭМИ низкой интенсивности являются частотно-модулированные колебания с программируемым законом модуляции. Применение таких сигналов требует использования высокостабильных по частоте электромагнитных колебаний и применения соответствующих источников таких колебаний. Существенным недостатком современных экспериментальных методов исследования воздействия ЭМИ КВЧ диапазона является не учет рассмотрения и влияния нестациональности частоты излучения генераторов СВЧ на биофизические процессы и по сути сводится к применению сигналов со случайным поведением частоты (фазы). Несмотря на накопленный колоссальный экспериментальный опыт по воздействию низкоинтенсивного ЭМИ различных частот и амплитуд, сейчас невозможно дать однозначный ответ о законах модуляции основного колебания

с точки зрения получения прогнозируемого поведения биологического объекта. В этом плане роль математических методов и моделирования для создания общей теории прогнозирования эффектов воздействия и отклика биологического объекта (клетки) становится определяющей. Рассматривая клетку как самостоятельный биологический объект, как показано в [35], следует исследовать амплитудно-частотные характеристики ЭМП, генерируемого здоровыми клетками организма. Это позволит сравнить ЭМП разных клеток (как здоровых, так и больных) и при необходимости проводить коррекцию ЭМИ больных клеток с помощью внешнего КВЧ излучения, подбирая нужный закон модуляции его амплитуды и частоты (фазы). В таком случае проводится синхронизация работы сложной колебательной системы, в качестве которой рассматривается живой организм как совокупность огромного числа клеток. Для математического представления таких сложных систем целесообразно использовать систему связанных обыкновенных дифференциальных уравнений, в которой формализован и определен характер связей между отдельными составляющими их биологическими объектами (клетками).

МОДЕЛИРОВАНИЕ ВОЗДЕЙСТВИЯ ЭМИ НА БИОЛОГИЧЕСКИЕ ОБЪЕКТЫ

Существуют различные подходы к математическому моделированию воздействия ЭМИ на биологические системы и объекты [19–24]. Одним из таких подходов может служить стимуляция иммунной системы организма внешним низкоинтенсивным ЭМИ КВЧ диапазона. В качестве математической модели такого процесса можно рассматривать дальнейшее развитие математической модели противобактериального иммунного ответа в виде системы обыкновенных дифференциальных уравнений (1) – (4) и начальных условий (5) с учетом влияния дополнительных факторов в виде ЭМИ [23].

На рис. 8 показано схематическое изображение иммунной системы человека с учетом действия внешнего фактора в виде ЭМИ с фиксированной амплитудой и частотой.

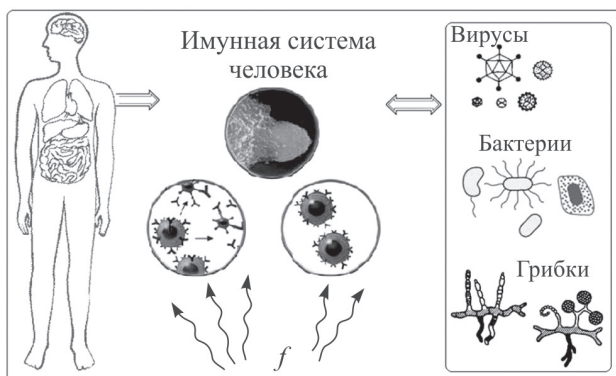


Рис. 8. Схематическое изображение иммунной системы человека

Простейшую математическую модель инфекционного заболевания, описывающую изменение в организме человека с учетом действия разнообразных внешних факторов, включая воздействие патогенных микроорганизмов и низкоинтенсивного ЭМИ КВЧ диапазона с заданными значениями амплитуды E_m и частоты ω можно представить в виде:

$$\frac{dV}{dt} = (\beta - \gamma F)V + \alpha_V(E_m, \omega) \cdot V; \quad (19)$$

$$\frac{dC}{dt} = \xi(m)\alpha V(t - \tau)F(t - \tau) - \mu_c(C - C^*) + \alpha_C(E_m, \omega) \cdot C; \quad (20)$$

$$\frac{dF}{dt} = \rho_F C - (\mu_f + \eta \gamma V)F + \alpha_F(E_m, \omega)F; \quad (21)$$

$$\frac{dm}{dt} = \sigma V - \mu_m m + \alpha_m(E_m, \omega) \cdot m. \quad (22)$$

В качестве начальных условий решения данной системы обыкновенных дифференциальных уравнений используем выражения (5). Коэффициенты α_V , α_C , α_F и α_m в правой части системы (19) – (22) являются функциями амплитуды E_m и частоты ω . Физический смысл данных коэффициентов и аналитическое представление их функциональных зависимостей для количественного определения значений требуют отдельного, более подробного и глубокого изучения. Система уравнений формируется отдельно для каждого заболевания с учетом характера проникновения антигенов в организм человека и действия ЭМИ.

Рассмотренная математическая модель может быть использована как для моделирования и поиска путей разрушения специфических антигенов, так и для стимуляции иммунной системы человека.

Для концептуального изучения влияния ЭМИ СВЧ и КВЧ диапазонов различной интенсивности на кровь и ее форменные объекты (1 – эритроциты, 2 – лейкоциты, 3 – тромбоциты) рассмотрим общий алгоритм построения детерминированной математической модели такого процесса на микро- и макроуровнях. Рассмотрим феноменологическую модель системы кровообращения человека, которая схематично представлена на рис. 9.

Как видно, кровь в процессе циркуляции в теле человека взаимодействует с другими органами (взаимодействие на макроуровне, рис. 9, а). С другой стороны, объекты крови обладают электрическим зарядом, реализуя электромагнитный механизм взаимодействия (взаимодействие на микроуровне, рис. 9, б). В зависимости от поставленной цели такое взаимодействие может быть определяющим, а может являться второстепенным. Степень связи определяется коэффициентами связи на макро- D_{ij} и микро- C_{ij} уровнях, где $i=1,2,3,\dots,M_{об}$ – текущий индекс, характе-

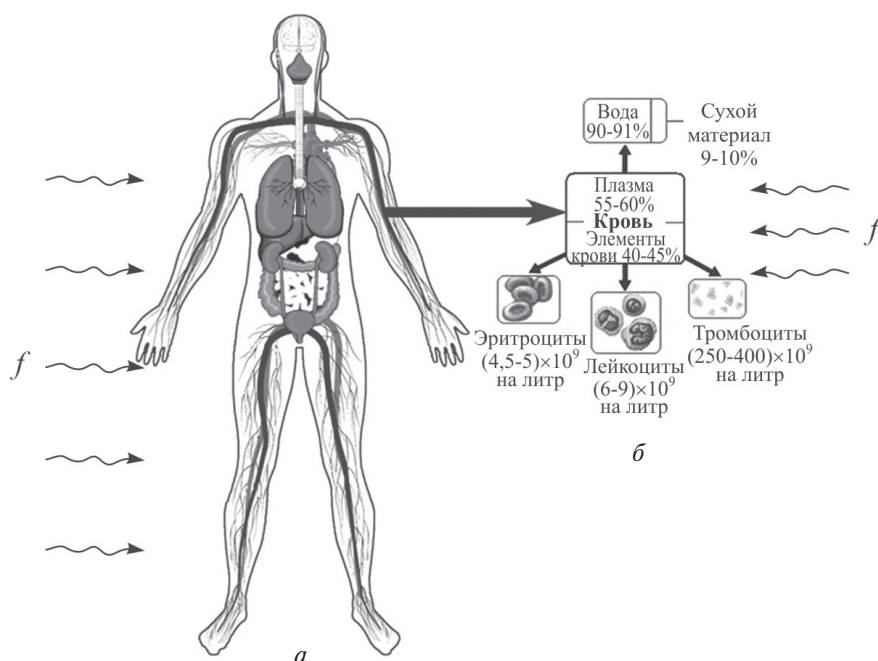


Рис. 9. Схематическое изображение кровеносной системы человека на макро- (а) и микро- (б) уровнях

ризующий номер форменного объекта крови, включая патогенные микроорганизмы (вирусы, бактерии, грибки); $j = 1, 2, 3, \dots, M_{op}$ — текущий индекс, характеризующий номер органа, с которым взаимодействует кровь.

В результате воздействия ЭМИ на кровь и ее объекты ($N_1, N_2, N_3, \dots, N_{M_{об}}$), а также последующее взаимодействие объектов крови с другими органами приводит к изменению как общего количества объектов крови, так и их размеров и формы. Для определения динамики изменения числа объектов крови для каждого объекта рассматривается система связанных обыкновенных дифференциальных уравнений, для которой решается задача Коши. В начальный момент времени при $t = t_0$ задается исходное (начальное) количество объектов крови и рассматривается их эволюция с учетом фактора внешнего воздействия. Окончательно, система связанных обыкновенных дифференциальных уравнений для форменных элементов и возможных патогенных микроорганизмов крови имеет вид:

$$\begin{cases} \frac{dN_1}{dt} = \sum_{j=1}^{M_{op}} (C_{1j} \cdot N_j) + C_{1x} N_x + \sum_{j=1}^{M_{op}} (D_{1j} \cdot N_1); \\ \frac{dN_2}{dt} = \sum_{j=1}^{M_{op}} (C_{2j} \cdot N_j) + C_{2x} N_x + \sum_{j=1}^{M_{op}} (D_{2j} \cdot N_2); \\ \vdots \\ \frac{dN_{M_{об}}}{dt} = \sum_{j=1}^{M_{op}} (C_{M_{об}j} \cdot N_j) + C_{M_{об}x} N_x + \sum_{j=1}^{M_{op}} (D_{M_{об}j} \cdot N_{M_{об}}); \\ \frac{dN_x}{dt} = \sum_{j=1}^{M_{op}} (C_{xj} \cdot N_j) + C_{xx} N_x + \sum_{j=1}^{M_{op}} (D_{xj} \cdot N_x). \end{cases} \quad (23)$$

В системе уравнений (23) вводится дополнительное уравнение для x — объекта крови. Под данным объектом понимается внешний объект крови (вирус, микроб, бактерия), наличие которого требует проведения терапевтических действий.

В качестве коэффициентов связи D_{ij} и C_{ij} рассматриваются сложные функции многих переменных, включая и параметры ЭМИ (амплитуду и частоту ЭМП). Определение коэффициентов связи в виде аналитической зависимости представляет собой сложную задачу, требующую отдельного рассмотрения.

Решением системы уравнений (23) являются временные зависимости числа объектов крови. Динамика их

изменения позволяет прогнозировать достижение положительного терапевтического эффекта.

Для исследования изменений размеров и формы объектов крови как следствие внешнего электромагнитного воздействия следует использовать дополнительно математические модели самих объектов крови (например, модель эритроцита [43] и т.д.).

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Представлен подробный анализ воздействия ЭМИ широкого диапазона частот и интенсивностей на биологические системы и объекты. Проведенный анализ фундаментальных литературных источников показал проблемы, которые сопутствуют экспериментальным методам исследования влияния ЭМИ на биологические объекты. Показана и обоснована необходимость в математическом моделировании процессов воздействия ЭМИ различной интенсивности на биологические системы и объекты с учетом их представления на макро- и микроуровнях. Показаны алгоритмы построения математических моделей различных заболеваний с учетом внешнего электромагнитного воздействия. Получила дальнейшее развитие математическая модель инфекционного заболевания, учитывающая воздействие на организм человека различных внешних факторов и особенности реакции иммунной системы.

Рассмотрены современные математические модели крови. На основе проделанных исследований была предложена концепция построения математической модели крови, отражающей эволюционный цикл изменений, происходящий в организме человека при воздействии внешних факторов различной природы (естественных,

электромагнитных, клинических). Предложена базовая феноменологическая модель кровеносной системы и получена математическая ее модель, описывающая поведение крови как активной системы на микро- и макроуровнях при условии внешнего электромагнитного воздействия. Применение данной математической модели позволит количественно определить эволюцию объектов крови в процессе воздействия ЭМИ и спрогнозировать последствия такого воздействия.

Литература

- [1] *Пресман А.С.* Электромагнитные поля и живая природа. — М.: Наука, 1968. — 227 с.
- [2] *Шван Х.П.* Воздействие высокочастотных полей на биологические системы: Электрические свойства и биофизические механизмы // ТИИЭР, т. 68, № 1, 1980. — С. 121–132.
- [3] *Девятков Н.Д., Голант М.Б., Бецкий О.В.* Миллиметровые волны и их роль в процессах жизнедеятельности. — М.: Изд-во «Радио и связь», 1988. — 63 с.
- [4] *Гай, Леманн, Стоунбридж.* Применение электромагнитной энергии в терапии // ТИИЭР, т. 62, № 1, 1974. — С. 66–93.
- [5] *Макри Д.И.* Исследование нетепловых резонансных эффектов мм-излучения как начало новой биофизике // ТИИЭР, т. 68, № 1, 1980. — С. 40–48.
- [6] Нетепловые эффекты миллиметрового излучения / Под ред. Н.Д. Девяткова. — М.: ИРЭ АН СССР, 1981. — 338 с.
- [7] *Бецкий О.В., Голант М.Б., Девятков Н.Д.* Миллиметровые волны в биологии. — М.: Изд-во «Знание», 1988. — 63 с.
- [8] Кватново-биологическая теория. / Под. ред. В.В. Бойко и М.О. Красноголовца. — Х.: «Факт», 2003. — 968 с.
- [9] Радиофизические основы и опыт применения СВЧ электромагнитных полей в хирургии. / Под. ред. проф. В.В. Бойко. — Х.: Новое слово, 2009. — 166 с.
- [10] *Москаленко В.Ф., Сітько С.П., Горбань Є.М., Грубник Б.П., Яненко О.П.* Квантова медицина: від фундаментальних основ до практичного використання. Український медичний часопис. — № 2 (28), 2002/С. 106–109.
- [11] *Эйди У.Р.* Частотные и энергетические окна при воздействии слабых электромагнитных полей на живую ткань // ТИИЭР. Т. 68, № 1, 1980. — С. 128–147.
- [12] *Riadh W.Y. Habash, Rajeev Bansal, Daniel Krewski, Hafid T. Alhafid* Thermal Therapy, Part 1: An introduction to Thermal Therapy, Critical Reviews in Biomedical Engineering, 34 (6). — 2006. P. 459–489.
- [13] *С.П. Осинский.* Гипертермия в клинической онкологии: современное состояние проблемы (по итогам 20-й ежегодной конференции Европейского общества гипертермической онкологии (ESHO)). Онкология, т.4, № 4, 2002. — С. 288–292.
- [14] *Бецкий О.В., Кислов В.В., Лебедев Н.Н.* Миллиметровые волны и живые системы. — М.: «Сайнс-пресс», 2004. — 107 с.
- [15] *О.И. Белоус, Б.Г. Емец, В.А. Малахов и др.* Роль КВЧ излучения в повышении биологической активности крови, Радиофизика и электроника, т.13, №4, 2008. — С. 556–561.
- [16] *А.Л. Чижевский.* Электрические и магнитные свойства эритроцитов, Киев: «Наукова думка», 1973. — 94 с.
- [17] *C. Nădejde, D.E. Creangă, C. Goiceanu* Radiofrequency electromagnetic wave and paramagnetic particle effects on the red blood cells Rom. Journ. Phys. vol. 54, nos. 1–2, P. 105–114, Bucharest, 2009
- [18] *Г.Р. Иваницкий.* Математическая биофизика клетки / В.И. Кринский, Е.Е. Сельков. — М.: Наука, 1978. — 310 с.
- [19] *Ризниченко Г.Ю.* Математические модели в биофизике и экологии. — Москва-Ижевск: Институт компьютерных исследований. — 2003. — 184 с.
- [20] *J.D. Murray, Mathematical Biology I. An Introduction.* — 3rd ed. Springer — 2001. — 551 p.
- [21] *Погожев И.Б.* Применение математических моделей заболеваний в клинической практике. — М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1988. — 192 с.
- [22] *Зуев С.М.* Математические модели и методы анализа медико-биологических данных. Академия наук СССР, Отдел вычислительной математики, 1990. — 113 с.
- [23] *Марчук Г.И.* Математические модели в иммунологии. Вычислительные методы и эксперименты. — 3-е изд., перераб. и доп. — М.: Наука. Гл.ред. физ.-мат. лит., 1991. — 304 с.
- [24] *Galstyan S.G., Perova I.G., Churyumov G.I.* Mathematical model of the influence of electromagnetic radiation on biological nano-objects / VI Международная научная конференция «Функциональная база нанoeлектроники». Сборник научных трудов. — Харьков: ХНУРЭ. 2013. — С. 121–124.
- [25] *Чуян Е.Н., Трибрат Н.С.* Влияние низкоинтенсивного электромагнитного излучения крайне высокой частоты на процессы микроциркуляции. Ученые записки Таврического национального университета им. В.И. Вернадского. Серия «Биология, химия». Т. 21 (60). 2008. № 1. С. 156–166.
- [26] *Jackson J.D.* Classical Electrodynamics. Third Edition. John Wiley & Sons, Inc. 2001. — 807 с.
- [27] *Березовский В.А., Колотилов Н.Н.* Биофизические характеристики тканей человека. — Киев: Наукова думка. 1990. — 224 с.
- [28] *Tzirtzilakis E.E.* A mathematical model for blood flow in magnetical field. Physics of fluids 17, 2005. 077103-1-15.
- [29] *Махонина М.М., Чуян Е.Н., Бержанский В.Н., Попов В.В.* Изменение содержания серотонина в лейкоцитах крови крыс при действии низкоинтенсивного электромагнитного излучения крайне высокой частоты. Ученые записки Таврического национального университета им. В.И. Вернадского. Серия «Биология, химия». Т. 19 (58). 2006. № 4. С. 151–160.
- [30] *Taflove A., Hagness S.C.* Computational Electrodynamics. The Finite Difference Time Domain Method. — 3rd Edition. — 2005. — 997 p.
- [31] *Kunz K.S., Luebbers R.J.* The Finite Difference Time Domain Method for Electromagnetics. CRC Press. 1993. — 446 p.
- [32] *Schwan H.F.* Electrical Properties of Tissues // Adv. Biol. And Med. Phys. — 1957. — # 5. — P. 147.
- [33] *Schwan H.F., Li K.* Capacity and Conductivity of Body Tissues of UHF // Proc. IRE. — 1953. — 41. — # 12. — P. 1735–1740.

