

**2016 13TH INTERNATIONAL SCIENTIFIC-
TECHNICAL CONFERENCE ON ACTUAL
PROBLEMS OF ELECTRONIC INSTRUMENT
ENGINEERING (APEIE) – 39281
PROCEEDINGS**

APEIE – 2016

In 12 Volumes

Volume 12

Novosibirsk

2016

**ТРУДЫ XIII МЕЖДУНАРОДНОЙ НАУЧНО-
ТЕХНИЧЕСКОЙ КОНФЕРЕНЦИИ
АКТУАЛЬНЫЕ ПРОБЛЕМЫ
ЭЛЕКТРОННОГО ПРИБОРОСТРОЕНИЯ**

АПЭП – 2016

В 12 томах

Том 12

Новосибирск

2016

**2016 13TH INTERNATIONAL SCIENTIFIC-
TECHNICAL CONFERENCE ON ACTUAL
PROBLEMS OF ELECTRONIC INSTRUMENT
ENGINEERING (APEIE) – 39281
PROCEEDINGS**

APEIE – 2016

**ТРУДЫ XIII МЕЖДУНАРОДНОЙ НАУЧНО-
ТЕХНИЧЕСКОЙ КОНФЕРЕНЦИИ
АКТУАЛЬНЫЕ ПРОБЛЕМЫ
ЭЛЕКТРОННОГО ПРИБОРОСТРОЕНИЯ**

АПЭП – 2016

Sponsors:

Novosibirsk State Technical University
Siberian State Research Institute of Metrology

Спонсоры:

Новосибирский государственный технический университет
ФГУП “Сибирский государственный научно-исследовательский институт метрологии”



**2016 13TH INTERNATIONAL SCIENTIFIC-
TECHNICAL CONFERENCE ON ACTUAL
PROBLEMS OF ELECTRONIC INSTRUMENT
ENGINEERING (APEIE) PROCEEDINGS**

IEEE Catalog Number: CFP16471-PRT

ISBN: 978-5-7782-2991-4
978-5-7782-3003-3 (т. 12)

ISBN: 978-1-5090-4068-1

Information about proceedings placed in <http://apeie.conf.nstu.ru/apeie2016/>

© Novosibirsk State Technical University, 2016
© Новосибирский государственный
технический университет, 2016
© IEEE, 2016

**2016 13TH INTERNATIONAL SCIENTIFIC-
TECHNICAL CONFERENCE ON ACTUAL
PROBLEMS OF ELECTRONIC INSTRUMENT
ENGINEERING (APEIE) – 39281
PROCEEDINGS**

APEIE – 2016

In 12 Volumes

Volume 12

Novosibirsk, October 3-6, 2016

**ТРУДЫ XIII МЕЖДУНАРОДНОЙ НАУЧНО-
ТЕХНИЧЕСКОЙ КОНФЕРЕНЦИИ
АКТУАЛЬНЫЕ ПРОБЛЕМЫ
ЭЛЕКТРОННОГО ПРИБОРОСТРОЕНИЯ**

АПЭП – 2016

В 12 томах

Том 12

Новосибирск, 3-6 октября, 2016

ORGANIZERS ОРГАНИЗАТОРЫ КОНФЕРЕНЦИИ

	<p style="text-align: center;">Novosibirsk State Technical University Новосибирский государственный технический университет</p>
	<p style="text-align: center;">Institute of Electrical and Electronics Engineers Американский институт инженеров электротехники и электроники</p>
	<p style="text-align: center;">ФГУП “Сибирский государственный НИИ метрологии”</p>
	<p style="text-align: center;">Academy of Medical-Technical Sciences of Russian Federation Siberian Branch Академия медико-технических наук Российской Федерации СО</p>
	<p style="text-align: center;">A.S. Popov Siberian Scientific-Technical Society for Radio Engineering, Electronics and Telecommunications Сибирское научно – техническое общество радиотехники, электроники и связи им. А. С. Попова</p>
	<p style="text-align: center;">LLC «Power Electronic of Siberia» ООО «Силовая электроника Сибири»</p>
	<p style="text-align: center;">АО “НИИ измерительных приборов – Новосибирский завод имени Коминтерна” (АО “НПО НИИИП-НЗиК”)</p>

INTERNATIONAL PROGRAMME COMMITTEE МЕЖДУНАРОДНЫЙ ПРОГРАММНЫЙ КОМИТЕТ

Chairman:

Dr. A.A. Bataev, NSTU Rector, Dr.Sci., Prof.,
Novosibirsk, Russia.

Председатель:

Батаев А.А, д.т.н., проф., ректор НГТУ.

Vice-Chairman:

Dr. Yu.A. Palchun, Dr.Sci., Prof. of SSUTI,
Novosibirsk, Russia.

Заместитель председателя:

Пальчун Ю.А., д.т.н., проф., СИБГУТИ.

Members:

Dr. H. Weiss – Dr.Sci., Prof., Austria,
Dr. M. Kazmierkowski – Dr.Sci., Prof.,
Poland,
Dr. R. Strzelezki – Dr.Sci., Prof. Poland,
Dr. S.N. Bagaev – RAS academician, Dr.Sci.,
Novosibirsk, Russia,
Dr. M.B. Shtark – RMAS academician,
Dr.Sci., Novosibirsk, Russia,
Dr. Ye.B. Tsoi – Dr.Sci., Prof., Novosibirsk,
Russia,
Dr. V.A. Maistrenko – Dr.Sci., Prof., Omsk,
Russia,
Dr. N.D. Malyutin – Dr.Sci., Prof., Tomsk,
Russia,
Dr. A.B. Markhasin – Dr.Sci., Prof.,
Novosibirsk, Russia,
Dr. G.I. Peredelsky – Dr.Sci, Prof., KSTU,
Russia,
Dr. A.N. Sychev – Dr.Sci., Prof., Tomsk,
Russia,
Dr. G.Ya. Shaidurov – Dr.Sci., Prof.,
Krasnoyarsk, Russia.

Члены комитета:

Вайс Х. – д.т.н., проф., Австрия,
Казмиерковский М. – д.т.н., проф., Польша,
Стржелецки Р. – д.т.н., проф., Польша,
Багаев С.Н. – д.ф.-м.н., академик РАН,
Новосибирск,
Штарк М.Б. – д.б.н., академик РАМН,
Новосибирск,
Цой Е.Б. – д.т.н., проф., Новосибирск,
Майстренко В.А. – д.т.н., проф., Омск,
Малютин Н.Д. – д.т.н., проф., ТУСУР,
Мархасин А.Б. – д.т.н., проф., СибГУТИ,
Передельский Г.И. – д.т.н., проф., КГТУ,
Сычев А.Н. – д.т.н., проф., ТУСУР,
Шайдуров Г.Я. – д.т.н., проф., СФУ.

NATIONAL ORGANIZING COMMITTEE НАЦИОНАЛЬНЫЙ КОМИТЕТ

Chairpersons:

Dr. A.G. Vostretsov – NSTU Vice-Rector for research, Dr.Sci., Prof., Novosibirsk, Russia,
Dr. L.I. Lisitsyna – Dr.Sci., Prof., NSTU, Novosibirsk, Russia,
Dr. V.A. Khrustalev – Dean of REF, Dr.Sci., Prof., NSTU, Novosibirsk, Russia.

Vice-Chairmen:

Dr. V.K. Makukha – Dr.Sci., Prof., NSTU, Novosibirsk, Russia,
Dr. S.A. Kharitonov – Dr.Sci., Prof., NSTU, Novosibirsk, Russia,
Dr. G.V. Shuvalov – Cand.Sci, FSUI "SRIM", Novosibirsk, Russia.

Secretaries:

A.V. Sidorov – postgraduate student, NSTU, Novosibirsk,
Dr. D.O. Sokolova – Cand.Sci., Assoc.Prof., NSTU, Novosibirsk.

Members:

Dr. I.A. Bakhovtsev – Cand.Sci., Assoc.Prof., NSTU, Novosibirsk,
Dr. B.K. Bogomolov – Cand.Sci., Assoc.Prof., NSTU, Novosibirsk.
Dr. S.V. Brovanov – NSTU Vice-Rector for teaching process, Dr.Sci., Prof., Novosibirsk,
Dr. V.N. Vasyukov – Dr.Sci., Prof., NSTU, Novosibirsk,
Dr. N.I. Gorlov – Dr.Sci., Prof., SibSUTI, Novosibirsk,
Dr. V.A. Gridchin – Dr.Sci., Prof., NSTU, Novosibirsk,

Председатели:

Вострецов А.Г.– д.т.н., проф., проректор по научной работе, НГТУ,
Лисицына Л.И.– д.т.н., проф., НГТУ,
Хрусталеv В.А. – д.т.н., проф., декан факультета РЭФ, НГТУ.

Заместители председателей:

Макуха В.К. – д.т.н., проф., НГТУ,
Харитонов С.А. – д.т.н., проф., НГТУ,
Шуvalов Г.В. – к.т.н., директора ФГУП “СНИИМ”.

Секретари:

Сидоров А.В. – аспирант, НГТУ,
Соколова Д.О. – к.т.н., доц., НГТУ.

Члены комитета:

Баховцев И.А. – к.т.н., доц., НГТУ,
Богомолов Б.К. – к.ф-м.н., доцент, НГТУ.
Брованов С.В. – д.т.н., проф., проректор по учебной работе НГТУ,
Васюков В.Н. – д.т.н., проф., НГТУ,
Горлов Н.И. – д.т.н., проф., СибГУТИ,
Гриджин В.А. – д.т.н., проф., НГТУ,

Dr. G.N. Devyatkov – Dr.Sci., Prof., NSTU, Novosibirsk,	Девятков Г.Н. – д.т.н., проф., НГТУ,
Dr. E.V. Dragunova – Cand.Sci., Assoc.Prof., NSTU, Novosibirsk,	Драгунова Е.В. – к.э.н., доц., НГТУ,
Mr. V.A. Zhibinov – Vice-Dir. JSC “SPO SRIMD-NFn.a.C”, Novosibirsk,	Жибинов В.А. – зам.ген.дир.АО “НПО НИИИП-НЗиК”,
Dr. G.S. Zinoviev – Dr.Sci., Prof., NSTU, Novosibirsk,	Зиновьев Г.С. – д.т.н., проф., НГТУ,
Dr. A.V. Kiselev Dr.Sci., Prof., NSTU, Novosibirsk,	Киселев А.В. – д.т.н., проф., НГТУ,
Dr. B.Yu. Lemeshko – Dr.Sci., Prof., NSTU, Novosibirsk,	Лемешко Б.Ю. – д.т.н., проф., НГТУ,
Dr. G.V. Mamchev – Dr.Sci., Prof., SibSUTI, Novosibirsk,	Мамчев Г.В. – д.т.н., проф., СибГУТИ,
Dr. A.V. Morozov – Cand.Sci., NSTU, Novosibirsk,	Морозов А.В. – к.т.н., НГТУ,
Mr. N.P. Onishchenko – Vice- Chairman. of A.S. Popov SSTS REET,	Онищенко Н.П. – зам. Председателя СНТО РЭС им. А.С. Попова,
Dr. Yu.A. Pasyнков – Dr.Sci., Prof., NSTU, Novosibirsk,	Пасынков Ю.А. – д.т.н., проф., НГТУ,
Dr. V.P. Razinkin – Dr.Sci., Prof., NSTU, Novosibirsk,	Разинкин В.П. – д.т.н., проф., НГТУ,
Dr. M.A. Stepanov – Cand.Sci., Assoc.Prof., NSTU, Novosibirsk,	Степанов М.А. – к.т.н., доц., НГТУ,
Dr. A.A. Spektor – Dr.Sci., Prof., NSTU, Novosibirsk,	Спектор А.А. – д.т.н., проф., НГТУ,
Dr. S.V. Sputai – Cand.Sci., Assoc.Prof., NSTU, Novosibirsk,	Спутай С.В. – к.т.н., доц., НГТУ,
Dr. P.E. Troyan – Dr.Sci., Prof., TUSUR, Tomsk,	Троян П.Е. – д.т.н., проф., ТУСУР,
Dr. M.V. Khairullina – Dr.Sci., Prof., NSTU, Novosibirsk,	Хайруллина М.В. – д.э.н., проф., НГТУ,
Mr. A.A. Shevchenko – Director of LLC “Experimental Devices”,	Шевченко А.А. – ген. директор ООО “Опытные приборы”,
Dr. V.D. Yurkevich – Dr.Sci., Prof., NSTU, Novosibirsk,	Юркевич В.Д. – д.т.н., проф., НГТУ,
Dr. A.N. Yakovlev – Cand.Sci., Prof., NSTU, Novosibirsk.	Яковлев А.Н. – к.т.н., проф., НГТУ.

CONTENTS OF THE CONFERENCE PROCEEDINGS BY VOLUMES

Volume 1	Selected Papers in English
Volume 2	Electron-Physical Section (Solid-State, Vacuum and Plasma Electronics: Physical Processes, Technologies (including nanotechnologies and nanomaterials), Equipment, Devices
Volume 3. P. 1	Metrology and Metrological Instrumentation
Volume 3. P. 2	Measuring Units, Devices and Systems. Information Protection
Volume 4	Laboratory Equipment for Higher School
Volume 5	Lasers and Their Application. Medical Electronic Instrumentation
Volume 6	Radio Engineering (Image and Signal Processing and Modeling; Radio-Engineering Devices and Systems)
Volume 7	Telecommunications Design and Technology of Radio-Engineering Devices
Volume 8	Mathematical Simulation
Volume 9	Computer Engineering. Information Systems and Technologies
Volume 10	Power Electronics and Mechatronics Control Systems and Automatic Devices
Volume 11	Economic Aspects of High Technology Industries Development
Volume 12	Radiolocation, Radioelectronic Complexes and Systems

СОДЕРЖАНИЕ ТРУДОВ КОНФЕРЕНЦИИ ПО ТОМАМ

Том 1	Избранные труды на английском языке
Том 2	Электронно-физическая секция (твердотельная, вакуумная и плазменная электроника: физические процессы, технологии, (включая нанотехнологии и наноматериалы), оборудование, приборы)
Том 3. Ч. 1	Метрология и метрологическое обеспечение
Том 3. Ч. 2	Измерительные приборы, устройства и системы. Защита информации
Том 4	Лабораторное оборудование для высшей школы
Том 5	Лазеры и их применение. Медицинская электроника
Том 6	Радиотехника (обработка и моделирование сигналов и изображений; радиотехнические устройства и системы)
Том 7	Телекоммуникации Конструирование и технология радиоэлектронных средств
Том 8	Математическое моделирование
Том 9	Вычислительная техника. Информационные системы и технологии
Том 10	Силовая электроника и мехатроника Устройства автоматики и системы управления
Том 11	Экономические аспекты развития высокотехнологичных отраслей
Том 12	Радиолокация, радиоэлектронные комплексы и системы

Volume 12

**Radiolocation,
Radioelectronic Complexes and Systems**

Том 12

**Радиолокация,
радиоэлектронные комплексы и системы**

Section

**Radiolocation,
Radioelectronic Complexes and Systems**

Секция

**Радиолокация,
радиоэлектронные комплексы и системы**

Chairmen of the section

Mr. V.A. ZHIBINOV
Dr. A.V. KISELEV

Председатель секции

ЖИБИНОВ В.А.
д.т.н., проф. КИСЕЛЕВ А.В.

Secretary of the section

Dr. M.A. STEPANOV

Секретарь секции

к.т.н., доцент СТЕПАНОВ М.А.

Оценка Влияния Неидентичных Частотных Характеристик Приемных Каналов на Уровень Подавления Активных Помех

Евгений А. Воробьев,
аспирант НГТУ, АО «НПО НИИИП-НЗуК», г. Новосибирск, Россия

Аннотация – Получены соотношения, позволяющие оценить влияние неидентичности приемных каналов на уровень подавления радиопомех компенсатором сигналов, принимаемых боковыми лепестками диаграммы направленности антенны.

Ключевые слова – радиопомехи, компенсация помех.

I. ВВЕДЕНИЕ

НЕИДЕНТИЧНЫЕ частотные характеристики каналов приема приводят к декорреляции помехи на основном и компенсационном входах автокомпенсатора помех (АКП) и как следствие это приводит к ухудшению подавления активных помех в АКП [1].

В [2] была предложена модель внесения неидентичных частотных характеристик и проведено цифровое моделирование влияния неидентичных частотных характеристик приемных трактов на работу АКП. Моделирование показало, что неидентичные частотные характеристики приводят к существенному ухудшению коэффициента подавления активных помех.

Для дальнейшего исследования возможных путей уменьшения влияния неидентичных частотных характеристик (ЧХ), необходимо провести оценку влияния ЧХ на уровень подавления активных помех.

II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Целью работы является получение соотношений, позволяющих оценить влияние неидентичных АЧХ и неидентичных ФЧХ приемных каналов на уровень подавления активных радиопомех принимаемых боковыми лепестками диаграммы направленности антенны.

III. ТЕОРИЯ

Для снижения влияния неидентичных ЧХ каналов в [2] предложено разбивать всю полосу пропускания приемных каналов на ряд узких полос (будем называть эти полосы частот парциальными), используя для каждой из них отдельный АКП. Это позволит снизить влияние неидентичных ЧХ каналов.

Коэффициент подавления АКП рассчитывается по формуле:

$$K_p = \frac{1}{1 - |\rho|^2}, \quad (1)$$

где ρ – коэффициент взаимной корреляции помех в основном и компенсационном каналах [1].

Обозначим коэффициент передачи основного приемного канала $K_m(f)$. Коэффициент передачи дополнительного компенсационного канала $K_a(f)$. Тогда:

$$\rho = \frac{P_{ma}}{\sqrt{P_m P_a}}, \quad (2)$$

где:

P_{ma} – взаимная мощность помех на выходах основного и компенсационного каналов приемного тракта i -ой парциальной полосы;

$$P_{ma} = \int_{f_i}^{f_i + \Delta f} K_m(f) \cdot K_a^*(f) \cdot S(f) df, \quad (3)$$

P_m – мощность помехи на выходе основного канала i -ой парциальной полосы;

$$P_m = \int_{f_i}^{f_i + \Delta f} |K_m(f)|^2 \cdot S(f) df, \quad (4)$$

P_a – мощность помехи на выходе компенсационного канала i -ой парциальной полосы;

$$P_a = \int_{f_i}^{f_i + \Delta f} |K_a(f)|^2 \cdot S(f) df, \quad (5)$$

$S(f)$ – спектральная плотность мощности помехи на входах приемных каналов. Примем помеху, действующую на входах приемных каналов, белым шумом.

Т.к. каждая i -ая парциальная полоса частот узкая, то можно в общем случае представить коэффициент передачи основного канала $\dot{K}_m(f)$ и дополнительного приемного канала $\dot{K}_a(f)$ в виде полиномов второй степени:

$$\dot{K}_m(f) = (1 + \bar{a}_1 f' + \bar{a}_2 f'^2) \cdot e^{j\varphi_m(f)}, \quad (6)$$

$$\dot{K}_a(f) = (1 + \bar{b}_1 f' + \bar{b}_2 f'^2) \cdot e^{j\varphi_a(f)}, \quad (7)$$

где $f' = f - f_i$, f_i – левая граница полосы пропускания парциального канала;

$\bar{a}_1 = \frac{a_1}{a_0}$; $\bar{a}_2 = \frac{a_2}{a_0}$; $\bar{b}_1 = \frac{b_1}{b_0}$; $\bar{b}_2 = \frac{b_2}{b_0}$ – нормированные коэффициенты;

$\varphi_m(f), \varphi_a(f)$ – фазочастотные характеристики каналов.

$$\Delta\varphi(f) = \varphi_m(f) - \varphi_a(f) \quad (8)$$

Подставив (3) – (8) в (2) получим:

$$|\rho_i|^2 = \frac{\left| \int_{f_i}^{f_i+\Delta f} (1 + \bar{a}_1 f' + \bar{a}_2 f'^2)(1 + \bar{b}_1 f' + \bar{b}_2 f'^2) e^{j\Delta\varphi(f)} df \right|^2}{\int_{f_i}^{f_i+\Delta f} |1 + \bar{a}_1 f' + \bar{a}_2 f'^2|^2 df \cdot \int_{f_i}^{f_i+\Delta f} |1 + \bar{b}_1 f' + \bar{b}_2 f'^2|^2 df}$$

IV. ПОЛУЧЕННЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ

A. Неидентичные АЧХ

Рассмотрим сначала случай неидентичных АЧХ, т.е. $\Delta\varphi(f) = \varphi_m(f) - \varphi_a(f) \neq 0$ [4]

Частные случаи:

1. $\bar{a}_1 \neq 0, \bar{a}_2 = 0, \bar{b}_1 \neq 0, \bar{b}_2 = 0$.

$$|\rho_i|^2 = \frac{\left| \int_{f_i}^{f_i+\Delta f} (1 + \bar{a}_1 \cdot f') \cdot (1 + \bar{b}_1 \cdot f') df \right|^2}{\int_{f_i}^{f_i+\Delta f} |1 + \bar{a}_1 \cdot f'|^2 df \cdot \int_{f_i}^{f_i+\Delta f} |1 + \bar{b}_1 \cdot f'|^2 df}$$

Воспользовавшись [3], получим:

$$|\rho_i|^2 = 1 - \frac{x_1}{y_1};$$

$$x_1 = \left(\frac{1}{12}\bar{a}_1^2 + \frac{1}{12}\bar{b}_1^2 - \frac{1}{6}\bar{a}_1\bar{b}_1\right)\Delta f^2;$$

$$y_1 = 1 + (\bar{a}_1 + \bar{b}_1)\Delta f + \left(\frac{1}{3}\bar{a}_1^2 + \frac{1}{3}\bar{b}_1^2 + \bar{a}_1\bar{b}_1\right)\Delta f^2 + \frac{1}{3}(\bar{a}_1^2\bar{b}_1 + \bar{a}_1\bar{b}_1^2)\Delta f^3 + \frac{1}{9}\bar{a}_1^2\bar{b}_1^2\Delta f^4$$

Введем обозначения: $\Delta L_{m1} = \Delta f \cdot \bar{a}_1$ – неравномерность АЧХ основного канала; $\Delta L_{a1} = \Delta f \cdot \bar{b}_1$ – неравномерность АЧХ компенсационного канала. Тогда:

$$x_1 = \frac{1}{12}\Delta L_{m1}^2 + \frac{1}{12}\Delta L_{a1}^2 - \frac{1}{6}\Delta L_{m1}\Delta L_{a1};$$

$$y_1 = 1 + \Delta L_{m1} + \Delta L_{a1} + \frac{1}{3}\Delta L_{m1}^2 + \frac{1}{3}\Delta L_{a1}^2 + \Delta L_{m1}\Delta L_{a1} + \frac{1}{3}(\Delta L_{m1}^2\Delta L_{a1} + \Delta L_{m1}\Delta L_{a1}^2) + \frac{1}{9}\Delta L_{m1}^2\Delta L_{a1}^2$$

Подставив полученный коэффициент взаимной корреляции в (1), получим зависимость коэффициента подавления от неравномерности АЧХ (рисунок 1).

2. $\bar{a}_1 = 0, \bar{a}_2 \neq 0, \bar{b}_1 = 0, \bar{b}_2 \neq 0$.

$$|\rho_i|^2 = \frac{\left| \int_{f_i}^{f_i+\Delta f} (1 + \bar{a}_2(f')^2) \cdot (1 + \bar{b}_2(f')^2) df \right|^2}{\int_{f_i}^{f_i+\Delta f} |1 + \bar{a}_2(f')^2|^2 df \cdot \int_{f_i}^{f_i+\Delta f} |1 + \bar{b}_2(f')^2|^2 df}$$

Воспользовавшись [3] и введя обозначения:

$$\Delta L_{m2} = \Delta f \cdot \sqrt{\bar{a}_2}; \Delta L_{a2} = \Delta f \cdot \sqrt{\bar{b}_2} \text{ получим:}$$

$$|\rho_i|^2 = 1 - \frac{x_2}{y_2};$$

$$x_2 = \frac{4}{45}\Delta L_{m2}^4 + \frac{4}{45}\Delta L_{a2}^4 - \frac{8}{45}\Delta L_{m2}^2\Delta L_{a2}^2;$$

$$y_2 = 1 + \frac{2}{3}\Delta L_{m2}^2 + \frac{2}{3}\Delta L_{a2}^2 + \frac{1}{5}\Delta L_{m2}^4 + \frac{1}{5}\Delta L_{a2}^4 + \frac{4}{9}\Delta L_{m2}^2\Delta L_{a2}^2 + \frac{2}{15}(\Delta L_{m2}^4\Delta L_{a2}^2 + \Delta L_{m2}^2\Delta L_{a2}^4) + \frac{1}{25}\Delta L_{m2}^4\Delta L_{a2}^4$$

Подставив полученный коэффициент взаимной корреляции в (1), получим зависимость коэффициента подавления от неравномерности АЧХ (рисунок 1).

3. $\bar{a}_1 = 0, \bar{a}_2 \neq 0, \bar{b}_1 \neq 0, \bar{b}_2 = 0$.

$$|\rho_i|^2 = \frac{\left| \int_{f_i}^{f_i+\Delta f} (1 + \bar{a}_2(f')^2) \cdot (1 + \bar{b}_1 f') df \right|^2}{\int_{f_i}^{f_i+\Delta f} |1 + \bar{a}_2(f')^2|^2 df \cdot \int_{f_i}^{f_i+\Delta f} |1 + \bar{b}_1 f'|^2 df}$$

Воспользовавшись [3] и введя обозначения:

$$\Delta L_{m3} = \Delta f \cdot \sqrt{\bar{a}_2}; \Delta L_{a3} = \Delta f \cdot \bar{b}_1 \text{ получим:}$$

$$|\rho_i|^2 = 1 - \frac{x_3}{y_3};$$

$$x_3 = \frac{1}{12}\Delta L_{a3}^2 - \frac{1}{6}\Delta L_{m3}^2\Delta L_{a3} + \frac{4}{45}\Delta L_{a3}^4 - \frac{1}{36}\Delta L_{m3}^2\Delta L_{a3}^2 + \frac{1}{30}\Delta L_{m3}^4\Delta L_{a3} + \frac{1}{240}\Delta L_{m3}^4\Delta L_{a3}^2$$

$$y_3 = 1 + \Delta L_{a3} + \frac{2}{3}\Delta L_{m3}^2 + \frac{1}{3}\Delta L_{a3}^2 + \frac{2}{3}\Delta L_{m3}^2\Delta L_{a3} + \frac{1}{5}\Delta L_{m3}^4 + \frac{2}{9}\Delta L_{m3}^2\Delta L_{a3}^2 + \frac{1}{5}\Delta L_{m3}^4\Delta L_{a3} + \frac{1}{15}\Delta L_{m3}^4\Delta L_{a3}^2$$

Подставив полученный коэффициент взаимной корреляции в (1), получим зависимость коэффициента подавления от неравномерности АЧХ (рисунок 1).

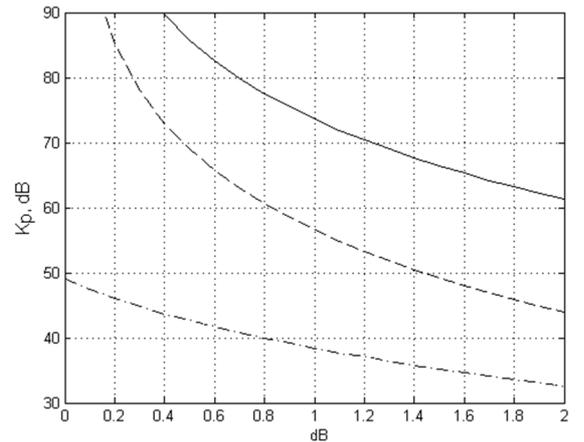


Рис. 1. Зависимость коэффициента подавления от неравномерности АЧХ. Сплошная линия – вариант №1; пунктирная линия вариант №2; штрихпунктирная линия – вариант №3.

B. Неидентичные ФЧХ

Рассмотрим случай неидентичных ФЧХ, т.е. $\bar{a}_1 = 0, \bar{a}_2 = 0, \bar{b}_1 = 0, \bar{b}_2 = 0$, тогда:

$$|\rho_i|^2 = \frac{\left| \int_{f_i}^{f_i+\Delta f} e^{j(\varphi_O(f) - \varphi_K(f))} df \right|^2}{\int_{f_i}^{f_i+\Delta f} df \cdot \int_{f_i}^{f_i+\Delta f} df}$$

Запишем разность фаз основного и компенсационного канала в пределах парциальной полосы в виде полинома второй степени:

$$\Delta\varphi(f) = \varphi_O(f) - \varphi_K(f) = c_0 + c_1(f') + c_2(f')^2$$

Тогда коэффициент корреляции примет следующий вид:

$$|\rho_i|^2 = \frac{\left| \int_{f_i}^{f_i+\Delta f} e^{j(1+\bar{c}_1 f' + \bar{c}_2 (f')^2)} df \right|^2}{\int_{f_i}^{f_i+\Delta f} df \cdot \int_{f_i}^{f_i+\Delta f} df},$$

где $\bar{c}_1 = \frac{c_1}{c_0}$; $\bar{c}_2 = \frac{c_2}{c_0}$.

Частные случаи:

1. $\bar{c}_1 \neq 0, \bar{c}_2 = 0$.

$$|\rho_i|^2 = \frac{\left| \int_{f_i}^{f_i+\Delta f} e^{j(1+\bar{c}_1 f')} df \right|^2}{\int_{f_i}^{f_i+\Delta f} df \cdot \int_{f_i}^{f_i+\Delta f} df}$$

Воспользовавшись [3] и введя обозначение: $\Delta L_1 = \Delta f \cdot \bar{c}_1$; получим:

$$|\rho_i|^2 = \frac{1}{\Delta L_1^2}$$

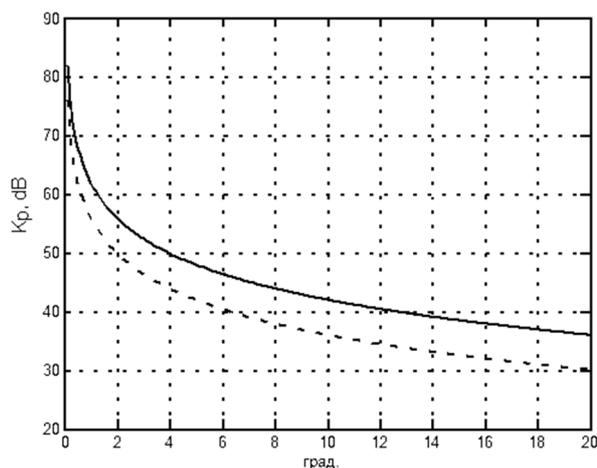


Рис. 2. Зависимость коэффициента подавления от неидентичных ФЧХ.

Подставив полученный коэффициент взаимной корреляции в (1), получим зависимость коэффициента подавления от неидентичной ФЧХ (рисунок 2)

2. $\bar{c}_1 = 0, \bar{c}_2 \neq 0$

$$|\rho_i|^2 = \frac{\left| \int_{f_i}^{f_i+\Delta f} e^{j(1+\bar{c}_2 (f')^2)} df \right|^2}{\int_{f_i}^{f_i+\Delta f} df \cdot \int_{f_i}^{f_i+\Delta f} df}$$

Воспользовавшись [3] и введя обозначение: $\Delta L_2 = \Delta f \cdot \bar{c}_2$; получим:

$$|\rho_i|^2 = \frac{1}{4 \cdot \Delta L^2}$$

Подставив полученный коэффициент взаимной корреляции в (1), получим зависимость коэффициента подавления от неидентичной ФЧХ (рисунок 2)

Сплошная линия – $\bar{c}_1 \neq 0, \bar{c}_2 = 0$; пунктирная линия – $\bar{c}_1 = 0, \bar{c}_2 \neq 0$.

V. ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ

Наихудшее подавление при неидентичных АЧХ имеет место, когда АЧХ каналов подчинены разным законам, в одном канале квадратичной функции, в другом линейной функции.

Показано, что наихудшее подавление при неидентичных ФЧХ имеет место, когда неидентичность ФЧХ каналов подчинена квадратичной функции.

VI. ВЫВОДЫ И ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Полученные соотношения позволяют по известным неравномерностям АЧХ или неидентичной ФЧХ трактов проводить оценку достижимого уровня подавления активных радиопомех.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Адаптивная компенсация помех в каналах связи. / Под. Ред. Ю.И.Лосева. – М.: Радио и связь, 1988. – 208 с.
- [2] Воробьев Е.А. Моделирование влияния неидентичных частотных характеристик приемных трактов на работу автокомпенсатора активных помех. Труды XII международной конференции актуальные проблемы электронного приборостроения АПЭП-2014, т.4, стр118-121.
- [3] Г. Б. Двайт. Таблицы интегралов и другие математические формулы. М.: Наука, 1978. 223 с.
- [4] Е.А. Воробьев, А.В. Киселев. Оценка влияния неидентичности АЧХ приемных каналов на уровень подавления активных радиопомех. Вопросы радиоэлектроники. Серия: Общетеchnическая. – 2015. – Вып.3. – С.51-57.



Воробьев Евгений Александрович, ведущий инженер-конструктор АО «НПО НИИИП-НЗиК». Окончил Новосибирский Государственный Технический Университет (НГТУ) в 2003 г. по специальности «Радиотехника». Обучается в аспирантуре НГТУ с 2013 г., по специальности «Радиолокация и радионавигация». Аспирант кафедры РПИРПУ НГТУ.

Построение Унифицированной Многоканальной Системы Формирования и Обработки Радиолокационных Сигналов на Электронной Компонентной Базе Отечественного Производства

Евгений А. Воробьев, Андрей С. Алаев, Павел А. Беккер, Илья И. Подовальный
АО «НПО НИИИП-НЗУК», г. Новосибирск, Россия

Аннотация – Предложено построение системы обработки радиолокационных сигналов в РЛС обзора на современной отечественной электронной компонентной базе.

Ключевые слова – Радиолокация, обработка сигналов.

I. ВВЕДЕНИЕ

ПОСЛЕДНИЕ ДЕСЯТИЛЕТИЯ из-за существенного отставания отечественной электронной компонентной базы, аппаратура обработки радиолокационных сигналов разрабатывалась на импортной элементной базе. Но благодаря программе импортозамещения рядом предприятий были проведены различные ОКР, вследствие этого появились отечественные микросхемы, которые позволяют реализовывать аппаратуру обработки радиолокационных сигналов не уступающую импортным аналогам.

II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Перспективное устройство формирования и обработки сигналов (УФОС) в РЛС обзора разрабатывается нами на основе следующих принципов:

1. Использование электронной компонентной базы отечественного производства (ЭКБ ОП) для обеспечения импортозамещения и технологической независимости;
2. Обеспечение длительного жизненного цикла изделий предприятия (РЛС обзора) путем в основном их программной модернизации ("soft-upgrade") по результатам испытаний по возможности без доработок аппаратуры («железа» "hard-upgrade");
3. Изначальная разработка УФОС как унифицированного устройства для всех вновь разрабатываемых и модернизируемых изделий нашего предприятия;
4. Масштабирование вычислительной мощности УФОС для использования в РЛС с различным числом пространственных каналов (лучей ДНА) за счет применения унифицированных модулей канальной обработки;
5. Использование стандартизированных интерфейсов сопряжения модулей и бортовой ЭВМ, базирующихся на отечественных редакциях международных стандартов.

III. ТЕОРИЯ

В составе РЛС УФОС выполняет следующие основные функции:

1. Формирование зондирующих сигналов на промежуточной частоте с заданным законом внутриимпульсной модуляции и требуемой межпериодной когерентностью;
2. Предварительная фильтрация эхо-сигналов;
3. Аналогово-цифровое преобразование эхо-сигналов;
4. Согласованная фильтрация сигналов;
5. Оценка параметров помех и адаптивная череспериодная компенсация пассивных помех (алгоритмы СДЦ);
6. Стабилизация уровня ложных тревог;
7. Адаптивное обнаружение сигналов;
8. Бланкирование ложных отметок, вызванных ответно-импульсными помехами (ОИП), принятыми по БЛ ДНА;
9. Спектральное различение активных и пассивных помех, раздельное измерение уровней активных и пассивных помех;
10. Формирование межобзорной «Карты помех» и адаптивное управление динамическим диапазоном приемного устройства;
11. Алгоритмы амплитудного и бинарного накопления сигналов.

Во вновь разрабатываемых перспективных изделиях закладываются такие дополнительные функции, как оценка параметров и адаптивная компенсация активных помех, принятых по БЛ ДНА (алгоритмы цифрового АКП) и моноимпульсная обработка сигналов в разностных каналах для повышения точности измерения угловых координат. Усовершенствуются алгоритмы СДЦ, увеличивается база сжимаемого сигнала, увеличиваются требования к динамическому диапазону УФОС и число каналов обработки. Эти дополнительные требования приводят к тому, что перспективное УФОС невозможно реализовать на ИМС среднего уровня интеграции, требуется применение современной элементной базы с высоким уровнем интеграции.

Для реализации всех этих функций были выбраны сигнал-процессоры семейства «Мультикор» разработки ОАО НПП «ЭЛВИС» (Зеленоград, г. Москва). Вычислительная

способность этих современных отечественных сигнал-процессоров в формате с плавающей запятой, позволяет реализовать все необходимые алгоритмы обработки в УФОС. Основные параметры см. Табл. I.

ТАБЛИЦА I

Процессор	Тактовая частота	количество DSP ядер	MFLOPs (float)
1892BM7Я	200 МГц	4	6400
1892BM15Ф	120 МГц	2	1920
1892BM18Ф	120 МГц	2	1440
1892BM5Я	100 МГц	2	1200

Также процессор 1892BM15Ф содержит аппаратный ускоритель для процедуры БПФ с производительностью 6,4 GFLOPs, что позволяет реализовать фильтр сжатия с минимальными задержками.

IV. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТОВ

На отладочных платах отдельно были опробованы различные функции УФОС.

На Рис.1 представлена отладочная плата, реализующая функцию формирования зондирующего импульса с ЛЧМ на промежуточной частоте на БИС цифрового вычислительного синтезатора (ЦВС). За счет перепрограммирования модуля, можно оперативно в зависимости от типа сигнала менять длительность импульса возбуждения, девиацию частоты и ее наклон.

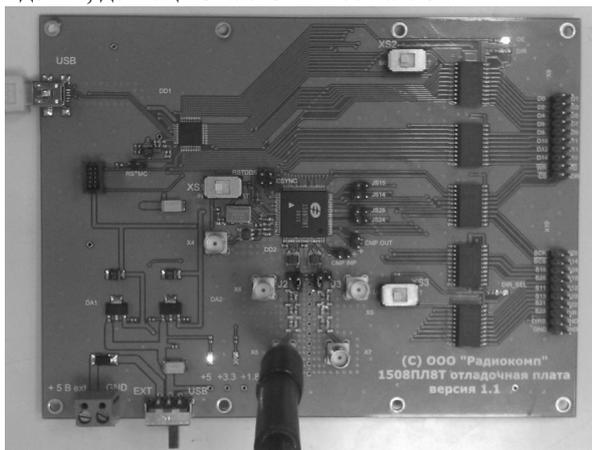


Рис. 1. Отладочная плата генератора ИВ.

На промежуточной частоте 25 МГц, девиации частоты 4 МГц и длительности ИВ=50 мкс, были получены следующие параметры сформированного сигнала: неравномерность АЧХ=1дБ, уровень второй гармоники менее -50 дБ, уровень шумов в паузе между импульсами менее -60 дБ на выходе БИС синтезатора без установки дополнительных ключей.

На Рис.2 представлена отладочная плата цифрового приемника, реализующая функции: аналого-цифрового преобразования, переноса спектра сигнала с ПЧ на нулевую частоту, цифровой квадратурной демодуляции, децимации отсчетов и фильтрации сигнала.

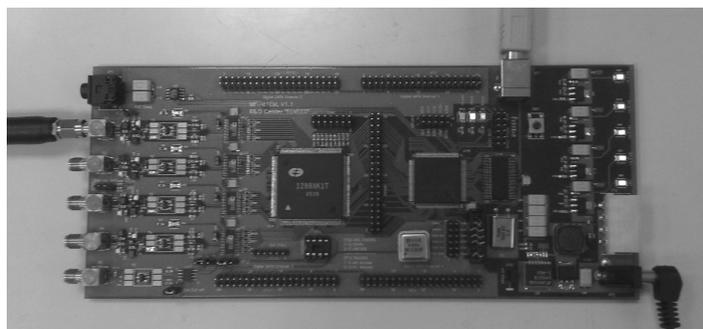


Рис. 2. Отладочная плата цифрового приемника.

Получены следующие параметры: СКО собственных шумов макета составил 1,5 емр, неравномерность АЧХ в полосе ± 2 МГц составила 1,8 дБ, подавление спектральных составляющих, при отстройке от центральной частоты на 2,5 МГц более 60 дБ, ДД=60 дБ.

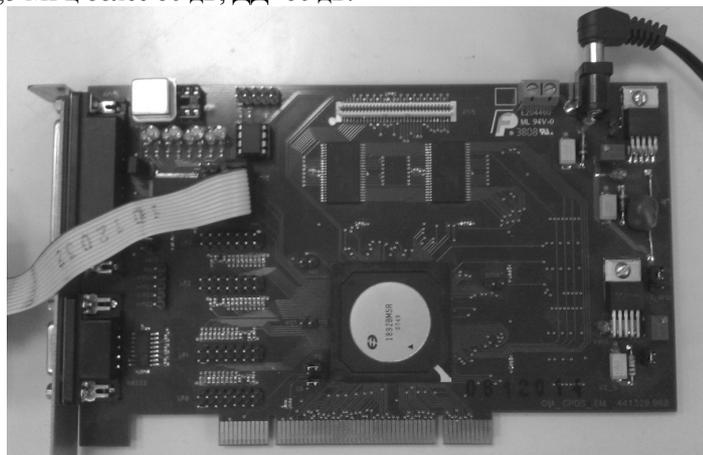


Рис. 3. Отладочная плата цифровой обработки сигналов.

На Рис.3 представлена отладочная плата цифровой обработки сигналов, на которой были опробованы следующие функции:

1. Автокомпенсация активных помех, принятых по БЛ ДНА. Получен коэффициент подавления имитированной шумовой активной помехи $K_n=35$ дБ, а конвейерная задержка обработки входных данных порядка 11 мкс;

2. Согласованная фильтрация ЛЧМ сигнала в частотной области, на основе алгоритма БПФ с весовой функцией Хэмминга. Для сигнала длительностью в 50 мкс получен УБЛ -43,3 дБ, конвейерная задержка обработки входных данных порядка 310 мкс;

3. Двукратная линейная ЧПК на базе трех импульсов, получено подавление имитированного МП до уровня шумов во всем проверяемом диапазоне в 60 дБ, конвейерная задержка на вычисление в третьем периоде составила 0,3 мкс. Двукратная адаптивная ЧПК с учетом оценки параметров ПП конвейерная задержка 30 мкс;

4. Стабилизация уровня ложных тревог и адаптивное обнаружение. Конвейерная задержка обработки входных данных порядка 45 мкс.

V. ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ

Проведенная автономная проверка отдельных функций и алгоритмов УФОС на отладочных платах с одним процессором 1892BM5Я, подтвердила принципиальную возможность их реализации на элементной компонентной базе отечественного производства с высокими техническими параметрами. Проверка алгоритмов цифровой обработки

проводилось на более слабом процессоре 1892ВМ5Я, ввиду отсутствия отладочных модулей для более мощных процессоров.

Применение в макетах более производительных сигнал-процессоров следующего поколения того же семейства, чем те которые использовались ранее в отладочных платах, позволит сократить время обработки в 2-10 раз, в зависимости от типа выполняемого алгоритма. И суммарная задержка по времени на вычисление всех необходимых алгоритмов обработки составит не более 50% от просматриваемой дистанции при том, что современное построение алгоритмов обзора РЛС допускает использование аппаратуры с такой задержкой. Так при использовании процессора 1892ВМ15Ф с аппаратным ускорителем БПФ, ожидается, что время выполнение согласованной фильтрации ЛЧМ сигнала уменьшится в 10 раз по сравнению с процессором 1892ВМ5Я.

В настоящее время выполняется разработка и этап макетирования всего устройства обработки в целом. На данном этапе нами ведется разработка следующих макетов:

1. макета субблока формирования ИВ на промежуточной частоте на основе цифрового вычислительного синтезатора;

2. макета субблока цифрового приемника с функциями предварительной фильтрации, аналого-цифрового преобразования входного сигнала, переноса спектра на нулевую частоту с помощью цифрового гетеродина, формирования ортогональных квадратур, а также спектрального различения и измерения уровней активных и пассивных помех;

3. макета Программируемого модуля канальной цифровой обработки сигналов (ПМЦОС), который будет выполнять функции АКП, сжатия ЛЧМ, АЧПК и СУЛТ, АНН, БНН, ПБЛ;

4. макета программируемого имитатора сигналов, помех и шумов на промежуточной частоте, для проверки параметров УФОС при настройке и в процессе эксплуатации;

5. макета программируемого синхронизатора изделия;

6. встроенный модуль вторичного источника питания.

На Рис.4 представлена структурная схема двухканального УФОС.

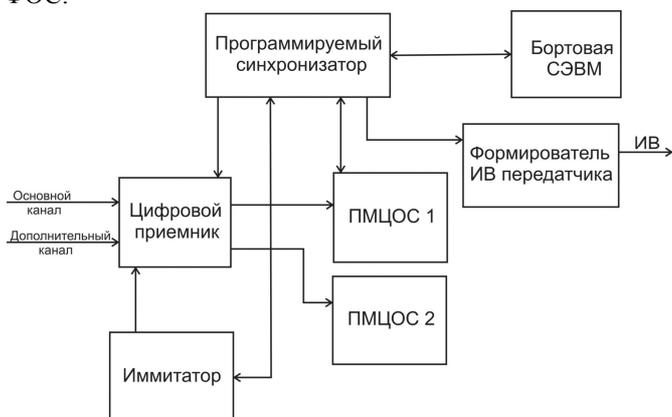


Рис. 4. Структурная схема двухканального УФОС

Устройство размещается в крейте типоразмера «Евромеханика 12SU» со встроенными вторичными источниками питания и до 16-ти посадочных мест для модулей обработки.