- [34] Шван Н. Электрические свойства тканей. — В кн. СВЧ-энергетика. — М.: Мир. — 1971. — 227 с.
- [35] Бецкий О.В., Котровская Т.И., Лебедева Н.Н. Миллиметровые волны в биологии и медицине. III Всероссийская конференция «Радиолокация и радиосвязь» — ИРЭ РАН. 2009.
- [36] Малахов А.Н. Флуктуации в автоколебательных системах. — М.: Наука. 1968. — 660 с.
- [37] Lehmann J. F. Ultrasound Therapy // in Therapeutic Heat and Cold, S. Licht, Ed. New Haven, Conn.: Licht, 1965, sec. 13. P. 321–386.
- [38] // <http://www.health.org>. История развития ультразвуковой диагностики.
- [39] Буц В.А., Скибенко К.Н. Один из механизмов биологического действия ультразвука. Зарубежная радиоэлектроника, 1996, № 12. — С. 52–56.
- [40] Licht S., History of Therapeutic heat / in Therapeutic Heat and Cold, S. Licht, Ed. New Haven, Conn.: Licht, 1965, sec. 6, P. 196–231.
- [41] Krusen F.H. and other. Microwave therapy: Preliminary report of experimental studies of the heating effect of microwave (radar) in living tissues. Proc. Staff Meet. Maya Clin., v. 22, 1947. P. 209–224.
- [42] Schwan H.P., Piersal G.M. The Absorption of Electromagnetic Energy in Body Tissues. Pt. 1. Amer. J. Phys. Med., vol. 2, 1954. P. 371–404.
- [43] Pivkin I.V., Karniadakis G.E. Accurate Coarse-Grained Modeling of Red Blood Cells. Physical Review Letters. PRL101. E008.

Поступила в редколлегию 28.01.2014

Галстян Соня Гургеновна, аспирантка кафедры физических основ электронной техники Харьковского национального университета радиоэлектроники. Научные интересы: математическое моделирование инфекционных заболеваний, применение микроволновых технологий в медицине и биологии.



Перова Ирина Геннадьевна, кандидат технических наук, старший преподаватель кафедры биомедицинской электроники Харьковского национального университета радиоэлектроники. Научные интересы: обработка медицинских данных, применение методов вычислительного интеллекта для анализа медицинских данных.



Чурюмов Геннадий Иванович, доктор физико-математических наук, профессор, профессор кафедры физических основ электронной техники Харьковского национального университета радиоэлектроники. Научные интересы: математическое моделирование нелинейных процессов; теория и техника СВЧ, применение микроволновых технологий.



УДК 532.616

Медицинские аспекты влияния электромагнитного излучения на биологические системы и объекты: от математического моделирования до эксперимента / С. Г. Галстян, И. Г. Перова, Г. И. Чурюмов // Прикладная радиоэлектроника: науч.-техн. журнал. — 2014. — Т. 13. — № 1. — С. 71–82.

У данной работы проведено анализ экспериментальных и теоретических исследований влияния электромагнитного излучения на биологические системы и объекты живой природы. Рассматриваются особенности и специфика теплового (мощность излучения более 10 Вт) и нетеплового (информационного) (мощность излучения менее 1 Вт) использования электромагнитной энергии в лечебных целях. Приводятся варианты построения математических моделей электромагнитного поля и биологических систем на основе самосогласованных систем дифференциальных уравнений в частных производных для электромагнитного поля (уравнения Максвелла, волновые уравнения) и уравнения теплопроводности. Приведены дальнейшее развитие математической модели противобактериальной иммунной реакции с учетом действия внешнего электромагнитного поля. Рассмотрено использование связанных дифференциальных уравнений первого порядка для моделирования процесса влияния электромагнитного поля на фазовые биологические объекты крови.

Ключевые слова: электромагнитное поле, биологическая система, математическая модель, тепловой эффект, информационное влияние, микроволновая диагностика.

Табл.: 1. Ил.: 9. Библиогр.: 42 назим.

UDC 532.616

Medical aspects of electromagnetic field impact on biological systems and objects: from mathematical modelling to experiment / S. G. Galstyan, I. G. Perova, G. I. Churyumov // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. — 2014. — Vol. 13. — № 1. — P. 71–82.

The paper analyzes experimental and theoretical studies of the impact of electromagnetic radiation on biological systems and living nature objects. Peculiarities and specificity of thermal (over 10 W radiation power) and nonthermal (information) (less than 10 W radiation power) applications of electromagnetic energy in therapeutic goals are considered. Variants of constructing mathematical models of electromagnetic field and biological systems on the basis of self-consistent systems of differential equations in partial derivatives for electromagnetic field (Maxwell equations, wave equation) and thermal conduction equation are given. The paper extends the mathematical model of antibacterial immune response with due account of the action of the external electromagnetic field.

Keywords: electromagnetic field, biological system, mathematical model, thermal effect, information influence, microwave diagnostics.

Tab.: 1. Fig.: 9. Ref.: 42 items.

ВЛИЯНИЕ УСЛОВИЙ ПРОВЕДЕНИЯ ИЗМЕРЕНИЙ НА ПОЛЯРИЗАЦИОННУЮ ЗАВИСИМОСТЬ ТРАП-ДЕТЕКТОРОВ

Д. Н. ТАТЬЯНКО, Ю. П. МАЧЕХИН, К. А. ЛУКИН

В работе представлены результаты экспериментальных исследований поляризационной зависимости тока 3-диодного аналога трап-детектора QED-100 и новой конструкции трап-детектора. Приведены результаты численного моделирования поляризационной зависимости трап-детекторов при идеальных условиях измерений и с учетом влияния условий проведения эксперимента и проведено их сравнение с экспериментальными данными.

Ключевые слова: трап-детектор, поляризация оптического излучения.

ВВЕДЕНИЕ

Трап-детекторы оптического излучения являются детекторами, позволяющими проводить абсолютные измерения мощности оптического излучения. Квантовая эффективность трап-детекторов приближается к 100%. Впервые трап-детектор был предложен и описан Залевским и Дудой в 1983 году [1]. Эта модель состоит из четырех расположенных последовательно фотодиодов и выпускается промышленно под названием QED-100. Данная модель была запатентована Дудой в 1985 году [2]. Луч оптического источника, попадая на поверхности фотодиодов, частично поглощается, а оставшаяся энергия луча отражается. Отражаясь от каждого фотодиода в трап-детекторе, луч попадает на последующий фотодиод и, отразившись от последнего в цепочке фотодиода, направляется на предыдущий фотодиод, таким образом возвращаясь в систему фотодиодов. Токи от всех фотодиодов суммируются. В [3] показана более экономичная модель трап-детектора QED-100, предложенного Залевским и Дудой в 1983 году, состоящая из трех фотодиодов.

Благодаря многократному попаданию луча на фоточувствительные поверхности фотодиодов внутри трап-детектора, практически все оптическое излучение поглощается, следовательно, уменьшаются потери, связанные с отражением излучения от поверхности фотодиодов в структуре детектора и увеличивается значение внешней квантовой эффективности. Уменьшение потерь, вызванных отражением излучения, значительно улучшает линейность спектральной чувствительности трап-детектора по сравнению с отдельными фотодиодами [4-7].

Трап-детекторы оптического излучения являются высокоточными датчиками оптического излучения, но при этом результат измерений существенно зависит от различных факторов, например, от точности юстировки измерительной установки: угла вхождения луча в детектор, взаимного расположения фотодиодов внутри

детектора. Также в значительной мере результат измерений может зависеть от чувствительности фотодиодов детектора и от таких внешних факторов, как фоновое освещение и его неравномерность.

Целью данной работы является экспериментальное исследование и численное моделирование зависимости фототока трап-детекторов от поляризации входного излучения и влияния на данную зависимость условий проведения измерений.

1. ВЫБОР МОДЕЛЕЙ ТРАП-ДЕТЕКТОРОВ

Для уменьшения потерь, связанных с отражением излучения в рассмотренных выше фотодетекторах, предлагается новая модель трап-детектора [3, 8, 9], представленная на рис. 1, которая обеспечивает большее число переотражений луча в структуре детектора. Ближайшим существующим аналогом новой модели является 3-диодный трап-детектор QED-100 [3].

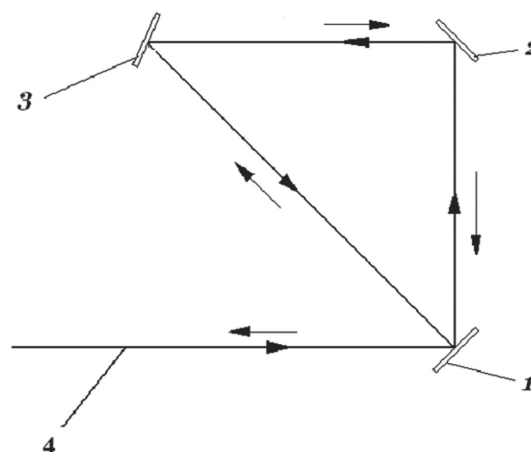


Рис. 1. Новая модель трап-детектора на базе трех фотодиодов

В предлагаемой новой конфигурации трап-детектора, построенной из трех фотодиодов (рис. 1), луч 4 падает на фотодиод 1 и далее отражается на фотодиоды 2 и 3. Фотодиод 3 отражает

луч не обратно на фотодиод 2, как в 3-диодном QED-100 и в других известных конфигурациях трап-детекторов, а отражает луч на фотодиод 1. Луч при этом падает на фотодиод 1 по нормали и затем возвращается обратно в систему фотодиодов, отражаясь от фотодиода 1 на фотодиод 3 и далее на фотодиоды 2 и 1. В результате число отражений увеличивается с 5 до 7 в схемах из трех фотодиодов. Таким образом, в классической схеме происходит $2N-1$ переотражение [7], а в предлагаемой схеме $2N+1$ переотражение, где N — число фотодиодов в трап-детекторе.

Новая конфигурация трап-детектора является поляризационно-зависимой, как и вариант, приведенный в [3] (детектор QED-100). Но за счет большего числа отражений увеличивается значение поглощенной мощности и, следовательно, уменьшается влияние поляризации на результат измерений.

В работе исследуется новая конструкция трап-детектора, а также детектор, являющийся аналогом QED-100, но состоящий из трех диодов, который рассматривается как наиболее подобный новой предлагаемой конструкции. В новой конструкции изменен только угол наклона третьего диода относительно оптической оси детектора, т.е. угол, под которым третий фотодиод расположен относительно падающего на него луча.

2. ЧИСЛЕННАЯ МОДЕЛЬ ПОЛЯРИЗАЦИОННОЙ ЗАВИСИМОСТИ ТРАП-ДЕТЕКТОРОВ В ИДЕАЛЬНЫХ УСЛОВИЯХ

Построена численная модель поляризационной зависимости трап-детектора для идеальных условий измерений, в соответствии с которой ток трап-детектора описывается выражением:

$$I = \sum_{i=1}^N \left(\frac{qn\lambda}{hc} \eta (1 - \rho_i) P_{i-1} \right), \quad (1)$$

где P_{i-1} — мощность падающего луча, ρ_i — коэффициент отражения от поверхности i -го фотодиода; h — постоянная Планка; c — скорость света в вакууме; e — элементарный заряд; n — коэффициент преломления воздуха; λ — длина волны излучения, падающего на фотодиод; η — внутренняя квантовая эффективность; i — порядковый номер отражения оптического луча в трап-детекторе; N — количество отражений оптического луча в трап-детекторе.

Параметром, зависящим от угла наклона плоскости поляризации оптического излучения падающего на фотодиоды трап-детектора является коэффициент отражения от поверхности фотодиода ρ_i , который определяет величину мощности излучения P_{i-1} , распространяющегося внутри трап-детектора.

В соответствии с численной моделью, на основании выражения (1), построена поляризационная зависимость тока трап-детектора при идеальных условиях измерений, результаты которой показаны на рис. 2. Смоделировано плоско-поляризованное оптическое излучение на

входе трап-детектора и рассчитана зависимость фототока на выходе детектора от угла поворота плоскости поляризации подаваемого излучения. Полученные результаты хорошо соотносятся с результатами, представленными в работе [10, 11].

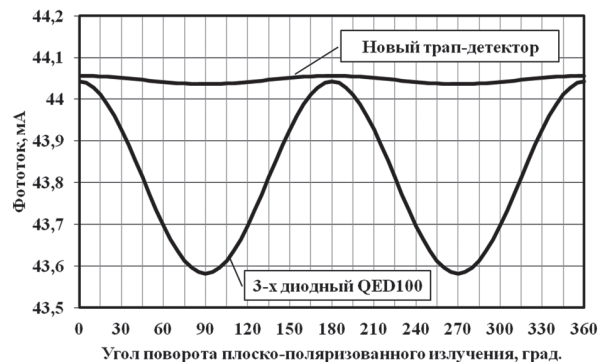


Рис. 2. Численная модель зависимости фототоков от угла поворота поляризации плоско-поляризованного излучения различных конфигураций трап-детекторов

Результат моделирования зависимостей фототоков от угла поворота плоскости поляризации плоско-поляризованного излучения для исследуемых детекторов и фотодиодов их составляющих, при идеальных условиях измерений, представлены на рис. 3 и 4.