Для увеличения количества каналов обработки достаточно в устройство установить дополнительно модули цифрового приемника и программируемого модуля канальной цифровой обработки сигналов.

VI. ВЫВОДЫ И ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Ускоренное развитие в последние годы отечественной электроники частично сократило ее отставание от зарубежного уровня, что позволяет приступить к разработке перспективного УФОС на электронной компонентной базе отечественного производства (ЭКБ ОП) для вновь разрабатываемых и модернизируемых изделий (РЛС обзора) нашего предприятия.

Применение ЭКБ ОП в УФОС обеспечит выполнение требований, которые предъявляются к перспективным серийным средствам единой системы зенитно-ракетного оружия в части: импортозамещения, технологической и информационной независимости, ресурсного обеспечения изделий вооружения военной и специальной техники с длительным жизненным циклом.

Специфика разработанной архитектуры построения устройства обеспечит его аппаратную унификацию между изделиями разных заказов при разработке индивидуального программного обеспечения (ПО) для РЛС каждого типа.

Возможность наращивания вычислительной мощности устройства будет реализована за счет установки дополнительных канальных модулей ПМЦОС, в РЛС разных заказов с разным числом лучей ДНА и каналов приема эхо-сигналов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [5] В.Юдинцев. Мировая микроэлектроника. Современное состояние и тенденции развития. Часть 1. Журнал «Электроника: Наука, Технологии, Бизнес». 2008 №3, стр 124-129.
- [6] А.Беляев, Т.Солохина, к.т.н., В.Юдинцев. Современные устройства цифровой обработки сигналов, вместе или врозь? Журнал «Электроника: Наука, Технологии, Бизнес». 2009 №1, стр 28-35.
- [7] Т.Солохина, Ю.Александров, А.Глушков, А.Беляев, Я.Петричкович. Отечественные трехъядерные сигнальные микроконтроллеры с производительностью 1,5 GFLOPS. «Электронные компоненты» 2006 №6, стр 73-78



Воробьев Евгений Александрович, ведущий инженер-конструктор АО «НПО НИИИП-НЗиК». Окончил НГТУ в 2003 г. по специальности «Радиотехника». Обучается в аспирантуре НГТУ с 2013 г., по специальности «Радиолокация и радионавигация». Аспирант кафедры РПиРПУ НГТУ.

Алаев Андрей Сергеевич, инженер-электроник I категории АО «НПО НИИИП-НЗиК». Окончил НГТУ в 2009 г. по специальности «Радиотехника».

Беккер Павел Александрович, инженер-электроник I категории АО «НПО НИИИП-НЗиК». Окончил НГТУ в 2009 г. по специальности «Радиотехника».

Подовальный Илья Игоревич, инженер-электроник I категории АО «НПО НИИИП-НЗиК». Окончил НГТУ в 2010 г. по специальности «Радиотехника».

Эффективность Обработки Пачек Импульсов в Смежных Лучах ДНА в Условиях «Ангел-эхо»

К. А. Елагина

АО «НПО НИИИП-НЗиК», г.Новосибирск, Россия

Аннотация – Проводится сравнение эффективности обработки пачек импульсов в смежных лучах диаграммы направленности антенны и пачек импульсов одного углового направления по алгоритму некогерентного накопления с частотным порогом. Анализ эффективности проводится по величине порогового сигнала и по минимальной радиальной скорости обнаруженной цели.

Ключевые слова – Некогерентное накопление, частотный порог, радиальная скорость.

I. ВВЕДЕНИЕ

РЛС работают в сложных помеховых условиях. Одним из опасных типов помех, воздействующих на РЛС, являются отражения от оптически ненаблюдаемых объектов – «ангелов», большое число ложных отметок от которых приводит к перегрузке информационной системы РЛС. К «ангелам» относят [1] отражения от диэлектрических неоднородностей и турбулентностей атмосферы, стай птиц и др.

Для защиты РЛС от «ангелов» в [2 – 3] предлагается алгоритм некогерентного накопления с частотным порогом (НН-ЧП), согласно которому сигналы от целей обнаруживаются, а «ангел-эхо» бланкируются с помощью селекции по частоте Доплера.

Для повышения эффективности алгоритма НН-ЧП автором в [4] предложен алгоритм НН-ЧП для пачек импульсов нескольких смежных лучей диаграммы направленности антенны (ДНА) и НН-ЧП для пачек импульсов, излучённых в одном угловом направлении.

При расчёте характеристик в [4] предполагалось, что мощность принятых эхо-сигналов в лучах одинакова. Поскольку на практике цели, как правило, смещены относительно максимумов диаграммы направленности антенны (ДНА) на случайный угол, представляет интерес оценка эффективности алгоритмов НН-ЧП в смежных лучах с учётом этого условия.

II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Целью настоящей статьи является сравнение эффективности обработки пачек импульсов в смежных лучах ДНА и пачек импульсов одного углового направления по алгоритму НН-ЧП. Для этого необходимо решить следующие задачи:

1. Оценить потери и выигрыш в пороговом сигнале при обработке пачек импульсов в смежных лучах по сравнению с обработкой такого же числа пачек импульсов одного углового направления и 1-й пачки импульсов соответственно.

2. Определить минимальные радиальные скорости обнаруживаемых целей в рассмотренных алгоритмах.

III. ТЕОРИЯ

Алгоритм НН-ЧП для пачек импульсов смежных лучей или одного углового направления в общем виде выглядит следующим образом:

$$\bigcap_r^R \left(\frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^n |x_{ir}| > C(n, R) \cap \left| \hat{F}_{d_r} \right| > C_f(n, R) \right) \quad (1)$$

x_{ir} – комплексные отсчёты отклика СФ в i -м периоде r -й пачки импульсов (или r -го луча ДНА), $i = 1 \dots n$, $r = 1 \dots R$,

\hat{F}_{d_r} – оценка частоты Доплера, полученная по r -й пачке (r -му лучу),

$C(n, R)$ – амплитудный порог,

$C_f(n, R)$ – ЧП,

\bigcap – операция логического «И»,

\bigcap_r^R – операция логического «И» по R -пачкам

импульсов, излучённым в одном угловом направлении, или по пачке импульсов, обрабатываемой в R -лучах ДНА.

Согласно (1) решение об обнаружении цели принимают в том случае, если для результата бинарного накопления (БН) выходных сигналов пороговых устройств (ПУ) алгоритмов НН-ЧП в каждом смежном луче или пачках импульсов одного углового направления выполняется критерий « R из R ».

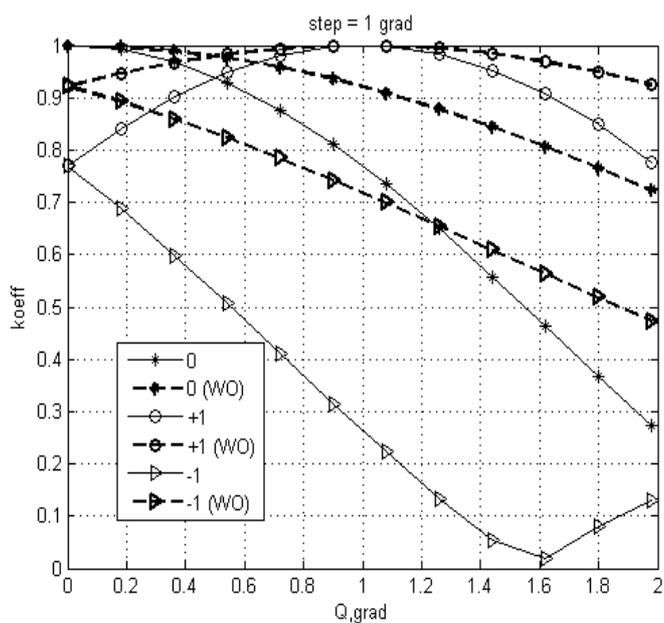
В случае обработки пачек импульсов одного углового направления модуляция сигналов ДНА отсутствует. При обработке пачек импульсов смежных лучей необходимо учитывать амплитудную модуляцию сигнала ДНА.

IV. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТОВ

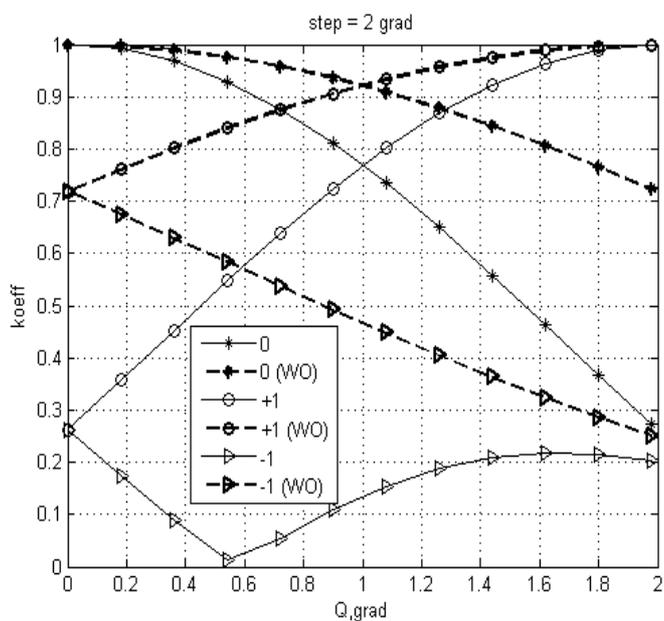
В известных РЛС обзор пространства проводится с перемещением луча на 1-2 град, определяемым как шаг сканирования (step).

На Рис.1 для большей наглядности показаны коэффициенты амплитудной модуляции сигналов (koeff) в смежных лучах ДНА. Пример приведён для отсутствия и наличия весовой обработки (ВО, WO) ДНА, ширина основного лепестка каждого луча по уровню -3дБ равна 2 град. В случае ВО основной лепесток ДНА расширяется. Далее в расчётах применяется ВО, обеспечивающая расширение основного лепестка ДНА в 1,5 раза.

На Рис.1 за главный луч принято обозначение «0», смежные лучи обозначены «-1» и «+1».



а



б

Рис.1. Коэффициенты амплитудной модуляции сигналов в смежных лучах ДНА

а - шаг сканирования равен 1 град;
б - шаг сканирования равен 2 град.

Из Рис.1 видно, что БН сигнала в нескольких лучах ДНА, входящее в (1), эффективно только при малом шаге сканирования.

В дальнейших расчётах примем: ширина дробно-рационального доплеровского спектра цели при каждом повторении эксперимента случайная и изменяется от 0 до 2 Гц, длительность периода повторения импульсов – 1мс, вобуляция – 40 мкс.

Для случая многократного зондирования одного углового направления будем считать, что цель наблюдается в направлении максимума основного лепестка ДНА (в этом случае потери отсутствуют, а в случае смещения цели в пределах половины шага сканирования потерями в мощности принятого сигнала за счёт смещения цели можно пренебречь).

БН выходных сигналов ПУ НН пачки импульсов в каждом смежном луче или ПУ НН пачек импульсов одного углового направления, излучаемых через временной интервал, без осуществления скоростной селекции имеет вид:

$$\bigcap_r^R \left(\frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^n |x_{ir}| > C(n, R) \right) \quad (2)$$

По результатам расчёта было получено, что при обработке 2-х и 3-х пачек импульсов одного углового направления в соответствии с (2) выигрыш в пороговом сигнале относительно НН 1-й пачки импульсов составляет 1,5 дБ и 2,2 дБ соответственно.

Далее были рассчитаны потери (выигрыш) (2) для пачек импульсов 2-х и 3-х смежных лучей относительно НН для 1-й пачки и потери относительно (2) для такого же числа пачек импульсов, излучённых в одном угловом направлении, при случайном смещении цели от максимума основного лепестка ДНА до половины шага сканирования, которые приведены в Табл. , где

$dL_1 = \Psi_{2(3)} - \Psi_1$ – потери (или выигрыш) (2) при обработке 2-х или 3-х смежных лучей относительно НН 1-й пачки импульсов;

$\Psi_{2(3)}$ - пороговое отношение «сигнал/шум» (ОСШ) при обработке 2-х или 3-х смежных лучей ДНА по алгоритму (2);

Ψ_1 - пороговое ОСШ при НН 1-й пачки импульсов;

$dL_{2(3)} = \Psi_{2(3)} - \Psi_{2(3)}^*$ – потери (2) при обработке 2-х или 3-х смежных лучей относительно (2) для такого же числа пачек импульсов одного углового направления;

$\Psi_{2(3)}^*$ - пороговое ОСШ при обработке 2-х или 3-х пачек импульсов одного углового направления по алгоритму (2).

Под пороговым ОСШ (пороговый сигнал) понимается такое ОСШ, при котором вероятность обнаружения цели в соответствующем алгоритме равна 0,5.

ТАБЛИЦА

ПОТЕРИ И ВЫИГРЫШ В ОБНАРУЖЕНИИ					
Ширина ДНА по уровню -3 дБ равна 2 град					
Шаг сканирования, град		2 луча		3 луча	
1	без ВО ДНА	dL_1 , дБ	dL_2 , дБ	dL_1 , дБ	dL_2 , дБ
		Выигрыш до 1	Потери до 1	Потери до 0.5	Потери до 3
	ВО ДНА	Выигрыш до 1	Потери до 0.5...1	Выигрыш 1.5	Потери до 1
		2 луча		3 луча	
2	без ВО ДНА	dL_1 , дБ	dL_2 , дБ	dL_1 , дБ	dL_2 , дБ
		Потери до 2	Потери до 4	Потери до 15...20	Потери до 16...20
	ВО ДНА	Выигрыш до 1	Потери до 1	Потери до 1	Потери до 3.5

V. ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ

Таким образом, для сохранения баланса времени вместо обработки 2-х – 3-х пачек импульсов, излучённых в одном угловом направлении, при отсутствии ВО ДНА и шаге сканирования 1 град для алгоритма НН-ЧП (1) можно рекомендовать обработку 2-х лучей, при шаге сканирования 1 град и ВО ДНА – алгоритм НН-ЧП (1) для 2-х – 3-х лучей,

а при шаге 2 град и ВО ДНА – для 2-х лучей, при этом пороговые сигналы относительно НН-ЧП (2) для такого же числа пачек импульсов одного углового направления увеличиваются не более, чем на 1 дБ, а по отношению к НН 1-й пачки импульсов у (2) пороговые сигналы ниже на 1...1,5 дБ.

А. Частотный порог

По результатам расчётов было получено, что ЧП при обработке пачек импульсов нескольких лучей ДНА по алгоритму НН-ЧП при смещении цели на угол, не превышающий половины шага сканирования, либо близки к ЧП при обработке нескольких пачек импульсов (при совпадении числа пачек импульсов с числом обрабатываемых лучей), излучённых в одном угловом направлении, либо меньше.

Для надёжной защиты от помех независимо от того, обрабатывается ли несколько пачек импульсов одного углового направления или обрабатывается пачка импульсов нескольких смежных лучей (вне зависимости от применения ВО ДНА), все ЧП в расчётах будем устанавливать в соответствии с обработкой нескольких пачек импульсов (в этом случае амплитудная модуляция сигнала ДНА отсутствует и ЧП максимальны).

В. Вероятность ложной тревоги от «ангел-эхо»

По результатам моделирования получено, что дополнительного увеличения вероятности ложной тревоги (ВЛТ) за счёт смещения «ангела» относительно максимума основного лепестка ДНА при обработке смежных лучей по сравнению с обработкой нескольких пачек импульсов одного углового направления не происходит, полученные значения ВЛТ не превышают ВЛТ, для которой были рассчитаны ЧП, что справедливо как при ВО, так и без ВО. Установлено, что при шаге сканирования 2 град при смещении «ангела» относительно максимума основного лепестка ДНА за счёт уменьшения мощности сигналов в лучах ВЛТ от «ангелов» даже ниже, чем при шаге 1 град.

При наличии смещения цели можно ожидать ухудшения характеристик обнаружения целей, которое необходимо оценить.

С. Потери в обнаружении за счёт скоростной селекции

В расчётах будем считать, что смещение цели относительно максимума ГЛ случайно, имеет равномерное распределение и принимает значения от 0 до половины шага сканирования.

На Рис.2 показаны потери в обнаружении (dL) НН-ЧП (NN+Cf) для пачек импульсов смежных лучей ДНА (1) относительно НН 1-й пачки импульсов (в одном луче) при обнаружении целей в диапазоне частот Доплера 3...12 кГц. Потери складываются из потерь за счёт скоростной селекции и потерь при обработке смежных лучей ДНА с учётом смещения цели и амплитудной модуляции сигнала в лучах.

Рассмотрен случай неадаптивного к мощности сигнала ЧП, а также наличия и отсутствия ВО ДНА, применяемой выше. Показаны зависимости при обработке пачек импульсов одного углового направления и пачек импульсов в смежных лучах при наличии смещения цели относительно максимумов ДНА (DNA). Для наглядности приведены потери без учёта скоростной селекции (ЧП), в этом случае зависимости построены, начиная с частоты Доплера 1 кГц, соответствующей максимальной доплеровской частоте «ангел-эхо» при несущей частоте РЛС 3 ГГц, ЧП были установлены для ВЛТ (Flt) от «ангела» не выше 0,01 и ширины спектра помехи 40 Гц.

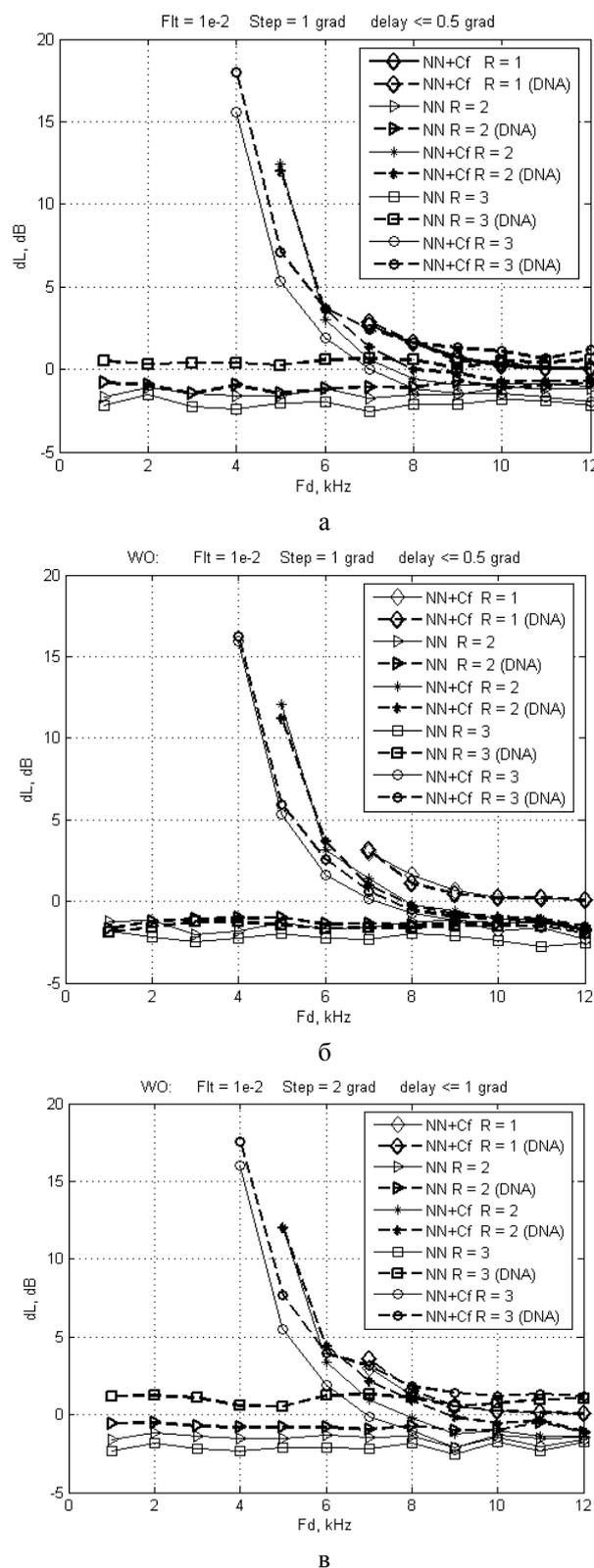


Рис. 2. Потери
а – шаг сканирования 1 град;
б – шаг сканирования 1 град, ВО ДНА;
в – шаг сканирования 2 град, ВО ДНА.

Из Рис.2 видно, что потери алгоритмов с ЧП распределены неравномерно и убывают с ростом частоты Доплера (радиальной скорости). При частотах Доплера, меньших, чем ЧП, цели в алгоритмах НН-ЧП не обнаруживаются, поэтому графики обрываются. Временное накопление (при увеличении числа обрабатываемых пачек одного углового направления) или введение пространственной обработки за

счёт увеличения числа обрабатываемых смежных лучей позволяют уменьшить радиальные скорости обнаруживаемых целей. По результатам моделирования получено, что при зондировании одного углового направления при наличии и отсутствии скоростной селекции пороговое ОСШ меньше, чем при обработке смежных лучей ДНА.

D. Минимальные радиальные скорости обнаруживаемых целей

По результатам статистического моделирования были определены минимальные радиальные скорости обнаруживаемых целей.

Анализ эффективности проводился на основе вероятностно-частотных характеристик (ВЧХ), показывающих зависимость вероятности обнаружения точечного отражателя от частоты Доплера. Под минимальной радиальной скоростью обнаруживаемой цели понималась радиальная скорость (частота Доплера), для которой при фиксированной мощности эхо-сигнала в каждом периоде пачки вероятность обнаружения цели в (1) или при НН 1-й пачки импульсов равна 0,5.

Расчёты показали, что при ширине доплеровского спектра «ангела» 40 Гц, минимальные радиальные скорости обнаруживаемых целей при обработке одинакового числа пачек импульсов одного углового направления и смежных лучей ДНА практически одинаковы. Небольшие отличия наблюдаются для ширины доплеровского спектра «ангела» 90 Гц.

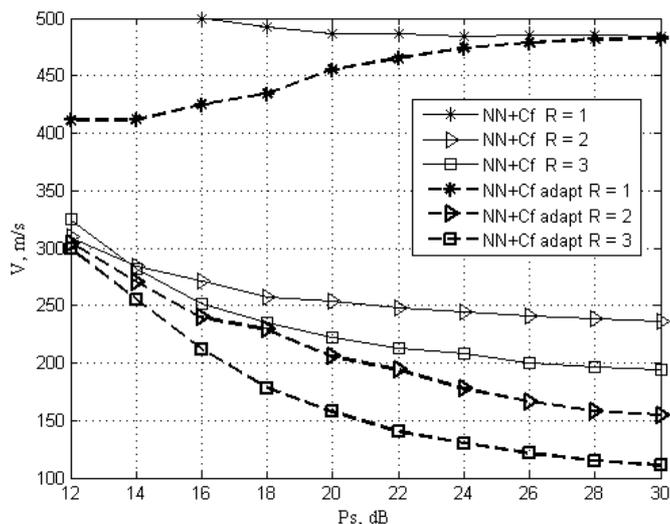


Рис. 3. Потери

На рис. 3 приведён пример для случая обработки нескольких лучей ДНА по алгоритму НН-ЧП (1), шаг сканирования равнялся 1 градус, при каждом повторении эксперимента цель имела случайное смещение относительно максимума основного лепестка ДНА на половину шага сканирования. Рассмотрены случаи неадаптивного ЧП (сплошные линии с нанесёнными на них маркерами) и адаптивного к мощности сигнала ЧП (штриховые линии с нанесёнными на них маркерами). В расчётах ЧП установлены для ВЛГ от «ангела» не выше 0,01, ширина спектра помехи 90 Гц, остальные параметры модели те же.

По результатам расчётов получено, что при обработке 2-х – 3-х пачек импульсов одного углового направления и 2-х – 3-х смежных лучей ДНА по алгоритму НН-ЧП обеспечивается уменьшение радиальных скоростей обнаруживаемых целей по сравнению с обработкой 1-й

пачки, полученные значения радиальных скоростей практически не зависят от ширины доплеровского спектра «ангелов» при ширине последнего до 40 и 90 Гц

Увеличение числа обрабатываемых лучей или пачек импульсов одного углового направления с 2-х до 3-х кроме адаптации ЧП к мощности сигнала позволяет дополнительно понизить минимальные радиальные скорости обнаруживаемых целей.

При обработке 3-х смежных лучей ДНА по алгоритму НН-ЧП по сравнению с обработкой 3-х пачек импульсов одного углового направления или при обработке 3-х лучей с ВО ДНА и шаге сканирования 1 град происходит некоторое увеличение минимальных радиальных скоростей обнаруженных целей (не более, чем на 50 м/с (за счёт уменьшения уровней сигналов при смещении цели)), которое наблюдается только для пороговых сигналов.

Расчёты показали, что при шаге сканирования 2 град, ВО ДНА и обработке 2-х лучей по сравнению с обработкой такого же числа лучей при шаге сканирования 1 град и обработкой 2-х пачек импульсов одного углового направления минимальные радиальные скорости обнаруживаемых целей практически одинаковы.

Таким образом, по результатам моделирования можно сделать следующие выводы.

Минимальная радиальная скорость обнаруживаемых целей в зависимости от мощности сигнала 12...30 дБ:

- для алгоритма НН-ЧП при обработке 1-й пачки импульсов без адаптации ЧП к мощности сигнала и ширине спектра «ангела» 40 Гц лежит в диапазоне 350...310 м/с (с адаптацией ЧП – в диапазоне 350...235 м/с), при ширине спектра 90 Гц – более 400...500 м/с;
- для алгоритма НН-ЧП (1) без адаптации ЧП к мощности сигнала при обработке 2-х смежных лучей и ширине спектра «ангела» 40 Гц – в диапазоне 310...235 м/с (с адаптацией ЧП – 280...110 м/с), при ширине спектра 90 Гц – 310...235 (305...150 м/с);
- для алгоритма НН-ЧП (1) без адаптации ЧП к мощности сигнала при обработке 3-х смежных лучей и ширине спектра «ангела» до 90 Гц – в диапазоне 310...195 м/с (с адаптацией ЧП – 300...110 м/с).

При увеличении мощности сигнала от цели более 30 дБ повышение точности оценки частоты Доплера практически не влияет на уменьшение значений радиальных скоростей обнаруженных целей.

VI. ВЫВОДЫ

1. При обработке 2-х – 3-х смежных лучей ДНА и обработке 2-х – 3-х пачек импульсов одного углового направления по алгоритму НН с адаптивным ЧП обеспечивается надёжная защита от помех и по сравнению с обработкой 1-й пачки импульсов уменьшение радиальных скоростей обнаруживаемых целей.

2. Для сохранения баланса времени вместо обработки 2-х – 3-х пачек импульсов, излучённых в одном угловом направлении, при отсутствии ВО ДНА и шаге сканирования 1 град можно рекомендовать алгоритм НН-ЧП для 2-х лучей, при шаге сканирования 1 град и ВО ДНА – алгоритм НН-ЧП для 2-х – 3-х лучей, а при шаге 2 град – для 2-х лучей, при этом пороговые сигналы относительно НН-ЧП для такого же числа пачек импульсов одного углового направления увеличиваются не более, чем на 1 дБ, а по отношению к НН 1-й пачки импульсов величина порогового

сигнала предлагаемых алгоритмов без учёта скоростной селекции меньше на 1... 1,5 дБ.

3. Скоростная селекция при обработке смежных лучей с учётом рассмотренных ограничений и пачек импульсов одного углового направления практически одинакова.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Справочник по радиолокации / под ред. М. Скольника. Т.1. – М.: Советское радио, 1979, С. 256–259.
- [2] Лозовский И. Ф. Защита РЛС обзора от точечных помех, монография.- Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2014.
- [3] Лозовский И. Ф. Эффективность частотного порога при разностно-временном подавлении точечных движущихся помех. XI Междунар. Конф. «Радиолокация, навигация, связь», т. 3, – Воронеж: 2005.
- [4] Елагина К. А. Алгоритм обнаружения в условиях помех «АНГЕЛ-ЭХО» // Всероссийская научно-техническая

конференция «Современные проблемы радиоэлектроники» (г. Красноярск, 6–7 мая 2015 г.). Т. 1. — Красноярск: Сиб. Федер. ун-т, 2015. – С. 40–45.



Елагина Ксения Александровна, получила степень магистра НГТУ («Радиотехника», 2011г.), в 2015г. окончила аспирантуру НГТУ по специальности «Радиолокация и радионавигация», инженер-электроник АО «НПО НИИИП-НЗиК», г. Новосибирск.
E-mail: ksenia_elagina@mail.ru
Область научных интересов: цифровая обработка и обнаружение сигналов в радиолокационных системах.

Алгоритм Диагностики и Контроля Элементов Фазированной Антенной Решетки на Основе Коммутационного Метода

А.А. Есин

Новосибирский государственный технический университет
АО “НПО НИИИП-НЗuK”

Аннотация – В данной статье рассматривается алгоритм диагностики и контроля элементов фазированной антенной решетки (ФАР) на основе коммутационного метода. Описаны измерения амплитудного распределения ФАР коммутационным методом. Для обработки экспериментальных данных получены выражения, на основе которых выполнены аппроксимация и сглаживание.

Ключевые слова – фазированная антенная решетка, коммутационный метод, метод наименьших квадратов, диагностика.

I. ВВЕДЕНИЕ

ФАЗИРОВАННЫЕ АНТЕННЫЕ решетки являются одним из наиболее перспективных типов антенных устройств. Это связано с возможностями быстрого изменения направления луча ФАР, формирования специальных диаграмм направленности (ДН), совмещения в одной антенне функций, для выполнения которых требуется несколько типов других антенн. Однако для реализации указанных возможностей при изготовлении и эксплуатации ФАР необходимо осуществить большой объем работ, связанных с настройкой ФАР, выявлением в ней неисправных элементов, определением характеристик направленности, соответствующих различным режимам работы ФАР и системы, в которую она входит.

Измерение характеристик излучения современных ФАР, насчитывающих тысячи излучателей, является сложной технической задачей. Традиционные методы измерений, основанные на измерении распределения поля в пространстве вокруг антенны, требуют огромных затрат времени и средств. Кроме того, этими методами трудно контролировать возбуждение отдельных каналов, что необходимо для ее настройки.

Особенностью ФАР является существование множества диаграмм направленности, соответствующих различным фазированиям. Для определения каждой ДН традиционными методами необходимо проводить отдельный эксперимент. Существенный прогресс в технике определения параметров ФАР был достигнут на основе методов, в которых используют структурные свойства ФАР, возможность специального управления каналами, априорную информацию о характеристиках направленности и расположении излучателей, параметрах фазовращателей и т.п. К их числу относится коммутационный метод. [1]

Наличие в ФАР большого числа элементов требует применения быстрых и точных методов диагностики их неисправностей. Так как напрямую подключить контрольно-

эксплуатации ФАР весьма затруднительно, то большой практический интерес представляет система диагностики, основанная на коммутационном методе, которая не требует демонтажа распределительной системы и может быть реализована с помощью штатных средств ФАР, что особенно важно в полевых условиях. [2]

II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Объектом исследования является ФАР проходного типа с пространственным питанием от рупорных антенн. Состоит ФАР из излучателей типа «волновой канал» и трехразрядных дискретных фазовращателей, которые позволяют получить 8 фазовых состояний. Полотно антенны имеет 88 столбцов и 44 строки элементов, часть из которых отсутствует по краям для создания квазиэллиптической формы раскрыва.

Цель работы – получить алгоритм диагностики и контроля элементов ФАР на основе коммутационного метода.

Основными задачами данного исследования являются: Измерение амплитудного распределения (АР) ФАР коммутационным методом, аппроксимация группы откликов элемента, сглаживание усредненного по серии экспериментов амплитудного распределения.

III. АЛГОРИТМ ДИАГНОСТИКИ И КОНТРОЛЯ ЭЛЕМЕНТОВ ФАР

Суть коммутационного метода заключается в измерении коэффициента передачи между ФАР и рупором при различных фазированиях измеряемого элемента[1].

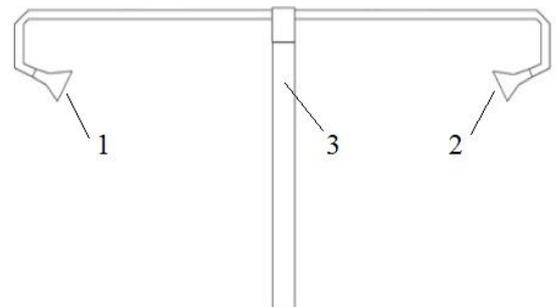


Рис.1. Общий вид исследуемой ФАР: 1,2-рупорная антенна, 3- полотно ФАР.

Измерения выполняются следующим образом (Рис.1): Начальное возбуждение от рупора №1 поступает на первую сторону ФАР. Далее происходит изменение фазы за счет фазовращателей, расположенных внутри полотна. Измененные сигналы поступают на излучатели со второй

стороны ФАР, а затем результирующий сигнал регистрируется с помощью рупора №2.

Поскольку установка позволяет измерить только результирующий сигнал от всех излучателей, то для измерения коэффициента передачи одного элемента необходимо минимизировать излучение от остальных излучателей.

С этой целью начальное фазовое состояние ФАР задавалось следующим образом: одной половине задается фаза 0 градусов, а другой 180 градусов. В теории это должно дать нулевой суммарный сигнал, но поскольку элементы ФАР имеют хаотический разброс параметров, то в результате суммирования был получен минимизированный суммарный сигнал (Рис.2), на фоне которого легко измерить влияние одного элемента.

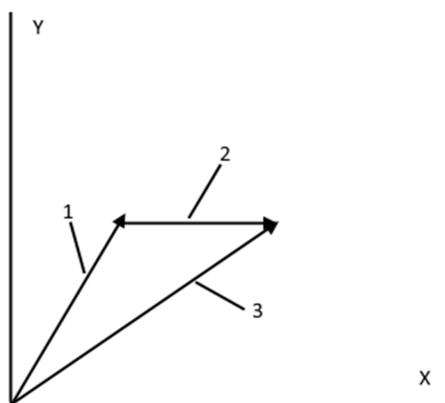


Рис.2. Влияние одного элемента на суммарный сигнал: 1 - минимизированный суммарный сигнал, 2 - влияние одного элемента, 3 - результирующий сигнал.

После получения минимизированного суммарного сигнала измеряются восемь результирующих векторов (группа откликов), соответствующие различным фазовым состояниям, для каждого элемента ФАР (Рис.3).

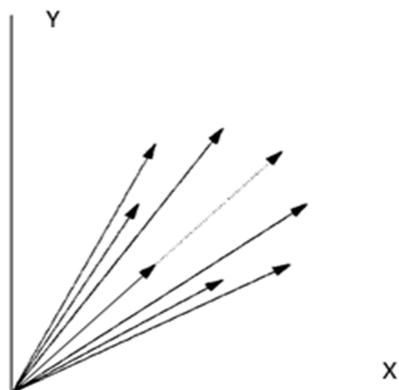


Рис.3. Группа откликов одного элемента ФАР.

Как видно из Рис.3, группу откликов можно представить в виде восьмиугольника (Рис.4). Восьмиугольник имеет неправильную форму, что обусловлено изменением амплитуды при различных фазовых состояниях. Это объясняется тем, что при смене фазового состояния сигнал проходит через разные фазовращатели, коэффициенты передачи которых различаются. При создании данного алгоритма разброс коэффициента передачи является несущественным, поэтому им можно пренебречь с целью упрощения алгоритма. Для этого к исходному восьмиугольнику с помощью аппроксимации был подобран наиболее близкий правильный восьмиугольник.

Выражения для нахождения аппроксимирующего восьмиугольника были получены на основе метода наименьших квадратов [3].

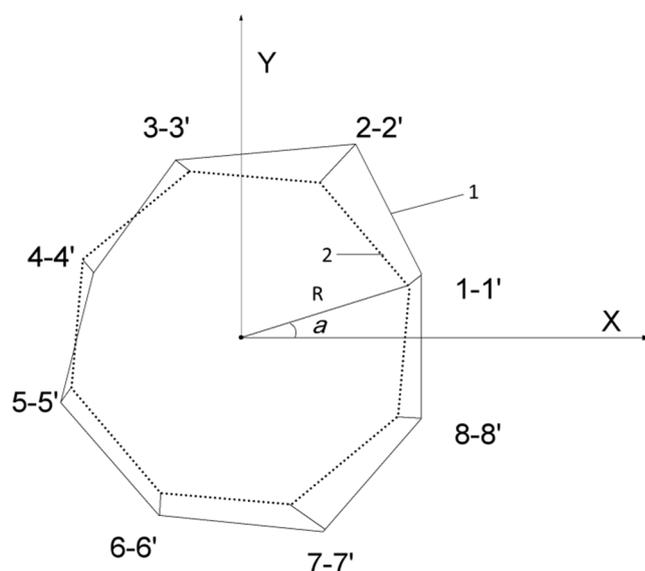


Рис.4. Аппроксимация группы откликов: 1 - исходный восьмиугольник, 2 - аппроксимирующий восьмиугольник.

В данном случае суть метода заключается в нахождении такого правильного восьмиугольника, чтобы сумма разностей расстояний между соответствующими точками была минимальна:

$$(1-1')^2 + (2-2')^2 + \dots + (8-8')^2 = \min \sigma \quad (1)$$

Для построения аппроксимирующего восьмиугольника необходимо найти его следующие параметры:

R – радиус, a – угол поворота, x_0, y_0 – координаты центра.

Для этого координаты точек были выражены через R и a , и полученные выражения подставлены в (1). После взятия частных производных по переменным:

$$R \cos a, R \sin a, x_0, y_0$$

- были получены следующие выражения:

$$R \cos(a) = \sum_{i=0}^7 x_i \cos\left(\frac{i\pi}{4}\right) + y_i \sin\left(\frac{i\pi}{4}\right) \quad (2)$$

$$R \sin(a) = \sum_{i=0}^7 -x_i \sin\left(\frac{i\pi}{4}\right) + y_i \cos\left(\frac{i\pi}{4}\right) \quad (3)$$

$$x_0 = \sum_{i=0}^7 \frac{x_i}{8} \quad y_0 = \sum_{i=0}^7 \frac{y_i}{8} \quad (4)$$

Из выражений (2),(3) легко выразить и найти искомые R и a .

Исправность элемента определяется путем сравнения исходного и аппроксимирующего восьмиугольников по критерию относительной ошибки (5). При превышении заданного порога (5%) элемент считается дефектным.

Относительная ошибка находится по следующей формуле:

$$OШ = \frac{\sqrt{\sum_{i=0}^7 (Rn_i - R)^2}}{7R} \cdot 100\% \quad (5)$$

где Rn_i - расстояния между центром и точками исходного восьмиугольника.

Таким образом, обрабатываются измерения для всех элементов ФАР, и получается амплитудное распределение с

«провалами» (Рис.5), обусловленными откидыванием амплитуд дефектных элементов.

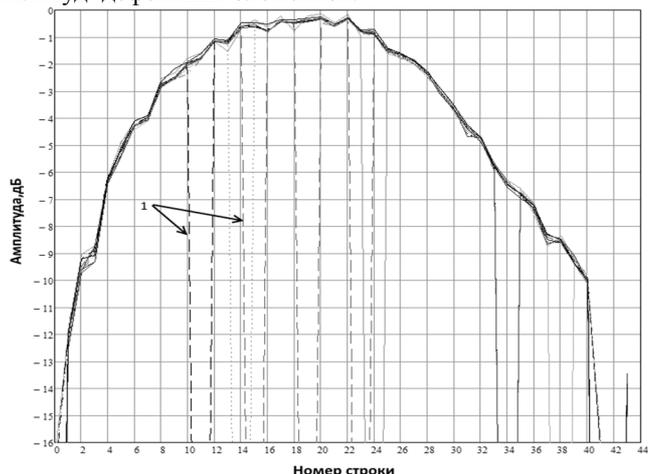


Рис.5 Сечения АР по центральному столбцу для серии экспериментов: 1- «провалы».

С целью увеличения точности результата и устранения ложно-дефектных элементов (элементы ошибочно принятые за дефектные в одном или нескольких экспериментах из-за сбоя системы управления или ошибки измерения) необходимо выполнить серию экспериментов, а затем усреднить по ней.

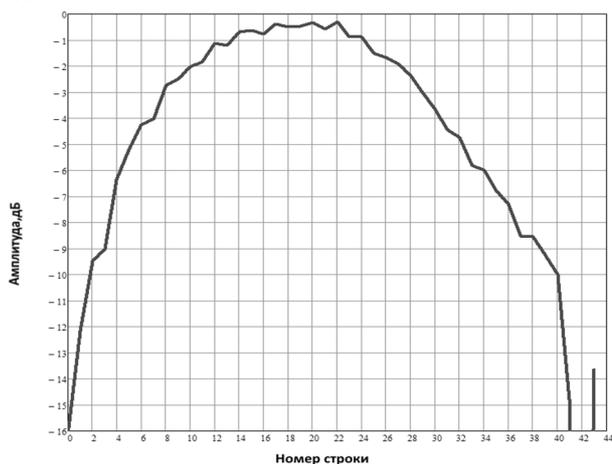


Рис.6 Сечения усредненного АР по центральному столбцу.

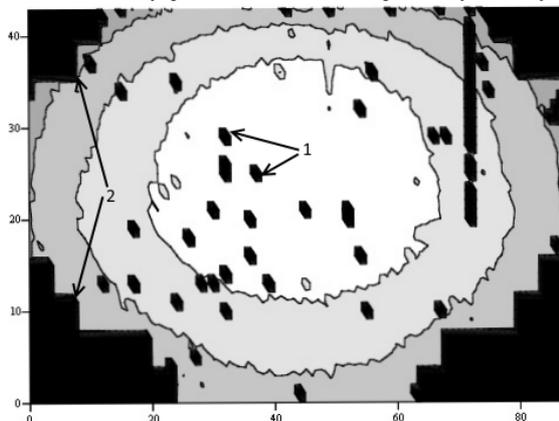


Рис.7 Линии уровней усредненного АР: 1- «провалы», 2- отсутствующие по краям элементы.

Применение полученного усредненного амплитудного распределения (Рис.6, Рис.7) в качестве основы разрабатываемого алгоритма имеет ряд проблем, которые необходимо решить:

- искажение формы, обусловленное разбросом коэффициента усиления элементов
- наличие провалов, вызванных дефектными элементами

Для решения этих проблем было использовано сглаживание методом наименьших квадратов. Сглаживание усредненного амплитудного распределения выполнялось на основе полинома шестой степени(6), использование которого дает достаточную точность, что было установлено экспериментальным путем. Для горизонтальной плоскости были использованы все степени, а для вертикальной только четные, поскольку АР только в вертикальной плоскости симметрична. Сглаживающая функция определяется следующим выражением:

$$Z_i = \bar{\Phi}_i^T \vec{V} \quad (6)$$

$\vec{V} = (\sum_i (\bar{\Phi}_i \bar{\Phi}_i^T))^{-1} (\sum_i (\bar{\Phi}_i U_i))$ - вектор неизвестных коэффициентов,

где U_i - измеренное значение,

$$\bar{\Phi}_i^T = (x_i^6 \quad x_i^4 \quad x_i^2 \quad x_i^4 y_i^2 \quad x_i^2 y_i^4 \quad x_i^4 y_i \quad x_i^2 y_i^3 \quad x_i^2 y_i \quad y_i^6 \quad \dots) \quad (7)$$

- вектор координат элементов

Итоговое выражение для полинома:

$$Z_i = V_1 x_i^6 + V_2 x_i^4 + V_3 x_i^2 + V_4 x_i^4 y_i^2 + V_5 x_i^2 y_i^4 + V_6 x_i^4 y_i + V_7 x_i^2 y_i^3 + V_8 x_i^2 y_i^2 + V_9 x_i^2 y_i + V_{10} y_i^6 + V_{11} y_i^5 + V_{12} y_i^4 + V_{13} y_i^3 + V_{14} y_i^2 + V_{15} y_i + V_{16}$$

IV. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТОВ

Полученный алгоритм был апробирован и получены следующие результаты, представленные в виде графиков:

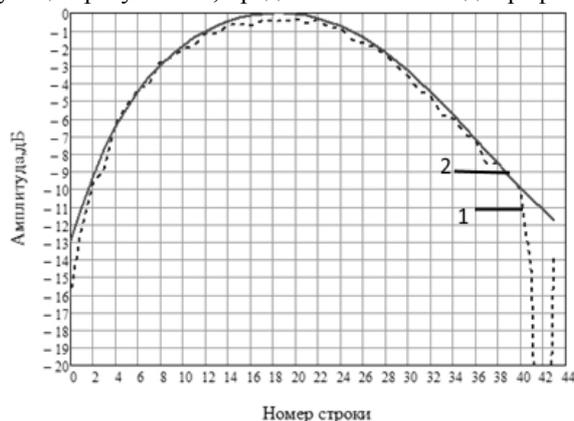


Рис.8 Сечения АР по центральному столбцу: 1- усредненное, 2- сглаженное.

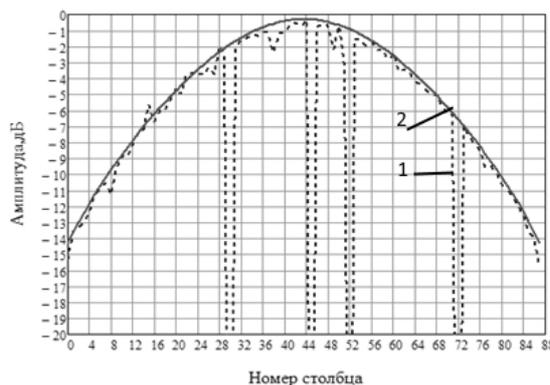


Рис.9 Сечения АР по центральной строке: 1- усредненное, 2- сглаженное.

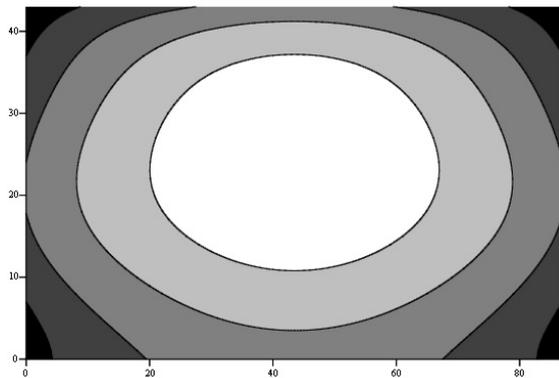


Рис.10 Линии уровней сглаженного АР.

Среднее квадратичное отклонение сглаживающей функции составляет 0.352 дБ, что является приемлемым результатом, поскольку аппаратура позволяет выставлять значение коэффициента усиления элемента с точностью до 1 дБ.

V. ВЫВОДЫ И ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведенное исследование позволило сделать следующие выводы об апробированном алгоритме:

- позволяет измерить АР ФАР проходного типа штатными узлами РЛС.

- позволяет определять дефектные элементы ФАР на основе коммутационного метода.
- устраняет влияние разброса коэффициентов усиления элементов на форму АР и восстанавливает провалы в нем.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [8] Бубнов Г.Г. , С.М. Никулин, Ю.М. Серяков, С.А. Фурсов. Коммутационный метод измерения характеристик ФАР, М: Радио и связь,1988.-120с.
- [9] Воронин Е.Н., Нечаев Е.Е., Шашенков В.Ф. Реконструктивные антенные измерения. М: Наука. Физматлит, 1995.- 352с.
- [10] Линник Ю.В. Метод наименьших квадратов и основы математико-статистической теории обработки наблюдений, М: Наука. Физматлит,1958.- 336с.



Есин А.А. магистрант 1 курса НГТУ, Факультет РФ. Область научных интересов: фазированные антенные решетки.

Точность Оценки Амплитудной Неидентичности Каналов Матричного Имитатора

Наталья В. Белявская¹, Алексей В. Киселев¹, Максим А. Степанов¹, Сергей В. Тыркин¹
¹Новосибирский государственный технический университет, Новосибирск, Россия

Аннотация – Рассмотрена точность оценки коэффициента, показывающего неидентичность по амплитуде каналов матричного имитатора.

Ключевые слова – Имитация, тепловые шумы, измерения амплитуды.

I. ВВЕДЕНИЕ И ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

ПЕРСПЕКТИВНЫМИ устройствами моделирования электромагнитных полей, отраженных точечными и распределенными объектами, являются матричные имитаторы (МИ). Они представляют собой систему из M неподвижных антенн, расположенных в дальней зоне антенны исследуемого радиотехнического устройства. Как известно [1-4], МИ позволяют моделировать отражения полей из точек, имеющих заданное угловое положение. При этом точность имитации во многом определяется погрешностью установки отношения амплитуд сигналов, подводимых к антеннам МИ. Для её повышения целесообразно проводить периодическую калибровку МИ. Она заключается в том, что:

- на МИ подается непрерывный тестовый сигнал;
- последовательно включаются на излучение антенны МИ;
- вспомогательным приемным устройством измеряются уровни излучаемых ими сигналов – $A_1, A_2 \dots A_M$;
- вычисляется коэффициент K_{Ai} , показывающий амплитудную неидентичность каналов МИ:

$$K_{Ai} = \frac{A_{i-1}}{A_i}, \quad i = 2, \dots, M;$$

- этот коэффициент используется для коррекции амплитуд сигналов, подводимых к антеннам МИ при имитации отражений от моделируемых объектов.

При этом погрешность установки углового положения объекта будет определяться погрешностями оценки K_A .

Цель работы – определить связь дисперсии оценки K_A с отношением сигнал-шум на выходе приемного устройства, используемого для калибровки.

II. ТЕОРИЯ

Ограничимся простейшим МИ, состоящим из двух антенн. С одной стороны, это существенно упростит задачу, а с другой – полученный результат нетрудно обобщить на случай большего числа антенн.

В этом случае при калибровке на входе измерителя имеет место один из двух высокочастотных сигналов от МИ:

$$s_1(t) = A_1 \cos(\omega t + \varphi_1),$$

$$s_2(t) = A_2 \cos(\omega t + \varphi_2),$$

где A_1 и A_2 – амплитуды, φ_1 и φ_2 – начальные фазы сигналов $s_1(t)$ и $s_2(t)$, соответственно, ω – частота сигналов.

Комплексные амплитуды сигналов на выходе приемного устройства определяются выражениями:

$$\dot{U}_1 = (A_1 \cos(\varphi_1) + n_{c1}) + j(A_1 \sin(\varphi_1) + n_{s1}),$$

$$\dot{U}_2 = (A_2 \cos(\varphi_2) + n_{c2}) + j(A_2 \sin(\varphi_2) + n_{s2}),$$

где $n_{c1}, n_{s1}, n_{c2}, n_{s2}$ – случайные процессы, моделирующие тепловые шумы измерительной аппаратуры и подчиняющиеся нормальному закону с нулевыми математическими ожиданиями и среднеквадратическими отклонениями (СКО) $\sigma = \sigma_{ш} / \sqrt{2}$, где $\sigma_{ш}$ – СКО тепловых шумов на входе детектора.

Сигналы на выходе АМ детектора измерителя представляют собой модули комплексных огибающих входных сигналов:

$$U_1 = \sqrt{|A_1 \cos(\varphi_1) + n_{c1}|^2 + |A_1 \sin(\varphi_1) + n_{s1}|^2},$$

$$U_2 = \sqrt{|A_2 \cos(\varphi_2) + n_{c2}|^2 + |A_2 \sin(\varphi_2) + n_{s2}|^2}.$$

Их параметры определяют точность вычисления коэффициента K_A . Рассмотрим 2 варианта.

С. Единичное измерение U_1 и U_2

В этом случае K_A определяется следующим образом:

$$K_A(U_1, U_2) = \frac{U_1}{U_2},$$

где U_1 и U_2 представляют собой случайные величины, распределенные по закону Рэлея-Райса с параметрами (h_1, a_1) и (h_2, a_2) [5].

Параметры формы h_1 и h_2 определяются математическими ожиданиями реальных и мнимых частей комплексных огибающих сигналов \dot{U}_1 и \dot{U}_2 [6]:

$$h_1 = \sqrt{(A_1 \cos(\varphi_1))^2 + (A_1 \sin(\varphi_1))^2},$$

$$h_2 = \sqrt{(A_2 \cos(\varphi_2))^2 + (A_2 \sin(\varphi_2))^2},$$

Параметры масштаба a_1 и a_2 :

$$a_1 = a_2 = \sigma_{ш} / \sqrt{2}.$$

Выражение для плотности распределения вероятностей (ПРВ) отношения двух случайных величин, распределенных по закону Рэлея-Райса с параметрами (h_1, a_1) и (h_2, a_2) , имеет вид [7]:

$$f_T(x) = \frac{2xa_1^2 a_2^2 \exp\left(-\frac{h_1^2 a_2^2 + h_2^2 a_1^2}{2a_1^2 a_2^2}\right)}{(x^2 a_2^2 + a_1^2)^2} \times$$

$$\times \sum_{k=0}^{\infty} \frac{k+1}{k!} \left(\frac{h_2 a_1^2}{x^2 a_2^2 + a_1^2}\right)^{2k} {}_2F_1\left(-k; -k; 1; \frac{h_1^2 a_2^2 x^2}{h_2^2 a_1^4}\right),$$

где: ${}_2F_1(a; b; c; z) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(a)_k (b)_k}{(c)_k} \frac{z^k}{k!}$ – гипергеометрическая

функция Гаусса, $(a)_k, (b)_k$ и $(c)_k$ – символы Похгаммера, определяемые выражением:

$$(a)_k = \prod_{k=1}^n (a+k-1).$$

В работе [7] приведены приближенные выражения для расчета математического ожидания и дисперсии. Согласно им, математическое ожидание μ_K и дисперсию σ_K^2 отношения двух случайных величин U_1 и U_2 , распределенных по закону Рэлея-Райса, можно вычислить следующим образом:

$$\mu_K = \frac{\bar{z}_1}{\bar{z}_2},$$

$$\sigma_K^2 = \frac{1}{\bar{z}_1^2} d_1 + \frac{\bar{z}_1^2}{\bar{z}_2^4} d_2, \quad (1)$$

где \bar{z}_1 и \bar{z}_2 – математические ожидания U_1 и U_2 , определяемые выражениями [2]:

$$\bar{z}_1 = a_1 \sqrt{\frac{\pi}{2}} \left[(1+\theta_1) I_0\left(\frac{\theta_1}{2}\right) + \theta_1 I_1\left(\frac{\theta_1}{2}\right) \right] \exp\left(-\frac{\theta_1}{2}\right),$$

$$\bar{z}_2 = a_2 \sqrt{\frac{\pi}{2}} \left[(1+\theta_2) I_0\left(\frac{\theta_2}{2}\right) + \theta_2 I_1\left(\frac{\theta_2}{2}\right) \right] \exp\left(-\frac{\theta_2}{2}\right),$$

$$\theta_1 = \frac{h_1^2}{2a_1^2}, \quad \theta_2 = \frac{h_2^2}{2a_2^2},$$

$I_0(z)$ – модифицированная функция Бесселя первого рода нулевого порядка, $I_1(z)$ – модифицированная функция Бесселя первого рода первого порядка; $d_1 = 2a_1^2(1+\theta_1) - \bar{z}_1^2$ и $d_2 = 2a_2^2(1+\theta_2) - \bar{z}_2^2$ – дисперсии случайных величин U_1 и U_2 [6].

D. Усреднение измерений U_1 и U_2 : последетекторное накопление результатов единичных измерений

В этом случае коэффициент K_A определяются выражением:

$$K_A(U_{1\Sigma}, U_{2\Sigma}) = \frac{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N U_{1i}}{\frac{1}{N} \sum_{i=2}^N U_{2i}} = \frac{U_{1\Sigma}}{U_{2\Sigma}},$$

где $U_{1\Sigma}$ и $U_{2\Sigma}$ – случайные величины, полученные вследствие усреднения по N реализациям случайных величин U_1 и U_2 , распределенных по закону Рэлея-Райса.

При достаточно большом значении N случайные величины $U_{1\Sigma}$ и $U_{2\Sigma}$ согласно центральной предельной теореме (ЦПТ) распределены по закону Гаусса.

При этом дисперсии σ_1^2 и σ_2^2 усредненных величин $U_{1\Sigma}$ и $U_{2\Sigma}$ меньше дисперсий d_1 и d_2 величин U_1 и U_2 в N раз.

Уменьшение дисперсий $U_{1\Sigma}$ и $U_{2\Sigma}$ позволит уменьшить погрешность определения коэффициента K_A .

Определим параметры распределения коэффициента K_A , когда $U_{1\Sigma}$ и $U_{2\Sigma}$ имеют нормальное распределение с параметрами (μ_1, σ_1) и (μ_2, σ_2) , соответственно.

1. Способ первый: точное выражение для ПРВ отношения двух гауссовых случайных величин.

Случай отношения двух гауссовых случайных величин рассмотрен в работах [8-12]. Д.Хинкли получил точное выражение для распределения отношения двух нормальных случайных величин [11]:

$$f_H(x) = \frac{b(x)d(x)}{a(x)} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_1\sigma_2}} \left[\Phi\left(\frac{b(x)}{a(x)}\right) - \Phi\left(-\frac{b(x)}{a(x)}\right) \right] +$$

$$+ \frac{1}{a^2(x)\pi\sigma_1\sigma_2} \exp\left(-\frac{c}{2}\right), \quad (2)$$

где:

$$a(x) = \sqrt{\frac{1}{\sigma_1^2} x^2 + \frac{1}{\sigma_2^2}},$$

$$b(x) = \frac{\mu_1}{\sigma_1^2} x + \frac{\mu_2}{\sigma_2^2},$$

$$c = \frac{\mu_1}{\sigma_1^2} + \frac{\mu_2}{\sigma_2^2},$$

$$d(x) = \exp\left(\frac{b^2(x) - ca^2(x)}{2a^2(x)}\right),$$

$$\Phi(t) = \int_{-\infty}^t \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right) du.$$

Математическое отношение и дисперсия K_A определяются известными выражениями [6]:

$$\mu_K = \int_{-\infty}^{\infty} K_A f_H(K_A) dK_A,$$

$$\sigma_K^2 = \int_{-\infty}^{\infty} (K_A - \mu_K)^2 f_H(K_A) dK_A.$$

2. *Способ второй: аппроксимация нормальным распределением.*

В [12] определено условие аппроксимации распределения отношения двух независимых гауссовых величин нормальным законом:

$$\frac{\mu_1}{\sigma_1} \geq 11.1.$$

При его выполнении отношение двух гауссовых величин является нормально распределенным с уровнем значимости 5%.

Также, в [12] приведены приближенные выражения для параметров распределения отношения:

$$\sigma_K^2 = \frac{1}{\mu_2^2} \sigma_1^2 + \frac{\mu_1^2}{\mu_2^4} \sigma_2^2,$$

$$\mu_K = \frac{\mu_1}{\mu_2} + \frac{\mu_1}{\mu_2} \frac{\sigma_2^2}{\mu_2^2}. \quad (3)$$

IV. РЕЗУЛЬТАТЫ ЧИСЛЕННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

С целью проверки полученных результатов было проведено численное моделирование. Имитировались выборки U_1 и U_2 объемом порядка 10^6 элементов, при этом $\bar{z}_1 = \bar{z}_2 = 1.01$, $d_1 = d_2 = 19.8 \cdot 10^{-3}$. На основании этих выборок определялись параметры распределения коэффициента K_A . Также моделировались выборки гауссовых случайных величин $U_{1\Sigma}$ и $U_{2\Sigma}$, каждая реализация которых получена путем усреднения по $N=10$ реализациям случайных величин

U_1 и U_2 . Для данных выборок выполнен расчет параметров распределения коэффициента K_A двумя рассмотренными выше способами.

Результаты оценки параметров распределения K_A представлены в Табл. I.

Как видно, вычисления по полученным формулам довольно хорошо совпадают с результатами экспериментов.

Результаты моделирования также подтверждают тот факт, что усреднение измерений приводит к уменьшению дисперсии коэффициента K_A . Дисперсия K_A при усреднении по N реализациям в N раз меньше, чем в случае единичного измерения.

ТАБЛИЦА I
ПАРАМЕТРЫ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ K_A

Метод измерения		Параметры распределения	
		μ_K	σ_K^2
Единичное измерение	Оценка по выборке K_A	1,021	0,044
	По приближенным формулам (1)	1	0,039
Усреднение измерений	Оценка по выборке K_A	1,002	$3.925 \cdot 10^{-3}$
	Через точное выражение (2)	1,002	$3.92 \cdot 10^{-3}$
	Аппроксимация нормальным распределением (3)	1,002	$3.879 \cdot 10^{-3}$

VI. ВЫВОДЫ И ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Получены соотношения и расчетные формулы, связывающие точность оценки коэффициента K_A , показывающего неидентичность каналов матричного имитатора, с отношением сигнал-шум на входе устройства измерения амплитуд сигналов, излучаемых антеннами матричного имитатора.

Приведенные соотношения могут быть использованы для обоснования требований к алгоритму работы и аппаратным средствам системы юстировки матричного имитатора.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Калмыков И.Ю., Киселев А.В., Степанов М.А. Алгоритмы расчета амплитуд сигналов трехточечного матричного имитатора для установки заданного положения кажущегося центра излучения// Вопросы радиоэлектроники. – 2014. – Сер. РЛТ. – Вып. 2. – С.57-69.
- [2] Калмыков И.Ю., Степанов М.А., Дуркин В.В. Возможности позиционирования кажущегося центра излучения в трехточечном матричном имитаторе// Вопросы радиоэлектроники. – 2014. – Сер. РЛТ. – Вып. 2. – С.69-77.
- [3] Никулин А.В., Степанов М.А. Замещение распределенного объекта трехточечной геометрической моделью// Вопросы радиоэлектроники. – 2014. – Сер. РЛТ. – Вып. 2. – С.77-85
- [4] Степанов М.А. Точность позиционирования кажущегося центра излучения в когерентном трехточечном матричном имитаторе // Вопросы радиоэлектроники. – 2015. – Сер.ОТ. – Вып. 3. – С. 57-67.
- [5] Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. – М: Изд-во «Советское радио», 1966. – 728с.
- [6] Вадзинский Р.Н. Справочник по вероятностным распределениям. – СПб.: Наука, 2001. – 295 с.
- [7] N.B. Khoolenjani, K.Khorshidian "On the Ratio of Rice Random Variables", Journal of the Royal Statistical Society, December 2009.
- [8] Fieller, E.C. "The Distribution of the Index in a Normal Bivariate Population." Biometrika, 1932, pp. 428-440.

- [9] Geary, R.C. "The Frequency Distribution of the Quotient of Two Normal Variables." Journal of the Royal Statistical Society, 1930, p. 442-446.
- [10] Marsaglia, George. "Ratios of Normal Variables and Ratios of Sums of Uniform Variables." Journal of the American Statistical Association, 1965, pp.193-204.
- [11] Hinkley, D.V. "On the Ratio of Two Correlated Normal Random Variables." Biometrika, 1969, pp. 635-639.
- [12] Jack Hayya, Donald Armstrong, Nicolas Gressis "A Note on the Ratio of Two Normally Distributed Variables." Management Science, 1975, Vol.21, №11, pp.1338-1341.



Белявская Наталья Владимировна. Магистрант первого года обучения Новосибирского государственного технического университета.



Алексей Васильевич Киселев. Доктор технических наук, профессор кафедры радиоприемных и радиопередающих устройств Новосибирского государственного технического университета.



Максим Андреевич Степанов. Кандидат технических наук, доцент кафедры радиоприемных и радиопередающих устройств Новосибирского государственного технического университета. С.н.с. АО «НИИ измерительных приборов – Новосибирский завод им. Коминтерна».



Сергей Владимирович Тыркин. Кандидат технических наук, доцент кафедры радиоприемных и радиопередающих устройств Новосибирского государственного технического университета.

Определение Границ Возможного Положения Кажущегося Центра Излучения Двухточечной Модели

Павел О. Комяков,

НГТУ, АО НПО «НИИИП-НЗиК», Новосибирск, Российская Федерация

Аннотация. Были определены выражения, описывающие теоретические границы зоны, где возможно позиционирование кажущегося центра излучения. Было получено значение разности фаз между сигналами, подаваемыми на излучатели двухточечной модели, превышение которого может быть использовано для позиционирования кажущегося центра излучения за пределы базы двухточечной модели.

Ключевые слова. Кажущийся центр излучения, матричный имитатор.

I. ВВЕДЕНИЕ

При осуществлении научной и инженерной деятельности, как правило возникает необходимость в проверке полученных в ее ходе результатов на соответствие действительности. Наиболее приближенным к действительности способом оценки полученных результатов является натурное моделирование. Применительно к радиолокации, натурные методы моделирования оказываются, в подавляющем большинстве случаев, неприемлемо дороги и организационно сложны. Использование методов полунатурного модулирования существенно упрощает положение дел.

Методы полунатурного модулирования позволяют в соответствии заданными требованиями имитировать эхо-сигналы от объектов, которых на самом деле нет в поле обзора РЛС. Одним из классических примеров подобного подхода к моделированию радиоэлектронной обстановки являются матричный имитатор эхо-сигналов.

Матричный имитатор представляет собой пространственную комбинацию нескольких элементарных излучателей, характеризуемых относительными отношениями амплитуд и разностями фаз сигналов, подводимых к излучателям. Число излучателей может существенно варьироваться, их количество и пространственная конфигурация определяются решаемыми подобным имитатором задачами.

Фундаментальной теоретической моделью в данной области является модель, состоящая из двух не разрешающихся между собой по угловым координатам элементарных излучателей [1]. Ввиду неспособности радиолокатора разрешить два эти излучателя, сигнал, наводимый на апертуре антенны РЛС, воспринимается как сигнал от одного точечного объекта, располагающегося на той же оси, на которой располагаются излучатели. При этом местоположение подобного мнимого источника излучения, называемого кажущимся центром излучения (КЦИ), зависит от параметров излучателей модели.

Ранее автором [2] был сделан вывод, что использование несинфазной запитки излучателей двухточечной модели приводит к увеличению ее чувствительности к ошибкам установки параметров сигналов, однако при этом в ряде случаев возможно перемещение КЦИ за пределы базы модели.

Данное явление может быть использовано на практике, например, для упрощения конструкции матричных имитаторов путем внесения дополнительных фазовых сдвигов подаваемых на излучатели сигналов. За счет этого часть излучателей может быть удалена.

Цель работы: определить область пространства, в которой возможно осуществить перемещение КЦИ за счет изменения параметров подводимых к излучателям сигналов.

II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Рассматриваемая модель включает в себя два точечных излучателя, лежащих на оси, нормаль к которой проходит через точку наблюдения, в которой располагается пеленгатор. Таким образом, главная ось антенны пеленгатора проходит через точку, располагающуюся посередине базы двухточечной модели, на равном удалении от каждого из излучателей.

Местоположение КЦИ, описывается в нормированных относительно половины ширины базы двухточечной модели единицах. Оно связано с прочими параметрами модели следующим соотношением [1]:

$$\eta_0 = \frac{1 - z_0^2}{1 + 2z_0 \cos(\psi) + z_0^2}, \quad (1)$$

где z_0 – соотношение амплитуд сигналов излучателей, ψ – разность фаз сигналов излучателей.

Модель оказывается симметрична относительно своего центра, поэтому достаточно рассмотреть либо диапазон величин $z_0 \in [0;1)$, либо $z_0 \in [1;+\infty)$.

Функция $\cos(\psi)$ – четная и периодическая, поэтому для получения исчерпывающей информации о поведении данной функции в зависимости от ψ достаточно рассмотреть диапазон значений $[0^\circ;180^\circ]$. Исследование поведения функции в более широких пределах изменения ψ не имеет смысла.

III. ТЕОРИЯ

Очевидно, что перемещение КЦИ в некую точку η_0 возможно осуществить, если существуют такие параметры z_0 и ψ , при которых выполняется равенство (1), и при этом величины z_0 и ψ могут быть физически реализуемы. Таким

образом, на множество возможных ответов сразу накладывается условие реализуемости, заключающееся в следующем:

1. Поскольку z_0 характеризует отношение амплитуд сигналов, а амплитуда по своему смыслу не может быть отрицательна, то

$$z_0 \geq 0; \quad (2)$$

2. Поскольку z_0 характеризует отношение амплитуд сигналов, величина z_0 должна быть строго действительна

$$\text{Im}(z_0) = 0. \quad (3)$$

Чтобы определить значения η_0 , которые могут быть реализованы, необходимо описать z_0 как функцию от η_0 , что по своему физическому смыслу будет равносильно определению соотношения амплитуд сигналов z_0 , которое требуется установить для перемещения КЦИ в точку, с координатой η_0 . Стоит отметить, что использование функции $z_0(\eta_0)$ может оказаться полезно в различных других задачах, например, при определении максимальной ошибки позиционирования при известной максимальной величине флуктуаций амплитуды и фазы, поскольку результаты исследования этой функции как функции от η_0 оказываются гораздо более наглядны.

Выражение (1), после проведение ряда несложны математических преобразований, может быть сведено к квадратному уравнению вида (4).

$$(1 + \eta_0)z_0^2 + 2\eta_0 z_0 \cos(\psi) - (1 - \eta_0) = 0. \quad (4)$$

Данное квадратное уравнение имеет два корня:

$$z_{01}(\eta_0) = \frac{-\eta_0 \cos(\psi) + \sqrt{\eta_0^2 \cos^2(\psi) + 1 - \eta_0^2}}{1 + \eta_0^2}; \quad (5)$$

$$z_{02}(\eta_0) = \frac{-\eta_0 \cos(\psi) - \sqrt{\eta_0^2 \cos^2(\psi) + 1 - \eta_0^2}}{1 + \eta_0^2}. \quad (6)$$

Наличие двух корней говорит о том, что при некоторых значениях ψ и соблюдении данных условий будет существовать сразу два не равных значения z_0 , обеспечивающих перемещение КЦИ в точку с одной и той же координатой.

Даже не углубляясь в анализ выражений (5) и (6) можно сказать, что для синфазной модели корень z_{02} всегда будет принимать отрицательные значения, то есть не соответствовать условию (2). Выражение (5), в свою очередь, с учетом $\psi = 0^\circ$, может быть упрощено до выражения (7).

$$z_0(\eta_0) = \frac{1 - \eta_0}{1 + \eta_0}. \quad (7)$$

Наличие двух корней говорит о том, что при некоторых значениях ψ и соблюдении условий (2) и (3) будет существовать сразу два не равных значения z_0 , обеспечивающих перемещение КЦИ в точку с одной и той же координатой. Область, в которой хотя бы одно из выражений (5) или (6) удовлетворяет условиям (2) и (3), и будет искомой областью. В соответствии с этими условиями искомая область определяется из решения двух систем уравнений.

$$\begin{cases} \frac{-\eta_0 \cos(\psi) + \sqrt{\eta_0^2 \cos^2(\psi) + 1 - \eta_0^2}}{1 + \eta_0^2} \geq 0; \\ \eta_0^2 \cos^2(\psi) + 1 - \eta_0^2 \geq 0; \end{cases} \quad (8)$$

$$\begin{cases} \frac{-\eta_0 \cos(\psi) - \sqrt{\eta_0^2 \cos^2(\psi) + 1 - \eta_0^2}}{1 + \eta_0^2} \geq 0; \\ \eta_0^2 \cos^2(\psi) + 1 - \eta_0^2 \geq 0; \end{cases} \quad (9)$$

В каждой из этих систем первое неравенство соответствует (2), а выполнения второго неравенства достаточно для выполнения (3). Согласно правилам решения нелинейных неравенств, решения системы (8) определяются совокупностью решений систем неравенств (10-12):

$$\begin{cases} \eta_0 \geq -1; \\ \eta_0^2 \cos^2(\psi) + 1 - \eta_0^2 \geq 0; \\ \eta_0 \cos(\psi) < 0; \end{cases} \quad (10)$$

$$\begin{cases} \eta_0 \geq -1; \\ \eta_0^2 \cos^2(\psi) + 1 - \eta_0^2 \geq 0; \\ \eta_0 \cos(\psi) \geq 0; \\ \eta_0^2 \cos^2(\psi) + 1 - \eta_0^2 \geq \eta_0^2 \cos^2(\psi); \end{cases} \quad (11)$$

$$\begin{cases} \eta_0 < -1; \\ \eta_0^2 \cos^2(\psi) + 1 - \eta_0^2 \geq 0; \\ \eta_0 \cos(\psi) \geq 0; \\ \eta_0^2 \cos^2(\psi) + 1 - \eta_0^2 \leq \eta_0^2 \cos^2(\psi), \end{cases} \quad (12)$$

а решения системы (9) - совокупностью решений систем (13-15):

$$\begin{cases} \eta_0 < -1; \\ \eta_0^2 \cos^2(\psi) + 1 - \eta_0^2 \geq 0; \\ -\eta_0 \cos(\psi) < 0; \end{cases} \quad (13)$$

$$\begin{cases} \eta_0 \geq -1; \\ \eta_0^2 \cos^2(\psi) + 1 - \eta_0^2 \geq 0; \\ -\eta_0 \cos(\psi) \geq 0; \\ \eta_0^2 \cos^2(\psi) + 1 - \eta_0^2 \leq \eta_0^2 \cos^2(\psi); \end{cases} \quad (14)$$

$$\begin{cases} \eta_0 < -1; \\ \eta_0^2 \cos^2(\psi) + 1 - \eta_0^2 \geq 0; \\ -\eta_0 \cos(\psi) \geq 0; \\ \eta_0^2 \cos^2(\psi) + 1 - \eta_0^2 \leq \eta_0^2 \cos^2(\psi), \end{cases} \quad (15)$$

Считая ψ известным параметром, найдем точки равенства описанных выражений нулю.

Для всех неравенств, входящих в системы (10-15), имеющих вид $\eta_0^2 \cos^2(\psi) + 1 - \eta_0^2 \geq 0$ равенство нулю

$$\text{обеспечивается при } \eta_0 = \pm \frac{1}{\sin(\psi)}.$$

Для всех неравенств этих же систем, имеющих вид $\eta_0 \cos(\psi) \geq 0$, $\eta_0 \cos(\psi) < 0$, $-\eta_0 \cos(\psi) \geq 0$ и $-\eta_0 \cos(\psi) < 0$ равенство нулю обеспечивается при $\eta_0 = 0$.

Для неравенств этих же систем, имеющих вид $\eta_0^2 \cos^2(\psi) + 1 - \eta_0^2 \leq \eta_0^2 \cos^2(\psi)$ и

$\eta_0^2 \cos^2(\psi) + 1 - \eta_0^2 \geq \eta_0^2 \cos^2(\psi)$, равенство нулю, после переноса в одну из частей неравенства, обеспечивается при $\eta_0 = \pm 1$.

Задавшись конкретным значением ψ и зная точки пересечения описываемых кривых с осью, можно определить искомую область методом интервалов. Результаты решения систем уравнений (8) и (9) приведены ниже.

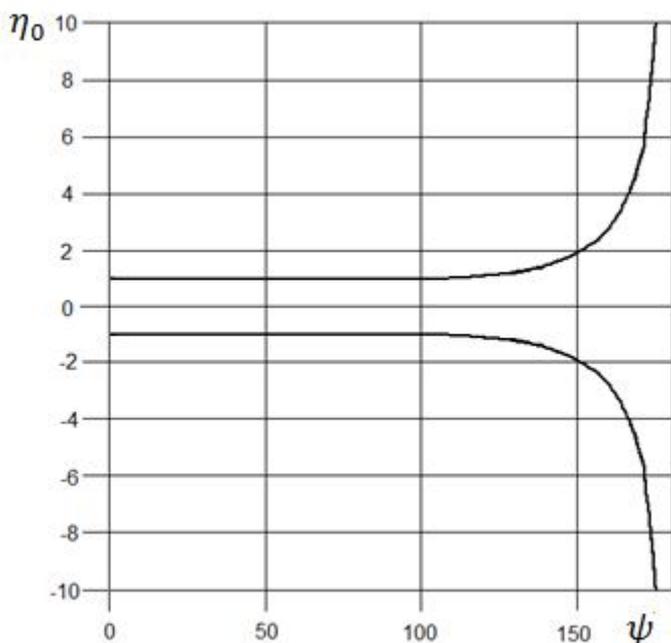


Рис.1. Границы области позиционирования КЦИ двухточечной модели при различных значениях сдвига фаз между сигналами излучателей

Как видно из Рис.1, максимальное реализуемое отклонение КЦИ от центра двухточечной системы строго связано с величиной ψ . Поскольку, как было сказано выше, косинус является четной функцией, график Рис.1 симметричен относительно $\psi=0^\circ$. В достаточно большом диапазоне значений сдвига фаз невозможно осуществить перемещение КЦИ за пределы отрезка $\eta_0 = [-1; 1]$, вынести КЦИ за пределы данного отрезка становится возможно лишь начиная с некоего минимального сдвига фаз ψ_b . Определим данное значение.

Системы неравенств (8) и (9) описывают все реализуемые положения КЦИ. Подставляя в эти системы $\eta_0 = 1$ можно

определить требования, накладываемые на величину сдвига фаз сигналов, при которых КЦИ будет находиться в пределах базы модели.

При подстановке $\eta_0 = 1$ в систему (8) первое неравенство системы будет верно всегда, второе лишь при условии $\psi \leq 90^\circ$. При подстановке $\eta_0 = 1$ в систему (9) решением системы уравнений будет являть точка $\psi = 90^\circ$.

Таким образом, при величинах $\psi = [-90^\circ; 90^\circ]$ КЦИ не может быть вынесен за пределы базы модели.

IV. ВЫВОДЫ И ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Полученные в работе данные могут быть использованы для определения минимальной величины сдвига фаз между излучателями, требуемой для реализации смещения КЦИ двухточечной модели на некую заданную величину η_0 от центра.

Из графика Рис.1 видно, что для того, чтобы сместить КЦИ на расстояние всего лишь двух полуширин базы от центра модели, необходимо задать разность фаз около 150° . Подобная величина сдвига фаз является весьма большой. Согласно [2], при подобных величинах сдвига фаз между излучателями двухточечная модель оказывается весьма чувствительна к ошибкам установки параметров сигналов, подводимых к излучателям. Таким образом, вопрос о практическом использовании возможности перемещения КЦИ за пределы базы модели следует решать совместно с исследованием точности позиционирования КЦИ в зависимости от точности установки параметров сигналов модели.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [12] Островитянов Р.В., Басалов Ф.А. Статистическая теория радиолокации протяженных целей. – М.: Радио и связь, 1982. – 232 с., ил.
- [13] Степанов М. А. Точность позиционирования кажущегося центра излучения в когерентном трехточечном матричном имитаторе = Positioning accuracy of the apparent center of radiation in the coherent three-point matrix simulator / М. А. Степанов // Вопросы радиоэлектроники. Сер. Общетехническая. - 2015. – Вып. 5, № 5. – С. 57–67.



Комяков Павел Олегович – родился в 1992 году, магистрант кафедры радиоприемных и радиопередающих устройств НГТУ, инженер 2 категории АО НПО «НИИП-НЗиК». Область научных интересов: радиолокация.

Принципы Построения Цифровой Обработки Сигналов В Разрабатываемых РЛС Обзора

Игорь Ф. Лозовский

АО «НПО НИИИП-НЗуК», Новосибирск, Россия

Аннотация – Предложены принципы построения систем первичной обработки сигналов в РЛС обзора следующего поколения. Приведены структурные схемы и основные параметры перспективных систем.

Ключевые слова – РЛС обзора, обработка сигналов, активная помеха, пассивная помеха.

I. ВВЕДЕНИЕ

СУЩЕСТВЕННОЙ ЧАСТЬЮ РЛС обзора (РЛО) являются системы первичной обработки сигналов (СПОС), основной функцией которых является обнаружение сигналов, отраженных от целей, на фоне собственных шумов приемных каналов РЛО и разного рода помех: пассивных (ПП), то есть вызванных отражением сигнала от каких-то объектов, находящихся в зоне обнаружения РЛО и не являющихся целями и активных (АП), то есть вызванных работой каких-то радиотехнических устройств [1]. В существующих РЛО реализуются СПОС, структурная схема которых, в основном, соответствует рис. 1.

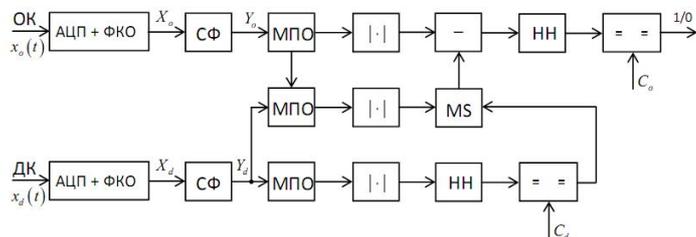


Рис.1 Структурная схема реализованных СПОС (ОК - основной канал, ДК – дополнительный канал, ФКО – формирователи комплексной огибающей, СФ – согласованные фильтры, МПО – межпериодная обработка сигналов, НН – некогерентные накопители).

В данной СПОС из поступающих сигналов на промежуточной частоте в ОК $x_o(t)$ в ФКО формируются отсчеты комплексной огибающей, в СФ производится согласованная фильтрация излучаемых РЛС импульсов, обеспечивающая максимум отношения сигнал / шум. После этого в когерентных процедурах осуществляется межпериодная обработка (МПО), обеспечивающая подавление коррелированных помех и когерентное накопление энергии сигнала. Далее вычисляется модуль комплексных сигналов, не зависящий от неизвестного значения их начальной фазы. В режимах некогерентного накопления (НН) пачки импульсов производится суммирование модулей отсчетов и сравнение накопленной величины с порогом обнаружения. Для защиты от точечных помех в ДК производится примерно аналогичная обработка с целью обнаружения точечной помехи. Отличия заключаются в том, что могут потребоваться другие весовые коэффициенты при МПО и другие пороги из-за разного

уровня шума. При обнаружении точечной помехи ее амплитуда вычитается из амплитуды сигнала в ОК с целью компенсации.

В последних разработках ФКО реализуется в цифровом виде, разрядность АЦП составляет 11р.+зн. СФ цифровые, настроены на сжатие ЛЧМ сигналов с различной длительностью и девиацией. МПО представляет собой 3-4-х импульсную адаптивную СДЦ, в НН после нормировки к оценкам мощности помех в окне дальности накапливаются многоуровневые (АН) амплитуды сигналов или бинарные результаты превышения порога (БН).

II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Несмотря на положительные в целом результаты испытаний ряда РЛО с СПОС такого типа, выявлен ряд недостатков, присущих данным системам, устранение которых возможно при использовании в СПОС следующего поколения современной элементной базы (ЭБ), включающей программируемые интегральные схемы (ПЛИС) и программируемые сигнал – процессоры (ПСП):

- отсутствуют каналы приема сигналов с выходов антенн автокомпенсации АП (АКП), не реализованы алгоритмы цифровой АКП (ЦАКП). Имеющиеся в РЛО аналоговые АКП имеют недостаточный коэффициент подавления АП (~20дБ) и низкое быстродействие, не позволяющее оперативно перестраиваться в сложной помеховой обстановке, например, при воздействии шумовых импульсных АП;

- отсутствуют каналы приема сигналов с выхода антенн, формирующих разностные ДНА при обеспечивающем повышенную точность моноимпульсном методе измерения угловых координат, не реализованы идентичные с ОК алгоритмы обработки сигналов в этих каналах;

- не реализована генерация и обработка в СФ расширенного списка типов сигналов, включая сигналы с нелинейной ЧМ (НЧМ), обеспечивающие низкий УБЛ без потерь на весовую обработку (ВО), пачечные сигналы (ПС) и сигналы с периодической ЧМ (ПЧМ), для повышения эффективности подавления точечных ПП типа «ангелов»;

- алгоритмы адаптивной СДЦ не обеспечивают подавление бимодальных ПП (движущаяся ПП + МП) в нижнем положении луча ДНА;

- защита от «ангелов» обеспечивается применением однократной разностно-временной (РВ) ЧПК, коэффициент подавления которой недостаточен в плохих погодных условиях;

- для разрешения близко расположенных по дальности целей или цели и точечного МП применяется ВО по Хэммингу, что приводит к дополнительным потерям ~1,3дБ;

— для защиты от импульсных АП на входе СФ установлен жесткий ограничитель, включение которого приводит к дополнительным потерям, ухудшению разрешающей способности и невозможности обнаружения сигналов малоразмерной цели на фоне ПП;

— в обнаружителе с постоянным уровнем ложных тревог (ПУЛТ) обеспечивается защита только от конечно-протяженных по дальности помех достаточно большой мощности, отсутствует защита АН от несинхронных точечных импульсных АП;

— для защиты от ЛТ, вызванных точечными МП, реализован алгоритм межобзорного БН, не обеспечивающий ПУЛТ во всем диапазоне параметров остатков МП.

В представленной работе решается задача разработки основных принципов построения перспективных СПОС, в определенной степени лишенных указанных недостатков.

III. ТЕОРИЯ

В перспективных СПОС предлагается сделать следующие изменения (Рис.2,3).

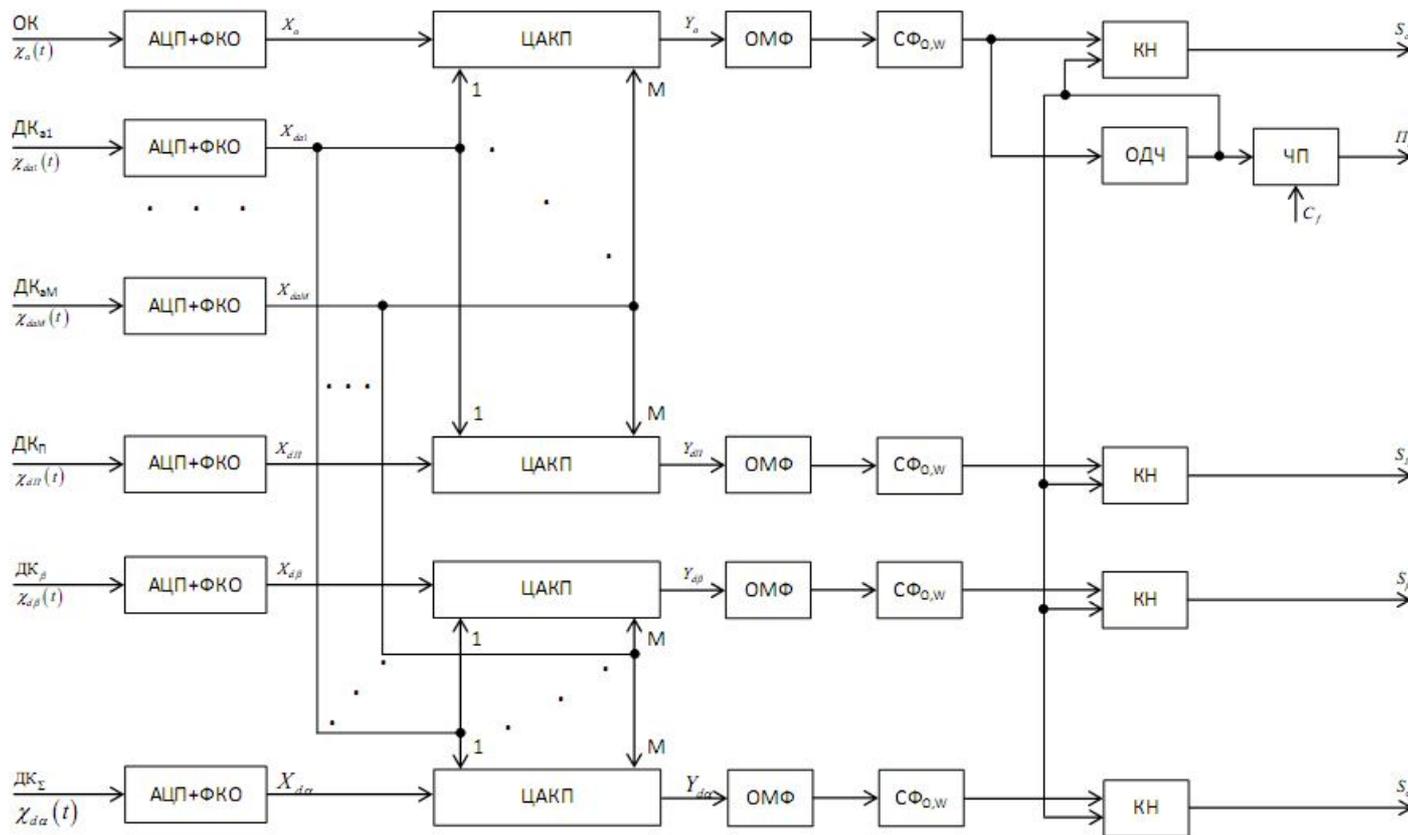


Рис.2 Структурная схема перспективной СПОС (1-ая часть)

Система состоит теперь не из двух, а из 4-х каналов обработки и M дополнительных каналов, предназначенных для подавления АП ($M = 1...4$). Два канала – ОК и ДК, выполняющий функцию ПБЛ (ДК_п) остались теми же, не считая определенных усовершенствований, о которых будет сказано позднее. Еще два канала ДК_β и ДК_ε необходимы для уточнения угловых координат цели по углу места и азимуту моноимпульсным методом.

Сигналы всех каналов в блоках АЦП+ФКО преобразуются в цифровую форму на промежуточной частоте, затем формируются их комплексные огибающие $X_0, X_{dn}, X_{d\beta}, X_{d\epsilon}$ и X_{da1}, \dots, X_{daM} . Далее в ЦАКП 4-х каналов обработки производится подавление непрерывных и импульсных АП. Для подавления выбросов импульсных АП на выходах ЦАКП $Y_0, Y_{dn}, Y_{d\beta}, Y_{d\epsilon}$ используются обобщенные медианные фильтры (ОМФ). СФ сжимают по длительности принятые ЛЧМ и НЧМ сигналы. В общем случае используются 2-х каналные СФ, в одном из каналов (СФ₀) которого применяется слабая ВО с небольшими

потерями для обнаружения одиночных малоразмерных целей. В другом канале (СФ_w) используется жесткая ВО с заметными потерями и низким УБЛ для обнаружения групповых целей или малоразмерных целей на фоне мощных точечных МП.

Блоки адаптивного КН (АКН) используются в режимах с ПС или ПЧМ [2]. При неизвестных скоростях целей адаптация КН производится путем оценки доплеровской частоты (ОДЧ) сигналов в соответствующих блоках. ОДЧ используются и в режимах с ЛЧМ сигналами для бланкирования малоскоростных объектов типа «ангелов». Если оценка ДЧ не превышает ЧП C_f , величина которого задается СЭВМ, формируется признак «ангела» P_a .

Сжатые сигналы в ОК, ДК_п, ДК_β и ДК_ε подаются на блоки многоканальных адаптивных режекторных фильтров (МАРФ), в которых осуществляется междупериодная обработка сигналов с целью подавления ПП, МП и обеспечения требуемой подпомеховой видимости целей [3]. При этом адаптивно выбирается канал обработки с наибольшим подавлением помех на текущем участке дальности. Полученные в МАРФ ОК оценки

корреляционных параметров помехи $\hat{\mathbf{R}}_0$ используются для настройки МАРФ в ДК_п (канал некогерентной компенсации

сигналов), ДК_β и ДК_ε. Далее в блоках $|\cdot|$ вычисляются амплитуды сигналов.