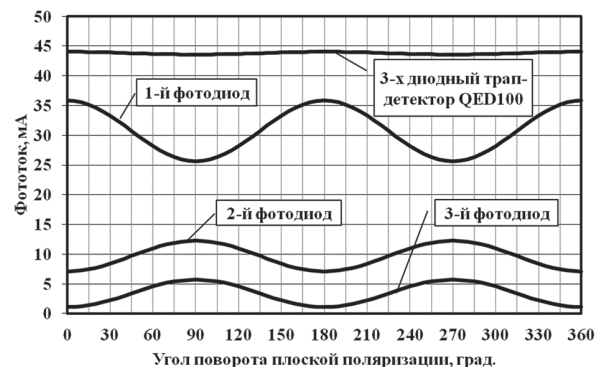


Рис. 3. Численная модель зависимости фототоков от угла поворота поляризации плоско-поляризованного излучения для 3-диодного аналога трап-детектора QED100 и составляющих его фотодиодов

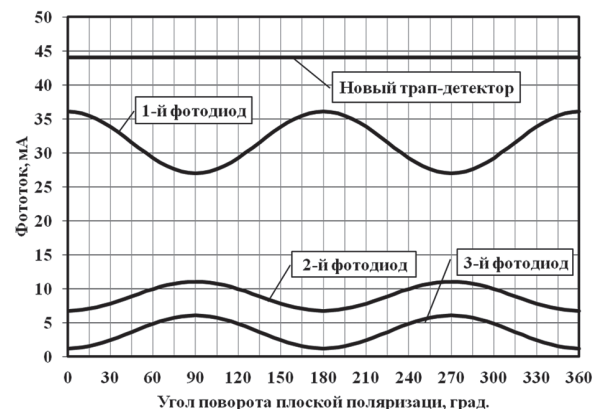


Рис. 4. Численная модель зависимости фототоков от угла поворота поляризации плоско-поляризованного излучения для нового трап-детектора и составляющих его фотодиодов

3. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ТРАП-ДЕТЕКТОРОВ

Проведены экспериментальные исследования рассматриваемых моделей трап-детекторов, в которых измерена их поляризационная зависимость. На вход детекторов подавалось плоско-поляризованное лазерное излучение. При этом плоскость поляризации вращалась в плоскости, перпендикулярной оптической оси.

Изображение экспериментальной установки представлено на рис. 5. Излучение полупроводникового красного лазера направлялось на призму Глана, которая выделяла плоскополяризованную волну и далее поступало на полуволновую поляризационную пластину, вращая которую можно было поворачивать направление поляризации плоскополяризованного оптического излучения. Пройдя полуволновую поляризационную пластину, излучение направлялось через лепестковую диафрагму на вход трап-детектора, состоящего из трех фотодиодов ФД-24к, в которых были удалены защитные стекла для уменьшения потерь мощности на отражении от них излучения. Электрически фотодиоды были соединены параллельно, так, что токи на их выходах суммировались. Также была возможность измерять токи отдельных фотодиодов в составе трап-детектора.

При проведении эксперимента первый и второй фотодиоды были установлены неподвижно, а третий фотодиод был установлен на поворотном столе и поворачивался так, что образовывал с первым и вторым фотодиодами либо 3-диодную QED100 конфигурацию трап-детектора, либо предлагаемую новую конструкцию детектора.

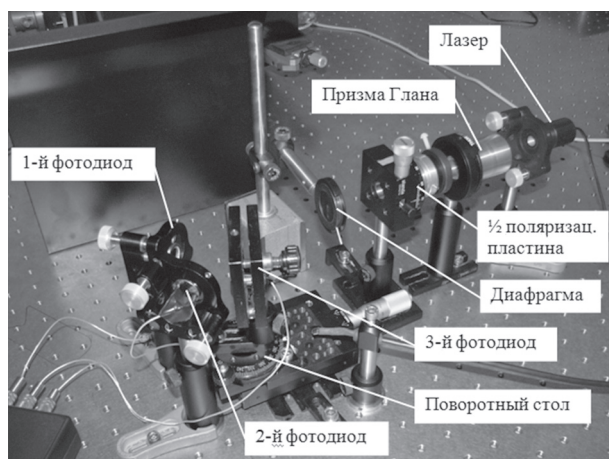


Рис. 5. Экспериментальная установка по исследованию спектральных характеристик трап-детекторов

В конструкции трап-детекторов использовались фотодиоды ФД-24к без стеклянного окна. Стеклянные окна были удалены, чтобы устранить отражения от них луча, т.е. все излучение попадало на активные поверхности фотодиодов.

Результаты эксперимента приведены на рис. 6 и 7.

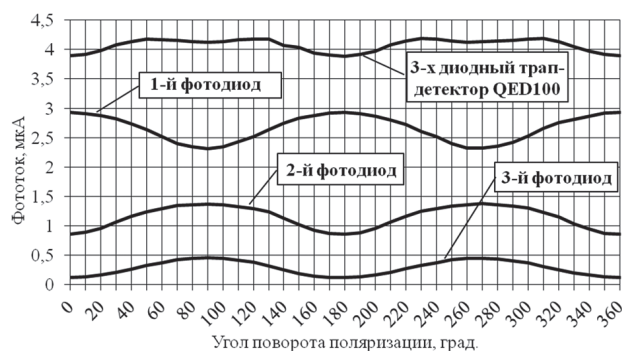


Рис. 6. Экспериментально полученные зависимости фототоков от угла поворота поляризации плоско-поляризованного излучения для 3-диодного аналога трап-детектора QED100 и составляющих его фотодиодов

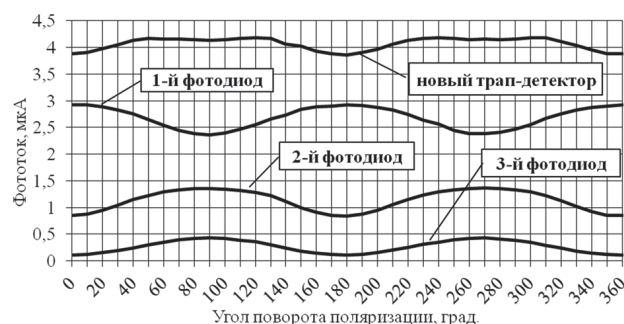


Рис. 7. Экспериментально полученные зависимости фототоков от угла поворота поляризации плоско-поляризованного излучения для новой конфигурации трап-детектора и составляющих его фотодиодов

Графики на рис. 3–4 и рис. 6–7 показывают, что формы кривых поляризационной зависимости тока отдельных фотодиодов трап-детектора полученного экспериментально и численно смоделированного, одинаковы.

Но из графиков на рис. 3–4 и рис. 6–7 видно, что формы кривых поляризационной зависимости суммарного тока трап-детекторов численной модели и полученные экспериментально не совпадают. Причина может заключаться в том, что реальный эксперимент проходил в неидеальных условиях: влияние фонового и локального освещения, погрешности юстировки установки, разная чувствительность различных фотодиодов, т.е. их внутренняя квантовая эффективность, неравномерность распределения чувствительности на поверхности активного слоя фотодиодов. Данное предположение было проверено путем внесения в численную модель трап-детектора условий реального эксперимента.

4. ЧИСЛЕННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ УСЛОВИЙ ПРОВЕДЕНИЯ ЭКСПЕРИМЕНТА И СРАВНЕНИЕ ЕЕ С РЕЗУЛЬТАТАМИ ЭКСПЕРИМЕНТА

В исходные данные численной модели, результаты которой, для идеальных условий, представлены на рис. 2–4, были внесены изменения, моделирующие реальные условия проведения

эксперимента, отличающиеся от идеальных. Это такие условия, как неточность юстировки установки, различный коэффициент поглощения фотодиодов, влияние фонового освещения и его неравномерность.

Были смоделированы:

— плоскость 1/2 пластины не перпендикулярна направлению распространения луча (оптической оси) (коэффициент эллипсоидальности интенсивности излучения при вращении 1/2 пластины (синусоидальность) равен 0,2;

— коэффициенты поглощения отдельных фотодиодов, составляющих трап-детектор, не одинаковы: первого фотодиода (ФД-1): $K_{n1} = 1,3$; второго фотодиода (ФД-2): $K_{n2} = 2,7$; третьего фотодиода (ФД-3): $K_{n3} = 7,5$;

— смоделировано влияние фонового освещения, заключающееся в том, что при повороте 3-го фотодиода относительно оптической оси при изменении конфигурации трап-детектора, на 3-й фотодиод в каждой конфигурации фоновое излучение падало по-разному (измеряемый луч 3-м фотодиодом отражается либо на 2-й фотодиод в 3-диодном QED100, либо на первый фотодиод в новой конструкции).

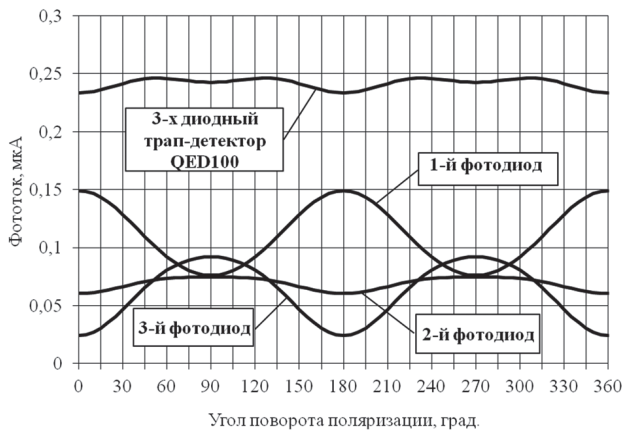


Рис. 8. Численная модель поляризационной зависимости фототоков 3-диодного трап-детектора QED100 и составляющих его фотодиодов при неидеальных условиях эксперимента

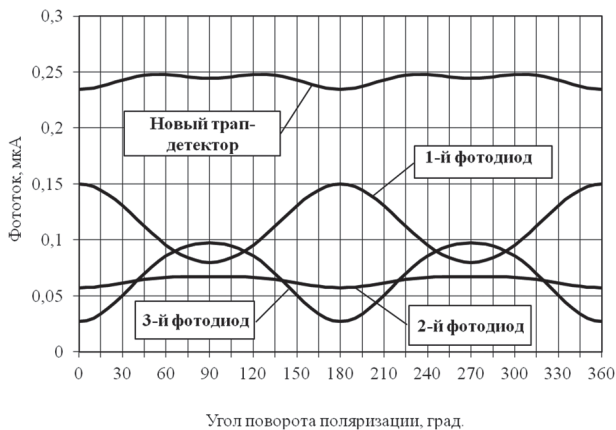


Рис. 9. Численная модель поляризационной зависимости фототоков новой конфигурации трап-детектора и составляющих его фотодиодов при неидеальных условиях эксперимента

Результат моделирования зависимостей фототоков от угла поворота поляризации плоско-поляризованного излучения для исследуемых детекторов и фотодиодов их составляющих при эмуляции неидеальности условий проведения эксперимента, представлены на рис. 8 для 3-диодной QED100 конфигурации и на рис. 9 для нового трап-детектора.

Рис. 10 и 11 показывают сравнительные характеристики результатов измерения фототоков рассматриваемых трап-детекторов при вращении плоско-поляризованного излучения для численной модели неидеальных условий измерений (рис. 10) и результаты эксперимента (рис. 11).

ВЫВОДЫ

Численная модель распространения плоско-поляризованного излучения в трап-детекторе позволила, путем подстановки в нее параметров, характерных для условий проведения эксперимента, воссоздать зависимость фототока от плоско-поляризованного излучения. Полученная зависимость совпадает с экспериментальными данными.

Моделирование неидеальных условий проведения измерений показало, что даже при незначительных отклонениях юстировки уста-



Рис. 10. Сравнение токов трап-детекторов, построенных по численной модели



Рис. 11. Сравнение экспериментально полученных токов трап-детекторов

новки, результаты измерения могут измениться в значительной мере. Это необходимо учитывать при проведении измерений с трап-детекторами. Проблему может частично решить оптико-волоконное исполнение измерительной установки на базе трап-детектора, т.к. в этом случае юстировка несколько упрощается. Но здесь возникает проблема, связанная с тем, что с вывода оптического волокна излучение не коллимированное, а расходящееся.

Литература

- [1] Edward F. Zalewski. Silicon photodiode device with 100% external quantum efficiency / Edward F. Zalewski, C. Richard Duda. // *Applied Optics*. — 1983. — Vol. 22, No. 18. — P. 2867–2873.
- [2] Absolute radiometric detector: patent 4498012 Unated States: Int. Cl. G01J 1/42 / C. Richard Duda — № 463258; filed Feb. 2, 1983; Feb. 5, 1985.
- [3] Татьяна Д.Н. Трап-детектор оптического излучения с улучшенными характеристиками. / Д.Н. Татьяна // *Прикладная радиоэлектроника*. — 2009. — Том 8, № 1. — С. 94–98.
- [4] K. D. Stock. Spectral characterization of InGaAs trap detectors and photodiodes used as transfer standards / K. D. Stock, R. Heine // *Metrologia*. — 2000. — Vol. 37. — P. 449–452.
- [5] K.D. Stock. Spectral characterization of Ge trap detectors and photodiodes used as transfer standards. / K D Stock, R Heine, H Hofer // *Metrologia*. 2003. — 40 — P. S163–S166.
- [6] N. P. Fox. Improved Near-Infrared Detectors / N. P. Fox // *Metrologia*. — 1993. — 30. — P. 321–325.
- [7] J. M. Palmer. Alternative Configurations for Trap Detectors / J. M. Palmer // *Metrologia*. — 1993. — 30. — P. 327–333.
- [8] Трап-детектор: патент на винахід 87197 Україна: МПК (2009) G01J 5/02, G01J 5/20, G01J 1/42 / Татьяна Д.М. — № а200710120; заявл. 10.09.2007; опубл. 25.06.2009, Бюл. № 12/2009.
- [9] Трап-детектор: патент на изобретение 2405129 Российская Федерация: МПК G01J 1/42 (2006.01) / Татьяна Д. Н. — № 2008137072/28; заявл. 15.09.2008; опубл. 27.11.2010, Бюл. № 33.
- [10] R. Goebel, S. Yilmaz and R. Pello. Polarization dependence of trap detectors. // *Metrologia*, 1996, 33. — P. 207–213.
- [11] P. Kohns. Influence of polarization and misalignment of the signal of a trap detector. / P. Kohns, A. Krasnogorov, Yu. Machekhin // *Радиотехника: Всеукр. міжвед. науч.-техн. сб.* — 2003. — Вып. 131 — С. 150–154.

Поступила в редколлегию 18.02.2014

Татьянко Дмитрий Николаевич, младший научный сотрудник отдела нелинейной динамики электронных систем Института радиофизики и электроники им. А. Я. Усикова НАН Украины. Научные интересы: спектральная интерферометрия и ее применение в измерительных системах, высокоточные измерения энергетических и спектральных характеристик когерентного и шумового



оптического излучения, оптоэлектронная техника.

Мачехин Юрий Павлович, доктор технических наук, лауреат Государственной премии Украины в области науки и техники, заслуженный метролог Украины, академик Академии наук прикладной радиоэлектроники, заведующий кафедрой ФОЭТ ХНУРЭ. Научные интересы: лазерное измерительное оборудование и оптоэлектронная техника.

Лукин Константин Александрович, доктор физико-математических наук, профессор, заведующий отделом нелинейной динамики электронных систем Института радиофизики и электроники им. А. Я. Усикова НАН Украины. Член IEEE, ICTP Senior Associate, руководитель исследовательской группы “Шумовая радарная технология” научно-исследовательского агентства НАТО. Научные интересы: генерация динамического хаоса и хаотических колебаний, шумовая радарная технология и наземные РЛС для дистанционного зондирования.