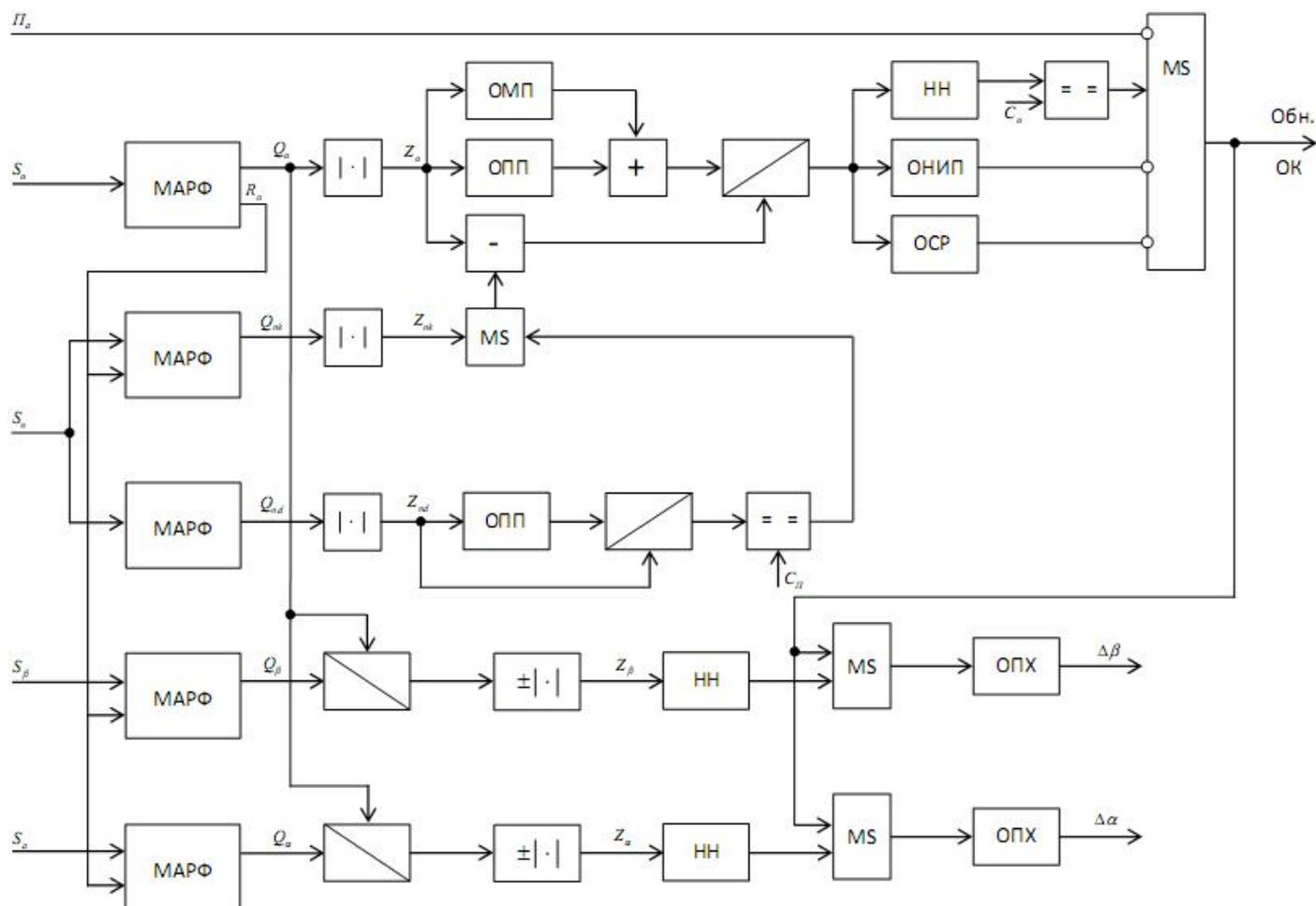


Рис.3 Структурная схема перспективной СПОС (2-ая часть)

В каналах ДК_β и ДК_ε предварительно производится нормирование сигналов к комплексной амплитуде на выходе МАРФ ОК Q_0 , затем находят значения модулей и знаков u_β, u_α нормированных величин: Z_β, Z_α . В режимах НН производится усреднение полученных в нескольких

периодах пачки значений $\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n u_{\beta,i} \left| \frac{Q_{\beta,i}}{Q_{0,i}} \right|, \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n u_{\alpha,i} \left| \frac{Q_{\alpha,i}}{Q_{0,i}} \right|$,

после чего в блоках формирования обратной пеленгационной характеристики (ОПХ) образуются величины угловых отклонений по УМ и азимуту $\Delta\hat{\beta}, \Delta\hat{\alpha}$.

Выдача величин $\Delta\hat{\beta}, \Delta\hat{\alpha}$ разрешается только при наличии сигнала обнаружения цели в ОК.

В ДК_п после нормировки амплитуд сигналов к оценкам мощности протяженных по дальности помех (ОПП), полученных в соответствующем блоке, производится сравнение полученных значений с порогом канала ПБЛ C_n . В случае обнаружения точечной помехи разрешается вычитание амплитуды сигнала в ДК_п из амплитуды сигнала в ОК [4]. Далее в ОК производится нормирование к сумме ОПП и оценке мощности точечных МП (ОМП),

накопленной в рассматриваемом элементе дальности за ряд обзоров в соответствующем блоке (ОМП) и сохраненной в памяти [5]. В режимах НН нормированные амплитуды сигналов усредняются в блоке НН и сравниваются с порогом ОК C_0 . Применяется новый адаптивный параметрический алгоритм обнаружения с ПУЛТ, обеспечивающий повышенную стабильность ЛТ и низкие потери обнаружения и разрешения сигналов «в тени» конечно-протяженных по дальности помех [6]. Параллельно производится обнаружение несинхронных импульсных точечных по дальности помех (ОНИП) и сигналов сверхрефракции (ОСР), при их наличии сигналы обнаружения цели бланкируются [7].

IV. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТОВ

Основные ожидаемые параметры СПОС следующего поколения, полученные на имитационных моделях алгоритмов обработки сигналов, приведены в Табл 1.

ТАБЛИЦА 1

ПАРАМЕТРЫ ПЕРСПЕКТИВНЫХ СПОС

№	Параметр	Условия	Значение параметра
1	Мощность	Мощность АП в ГЛ 50дБ,	0,5-1дБ

	остатков АП	УБЛ ДНА = -30дБ, число ПАП = 1-2, выборка для адаптации = 64 элемента.	
2	Потери и вероятность ЛТ при наличии выброса импульсной АП на выходе ЦАКП	Мощность $P_i = 20$ дБ, длительность $\tau_i = 5$ мкс, ЛЧМ сигнал $T_i = 20$ мкс, $W = 2,5$ МГц	3-4дБ, $P_f = 10^{-5} \dots 10^{-6}$ (без ОМФ потери 12-14дБ), $P_f = 10^{-2} \dots 10^{-3}$
3	Потери при обнаружении ЛЧМ сигнала на фоне шума и шума+2-й ЛЧМ сигнал	ЛЧМ сигнал с параметрами: $W = 2,5$ МГц, $T_i = 20$ мкс. Параметры СФ и обнаружителя $F_d = 3$ МГц, $P_f = 10^{-6}$. Параметры 2-го ЛЧМ сигнала: $P_2 \leq 20$ дБ (вход СФ)	$L_1 = 0,5$ дБ, $L_2 \leq 6$ дБ Число ЛТ номинальное. (у СФ с ВО по Хэммингу $L_1 = 1,3$ дБ)
4	Число ЛТ от «ангелов» в РЛО. Нижний предел скорости обнаруживаемых целей.	Параметры «ангелов»: $P_a \leq 30$ дБ, $\Delta f \leq 40$ Гц, $ f_0 \leq 1$ кГц	В пределах пропускной способности РЛО при $N_a \leq$ ед. тыс. (у РВ ЧПК1 N_f на 1-2 порядка больше). $V_R = 50-150$ м/с в зависимости от числа «ангелов» в зоне.
5	Точность измерения угловых координат	Мощность сигнала пороговая, диапазон линейности ПХ = $\pm 2^\circ$	0,5 град. (увеличение точности \sim в 4 раза)
6	Коэффициент улучшения СДЦ	Двухслойная ПП (ПП+МП), $G_{mp} = -40 \dots 40$ дБ, $N = 4,5$; $P_n = -40, -60$ дВ; $\Delta f_p = 50$ Гц, $f_0 = 0 \dots \frac{1}{2}T$, $\Delta f_m = 10$ Гц.	Снижение не более $K_u \leq 3$ дБ по сравнению с оптимальной обработкой.
7	Число ЛТ от точечных МП в РЛО.	$\sigma_f = 2 \dots 20$ Гц, число ТМП = ед. тыс.	Полное подавление ТМП (в МБН число ЛТ близкое к пропускной способности РЛО).
8	Число ЛТ от ТНИП и СР в РЛО в режимах НН	Параметры АНЦ: $N = 4$, $d = 8$ дБ, $N_i = 1$, $P_f = 10^{-6}$. ТНИП: $N_i = 100$, $P_i \leq 50$ дБ, $T_i = 100 \dots 4000$ мкс. СР: $P_{sr} \leq 40$ дБ.	Практически полное подавление ТНИП и СР.

Для иллюстрации на рис.4 показан пример работы 2-х канального ЦАКП в условиях непрерывной АП от 1-го постановщика и импульсной АП от 2-го. При появлении импульсной АП здесь возникает выброс мощности на выходе ЦАКП, в данном случае длительностью ~ 16 отсчетов, который в дальнейшем подавляется до уровня, близкого к мощности собственных шумов приемника. Таким образом, ЦАКП способен существенно снизить мощность как непрерывных, так и импульсных АП на рабочей дальности РЛО.

На следующем Рис.5 показаны зависимости порогового сигнала на входе 2-х канального СФ от мощности 2-го близкорасположенного по дальности сигнала цели или точечного МП. Хорошо видно, что при небольшой мощности сигнала от соседней цели работает канал 1, что дает выигрыш ~ 2 дБ в пороговом сигнале. При увеличении мощности сигнала от соседней цели включается канал 2, который за счет низкого УБЛ обеспечивает выигрыш до 20дБ в величине порогового сигнала. Заметим, что при включении цензора в канале 1, который при отсутствии ВО увеличивает число ЛТ от БЛ, величина выигрыша была бы существенно меньше до ~ 4 дБ.

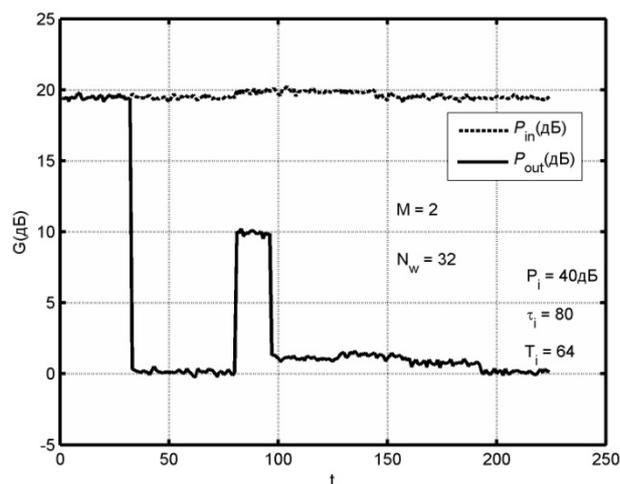


Рис.4 Мощность остатков P_{out} от времени на выходе ЦАКП (P_{in} - мощность АП на входе, M - число каналов ЦАКП, N_w - шаг адаптации, параметры НИП: P_i - мощность; τ_i - длительность; T_i - задержка).

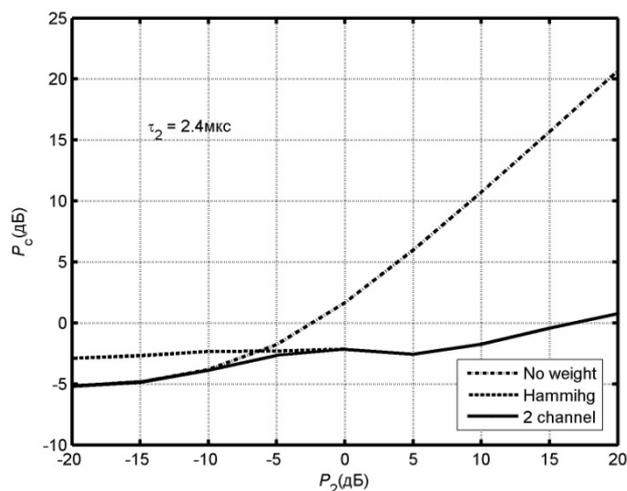


Рис.5 Пороговый сигнал P_c от мощности 2-го сигнала цели или МП P_2 длительностью τ_2 . Длительность ЛЧМ сигнала $T_i = 20$ мкс.

Для демонстрации эффективности обнаружения целей в РЛО с адаптивным ЧП (АЧП) на Рис.6 показаны вероятностно-скоростные характеристики (ВСХ) при разном числе «ангелов» N_a в зоне. Видно как с увеличением числа «ангелов» расширяется область провала ВСХ в зоне нулевых скоростей для обеспечения требуемого числа ЛТ (не более 100 за обзор). В то же время при сравнительно небольшом числе «ангелов» за счет адаптивного снижения ЧП

появляется возможность обнаружения целей с низкой радиальной скоростью $V = 50-150 \text{ м/с}$.

На рис. 7 показаны зависимости K_u МАРФ от нормированной частоты Доплера ПП $f_0 \times T$. Данные зависимости весьма близки к полученным для оптимального алгоритма. Достигается это выбором канала МАРФ, обеспечивающего наибольшее подавление при данном отношении мощности МП к ПП G_{mp} .

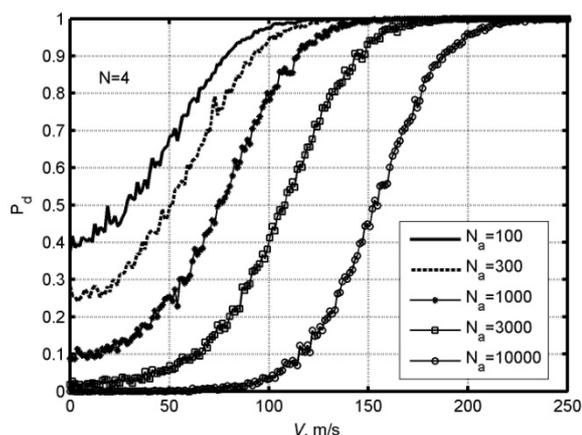


Рис.6 ВСХ АЧП-НН. N - число импульсов в пакке, P_d - вероятность обнаружения.

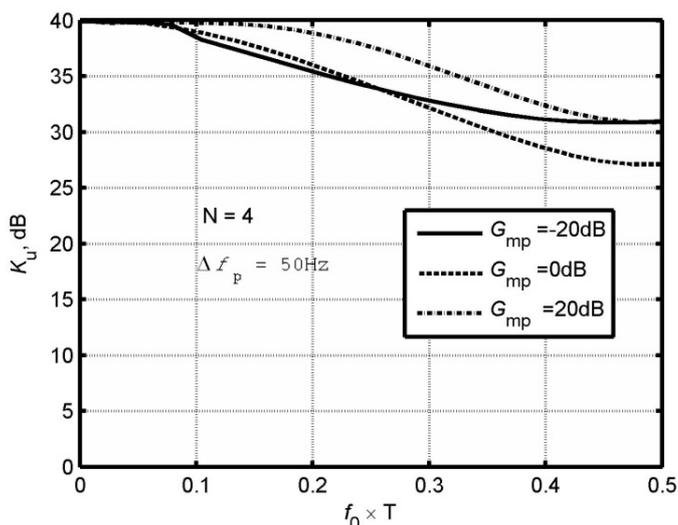


Рис.7 Коэффициент улучшения МАРФ от частоты Доплера ПП. Δf_p - ширина спектра ПП.

При использовании в РЛО алгоритма обнаружения с нормировкой к оценкам мощности точечных МП, в отличие от реализованного в ряде локаторов алгоритма межобзорного бланкирования с бинарным накоплением, можно обеспечить существенно меньшие значения вероятности ЛТ при любых значениях мощности ТМП (Рис.8). В результате отражения от таких МП будут, по сути, полностью подавлены.

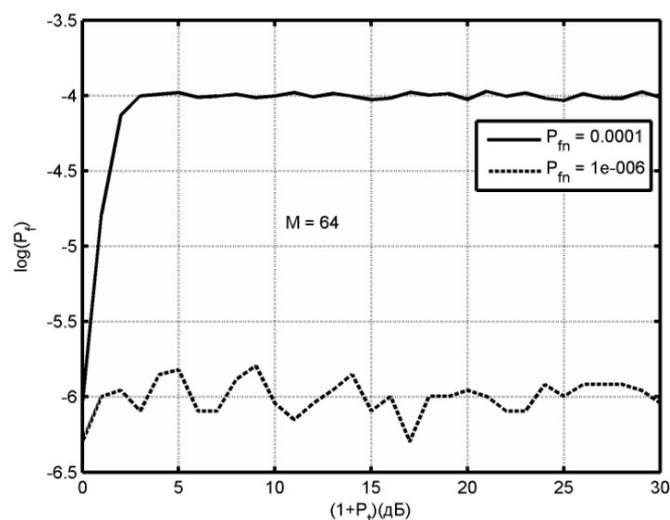


Рис.8 Вероятность ЛТ P_f от точечных МП мощностью P_t . Номинальный уровень ЛТ от МП P_{fn} , число обзоров записи данных в карту M .

Эффективность защиты от точечных НИП в режимах с НН иллюстрирует Рис.9, из которого видно, что НИП разной мощности достаточно хорошо цензируются и исключаются из числа накапливаемых импульсов.

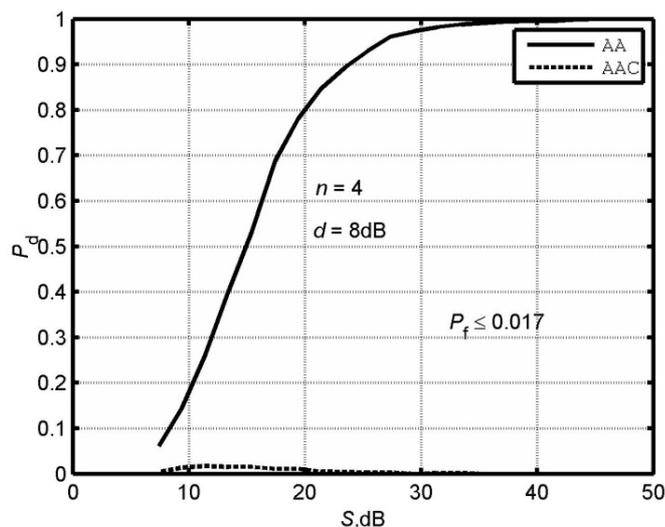


Рис.9 Вероятность обнаружения P_d НИП от мощности сигнала S для НН (АА) и НН с цензором НИП (ААС). Число импульсов n , вероятность ЛТ P_f , амплитудный коэффициент цензора d .

V. ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ

Из представленных результатов наиболее значимыми являются данные по эффективному подавлению мощных непрерывных и импульсных АП от нескольких источников за счет внедрения в СПОС каналов ЦАКП, отсутствие потерь жесткого ограничения амплитуд в ОМФ при снижении вероятности ЛТ от импульсных АП практически до номинального уровня. Существенным является снижение потерь от ВО по Хэммингу при обнаружении одиночных целей с сохранением возможности обнаружения малозаметных целей вблизи целей с большой ЭПР и точечных МП, достигаемое применением двухканальных СФ с разными функциями ВО в каналах или применением НЧМ сигналов. Использование новых алгоритмов ЧП-НН с

управляемым от СЭВМ РЛО ЧП в совокупности с пачечными или ПЧМ сигналами позволяет на 1-2 порядка снизить число ЛТ от «ангелов» при сохранении возможности обнаружения «тихоходных» целей. В условиях плохой погоды это становится особенно важным. Применение МАРФ позволяет обеспечить высокие значения коэффициента улучшения отношения сигнал/помеха+шум в условиях не только однодальных протяженных по дальности ПП или МП, но и при наличии их смесей в нижних положениях луча ДНА по углу места. При этом практически полная защита от ЛТ, вызванных мощными точечными по дальности МП, реализуется применением детальной карты остатков мощности МП и алгоритма нормировки амплитуд сигналов к оценкам мощности помех в каждом отдельно взятом элементе разрешения дальности. Эффективная защита от ТНИП и сигналов СР достигается применением в НН новых усовершенствованных алгоритмов. Очевидно, важной является возможность применения в РЛО моноимпульсных методов измерения угловых координат, появляющаяся, в том числе, за счет внедрения в СПОС каналов обработки сигналов с разностными ДНА и алгоритма формирования ОПХ. Точность измерения угловых координат при этом увеличивается в ед. раз.

VI. ВЫВОДЫ И ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложенные принципы построения СПОС РЛО следующего поколения реализуемы на современной ЭБ и обеспечивают значительное расширение возможностей защиты РЛО от воздействующих помех.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Кузьмин С.З. Цифровая радиолокация. Введение в теорию. — Киев : Изд-во КВЦ, 2000. — 428с.
- [2] Лозовский И.Ф. Защита РЛС от точечных помех : монография / И.Ф. Лозовский. — Новосибирск : Изд-во НГТУ, 2014. — 242с.
- [3] Лозовский И.Ф. Построение и показатели адаптивных режекторных фильтров для двухслойных пассивных помех // Материалы VII Международной конференции АПЭП-2004 (г. Новосибирск, 21-24 сентября 2004г.). Т.4. — Новосибирск, 2004. — С. 25-32.
- [4] Лозовский И.Ф. Построение и моделирование радиолокационных обнаружителей сигналов с дополнительным некогерентным каналом приема // Радиотехника. — 2006. — №12. — С.4-9.
- [5] Лозовский И.Ф. Двухоконный алгоритм обнаружения с ПУЛТ // Труды 4-й научно – практической конференции "Современные проблемы создания и эксплуатации радиотехнических систем" (Ульяновск, 2004г.). — Ульяновск, 2004. — С. 32-34.
- [6] Лозовский И.Ф. Алгоритм обнаружения сигналов с постоянным уровнем ложных тревог в условиях конечно-протяженных по дальности помех // Вопросы радиоэлектроники. — 2014. — вып.2. — С.5-16.
- [7] Елагина К.А., Лозовский И.Ф. Обнаружение некогерентной пачки импульсов в условиях разного вида помех // Вестник ВКО. — 2014. — вып.3. — С. 94-98.



Автор: Лозовский Игорь Филиппович, родился в 1955г., основные направления научных исследований – методы и устройства первичной обработки радиолокационных сигналов, обнаружение сигналов, цифровая обработка сигналов. Имеет ученую степень д.т.н., защитил диссертацию в 2011 г. Работает в АО «НПО НИИИП-НЗиК» (ул.Планетная, 32, Новосибирск, 630015, тел.(383)279-06-03, e-mail: niip@komintern.ru). Тел. 7-913-742-7176, e-mail: lozov-igor@yandex.ru.

Влияние Поляризации Падающей Волны на Амплитудное Распределение в Раскрыве Диэлектрического Коллиматора

Юлия С. Никулина, Максим А. Степанов

Новосибирский государственный технический университет, Новосибирск, Россия
АО «НПО «НИИИП-НЗиК», Новосибирск, Россия

Аннотация – В статье приводится расчёт амплитудного распределения в раскрыве коллиматора в зависимости от выбора вида поляризации, материала, фокусного расстояния. Было установлено, что в случае, когда облучатель линзы расположен в ее фокусе, вид поляризации электромагнитных волн слабо влияет на амплитудное распределение в раскрыве линзы. Наиболее равномерное распределение амплитуды по раскрыву обеспечивают линзовые коллиматоры, изготовленные из материалов с большим значением относительной диэлектрической проницаемости. Было получено выражение, позволяющее определить максимальный угол падения луча электромагнитной волны на освещенную поверхность коллиматора на границе раздела сред воздух-диэлектрик. Данное выражение позволяет по рассчитанным в статье зависимостям коэффициентов прохождения от угла падения спрогнозировать амплитудное распределение в раскрыве коллиматора.

Ключевые слова – Амплитудное распределение, линзовый коллиматор, формулы Френеля, перпендикулярная поляризация, параллельная поляризация.

I. ВВЕДЕНИЕ

Для построения диаграммы направленности антенны необходимо знать амплитудно-фазовое распределение по раскрыву коллиматора. Вопросам расчёта фазового распределения посвящены предыдущие работы [1, 2], в которых амплитудное распределение полагалось равномерным. При более точных расчётах необходимо учитывать влияние вида поляризации на вид амплитудного распределения. В радиооптике этот вопрос не был изучен.

При наклонном падении электромагнитной волны рассматривают 2 вида поляризации (Рис.1): параллельная и перпендикулярная. Остальные виды поляризации можно получить путем наложения решений, полученных для указанных выше двух вариантов. При параллельной поляризации вектор напряженности электрического поля \mathbf{E} параллелен плоскости падения. При перпендикулярной – вектор \mathbf{E} падающей волны параллелен границе раздела сред и перпендикулярен плоскости падения. При расчете амплитудно-фазового распределения в раскрыве коллиматора линзу можно расщечь двумя плоскостями: плоскостью, образованной вектором \mathbf{E} и вектором Пойнтинга; плоскостью, образованную вектором \mathbf{H} и вектором Пойнтинга. На фазовое распределение в раскрыве выбор секущей плоскости не окажет никакого влияния, т.к. электрические пути электромагнитной волны не изменятся. В случае с амплитудным распределением, первый вариант приведет к параллельной поляризации электромагнитной

волны. Второй – к перпендикулярной. Так как коэффициенты прохождения для каждой из поляризаций различны, различны будут и амплитудные распределения в плоскостях векторов \mathbf{E} и \mathbf{H} .

Целью работы является исследование влияния вида поляризации на амплитудное распределение в раскрыве линзового коллиматора.

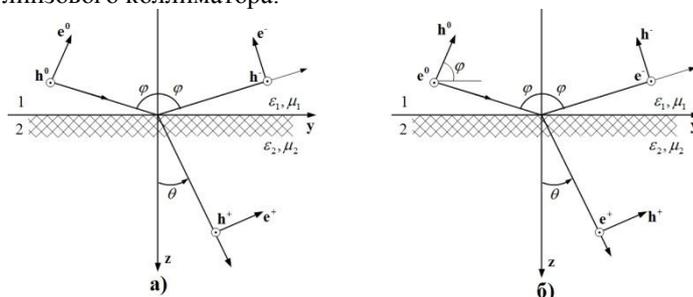


Рис.1. Поляризация: а – параллельная; б – перпендикулярная.

Предположим, что облучатель радиолиты является изотропным, тогда можно считать, что амплитуда падающей волны во всех точках освещенной поверхности линзы постоянна и равна единице ($A_1 = 1$). Рассмотрим два преломления электромагнитных волн: на освещенной поверхности линзы (преломление на границе воздух-диэлектрик) и теневой поверхности (преломление на границе диэлектрик-воздух). В первом случае амплитуда преломленной электромагнитной волны определяется:

$$A_2 = A_1 \tau_1,$$

где τ_1 – коэффициент прохождения после преломления на границе воздух-диэлектрик.

После преломления на границе диэлектрик-воздух амплитуда (при отсутствии потерь в материале линзы):

$$A_3 = A_2 \tau_2,$$

где τ_2 – коэффициент прохождения после преломления на границе диэлектрик-воздух.

Тогда, после двойного преломления лучей на поверхностях коллиматора, амплитудное распределение в раскрыве линзы, нормированное к амплитуде падающей волны, определяется выражением:

$$A = \tau_1 \tau_2 \quad (1)$$

При помощи формул Френеля можно найти коэффициенты прохождения для рассмотренных выше видов поляризаций и рассчитать амплитудное распределение в раскрыве коллиматора [2]:

$$\tau_{\perp} = \frac{2Z_2 \cos \varphi}{Z_2 \cos \varphi + Z_1 \cos \theta}, \tau_{\parallel} = \frac{2Z_2 \cos \varphi}{Z_2 \cos \theta + Z_1 \cos \varphi};$$

где τ_{\perp} и τ_{\parallel} – коэффициенты прохождения при перпендикулярной и параллельной поляризации, $Z_1 = Z_0 \sqrt{\mu_1/\epsilon_1}$, $Z_2 = Z_0 \sqrt{\mu_2/\epsilon_2}$ – волновые сопротивления сред ($Z_0 = 120\pi$ [Ом] – волновое сопротивление вакуума, ϵ_1, ϵ_2 – относительные диэлектрические проницаемости сред, μ_1, μ_2 – магнитные проницаемости сред), φ – угол падения, θ – угол преломления (Рис.1).

Запишем выражения (1), исключив из них угол преломления. Для этого воспользуемся законом Снеллиуса: $n_1 \sin \varphi = n_2 \sin \theta$, где n_1, n_2 – показатели преломления сред:

$$\tau_{\perp} = \frac{2Z_2 \cos \varphi}{Z_2 \cos \varphi + Z_1 \cos \left(\arcsin \left(\frac{n_1 \sin \varphi}{n_2} \right) \right)};$$

$$\tau_{\parallel} = \frac{2Z_2 \cos \varphi}{Z_2 \cos \left(\arcsin \left(\frac{n_1 \sin \varphi}{n_2} \right) \right) + Z_1 \cos \varphi}.$$

Сравним амплитудное распределение для материала с низкой относительной диэлектрической проницаемостью – экструдированного пенополистирола ($\epsilon_r = 1.047$), для фторопласта ($\epsilon_r = 2.08$) и стекла ($\epsilon_r = 4.2$) – материалов с высокой относительной проницаемостью, традиционно используемых для изготовления коллиматоров.

II. ТЕОРИЯ

ПРОВЕДЕМ расчёт коэффициентов прохождения τ_{\perp} и τ_{\parallel} в зависимости от угла падения φ (от 0 до 90 градусов) – Рис. 2, 3. Сплошной линией показан коэффициент прохождения при параллельной поляризации τ_{\parallel} , пунктирной – коэффициент прохождения при перпендикулярной поляризации τ_{\perp} .

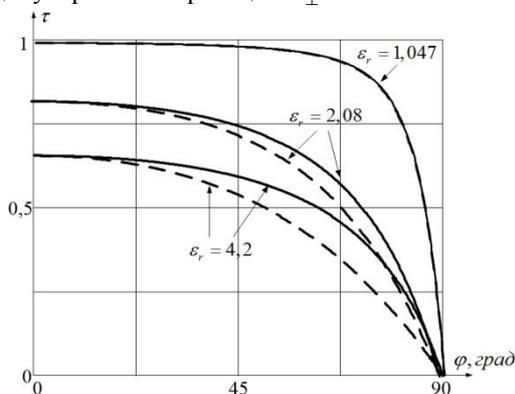


Рис.2. Зависимость коэффициентов прохождения τ_{\perp} и τ_{\parallel} от угла падения φ , преломление на границе воздух-диэлектрик.

Было установлено, что с уменьшением относительной диэлектрической проницаемости диэлектрика уменьшается разница между рассчитанными коэффициентами

прохождения для разных поляризаций и увеличивается диапазон углов падения, на котором коэффициенты прохождения слабо зависят от угла падения. Для всех рассмотренных материалов коэффициент прохождения при перпендикулярной поляризации меньше, чем при параллельной.

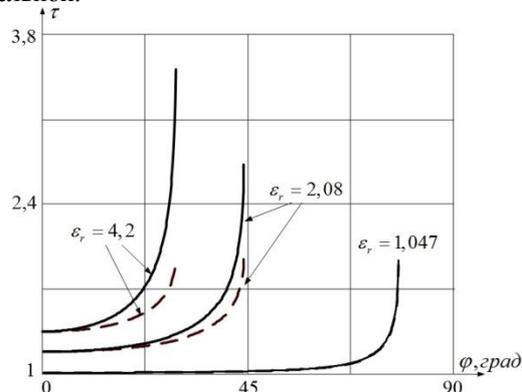


Рис.3. Зависимость коэффициентов прохождения τ_{\perp} и τ_{\parallel} от угла падения φ , преломление на границе диэлектрик-воздух.

При преломлении на границе воздух-диэлектрик наблюдается следующее. С увеличением угла падения происходит уменьшение коэффициентов прохождения (при угле падения 90° коэффициенты прохождения становятся равными нулю). Коэффициенты прохождения не превышают единицы $\tau_{\perp} < 1, \tau_{\parallel} < 1$.

Для случая преломления луча на границе диэлектрик-воздух наблюдается следующее. Коэффициенты прохождения больше 1. Интересным является наличие явления полного внутреннего отражения (преломлённый луч отсутствует, падающий луч полностью отражается от границы раздела сред), происходящее на границе диэлектрик-воздух: для экструдированного пенополистирола при углах падения, начинающихся с 77.8 градусов, для фторопласта – с 43.9 , для стекла – 29.2 .

Углы полного отражения могут быть рассчитаны аналитически по выражению:

$$\alpha > \arcsin \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}}.$$

Полученные графики позволяют сделать следующие выводы. Для материалов с малым значением относительной диэлектрической проницаемости разница в амплитудных распределениях для параллельной и перпендикулярной поляризаций будет практически отсутствовать в диапазоне углов падения от нуля до угла полного отражения (1). Подобный же эффект будет наблюдаться и для материалов с высоким значением относительной диэлектрической проницаемости, но лишь в относительно небольшом диапазоне углов падения, в пределах которых различия поляризаций не будет сказываться, будет уменьшаться.

Зная максимальный угол падения луча электромагнитной волны на освещенную поверхность коллиматора на границе раздела сред воздух-диэлектрик, можно спрогнозировать по рассчитанным выше зависимостям коэффициентов прохождения от угла падения амплитудное распределение в раскрыве. Максимальный угол падения – это угол, который образуют пересекающиеся в крайней точке освещенной поверхности нормаль к освещенной поверхности

радиолинзы и луч электромагнитной волны, исходящий из точки, в которую помещен облучатель $(-f; 0)$. Именно максимальный угол падения на границе раздела сред воздух-диэлектрик несет полезную информацию, так как в результате преломления на границе диэлектрик-воздух углы очень малы, что соответствует диапазону углов падения, на которых коэффициенты прохождения слабо зависят от угла падения.

При известных геометрических размерах линзового коллиматора, можно рассчитать максимальный угол падения, используя угловые коэффициенты для нормали и луча [2]:

$$\alpha_{\max} = \arctg \left(\frac{\frac{\sqrt{(n^2 - 1)d^2 + 2fd(n-1)}}{d(n^2 - 1) + f(n-1)} + \frac{D/2}{d+f}}{\frac{\sqrt{(n^2 - 1)d^2 + 2fd(n-1)}}{d(n^2 - 1) + f(n-1)} \cdot \frac{D/2}{d+f} - 1} \right)$$

Здесь $n = \sqrt{\varepsilon_r}$ – коэффициент преломления материала радиолинзы, d – толщина коллиматора, координата крайней точки освещенной поверхности $(d; D/2)$ или $(d; -D/2)$, облучатель расположен в фокусе $(-f; 0)$.

На основе полученных зависимостей произведем расчёт амплитудного распределения в раскрыве гипотетического линзового коллиматора, рассчитанного на фокусное расстояние $f = 6$ м, диаметром $D = 1$ м ($\alpha_{\max} = 74.8^\circ$ для экструдированного пенополистирола, $\alpha_{\max} = 15.2^\circ$ для фторопласта, $\alpha_{\max} = 9.24^\circ$ для стекла), представляющего собой одноповерхностную радиолинзу, выражения для расчета геометрии которой рассмотрены в [2,4]. Углы падения и преломления рассчитываются по алгоритму, приведённому в [2].

Рассчитанное амплитудное распределение имеет максимум на оси симметрии коллиматора и является спадающим к краям (Рис.4). Полученные амплитудные распределения для параллельной и перпендикулярной поляризаций различаются не более чем на 0.3 %.

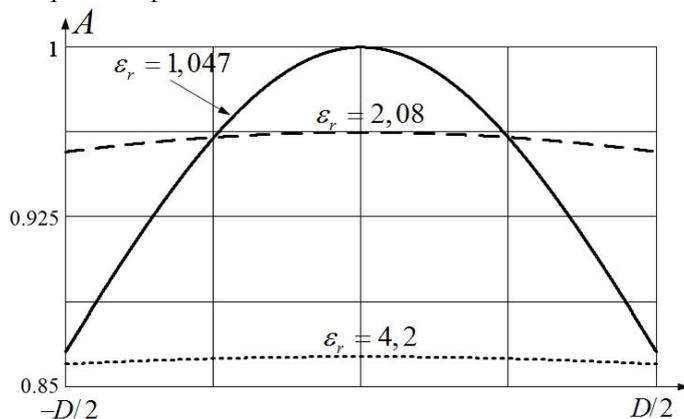


Рис.4. Амплитудное распределение в раскрыве гипотетического линзового коллиматора, изготовленного из рассматриваемых материалов.

С увеличением фокусного расстояния и уменьшением диаметра коллиматора форма амплитудного распределения уплощается, становится более равномерной. Это

объясняется уменьшением диапазона изменения углов падения при преломлении на границе воздух-диэлектрик (Рис.2).

Максимум амплитуды больше для материалов с низким значением относительной диэлектрической проницаемости. Это объясняется тем, что отражения на границе с такими материалами меньше.

Наиболее равномерным является амплитудное распределение в раскрыве коллиматоров, изготовленных из материалов с высоким значением относительной диэлектрической проницаемости. Объясняется это меньшим диапазоном изменения углов падения. Для экструдированного пенополистирола разница между максимальным и минимальным значением амплитуды составляет 13%, для фторопласта 4.5%, для стекла 2.5 %.

III. ВЫВОДЫ И ЗАКЛЮЧЕНИЕ

ПО РЕЗУЛЬТАТАМ работы можно сказать следующее. В случае, если облучатель линзы расположен в ее фокусе, вид поляризации электромагнитных волн слабо влияет на амплитудное распределение в раскрыве линзы.

Наиболее равномерное распределение амплитуды по раскрыву обеспечивают линзовые коллиматоры, изготовленные из материалов с большим значением относительной диэлектрической проницаемости. Вместе с тем, такие коллиматоры обладают более высокими потерями на отражение.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [14] Расчёт диаграммы направленности и фазового фронта в раскрыве линзового коллиматора при различных отклонениях облучателя / Никулина Ю. С. // Электронные средства и системы управления: материалы докладов 11 Международной научно-практической конференции (25-27 ноября 2015 г.): В 2 ч. – Ч.1.- Томск: В-Спектр, 2015. – 282 с. – ISBN 978-5-91191-331-1
- [15] Расчёт фазовых ошибок в раскрыве одноповерхностного линзового коллиматора/ Воробьева Ю. С., Степанов М.А.// Современные проблемы радиоэлектроники: сб. науч. тр. [Электронный ресурс], 6–8 мая 2014 г. – Красноярск: СФУ, 2015. – 628 с. – ISBN 978-5-7638-3236-5
- [16] Никольский В.В., Никольская Т.И. Электродинамика и распространение радиоволн: Учеб. Пособие для вузов. – 3-е изд. перераб. и доп. – М.: Наука, 1989. – 544 с. – ISBN 5-02-014033-3
- [17] Жук М. С., Молочков Ю. Б. Проектирование линзовых, сканирующих, широкодиапазонных антенн и фидерных устройств. – М.: Энергия, 1973. – 440 с.



Никулина Юлия Сергеевна, магистрант кафедры радиоприменных и радиопередающих устройств Новосибирского государственного технического университета. Инженер АО «НИИ измерительных приборов – Новосибирский завод им. Коминтерна». Область научных интересов – радиотехника и радиолокация. Автор и соавтор 12 научных работ.



Максим Андреевич Степанов, к.т.н., доцент кафедры Радиоприменных и радиопередающих устройств, Новосибирского государственного технического университета. С.н.с. АО «НИИ измерительных приборов – Новосибирский завод им. Коминтерна». Автор и соавтор 35 научных работ. Область научных интересов – имитация радиолокационной обстановки в реальном масштабе времени.

Permissible Deviation Ranges of a Collimating Lens Irradiator

Yuliya S. Nikulina, Maksim A. Stepanov

Novosibirsk State Technical University, Novosibirsk, Russia,

Stock company «Research Institute of measuring instruments-Novosibirsk factory of the Comintern», Novosibirsk, Russia

Abstract – Ranges of acceptable irradiator displacement from a focus coordinate through length and breadth of collimating lens principal optic axis were determined, where a phase error is less than 22.5 degrees. Lens materials that have low and high values of relative dielectric capacity have been considered. It is shown, that for the lens made of materials with low relative dielectric capacity, irradiator value of removal through breadth of the principal optic axis decreases. The value of removal through length of the principal optic axis weakly depends on the lens material.

Index Terms – collimating lens, phase distortion.

I. INTRODUCTION

AN IN-LINE simulation widely applies in design of modern radio engineering devices. In this case, a laboratory conditions provides signal-to-noise ratio what lead to investigation of device operation in the real conditions.

Anechoic chambers widely apply as specific structures. They allow to take measurements of antennas with the smallest inaccuracy, to provide secrecy requirement and interference protection. However, a price of anechoic chamber is high. It can reach tens of millions rubles and depends on dimension of chamber proportionally. In order to reduce the dimension of the chamber as well as expenses of producing collimating devices is being used, in particular, represented as dielectric radio lens that transform a spherical phase front of electromagnetic wave in a flat.

The irradiator, being the source of spherical electromagnetic wave, usually locates in the radio lens focus. However, in the research work of radio engineering devices in anechoic chambers irradiator may change own coordinates. In the research work [1] analytical relations were given that provide to count a phase distribution in collimating lens aperture for irradiator random position and related directional path. As an example, it has been considered a collimating element made of the dielectric with the low relative dielectric capacity. Advantages of these dielectrics include low requirements of radio lens producing accuracy and small loss quantity of reflection.

There has been introduced a parameter, uniting geometrical radio lens dimensions, focus distance value and maximum path-length difference to investigating antenna aperture modified by the lens, and defined by [1]:

$$\Delta l = \frac{D^2}{8 \cdot f} \quad (1)$$

where $\Delta l = \Delta \phi / \beta$ - maximum path-length difference from irradiator to antenna surface ($\Delta \phi$ – phase error, $\beta = 2 \cdot \pi / \lambda$ – wavelength constant), f - focus distance, D - lens diameter.

It is known that a deviation of irradiator leads to increase of phase error value. The maximum permissible quadratic phase error is considered a value of 22.5 degrees [2]. Therefore there is a need to evaluate the maximum permissible deviation of the irradiator in which phase error doesn't exceed the maximum.

Objective – to determine interrelationship of the maximum permissible irradiator deviation value of collimating lens from focus position and phase error value corrected by the lens.

II. THEORY

TO DEFINE a variation range of the path-length difference value corrected by the lens. The variation range of the focus distances is defined by geometrical dimensions of the anechoic chamber, where investigating antenna is fixed, as well as thickness of the lens. As already mentioned, the dimension of anechoic chamber usually is not large and rarely exceed 30 meters [1]. It determines the maximum value of the focus distance. Obviously, the minimal value of the focus distance may not be less the lens thickness defined by the relation [3]:

$$t = \sqrt{\frac{f^2}{(n+1)^2} + \frac{D^2}{4 \cdot (n^2 - 1)}} - \frac{f}{n+1},$$

where $n = \sqrt{\epsilon_r}$ - index of the lens material.

The lens diameter is determined by a size of the investigating antenna. For X-band of wavelength this size may change practically from null for nondirectional antennas to units of meters in the case of superdirectional antennas. That way, the value of the path-length difference corrected by the lens fall within the limits of $0 < \Delta l < 0.05$.

To consider the irradiator removal from the focus position in two directions: through length of the principal optic axis and through breadth. When the irradiator removal from the focus position through length of the principal optic axis, the value of the irradiator removal is identified as $\sigma = |Z_o| / f$ (fig. 1). When the irradiator approaches the lens it will be considered as $0 < \sigma < 1$, and distances – $\sigma > 1$. And the irradiator position coordinate is determined by the formula: $Z_o = -\sigma \cdot f$.

In the case of the irradiator removal in the direction through breadth of the principal optic axis (fig. 1), the value of the deviation denoted as angle between irradiator viewing direction and the principal optic axis δ . Due to the radio lens symmetry the irradiator removal enough to consider only one direction relative the principal optic axis. In the case of the irradiator removal in the opposite direction the result can be flipped. The irradiator coordinate in this removal determined by $Y_o = tg(\delta)$.

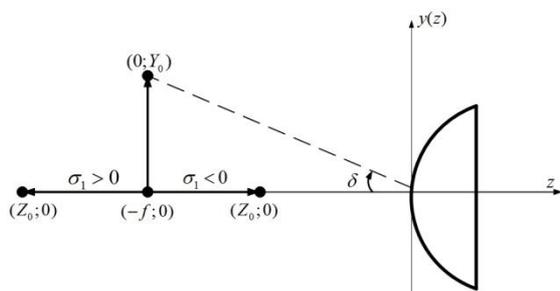


Fig.1. Irradiator removal from focus.

III. EXPERIMENTAL RESULTS

THE CALCULATION of the permissible value of the irradiator removal from the focus position will produce for X-band wavelength. For evaluation of dielectric influence on the value of the permissible irradiator deviations from the focus position will consider the lens made of the next materials: extruded polystyrene foam $\epsilon_r = 1.047$; fluoroplastic $\epsilon_r = 2.08$; glass $\epsilon_r = 4.2$.

The calculation results are shown in tables I – III.

TABLE I
PERMISSIBLE VALUE OF THE IRRADIATOR DEVIATION FROM THE FOCUS POSITION
FOR EXTRUDED POLYSTYRENE FOAM

Δl	f=5 m			f=10 m			f=15 m			f=20 m		
	$0 < \sigma < 1$	$\sigma > 1$	$\delta, ^\circ$	$0 < \sigma < 1$	$\sigma > 1$	$\delta, ^\circ$	$0 < \sigma < 1$	$\sigma > 1$	$\delta, ^\circ$	$0 < \sigma < 1$	$\sigma > 1$	$\delta, ^\circ$
0.0002	0.12	-	43.4	0.11	-	47.0	0.11	-	49.1	0.11	-	50.6
5	0.18	-	38.8	0.20	-	42.8	0.20	-	45.0	0.20	-	46.7
0.0005	0.31	-	33.2	0.33	-	37.2	0.33	-	39.1	0.33	-	40.5
0.001	0.41	-	29.1	0.42	-	33.3	0.42	-	35.2	0.42	-	36.3
0.0015	0.47	-	26.5	0.49	-	29.7	0.49	-	31.6	0.49	-	33.0
0.002	0.54	7.20	24.1	0.54	6.56	27.3	0.55	6.21	29.2	0.55	6.4	30.3
0.0025	0.69	1.80	14.9	0.70	1.76	18.3	0.70	1.74	20.6	0.70	1.74	21.0
0.005	0.75	1.44	9.5	0.77	1.41	12.2	0.78	1.40	13.8	0.78	1.40	15.4
0.0075	0.81	1.31	6.7	0.82	1.28	8.5	0.82	1.28	9.77	0.83	1.27	10.7
0.01	0.83	1.24	5.0	0.85	1.22	6.3	0.85	1.21	7.2	0.85	1.21	8.1
0.0125	0.85	1.20	4.0	0.87	1.18	4.9	0.87	1.17	5.7	0.88	1.17	6.2
0.015	0.87	1.17	3.3	0.88	1.15	4.0	0.89	1.14	4.6	0.89	1.14	5.1
0.0175	0.88	1.15	2.8	0.90	1.13	3.3	0.9	1.13	3.8	0.90	1.12	4.3
0.02	0.89	1.14	2.4	0.90	1.12	2.9	0.91	1.11	3.3	0.91	1.11	3.6
0.0225												

TABLE II
PERMISSIBLE VALUE OF THE IRRADIATOR DEVIATION FROM THE FOCUS POSITION
FOR FLUOROPLASTIC

Δl	f=5 m			f=10 m			f=15 m			f=20 m		
	$0 < \sigma < 1$	$\sigma > 1$	$\delta, ^\circ$	$0 < \sigma < 1$	$\sigma > 1$	$\delta, ^\circ$	$0 < \sigma < 1$	$\sigma > 1$	$\delta, ^\circ$	$0 < \sigma < 1$	$\sigma > 1$	$\delta, ^\circ$
0.0002	0.12	-	46.7	0.12	-	49.6	0.11	-	51.4	0.11	-	50.4
5	0.20	-	43.1	0.20	-	46.2	0.20	-	48.0	0.20	-	49.2
0.0005	0.33	-	39.5	0.33	-	42.2	0.33	-	43.7	0.33	-	44.8
0.001	0.43	-	36.6	0.42	-	38.8	0.42	-	40.0	0.42	-	40.8
0.0015	0.50	-	33.9	0.50	-	36.0	0.50	-	37.0	0.49	-	37.6
0.002	0.55	6.34	31.8	0.55	6.17	33.2	0.55	6.12	34.2	0.55	6.05	34.9
0.0025	0.71	1.72	24.8	0.71	1.72	25.4	0.71	1.72	25.4	0.71	1.71	26.1
0.005	0.79	1.39	20.7	0.79	1.38	21.0	0.79	1.38	21.2	0.79	1.38	21.1
0.0075	0.83	1.26	18.0	0.83	1.26	18.3	0.83	1.27	18.3	0.83	1.26	18.6
0.01	0.83	1.20	16.2	0.86	1.20	16.5	0.86	1.20	16.5	0.85	1.20	16.6
0.0125	0.88	1.16	14.8	0.88	1.16	15.0	0.88	1.16	15.2	0.88	1.16	15.0
0.015	0.90	1.13	13.7	0.90	1.13	13.9	0.90	1.13	13.9	0.89	1.14	13.8
0.0175	0.91	1.11	12.7	0.91	1.11	12.8	0.91	1.11	13.1	0.90	1.11	12.9
0.02	0.92	1.10	11.8	0.92	1.10	12.0	0.92	1.10	12.3	0.92	1.10	12.4
0.0225												

TABLE III
PERMISSIBLE VALUE OF THE IRRADIATOR DEVIATION FROM THE FOCUS POSITION
FOR GLASS

Δl	f=5 m			f=10 m			f=15 m			f=20 m		
	$0 < \sigma < 1$	$\sigma > 1$	$\delta, ^\circ$	$0 < \sigma < 1$	$\sigma > 1$	$\delta, ^\circ$	$0 < \sigma < 1$	$\sigma > 1$	$\delta, ^\circ$	$0 < \sigma < 1$	$\sigma > 1$	$\delta, ^\circ$
0.0002	0.12	-	47.6	0.12	-	50.7	0.11	-	52.5	0.11	-	53.7
5	0.18	-	44.0	0.20	-	47.2	0.20	-	49.0	0.20	-	50.3
0.0005												

0.001	0.33	-	40.4	0.33	-	43.2	0.33	-	44.8	0.33	-	46.0
0.0015	0.43	-	37.4	0.42	-	39.8	0.42	-	41.1	0.42	-	42.0
0.002	0.50	-	35.1	0.50	-	37.0	0.49	-	38.1	0.49	-	38.8
0.0025	0.54	6.29	33.0	0.54	6.16	34.6	0.55	6.11	35.4	0.55	6.09	35.9
0.005	0.69	1.80	25.7	0.70	1.76	26.1	0.70	1.74	26.9	0.71	1.71	27.0
0.0075	0.79	1.38	21.5	0.79	1.38	21.7	0.79	1.38	22.1	0.79	1.38	22.0
0.01	0.83	1.26	18.8	0.83	1.26	19.2	0.83	1.26	19.1	0.83	1.26	19.0
0.0125	0.86	1.20	16.8	0.86	1.20	17.0	0.86	1.20	17.1	0.86	1.20	17.1
0.015	0.88	1.16	15.4	0.88	1.16	15.7	0.88	1.16	15.7	0.88	1.16	15.6
0.0175	0.90	1.13	14.4	0.90	1.13	14.4	0.90	1.13	14.5	0.90	1.13	14.3
0.02	0.91	1.11	13.3	0.91	1.11	13.4	0.91	1.11	13.4	0.91	1.11	13.6
0.0225	0.92	1.10	12.6	0.92	1.10	12.7	0.92	1.10	12.7	0.92	1.10	12.8

The tables I – III are provided for reference allowing to get information about the maximum possible value of the irradiator removal from the focus position for different relations of the geometrical collimating lens dimensions to the focus distance.

IV. CONCLUSION

ACCORDING to the tables the following conclusions can be drawn.

Decreasing of the permissible value of the irradiator removal is observing by increasing of the compensating lens value of the path-length difference Δl . It suggests that for large Δl (large geometrical dimensions of the collimating lens and the small focus distances) requires a precise setting of the irradiator. On the contrary if a little Δl is (small dimensions of the collimating lens and the large focus distance), the requirements of setting accuracy will reduce.

The lens, made of materials with the low relative dielectric capacity, characterized by a smaller range of the permissible irradiator positions. This is due to a much greater thickness of the lens and, as a consequence, a large range of beam tilt angles change on the lens.

The value of the permissible irradiator deviations through length of the principal optic axis weakly depends on the relative dielectric capacity of material and approximately is $\pm(0.1 \div 0.2) \cdot f$.

REFERENCES

- [18] Nikulina Yu. S., Stepanov M. A. Phase front calculation of collimating lens and related directional path // *Voprosy radioelektroniki*. 2016 – v.4. Series General engineering p40 - 47. (in Russian).
- [19] Bahrah L.D., Beninson L. S., Zelkin E. G. Reference antenna technology: references in 5 volumes. – M., 1997. (in Russian).
- [20] Zhuk M. S., Molochkov Yu. V. Design of lensed, scan, broadband antennas and feed devices. – M. Energy, 1973. (in Russian).



Yuliya S. Nikulina . Student of radio receiving and radio transmitting units department, Novosibirsk state technical university. Engineer JSC "Research Institute of measuring instruments - Novosibirsk factory of the Comintern".

Maksim A. Stepanov, Ph.D., Associate Professor, Department of radio receivers and radio transmitting devices, Novosibirsk State Technical University. Senior Researcher JSC "Research Institute of measuring instruments - Novosibirsk factory of the Comintern". Author and co-author of 35 scientific papers. Research interests simulated radar situation in real time.

Форма Фазового Фронта Электромагнитной Волны, Формируемой Синфазным Двухточечным Матричным Имитатором

Наталья В. Белявская, Максим А. Степанов
Новосибирский государственный технический университет

Аннотация. Математическим моделированием получены формы фазовых фронтов электромагнитных волн, формируемых синфазным матричным имитатором. Установлено образование на фазовых фронтах секторов однозначной фазировки. Получено выражение, аппроксимирующее границы первого сектора однозначной фазировки.

Ключевые слова – матричный имитатор, кажущийся центр излучения, искажения фазового фронта, двухточечная модель

I. ВВЕДЕНИЕ

В НАСТОЯЩЕЕ время на этапах разработки и проектирования радиотехнических устройств (РТУ) широко используется полунатурное моделирование [1, 2]. При этом в лабораторных условиях воспроизводится обстановка, соответствующая реальным условиям работы устройства. Подобный подход является общепринятым и позволяет существенно сократить материальные затраты на разработку устройств.

Одной из задач, решаемых при полунатурном моделировании, является перемещение излучающего объекта по угловым координатам. Одним из способов решения этой задачи является применение так называемой двухточечной модели, состоящей из двух излучателей, не разрешимых по угловым координатам. К каждому из излучателей подводится сигнал с определенной амплитудой и фазой. В точке приема наблюдается интерференция двух излученных сигналов. Известно, что оценка углового положения источника излучения радиоволн производится путем вычисления нормали к фазовому фронту в точке приема. При использовании двухточечной модели нормаль к фазовому фронту в точке приема укажет направление на точку, называемую кажущимся центром излучения (КЦИ). Координаты КЦИ определяются отношением амплитуд излучаемых сигналов и разностью их фаз [1, 3].

Однако задача имитации не сводится лишь к моделированию направления нормали к фазовому фронту. Не менее важным является моделирование самого фазового фронта на апертуре приемной антенны исследуемого радиотехнического устройства.

Известно [4], что фазовый фронт электромагнитной волны, формируемой двухточечной моделью, отличается от фазового фронта точечного излучателя. Однако исследования искажения формы фазового фронта в

зависимости от параметров двухточечной модели отсутствуют.

Все вышесказанное определяет цель настоящей работы: оценить отклонения формы фазового фронта электромагнитной волны, формируемой синфазным матричным имитатором, от сферической.

II. РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ

Для случая изотропного излучателя, фазовый фронт представляет собой сферу с центром, совмещенным с излучателем. В этом случае фаза сигнала на удалении R от излучателя определяется выражением:

$$\phi = \phi_0 + \beta \cdot R,$$

где ϕ_0 - начальная фаза излучаемого сигнала; $\beta = \frac{2 \cdot \pi}{\lambda}$ - коэффициент фазы; λ - длина волны излучаемой электромагнитной волны.

При использовании двухточечной модели электромагнитная волна в каждой точке пространства является результатом интерференции волн от каждого из излучателей. Фаза суммарной волны в каждой точке пространства определяется выражением:

$$\phi_{\Sigma} = \arctan \left(\frac{E_{m1} \cdot \sin(\phi_1) + E_{m2} \cdot \sin(\phi_2)}{E_{m1} \cdot \cos(\phi_1) + E_{m2} \cdot \cos(\phi_2)} \right), \quad (1)$$

где E_{m1} , E_{m2} и ϕ_1 , ϕ_2 - амплитуды и фазы колебаний, создаваемых первым и вторым излучателями, в точке наблюдения.

Введем декартову систему координат (рис. 1). Начало отсчета системы координат совместим с центром базы двухточечной модели. Саму двухточечную модель разместим вдоль оси X . Ось Y расположена перпендикулярно базе двухточечной модели.

При использовании такой системы координат расстояние от излучателя до каждой точки пространства с координатами (x, y) определяется выражением:

$$R_i(x, y) = \sqrt{(x - x_i)^2 + (y - y_i)^2},$$

где: (x_i, y_i) - координаты i -того излучателя двухточечной модели.

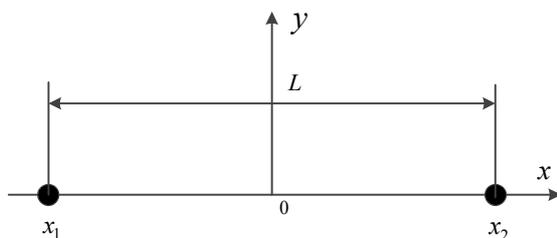


Рис. 1. Используемая система координат

По записанным выражениям произведем расчет фазового фронта электромагнитной волны от точечного изотропного излучателя, расположенного в начале координат и фазового фронта электромагнитной волны, формируемой двухточечной моделью.

Расчет проведем для случая, когда двухточечный матричный имитатор расположен в ближней зоне антенны исследуемого РТУ. Такая ситуация является довольно типичной при проведении полунатурного моделирования и объясняется отсутствием безэховой камеры, обеспечивающей условие дальней зоны. В этом случае антенна исследуемого РТУ фокусируется на определенную точку таким образом, чтобы электромагнитная волна, излученная из этой точки, воспринималась как волна, излученная из дальней зоны. Эта точка называется точкой фокусировки на конечном расстоянии.

Центр базы матричного имитатора совмещен с точкой фокусировки на конечном расстоянии антенны исследуемого РТУ. Предположим, что к излучателям матричного имитатора подводятся полностью одинаковые сигналы с параметрами $E_{m1} = E_{m2}$ и $\phi_1 = \phi_2$. В этом случае КЦИ будет располагаться в центре базы [1]. Расчет проведем в области пространства в окрестности двухточечной модели, ограниченной координатами $-0.5 \leq x \leq 0.5$ м; $0 \leq y \leq 1$ м. Длина волны 0.3 м.

Фазовый фронт для точечного излучателя представляет собой сферу. Фазовые фронты для двухточечных моделей с $L=0.2$ и $L=0.6$ представлены на рис. 2, рис. 3 соответственно. Из рисунков видно, что при моделировании точечного излучателя двухточечной моделью фазовый фронт искажается. Искажения проявляются в следующем. Фазовые фронты разделены на участки – сектора. В пределах этого сектора фазовый фронт совпадает с фронтом от точечного излучателя. При переходе через границы сектора фаза скачком меняется на 180 градусов. По аналогии с терминологией, применяемой при моноимпульсной пеленгации, можно назвать эти участки секторами однозначной фазировки. Очевидно, что если линия, определяющая границу сектора, будет лежать в пределах раскрытия антенны исследуемого РТУ, распределение фазы по апертуре будет разрывным, что приведет к искажению формы диаграммы направленности [5]. Увеличение базы двухточечной модели приводит к сужению секторов однозначной фазы. Использование несинфазной двухточечной модели ($\phi_1 \neq \phi_2$) приводит к повороту секторов однозначности на угол, пропорциональный разности фаз.

Причина появления секторов однозначной фазы заключается в следующем. В выражении (1) фаза определяется как арктангенс отношения. При переходе через границы секторов знак числителя и знаменателя меняется на противоположный, что приводит к скачку фазы на 180 градусов.

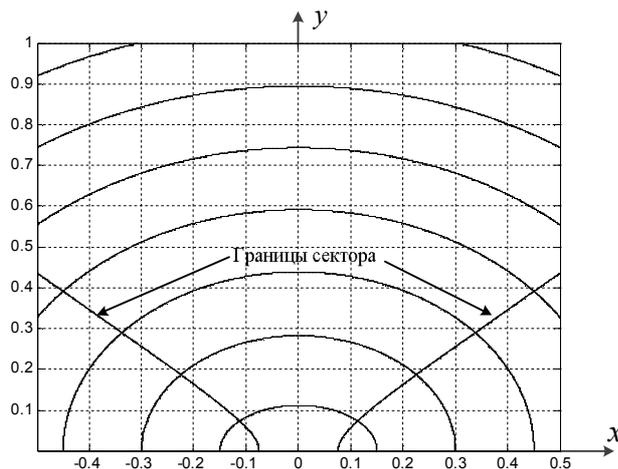


Рис. 2. Фазовые фронты при $L = 0.2$

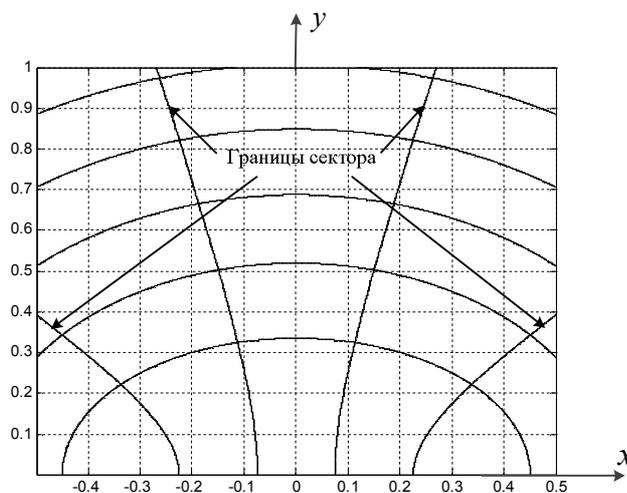


Рис. 3. Фазовые фронты при $L = 0.6$

Определить границы секторов можно решив систему уравнений:

$$\begin{cases} E_{m1} \cdot \sin(\phi_1) + E_{m2} \cdot \sin(\phi_2) = 0 \\ E_{m1} \cdot \cos(\phi_1) + E_{m2} \cdot \cos(\phi_2) = 0 \end{cases}$$

Умножив первое выражение на мнимую единицу, сложив уравнения, применив формулу Эйлера и очевидные математические преобразования можно записать:

$$\ln\left(\frac{-E_{m1}}{E_{m2}}\right) = i \cdot (\phi_2 - \phi_1 + n \cdot 2 \cdot \pi),$$

где i - мнимая единица; n - целое число. При разных значениях n можно получать границы разных секторов.

Несмотря на кажущуюся простоту уравнения, его решение в общем виде довольно громоздко. Рассмотрим случай равенства амплитуд и нулевой начальной разности фаз сигналов двухточечной модели. Тогда решение уравнения имеет вид:

$$y(x) = \frac{\sqrt{(\beta^2 \cdot L^2 - \pi^2) \left(4 \cdot \beta^2 \cdot \left(\frac{x_1 + x_2}{2} + x \right)^2 - \pi^2 \right)}}{2 \cdot \pi \cdot \beta},$$

где $L = (x_2 - x_1)$ - база двухточечной модели.

Воспользовавшись выражением, определяющим границы секторов однозначной пеленгации [4, 6], можно записать выражение, аппроксимирующее границы внутреннего сектора однозначной фазировки:

$$y_A(x) = \left| \tan \left(\frac{\pi}{2} - \arcsin \left(\frac{\pi}{\beta \cdot L} \right) \right) \cdot x \right|.$$

Аппроксимирующее выражение не учитывает искривление границы сектора в окрестности двухточечной модели. Ошибки аппроксимации в этой области будут велики. В целом, относительная ошибка аппроксимации может быть найдена по выражению:

$$\xi(x) = \frac{y(x) - y_A(x)}{y(x)}.$$

Зависимость относительной ошибки аппроксимации от расстояния до центра базы двухточечной модели представлена на рисунке 4. Из рисунка видно, что ошибка аппроксимации монотонно спадает по мере удаления от центра базы двухточечной модели. Начиная с величины порядка $|x| \approx 1.2 \cdot L$ относительная ошибка аппроксимации не превышает 5%.

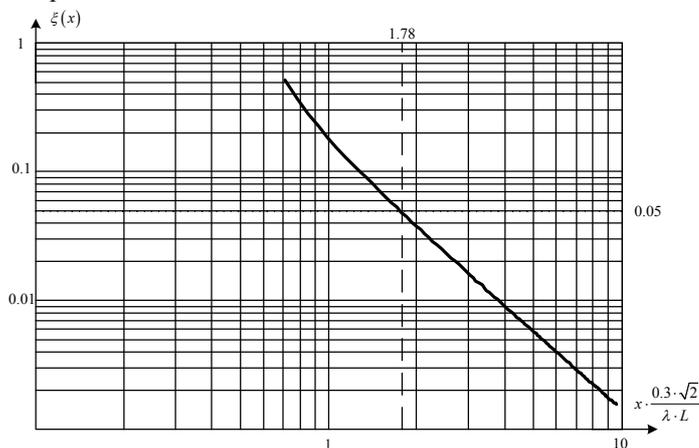


Рис. 4. Относительная ошибка аппроксимации

III. ВЫВОДЫ

Таким образом, был оценен фазовый фронт от кажущегося центра излучения, расположенного в центре базы двухточечного матричного имитатора. Установлено, что фазовый фронт электромагнитной волны, формируемой двухточечной моделью, отличается от фазового фронта точечного излучателя наличием областей однозначной фазировки. Установлено, что эти области расширяются при уменьшении базы двухточечной модели. Получены точные и

аппроксимирующие соотношения, позволяющие определить границы этих областей для синфазного двухточечного матричного имитатора.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] И. Ю. Калмыков, А. В. Киселев, М. А. Степанов Алгоритмы расчета амплитуд сигналов трехточечного матричного имитатора для установки заданного положения кажущегося центра излучения. Вопросы радиоэлектроники. Сер. Радиолокационная техника. - 2014. – Вып. 2. – С. 57–69.
- [2] В. В. Артюшенко, А. В. Киселев, М. А. Степанов Задание отражающих свойств распределенных объектов в терминах шумов координат = Definition of reflective properties of distributed objects in terms of angle noises. Доклады Академии наук высшей школы Российской Федерации. - 2015. – № 3. – С. 17–28.
- [3] Островитянов Р. В., Басалов Ф. А. Статистическая теория радиолокации протяженных целей. – М.: Радио и связь, 1982. – 232 с.
- [4] Леонов А.И. Фомичев К.И. Моноимпульсная радиолокация. М., изд-во «Советское радио», 1970, 392 стр.
- [5] С. В. Тырыкин Искажения пеленгационной характеристики при имитации подвижной точечной радиолокационной цели // Радиоэлектроника – 2003, №10
- [6] Денисов В.П., Дубинин Д.В. Фазовые радиопеленгаторы: Монография. – Томск: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2002. – 251 с.



Белявская Наталья Владимировна. Магистрант первого года обучения Новосибирского государственного технического университета.



Максим Андреевич Степанов, к.т.н, доцент кафедры Радиоприемных и радиопередающих устройств, Новосибирского государственного технического университета. С.н.с. АО «НИИ измерительных приборов – Новосибирский завод им. Коминтерна». Автор и соавтор 35 научных работ. Область научных интересов имитация радиолокационной обстановки в реальном масштабе времени

Рекуперация в Системе Электропривода без Накопителя Энергии

Александр Е. Стыров¹, Владимир М. Кавешников²

¹НГТУ, Новосибирск, Россия

²НГТУ, Новосибирск, Россия

Аннотация - Рассматривается способ повышения энергоэффективности метрополитена за счет рекуперации энергии торможения электропоезда в сеть. Произведены оценочные расчеты теоретически возможного количества энергии, рекуперированной в сеть при торможении на одном цикле движения электропоезда. Установлены зависимости количества этой энергии от основных показателей движения.

Ключевые слова - Рекуперация энергии, установившаяся скорость движения, замедление при торможении, масса пассажиров, объем рекуперированной энергии.

I. ВВЕДЕНИЕ

Обычно, избыточную энергию, возникающую при торможении электрических двигателей, подключенных к высоко-инерционной нагрузке, рассеивают на тормозных резисторах.

И хотя такой способ является простым и дешевым в реализации, очевидны его минусы: преобразование оплаченной потребителем электроэнергии в бесполезное (а зачастую вредное) тепло; тормозные резисторы нуждаются в особых условиях размещения и ухода; лишнее тепло необходимо утилизировать с помощью дополнительной вентиляции.

Избежать этого позволяет система рекуперации электроэнергии в сеть или в накопитель энергии с целью дальнейшего полезного использования. Однако, при мощной нагрузке, потребуются дополнительное помещение для размещения накопителей, применение специальных мер для их безопасной эксплуатации, расширение штата обслуживающего персонала или решение ряда организационно-экономических вопросов с поставщиками электроэнергии. Это повышает сложность системы, увеличивает капитальные и эксплуатационные затраты.

В настоящей работе рассматривается возможность использования энергии рекуперативного торможения непосредственно в сети предприятия. Электроэнергия будет незамедлительно использоваться для питания систем освещения, вентиляции, эскалаторов и прочего оборудования. Во время рекуперации, потребление электроэнергии из основной сети будет снижаться, а при избытке рекуперированной энергии излишки будут отданы обратно поставщику.

II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Цель настоящей работы состоит в определении возможности использования энергии рекуперации на электропоездах метрополитена на основе оценочных расчетов без учета рода тока тягового электропривода.

III. ТЕОРИЯ

Определение потенциала энергосбережения в режиме рекуперативного торможения проведено на основе тягово-энергетического расчета движения электропоезда.

При тягово-энергетических расчетах принято, что на всем протяжении маршрута уклон нулевой, радиус кривых более 500 м, сопротивление воздуха не учитывается [1].

Принятая в метрополитене система автоматизации включает автоведение поезда с решением задач выбора момента отключения тяговых двигателей и целевого торможения. Автоведение оптимизируется по критерию минимума энергозатрат при условии обеспечения заданного графика движения времени прибытия на следующую станцию. При этом оптимальному режиму соответствуют трехфазные диаграммы движения подвижного состава двух видов:

1. разгон - выбег - торможение;
2. разгон - стабилизация скорости - торможение.

На рис. 1 изображена диаграмма движения подвижного состава второго типа, взятая за основу для дальнейших расчетов.

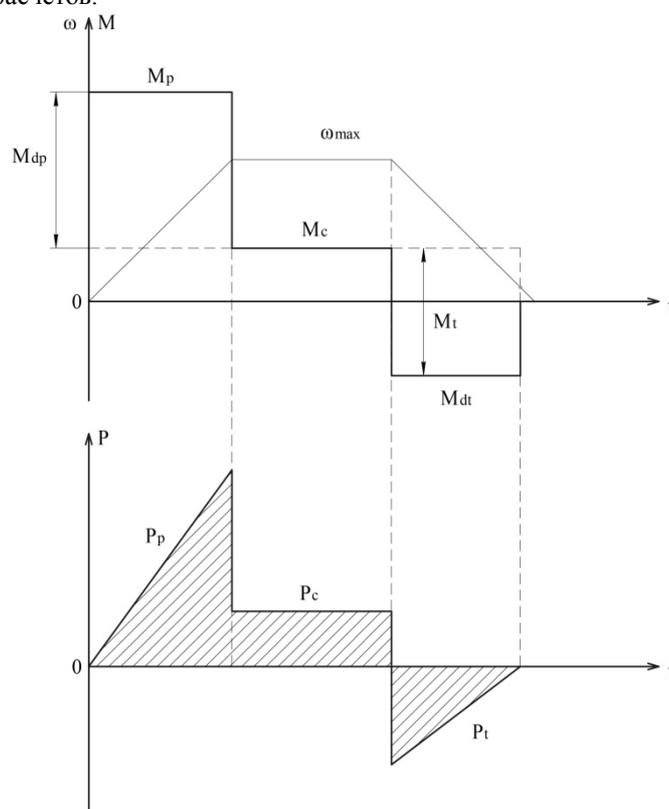


Рис. 1. Диаграмма движения подвижного состава по типу «разгон - стабилизация скорости - торможение».

На рис. 1: P_p - мощность, затрачиваемая на разгон; P_c - мощность, затрачиваемая на компенсацию статической

нагрузки; P_t - мощность, выделяемая в двигателе при электрическом торможении; M_p - момент, который должен развить двигатель, чтобы разогнать подвижной состав; M_C - момент сопротивления на валу двигателя; M_t - момент, необходимый, чтобы остановить подвижной состав; M_{dp} - динамический момент двигателя при разгоне; M_{dt} - динамический момент двигателя при торможении; ω_{\max} - скорость вращения вала двигателя при движении на скорости стабилизации.

Анализ теоретически возможного количества отдаваемой энергии в сеть подстанции W_{reg} при рекуперации на одном цикле движения, позволяет оценить влияние отдельных показателей движения на одном стандартном перегоне на энергоэффективность применения рекуператоров. Ниже кратко приводятся основные положения, используемые при расчетах.

Масса подвижного состава с учетом массы пассажиров:

$$m_T = 2 \cdot m_{C1} + 2 \cdot m_{C2} + 4 \cdot m_p.$$

где m_{C1} - масса главного вагона; m_{C2} - масса промежуточного вагона; m_p - масса людей в одном вагоне.

Момент инерции подвижного состава приведенный к валу эквивалентного двигателя:

$$J_T = J_m \cdot n_m + k \cdot m_T \cdot \left(\frac{\pi \cdot D_w}{i_g} \right)^2.$$

где J_m - момент инерции якоря одного двигателя; n_m - количество двигателей в подвижном составе; $k = 1, 1, \dots, 1, 3$ - коэффициент учета влияния вращающихся масс колесных пар и других вращающихся элементов; D_w - диаметр колеса тележки; i_g - передаточное число редуктора.

Скорость подвижного состава во время разгона:

$$V_p(t) = a \cdot t.$$

где $a = const$ - абсолютная величина ускорения подвижного состава при разгоне и замедления при торможении.

Скорость подвижного состава во время торможения:

$$V_t(t) = V_0 - a \cdot t.$$

где V_0 - скорость подвижного состава в момент начала торможения.

Угловая скорость вала двигателя при разгоне подвижного состава:

$$\omega_p(t) = \frac{V_p(t) \cdot i_g}{\pi \cdot D_w}.$$

Угловая скорость вала двигателя при торможении подвижного состава:

$$\omega_t(t) = \frac{V_t(t) \cdot i_g}{\pi \cdot D_w}.$$

Момент сопротивления, обусловленный трением качения:

$$M_C = f \cdot N_T.$$

где $N_T = m_T \cdot g$ - вес поезда; g - ускорение свободного падения.

Для упрощения расчетов остальные виды сопротивлений не учитывались.

Момент, который должен развить двигатель, чтобы разогнать подвижной состав с заданной динамикой:

$$M_p(t) = M_C + J_T \cdot \frac{d\omega_p(t)}{dt}.$$

Момент торможения, который должны развить двигатели подвижного состава:

$$M_t(t) = M_C - J_T \cdot \frac{d\omega_t(t)}{dt}.$$

Мощность необходимая для разгона подвижного состава:

$$P_p(t) = M_p(t) \cdot \omega_p(t).$$

Мощность, которая выделится на двигателях при электрическом торможении подвижного состава:

$$P_t(t) = M_t(t) \cdot \omega_t(t).$$

Энергия, потребленная из сети в процессе разгона подвижного состава:

$$W_p(t) = \int_0^{V_{\max}/a} P_p(t) \cdot dt.$$

Энергия, выделяемая двигателями в процессе торможения подвижного состава:

$$W_{reg}(t) = \int_0^{V_0/a} P_t(t) \cdot dt.$$

Упрощенная схема, объединяющая тяговый электропривод, рекуператор и элементы системы электроснабжения, представлена на рис. 2.

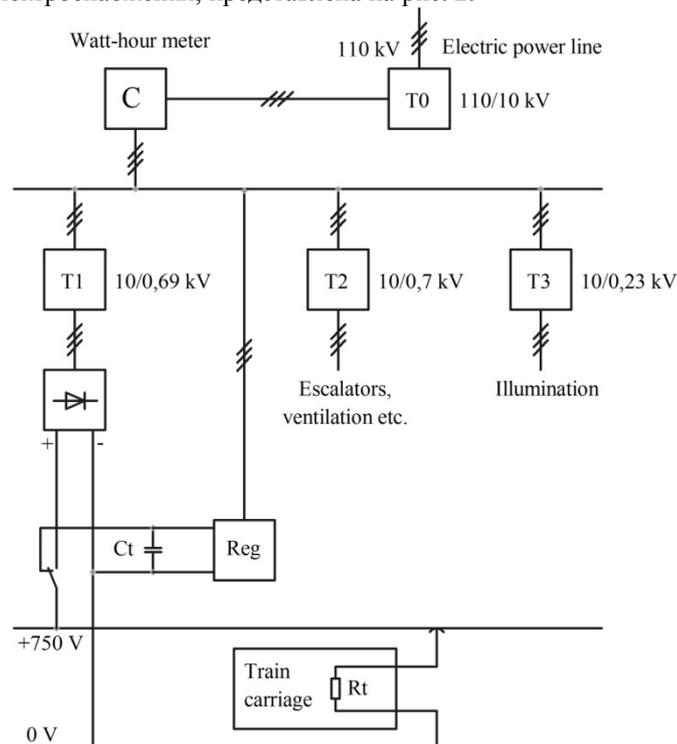


Рис. 2. Схема обеспечения рекуперации энергии торможения на подстанции.

На рис. 2: T0 - вводный трансформатор; T1 - тяговый трансформатор; T2 и T3 - трансформаторы для питания силовых нагрузок станции и ее освещения; C - электрический счетчик; Reg - тормозной управляемый инвертор; Train carriage - тяговый электропривод вагона подвижного состава; Rt, Ct - тормозной резистор и конденсатор соответственно.

Результаты проведенных расчетов приведены в графическом виде на рис. 3 – 6.

Для построения графиков зависимости теоретического количества возвращенной в сеть электроэнергии от различных параметров был использован программный продукт PTC Mathcad Prime 3.0.

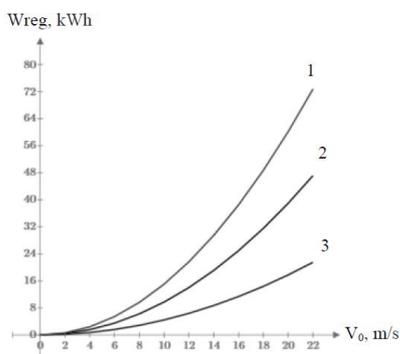


Рис. 3. Зависимость теоретически возможной энергии рекуперации W_{reg} от начальной скорости рекуперации при пассажиропотоке, соответствующем массе пассажиров 80000 кг (1), 40000 кг (2) и 0 кг (3).

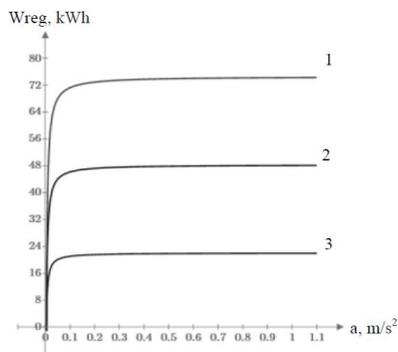


Рис. 4. Зависимость теоретически возможной энергии рекуперации W_{reg} от ускорения торможения при пассажиропотоке, соответствующем массе пассажиров 80000 кг (1), 40000 кг (2) и 0 кг (3).

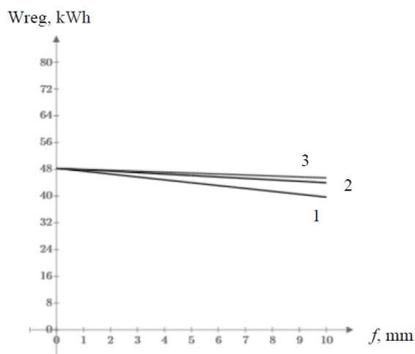


Рис. 5. Зависимость теоретически возможной энергии рекуперации W_{reg} от коэффициента трения качения при различных значениях ускорения торможения 0,5 м/с² (1), 1 м/с² (2) и 1,5 м/с² (3).

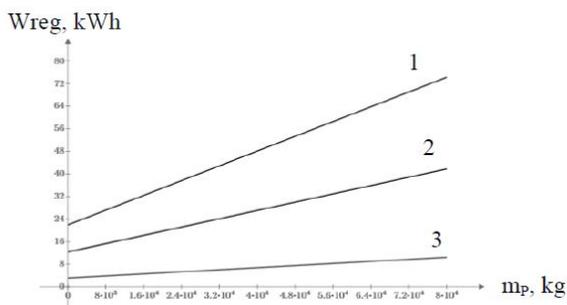


Рис. 6. Зависимость теоретически возможной энергии рекуперации W_{reg} от массы пассажиров в вагоне при различной начальной скорости в момент торможения 80 км/ч (1), 60 км/ч (2) и 30 км/ч (3).

Исходные данные о подвижном составе метрополитена для построения графиков соответствуют [2]. Значение параметра коэффициента трения качения было взято из [3].

IV. ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ

Совместный анализ полученных зависимостей дает возможность сделать следующие общие выводы.

1. W_{reg} практически не зависит от величины замедления при торможении.
2. W_{reg} в значительной степени зависит от пассажиропотока, определяющего общую загрузку электропоезда.
3. Наблюдается сильная зависимость W_{reg} от начальной скорости торможения.
4. При начальной скорости менее 2 м/с W_{reg} практически равна нулю.
5. W_{reg} слабо зависит от величины статического момента сопротивления, что объясняется близким влиянием изменения нагрузки электропоезда как на величину M_c , так и на величину динамического момента при торможении.

V. ВЫВОДЫ И ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В ходе анализа вопросов рекуперации электроэнергии в системе электропривода Новосибирского метрополитена был проведен количественный расчет на основе базовых физических законов. Результаты расчетов показали большой потенциал использования данного технического решения для реальной подстанции.

Графики, приведенные в статье позволяют оценить потенциал увеличения количества рекуперированной электроэнергии при оптимизации различных параметров работы подвижного состава.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Правила тяговых расчетов для поездной работы / МПС СССР ВНИИЖТ. – М.: Транспорт, 1985. – 227 с.
- [2] Руководство по эксплуатации вагонов метрополитена моделей 81-714.5 и 81-717.5 / Акционерное общество «Метровагонмаш». – М.: Транспорт, 1993. – 447 с.
- [3] Википедия: свободная электронная энциклопедия: на русском языке [Электронный ресурс] // URL: https://ru.wikipedia.org/wiki/Трение_качения (дата обращения: 18.03.2016)



А. Е. Стыров - аспирант кафедры электропривода и автоматизации промышленных установок Новосибирского государственного технического университета.
E-mail: Lex.Styrov@ya.ru

В. М. Кавешников - к.т.н., доцент кафедры электропривода и автоматизации промышленных установок Новосибирского государственного технического университета.
E-mail: vldi@yandex.ru

The Spherical and Aspheric Surfaces Lens Collimators: the Aperture and Aberration Features

Maksim A. Stepanov¹, Igor I. Sukhanov²

¹Novosibirsk State Technical University / Radio Receivers and Radio Transmitters Dept,
Novosibirsk, Russia

²Novosibirsk State Technical University, Dept. of Applied and Theoretic Physics Novosibirsk, Russia

Abstract – The aperture and aberration features of the lens collimators with the spherical and aspheric-surfaces are considered

Index Terms – collimator, lens, aperture, aberration, aspheric.

I. INTRODUCTION

The aperture and aberration features of the lens objectives, focusing the parallel beams, are studied in detail [1, 2]. However, the characteristics of the collimators, performing the inverse transformation, i.e. the parallel beam creation from the source, have been studied less. The presence of aberrations breaks the objective – collimator's equivalence in the direct and reverse ray's paths, which coincide only in the paraxial region. Therefore the collimator's aberrations calculation is quite autonomous task and the objective's optical scheme in the reverse ray's path may only serve as the initial variant for optimization of the collimator.

The 3rd order geometrical aberrations of the lens condensers, lighting systems similar to collimators, are considered [1,2]. The same order spherical aberration of the single - thin - lens objective with spherical refracting surfaces is considered. It is shown that the spherical aberration can be minimized by the proper selection of the surfaces curvature but cannot be eliminated. This result is also true for the single - lens collimator because the 3rd order thin - lens geometric aberrations coincide in direct and reverse paths [1].

The using of the aspheric refractive surfaces gives the opportunity to eliminate the axis – parallel – beam's spherical aberration completely. The objectives with hyperbolic and elliptical surfaces are considered in [3], the use of such lenses as a collimator is considered in [4].

II. PROBLEM DEFINITION

In this paper a comparison of the single – component - collimators aperture characteristics on the basis of the spherical and aspheric-surface lenses is presented. The formulas allowing calculate the aspheric profiles of refracting surfaces, completely eliminating the spherical aberration on axis, are written.

Directions of further studies of the refractive aspheric surfaces aberrations are proposed.

III. THEORY

The collimator is an optical system forming a parallel beam of rays. The idealized lens collimator's scheme is shown on Fig. 1. A point source is placed in the front focus F of the collecting lens system L . They say the collimator transfers the image of the subject to infinity since the axial infinite remote point can be considered as a center of the refracted beam parallel to the axis.

If you move the point source in the focal plane perpendicular to the axis (the extreme points A and B), the ideal collimator forms an inclined parallel beams. The collimator's angular field in image space is the angle 2ω between the extreme directions of the inclined beams. Respectively the linear dimension $2y = AB$ is the linear field in objects space, $tg\omega = y/f$, where f is the collimator's focal length. The notations of this article are not taken into account the rule of geometrical optics for signs of lengths and corners. Aperture stop D in Fig. 1 restricts the incident beam and determines the diameter D of the output beam. The coverage angle 2σ - the angular size of the beam, $tg\sigma = D/2f$. The quality of the generated refracted beam is not determined by the absolute value D but the relative aperture D/f .

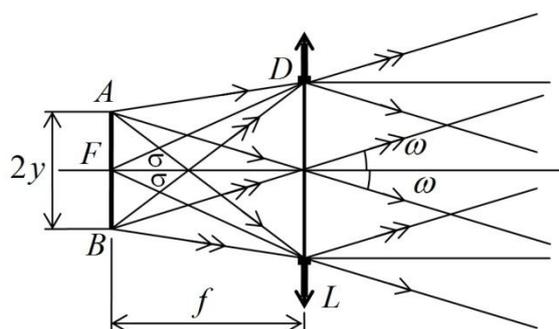


Fig.1. The idealized lens collimator

We will consider the aperture characteristics of the following types of lenses: spherical surface's lens, aplanatic lenses, aspheric lenses.

A. A Lens with spherical surfaces

The optical system performing stigmatic transform i.e. the conversion of homocentric beam, having a common center, to homocentric one is called perfect. In particular, the conversion of the homocentric beam to the parallel one is stigmatic.

The exact law of refraction of light on the interface with refracting indexes n and n'

$$n \sin \alpha = n' \sin \alpha' \quad (1)$$

in the small - angles region can be approximately replaced by a linear relationship of the angles of incidence α and refraction α'

$$n \alpha = n' \alpha' \quad (2)$$

In the same approximation a geometric relationship of the inclination angle of the ray to the axis with the ray's height on the optical surfaces is linear. The optical system is close to ideal in this paraxial region. However while angles increase the error of the linear approximation increases and stigmatism of image is

broken. The first correction to the linear term of the expansion of the sine

$$\sin \alpha \approx \alpha - \alpha^3/6,$$

describes the so-called 3rd order aberration.

Aberration that violates homocentric beam while maintaining its symmetry is called the spherical aberration. This monochromatic aberration must be corrected first because it is inherent in even the axial beam.

The 3rd order aberrations calculation of a single-lens objective shows the minimal spherical aberration when the lens facing convex surface to the incident parallel beam while the flat or nearly flat surface – to the refracted converging beam [1]. Just this orientation of the lens provides minimum angles of incidence and refraction at each surface, and the smaller the angles the smaller the deviation from the paraxial region the less aberration. Therefore, the original lens system is calculated by minimizing the set of the ray's angles on the spherical surfaces and then adjusting the radii of curvature in the computer ray tracing.

We will show that the collimator in Fig. 2a, facing by the flat surface to the incident spherical wave and by the convex surface to the refracted parallel will make a minimum aberration. For this purpose we use not a precise aberration calculation but a representation of the lens edge in the form of a prism, which faces are tangent to the spherical surfaces of the lens [3]. This approach is also called the Gent-Sternberg's method [4].

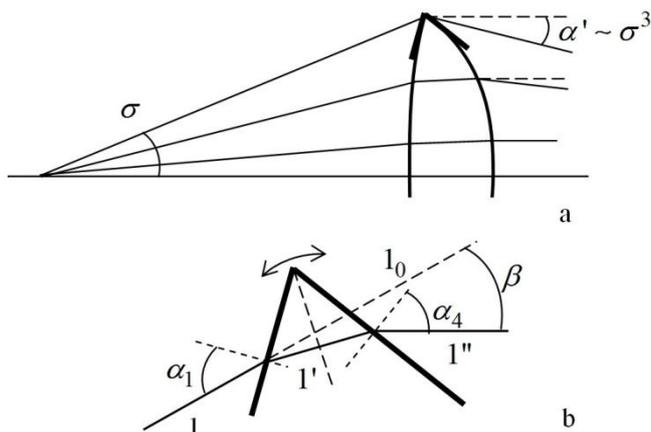


Fig.2. The collimator facing by the flat surface to the incident spherical wave

The ray 1 incident on the front face of the prism is refracted into the ray 1'' parallel to axis (Fig. 3b). The angle of deflection β of the ray 1'' from the original beam direction l_0 of the incident ray is minimal when the refracted ray 1' inside the prism is perpendicular to the bisector of the prism angle. This is a condition of the so-called minimum deflection [5]. In this case as the external corners $\alpha_1 = \alpha_4$ as the angles inside the prism (not shown) are equal by pairs. The rotating the prism in either direction around its edge increases the angle β between rays 1 and 1'' that indicates a growing of angle α_1 or α_4 .

Thus the collimator lens makes a spherical aberration even in a beam parallel to the axis. The upper limit of the relative aperture of the collimator lens with spherical surfaces is determined by the allowable level of the spherical aberration. For the same reason the relative aperture of telescope lenses usually lies in the range $D/f = 1/10 - 1/5$, i.e. the angle of coverage does not exceed 10° [2].