УДК 681.7.069

Вплив умов проведення вимірювань на поляризаційну залежність трап-детекторів / Д. М. Татьяна, Ю. П. Мачехин, К. О. Лукин // *Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал*. — 2014. — Т. 13. — № 1. — С. 83–87.

У роботі наведені результати експериментальних досліджень поляризаційної залежності струму 3-діодного аналога трап-детектора QED-100 і нової конструкції трап-детектора. Наведено результати чисельного моделювання поляризаційної залежності трап-детекторів за ідеальних умов вимірювань і з урахуванням впливу умов проведення експерименту та проведено їх порівняння з експериментальними даними.

Ключові слова: трап-детектор, поляризація оптичного випромінювання.

Л.: 11. Бібліогр.: 11 найм.

UDC 681.7.069

Influence of measurement conditions on the polarization dependence of trap detectors / D. N. Tatyanko, Yu. P. Machekhin, K. A. Lukin // *Applied Radio Electronics: Sci. Journ.* — 2014. — Vol. 13. — № 1. — P. 83–87.

The paper presents the results of experimental studies of the polarization dependence of a threediode QED-100 trap detector and a new trap detector as well as those of numerical modelling of the polarization dependence of the trap detectors under ideal measurement conditions and considering the influence of experimental conditions. The results of numerical modelling are compared with experimental data.

Keywords: trap detector, polarization of optical radiation.

Fig.: 11. Ref.: 11 items.

ОПТИМАЛЬНАЯ ОЦЕНКА ЯРКОСТНОЙ ТЕМПЕРАТУРЫ ВНУТРЕННЕГО ШУМА И КОЭФФИЦИЕНТА УСИЛЕНИЯ ПРИЕМНИКА В ОДНОКАНАЛЬНЫХ СВЧ РАДИОМЕТРАХ

С. С. ЖИЛА

Синтезированы оптимальные и квазиоптимальные алгоритмы оценки яркостной температуры внутреннего шума и коэффициента усиления приемника в одноканальных СВЧ радиометрах. Разработана соответствующая структурная схема оптимального измерителя. Получено аналитическое выражение ковариационной матрицы предельных ошибок оценок искомых параметров.

Ключевые слова: оптимизация, яркостная температура внутреннего шума, коэффициент усиления, предельные погрешности измерений.

ВВЕДЕНИЕ

СВЧ радиометры — это высокочувствительные приемники собственного радиотеплового излучения объектов исследования в радиодиапазоне. Такие области науки и техники, как радиоастрономия, дистанционное зондирование Земли, радиотеплолокация и многие другие не обходятся в своих исследованиях без радиометрических методов получения информации. Существует большое разнообразие структурных схем радиометрических устройств, к основным из которых относят компенсационные, модуляционные и нулевые. Оптимальный синтез таких радиометров и исследования их предельных показателей качества выполнены в [1–3]. При решении оптимизационных задач предполагалось, что до начала работы выполнены измерения коэффициента усиления K_0 и яркостной температуры внутренних шумов приемника T_n° . Эти параметры необходимы для корректной интерпретации результатов радиометрических измерений — установления взаимно однозначного соответствия между яркостной температурой исследуемого элемента пространства и выходными показаниями радиометрической системы [4]. Известны методы оценки K_0 и T_n° , заключающиеся в поочередном подключении ко входу приемника эталонных источников сигналов с точно заданными температурами и измерении соответствующих выходных напряжений. Для более точного определения коэффициента усиления K_0 величины эталонных температур должны значительно отличаться друг от друга. На практике используют так называемые “холодные” и “горячие” источники. В результате, выходные напряжения в одноканальном радиометре можно представить в виде

$$Y_{out\ cold} = K_0^2(T_{cold}^\circ + T_n^\circ); \quad (1)$$

$$Y_{out\ hot} = K_0^2(T_{hot}^\circ + T_n^\circ), \quad (2)$$

где T_{cold}° — яркостная температура “холодного” источника излучения, T_{hot}° — яркостная температура “горячего” источника излучения, $Y_{out\ cold}$ — выходное напряжение радиометра при под-

ключении источника с низкой температурой и $Y_{out\ hot}$ — выходное напряжение радиометра при подключении источника с высокой температурой.

Из двух независимых уравнений (1) и (2) параметры T_n° и K_0^2 определяются следующим образом:

$$K_0^2 = \frac{Y_{out\ hot} - Y_{out\ cold}}{T_{hot}^\circ - T_{cold}^\circ}; \quad (3)$$

$$T_n^\circ = \frac{Y_{out\ cold}T_{hot}^\circ - Y_{out\ hot}T_{cold}^\circ}{Y_{out\ hot} - Y_{out\ cold}}. \quad (4)$$

Величины T_{hot}° и T_{cold}° выбираются из специфики решаемой задачи в той или иной области науки. Например, в метеорологии [5] радиояркостная температура изменяется от 2,7 К до 300 К, соответственно, температуры эталонных источников удовлетворяет границам этого диапазона. В качестве высокотемпературного эталона часто используют газоразрядные лампы и высокостабильные генераторы шума. Для создания низких температур ко входу радиометра подключают нагрузку, которая охлаждается криогенными жидкостями. При использовании радиометрических устройств на летательных аппаратах, особенно на беспилотных носителях, возникает проблема с обслуживанием эталонных источников. Для упрощения технической реализации измерений в качестве “холодного” источника используется низкая температура неба ($T_{Acold}^\circ \approx 2,7\text{ К}$), а в качестве “горячего” согласованная волновая нагрузка.

Оценки антенной температуры в одноканальных радиометрах смещены из-за нестабильности коэффициента усиления и постоянных вариаций мощности внутренних шумов. Это приводит к ошибочной интерпретации результатов измерений. Для повышения точности оценки антенной температуры T_A° , измерения K_0 и T_n° должны выполняться периодически, через интервалы времени меньшие, чем время корреляции соответствующих вариаций.

Описанный классический подход к оценке яркостной температуры внутреннего шума и коэффициента усиления приемника получен из

эвристических рассуждений и обобщения инженерного опыта, а не из теории статистических решений. Следовательно, актуальной задачей является синтез оптимального алгоритма оценки неизвестных параметров линейных уравнений (1) и (2) по результатам измерений выходных эффектов $Y_{out\ cold}$ и $Y_{out\ hot}$.

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Методом максимального правдоподобия на интервале времени $(0, T)$ необходимо дать оптимальную оценку яркостной температуры внутренних шумов T_n° приемника и его коэффициента усиления K_0 при условии, что ко входному тракту радиометра периодически подключаются источники эталонного сигнала с заданными яркостными температурами $(T_{hot}^\circ, T_{cold}^\circ)$.

2. ИСХОДНЫЕ СООТНОШЕНИЯ

Для решения поставленной задачи необходимо сформировать два независимых уравнения наблюдения. Для получения таких уравнений в одноканальном радиометре будем использовать модулятор, периодически подключающий ко входу эталонные источники с заданными температурами T_{hot}° и T_{cold}° . Сигналы “горячего” источника $\xi_{hot}(t)$ и “холодного” источника $\xi_{cold}(t)$, а также внутренний шум приемника $\eta(t)$ — белые гауссовские шумы с заданными спектральными плотностями мощности (СПМ) $\frac{N_{0h}}{2}$, $\frac{N_{0c}}{2}$ и $\frac{N_{0n}}{2}$. Поочередно, с частотой модуляции, сигналы от эталонных источников смешиваются с внутренними шумами приемника, усиливаются и проходят линейную часть радиометра (ЛЧП) с заданной импульсной характеристикой $h(\tau)$.

Уравнение наблюдения, описывающее сигналы на выходе додетекторной части радиометра, имеет вид

$$u(t) = K_0 [m(t)s_{hot}(t) + [1 - m(t)]s_{cold}(t) + n(t)] + n_r(t), \quad (5)$$

где $s_{hot}(t)$, $s_{cold}(t)$ и $n(t)$ — сигналы $\xi_{hot}(t)$, $\xi_{cold}(t)$ и $\eta(t)$ прошедшие ЛЧП,

$$m(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t < 0,5T; \\ 0, & 0,5T \leq t < T, \end{cases} \quad (6)$$

где T — время наблюдения, $n_r(t)$ — регуляризирующий шум малой мощности, исключающий сингулярности при решении обратных задач.

Запишем *статистические характеристики* уравнения наблюдения и всех его составляющих:

1) рассматриваемые процессы — это взаимно-некоррелированные

$$\langle s_{hot}(t_1)n(t_2) \rangle = 0, \quad \langle s_{cold}(t_1)n(t_2) \rangle = 0,$$

$$\langle s_{hot}(t_1)n_r(t_2) \rangle = 0, \quad \langle s_{cold}(t_1)n_r(t_2) \rangle = 0,$$

$$\langle s_{hot}(t_1)s_{cold}(t_2) \rangle = 0, \quad \langle n(t_1)n_r(t_2) \rangle = 0$$

гауссовские шумы с нулевым средним

$(\langle s_{hot}(t_1) \rangle = 0, \langle s_{cold}(t_1) \rangle = 0, \langle n(t) \rangle = 0, \langle n_r(t) \rangle = 0)$. Здесь $\langle \cdot \rangle$ — знак статистического усреднения;

2) автокорреляционные функции имеют вид:

$$\langle s_{hot}(t_1)s_{hot}(t_2) \rangle = 0,5 N_{0h} R_h(\tau); \quad (7)$$

$$\langle s_{cold}(t_1)s_{cold}(t_2) \rangle = 0,5 N_{0c} R_h(\tau); \quad (8)$$

$$\langle n(t_1)n(t_2) \rangle = 0,5 N_{0n} R_h(\tau); \quad (9)$$

$$\langle n_r(t_1)n_r(t_2) \rangle = 0,5 N_{0r} \delta(\tau), \quad (10)$$

где

$$R_h(\tau) = R(t_1 - t_2) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t_1 - t_3)h(t_2 - t_3)dt_3$$

корреляционная функция импульсной характеристики ЛЧП, N_{0r} — СПМ регуляризирующего шума, $\delta(\tau)$ — дельта-функция. Предполагается, что СПМ регуляризирующей добавки значительно меньше СПМ эталонных сигналов $N_{0r} \ll N_{0h}$, $N_{0r} \ll N_{0c}$ и внутреннего шума радиометра $N_{0r} \ll N_{0n}$.

Яркостные температуры подключаемых источников, внутреннего шума и регуляризирующей добавки связаны с соответствующими энергетическими спектрами следующими соотношениями:

$$N_{0h} = k_B T_{hot}^\circ, N_{0c} = k_B T_{cold}^\circ, N_{0n} = k_B T_n^\circ, N_{0r} = k_B T_r^\circ, \quad (11)$$

где k_B — постоянная Больцмана.

При решении оптимизационных задач методом максимума функционала правдоподобия требуется знание корреляционной функции наблюдения. Получим ее в следующем виде:

$$R_u(t, \tau, \vec{\lambda}) = 0,5 k_B K_0^2 \left[m^2(t) T_{hot}^\circ + [1 - m(t)]^2 T_{cold}^\circ + T_n^\circ \right] \times \\ \times R_h(\tau) + 0,5 k_B T_r^\circ \delta(\tau). \quad (12)$$

Используя обобщенную теорему Хинчена-Винера [6], найдем мгновенную СПМ

$$G(f, t_1, \vec{\lambda}) = \int_{-\infty}^{\infty} R_u(t, \tau, \vec{\lambda}) e^{-j2\pi f \tau} d\tau = \\ = 0,5 k_B K_0^2 \left[m^2(t) T_{hot}^\circ + [1 - m(t)]^2 T_{cold}^\circ + T_n^\circ \right] \times \\ \times \left| \dot{K}_H(j2\pi f) \right|^2 + 0,5 k_B T_r^\circ. \quad (13)$$

3. РЕШЕНИЕ ОПТИМИЗАЦИОННОЙ ЗАДАЧИ

Решение оптимизационной задачи получим методом максимума функционала правдоподобия. Оптимальные алгоритмы оценок параметров $\vec{\lambda} = \|\lambda_1, \lambda_2\| = \|\lambda_\mu\| = \|T_n^\circ, K_0\|$ находим из решения уравнения

$$\frac{\partial \ln p[u(t) | \vec{\lambda}]}{\partial \lambda_\mu} \bigg|_{\hat{\lambda}_\mu = \lambda_{\mu, true}} = 0, \quad (14)$$

где $\vec{\lambda}$ — вектор искомых параметров; $\hat{\lambda}_\mu$ и $\lambda_{\mu, true}$ — оценочное и истинное значения параметров;

$$p[u(t)|\vec{\lambda}] = k(\vec{\lambda}) \exp \left\{ -\frac{1}{2} \int_0^T \int_0^T u(t_1) W_u(t_1, t_2, \vec{\lambda}) u(t_2) dt_1 dt_2 \right\} - \quad (15)$$

условная плотность вероятности наблюдения $u(t)$ при фиксированном параметре $\vec{\lambda}$ (функционал правдоподобия); $W_u(t_1, t_2, \vec{\lambda})$ — функция, обратная корреляционной функции $R_u(t_1, t_2, \vec{\lambda})$, которая находится из интегрального уравнения обращения

$$\int_0^T R_u(t_1, t_2, \vec{\lambda}) W_u(t_2, t_3, \vec{\lambda}) dt_2 = \delta(t_1 - t_3); \quad (16)$$

$k(\vec{\lambda})$ — параметр, зависящий от $\vec{\lambda}$; $\frac{\partial}{\partial \lambda_\mu}$ — знак частной производной по параметру λ_μ .

Подставив выражение (15) в (14) и вычислив производную, получим алгоритм оценки радиояростной температуры внутреннего шума T_n°

$$T_n^\circ = \frac{2}{k_B K_0^2 T \Delta F} \int_0^T u_W^2(t) dt - \left(T_{hot}^\circ \frac{\Delta F_{T_{hot}^\circ + T_n^\circ}}{\Delta F} + T_{cold}^\circ \frac{\Delta F_{T_{cold}^\circ + T_n^\circ}}{\Delta F} \right), \quad (17)$$

и коэффициента усиления приемника K_0 в одноканальном СВЧ радиометре

$$K_0 = \left\{ \frac{2}{k_B (T_{hot}^\circ - T_{cold}^\circ)} \times \left(\frac{1}{T \Delta F_{T_{hot}^\circ + T_n^\circ}} \int_0^T m(t) u_{W, T_{hot}^\circ + T_n^\circ}^2(t) dt - \frac{1}{T \Delta F_{T_{cold}^\circ + T_n^\circ}} \int_0^T [1 - m(t)] u_{W, T_{cold}^\circ + T_n^\circ}^2(t) dt \right) \right\}^{1/2}, \quad (18)$$

где

$$2\Delta F = \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{K}_H(j2\pi f)|^2 |\dot{K}_W(j2\pi f)|^2 df - \quad (19)$$

ширина полосы двухсторонней частотной характеристики ЛЧП радиометра после согласованного и декоррелирующего фильтров;

$$2\Delta F_{T_{hot}^\circ + T_n^\circ} = \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{K}_H(j2\pi f)|^2 |\dot{K}_W(j2\pi f, T_{hot}^\circ + T_n^\circ)|^2 df - \quad (20)$$

ширина полосы двухсторонней частотной характеристики ЛЧП радиометра после согласованного и декоррелирующего фильтра, настроенного на эталонный сигнал высокой температуры T_{hot}° ;

$$2\Delta F_{T_{cold}^\circ + T_n^\circ} = \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{K}_H(j2\pi f)|^2 |\dot{K}_W(j2\pi f, T_{cold}^\circ + T_n^\circ)|^2 df - \quad (21)$$

ширина полосы двухсторонней частотной характеристики ЛЧП радиометра после согласованного и декоррелирующего фильтра, настроенного на эталонный сигнал низкой температуры T_{cold}° ;

$$|\dot{K}_W(j2\pi f)|^2 = |\dot{K}_H(j2\pi f)|^2 G^{-2}(f, \hat{\lambda}) - \quad (22)$$

частотная характеристика декоррелирующего фильтра;

$$|\dot{K}_W(j2\pi f, T_{hot}^\circ + T_n^\circ)|^2 = |\dot{K}_H(j2\pi f)|^2 G^{-2}(f, T_{hot}^\circ + T_n^\circ, \hat{\lambda}) - \quad (23)$$

частотная характеристика декоррелирующего фильтра, настроенного на эталонный сигнал высокой температуры T_{hot}° ;

$$|\dot{K}_W(j2\pi f, T_{cold}^\circ + T_n^\circ)|^2 = |\dot{K}_H(j2\pi f)|^2 G^{-2}(f, T_{cold}^\circ + T_n^\circ, \hat{\lambda}) - \quad (24)$$

частотная характеристика декоррелирующего фильтра, настроенного на эталонный сигнал низкой температуры T_{cold}° ;

$u_W(t)$ — уравнение наблюдения декоррелированное в фильтре с частотной характеристикой (22).

Таким образом из алгоритма (17) следуют следующие оптимальные операции оценки T_n° :

- декорреляция уравнения наблюдения $u_W(t)$;
- квадратичное детектирование $u_W^2(t)$;
- усреднение на интервале времени T и в

диапазоне частот $\Delta F \left(\frac{1}{T \Delta F} \int_0^T u_W^2(t) dt \right)$;

— нормировка относительно коэффициента усиления приемника и преобразование полученной СПМ к яркостной температуре (умножение на коэффициент $2/k_B K_0^2$);

— компенсация радиояростной температуры эталонных источников

$$\left(T_{hot}^\circ \frac{\Delta F_{T_{hot}^\circ + T_n^\circ}}{\Delta F} + T_{cold}^\circ \frac{\Delta F_{T_{cold}^\circ + T_n^\circ}}{\Delta F} \right).$$

Данные операции, за исключением декорреляции наблюдения, полностью совпадают с компенсационным радиометром [1]. Если в процессе обработки не использовать декоррелирующий фильтр, то получим квазиоптимальный алгоритм оценки T_n°

$$T_n^\circ = \frac{2}{k_B K_0^2 T \Delta F} \int_0^T u^2(t) dt - (T_{hot}^\circ + T_{cold}^\circ). \quad (25)$$

В алгоритмах (17) и (25) требуется знание коэффициента усиления K_0 , для оценки которого необходимо выполнить следующие оптимальные операции:

— сигнал от “горячего” источника декоррелировать в фильтре $\dot{K}_W(j2\pi f, T_{hot}^\circ + T_n^\circ)$, пропустить через квадратичный детектор и усреднить на интервале времени определяемое модулирующей функцией $m(t)$ и в полосе частот $\Delta F_{T_{hot}^\circ + T_n^\circ}$;

— сигнал от “холодного” источника декоррелировать в фильтре $\dot{K}_W(j2\pi f, T_{cold}^\circ + T_n^\circ)$, пропустить через квадратичный детектор и усреднить

на интервале времени определяемое функцией $[1 - m(t)]$ и в полосе частот $\Delta F_{T_{\text{cold}} + T_{\text{r}}}$;

— выполнить вычитание оценок СПМ внутреннего шума T_n° и температуры эталонного источника T_{hot}° из оценки СПМ внутреннего шума T_n° и температуры эталонного источника T_{cold}° ;

— нормировка результата вычитания относительно разности температур эталонных источников $2 \left[k_B (T_{hot}^\circ - T_{cold}^\circ) \right]^{-1}$ и вычисление корня. Если

и в этом алгоритме не использовать декоррелирующий фильтр, то получим квазиоптимальный алгоритм оценки K_0 , сходный по своей структуре с модуляционным радиометром [8], реализующий вычитание яркостных температур двух эталонных источников

$$K_0 = \left\{ \frac{2}{k_B (T_{hot}^\circ - T_{cold}^\circ)} \times \left(\frac{1}{T \Delta F} \int_0^T m(t) u^2(t) dt - \frac{1}{T \Delta F} \int_0^T [1 - m(t)] u^2(t) dt \right) \right\}^{1/2} \quad (26)$$

4. СИНТЕЗ СТРУКТУРНОЙ СХЕМЫ

На рис. 1. показана структурная схема, реализующая алгоритм оптимального оценивания яркостной температуры внутренних шумов (25) и коэффициента усиления (26) радиометра.

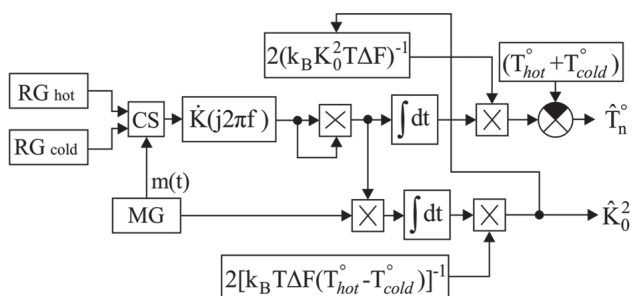


Рис. 1. Структурная схема оптимального измерителя T_n^o и K_0 в одноканальных СВЧ радиометрах

Схема на рис. 1 работает следующим образом. На вход приемника периодически через управляемый переключатель (Controlled Switch) подаются сигналы эталонных источников RG_{hot} и RG_{cold} . Генератор модулирующего сигнала (Modulation Generator) формирует сигнал $m(t)$, управляющий работой переключателя CS. Шумы “горячего” $\xi_{hot}(t)$ и “холодного” источника $\xi_{cold}(t)$ проходят додетекторную часть приемника с частотной характеристикой $\dot{K}(j2\pi f)$, где смешиваются с внутренними шумами $\eta(t)$ и усиливаются на величину K_0 . Первая оптимальная операция, присущая обоим алгоритмам, — квадратичное детектирование колебаний с выхода $\dot{K}(j2\pi f)$. Дальнейшая обработка разделяется на два канала: канал оценки яркостной температуры внутренних шумов и канал оценки коэффициента усиления. В первом выполняется интегрирование, нормировка на величину $2(k_R K_0^2 T \Delta f)^{-1}$ и

компенсация яркостных температур опорных источников ($T_{hot}^\circ + T_{cold}^\circ$). Во втором канале, после квадратичного детектирования, сигналы последовательно проходят синхронный детектор, интегратор и умножаются на коэффициент $2[k_B T \Delta F (T_{hot}^\circ - T_{cold}^\circ)]^{-1}$. Оценка $\hat{K}_0^2$ используется для формирования оценки $\hat{T}_n$.

5. ПРЕДЕЛЬНЫЕ ПОГРЕШНОСТИ ОЦЕНОК ПАРАМЕТРОВ

Предельные погрешности оценивания $\hat{K}_0^2$ и $\hat{T}_n^\circ$ получим обращением информационной матрицы Фишера, элементы которой имеют вид

$$\Phi_{\mu\nu} = - \left\langle \frac{\partial^2 \ln P[u(t) | \vec{\lambda}]}{\partial \lambda_\mu \partial \lambda_\nu} \right\rangle_{\vec{\lambda} = \vec{\lambda}_{\text{true}}} . \quad (27)$$

После дифференцирования по искомым параметрам функционала правдоподобия (15), вычисления среднего и обращения полученной матрицы, находим элементы ковариационной матрицы ошибок

$$\sigma_{T_n, T_n}^2 = \frac{4[T_{hot}^\circ + T_n^\circ]^2 [T_{cold}^\circ + T_n^\circ]^2}{T\Delta F(T_{hot}^\circ - T_{cold}^\circ)^2}, \quad (28)$$

$$R_{T_n^\circ, K_0} = \frac{-K_0 \left([T_{cold}^\circ + T_n^\circ] + [T_{hot}^\circ + T_n^\circ] \right) [T_{hot}^\circ + T_n^\circ] [T_{cold}^\circ + T_n^\circ]}{T \Delta F (T_{hot}^\circ - T_{cold}^\circ)^2}, \quad (29)$$

$$R_{K_0, T_n^\circ} = \frac{-K_0 \left([T_{cold}^\circ + T_n^\circ] + [T_{hot}^\circ + T_n^\circ] \right) [T_{hot}^\circ + T_n^\circ] [T_{cold}^\circ + T_n^\circ]}{T \Delta F \left(T_{hot}^\circ - T_{cold}^\circ \right)^2}, \quad (30)$$

$$\sigma_{K_0, K_0}^2 = \frac{K_0^2 \left([T_{cold}^\circ + T_n^\circ]^2 + [T_{hot}^\circ + T_n^\circ]^2 \right)}{2T\Delta F (T_{hot}^\circ - T_{cold}^\circ)^2}. \quad (31)$$

Элементы $\hat{\sigma}_{T_n^\circ, T_n^\circ}^2$ и $\hat{\sigma}_{K_0, K_0}^2$ соответствуют предельным дисперсиям (нижним границам) ошибок измерений параметров $\hat{T}_n^\circ$ и $\hat{K}_0^2$, а $R_{T_n^\circ, K_0} = R_{K_0, T_n^\circ}$ — взаимной ковариации оценок параметров. Из анализа выражений (28) и (31) следует, что предельные погрешности оценки мощности внутренних шумов и коэффициента усиления уменьшаются с увеличением времени наблюдения, полосы пропускания и разности $T_{hot}^\circ - T_{cold}^\circ$. Оценки $\hat{T}_n^\circ$ и $\hat{K}_0$ являются коррелированными (выражения (29) и (30)). Степень связи оценок искомых параметров уменьшается по мере увеличения времени наблюдения, полосы пропускания и разности $T_{hot}^\circ - T_{cold}^\circ$.

ВЫВОДЫ

В работе синтезированы оптимальные алгоритмы оценки яркостной температуры вну-

тренного шума и коэффициента усиления приемника в одноканальных СВЧ радиометрах. Оптимальные операции для оценки $\hat{T}_n^\circ$ повторяют структуру компенсационного радиометра, а оценки $\hat{K}_0$ — модуляционного. Разработана структурная схема оптимального алгоритма оценки $\hat{T}_n^\circ$ и $\hat{K}_0$. Получена ковариационная матрица ошибок, на главной диагонали которой находятся предельные дисперсии ошибок измерений параметров $\hat{T}_n^\circ$ и $\hat{K}_0^2$, а на побочной — взаимные ковариации их оценок.

Литература.

- [1] Волосюк В. К. Статистическая теория радиотехнических систем дистанционного зондирования и радиолокации: монография / В. К. Волосюк, В. Ф. Кравченко; под ред. В. Ф. Кравченко. — М.: Физматлит, 2008. — 704 с.
- [2] Volosyuk, V. K. Algorithms synthesis and potentiality analysis of optimum ultrawideband signal processing in the radiometric system with modulation / V. K. Volosyuk, V. V. Pavlikov, S. S. Zhyla // Antenna Theory and Techniques. ICATT'2011: III Intern. conf., Sept. 20–23, 2011, Kiev, Ukraine. — [Kiev], 2011. — P. 235–237.
- [3] Kravchenko V. F. Statistical Synthesis of Optimal and Quasi-optimal Chopper Radiometers [Electronic resource] / V. F. Kravchenko, V. K. Volosyuk, V. V. Pavlikov // Progress In Electromagnetics Research Symposium Proceedings. PIERS-2012, Aug. 19–23, 2012, Moscow, Russia. — [S. l.], 2012. — P. 50–54. — Режим доступа: <http://piers.org/piersproceedings/piers2012Proc.php>. — 26.02.2013.
- [4] Радиоизлучение Земли как планеты / А. Е. Башаринов, А. С. Гурвич, С. Т. Егоров. — М.: Наука, 1974. — 187 с.
- [5] Радиотеплолокация в метеорологии: монография / В. Д. Степаненко и др. — Л.: Гидрометеиздат, 1987. — 284 с.
- [6] Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Кн.1 / Б. Р. Левин. — М.: Советское радио, 1969. — 752 с.
- [7] Волосюк В. К. Оценка параметров сигналов в радиометре с двухкаскадным входным трактом / В. К. Волосюк, В. В. Павликов, С. С. Жила // Радиоэлектронні і комп'ютерні системи. — 2012. — № 3 (55). — С. 40–44.
- [8] Волосюк В. К. Статистический синтез оптимальных и квазиоптимальных одноантенных радиометров модуляционного типа / В. К. Волосюк, В. В. Павликов // Физические основы приборостроения. — 2012. — Т. 1, № 1. — С. 86–100.

Поступила в редколлегию 26.02.2014



Жила Семён Сергеевич, аспирант кафедры проектирования радиоэлектронных систем летательных аппаратов Национального аэрокосмического университета им. Н.Е. Жуковского «ХАИ». Научные интересы: статистическая теория радиотехнических систем.

УДК 621.396

Оптимальна оцінка яскравісної температури внутрішнього шуму та коефіцієнта підсилення приймача в одноканальних НВЧ радіометрах / С. С. Жила // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. — 2014. — Том 13. — № 1. — С. 88–92.

Синтезовані оптимальні та квазиоптимальні алгоритми оцінки яскравісної температури внутрішнього шуму та коефіцієнта підсилення приймача в одноканальних НВЧ радіометрах. Розроблена відповідна структурна схема оптимального вимірювача. Отриманий аналітичний вираз коваріаційної матриці граничних похибок оцінок шуканих параметрів.

Ключові слова: оптимізація, яскравісна температура внутрішнього шуму, коефіцієнт підсилення, граничні похибки вимірювань.

Лл.: 01. Бібліогр.: 08 найм.

UDC 621.396

Optimal estimation of the internal noise brightness temperature and gain of a receiver in singlechannel microwave radiometers / S. S. Zhyla // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. — 2014. — Vol. 13. — № 1. — P. 88–92.

Optimal and quasioptimal estimation algorithms of the internal noise brightness temperature and gain of a receiver in singlechannel microwave radiometers are synthesized. The corresponding block diagram of an optimal meter is developed. An analytical expression of the covariance matrix of the required parameters estimates limit errors is obtained.

Keywords: optimization, internal noise brightness temperature, receiver gain, limit errors of measurements.

Fig.: 01. Ref.: 08 items.

ПРИМЕНЕНИЕ КОМБИНАЦИИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ И КОНТАКТНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ ДЛЯ ВЫЧИСЛЕНИЯ СКОРОСТИ И ПРОБУКСОВКИ СЕЛЬСКОХОЗЯЙСТВЕННЫХ МАШИН

В. П. МАЛЬЦЕВ

Цель описанного в работе датчика — измерение абсолютной скорости и пробуксовки ведущих колес сельскохозяйственных агрегатов для оптимизации их работы. Для этого используется комбинация контактного и бесконтактного измерителей скорости. В работе были проведены натурные эксперименты разработанного комплекса на двух видах почв с вычислением значений истинной скорости и коэффициента пробуксовки.

Ключевые слова: радар, контактный датчик, 3D спектр, оптимизация работы, коэффициент пробуксовки.