B. Aplanatic lens

The wide-angle homocentric beam can be transform stigmatically by the so-called aplanatic refracting surfaces providing a perfect image not of the axial point only but the adjacent plane section perpendicular to the optical axis. In his case a significant displacement of a point source perpendicular to the axis does not produce a significant aberration of the refracted beam.

However the spherical surface has only three aplanatic points. Those are the self-conjugated the axial vertex of the surface and its centre of curvature. A third axial point A , real or imaginary, depending on the direction of rays, is conjugated with another axial point A' , in contrary imaginary or real (Fig. 3). It is clear that none of the aplanatic points of the spherical surface are suitable to convert a spherical wave front into a flat one. Only the concentric surface with the source being placed in its center of curvature is used as one of the lens surfaces. Aplanatic lenses with the 3rd type conjugate points are used in multilens systems for a gradual decrease of the ray's inclination to the axis [1].

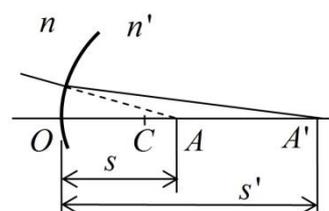


Fig.3. Aplanatic refracting surface

C. Lenses with aspherical surfaces

The use of aspheric surfaces allows to correct a spherical aberration, i.e. to obtain the aberrationless beam at least for an axial point source. Let us consider two types of lenses: with the output or input aspheric surface [4]. These lenses were considered in the reverse ray's path for a subject at infinity [3].

Sphere-elliptical lens. The axial point F in Fig. 4 is the radiation source and the front focus of the lens. We choose a spherical surface as the first lens surface whose center coincides with the source F . This concentric surface, as mentioned above, is aplanatic and does not introduce aberrations neither to an axial beam nor to the refracted beams from off-axis points of the focal plane F .

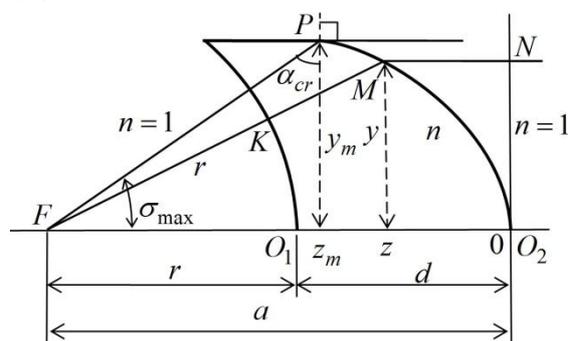


Fig. 4. Sphere-elliptical lens

We'll calculate the profile of the lens output surface, based on Fermat's principle of the shortest optical path: the optical length of rays between conjugated points is constant [5]. As the focus F is conjugated with the infinitely distant axial point it is sufficient to define an optical length from F to any plane, perpendicular to the axis. In Fig. 4 this selected plane O_2N passes through the vertex O_2 of the aspheric surface. Then the equality of the optical lengths of the axial and off-axis rays can be written as:

$$r + n \cdot KM + MN = r + n \cdot d.$$

Using

$$r + KM = \sqrt{y^2 + (r + d - z)^2} = \sqrt{y^2 + (a - z)^2},$$

the equation of the surface can be written in the form

$$(n^2 - 1)z^2 - 2n(n - 1)az + n^2y^2 = 0, \quad (3)$$

transforming to the equation of an ellipse

$$\frac{(n+1)^2}{n^2 a^2} \left(z - \frac{na}{n+1}\right)^2 + \frac{n+1}{(n-1)a^2} y^2 = 1 \quad (4)$$

with axes:

$$z_m = na/(n+1); \quad y_m = \sqrt{(n-1)/(n+1)}a.$$

The ellipse center offset is equal to the semi-axis z_m to the left from the vertex O_2 .

The extreme ray from the point F passing through the lens is determined by the total reflection condition from an optically dense medium into air. At the top point P of the ellipse the output ray slides along the surface, therefore the ray FP impinges under the critical angle of total reflection:

$$n \sin \alpha_{cr} = n' \sin 90^\circ = 1;$$

$$\sin \alpha_{cr} = 1/n; \quad \operatorname{tg} \alpha_{cr} = 1/\sqrt{n^2 - 1}$$

Indeed, in Fig. 4

$$\operatorname{tg} \alpha_{cr} = (a - z_m)/y_m = 1/\sqrt{n^2 - 1}.$$

The coverage angle limit of sphere-elliptical lens is equal $2\sigma_{\max}$,

$$\sigma_{\max} = 90^\circ - \alpha_{cr}; \quad \operatorname{tg} \sigma_{\max} = \sqrt{n^2 - 1} \quad (5)$$

Lens "hyperboloid - plane". In Fig. 5a the first lens surface is aspheric, the second is flat. The center of the incident beam F is the front focus of the lens. Since the optical power of the second surface is equal to zero, the total optical power of the lens is equal to the optical power of the first surface and a paraxial front focal length $f = FO$ is measured from the vertex of the first surface.

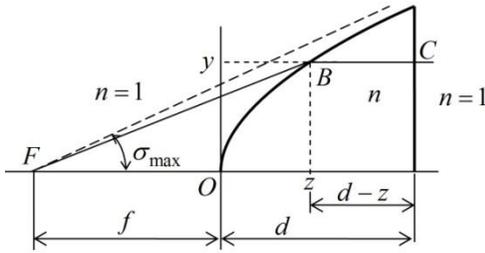


Fig. 5. Lens "hyperboloid - plane"

The equality of optical lengths of the axial and off-axis rays is

$$FB + n \cdot BC = f + nd,$$

where $FB = \sqrt{y^2 + (f + z)^2}$.

We get the equation of the hyperbola after transformation:

$$y^2 = 2f(n - 1)z + (n^2 - 1)z^2. \quad (6)$$

If (6) is converted to a form

$$y^2 = \left(\sqrt{n^2 - 1}z + \frac{f(n - 1)}{\sqrt{n^2 - 1}}\right)^2 - \left(\frac{f(n - 1)}{\sqrt{n^2 - 1}}\right)^2. \quad (7)$$

it is seen that the hyperbola has asymptotes:

$$y \rightarrow \pm \left(\sqrt{n^2 - 1}z + \frac{f(n - 1)}{\sqrt{n^2 - 1}}\right). \quad (8)$$

The upper asymptote is depicted in Fig. 5, the dashed line from the point F . The angular coefficient of inclination of the

asymptotes is $\operatorname{tg} \sigma_{\max} = \sqrt{n^2 - 1}$, therefore $\cos \sigma_{\max} = 1/n$. The asymptotic limit of the coverage angle of the "hyperboloid - plane" lens coincides with the coverage angle of sphere-elliptical lens (5).

The hyperbolic equation can be reduced to dimensionless variables y/f and z/f :

$$\left(\frac{y}{f}\right)^2 = \left(\sqrt{n^2 - 1} \frac{z}{f} + \frac{(n - 1)}{\sqrt{n^2 - 1}}\right)^2 - \left(\frac{(n - 1)}{\sqrt{n^2 - 1}}\right)^2. \quad (9)$$

Since the luminous diameter of the lens $D = 2y_{\max}$ corresponds to $z_{\max} = d$, the equation (9) reduces to the relation of diameter and thickness:

$$\left(\frac{D}{2f}\right)^2 = \left(\sqrt{n^2 - 1} \frac{d}{f} + \frac{(n - 1)}{\sqrt{n^2 - 1}}\right)^2 - \left(\frac{(n - 1)}{\sqrt{n^2 - 1}}\right)^2,$$

therefore the selection of the lens thickness can achieve any value of the relative aperture D/f not exceeding the limit:

$$D/f = 2 \operatorname{tg} \sigma_{\max} = 2\sqrt{n^2 - 1} \quad (10)$$

IV. CONCLUSIONS

Aspheric single-lens collimators can completely eliminate spherical aberration for an output beam parallel to axis. In this respect aspheric lenses far superior than lenses with spherical surfaces.

However, the field aberrations of aspheric collimators for inclined output beams are not investigated. The aspheric lenses cannot be considered as thin, therefore one can only suppose that the result of the 3rd order aberrations theory for the optical system of thin components will be at least approximately true: if the spherical aberration is corrected, then coma, i.e. the aberration of the beam from off-axis point of the object, independent of the position of the aperture diaphragm limiting the beam.

Thus in the single-lens collimators theory, the following problems are relevant: a study of field aberrations of aspheric lenses and synthesis of aplanatic surfaces.

REFERENCES

- [1] Prikladnaya optika. – Ed. Dubovik A.S. - 1982, 612 p. (in Russian)
- [2] Vychislitel'naya optika: Handbook, ed. Rusinov M.M., - 1984, 423 p. (in Russian)
- [3] Rusinov M.M. Nesphericheskie poverhnosti v optike. - 1965, 197 p. (in Russian)
- [4] Zelkin E.G., Petrova R.A. Linzovye anteny. - 1974, 280 p. (in Russian)
- [5] Born M., Wolf E. Osnovy optiki, 2-nd ed., - 1973, 720 p. (in Russian)



Igor I. Suhanov, Ph.D., Associate Professor, Department of Applied and Theoretical Physics, Novosibirsk State Technical University. Author and coauthor of 40 scientific papers. Research interests – optics, lasers.

Maksim A. Stepanov, Ph.D., Associate Professor, Department of radio receivers and radio transmitting devices, Novosibirsk State Technical University. Senior Researcher JSC "Research Institute of measuring instruments - Novosibirsk factory of the Comintern." Author and co-author of 35 scientific papers. Research interests simulated radar situation in real time

Стенд Разработчика Алгоритмического и Программного Обеспечения Матричных Имитаторов Радиоэлектронной Обстановки

Наталья В. Белявская¹, Алексей В. Киселев¹, Максим А. Степанов¹, Сергей В. Тырыкин¹
¹Новосибирский государственный технический университет, Новосибирск, Россия

Аннотация – Сформулированы основные требования к стенду, предназначенному для использования при разработке алгоритмического и программного обеспечения матричных имитаторов сигналов и помех. Рассмотрена реализация стенда, в значительной степени удовлетворяющего этим требованиям.

Ключевые слова – Имитация, радиоэлектронная обстановка, матричный имитатор.

I. ВВЕДЕНИЕ

ОБЩЕПРИЗНАННЫМ способом разработки и испытаний сложных радиоэлектронных систем и комплексов является полунатурное моделирование реальной сигнально-помеховой обстановки. При этом в лабораторных условиях с помощью специальных устройств – имитаторов – моделируются сигналы и помехи, поступающие на входы исследуемого объекта [1-7]. Экономические и технические аспекты и преимущества такого подхода хорошо известны и достаточно очевидны. В первую очередь, к ним относятся снижение стоимости и времени разработки, повышение полноты и глубины проводимых испытаний, а также скрытность проводимых работ.

Ключевым элементом полунатурного моделирования является комплекс, имитирующий реальную радиоэлектронную обстановку. Его возможности напрямую определяют достоверность и глубину проводимых испытаний и измерений.

При этом, как известно, наибольшая достоверность имитации достигается при моделировании электромагнитных полей на апертуре антенны исследуемого комплекса или системы. Среди известных решений этой задачи (применение вспомогательных подвижных антенн, коллиматоры на основе параболических зеркал и диэлектрических линз и др.) наиболее перспективным являются так называемые матричные имитаторы [1-7].

Как известно, матричный имитатор (МИ) представляет собой систему неподвижных точечных излучателей, расположенную в дальней зоне антенны исследуемого устройства. К излучателям подводятся сигналы и помехи, формирующие моделируемую радиоэлектронную обстановку. Они излучают в направлении раскрыва антенны исследуемого устройства. При этом кажущееся угловое

положение точки излучения (КЦИ) сигнала или помехи определяется параметрами подводимых к излучателям имитатора сигналов.

Разработка МИ подразумевает решение следующих задач:

- определить число и размещение излучателей, при которых обеспечивается имитация углового положения или перемещения КЦИ в заданных пределах;
- разработать алгоритм управления амплитудами и фазами сигналов, подводимых к излучателям для обеспечения заданного углового положения КЦИ;
- разработать алгоритм юстировки имитатора, позволяющего выполнить оценку и компенсацию ошибок фазирования и разбаланса амплитуд сигналов, подводимых к излучателям.

Для разработки методов решения этих задач целесообразно использовать некий универсальный стенд – макет МИ.

II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Согласно определенным выше задачам, сопутствующим разработке МИ, его макет должен обеспечивать:

- установку излучателей в пределах заданной поверхности;
- управление мощностью излучаемого сигнала и вносимым фазовым сдвигом в заданных пределах;
- коммутацию и распределение сигналов, подводимых к излучателям;
- измерение мощности излучаемых сигналов в точке приема;
- пеленгацию положения КЦИ и измерение его координат.

Цель работы – рассмотреть структуру стенда разработчика алгоритмического и программного обеспечения МИ, удовлетворяющего данным требованиям.

III. РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ

Структура стенда приведена на Рис.1.

СВЧ элементы стенда рассчитаны на работу в X-диапазоне.

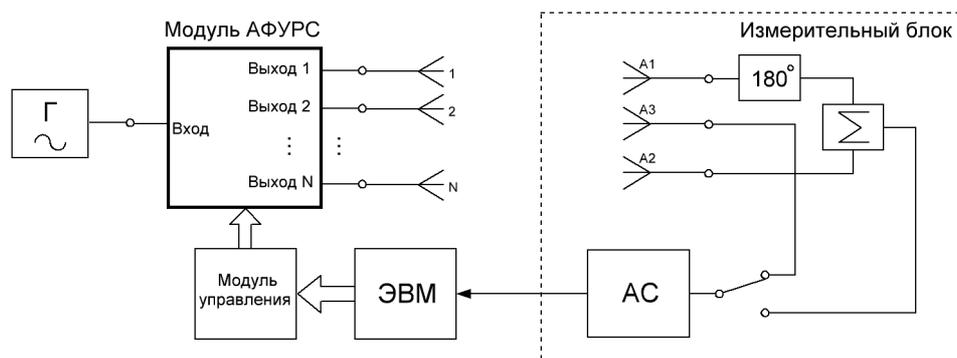


Рис. 1. Структура стенда.

Гармонический высокочастотный сигнал поступает с генератора Γ на вход модуля амплитудно-фазового управления и распределения сигнала (АФУРС), управление которым выполняется через модуль управления. Сигналы с выхода модуля АФУРС через систему СВЧ-кабелей подводятся к системе из N излучателей. В дальней зоне системы излучателей расположен измерительный блок, включающий 3 измерительных антенны, сумматор сигналов и анализатор спектра АС, выполняющий функции измерительного приемника.

Рассмотрим подробнее технические решения, предлагаемые для реализации данной структуры.

Е. Система излучателей

В качестве излучателей используются печатные дипольные антенны. Они монтируются на круглых основаниях - экранах, используемых для крепления антенн.

Антенны монтируются на поверхности наборного поля (см. Рис. 2), представляющего собой металлический лист с отверстиями. Кабель питания антенны проходит через отверстие в листе на его обратную сторону, а сама антенна крепится за основание винтами на его поверхности. При креплении антенны могут поворачиваться относительно своих осей на $\pm 180^\circ$ с шагом 45° . Это обеспечивает излучение с заданной поляризацией.

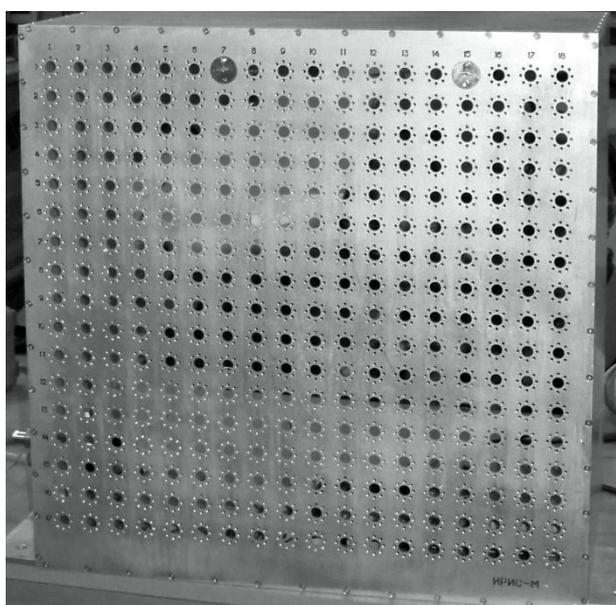


Рис. 2. Фотография наборного поля стенда

Выбранная конструкция наборного поля позволяет относительно просто и в широких пределах менять конфигурацию системы излучающих антенн.

Ф. Модуль АФУРС

Модуль содержит узел установки фаз и мощности сигналов (УФМС) и два узла коммутации и распределения сигналов (КРС) (Рис. 3).

Узел КРС содержит СВЧ-делители сигнала, к выходам которых подключены управляемые аттенюаторы, обеспечивающие работу в двух режимах:

- канал открыт;
- канал закрыт – установлено максимальное значение вносимого аттенюатором затухания. Для разработанного стенда оно более чем на 55 дБ превышает затухание в состоянии открытого канала.

В целом, два узла КРС обеспечивают коммутацию сигналов между восьмью излучающими антеннами. Буферные усилители обеспечивают развязку узла по входу и выходу.

Управление мощностью излучаемого сигнала выполняется за счет использования управляемых аттенюаторов Атт1 и Атт2, входящих в состав узла УФМС (Рис. 3). Диапазон регулировки затухания $0 \dots 50$ дБ. Управление аналоговое.

Регулировка вносимого фазового сдвига реализуется с помощью управляемых фазовращателей $\Phi 1$ и $\Phi 2$ (Рис. 3). Диапазон регулировки фазового сдвига составляет $0^\circ \dots 400^\circ$. Управление аналоговое.

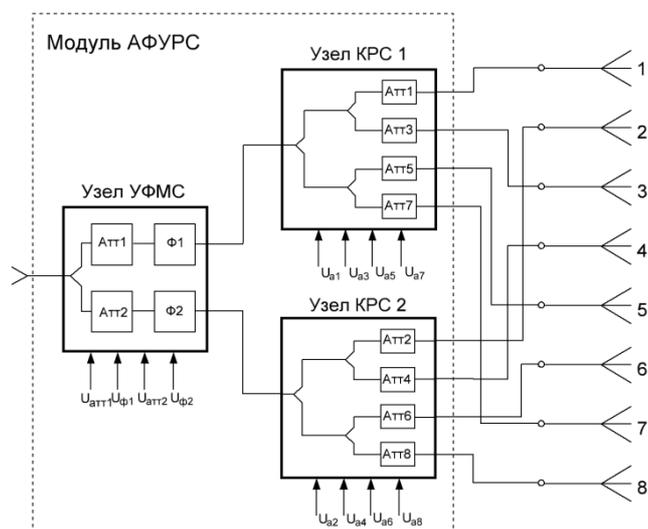


Рис. 3. Структура модуля АФУРС

Буферные усилители предназначены для компенсации затуханий, вносимых элементами тракта, а также взаимной развязки узла по входу и выходам.

Г. Узлы управления МИ

Управление МИ и стендом в целом осуществляется командами универсальной ЭВМ, в качестве которой используется типовой персональный компьютер. С МИ он связан через порт USB 2.0. Модуль управления осуществляет прием сигналов через порт USB 2.0 и преобразует их в команды управления трактом распределения сигналов, а также управление их начальными фазами и амплитудами.

Программное обеспечение позволяет осуществлять управление модулем АФУРС, а также считывать и обрабатывать результаты измерений параметров сигналов, поступающих на вход анализатора спектра.

Н. Измерительный блок

Данный блок (Рис. 4) решает задачи измерения амплитуд сигналов в точке приема и пеленгации положения КЦИ.

В качестве измерительных антенн А1 - А3 используются печатные дипольные антенны, аналогичные используемым в качестве излучателей МИ.

Антенна А3 предназначена для измерения мощности излучаемого сигнала в точке приема.

Антенны А1 и А2 используются для пеленгации положения КЦИ. Вместе с сумматором и фазоинвертором (Рис. 1) они формируют разностную диаграмму направленности, ось которой перпендикулярна плоскости, на которой размещены антенны.

Визуализация положения КЦИ обеспечивается с помощью лазера, направление излучения которого совпадает с осью разностной диаграммы. Его луч проецируется на поверхность МИ. Положение пятна совпадает с оценкой положения КЦИ.

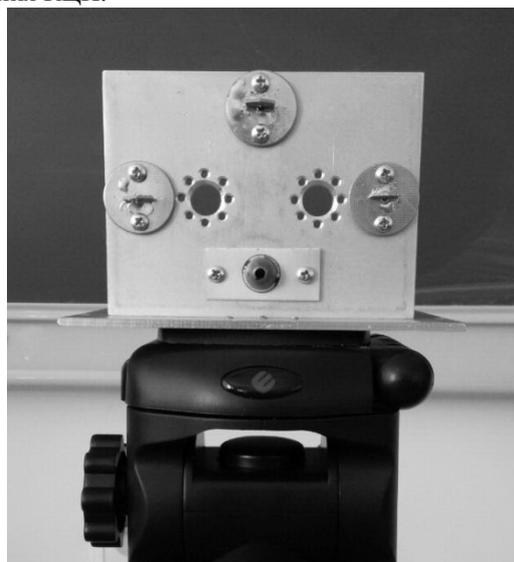


Рис. 4. Фотография измерительного блока.

IV. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТОВ

Разработанный стенд был использован в качестве экспериментальной базы при разработке алгоритмов калибровки и управления положением КЦИ и

соответствующего им программного обеспечения (ПО). По сути, с помощью стенда проверялось качество их работы.

Например, на Рис. 5 представлены результаты работы одной из версий ПО. На нем изображены измеренные и задаваемые координаты КЦИ при перемещении точечного источника излучения между двумя соседними антеннами МИ по командам ПО.

До начала работы под управлением ПО проводилась калибровка стенда, заключающаяся в оценке и компенсации ошибок фазирования и разбалансировки по амплитудам каналов МИ. Видно, что ошибки позиционирования КЦИ не превышают 5% от расстояния между соседними антеннами. Что можно расценивать как результат, приемлемый для практического использования.

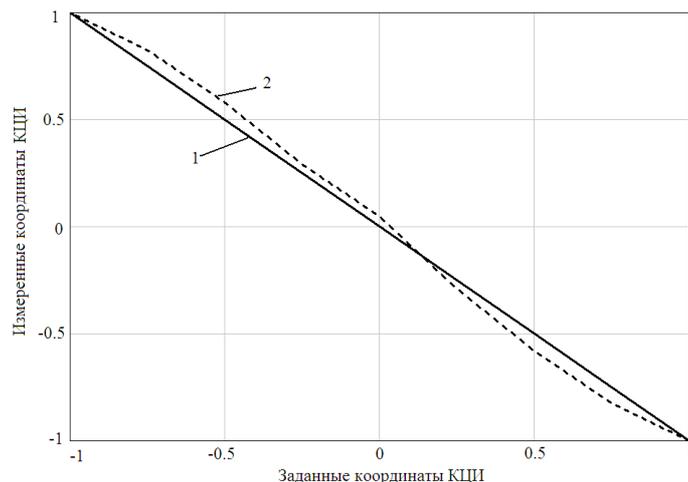


Рис. 5. Зависимость измеренных координат КЦИ от заданных с помощью ПО (1 – заданная зависимость, 2 – измеренная зависимость)

V. ВЫВОДЫ И ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В целом, представленный стенд обеспечивает:

- установку излучателей в пределах заданной поверхности;
- управление мощностями и фазами сигналов, подводимых к излучателям МИ;
- измерение мощности излучаемых сигналов в точке приема;
- пеленгацию положения КЦИ и измерение его координат.

Управление работой стенда, а также оценка параметров излучаемых сигналов осуществляется с помощью персонального компьютера, на котором могут реализовываться и обрабатываться алгоритмы и программы юстировки МИ и управления его работой.

В целом, рассмотренный стенд может использоваться в качестве базы при разработке аппаратных и программных средств МИ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [13] Калмыков И.Ю., Киселев А.В., Степанов М.А. Алгоритмы расчета амплитуд сигналов трехточечного матричного имитатора для установки заданного положения кажущегося центра излучения// Вопросы радиоэлектроники. – 2014. – Сер. РЛТ. – Вып. 2. – С.57-69.
- [14] Калмыков И.Ю., Степанов М.А., Дуркин В.В. Возможности позиционирования кажущегося центра излучения в трехточечном матричном имитаторе// Вопросы радиоэлектроники. – 2014. – Сер. РЛТ. – Вып. 2. – С.69-77.
- [15] Никулин А.В., Степанов М.А. Замещение распределенного объекта трехточечной геометрической моделью// Вопросы радиоэлектроники. – 2014. – Сер. РЛТ. – Вып. 2. – С.77-85

- [16] Тверской Г. Н., Терентьев Г. К., Харченко И. П. Имитаторы эхосигналов судовых радиолокационных станций – Л.: Судостроение, 1973. - 224 с. : ил.
- [17] Степанов М.А. Точность позиционирования кажущегося центра излучения в когерентном трехточечном матричном имитаторе // Вопросы радиоэлектроники. – 2015. – Сер.ОТ. – Вып. 3. – С. 57-67.
- [18] Артюшенко В.В., Киселев А. В. Геометрическая модель двумерных отражающих объектов// Вопросы радиоэлектроники. Сер. Общетеχνическая. - 2015. – Вып. 5, № 5. – С. 44-51.
- [19] Киселев А. В., Никулин А. В., Тырыкин С. В. Малоточечная модель протяженного отражающего объекта // Доклады Академии наук высшей школы Российской Федерации. - 2014. – № 4 (25). – С. 79–89.



Белявская Наталья Владимировна. Магистрант первого года обучения Новосибирского государственного технического университета.



Алексей Васильевич Киселев. Доктор технических наук, профессор кафедры радиоприемных и радиопередающих устройств Новосибирского государственного технического университета.



Максим Андреевич Степанов. Кандидат технических наук, доцент кафедры радиоприемных и радиопередающих устройств Новосибирского государственного технического университета. С.н.с. АО «НИИ измерительных приборов – Новосибирский завод им. Коминтерна».



Сергей Владимирович Тырыкин. Кандидат технических наук, доцент кафедры радиоприемных и радиопередающих устройств Новосибирского государственного технического университета.

Моделирование Корреляционных Характеристик Шумов Координат

В. В. Артюшенко¹

¹Новосибирский государственный технический университет, аспирант каф. РПУРПУ

Аннотация – рассмотрено моделирование корреляционных характеристик шумов координат распределенного объекта. Полученные результаты могут быть использованы для синтеза математических моделей, необходимых при разработке программно-аппаратных комплексов полунатурного моделирования электромагнитных полей, отраженных от распределенных объектов (например, земной поверхности, поверхности моря, метеорологических образований и др.)

Ключевые слова – шумы координат, полунатурное моделирование, распределенный объект, имитация отражений.

I. ВВЕДЕНИЕ

ОДИН ИЗ НАИБОЛЕЕ СЛОЖНЫХ ЭТАПОВ полунатурного моделирования радиоэлектронных систем является имитация отражений от распределенных объектов [1]. На сегодняшний день доказано, что достоверная имитация отражений от распределенных объектов должна включать моделирование такого явления как шумы координат (ШК). Суть этого явления в следующем. По устоявшимся в литературе представлениям процесс отражения электромагнитных волн от реальных распределенных объектов (например, участка поверхности моря) эквивалентен отражению волны от совокупности большого числа элементарных отражающих элементов, случайным образом расположенных в пространстве и вносящих различный случайный вклад в отраженную волну. В результате интерференции волн от элементарных отражателей фазовый фронт суммарной отраженной волны флукутирует, а направление вектора, противоположного градиенту фазового фронта в точке приема указывает на положение кажущегося центра излучения распределенного объекта. Радиолокационный пеленгатор определяет координаты кажущегося центра излучения. Местоположение кажущегося центра излучения является случайным процессом, который и принято называть шумами координат распределенного объекта.

III. ТЕОРИЯ

Многие отечественные и зарубежные ученые занимались вопросами анализа статистических характеристик ШК [2-6]. Один из наиболее фундаментальных трудов выполнен отечественными учеными Р. В. Островитяновым и Ф. А. Басаловым [2]. При описании статистики ШК обычно оперируют плотностью распределения вероятностей (ПРВ) и корреляционной функцией мгновенного значения положения кажущегося центра излучения [2]. Выражение для ПРВ ШК приводится в работах [2-6]:

$$W(\Delta\gamma) = \frac{\mu_\gamma}{2(1 + \mu_\gamma^2 \Delta\gamma^2)^{3/2}}, \quad (1)$$

где $\Delta\gamma = \gamma - m_\gamma$ – отклонения КЦИ по некоторой обобщенной координате γ от математического ожидания m_γ ; μ_γ – параметр, определяющий эффективную «ширину» распределения [2]. Таким образом, ПРВ (1) определяется двумя параметрами – m_γ , μ_γ , которые могут быть определены через функцию $F_r(x, y, z)$, описывающую распределение по объему объекта плотности интенсивности сигналов элементарных отражателей:

$$m_\gamma = \iiint_{xyz} \gamma F_r(x, y, z) dx dy dz / \sigma_H^2, \quad (2)$$

$$\mu_\gamma = \sigma_H / \sigma_B,$$

где

$$\sigma_H^2 = \iiint_{xyz} F_r(x, y, z) dx dy dz,$$

$$\sigma_B^2 = \iiint_{xyz} (\gamma - m_\gamma)^2 F_r(x, y, z) dx dy dz.$$

Выражение для корреляционной функции ШК приведено в работах [2, 6]. Выражение довольно громоздкое и здесь приведено не будет. Однако, как следует из рассмотрения этого выражения, корреляционная функция полностью определяется пятью коэффициентами корреляции $r_H(\tau)$,

$s_H(\tau)$, $r_B(\tau)$, $s_B(\tau)$, $r_{BH}(\tau)$, $s_{BH}(\tau)$:

$$r_H(\tau) = \frac{1}{\sigma_H^2} \iiint_{xyz} F_r(\cdot) dx dy dz, \quad (3)$$

$$s_H(\tau) = \frac{1}{\sigma_H^2} \iiint_{xyz} F_s(\cdot) dx dy dz, \quad (4)$$

$$r_B(\tau) = \frac{1}{\sigma_B^2} \iiint_{xyz} (\gamma - m_\gamma)^2 F_r(\cdot) dx dy dz, \quad (5)$$

$$s_B(\tau) = \frac{1}{\sigma_B^2} \iiint_{xyz} (\gamma - m_\gamma)^2 F_s(\cdot) dx dy dz, \quad (6)$$

$$r_{BH}(\tau) = \frac{1}{\sigma_B \sigma_H} \iiint_{xyz} (\gamma - m_\gamma) F_r(\cdot) dx dy dz, \quad (7)$$

$$s_{BH}(\tau) = \frac{1}{\sigma_B \sigma_H} \iiint_{x y z} (\gamma - m_\gamma) F_s(\cdot) dx dy dz, \quad (8)$$

где $F_r(\cdot) = F_r(x, y, z, \tau)$, $F_s(\cdot) = F_s(x, y, z, \tau)$ – соответственно функции распределения по объему плотности автокорреляции и взаимной корреляции квадратурных составляющих сигналов элементарных отражателей ($F_r(x, y, z, 0) = F_r(x, y, z)$, а $F_s(x, y, z, 0) = 0$).

Коэффициенты корреляции (3) – (8) определяются физической структурой распределенного объекта и характером его движения.

На сегодняшний день перспективным способом имитации ШК распределенного объекта является использование геометрических моделей [7-12]. При этом сам объект представляется набором точечных излучателей, расположенных в пространстве в соответствие с заданной конфигурацией. В частности, широко известна двухточечная модель [2, 4, 7]. К излучателям геометрической модели подводятся некоррелированные узкополосные случайные процессы с заданной мощностью. Показано [7-10], что при этом можно обеспечить ПРВ ШК (1). Можно сказать, что вопрос моделирования ШК с точностью до функции распределения освещен достаточно полно. Моделирование же корреляционных характеристик ШК до недавнего времени не рассматривалось.

II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Цель работы – доказать, что при разделимости временной и пространственных переменных в функциях $F_r(x, y, z, \tau)$ и $F_s(x, y, z, \tau)$ объекта, для достоверного моделирования корреляционных характеристик ШК достаточно обеспечить требуемые параметры распределения (1) и подводить к излучателям геометрической модели сигналы, пропорциональные корреляционным функциям эхосигнала от замещаемого объекта.

Рассмотрим геометрическую модель распределенного объекта, содержащую N точечных излучателей (Рис. 1)

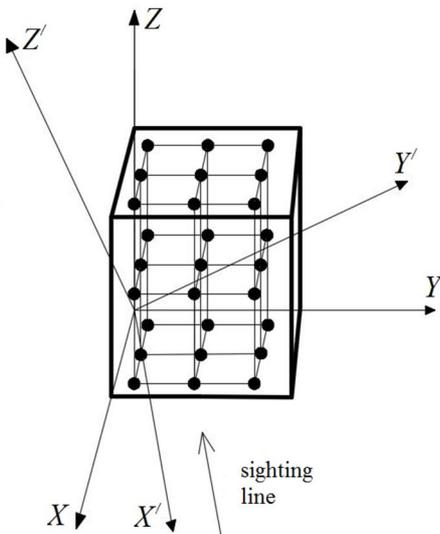


Рис. 1. N-точечная геометрическая модель трехмерного отражающего объекта

Для достоверной имитации ШК необходимо обеспечить равенство параметров распределения (1) и параметров (3) – (8) (что обеспечит равенство корреляционной функции) для

геометрической модели и реального объекта. В математической форме условия достоверной имитации ШК можно записать в следующем виде:

$$m_{\gamma\Sigma} = m_{\gamma\infty}, \quad \mu_{\gamma\Sigma} = \mu_{\gamma\infty}, \quad (9)$$

$$\sum_{i=1}^N R_i(\tau) = \sigma_{H\infty}^2 r_{H\infty}(\tau),$$

$$\sum_{i=1}^N S_i(\tau) = \sigma_{H\infty}^2 s_{H\infty}(\tau),$$

$$\sum_{i=1}^N (\gamma_i - m_\gamma) R_i(\tau) = \sigma_{B\infty} \sigma_{H\infty} r_{BH\infty}(\tau),$$

$$\sum_{i=1}^N (\gamma_i - m_\gamma) S_i(\tau) = \sigma_{B\infty} \sigma_{H\infty} s_{BH\infty}(\tau),$$

$$\sum_{i=1}^N (\gamma_i - m_\gamma)^2 R_i(\tau) = \sigma_{B\infty}^2 r_{B\infty}(\tau),$$

$$\sum_{i=1}^N (\gamma_i - m_\gamma)^2 S_i(\tau) = \sigma_{B\infty}^2 s_{B\infty}(\tau),$$

где $R_i(\tau)$ и $S_i(\tau)$ а – автокорреляционная и взаимнокорреляционная функции сигналов, поступающих на i – излучатель геометрической модели. Индекс параметра « Σ » обозначает принадлежность этого параметра модели, а индекс « ∞ » – реальному объекту.

Пусть визирование объекта ведется вдоль оси X' системы координат $X'Y'Z'$. В этой системе координат имеем $F_{r\infty}(x', y', z', \tau)$ и $F_{s\infty}(x', y', z', \tau)$, пересчитанные из $F_{r\infty}(x, y, z, \tau)$ и $F_{s\infty}(x, y, z, \tau)$. Предположим, что эти функции допускают разделение пространственных и временной переменных:

$$F_{r\infty}(x', y', z', \tau) = F_{r\infty}(x', y', z') r_\infty(\tau), \quad (10)$$

$$F_{s\infty}(x', y', z', \tau) = F_{s\infty}(x', y', z') s_\infty(\tau),$$

где $r_\infty(\tau)$ – коэффициент корреляции одноименных квадратурных компонент комплексной огибающей сигнала, отраженного от объекта, $s_\infty(\tau)$ – коэффициент корреляции разноименных квадратурных компонент комплексной огибающей сигнала, отраженного от объекта.

IV. ДОКАЗАТЕЛЬСТВО

Пусть для геометрической модели (Рис. 1) выполняются условия адекватного моделирования распределения ШК (1), то есть:

$$m_{\gamma\Sigma} = m_{\gamma\infty}, \quad \mu_{\gamma\Sigma} = \mu_{\gamma\infty}.$$

Тогда, в случае разделимости переменных в функциях

$$F_{r\infty}(x', y', z', \tau) \text{ и } F_{s\infty}(x', y', z', \tau), \text{ выражения (3) – (8)}$$

будут выглядеть как:

$$r_{H\infty}(\tau) = \frac{r_\infty(\tau)}{\sigma_{H\infty}^2} \underbrace{\int \int \int_{x' y' z'} F_{r\infty}(\cdot) dx' dy' dz'}_{\sigma_{H\infty}^2}, \quad (11)$$

$$s_{H\infty}(\tau) = \frac{s_{\infty}(\tau)}{\sigma_{H\infty}^2} \underbrace{\int \int \int_{x', y', z'} F_{r_{\infty}}(\cdot) dx' dy' dz'}_{\sigma_{H\infty}^2},$$

$$r_{B\infty}(\tau) = \frac{r_{\infty}(\tau)}{\sigma_{B\infty}^2} \underbrace{\int \int \int_{x', y', z'} (x' - m_{x'})^2 F_{r_{\infty}}(\cdot) dx' dy' dz'}_{\sigma_{B\infty}^2},$$

$$s_{B\infty}(\tau) = \frac{s_{\infty}(\tau)}{\sigma_{B\infty}^2} \underbrace{\int \int \int_{x', y', z'} (x' - m_{x'})^2 F_{s_{\infty}}(\cdot) dx' dy' dz'}_{\sigma_{B\infty}^2},$$

$$r_{BH\infty}(\tau) = \frac{r_{\infty}(\tau)}{\sigma_{B\infty} \sigma_{H\infty}} \underbrace{\int \int \int_{x', y', z'} (x' - m_{x'}) F_{r_{\infty}}(\cdot) dx' dy' dz'}_{=0},$$

$$s_{BH\infty}(\tau) = \frac{s_{\infty}(\tau)}{\sigma_{B\infty} \sigma_{H\infty}} \underbrace{\int \int \int_{x', y', z'} (x' - m_{x'}) F_{s_{\infty}}(\cdot) dx' dy' dz'}_{=0},$$

После преобразований выражений (11), получаем:

$$r_{H\infty}(\tau) = r_{\infty}(\tau), \quad s_{H\infty}(\tau) = s_{\infty}(\tau), \quad (12)$$

$$r_{B\infty}(\tau) = r_{\infty}(\tau), \quad s_{B\infty}(\tau) = s_{\infty}(\tau),$$

$$r_{BH\infty}(\tau) = s_{BH\infty}(\tau) = 0.$$

Условия достоверной имитации ШК (9) с учетом (12) приобретают вид:

$$\sum_{i=1}^N R_i(\tau) = \sigma_{H\infty}^2 r_{\infty}(\tau), \quad (13)$$

$$\sum_{i=1}^N S_i(\tau) = \sigma_{H\infty}^2 s_{\infty}(\tau), \quad \sum_{i=1}^N (\gamma_i - m_{\gamma_{\infty}}) R_i(\tau) = 0,$$

$$\sum_{i=1}^N (\gamma_i - m_{\gamma_{\infty}}) S_i(\tau) = 0,$$

$$\sum_{i=1}^N (\gamma_i - m_{\gamma_{\infty}})^2 R_i(\tau) = \sigma_{B\infty}^2 r_{\infty}(\tau),$$

$$\sum_{i=1}^N (\gamma_i - m_{\gamma_{\infty}})^2 S_i(\tau) = \sigma_{B\infty}^2 s_{\infty}(\tau).$$

Пусть к излучателям модели Рис. 1. подводятся сигналы с корреляционными функциями вида:

$$R_i(\tau) = \sigma_i^2 r_{\infty}(\tau), \quad (14)$$

$$S_i(\tau) = \sigma_i^2 s_{\infty}(\tau).$$

При этом:

$$\sum_{i=1}^N \sigma_i^2 = \sigma_{H\infty}^2.$$

В таком случае, условия (13) можно переписать как:

$$\sum_{i=1}^N \sigma_i^2 r_{\infty}(\tau) = \sigma_{H\infty}^2 r_{\infty}(\tau), \quad (15)$$

$$\sum_{i=1}^N \sigma_i^2 s_{\infty}(\tau) = \sigma_{H\infty}^2 s_{\infty}(\tau),$$

$$\sum_{i=1}^N (\gamma_i - m_{\gamma_{\infty}}) \sigma_i^2 r_{\infty}(\tau) = 0,$$

$$\sum_{i=1}^N (\gamma_i - m_{\gamma_{\infty}}) \sigma_i^2 s_{\infty}(\tau) = 0,$$

$$\sum_{i=1}^N (\gamma_i - m_{\gamma_{\infty}})^2 \sigma_i^2 r_{\infty}(\tau) = \sigma_{B\infty}^2 r_{\infty}(\tau),$$

$$\sum_{i=1}^N (\gamma_i - m_{\gamma_{\infty}})^2 \sigma_i^2 s_{\infty}(\tau) = \sigma_{B\infty}^2 s_{\infty}(\tau).$$

Сокращая $r_{\infty}(\tau)$ и $s_{\infty}(\tau)$ и учитывая, что $r_{\infty}(\tau) \neq 0$, $s_{\infty}(\tau) \neq 0$, получаем:

$$\sum_{i=1}^N \sigma_i^2 = \sigma_{H\infty}^2, \quad (16)$$

$$\sum_{i=1}^N (\gamma_i - m_{\gamma_{\infty}}) \sigma_i^2 = 0,$$

$$\sum_{i=1}^N (\gamma_i - m_{\gamma_{\infty}})^2 \sigma_i^2 = \sigma_{B\infty}^2.$$

V. ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ

Полученные уравнения (16) содержат только мощности сигналов и координаты излучателей. По сути, они определяют условия, при выполнении которых обеспечивается равенство параметров распределения ШК m_{γ} и μ_{γ} для модели и объекта, т.е. достоверное моделирование ПРВ ШК. При этом моделирование корреляционных характеристик ШК обеспечивается за счет того, что к излучающим точкам модели подводятся сигналы с автокорреляционной и взаимно корреляционной функциями вида (14).

VI. ВЫВОДЫ И ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Доказано, что при разделимости пространственной и временной переменных в функциях $F_r(x, y, z, \tau)$ и $F_s(x, y, z, \tau)$ распределенного объекта достоверная имитация характеристик ШК сводится к обеспечению равенства параметров ПРВ для модели и объекта. При этом на излучатели геометрической модели необходимо подавать сигналы с корреляционными функциями пропорциональными корреляционным функциям эхосигнала от замещаемого объекта.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [21] Вопросы реализации имитатора входных сигналов систем ближней радиолокации для полунатурного моделирования помех от подстилающей поверхности / К.А. Антонов, В.О. Григорьев, В.Б. Сучков, М.Г. Фабричный // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Серия: Приборостроение. – 2006. – № 4. – С. 45–59.
- [22] Островитянов Р. В., Басалов Ф. А. Статистическая теория радиолокации протяженных целей. – М.: Радио и связь, 1982. – 232 с.
- [23] Skolnik M.I. Radar Handbook. 3ed ed. – New York: McGraw Hill, 2008. – 1352 p.
- [24] Островитянов Р.В., Басалов Ф.А. Статистические характеристики больших выбросов углового шума // Радиотехника и электроника. – 1974. – Т. 19, №2. – С. 431–432.
- [25] Делано Р. Теория «мерцания» цели и угловые ошибки при радиолокационном сопровождении // Вопросы радиолокационной техники. – 1954. – №1. – С. 108–119.
- [26] Губонин Н.С. Флюктуации фазового фронта волны, отраженной от сложной цели // Радиотехника и электроника. – 1965. – Т. 11, №5. – С. 844–852.

- [27] Никулин А. В., Степанов М.А. Замещение распределенного объекта трехточечной геометрической моделью // Вопросы радиоэлектроники. Серия: Радиолокационная техника (РЛТ). – 2014. – № 2. – С. 77–86.
- [28] Киселев А.В., Никулин А.В., Тырыкин С.В. Малоточечная модель протяженного отражающего объекта // Доклады Академии наук высшей школы Российской Федерации. – 2014. – № 4 (25). – С.78–88. – doi: 10.17212/1727-2769-2014-4-79-89.
- [29] Артюшенко В.В. Геометрическая модель двумерных отражающих объектов / В. В. Артюшенко, А. В. Киселев // Вопросы радиоэлектроники. Серия: Общетехническая (ОТ). – 2015. – № 3. – С. 44–51.
- [30] Artyushenko V.V., Kiselev A.V. The geometric model of two-dimensional reflective objects // Proceedings of 16th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM–2015), Altai, Erlagol, 29 June – 3 July 2015. – Novosibirsk: NSTU Publ.: IEEE, 2015. – P. 107–109. – doi: 10.1109.EDM.2015.7184500.
- [31] Артюшенко В.В., Киселев А.В., Степанов М.А. Задание отражающих свойств распределенных объектов в терминах шумов координат // Доклады Академии наук высшей школы Российской Федерации. – 2015. – № 3 (28). – С.18–29. – doi: 10.17212/1727-2769-2015-3-18-29.
- [32] Артюшенко В.В., Киселев А.В., Степанов М.А. Моделирование корреляционных характеристик шумов координат распределенных объектов // Доклады Академии наук высшей школы Российской Федерации. – 2015. – № 4 (29). – С.19–27. – doi: 10.17212/1727-2769-2015-4-19-27.



Артюшенко Вадим Валерьевич, аспирант кафедры Радиоприемных и радиопередающих устройств Новосибирского государственного технического университета. Область научных интересов – имитация радиотехнических сигналов.