ВВЕДЕНИЕ

Измерение скорости подвижных агрегатов возможно проводить несколькими способами. Контактный способ заключается в измерении скорости вращения колес с дальнейшим пересчетом в линейную скорость движения агрегата. Иной способ — радиолокационный, при котором датчик непосредственно измеряет скорость относительно подстилающей поверхности. Комбинация данных измерений находит применение в сельском хозяйстве, где одним из путей повышения урожайности является обеспечение равномерности посевов, опрыскивания и внесения удобрений, для чего необходимо контролировать скорость движения агрегата относительно подстилающей поверхности [1]. Однако показания традиционных датчиков скорости контактного типа V_c , основанных на измерении скорости вращения колес, отличаются значительной погрешностью, связанной с пробуксовкой и проседанием колес, которые определяются типом почвы, ее структурой и влажностью. Поэтому значительный интерес представляет применение бесконтактных радиолокационных датчиков, основанных, например, на измерении эффекта Доплера [2], обеспечивающих измерение абсолютного значения скорости движения V_R с высокой точностью.

При этом важным показателем оптимальности режима работы сельскохозяйственных машин является коэффициент пробуксовки $K_s = 1 - V_R/V_c$, знание которого позволяет выбирать наиболее экономный режим движения агрегата. Использование комбинации контактного и радиолокационного датчиков позволяет вычислить коэффициент пробуксовки как относительную разность показаний.

В связи с этим настоящая работа посвящена результатам разработки и предварительных испытаний комбинированного датчика на основе фотооптического датчика скорости контактного типа и дистанционного измерителя скорости в виде когерентного радара миллиметрового диапазона.

1. КОНТАКТНЫЙ ДАТЧИК СКОРОСТИ

Контактный датчик скорости (рис. 1, а) представляет собой металлический диск 1, расположенный между излучателем 2 и фотоприемником 3, которые закреплены на колесной оси. Диск содержит 60 прорезей (рис. 1, б), расположенных по внешнему периметру диска через 6° , которые модулируют световой поток, а его внешний вид приведен на рис. 2, а.

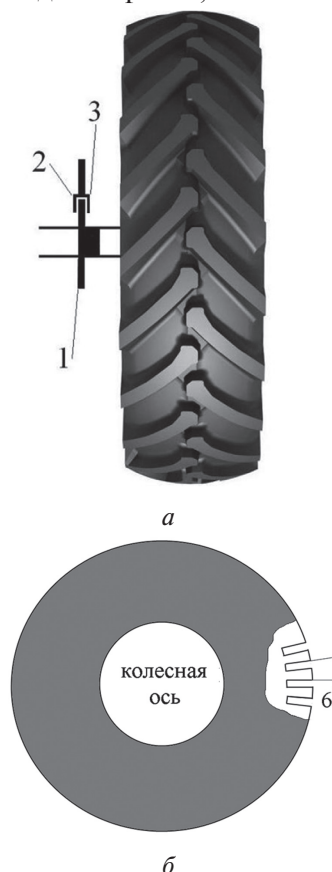
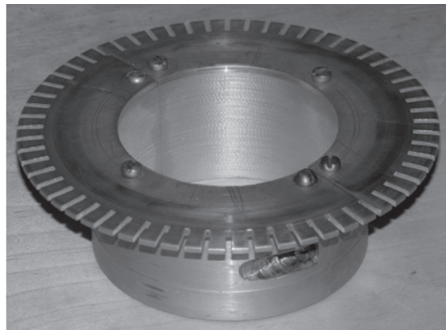


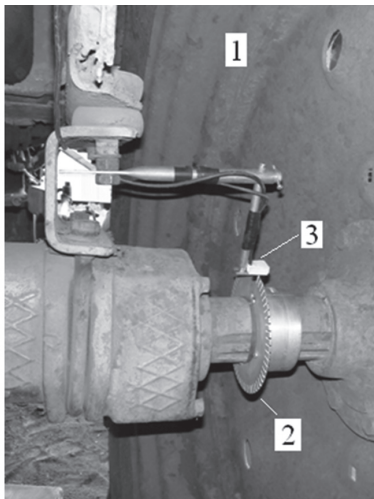
Рис. 1. Схема дискового модулятора (а) и его внешний вид (б)

Фотоприемник, закрепленный неподвижно на корпусе агрегата, считывает световые импульсы, которые передается в кабину посредством кабеля и записываются в регистрирующем устройстве. На рис. 2, б показано расположение

контактного датчика на тракторе типа ЮМЗ, где 1 — колесо, 2 — модуляционный диск, 3 — фотооптический датчик.



а



б

Рис. 2. Вид модуляционного диска (а) и расположение контактного датчика (б)

Вычисление скорости движения агрегата с помощью контактного датчика осуществляется с помощью следующего выражения

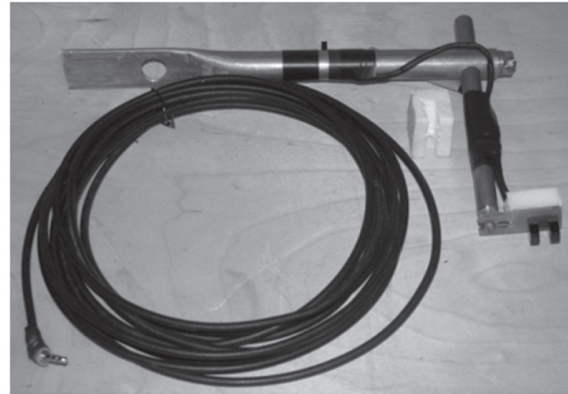
$$V_c = 3,6 \cdot \left(\frac{\pi \cdot D}{\Delta t \cdot N} \right), \quad (1)$$

где D , м — диаметр колеса, Δt , с — период следования импульсов на выходе фотоприемника, N — количество прорезей. Общий вид фотодатчика, состоящего из оптоэлектронной пары, блока питания и несущей конструкции приведен на рис. 3, а, а осциллограмма выходных импульсов показана на рис. 3, б.

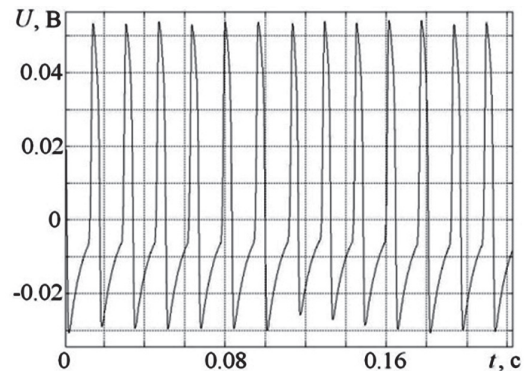
Для проверки погрешности контактного датчика использовался механический стенд, который обеспечивал фиксированную скорость вращения диска ≈ 60 об/мин. Это соответствует средней скорости движения агрегата (1) $\bar{V}_c = 17,43$ км/ч, причем для повышения точности измерения выходные сигналы усреднялись на интервале 0,5 с.

На рис. 4 приведена зависимость измеренной скорости от времени, флуктуации которой обусловлены конечным количеством прорезей по периметру модуляционного диска и погрешностью их изготовления, тем не менее, как показали проведенные измерения, среднеквадра-

точное отклонение (СКО) измерения скорости на испытательном стенде не превышает 0,3%.



а



б

Рис. 3. Внешний вид фотодатчика (а), осциллограмма выходных импульсов (б)

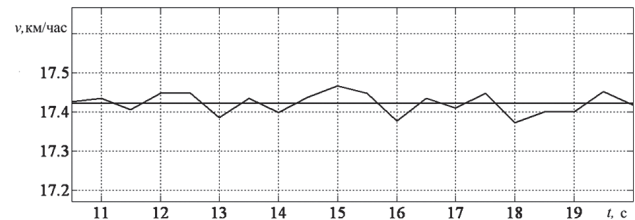


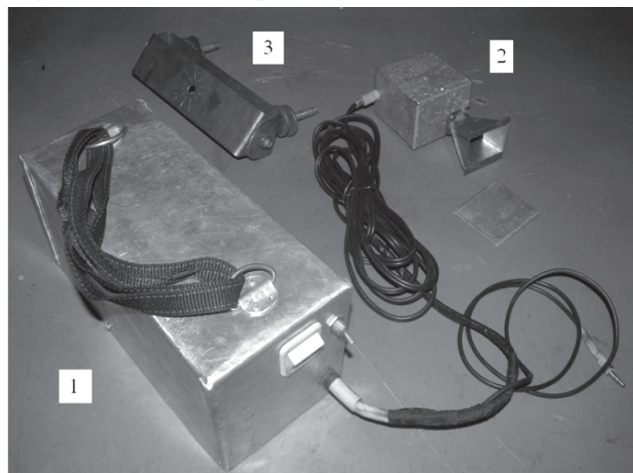
Рис. 4. Флуктуации скорости движения, измеренной контактным датчиком

2. РАДИОЛОКАЦИОННЫЙ ДАТЧИК СКОРОСТИ

Для проведения экспериментальных исследований использован датчик скорости, разработанный и изготовленный на основе доплеровского радара [3], работающего в режиме непрерывного излучения и собранного по гомодинной схеме. В качестве генератора применяется лавинно-пролетный диод (ЛПД) в диапазоне 8 мм с выходной мощностью ≈ 12 мВт, рупорная антенна обеспечивает ширину диаграммы направленности (ДН) 10° по уровню -3 дБ, а принятые сигналы доплеровской частоты после усиления в приемном устройстве подаются на цифровое регистрирующее устройство, тактовая частота которого составляет 32 кГц.

На рис. 5, а показаны компоненты разработанного радиолокационного датчика, включая портативный блок питания 1, приемо-переда-

щее устройство 2 и кронштейн для крепления радара 3. Радар крепится в носовой части колесного тракторного агрегата типа ЮМЗ на высоте ≈ 1 м (рис. 5, б), угол наклона антенны отсчитывается от горизонтали и может регулироваться в пределах $\alpha=30^\circ, 45^\circ$ и 60° , причем плоскость поляризации рупорной антенны может устанавливаться вертикально или горизонтально.



а



б

Рис. 5. Общий вид измерительного радара с устройством крепления (а): 1 – БП радара, 2 – приемопередатчик; 3 – крепежное устройство; расположение радара на тракторе (б)

Однако в реальной ситуации отраженный сигнал представляет собой сложный амплитудно- и частотно-модулированный сигнал, текущий спектр которого сложным образом перемещается в частотно-временной области, типичный пример которого приведен на рис. 6.

Поэтому обработку подобного сигнала естественно осуществлять в частотно-временной плоскости [4] путем вычисления так называемого 3D-спектра в виде последовательности кратковременных энергетических спектров в моменты времени $t \in [t_n, t_n + \tau]$ на интервале длительности окна τ [4]. Подобное представление отражает распределение энергии отраженного сигнала в плоскости “частота-время” и впервые предложено Д. Габором для распознавания речевых сигналов [5].

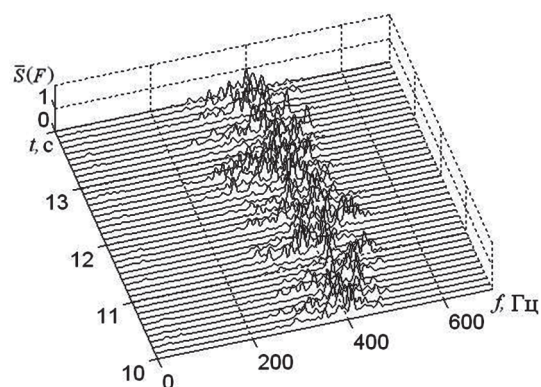


Рис. 6. 3D-спектр сигнала, отраженного от подстилающей поверхности при движении транспорта

Для оценки усредненного значения скорости агрегата на длительности окна τ вычисляется энергетический центр тяжести (ЭЦТ) спектра отраженных сигналов в виде отношения первых двух моментов кратковременного спектра [4, 6]

$$\bar{V}_R(t_n) = \frac{\lambda}{2} \cdot \frac{\int_0^\infty d\omega \omega S(t_n, \omega)}{\int_0^\infty d\omega S(t_n, \omega)} \cos \alpha. \quad (2)$$

Приведенная характеристика имеет простой физический смысл и описывает временную зависимость средней скорости движения транспорта в смысле центра тяжести спектральной плотности.

3. КАЛИБРОВКА КОМБИНИРОВАННОГО ДАТЧИКА СКОРОСТИ

Так как фактический диаметр колеса агрегата D отличается от его размеров в ненагруженном и неподвижном состоянии за счет веса агрегата, то использование выражения (1) приводит к заметным погрешностям. Поэтому проводилась калибровка контактного датчика с помощью радиолокационного датчика, ориентированного на эталонный уголкового отражателя параллельно подстилающей поверхности (рис. 7, а).

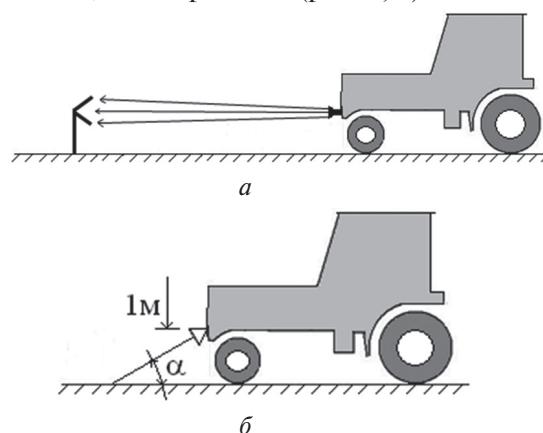


Рис. 7. Калибровки контактного датчика скорости

В этом случае радиолокационный датчик обеспечивает точное измерение частоты Доплера и, как следствие, прецизионное изме-

рение скорости движения $V = f_d \cdot \lambda / 2$, что позволяет уточнить диаметр нагруженного колеса D_0 , используя выражение

$$D_0 = \frac{\Delta t N}{7,2\pi} \lambda f_d. \quad (3)$$

Как показали измерения, эффективный диаметр нагруженного колеса в данном случае равнялся 149 см, в то время как геометрически измеренный диаметр равен 152,8 см.

С другой стороны, при измерении скорости с помощью радара, ось которого расположена наклонно к подстилающей поверхности, на выходе приемного устройства формируется сложный доплеровский сигнал, спектр которого описывается моделью [7]

$$S(f) = \exp \left\{ - \left[\frac{f - f_{d0} \frac{5,5\xi^2}{1 + 5,5\xi^2}}{\frac{2V}{\lambda} a_r \frac{1}{\sqrt{1 + 5,5\xi^2}}} \right]^2 \right\}, \quad (4)$$

где $f_{d0} = (2V_0/\lambda) \cos \alpha$ — значение доплеровской скорости для наклонно расположенной антенны радара (рис. 7, б), V_0 — линейная скорость агрегата, $a_r = 2\sigma_h/l_c$ — параметр шероховатости подстилающей поверхности, σ_h — среднеквадратичная высота шероховатостей, l_c — интервал корреляции шероховатостей, $\xi = a_r/\theta_a$ — отношение параметра шероховатости к ширине диаграммы направленности (ДН) антенны.

В соответствии с моделью (4) средняя частота спектра и его ширина зависят от шероховатости поверхности, как показано на рис. 8, где приведены примеры спектра отраженных сигналов для средней скорости движения агрегата $V_0 = 3$ м/с, угла визирования $\alpha = 45^\circ$, ширине ДН антенны $\theta_a = 10^\circ$ и параметре шероховатости поверхности $a_r = 0,2; 0,5$ и $0,8$ (кривые 1, 2 и 3 соответственно).

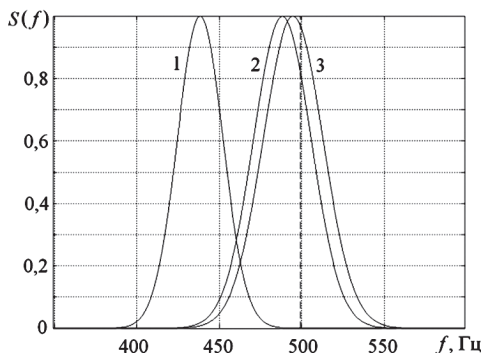


Рис. 8. Спектр сигналов, отраженных от подстилающей поверхности

Как видно, отличие центральной частоты спектра от истинного значения доплеровской частоты (пунктирная линия) может превышать 10%, причем отклонение всегда направлено в сторону низких частот. Указанная погрешность выражается через параметры радара и подстилающей поверхности в следующем виде [7]:

$$\frac{\Delta V}{V_0} = \frac{5,5\xi^2}{1 + 5,5\xi^2} - 1. \quad (5)$$

На рис. 9 приведена рассчитанная зависимость (5), которая показывает, что погрешность монотонно уменьшается с увеличением параметра ξ .

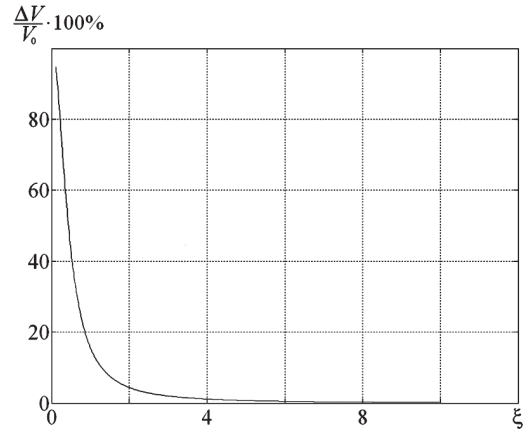


Рис. 9. Зависимость погрешности радиолокационного датчика от параметра ξ

Задавая погрешностью измерений $\leq 5\%$, нетрудно получить условие $\xi \geq 2$, которое накладывает ограничения на ширину ДН антенны $\theta_a \leq a_r/2$ и гарантирует слабую зависимость погрешности радиолокационных измерений скорости движения агрегата от шероховатости подстилающей поверхности. При этом следует отметить, что величина погрешности не зависит от угла визирования α , что важно при конструировании радиолокационного датчика.

Тем не менее, учитывая неопределенность в величине коэффициента шероховатости a_r , при практическом использовании описываемого датчика необходимым условием является калибровка радиолокационного датчика по показаниям предварительно откалиброванного контактного датчика (рис. 7, а).

При этом агрегат двигался по укатанной грунтовой дороге без нагрузки, что предполагает отсутствие пробуксовки, причем антенна радара ориентирована на подстилающую поверхность. Для вычисления истинной скорости $V_R = \frac{\lambda}{2} f_d \cos \alpha \cdot K_c$ вводился поправочный коэффициент K_c , значение которого находится путем минимизации функционала

$$\min \left\{ \int_0^T dt |V_R(t) - V_c(t)|^2 \right\}, \quad (6)$$

где $V_c(t)$ — показания контактного датчика.

На рис. 10 приведен пример подобной минимизации функционала (6), где скорости с выхода радара (гладкая кривая) и контактного датчика (пунктир) практически совпадают рис. 10, а, а относительная разность скоростей $\frac{V_R - V_c}{V_c}$ — показана на рис. 10, б.

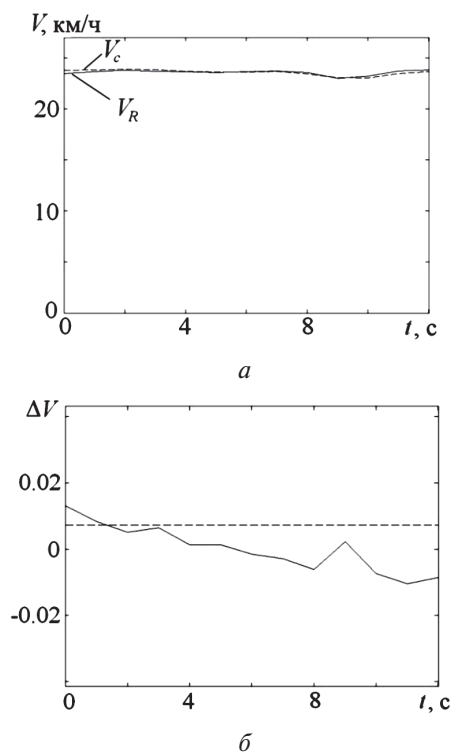


Рис. 10. Данные контактного и радиолокационного датчиков (а), относительная разность скоростей датчиков (б)

В результате проведенных вычислений значение коэффициента калибровки оказалось равным $K_c = 0,98$, что обеспечивает совпадение данных датчиков со среднеквадратичной погрешностью не более 0,8 %. Откалиброванный таким образом измерительный комплекс в дальнейшем использовался для измерения коэффициента пробуксовки тракторного агрегата с различными нагрузками и режимами движения и на разных почвах.

4. РЕЗУЛЬТАТЫ НАТУРНЫХ ЭКСПЕРИМЕНТОВ

При проведении натуральных измерений описанный измерительный комплекс устанавливался на тракторный агрегат колесного типа ЮМЗ (рис. 5, б), который двигался по грунтовой дороге и по полю после уборки урожая. В качестве нагрузки при движении по полю использовался культиватор, который приводил к пробуксовке ведущих колес агрегата.

На рис. 11, а приведены временные зависимости скорости движения трактора с выхода контактного датчика (пунктир) и радиолокационного датчика (сплошная кривая) при движении агрегата по грунтовой дороге.

Как видно, в условиях твердого дорожного покрытия данные контактного и радиолокационного датчиков совпадают с графической точностью и в пределах аппаратной погрешности $K_{пр}=0,008$, а среднеквадратичное значение коэффициента пробуксовки составляет $K_s=0,01$ (рис. 11, б).

На рис. 12, а приведены аналогичные данные, когда агрегат движется по полю после

уборки урожая. В этом случае наблюдается стабильная пробуксовка колес агрегата ($V_c > V_R$), а среднеквадратичное значение коэффициента пробуксовки $K_s=0,076$ (рис. 12, б) заметно превышает соответствующее значение в предыдущем случае и погрешность аппаратного комплекса

$$\delta_{\Delta V} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T dt |V_R - V_c|^2}.$$

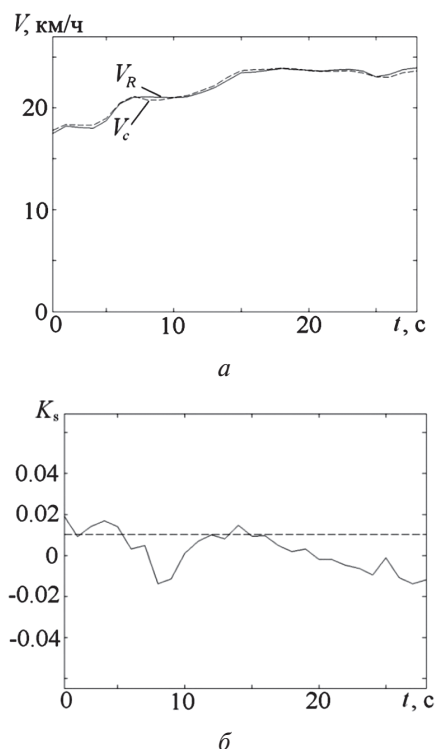


Рис. 11. Скорость (а) и коэффициент пробуксовки (б) при движении по грунтовой дороге

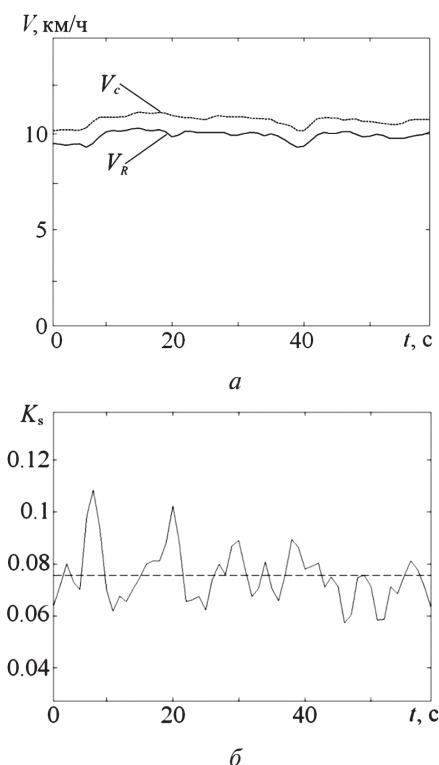


Рис. 12. Зависимости скорости (а) и коэффициента пробуксовки (б) при движении трактора по полю

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, разработанный комбинированный датчик скорости позволяет измерять тонкую структуру динамики движения сельскохозяйственных машин и, в частности, коэффициент пробуксовки агрегата.

В результате выполненных работ можно сделать следующие выводы:

1. Разработан и изготовлен фотооптический датчик контактного типа для измерения скорости колесного тракторного агрегата.

2. Экспериментально проведена калибровка контактного и радиолокационного датчиков и определены поправочные коэффициенты, необходимые для точного измерения абсолютной скорости движения и коэффициента пробуксовки.

3. Проведены натурные исследования разработанного комбинированного датчика скорости на двух типах грунтов и показано, что разработанный датчик обеспечивает измерение абсолютной скорости движения с погрешностью не хуже 0,8%, и коэффициента пробуксовки — 0,85%, причем основной вклад вносит погрешность измерения радиолокационного датчика.

Литература

- [1] Малорацкий Л. Г. Радарные измерители скорости машинно-тракторных агрегатов // Зарубежная радиоэлектроника. — 1986. — № 7. — С. 84–91.
- [2] Справочник по радиолокации: В 4 т. / Под ред. М. Скольника / Пер. с англ. под ред. К. Н. Трофимова. — М.: Сов. радио, 1978. — Т. 3: Радиолокационные устройства и системы / Под ред. А.С. Виницкого. — 528 с.
- [3] В. П. Мальцев, Г. И. Хлопов. Флуктуации когерентных сигналов миллиметрового диапазона при зондировании почвы с малых высот // Радиотехника, Изд-во ХНУРЭ. — Вып. 172, 2013. — С. 32–40.
- [4] Могила А. А., Хлопов Г. И., Шестопалов В. П. Траекторный спектральный анализ // Радиотехника. — Харьков: Изд-во Харьк. ун-та. — 1989. — Вып. 91. — С. 86–93.
- [5] Gabor D. Theory of Communication // J. IEE (London). — 1946. — Vol. 93, November. — P. 429–457.
- [6] Марпл С. Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения: Пер. с англ. — М.: Мир, 1990. — 584 с.

- [7] С. Г. Зубкович. Статистические характеристики радиосигналов отраженных от земной поверхности. — М.: Сов. Радио, 1968. — 224 с.

Поступила в редколлегию 5.03.2014



Мальцев Валентин Петрович, аспирант, младший научный сотрудник отдела физических основ радиолокации института радиофизики и электроники им. А. Я. Усикова НАН Украины. Научные интересы: зондирование земной поверхности, датчики для оптимизации работы сельскохозяйственных агрегатов.

УДК 319.61.126

Використання комбінації радіолокаційних та контактних вимірювань для розрахунку швидкості і пробуксовки сільськогосподарських машин / В. П. Мальцев // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. — 2014. — Том 13. — № 1. — С. 93–98.

У статті було розглянуто комбінований датчик швидкості і пробуксовки, метою якого є оптимізація роботи сільськогосподарських агрегатів. Були проведені натурні експерименти за допомогою даного комплексу з обчисленням істинної швидкості і коефіцієнта пробуксовки.

Ключові слова: радар, контактний датчик, 3D-спектр, оптимізація роботи, коефіцієнт пробуксовки.

Іл.: 12. Бібліогр.: 07 найм.

UDC 319.61.126

Use of a combination of radar and contact measurements for calculating speed and wheel slip of agricultural vehicles / V. P. Maltsev // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. — 2014. — Vol. 13. — № 1. — P. 93–98.

The aim of the sensor described in the paper is measuring the absolute speed and slip of traction wheels of agricultural aggregates to optimize their operation. A combination of contact and contactless speedometers is used for this purpose. Field experiments of the developed complex have been made on two soil types with calculation of true speed and slip coefficient values.

Keywords: radar, contact sensor, 3D spectrum, work optimization, slip coefficient.

Fig.: 12. Ref.: 07 items.

ЛОКАЦИЯ И НАВИГАЦИЯ

УДК 621.396.96

ОБНАРУЖЕНИЕ ПРОСТРАНСТВЕННО-ПРОТЯЖЕННОЙ ЦЕЛИ В МОНОИМПУЛЬСНОМ СУММАРНО-РАЗНОСТНОМ ПЕЛЕНГАТОРЕ

А. А. МОНАКОВ

Методом обобщенного отношения правдоподобия решается задача проверки статистической гипотезы о наличии сигнала пространственно-протяженной цели против альтернативы о наблюдении сигнала точечной цели. Дан вероятностный анализ качества обнаружения.

Ключевые слова: протяженная цель, моноимпульсный пеленгатор, обнаружение цели, обобщенное отношение правдоподобия.

В ряде локационных и связанных задач при приеме сигнала от некоторого источника требуется определить, является ли источник точечным или протяженным. Ответ на этот вопрос важен, например, для выбора алгоритмов обработки принимаемого сигнала. Сенсор, используемый для приема сигнала, должен быть при этом чувствительным к размеру источника. Одним из наиболее распространенных и хорошо изученных сенсоров, позволяющих измерять пространственную протяженность источника, является моноимпульсный пеленгатор [1]. В предлагаемой статье решается задача обнаружения пространственно-протяженной цели при радиолокационном наблюдении в суммарно-разностном моноимпульсном пеленгаторе.

Данная задача является задачей различения двух статистических гипотез: H_0 — наблюдаемая цель является протяженной и H_1 — наблюдаемая цель является точечной. Будем считать, что сигналы в каналах суммарно-разностного пеленгатора в случае справедливости гипотезы H_j , $j = 0, 1$ являются выборкой комплексного нормального процесса с нулевым математическим ожиданием и корреляционной матрицей

$$\mathbf{R}_j = P_j \begin{pmatrix} 1 & \theta_j \\ \theta_j & \theta_j^2 + \beta_j^2 \end{pmatrix}, \quad (1)$$

где $P_0 = P_1 = P_t + P_n$ — мощность сигнала в суммарном канале, P_t — средняя мощность сигнала цели, P_n — средняя мощность шума, $\theta_0 = \theta_1 = P_t \theta_t / (P_t + P_n)$,

$$\beta_0^2 = \frac{P_t(\beta_t^2 + \theta_t^2) + P_n}{P_t + P_n} - \left(\frac{P_t \theta_t}{P_t + P_n} \right)^2, \quad (2)$$

$$\beta_1^2 = \frac{P_t \theta_t^2 + P_n}{P_t + P_n} - \left(\frac{P_t \theta_t}{P_t + P_n} \right)^2,$$

θ_t — угловая координата цели, β_t — эффективная протяженность цели. Как следует из (2), един-

ственным параметром распределения принятого сигнала, который различается для рассматриваемых гипотез, является эффективная протяженность цели: в случае справедливости гипотезы H_1 $\beta_t = 0$. Другие параметры, такие как мощность принятого сигнала цели и угловая координата цели, считаются одинаковыми по обеим гипотезам. Поскольку параметры сигнала цели, P_t, θ_t, β_t для гипотезы H_0 и P_t, θ_t для гипотезы H_1 , являются неизвестными, для решения поставленной задачи используем обобщенное отношение правдоподобия [2, 3]

$$L(\mathbf{X}) = \frac{\max_{\Lambda_0} f(\mathbf{X} | H_0)}{\max_{\Lambda_1} f(\mathbf{X} | H_1)}, \quad (3)$$

где $f(\mathbf{X} | H_j)$, $j = 0, 1$ — плотность распределения наблюдаемой выборки отсчетов сигналов в каналах пеленгатора $\mathbf{X}$ при справедливости соответствующей гипотезы, $\Lambda_0 = (P_t, \theta_t, \beta_t)$ и $\Lambda_1 = (P_t, \theta_t)$ — векторы неизвестных параметров. Можно показать, что оценки максимального правдоподобия неизвестных параметров равны:

1. По гипотезе H_0

$$\begin{aligned} \hat{P}_t &= M^{-1}(a - P_n), \\ \hat{\theta}_t &= \frac{A}{a - P_n}, \\ \hat{\beta}_t^2 &= \frac{ab - A^2}{(a - P_n)^2}. \end{aligned} \quad (4)$$

2. По гипотезе H_1

$$\begin{aligned} \hat{P}_t &= [(a + b) + (a - b) \cos 2\hat{\theta}_t + 2A \sin 2\hat{\theta}_t - \\ &\quad - 2MP_n] \frac{\cos^2 \hat{\theta}_t}{2M}, \\ \hat{\theta}_t &= \frac{1}{2} \arctg \frac{2A}{a - b}, \end{aligned} \quad (5)$$

где $a = \sum_{m=1}^M |e_s[m]|^2$, $b = \sum_{m=1}^M |e_d[m]|^2$, $A = \sum_{m=1}^M \text{Re}\{e_s^*[m]e_d[m]\}$; $e_s[m]$ и $e_d[m]$, $m=1, \dots, M$ – отсчеты сигналов в суммарном и разностном каналах, M – объем выборки.