Аналитический Способ Расчета КИХ-Фильтра Методом Частотной Выборки при Двух Отсчетах АЧХ в Полосе Перехода

Роман Ю. Белоруцкий, Иван С. Савиных

Новосибирский государственный технический университет, Новосибирск, Россия

Аннотация – Рассмотрена задача проектирования КИХ-фильтров методом частотной выборки. Для случая задания двух отсчетов АЧХ ФНЧ/ФВЧ в полосе перехода предложено аналитическое решение задачи нахождения их значений. Расчет производится исходя из условия минимума суммы значений квадрата АЧХ в выбранных точках в полосе подавления. Количество и местоположение точек выбирается с целью достижения затухания в полосе заграждения близкого к максимально возможному.

Ключевые слова – конечная импульсная характеристика, метод частотной выборки, отсчет в полосе перехода, фильтры с линейной ФЧХ.

I. ВВЕДЕНИЕ

ОДНОЙ из основных задач цифровой обработки сигналов является цифровая фильтрация [1-7]. Для различных систем цифровой обработки сигналов реального масштаба времени (РМВ) актуальна возможность быстрого изменения амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) цифровых фильтров [1]. При этом задача проектирования таких фильтров имеет две цели: уменьшение количества операций для расчета коэффициентов фильтра в РМВ и необходимых непосредственно для фильтрации.

Наибольшее практическое применение находят фильтры с конечной импульсной характеристикой (КИХ-фильтры) из-за возможности получения линейной фазочастотной характеристики (ФЧХ) и эффективной реализации на цифровых сигнальных процессорах. Существуют три распространенных метода синтеза КИХ-фильтров: метод взвешивания, оптимальный метод и метод частотной выборки (ЧВ). Оптимальный основывается на методе замен Ремеза и позволяет получать КИХ-фильтры с равноамплитудными пульсациями АЧХ. Однако, реализация этого метода (алгоритм Паркса-Макклилана) является итерационной. Очевидно, что итерационный путь расчета коэффициентов фильтра оказываются неподходящим для РМВ, как с точки зрения времени расчета, так и с точки зрения отсутствия гарантии сходимости алгоритма [1-4].

Известно, что количество операций, необходимых для фильтрации, пропорционально квадрату от количества коэффициентов фильтра [1]. При одних и тех же требованиях к АЧХ наименьшее количество коэффициентов фильтра позволяет получить оптимальный метод. Из оставшихся двух – метода частотной выборки и метода

взвешивания – меньшее количество коэффициентов фильтра обеспечивает первый [2]. С этой точки зрения в ряде случаев фильтр, синтезированный методом ЧВ, приближается к синтезированному оптимальному [2]. Другим преимуществом метода ЧВ, принципиально отличающим его от двух остальных, является то, что он подходит также и для рекурсивных реализаций фильтра. Тем не менее на практике он применяется гораздо реже метода взвешивания по причине отсутствия аналитических соотношений для непосредственного вычисления коэффициентов фильтра. Метод частотной выборки состоит в расчете коэффициентов фильтра непосредственно исходя из отсчетов заданной частотной характеристики с помощью обратного дискретного преобразования Фурье (ОДПФ). При этом результирующая амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) фильтра отличается от заданной наличием пульсаций, обусловленных эффектом Гиббса [1-3]. Для улучшения качества АЧХ в полосе перехода вводят дополнительные отсчеты со значениями в диапазоне от 0 до 1, тогда как нулевые отсчеты задают полосу заграждения, а равные единице – полосу пропускания [1-3, 5-6, 11]. Критерием расчета является, как правило, максимум минимального затухания в полосе подавления [1, 5-7]. Известно также применение критерия минимума среднеквадратической ошибки между заданной и результирующей АЧХ [8-10]. Значения отсчетов в полосе перехода, как правило, выбирают из таблиц [1-3] или рассчитывают с помощью программ, основанных на численных процедурах оптимизации [1, 3, 5-7]. Однако каждый из этих способов обладает недостатками. Первый способ ограничивает проектирование конкретными табулированными фильтрами. Для нетабулированного можно определить лишь приблизительное значение отсчетов с помощью линейной интерполяции [1, 5]. Использование оптимизации позволяет создавать фильтры произвольной длины, однако сводится к итерационной процедуре поиска отсчетов в полосе перехода [1-3, 6-7], что нивелирует преимущества этого метода применительно к системам реального времени.

В [14] авторами был предложен подход и представлено аналитическое решение задачи определения одного отсчета в полосе перехода. В настоящей работе предлагается решение для случая двух отсчетов.

II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Согласно методу частотной выборки для N отсчетов заданной частотной характеристики $\dot{H}_d[m]$ конечная импульсная характеристика фильтра вычисляется с помощью формулы ОДПФ [1-2]:

$$h[n] = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} \dot{H}_d[m] e^{i \frac{2\pi}{N} mn}, \quad (1)$$

где n – номер отсчета импульсной характеристики; m – номера отсчетов задаваемой частотной характеристики, взятых в точках $m \cdot F_S/N$; F_S – частота дискретизации. В этих точках результирующая АЧХ фильтра, как известно, в точности совпадает с заданной. В то же время, для частот, лежащих между задаваемыми значениями, амплитудно-частотные характеристики могут сильно отличаться [1-3].

Если отсчеты частотной характеристики $\dot{H}_d[m]$ представить в показательной форме, задав для каждого фазу, соответствующую линейной ФЧХ $\theta(\omega) = -\alpha\omega$ (для нечетного N) [2, 11], то выражение (1) примет вид [1]:

$$h[n] = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} |\dot{H}_d[m]| e^{i 2\pi m(n-\alpha)/N} = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} |\dot{H}_d[m]| \cdot (\cos(2\pi m(n-\alpha)/N) + i \sin(2\pi m(n-\alpha)/N)).$$

где $\alpha = (N-1)/2$.

При положительной симметрии импульсной характеристики и нечетном N (КИХ-фильтры с такими параметрами являются наиболее универсальными, могут использоваться в качестве ФНЧ, ФВЧ, ПФ и РФ) [1]:

$$h[n] = \frac{1}{N} \left[\sum_{m=1}^{\alpha} 2 |\dot{H}_d[m]| \cos(2\pi m(n-\alpha)/N) + |\dot{H}_d[0]| \right]. \quad (2)$$

Обозначим номер первого отсчета в полосе перехода как y (рис. 1). Получим аналитические соотношения для расчета отсчетов $|\dot{H}_d[y]| \in (0;1)$ и $|\dot{H}_d[y+1]| \in (0;1)$, обеспечивающих затухание в полосе заграждения близкое к максимальному.

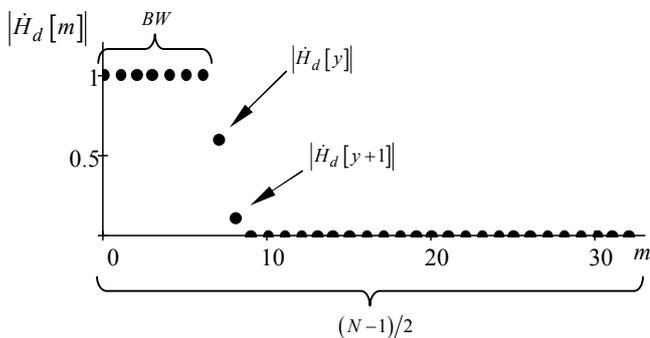


Рис. 1. Пример заданной АЧХ ФНЧ при двух отсчетах в полосе перехода $|\dot{H}_d[y]| = 0.597$, $|\dot{H}_d[y+1]| = 0.111$, $N=65$, количество отсчетов в полосе пропускания $BW=7$

III. ТЕОРИЯ

Для ФНЧ/ФВЧ при двух отсчетах в полосе перехода выражение (2) можно записать как

$$h[n] = \frac{1}{N} \left(\sum_{m=1}^{y-1} 2 \dot{H}_d[m] \cos(2\pi m(n-\alpha)/N) + \sum_{m=y+2}^{\alpha} 2 \dot{H}_d[m] \cos(2\pi m(n-\alpha)/N) + 2 |\dot{H}_d[y]| \cos(2\pi y(n-\alpha)/N) + 2 |\dot{H}_d[y+1]| \cos(2\pi (y+1)(n-\alpha)/N) + |\dot{H}_d[0]| \right);$$

Заменим член выражения, независимый от отсчетов в полосе перехода, одной функцией:

$$F_2[n] = \frac{1}{N} \left(\sum_{m=1}^{y-1} 2 |\dot{H}_d[m]| \cos(2\pi m(n-\alpha)/N) + \sum_{m=y+2}^{\alpha} 2 |\dot{H}_d[m]| \cos(2\pi m(n-\alpha)/N) + |\dot{H}_d[0]| \right),$$

тогда импульсная характеристика:

$$h[n] = F_2[n] + \frac{2}{N} |\dot{H}_d[y]| \cos(2\pi y(n-\alpha)/N) + \frac{2}{N} |\dot{H}_d[y+1]| \cos(2\pi (y+1)(n-\alpha)/N). \quad (3)$$

Результирующая частотная характеристика фильтра будет отличаться от заданной в промежутках между $\dot{H}_d[m]$. Рассчитаем её, применяя дискретное преобразование Фурье к $h[n]$:

$$\begin{aligned} \dot{H}(k) &= \sum_{n=0}^{N-1} h[n] \cdot e^{-i 2\pi nk/N} = \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} h[n] \cdot (\cos(2\pi nk/N) - i \sin(2\pi nk/N)) = \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} F_2[n] \cdot \cos(2\pi nk/N) - i \sum_{n=0}^{N-1} F_2[n] \cdot \sin(2\pi nk/N) + \\ &+ |\dot{H}_d[y]| \sum_{n=0}^{N-1} \frac{2}{N} \cos(2\pi y(n-\alpha)/N) \cdot \cos(2\pi nk/N) - \\ &- i |\dot{H}_d[y]| \sum_{n=0}^{N-1} \frac{2}{N} \cos(2\pi y(n-\alpha)/N) \cdot \sin(2\pi nk/N) + \\ &+ |\dot{H}_d[y+1]| \sum_{n=0}^{N-1} \frac{2}{N} \cos(2\pi (y+1)(n-\alpha)/N) \cdot \cos(2\pi nk/N) - \\ &- i |\dot{H}_d[y+1]| \sum_{n=0}^{N-1} \frac{2}{N} \cos(2\pi (y+1)(n-\alpha)/N) \cdot \sin(2\pi nk/N). \end{aligned}$$

Обозначим

$$G_2(k) = \sum_{n=0}^{N-1} F_2[n] \cdot \cos(2\pi nk/N);$$

$$M_2(k) = \sum_{n=0}^{N-1} F_2[n] \cdot \sin(2\pi nk/N);$$

$$L(k) = \sum_{n=0}^{N-1} \frac{2}{N} \cos(2\pi y(n-\alpha)/N) \cdot \cos(2\pi nk/N);$$

$$O(k) = \sum_{n=0}^{N-1} \frac{2}{N} \cos(2\pi y(n-\alpha)/N) \cdot \sin(2\pi nk/N);$$

$$L_2(k) = \sum_{n=0}^{N-1} \frac{2}{N} \cos(2\pi(y+1)(n-\alpha)/N) \cdot \cos(2\pi nk/N);$$

$$O_2(k) = \sum_{n=0}^{N-1} \frac{2}{N} \cos(2\pi(y+1)(n-\alpha)/N) \cdot \sin(2\pi nk/N).$$

Тогда выражение частотной характеристики фильтра примет вид:

$$\dot{H}(k) = G_2(k) + |\dot{H}_d[y]|L(k) + |\dot{H}_d[y+1]|L_2(k) - i(M_2(k) + |\dot{H}_d[y]|O(k) + |\dot{H}_d[y+1]|O_2(k)). \quad (4)$$

Найдем отсчеты $|\dot{H}_d[y]|$ и $|\dot{H}_d[y+1]|$, которым соответствует экстремум (минимум) функции $|\dot{H}(k)|$ при заданном значении k . Это нетрудно сделать, если они входят в выражение минимизируемой функции со степенью выше первой. В [14] показано, что в качестве такой функции можно использовать $|\dot{H}(k)|^2$ и при этом получить затухание в полосе перехода близкое к максимально возможному. В данном случае

$$|\dot{H}(k)|^2 = (G_2(k) + |\dot{H}_d[y]|L(k) + |\dot{H}_d[y+1]|L_2(k))^2 + (M_2(k) + |\dot{H}_d[y]|O(k) + |\dot{H}_d[y+1]|O_2(k))^2.$$

Для минимизации квадрата АЧХ $|\dot{H}(k)|^2$ в выбранных точках в полосе подавления необходимо решить систему уравнений:

$$\begin{cases} \partial \left(\sum_{k \in K} |\dot{H}(k)|^2 \right) / \partial |\dot{H}_d[y]| = 0; \\ \partial \left(\sum_{k \in K} |\dot{H}(k)|^2 \right) / \partial |\dot{H}_d[y+1]| = 0, \end{cases} \quad (5)$$

где элементы множества K есть координаты выбранных точек в полосе подавления АЧХ между отсчетами $\dot{H}_d[m]$.

Обозначим искомые выборки, как $|\dot{H}_d[y]| = x$ и $|\dot{H}_d[y+1]| = z$, тогда:

$$|\dot{H}(k)|^2 = a(k) + b(k) \cdot x + c(k) \cdot z + d(k) \cdot x^2 + e(k) \cdot x \cdot z + g(k) \cdot z^2,$$

где функции, независимые от x и z :

$$a(k) = G_2(k)^2 + M_2(k)^2;$$

$$b(k) = [2G_2(k)L(k) + 2M_2(k)O(k)];$$

$$c(k) = [2G_2(k)L_2(k) + 2M_2(k)O_2(k)];$$

$$d(k) = [L(k)^2 + O(k)^2];$$

$$e(k) = [2L(k)L_2(k) + 2O(k)O_2(k)];$$

$$g(k) = [L_2(k)^2 + O_2(k)^2].$$

Учитывая несколько точек в полосе подавления:

$$\sum_{k \in K} |\dot{H}(k)|^2 = \sum_{k \in K} a(k) + x \sum_{k \in K} b(k) + z \sum_{k \in K} c(k) + x^2 \sum_{k \in K} d(k) + x \cdot z \sum_{k \in K} e(k) + z^2 \sum_{k \in K} g(k).$$

Временно опустим обозначение k и найдем частные производные

$$\begin{cases} \frac{\partial (a + bx + cz + dx^2 + exz + gz^2)}{\partial x} = 0; \\ \frac{\partial (a + bx + cz + dx^2 + exz + gz^2)}{\partial z} = 0; \\ b + 2d \cdot x + e \cdot z = 0; \\ c + e \cdot x + 2g \cdot z = 0. \end{cases}$$

Решение системы:

$$x = \frac{2gb - ce}{e^2 - 4gd} \text{ и } z = -\frac{be - 2dc}{e^2 - 4gd}.$$

Таким образом, учитывая (5):

$$|\dot{H}_d[y]| = \frac{2 \sum_{k \in K} g(k) \sum_{k \in K} b(k) - \sum_{k \in K} c(k) \sum_{k \in K} e(k)}{\left(\sum_{k \in K} e(k) \right)^2 - 4 \sum_{k \in K} g(k) \sum_{k \in K} d(k)};$$

$$|\dot{H}_d[y+1]| = -\frac{\sum_{k \in K} b(k) \sum_{k \in K} e(k) - 2 \sum_{k \in K} d(k) \sum_{k \in K} c(k)}{\left(\sum_{k \in K} e(k) \right)^2 - 4 \sum_{k \in K} g(k) \sum_{k \in K} d(k)}. \quad (6)$$

От выбора K в (6) зависит количество и расположение точек, в которых минимизируется суммарное значение квадрата АЧХ в полосе подавления. Это, в свою очередь, определяет достигаемое затухание.

IV. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТОВ

В классической статье на тему метода частотной выборки [3] представлены табулированные значения переходных отсчетов. В [3] их поиск осуществлялся численными методами исходя из критерия минимума максимального отклонения реальной АЧХ от заданной в полосе подавления (максимума затухания).

При выборе элементов множества K для (6) мы исходили из цели получения затухания близкого к представленному в [3].

Для рассматриваемого случая – двух выборок в полосе пропускания – в (6) было выбрано множество K из пяти элементов (рис. 2). Для ФНЧ их значения:

$$k = y + 2.25, y + 2.5, y + 2.75, y + 5.5, y + 6.5.$$

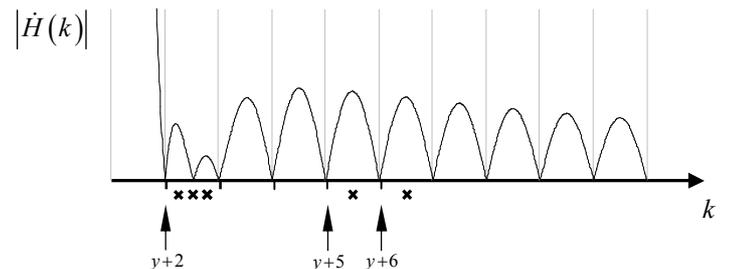


Рис. 2. Схематическое изображение 5-ти точек на оси частот, в которых достигается минимум квадрата АЧХ (стрелками указаны точки и соответствующие номера отсчетов заданной АЧХ)

ТАБЛИЦА I
 Результаты расчета ФНЧ при двух выборках в полосе
 перехода и нечетном N

BW	Значение $\left \dot{H}_d [y] \right $ / $\left \dot{H}_d [y+1] \right $	Максимальный коэффициент передачи в полосе подавления согласно (6)	Максимальный коэффициент передачи в полосе подавления согласно [3]	Разница, дБ
$N=33$				
5	0.600982/ 0.112724	-65.927	-66.539	-0.612
$N=65$				
5	0.598581/ 0.111353	-66.245	-66.861	0.565
17	0.592982/ 0.109783	-66.309	-66.164	-0.145
$N=125$				
17	0.589578/ 0.107991	-66.853	-67.175	0.322
41	0.588669/ 0.107706	-66.824	-66.713	-0.111

Из Табл. I видно, что расчет отсчетов в полосе перехода согласно (6) позволяет добиться затухания близкого к наибольшему, достигнутому численными методами в [3], а в ряде случаев несколько превышает последнее.

V. ВЫВОДЫ И ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложено аналитическое решение задачи расчета значений отсчетов АЧХ в полосе перехода согласно методу частотной выборки. Решение основано на определении минимума суммы значений квадрата АЧХ в пяти точках в полосе подавления как функции от отсчетов в полосе перехода. Получены аналитические соотношения для ФНЧ/ФВЧ. Для ФНЧ, рассчитанного с их помощью, затухание в полосе подавления оказывается близко, а в ряде случаев превышает, значение, которое достигнуто численными методами в [3].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [33] Айфичер Э., Джервис Б. Цифровая обработка сигналов: Практический подход, 2-е издание. Перевод с английского. М.: Издательский дом «Вильямс», 2008. 992 с.
 [34] Р. Лайонс. Цифровая обработка сигналов: Второе издание. Пер. с англ. М.: ООО «Бином-Пресс», 2009. 656 с.
 [35] Rabiner L. R., Gold B. and McGonegal C. A., An approach to the approximation problem for nonrecursive digital filters, IEEE Trans. Audio Electroacoustics, Vol. 18, Issue 2, Jun 1970, pp. 83 – 106.

- [36] McClellan J.H., Parks T.W., Rabiner L., A computer program for designing optimum FIR linear phase digital filters. Audio Electroacoustics, Vol. 21, Issue 6, Dec 1973, pp. 506 – 526.
 [37] Harris S.P., Ifeachor E.C., Automatic design of frequency sampling filters by hybrid genetic algorithm techniques, IEEE Transaction on Signal Processing, Vol. 46, Issue 12, pp. 3304 – 3314.
 [38] Chen X. P., Yu S. L., FIR filter design: frequency-sampling method based on evolutionary programming, Proceedings of the 2000 Congress on Evolutionary Computation, Vol. 1, pp. 575 – 579.
 [39] Wan-Ping Huang, Zhou Li-fang, Ji-xin Qian, FIR filter design: frequency sampling filters by particle swarm optimization algorithm, Proceedings of 2004 International Conference on Machine Learning and Cybernetics, Shanghai, 26-29 August 2004, Vol. 4, pp. 2322 – 2327.
 [40] Stubberud P.A., Leondes C.T., The design of frequency sampling filters by the method of Lagrange multipliers, IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing, January 1993, Vol. 40, Issue 1, pp. 51 – 54.
 [41] Stubberud P.A., A computationally efficient technique for designing frequency sampling filters, IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing, January 1997, Vol. 44, Issue 1, pp. 45 – 50.
 [42] Der-Feng Huang. A Computational Form of the Least Square Error Frequency Sampling Method for the Linear Phase FIR Filter Design, 2nd International Congress on Image and Signal Processing CISP '09, 17-19 Oct. 2009, pp. 1 – 4.
 [43] Vito Cappellini, A. G. Constantinides, Pier Luigi Emiliani. Digital filters and their applications, Academic Press, 1978, 405 pages. Steven W. Smith. Digital Signal Processing, Elsevier Science, 2003, 650 pages.
 [44] Steven W. Smith. Digital Signal Processing, Elsevier Science, 2003, 650 pages.
 [45] Alan V. Oppenheim, Ronald W. Schaffer, Discrete-Time Signal Processing (3rd Edition), Prentice Hall, 2009, 1120 pages.
 [46] Белоруцкий Р. Ю. Савиных И. С. Аналитический способ определения значения выборки в полосе перехода при расчете КИХ-фильтров/ Вопросы радиоэлектроники. Сер. Общетеchnическая. - 2015. – Вып. 5, № 5. – С. 15–29.



Белоруцкий Роман Юрьевич. Кандидат технических наук, доцент кафедры радиоприемных и радиопередающих устройств Новосибирского государственного технического университета.



Савиных Иван Сергеевич. Кандидат технических наук, доцент кафедры радиоприемных и радиопередающих устройств Новосибирского государственного технического университета.

Methods of Expanding the Bandwidth of Multicascade Microwave Attenuators

P.G. Bogomolov¹, *Student Member*, M.G. Rubanovich², *Doctor of Engineering, associate professor*, V.P. Razinkin²,
Doctor of Engineering, professor.

¹*Research Institute of measuring instruments, Novosibirsk, Russian Federation*

²*Novosibirsk State Technical University, Novosibirsk, Russian Federation.*

Abstract - The article presents methods of increasing the bandwidth. The attenuator is designed as a matched structures based on the planar film resistors. Achieved a significant expansion of bandwidth at a specified input microwave power due to selecting of each stage of transmission factors, providing the same amount of power dissipation.

Keywords: multi-stage microwave attenuator, film resistor, transfer coefficient, power.

I. INTRODUCTION

THE problem of expansion of the bandwidth microwave high power attenuators are one of the priority when creating a measuring equipment for the control the output parameters of radio transmitting device telecommunications, radio and television. Currently, more and more high requirements are imposed upon to microwave attenuators on dissipation power, bandwidth, matching quality and weight and size parameters. Analysis of the existing design and circuit design has shown that it is best to the requirements listed above provide microwave attenuators, made on the planar film resistors of high power. Planar film resistors implemented methods microstrip technology. The beryllium oxide (BeO) is used as a dielectric substrate, which is a high quality dielectric and has good thermal conductivity. To ensure a large insertion attenuation is used cascade connection of the multiple attenuators. It is noted that given equal transmission coefficient of cascades in the first cascade is dissipated the greatest microwave power. Consequently this a cascade must have a large area planar film resistors. At the same time due to a large parasitic capacitance decreases bandwidth of the first cascade. This lead to decrease the bandwidth of all the whole attenuator. Thus, in the multicascade attenuators dissipated microwave power and working frequency band is uniquely linked.

II. PROBLEM DEFINITION

This paper describes a method for expanding the bandwidths of a high power microwave attenuator, made in the form cascade connection of symmetric structures on planar film resistors. To ensure high quality attenuator matching is required to matching of symmetrical structures with each other in the wide bandwidth. It is known that bandwidth of the attenuator be highly correlated to the used area of the planar film resistors. The smaller the area of the resistor, the wider can

be realized the bandwidth. The main purpose of this work is essential expansion the bandwidth by cascade connection of several low power symmetrical structures, made on different and on common dielectric substrates. For result the bandwidth close to the theoretical limit is proposed to use the interstage matching circuits on the condition of realization each cascade on the individual dielectric substrates. Besides necessary to determine the transmission coefficients of symmetric structures, that provides a uniform distribution of power dissipation in each cascade.

III. THEORY

Fig. 1 shows the electrical scheme of a symmetrical U-shaped and T-shaped structures.

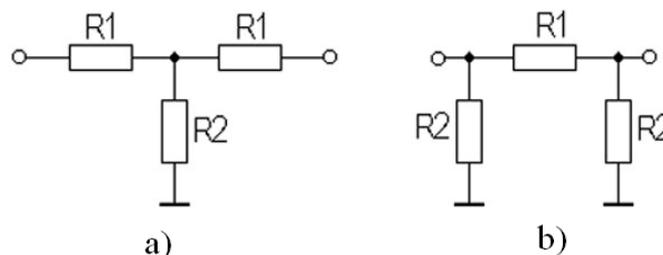


Fig. 1. symmetrical a) T-shaped and b) U-shaped structure

To estimate the maximum attainable bandpass characteristics investigated structures shown in Fig. 1, we use the integral limitation Bode and Fano for the matching circuit in the form of a low-pass filter:

$$\int_0^{\omega_s} \ln \left| \frac{1}{S_{11}(\omega)} \right| d\omega = \frac{\pi}{RC}, \quad (1)$$

where $S_{11}(\omega)$ - the frequency dependence of the reflectance factor in the passband; C - parasitic capacitance of film resistors; R - load resistance; $\omega_s = 2\pi f_s$ - limiting frequency bandwidth.

From (1) we obtain an estimate for the maximum achievable value of the limiting frequency

$$f_s \leq \frac{1}{2RC \ln \frac{1}{|S_{11}(\omega)|_{\max}}}, \quad (2)$$

where $|S_{11}(\omega)|_{\max}$ - the maximum value of reflectance factor in the passband.

In fig. 2 shows a circuit of multi-stage attenuator, include a symmetrical U-shaped structures made on individual dielectric substrates. Appropriate cascades attenuator are connected among themselves using inductive elements forming with the parasitic capacitances of planar film resistors matching circuit in the form of a lowpass filter. Note that constructively by way of inductive elements advisable to use short lengths of microstrip transmission lines with high characteristic impedance.

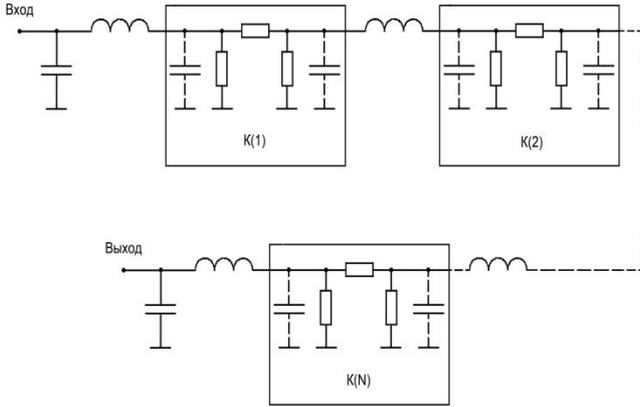


Fig. 2 Multi-stage attenuator based on the U-shaped structures.

When N cascade connection symmetric structures by decreasing dissipated power and area of film resistors on each stage to N times the passband cutoff frequency determined by the relation (2), respectively, is increased N times. Note that the possible realization of a multi-stage attenuator on one dielectric substrate without matching circuits, as shown in Fig. 3. In this case, the bandwidth is expanding, but proves to be smaller than in the previous case. Calculation of resistance values for symmetrical T-shaped connection scheme is determined by the following relationships:

$$\frac{R1}{\rho} = \frac{R3}{\rho} = \frac{1 - K_u}{K_u + 1} \quad (3)$$

$$\frac{R2}{\rho} = \frac{2K_u}{1 - K_u^2} \quad (4)$$

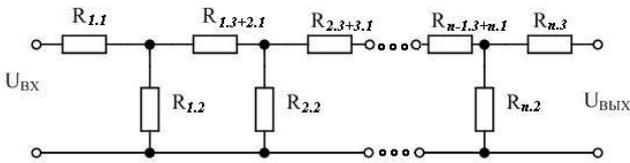


Fig. 3. The multi-stage attenuator based on the T-shaped structures.

Analysis shows that for the same power dissipation on each structure is retained allowable power level of the input microwave signal multistage attenuator. From the condition of uniform distribution of power derived from expression for power transmission efficiency cascade-connected symmetric structures.

$$K(n) = \frac{n \cdot K_p + (N - n)}{(n - 1) \cdot K_p + (N - n + 1)}, \quad (5)$$

where $K(n)$ - power transmission efficiency of symmetrical U-shaped structure; $n=1..N$ - current number of included cascaded symmetric U-shaped structure;

K_p resulting in power transmission efficiency broadband microwave attenuator.

IV. EXPERIMENTAL RESULTS

Fig. 4 shows the 3D model of the T-shaped one-stage attenuator. And also shown graph of VSWR of the frequency.

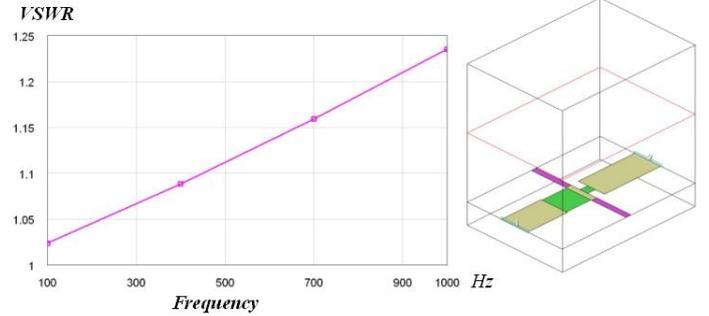


Fig. 4 The single microwave attenuator at the base of the T-shaped structure and the frequency dependence of VSWR

According to equation (5) were calculated parameters and are developed 3D models of two-stage (Fig. 5) and a three-stage (Fig. 6) microwave attenuator on symmetrical T-shaped structures. From the analysis presented by 3D models follows that the maximum area of a film resistor with an increase in the number of cascades is reduced, and the total stays is not changed therefore input power of the microwave signal is not reduced. At the cost of decrease in the area of individual resistors as a result substantial of expansion bandwidth. This is confirmed by the graphs in Fig. 4, 5, 6.

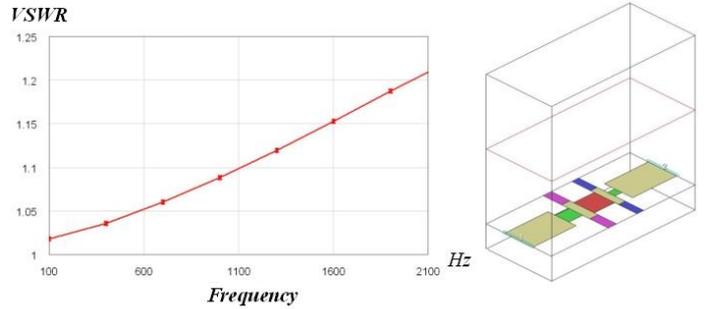


Fig. 5 Two-stage microwave attenuator at the base of the T-shaped structure and the frequency dependence of VSWR

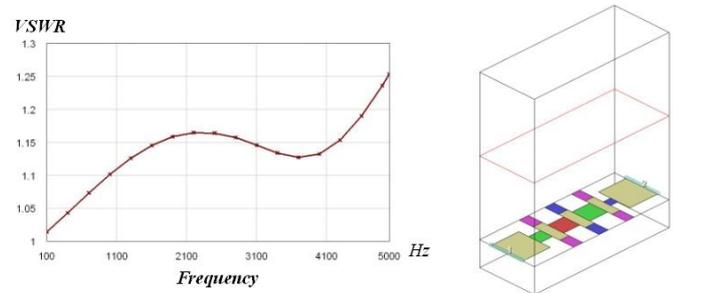


Fig. 6 Three-stage microwave attenuator at the base of the T-shaped structure and the frequency dependence of VSWR

As an example, consider the attenuator with the resulting power transmission efficiency took $K_p = 0,1$ (insertion loss of 10 dB) and we will ask a number of stages $N=3$. Based on the values of the transfer coefficients defined by (5), and a given

value of the input resistance, by the expressions (3) and (4) obtained the values of resistance of each of film resistor for all N of symmetrical T-shaped structures. According to the values of the transfer coefficients for the n -th symmetrical T-shaped structure we find the power allocated to each film resistor:

$$P_{R1}(n) = P \cdot \frac{K(n) - 1}{K(n) + 1}, \tag{7}$$

$$P_{R2}(n) = P \cdot \frac{2 \cdot (K(n) - 1)}{K(n) \cdot (K(n) + 1)}, \tag{8}$$

$$P_{R3}(n) = P \cdot \frac{(K(n) - 1)}{K(n)^2 \cdot (K(n) + 1)}, \tag{9}$$

Table 1 shows the values of transmission coefficients $K(n)$ for value $K_p = 0,1$

Table 1.

Transmission coefficients $K(n)$ for value $K_p=0,1$

N	$K(1)$	$K(2)$	$K(3)$	$\prod_{n=1}^N K(n)$
1	0,1			0,1
2	0,5508	0,1818		0,1
3	0,7000	0,5714	0,2500	0,1

V. DISCUSSION OF RESULTS

On the basis the data obtained was conducted numerical electromagnetic modeling of frequencies of properties investigated microwave multistage attenuators. From the analysis of the dependencies standing-wave ratio (VSWR) versus frequency for respective 3D models (Fig. 3, 4 and 5) it can be concluded that with an increase number of stage N bandwidth expands, at the same time at the expense a constant value of the total area of planar film surface resistors of saved preset power level of the input microwave signal.

According to relations (7) - (9) were determined power dissipated in each resistor film, and found the minimum surface area of the resistive film, based on the condition that on the surface of 1 mm² is scattered up to 2 W power microwave signal. Calculation results of the above parameters are shown in Table 2.

Table 2.

N	P_{R1} , W	P_{R2} , W	P_{R3} , W	S_1 , mm ²	S_2 , mm ²	S_3 , mm ²	$\sum P$, W
1	51.9	32.8	5.19	25.9	16.4	2.6	90

2	1 cascade	14.8	22	8.16	7.42	11	4.08	45
	2 cascade	22.1	18.8	4.02	11.0	9.43	2.01	45
3	1 cascade	8,89	14,8	6,22	4.45	7.44	3.11	30
	2 cascade	9,72	14,7	5,55	4.86	7.36	2.78	30
	3 cascade	13,3	13,3	3,3	6.67	6.67	1.67	30

VI. CONCLUSION

In this paper, for the expansion of the bandwidth of the cascade principle of constructing proposed microwave attenuator, which implemented a uniform distribution of power dissipation in symmetric structures on a planar film resistors at the expense the proposed method of determining the transmission coefficients for each stage. Thus, a multistage structure discussed attenuator and method of calculation of the partial power transmission coefficients allows limiting case (in N times) to extend the operating frequency band while maintaining an acceptable level of power input microwave signal.

REFERENCES

- [1] V.I. Vol'mana Reference of calculation and design of stripe-line devices microwave. – M.: Radio and Communications, 1982, 328 p., fig. 4.42, pp. 193
- [2] Decomposition method of calculating the present longitudinal inductance in a transverse band of film resistor Bogomolov, P.G.,Rubanovich, M.G.,Khrustalev, V.A., 2014 International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices, EDM
- [3] Broadband attenuator Churkin, V.S.,Rubanovich, M.G.,Razinkin, V.P., 12th International Conference and Seminar on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices, EDM'2011 – Proceedings
- [4] Power adder with distributed ballast resistor Aubakirov, K.E.,Vasilchik, M.U.,Vorobiev, P.M.,Rubanovich, M.G.,Chipumov, S.A., 2010 11th Annual International Conference and Seminar on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices, EDM'2010 – Proceedings
- [5] Calculation of a high frequency rectangular film resistor Rubanovich, M.G.,Matveev, S.J.,Khrustalyov, V.A.,Razinkin, V.P.,Vasilchic, M.J. Proceedings of the 5th IEEE-Russia Conference - 2005 Microwave Electronics: Measurements, Identification, Applications, MEMIA '05
- [6] Modular microwave attenuators on power up to 1,2 kW Vostrjakov, J.V.,Rubanovich, M.G.,Matveev, S.J.,Khrustalyov, V.A.,Razinkin, V.P. Proceedings - 9th Russian-Korean International Symposium on Science and Technology, KORUS-2005
- [7] An analysis of nonlinear effects in semiconductor microwaves devices with a method of functional sequences Razinkin, V.P.,Matveev, S.J.,Khrustalyov, V.A.,Rubanovich, M.G. Proceedings - 9th Russian-Korean International Symposium on Science and Technology, KORUS-2005
- [8] Width frequency range high-power attenuators and terminators for broadcast applications Vostryakov, Y.V.,Rubanovich, M.G.,Abdenov, A.G.,Razinkin, V.P.,Khrustalev, V.A., 2004 International Siberian Workshop on Electron Devices and Materials Proceedings 5th Annual, EDM'2004

Электродинамическая Модель Печатного Диполя с Обобщением Нестандартного Возбуждения Плеч, их Произвольной Ориентации и Фазировки

Д.А. Бухтияров

НГТУ, АО “НПО НИИИП-НЗиК”, Новосибирск, Россия

e-mail: ghostandfound@mail.ru

Аннотация – В данной работе исследован способ задания распределения тока по плечам уединенного диполя, позволяющий получить его излучательные характеристики в обобщенном виде. При этом учитывается возможность плеч иметь произвольную ориентацию, нестандартное возбуждение с внесением фазового сдвига в токи плеч и ряд других особенностей, позволяющих учесть печатное исполнение диполя. Рассмотрена возможность расширения подхода на многодипольные антенные системы с произвольными параметрами отдельных излучателей.

Ключевые слова – линейный излучатель дипольного вида, обобщенный метод наводимых ЭДС, смешанная волна тока, многодипольные антенные системы.

принципами “simulation-driven design” – “проектирования посредством моделирования”, могли бы быть использованы для создания стартовых приближений реальных конструкций ДИ для их последующей оптимизации.

Как известно, строгий электродинамический анализ (ЭДА) излучающих структур включает в себя решение двух задач: внутренней (определение распределения тока) и внешней (определение диаграммы направленности (ДН), полного импеданса, различных показателей качества). Традиционно для достижения максимальной точности (особенно в случае слоистых диэлектрических сред) рекомендуется решать *внутреннюю задачу* как краевую в строгой постановке. Однако повышенная математическая сложность метода не оправдывает себя полностью, поскольку возникающие при этом интегро-дифференциальные уравнения приходится решать с помощью различных приближений, в основном численно [1]. В случае приближения нулевого порядка функция распределения электрического тока (РЭТ) вдоль плеч ДИ имеет вид гиперболического синуса, который в практически важном случае электрически тонких полуволновых ДИ вырождается в тригонометрический. Этот метод недостаточно эффективен для МДАС с произвольными параметрами каждого ДИ, и с его помощью нельзя получить понятных выражений в замкнутой форме.

Другой метод решения внутренней задачи основан на приближении ЛИ моделью длинной линии и решении однородных волновых уравнений. В определенный момент решение записывается в виде *смешанной волны тока* с неизвестными коэффициентами – комплексными амплитудами падающей и отраженной волн. После задания граничных условий и конкретизации этих коэффициентов можно получить уже упомянутое РЭТ в виде тригонометрического синуса. Существует ряд менее популярных методов, в которых сочетаются элементы строгой и приближенной теорий.

В методе интегро-дифференциальных уравнений переход от внутренней к внешней задаче происходит естественным образом, но и в дальнейшем вычисления сохраняют сложный характер. Более простым методом решения

I. ВВЕДЕНИЕ

ДИПОЛЬНЫЕ ИЗЛУЧАТЕЛИ (ДИ) занимают особое место в антенной технике. Их важнейшая роль и широчайшая распространенность в антенных системах гражданского и военного назначения являются следствием востребованности линейных излучателей (ЛИ), которые включают в себя электрические и магнитные ДИ как частные случаи. Прототипом современных многодипольных антенных систем (МДАС) СВЧ диапазона являются длинноволновые проволочные антенны, которые использовались в самых первых системах связи. Всестороннее исследование этих антенн, имевшее целью совершенствование их характеристик, включало в себя апробацию большого числа оригинальных идей и разработку многих принципов макроскопической электродинамики, в дальнейшем ставших классическими. Значительный рост числа публикаций, содержащих результаты этих исследований, привел к возникновению ряда противоречий. Это, а также слабая связь исследований в разных странах, затрудняли ориентацию в материале, а доступность многих важных работ со временем только снижалась.

Несмотря на это, интерес специалистов к ДИ как к сложной системе с большим числом степеней свободы не ослабел. Особенно актуальной является разработка аналитических моделей ДИ, которые, в соответствии с

внешней задачи является метод наводимых электродвижущих сил (НЭДС). С одной стороны, этот метод является строгим; с другой стороны, для его применения РЭТ должно быть известно заранее, и вычислительная часть метода была развита в основном в предположении синусоидального РЭТ [2], что обуславливает некоторую приближенность результатов ЭДА, как и их частный характер.

Последнее означает, что даже при незначительном изменении РЭТ весь ЭДА придется проводить заново. Несмотря на этот недостаток, обобщение – как методов анализа ДИ, так и получаемых характеристик, – привлекало немногих исследователей, в основном из-за повышения математической сложности. В стремлении вывести выражения, зависящие от большого числа переменных и позволяющих рассчитать уже известные и новые частные случаи, ими было предложено несколько способов аппроксимации РЭТ, в основном в виде сумм тех или иных базисных функций, и проведен ЭДА небольшого числа конфигураций МДАС с составными ДИ, имеющими произвольные длины и питаемыми с любым сдвигом фаз относительно друг друга. Фундаментальные работы таких исследователей, как Кинг, Щелкунов, Айзенберг, Муравьев, Лавров, Князев, Нейман и др., известны благодаря комплексному подходу к анализу ЛИ.

В каждой из монографий [1] – [3] с позиций метода НЭДС уделяется внимание только отдельным элементам теории МДАС, которая могла бы быть названа “обобщенной”. Так, в [1] для анализа пространственных проволочных конструкций в ближней и дальней зонах предлагается т.н. обобщенный метод НЭДС, в котором используется представление РЭТ в виде суммы произвольного числа синусоид (из-за этой произвольности никаких конкретных выражений не приводится). В [2] собственные и взаимные импедансы произвольно ориентированных ДИ исследуются для РЭТ в виде смешанной волны (без вышеупомянутой конкретизации амплитуд парциальных волн), однако характеристики в дальней зоне не затрагиваются. Наконец, в [3] приводятся выражения, показывающие возможность построения теории МДАС из электрических и магнитных ДИ с синусоидальным РЭТ, произвольно ориентированных относительно друг друга и заземленных поверхностей простейших форм.

Из вышеизложенного следует, что обобщенная теория МДАС к настоящему времени не построена; более того, не показана ее привлекательность по сравнению с классическими подходами. Цель данной работы – показать применение строгих методов ЭДА для получения аналитически понятных выражений характеристик ДИ в замкнутой форме по аналогии с [4], что позволило бы сделать вывод о возможности либо невозможности создания такой теории. Поскольку поиск удобной формы представления результатов крайне трудоемок, приводятся лишь общие рассуждения, в основном касающиеся внутренней задачи.

II. АНАЛИЗ ДИПОЛЬНОГО ИЗЛУЧАТЕЛЯ, НЕСУЩЕГО СМЕШАННУЮ ВОЛНУ ТОКА

На рис. 1 схематично изображен ДИ, имеющий плечи с длинами l_1 и l_2 . Клеммы крайних точек плеч соединяются “ключами” (прерывистые линии с двумя положениями) с выходами симметрирующего устройства (СУ) 1.

Прерывистыми линиями показаны падающая и отраженная волны тока.

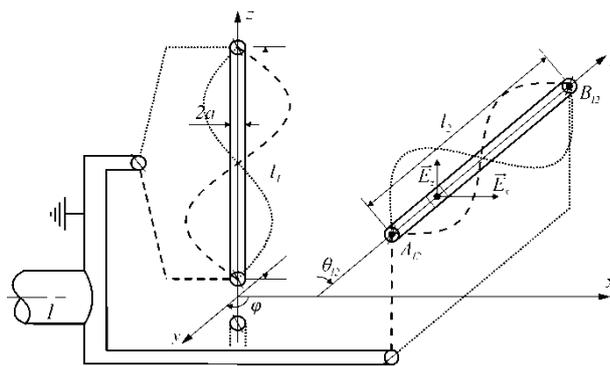


Рис. 1. Конфигурация исследуемого излучателя.

В центре изображенной на рис. 1 декартовой системы координат расположена сферическая система координат, с углами θ (отсчитывается от оси z) и ϕ (отсчитывается от плоскости xz). Другие обозначения: a – радиус плеч; θ_{l_2} – угол между плечом l_2 , лежащим вдоль повернутой оси ζ , и осью z ; A_{l_2} и B_{l_2} – начало и конец плеча l_2 соответственно.

В случае, если плечо ДИ расположено вдоль координатной оси ζ в области положительных значений ($+\zeta$), то оно может быть условно названо “правым”, а функция РЭТ вдоль него будет иметь вид

$$I_R(N_{l_2}, l_2, \phi, \zeta) = C_D(N_{l_2}, l_2, \phi)_1 e^{j\gamma\zeta} + C_D(N_{l_2}, l_2, \phi)_2 e^{-j\gamma\zeta} \quad (1)$$

где N_{l_i} – символическая переменная, определяющая вид РЭТ на каждом плече; C_{D_i} – амплитуды падающей и отраженной волн тока, являющиеся элементами матрицы, которая может быть конкретизирована после завершения ЭДА; ϕ – фазовый сдвиг, вносимый между токами, возбуждающими плечи; γ – постоянная распространения смешанной волны тока вдоль ДИ, в общем случае комплекснозначная.