Подставляя (4) и (5) в (3), получим

$$L(\mathbf{X}) = C \left[\frac{e^\xi}{\xi + 1} \right]^M, \quad (6)$$

где C – не зависящая от наблюдаемой выборки постоянная и

$$\xi = \frac{1}{2MP_n} \left[(a+b) - \sqrt{(a-b)^2 + 4A^2} \right] - 1. \quad (7)$$

Таким образом, обобщенное отношение правдоподобия (6) является монотонно возрастающей функцией статистики ξ , которая, следовательно, может быть принята в качестве решающей.

Определим статистические характеристики случайной величины (7). Можно показать (см., например, [4]), что совместная плотность распределения вероятностей случайных величин a , b и A равна

$$f(a, b, A) = (ab - A^2)^{M-1,5} \times \exp \left\{ - \left[(\theta^2 + \beta^2)a - 2\theta A + b \right] / (P\beta^2) \right\} \times \frac{1}{\sqrt{\pi} (P\beta)^{2M} \Gamma(M) \Gamma(M-0,5)}, \quad (8)$$

где $P = P_j$, $\theta = \theta_j$ и $\beta = \beta_j$, $j=0,1$.

Произведя в (8) соответствующие замены переменных, после несложных преобразований получим плотность распределения случайной величины $x = \left[(a+b) - \sqrt{(a-b)^2 + 4A^2} \right] / 2P_n$, которая линейно связана с решающей статистикой (7):

$$f(x) = \frac{4\sqrt{\pi} x^{M-1,5} e^{-px}}{\Gamma(M) \Gamma(M-0,5) \left[(1+q^2)\beta^2 \right]^{2M}} \times \int_0^\infty r(2r+x)^{M-1,5} e^{-pr} I_0(cr) dr, x \geq 0, \quad (9)$$

где $p = (1 + \theta^2 + \beta^2) / \left[(1 + q^2)\beta^2 \right]$,

$c = \sqrt{(1 - \theta^2 - \beta^2)^2 + 4\theta^2} / \left[(1 + q^2)\beta^2 \right]$ и $q^2 = P_t/P_n$ – отношение сигнал/шум (ОСШ). Выражение (9) можно использовать для расчета порога обнаружения. Для этого в соответствии с (2) в (9) нужно положить $\theta = \theta_0$ и $\beta^2 = \beta_0^2$. При $q^2 \rightarrow \infty$ и малых отклонениях цели от равноточного направления ($\theta_i \ll 1$) данное распределение стремится к гамма-распределению вероятности с плотностью

$$g(x) = \frac{x^{M-1,5}}{\Gamma(M-0,5)} e^{-x}, x \geq 0. \quad (10)$$

В качестве иллюстрации этого на рис. 1 приведены плотности распределения решающей

статистики ξ для разных ОСШ при наблюдении точечной цели с угловой координатой $\theta_i = 0,25\theta_a$, где θ_a – ширина суммарной диаграммы направленности (ДН) антенны пеленгатора. Они получены математическим моделированием при количестве статистических испытаний $K = 300\,000$.

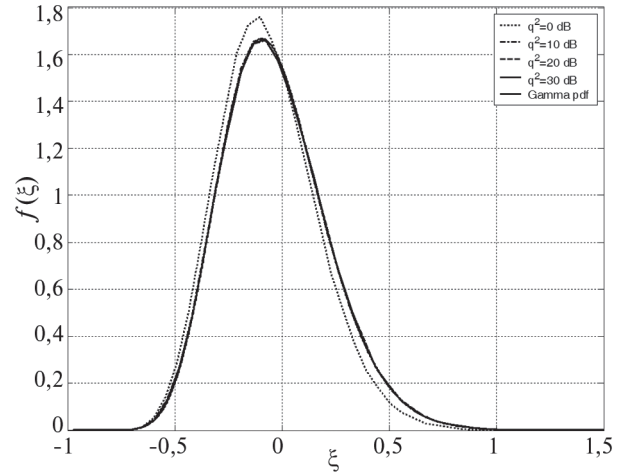


Рис. 1. Плотность распределения вероятности решающей статистики и ее аппроксимация

На рис. 2 в увеличенном масштабе представлены те же графики, но только для правого хвоста плотности распределения. Как следует из рисунков, аппроксимация (10) очень точна для $q^2 \geq 10$ дБ и в указанном диапазоне ОСШ может быть использована для вычисления порога обнаружения.

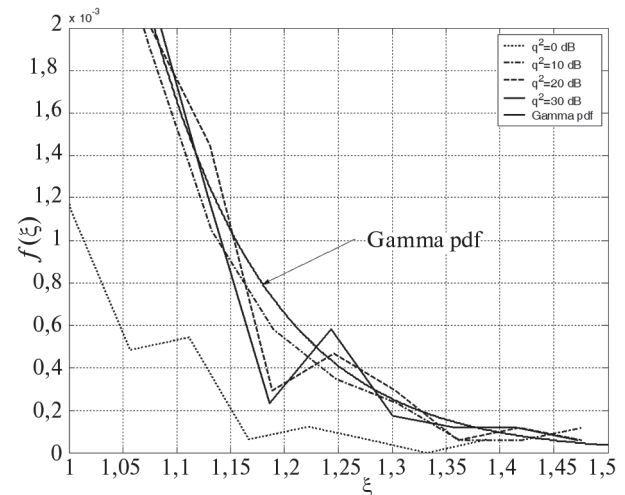


Рис. 2. Плотность распределения вероятности решающей статистики и ее аппроксимация: правый «хвост» плотности в увеличенном масштабе

На рис. 3 приведены характеристики обнаружения пространственно протяженной цели, эффективная протяженность которой меняется от 0,1 до 0,5 ширины ДН, также полученные методом математического моделирования. В ходе моделирования полагалось, что угловая координата цели равна $\theta_i = 0,25\theta_a$, а вероятность ошибки распознавания $F = 10^{-3}$. Из рисунка видно, что с увеличением протяженности цели пороговый

сигнал для $D=0,9$ уменьшается с $q^2=23$ дБ при $\beta_t=0,1\theta_a$ до $q^2=9$ дБ при $\beta_t=0,5\theta_a$.

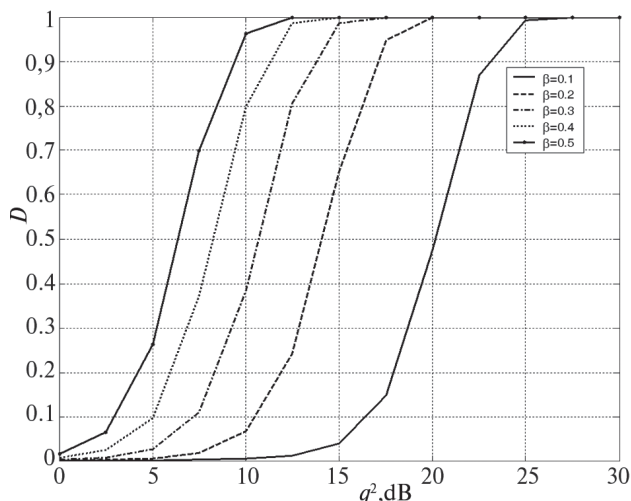


Рис. 3. Характеристики обнаружения пространственно протяженной цели при различных значениях эффективной протяженности

Таким образом, предложенная в работе решающая статистика (7) позволяет эффективно решить задачу обнаружения пространственно протяженной цели в моноимпульсных суммарно-разностных пеленгаторах.

Литература

- [1] Островитянов Р. В., Монаков А. А., Храменко Г. Н. Статистические характеристики составляющих комплексного моноимпульсного отношения // "Радиотехника и электроника", 1988, № 5. — С. 1088–1091.
- [2] Репин В. Г., Тартаковский А. Г. Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптация информационных систем. — М.: Сов. радио, 1977.
- [3] Kelly E. J. An adaptive detection algorithm // IEEE Transaction on Aerospace and Electronic Systems, vol. 22, p. 115-127, Mar. 1986.
- [4] Монаков А. А., Островитянов Р. В. Влияние шумов на точность оценивания положения центра протяженной цели // Изв. вузов: Радиоэлектроника, 1992, №5. — С. 39-44.

Поступила в редколлегию 20.01.2014

Монаков Андрей Алексеевич, доктор технических наук, профессор кафедры радиотехнических систем Санкт Петербургского университета аэрокосмического приборостроения (ГУАП). Научные интересы: радиолокация протяженных целей, цифровая обработка сигналов, исследование природных сред радиотехническими методами, вопросы управления воздушным движением.



УДК 621.396.96

Виявлення просторово-протяжної цілі в моноімпульсному сумарно-різницевому пеленгаторі / А. О. Монаков // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. — 2014. — Том 13. — № 1. — С. 99–101.

Методом узагальненого відношення правдоподібності вирішується завдання перевірки статистичної гіпотези про наявність сигналу просторово-протяжної цілі проти альтернативи про спостереження сигналу точкової цілі. Дано імовірнісний аналіз якості виявлення.

Ключові слова: протяжна ціль, моноімпульсний пеленгатор, виявлення цілі, узагальнене відношення правдоподібності.

Іл.: 03. Бібліогр.: 4 найм.

UDC 621.396.96

Detection of an extended radar target in a sum-and-difference monopulse direction finder / A. A. Monakov // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. — 2014. — Vol. 13. — № 1. — P. 99–101.

The problem of an extended target detection is considered in the paper. The problem is solved as a binary statistical test by generalized likelihood method. Probability analysis of the detection performance is presented.

Keywords: extended radar target, monopulse direction finder, target detection, generalized likelihood ratio.

Fig.: 03. Ref.: 4 items.

**ЖУРАВЛЕВ
АНАТОЛИЙ
КОНСТАНТИНОВИЧ**
(1937–2014)



С глубоким прискорбием сообщаем, что 30 января 2014 года на 77 году жизни после тяжелой и продолжительной болезни ушел из жизни доктор технических наук, профессор кафедры бортовой радиоэлектронной аппаратуры Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения (ГУАП), академик Академии Наук Прикладной Радиоэлектроники, Заслуженный деятель науки Российской Федерации, Заслуженный профессор ГУАП **Журавлев Анатолий Константинович**.

Анатолий Константинович родился 29 июня 1937 года в г. Новокузнецке Кемеровской области РФ. После окончания средней школы в г. Новокузнецке в 1954 году поступил в Ленинградский институт авиационного приборостроения (ЛИАП, в наст. время ГУАП) на радиотехнический факультет. С этого момента вся жизнь А. К. Журавлева была связана с этим высшим учебным заведением.

В 1962 году он поступил в аспирантуру ЛИАП. В 1967 года успешно защитил кандидатскую диссертацию на тему защиты приемных каналов РЛС от воздействия организованных негауссовских помех. С 1968 года А. К. Журавлев начал работу доцентом на кафедре радиотехнических систем. В дальнейшем наряду с преподавательской деятельностью он активно занимался научно-исследовательской работой, избрав главным направлением своей научной деятельности развитие теории и практики построения систем защиты РЛС от организованных помех. За практическую разработку и экспериментальные исследования в области помехозащищенности радиоэлектронных систем в 1981 году А. К. Журавлев был награжден орденом «Знак почета». В 1989 году А. К. Журавлев защитил докторскую диссертацию, темой которой была обработка сигналов в многоканальных радиолокационных системах. В 1990 году А. К. Журавлеву было присвоено ученое звание профессора по кафедре

радиотехнических систем. В должности профессора А. К. Журавлев продолжал работать на кафедре до последнего дня своей жизни.

Анатолий Константинович Журавлев являлся ведущим специалистом в мире по теории и технике адаптивной пространственно-временной обработки радиолокационных сигналов, лидером российской школы многоканальной радиолокации. Под его непосредственным руководством в ЛИАП были успешно выполнены научно-исследовательские и опытно-конструкторские работы, имевшие важное оборонное значение. За годы работы в ГУАП А. К. Журавлев опубликовал более 200 научных и учебно-методических работ. Его перу принадлежат две монографии по теории адаптивной обработки сигналов в многоканальных РЛС, которые стали настольными книгами специалистов в этой области на постсоветском пространстве. А. К. Журавлев является автором более 40 изобретений, за что он был награжден знаком «Изобретатель СССР». В 2000 г. по результатам научной и педагогической деятельности А. К. Журавлеву было присвоено звание «Заслуженный деятель науки Российской Федерации».

Вся жизнь этого замечательного человека была посвящена подготовке научных и инженерных кадров по любимой им специальности «Радиотехника». А. К. Журавлев выпустил 12 кандидатов технических наук, которые в настоящее время работают не только в РФ, но и за ее пределами. Присущие Журавлеву А.К. высокие человеческие качества, такие как широкая эрудиция, интеллигентность, глубокая порядочность и доброты снискали искреннее уважение у друзей, коллег по работе, студентов, всех тех, кто встречался с ним в жизни.

Память об Анатолии Константиновиче Журавлеве навсегда сохранится в наших сердцах.

Президиум АН ПРЭ

ПРИКЛАДНАЯ РАДИОЭЛЕКТРОНИКА

Научно-технический журнал

Ответственный секретарь

Е. Б. Исаева

Корректор

Е. Г. Троценко

Перевод на английский язык

К. Т. Умяров

Компьютерный дизайн и верстка

Е. Б. Исаева

Рекомендовано засіданням Бюро Президії Академії наук прикладної радіоелектроніки
(протокол № 1 від 27.03.2014 р.).

Рекомендовано Вченою радою Харківського національного університету радіоелектроніки
(протокол № 31 від 19.03.2014 р.).

Свідоцтво про державну реєстрацію КВ № 6037 від 09.04.2002 р.

Журнал включений до списку фахових видань ВАК України
з технічних наук
(постанова президії ВАК України № 1-05/2 від 10.03.2010),
з фізико-математичних наук (фізика)
(постанова президії ВАК України № 1-05/5 від 1.07.2010)

Підписано до друку 27.03.2014. Формат 60 × 84 ¹/₈.
Папір офсет. Друк офсет. Умов.-друк. арк. 11,9. Облік.-вид. арк. 11,5.
Тираж 300 прим. Ціна договірна.

Віддруковано в ТОВ «ДРУКАРНЯ МАДРИД»
61024, м. Харків, вул. Ольмінського, 11. Тел.: (057) 756-53-25
www.madrid.in.ua, e-mail: info@madrid.in.ua