В том же случае, если плечо находится в области отрицательных значений ($-\zeta$), оно может быть названо “левым”, а РЭТ для него запишется в виде

$$I_L(N_{l_1}, l_1, \zeta) = -C_D(N_{l_1}, -l_1, \phi=0)_1 e^{j\gamma\zeta} - C_D(N_{l_1}, -l_1, \phi=0)_2 e^{-j\gamma\zeta} \quad (2)$$

В свободном пространстве $\gamma = k$, где $k = 2\pi/\lambda$ – волновое число, λ – рабочая длина волны.

Решение внешней задачи начинается с определения напряженности электрического поля ДИ в дальней зоне. Для расчета ДН и сопротивления излучения МДАС все плечи составных ДИ можно рассматривать как “правые”. Используя (1) и соответствующие направляющие косинусы $\cos(\zeta_0 \cdot \zeta_i)$, приведенные в [1], три составляющих поля каждого плеча в декартовой системе координат можно выразить в виде

$$E_{(X,Y,Z)_i} = \int_0^{l_i} I_R(N_{l_i}, l_i, \phi, \zeta) e^{jk\zeta \begin{pmatrix} \sin(\theta_i) \sin(\theta) \cos(\varphi_i - \varphi) \\ + \cos(\theta_i) \cos(\theta) \end{pmatrix}} \times \cos(\zeta_0 \cdot \zeta_i)_{(X,Y,Z)_i} d\zeta \quad (3)$$

В свою очередь, для расчета напряженности электрического поля всей МДАС в сферической системе координат ее угломестная и азимутальная составляющие, определенные по известным компонентам E_{X_i} , E_{Y_i} и E_{Z_i} (3) по методике [1], суммируются согласно

$$E_{\Sigma}^2 = E_{\theta}^2(N_{l_i}, l_i, \varphi_i, \theta_i, \varphi, \theta) + E_{\varphi}^2(N_{l_i}, l_i, \varphi_i, \theta_i, \varphi, \theta), \quad (4)$$

где φ_i и θ_i – углы, задающие положение плеч ДИ.

Выражение (4) может использоваться для расчета сопротивления излучения МДАС

$$R_r = \frac{1}{120\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} |E_{\Sigma}(N_{l_i}, l_i, \varphi_i, \theta_i, \varphi, \theta)|^2 \sin \theta d\theta d\varphi, \quad (5)$$

из которого (при нормировке к амплитудам тока) можно определить активную составляющую входного импеданса, а также, при нормировке к максимуму, – для построения объемной ДН.

Продолжением решения внешней задачи является исследование напряженности электрического поля МДАС в ближней зоне, а именно, определение составляющих $E_{Z_{jk}}$, касательных к поверхности плеч ДИ и создаваемых (наводимых) током, текущим либо по самому рассматриваемому j -му плечу (для расчета собственного сопротивления Z_{jj}), либо по произвольному соседнему k -му плечу (для расчета взаимного сопротивления Z_{jk}). Эти сопротивления могут быть использованы для определения полного входного сопротивления МДАС в том случае, если известны амплитудно-фазовые соотношения между токами в отдельных ДИ [2]; либо, согласно упомянутому во введении обобщенному методу наведенных ЭДС [1], неизвестные амплитуды токов могут быть определены через все Z_{jj} и Z_{jk} .

Так, составляющая собственного поля уединенного ДИ, с РЭТ по правому и левому плечам в виде (1) и (2) соответственно, будет иметь вид

$$E_{Z_{11}} = \frac{30}{jk} \left\{ (k^2 - \gamma^2) \left[\int_{-l_1}^0 I_L(z_1) \frac{e^{-jk\sqrt{a^2+(z-z_1)^2}} dz_1}{\sqrt{a^2+(z-z_1)^2}} + \int_0^{l_2} I_R(z_1) \frac{e^{-jk\sqrt{a^2+(z-z_1)^2}} dz_1}{\sqrt{a^2+(z-z_1)^2}} \right] + \frac{e^{-jk\sqrt{a^2+z^2}}}{\sqrt{a^2+z^2}} \left[\left(I_L(0) - I_R(0) \right) \frac{(1+jk\sqrt{a^2+z^2})z}{a^2+z^2} + j\gamma \left(C_D(N_{l_2}, l_2)_1 + C_D(N_{l_1}, -l_1)_1 - C_D(N_{l_2}, l_2)_2 - C_D(N_{l_1}, -l_1)_2 \right) \right] + \frac{e^{-jk\sqrt{a^2+(z+l_1)^2}}}{\sqrt{a^2+(z+l_1)^2}} \left[j\gamma \left(e^{j\gamma l_1} C_D(N_{l_1}, -l_1)_2 - e^{-j\gamma l_1} \times C_D(N_{l_1}, -l_1)_1 \right) - I_L(-l_1) \frac{(1+jk\sqrt{a^2+(z+l_1)^2})}{a^2+(z+l_1)^2} \right] \right\} \times$$

$$\times (z+l_1) + \frac{e^{-jk\sqrt{a^2+(z-l_2)^2}}}{\sqrt{a^2+(z-l_2)^2}} \left[j\gamma \left(e^{-j\gamma l_2} C_D(N_{l_2}, l_2)_2 - e^{j\gamma l_2} \times C_D(N_{l_2}, l_2)_1 \right) + I_R(l_2) \frac{(1+jk\sqrt{a^2+(z-l_2)^2})}{a^2+(z-l_2)^2} \right] \times (z-l_2) \Bigg\}, \quad (6)$$

а для расчета собственного сопротивления такого ДИ необходимо использовать выражение

$$Z_{11} = - \int_{-l_1}^0 E_{Z_{11}}(z) I_L^*(z) dz - \int_0^{l_2} E_{Z_{11}}(z) I_R^*(z) dz, \quad (7)$$

где звёздочка (*) означает комплексную сопряженность. Взаимная проверка расчетов активных составляющих входного импеданса тонких ДИ по (5) и (7) дает точное совпадение.

III. ПАРАМЕТРЫ ДИПОЛЯ, УЧИТЫВАЕМЫЕ В ОБОБЩЕННОЙ МОДЕЛИ

В проведенном ЭДА функция РЭТ должна быть представима в виде смешанной волны тока [(1) и (2)]. Учет свойств диэлектрической подложки подробно исследовался в методе интегро-дифференциальных уравнений для простых конфигураций ДИ. Возможность учета этих свойств для произвольных МДАС в описанном подходе нуждается в дополнительном изучении. Уточнению вида РЭТ, позволяющему учесть влияние важных конструктивных параметров ДИ, содействуют следующие свойства модели:

1) *Отличие постоянной распространения тока от волнового числа окружающей среды*: как следует из [2], случай $\gamma \neq k$ был слабо исследован по причине затрудненного выражения интегралов вида

$$\int_b^a \frac{e^{-jk\sqrt{a^2+z_1^2}} e^{-j\gamma z_1} dz_1}{\sqrt{a^2+z_1^2}},$$

возникающих уже в (6), через достаточно простые известные специальные функции; тем не менее, ЭДА с изучением таких интегралов проводился [5], в т.ч. для слоистых сред с диэлектриками.

2) *Учет потерь в плечах ДИ (омических, на излучение и др.)*: известно, например, что на стоячую волну тока в ДИ, определяющую потери энергии на излучение, накладывается затухающая бегущая волна, восполняющая эти потери. Эти процессы могут быть адекватно описаны РЭТ в виде

$$I_z(z) = I_0 \frac{\text{sh}(\gamma(l-z))}{\text{sh}(\gamma l)},$$

которое, очевидно, представимо смешанной волной.

Данные свойства обобщенной модели требуют точного определения постоянной распространения тока γ . Параметры подложки могут быть учтены также и после выполнения ЭДА путем перерасчета длины плеча ДИ по уже известным характеристикам [6]. Результаты исследования влияния параметров подложки должны включать допусковый анализ этих характеристик.

Важным для исследования печатных МДАС является создание принципиально новых конструкций ДИ. Этому способствуют следующие свойства модели:

3) *Нестандартное возбуждение плеч ДИ*: несмотря на

наличие способов питания ДИ, отличных от строго центрального (шунтового и ряда других), вынос точек питания на концы плеч однозначно воспринимался исследователями как усложнение конструкции, хотя и давал возможность получения РЭТ, несимметричных относительно центра ДИ и с ненулевой амплитудой тока на конце плеча (которую также можно получить, нагрузив плечо на сопротивление). Спустя десятилетия, несмотря на активное освоение диапазона СВЧ и использование все более миниатюрных ДИ, данный вопрос так и не привлек внимания, несмотря на очевидное исчезновение разницы между способами питания при возрастании частоты и уменьшении длины плеча. Концевой и центрально-концевой (комбинированный) способы питания впервые были описаны в [7] и [8] соответственно. Главным достоинством использования всех трех способов является возможность применять для питания ДИ любые СУ, в т.ч. с разнесенными в пространстве выходами, тем самым увеличив число возможных конструкций печатных ДИ на СВЧ и упростив их.

4) *Произвольная фазировка плеч*: проводники плеч можно рассматривать как излучатели в составе двухэлементной линейной антенной решетки, и при разности фаз токов возбуждения, не равной 180° , луч ДИ будет отклоняться от нормали с одновременным изменением комплексного входного импеданса. Такая фазировка может осуществляться намеренно, например, изменением длин питающих линий для создания реконфигурируемых ДИ [9], либо возникать случайно, например, при неспособности нового либо впервые применяемого для питания ДИ СУ обеспечить противофазность выходных сигналов.

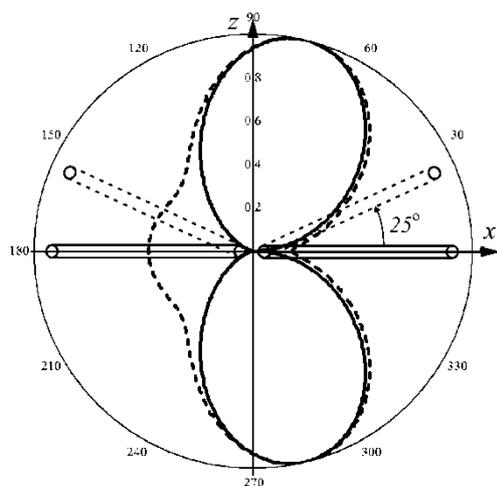


Рис. 2. ДН ДИ с наклоном плеч (пунктир), без наклона (сплошная).

Вышеперечисленные свойства могут быть учтены заданием матрицы C_{D_i} , содержащей амплитуды парциальных волн тока (1) и (2), в виде

$$C_{D_i}(N, l) = \frac{e^{j\phi}}{2j} \begin{cases} \begin{pmatrix} -e^{-j\gamma l} & e^{j\gamma l} \end{pmatrix}^T, & N=0 \\ \begin{pmatrix} 1 & -1 \end{pmatrix}^T, & N=1 \end{cases}$$

В этом можно убедиться подстановками частных значений: так, при $N=0$, $\phi=0$ и $\gamma=k$ получим классические результаты центрально-питаемого ДИ, а при $N=1$ – результаты работ [4], [7], [8], [10] по ДИ с концевым питанием, а также тех ранних работ по центрально-

питаемым ДИ, в которых РЭТ задавалось в виде стоячей волны $I_m \sin(kz)$.

Обобщение произвольной ориентации плеч ДИ, несущих РЭТ в виде смешанных волн, обеспечивается наличием углов ϕ_i и θ_i в ближнем [11] и дальнем (4) электрических полях ДИ. На рис. 2 приведены сечения ДН полуволнового ДИ в \vec{E} -плоскости ($\phi=0$), для случая, когда ток в одном из плеч имеет дополнительный фазовый сдвиг $\phi=60^\circ$.

Как видно, уединенный ДИ V-образной формы проигрывает по направленности обычному ДИ из-за возрастания бокового излучения. Влияние сведения плеч ДИ на эффективность МДАС с экранами еще предстоит исследовать.

III. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Характеристики полученной модели были использованы при создании первоначального облика ряда новых конструкций печатных ДИ, для их дальнейшей оптимизации в САПР “CST Microwave Studio” с учетом конструктивно-компоновочных требований к излучателям реальных МДАС. Эти требования нуждаются в уточнении, но в целом включают в себя необходимость использования симметричных полосковых линий на отечественных диэлектриках, строгого соблюдения массогабаритных ограничений и обеспечения высокого уровня подводимой мощности.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Айзенберг Г.З. Коротковолновые антенны. – М.: Связь, 1985.
- [2] Лаэров Г.А. Взаимное влияние вибраторных антенн. – М.: Связь, 1975.
- [3] Муравьев Ю.К. Справочник по расчету проволочных антенн. – Ленинград: ВАС, 1978.
- [4] Бухтияров Д.А. Реконфигурируемые сканирующие дипольные излучатели // Вопросы радиоэлектроники. – 2015. – Сер. ОТ. – Вып. 3. – С. 88-93.
- [5] Потехин А.И. Излучение и распространение электромагнитных волн в анизотропной среде. – М.: Наука, 1971.
- [6] Abbosh A. Accurate Effective permittivity calculation of printed center-fed dipoles and its application to quasi Yagi-Uda antennas // *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, no. 4, pp. 2297-2300, Apr. 2013.
- [7] Патент № 2472261 РФ. Дипольный излучатель / Д.А. Бухтияров, А.П. Горбачев, Ю.О. Филимонова. 2013.
- [8] Патент № 2571156 РФ. Вибраторная антенна / А.И. Борейчук, А.П. Горбачев, Н.А. Кириллова, А.В. Шведова. 2015.
- [9] Qin P.-Y., Guo Y.J., Ding C. A beam switching quasi-Yagi dipole antenna // *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, no. 10, pp. 4891-4899, Oct. 2013.
- [10] Buhityarov D.A., Gorbachev A.P. Input impedances of dipole and dipole-like antennas with prescribed phase difference between excitation currents // Actual problems of electronic instrument engineering (APEIE-2014): тр. 12 междунар. конф., Новосибирск, 2–4 окт. 2014 г.: в 7 т. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2014. – Т. 1. – С. 304-307.
- [11] Бухтияров Д.А. Печатные дипольные излучатели с произвольной фазировкой плеч и линейные антенные решетки на их основе // Сборник трудов XXII Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь», Воронеж, 2016. – Т. 2. – С. 849-855.



Дмитрий Андреевич Бухтияров родился в г. Черепаново, Россия, в ноябре 1990 г. В настоящее время является аспирантом Новосибирского Государственного Технического Университета по профилю “Антенны, СВЧ устройства и их технологии”.
Направление научных исследований: строгие и численные методы электродинамического анализа многодипольных антенных систем.

Радиотехнические Системы Радиовидения с Использованием Фокусирующих Линз Люнеберга

Андрей В. Клоков¹, Василий И. Юрченко², Сергей Э. Шипилов¹, Владимир П. Якубов¹

¹Национальный исследовательский Томский государственный университет, Томск, Россия

²АО «Научно-исследовательский институт полупроводниковых приборов», Томск, Россия

Аннотация – В работе представлена разработка методики проектирования однопозиционных модулей активного радиовидения для систем радиолокационного контроля различных объектов и обеспечения систем технического зрения в условиях плохой видимости, которая также может быть использована для визуализации скрытых под одеждой человека опасных предметов в условиях интенсивного пассажиропотока. В основу заложена технология управляемой фокусировки излучения с использованием интеграции линзы Люнеберга и автодиных датчиков.

Ключевые слова – Радиовидение, линза Люнеберга, автодин.

I. ВВЕДЕНИЕ

В СРАВНЕНИИ с оптическими системами, системы радиовидения дают возможность получать изображения объектов практически независимо от метеоусловий и естественной освещенности, на значительном удалении и одновременно в широкой зоне обзора, в том числе объектов, невидимых в оптическом диапазоне волн [1] – [6]. При этом уровень излучения, приходящегося на человека ниже предельно допустимых норм и находится на уровне меньшем, чем для излучения работающих сотовых телефонов [7] – [10]. Швейцарская фирма RFBeam, основанная в 2008 году, специализируется на радарных модулях СВЧ диапазона 24.05 – 24.25 ГГц (ISM — Instrumentation Scientific Medicine) со встроенными планарными антеннами. Радарный модуль состоит из приемной и передающей антенн, перестраиваемого генератора, управляемого напряжением (ГУН), маломощного усилителя (МШУ) и квадратурного смесителя. Некоторые модели содержат усилитель промежуточной частоты (ПЧ) с полосой пропускания 10 Гц – 15 кГц и фильтры. Диаграмма направленности антенны находится в пределах от $138 \times 132^\circ$ до $5.6 \times 5^\circ$, что позволяет обнаруживать движущийся автомобиль на максимальном расстоянии от 15 м до 1 км, а человека – от 7 до 400 м. Габариты модулей составляют от $25 \times 25 \times 6$ до $187 \times 144 \times 10$ мм и определяются в основном размерами антенн. Основное назначение радарных модулей – применение в охранных системах (детекторах движущихся объектов); измерение скорости и расстояния с невысокой точностью (ЛЧМ и ЧМ). Важным направлением развития является повышение многофункциональности – для максимального расширения сферы применений успешных технологий.

II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Использование линз Люнеберга позволяет существенно расширить функциональные возможности за счет аппаратной фокусировки излучения в широком диапазоне углов. Требуемая разрешающая способность имеет порядок 1 см, что обеспечивается сочетанием двух дополняющих друг друга подходов – механического углового сканирования и синтеза большой апертуры. Комплексирование подходов реализуется на основе алгоритмов томосинтеза, которые специально разрабатываются для данного комплекса [11] – [14] и обеспечивают новые функциональные возможности.

Актуальным является использование предлагаемой системы радиовидения для обеспечения подвижных роботов в условиях недостаточной видимости. Система найдет применение для обеспечения управлением транспортными средствами в условиях плохой видимости, например, в тумане или в дымовых завесах, а также при обеспечении управления и развязки интенсивных транспортных потоков [15] – [19]. Система может быть использована для визуализации скрытых под одеждой человека опасных предметов в условиях интенсивного пассажиропотока.

III. СОСТАВ МОДУЛЯ РАДИОВИДЕНИЯ

Для достижения заданных параметров электронного модуля пассивного радиовидения (ЭМПР) используется оригинальная технология, основанная на многоакурной одновременной фокусировке сигналов двумя цилиндрическими линзами: диэлектрической линзой и линзой Люнеберга. При этом раздельно, но одновременно на аппаратном уровне идет фокусировка во взаимно ортогональных плоскостях – вертикальной и горизонтальной. Это существенно усиливает регистрируемые сигналы и снижает технические требования на чувствительность датчиков для их регистрации в каждом из каналов, причем одновременно, независимо и при полном круговом обзоре. Немаловажным для надежности обстоятельством является простота и технологичность конструкции. Основные требования к параметрам опытных образцов электронного модуля пассивного радиовидения приведены в Табл. I.

ТАБЛИЦА I
ТРЕБОВАНИЯ К ПАРАМЕТРАМ ЭМПР

Наименование параметра	Значение
Рабочая частота в середине полосы приема, ГГц.	35
Расстояние до границ охраняемого объекта, м.	10-500

Угловая зона обзора, град.	до 360
Скорость сканирования, кадров/с.	5-10
Количество каналов в приемной матрице, шт.	48
Диаметр апертуры приемной антенны, м.	1.0
Минимальный различаемый контраст радиоизображений, °К.	0.5
Пространственное разрешение (в режиме сверхразрешения), м.	1.5 (0.5)

В состав унифицированного ЭМНР должны входить: антенный элемент с линзой Лüneберга; облучатели (автодинные модели); коммутатор; эквивалент нагрузки; входной усилитель; детектор; регулируемый аттенуатор; видеоусилитель; термостабилизатор.

IV. ЛИНЗА ЛЮНЕБЕРГА

В основе разрабатываемой конструкции ЭМНР лежит идея использования плоской линзы Лüneберга волноводного типа (см. Рис.1). На этом рисунке приведен действующий вариант такой линзы диаметром 16 см для рабочей частоты 35 ГГц. Достижимый реально при этом коэффициент усиления линзы равен 20 дБ. При увеличении её диаметра до 1 м коэффициент усиления поднимется 28 дБ.

Отличительной особенностью такой линзы Лüneберга является возможность высокой локализации излучения в горизонтальной плоскости с шириной диаграммы направленности (ДН) порядка 1.3° и относительно широкой ДН в вертикальной плоскости 30° (см. Рис.2).

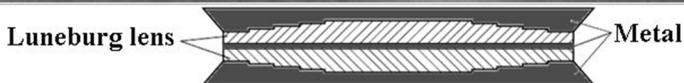


Рис. 1. Двухслойная линза Лüneберга.

Предлагаемая конструкция линзы Лüneберга двухслойная. Для исключения взаимного и затеняющего влияния облучатели размещаются по периметру линзы в секторе 90° по 12 штук на расстоянии 6.5 см друг от друга. Четырехсекторная структура из двух линз Лüneберга, расположенных друг над другом, позволяет задействовать 48 независимых датчиков излучения и перекрыть сектор обзора 360° в азимутальной плоскости. Все датчики опрашиваются параллельно, т.е. одновременно. Получающиеся лучи разделены по азимуту между собой зазорами – «мертвыми зонами» шириной порядка 5°. Эти зазоры можно устранить, например, путем использования «этажерки» из 5 параллельных линз, повернутых на 1° каждая следующая относительно предыдущей. Тот же самый эффект можно достигнуть простым вращением

изначальной пары двухслойных линз вокруг вертикальной оси. Для обеспечения скорости сканирования 5-10 кадров/с достаточным является вращение со скоростью 5-10 об./с. Это минимально достаточная скорость. При большей скорости вращения достигается большая скорость кадровой развертки.

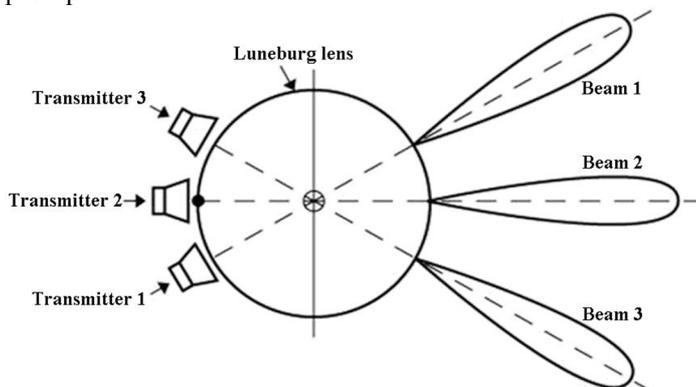


Рис. 2. Диаграммные свойства линзы Лüneберга.

Необходимая чувствительность (0,5 °К) достигается с использованием гетеродинного приемника на основе балансного смесителя. Усиленный сигнал промежуточной частоты поступает на видеодетектор и далее через АЦП передается на вход ПЭВМ, где обрабатывается. Полоса пропускания 1 ГГц (3 % от несущей частоты) при времени накопления 0.1 с обеспечивает в двухполосном режиме радиометрическое усиление порядка 43 дБ. При коэффициенте шума смесителя вместе с УПЧ до 10 дБ ($T_{ш} = 3000$ °К) ожидаемая радиометрическая чувствительность составит 0.15 °К, что вполне достаточно для реального обеспечения необходимой чувствительности. Поскольку круговой обзор осуществляется достаточно быстро (до 10 кадров в секунду) и важной является лишь относительная контрастность деталей изображения, а не их абсолютное значение, то особой термостабилизации не требуется [20] – [22].

Обеспечиваемое линзой Лüneберга диаметром 1 м угловое разрешение составляет 1.3° в азимутальной плоскости. Этому соответствует пространственное разрешение 1.5 м на расстоянии 70 м от охраняемого объекта. Такая величина определяется по результатам измерений с реальной линзой Лüneберга. Если оценку углового разрешения сделать по дифракционному пределу для выбранной частоты излучения 35 ГГц, то получается величина 0.5°. Пространственное разрешение порядка 1.5 м тогда достигается на расстоянии 175 м от охраняемого объекта. Для обеспечения лучшего пространственного разрешения применим метод сверхразрешения, основанный на применении винеровской фильтрации с использованием функции размытия точки и регуляризации. При этом в зависимости от уровня мешающих шумов пространственное разрешение может быть реально увеличено в 3-10 раз.

При переходе в терагерцовый диапазон для реализации активной антенной системы используются другие материалы, в том числе арсенид галлия. Для изготовления малогабаритных активных антенных систем используется технология интегральных монолитных схем на арсениде галлия.

Один из вариантов использования линзы Лüneберга – это обеспечение беспроводной круговой связи ограниченного радиуса действия для спецподразделений (см. Рис. 3).

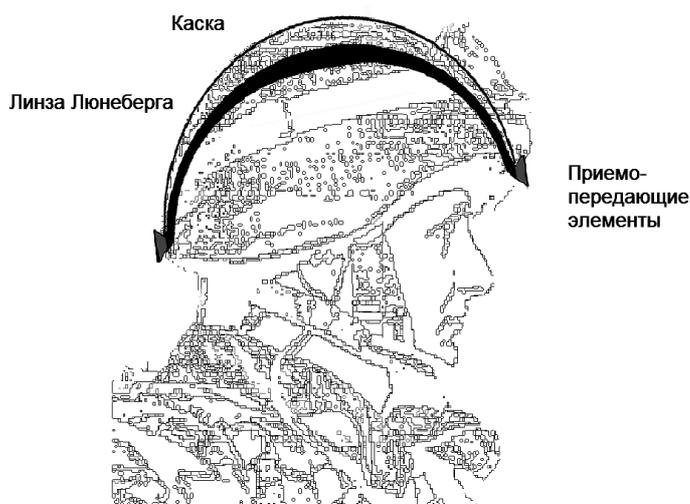


Рис. 3. Каска как обтекатель антенны круговой связи с линзой Люнеберга

V. АВТОДИННЫЕ МОДУЛИ

В АО НИИПП разрабатываются и выпускаются базовые элементы используемые в системах СВЧ: генераторные диоды Ганна [20] – [25], диоды с барьерами Шоттки, транзисторы и модули на их основе. Производство этих узлов имеет самостоятельное значение на отечественном рынке радиокомпонентов для систем связи и радиовидения в робототехнике. В настоящее время в АО НИИПП развивается производство СВЧ устройств (см. Рис. 4) в диапазоне частот от 2 до 300 ГГц. СВЧ модули по характеристикам соответствуют зарубежным изделиям и разработаны предприятием [23].

Данные модули могут применяться, например, в автомобильной электронике: РЛС предупреждения столкновения, измерители скорости автотранспортных средств, системы автоблокировки, измерители характеристик торможения, охранные устройства; а также в системах контроля: измерители расстояния, бытовые и промышленные охранные устройства, медицинские КВЧ аппараты, бесконтактные тахометры и др.

Наивысшие технические параметры с использованием новых элементов можно получить там, где требуется обеспечивать многофункциональный и быстрый контроль. Из всех областей можно выделить два направления, где важнейшей проблемой является сверхточная и сверхскоростная обработка сигналов. Это – радиолокация и робототехника.

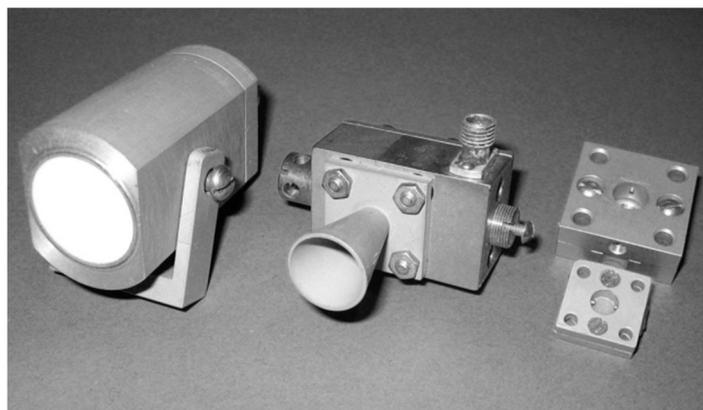


Рис. 4. Автодинные датчики.

В радиолокации широко используются линейно-частотно-модулированные (ЛЧМ) сигналы с очень большой частотной базой. Поэтому в составе радиолокационной техники необходимо иметь широкополосные высокочастотные тракты, позволяющие синтезировать, преобразовывать, принимать и анализировать широкополосные сигналы. Второй областью, в которой электронная компонентная база (ЭКБ) СВЧ определяет основные тактико-технические характеристики, является аппаратура робототехники. Ее задачей является быстрое обнаружение, распознавание, анализ радиочастотных сигналов. Системы радиовидения различного контроля должны обеспечивать многоканальный режим работы (см. Рис. 5) или очень быстрое переключение каналов.

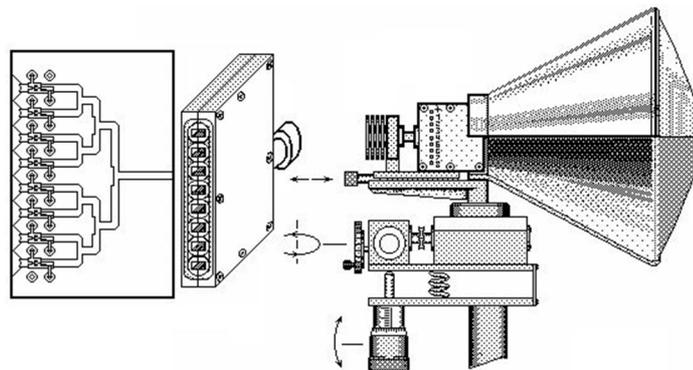


Рис. 5. Многоканальные модули для систем радиовидения.

Назначение предлагаемой системы – контроль подступов и самой территории промышленных объектов, а также обеспечение управления транспортными средствами в условиях плохой видимости. Такие системы призваны обеспечить радиовидение всех объектов отличающихся по форме и ориентации в пространстве. Изготовленная радиоволновая система может работать в пассивном режиме. Информационным параметром при этом будет выступать радиояркостьная температура объектов обзора. В условиях плотного потока транспортных средств системы пассивного обзора окружающего пространства, установленные на самих транспортных средствах, способны стать техническим средством предотвращения столкновений и аварийных ситуаций в условиях сильных туманов, дымок и дымовых завес при ограниченной видимости или при полном её отсутствии в оптическом диапазоне, например, в зимних условиях или в периоды стихийных бедствий.

VI. ВЫВОДЫ И ЗАКЛЮЧЕНИЕ

ЭМПР способны стать частью полного томографического обзора окружающего пространства для всепогодных систем безопасности и автоматического наведения электронных средств защиты гражданских и иных объектов. Важнейшим достоинством предлагаемой системы является его многофункциональность, 100 % безвредность для человека и скрытность для средств радиоэлектронного обнаружения.

Суммируя сказанное, можно считать, что разрабатываемая многофункциональная система технического зрения с линзой Люнеберга найдет широкое внедрение в различных областях и отраслях гражданского и военного применения, а также станет самостоятельным инновационным товаром.

Переход на концентраторы магнитного поля и магнитные датчики позволит использовать этот подход для построения систем магнитного видения, в том числе и подводного.

Работа выполнена по программе Научного фонда им. Д.И. Менделеева Томского государственного университета (проект 8.2.48.2015).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Berthold K.P. Horn. Robot Vision. – MIT Press, 1986. 480 p.
- [2] Batchelor B.G. and Whelan P.F. Intelligent Vision Systems for Industry. Springer-Verlag. 1997. 456 p.
- [3] Demant C., Streicher-Abel B. and Waszkewitz P. Industrial Image Processing: Visual Quality Control in Manufacturing. Springer-Verlag. 1999. 369 p.
- [4] Gonzales R. C. and Wintz P. A. Digital Image Processing. Longman Higher Education. 2001. 976 p.
- [5] Pham D.T. and Alcock R.J. Smart Inspection Systems: Techniques and Applications of Intelligent Vision. – Academic Press, 2003. 221 p.
- [6] Davies E.R. Machine Vision: Theory, Algorithms, Practicalities. Morgan Kaufmann. 3rd edition. 2004. 800 p.
- [7] Якубов В.П., Шипилов С.Э., Суханов Д.Я., Клоков А.В. Радиоволновая томография: достижения и перспективы. Томск: НТЛ, 2014. 264 с.
- [8] Сатаров Р.Н., Кузьменко И.Ю., Муксунов Т.Р., Клоков А.В., Балзовский Е.В., Буянов Ю.И., Шипилов С.Э., Якубов В.П. Коммутируемая сверхширокополосная антенная решетка для радиотомографии // Известия высших учебных заведений. Физика. 2012. Т.55. № 8. С. 26-30.
- [9] Федянин И.С., Кузьменко И.Ю., Муксунов Т.Р., Якубов В.П., Шипилов С.Э., Козлов А.В. Система радиовидения на основе решетки микроволновых датчиков // Контроль. Диагностика. 2012. № 13. С. 141-145.
- [10] Федянин И.С., Кузьменко И.Ю., Шипилов С.Э., Якубов В.П. Радиовидение с использованием микроволновых доплеровских датчиков // Известия высших учебных заведений. Физика. 2012. Т. 55. № 9. С. 220-221.
- [11] Якубов В.П., Шипилов С.Э., Сатаров Р.Н. Сверхширокополосное зондирование за диэлектрическими преградами // Известия высших учебных заведений. Физика. 2010. Т. 53. № 9. С. 10-16.
- [12] Якубов В.П., Шипилов С.Э., Сатаров Р.Н. Сверхширокополосная томография движущихся объектов за диэлектрическими преградами // Контроль. Диагностика. 2011. Специальный выпуск. С. 89-91.
- [13] Якубов В.П., Шипилов С.Э., Суханов Д.Я., Разинкевич А.К. Сверхширокополосная томография удаленных объектов // Дефектоскопия. 2012. №3. С. 59-65.
- [14] Якубов В.П. Шипилов С.Э., Суханов Д.Я. Микроволновая томография радио непрозрачных объектов // Дефектоскопия. 2011. №11. С. 62-68.
- [15] Яковлев О.И., Якубов В.П., Урядов В.П., Павельев А.Г. Распространение радиоволн. М.: ЛЕНАНД, 2009. 496 с.
- [16] Якубов В.П., Беличенко В.П., Фисанов В.В. Основы электродинамики излучения и его взаимодействие с веществом. Томск: НТЛ, 2010. 296 с.
- [17] Суханов Д.Я., Якубов В.П. Применение сигналов с линейной частотной модуляцией в трехмерной радиотомографии // Журнал технической физики. 2010. Т. 80. № 4. С. 115-119.

- [18] Федянин И.С., Якубов В.П., Шипилов С.Э., Клоков А.В. Радиотомография по неполным данным // Контроль. Диагностика. 2011. № 11. С. 51-54.
- [19] Якубов В.П., Шипилов С.Э., Суханов Д.Я. Радио и ультразвуковая томография скрытых объектов // Известия высших учебных заведений. Физика. 2012. Т.55. № 8. С. 20-25.
- [20] Юрченко В.И., Шаповал Л.Г., Юрченко Н.М. Диоды Ганна из прошлого в будущее // Электронная промышленность. 2014. №1. С. 23-28.
- [21] Юрченко В.И. Развитие датчиков СВЧ диапазона // Современная электроника. 2010. №5. С. 34-35.
- [22] Божков В.Г., Генеберг В.А., Куркан К.И., Перфильев В.И. Монолитные и квазимонолитные модули и устройства миллиметрового диапазона длин волн // Электронная промышленность. 2001. №5. С. 77-97.
- [23] Официальный сайт АО НИИПП [Электронный ресурс] URL: <http://www.niipp.ru> (дата обращения: 19.04.2016).
- [24] Юрченко А.В., Юрченко В.И., Воторопин С.Д. Автодинные датчики в измерительной технике. Томск: ТПУ, 2009. 128 с.
- [25] Воторопин С.Д., Егунов М.С., Пушкарев В.П., Юрченко В.И. Радиолокационные КВЧ датчики на диодах Ганна для задач обнаружения, измерения и управления // Арсенид галлия и полупроводниковые соединения группы III-V: труды IX-ой конференции (г. Томск 3 – 5 октября 2006 г.). С. 92.



Андрей В. Клоков, 33 года. Получил диплом магистра радиофизики по направлению радиофизика Томского государственного университета в 2006 г., в 2009 защитил диссертацию кандидата физико-математических наук. Доцент кафедры радиофизики Национального исследовательского Томского государственного университета (НИ ТГУ). Область научных интересов: радиолокация, геолокация, обработка радиолокационных изображений. Число научных публикаций — 31.



Василий И. Юрченко, 69 лет. Закончил ТГУ в 1970 г. Начальник отдела акционерного общества «Научно-исследовательский институт полупроводниковых приборов (АО «ИИИП»)). Область научных интересов: разработка систем контроля материалов и изделий, исследование и разработка электронных приборов на новых материалах, системы технического зрения в различных диапазонах длин волн, СВЧ диоды и изделия. Число научных публикаций — 200, патентов, изобретений – 54.



Сергей Э. Шипилов, 42 года. Доцент кафедры радиофизики Национального исследовательского Томского государственного университета (НИ ТГУ). Закончил НИ ТГУ в 1996 г., в 2003 защитил диссертацию кандидата физико-математических наук. Область научных интересов: радиотомография, спектральный анализ, геолокация, СШП измерения, дистанционное зондирование, радиовидение. Число научных публикаций — 57.



Владимир П. Якубов, 68 лет. Закончил ТГУ в 1970 г., в 1977 защитил диссертацию кандидата физико-математических наук, в 1991 защитил диссертацию доктора физико-математических наук, профессор, заведующий кафедрой радиофизики радиотехнического факультета Национального исследовательского Томского государственного университета. Область научных интересов: статистическая радиофизика, электродинамика, обратные задачи. Число научных публикаций — 131.

Метод Построения Двухканального Обнаружителя с Постоянным Уровнем Ложных Тревог для Помех с Нерэлеевским Распределением Огибающей

Владимир Ю. Лещинский¹, Игорь Ф. Лозовский¹
¹АО «НПО НИИИП-НЗиК»

Аннотация – Рассматривается способ построения двухканального обнаружителя целей, со стабилизацией уровня ложных тревог (СУЛТ), на фоне помех с распределением огибающей по закону Вейбулла или Рэлея в РЛС обзора.

Ключевые слова – распределение Вейбулла, распределение Рэлея, стабилизация уровня ложной тревоги, РЛС

ВВЕДЕНИЕ

ПОМЕХА представляет собой векторную сумму, на приемной антенне РЛС, большого количества отраженных сигналов от множества «блестящих точек» принадлежащих местным предметам, облакам, морским волнам и т. д., расположенных в одном элементе разрешения радара. Хаотическое перемещение этих «блестящих точек» и перемещение сканирующего луча антенны, приводит к тому, что амплитуда и фаза векторной суммы меняется случайным образом и помеху можно представить в виде случайной последовательности.

Распределение огибающей помехи зависит от вида «отражающей поверхности», от размера элемента разрешения радара и от угла падения луча.

Сообщается [1], что для гомогенных помех, таких как пустыни, облака, дождь или снег характерно рэлеевское распределение отраженного сигнала. В тоже время для других типов отражающей поверхности, для радаров с высоким разрешением, распределение отраженного помехового сигнала имеет более длинный «хвост» чем рэлеевское распределение.

Известно, что для различных типов отражающей поверхности распределение отраженного сигнала хорошо аппроксимируется распределением Вейбулла с параметром формы в диапазоне от 0.5 до 2 [3] или log-нормальным распределением с параметром в диапазоне от 0.3 до 1.6[4].

Использование традиционных систем стабилизации уровня ложных тревог, в условиях действия помех с нерэлеевским распределением огибающей, ведет к недопустимо высокому уровню ложных тревог.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

В настоящее время существует достаточно большой парк РЛС, имеющих в своем составе какую либо разновидность традиционного устройства стабилизации ложной тревоги

(СУЛТ). В ситуациях, когда амплитудное распределение огибающей помехи становится близким к вейбулловскому или log-нормальному, такие устройства больше не могут стабилизировать уровень ложных тревог.

Существенный практический интерес представляет исследование вопроса модернизации существующих РЛС путем добавления дополнительного канала, ответственного за обработку помехи с нерэлеевским распределением

В рамках этой статьи рассматриваются только помехи, имеющие вейбулловское распределение огибающей.

ТЕОРИЯ

Традиционные устройства СУЛТ, построенные исходя из предположения о рэлеевском распределении огибающей, оценивают только один параметр распределения по опорной выборке — среднее. Распределение Вейбулла же имеет два параметра — параметр формы и параметр масштаба. Вследствие этого, параметры традиционных устройств СУЛТ, претерпевают значительную деградацию в условиях вейбулловских помех и фактически не могут обеспечивать стабилизацию уровня ложных тревог.

Распределение Вейбулла имеет форму:

$$P(x) = \frac{\eta}{v} \cdot \left(\frac{x}{v}\right)^{\eta-1} \cdot \exp\left(-\left(\frac{x}{v}\right)^\eta\right)$$

где η — параметр формы, а v — параметр масштаба.

В [2,1] предложено строить обнаружитель из оценщика неизвестных параметров формы и масштаба распределения и нелинейного фильтра, преобразующего входной шум в случайный процесс с известной нормализованной функцией распределения.

Если

$$F(x, \eta, v) = 1 - \exp\left(-\left(\frac{x}{v}\right)^\eta\right), x \geq 0 \quad (1)$$

функция распределения Вейбулла, то преобразование $x(t)$ в $Z(t)$:

$$Z(t) = -\ln(1 - F(x, \eta, v)) \quad (2)$$

имеет нормализованную функцию распределения

$$P(Z) = \exp(-z), z \geq 0$$

Подставив (1) в (2) получим:

$$Z(t) = -\ln\left(\exp\left(-\left(\frac{x(t)}{v}\right)^\eta\right)\right) = \left(\frac{x(t)}{v}\right)^\eta \quad (3)$$

или

$$Z(t) = \exp\left(\eta \cdot \left(\ln(x(t)) - \ln(v)\right)\right) \quad (4)$$

Тогда канал устройства СУЛТ для вейбулловской помехи имеет вид [1]:

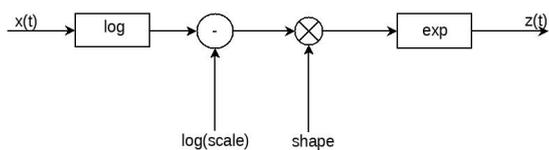


Рис. 1. Обобщенная структура устройства СУЛТ для вейбулловской помехи

Для оценки неизвестных параметров распределения можно использовать предложенный в [5,1] алгоритм:

$$\hat{\eta} = \left\{ \frac{6}{\pi^2} \cdot \frac{N}{N-1} \cdot \left(A - \left(\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \ln x_i \right)^2 \right) \right\}^{-1/2} \quad (5)$$

где $A = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (\ln x_i)^2$

$$\hat{\nu} = \exp \left(\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \ln x_i + 0.5772 \hat{\eta}^{-1} \right) \quad (6),$$

где N — размер выборки, $\hat{\eta}$ - оценка параметра формы, а $\hat{\nu}$ - оценка параметра масштаба.

Оценку параметра формы можно использовать для определения, какой канал необходимо включить: вейбулловский или рэлеевский. Если значение оценки параметра формы превышает некий порог, включается рэлеевский канал с традиционным устройством СУЛТ; если значение параметра формы меньше установленного порога, то включается вейбулловский канал. Экспериментально установлено, что пороговое значение оценки параметра формы составляет примерно 1.8.

РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Результаты моделирования, представленные ниже, сделаны для квадратичного детектора. Порог для устройства СУЛТ рэлеевского канала определялся по формуле[6]:

$$C = N \cdot (P_{fa}^{1/N} - 1), \quad \text{где } P_{fa} \text{ требуемая вероятность ложной тревоги.}$$

Вероятность ложной тревоги устанавливалась на уровне $P_{fa} = 1 \cdot 10^{-6}$ для рэлеевского канала и $P_{fa} = 1 \cdot 10^{-5}$ для вейбулловского канала с учетом предположительно меньшего числа элементов разрешения с нерэлеевской помехой в зоне обзора РЛС.

Все характеристики построены для размеров окон $N = 64, 128, 256$.

На Рис. 2 приведена зависимость уровня ложной тревоги от параметра формы для традиционного устройства СУЛТ (CA CFAR).

На Рис. 3 приведена зависимость вероятности ложной тревоги от параметра формы для двухканального устройства СУЛТ, имеющего в своем составе традиционный СУЛТ для рэлеевской помехи(CA CFAR) и канал для помехи с распределением Вейбулла.

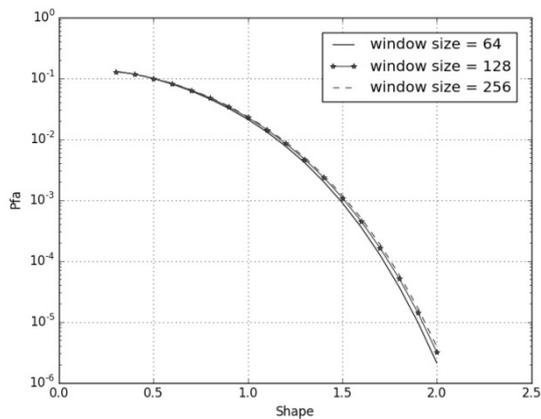


Рис.

2. Зависимость вероятности ложной тревоги от параметра формы для традиционного СУЛТ.

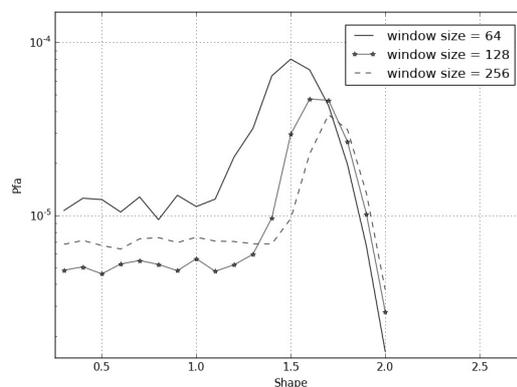


Рис. 3. Вероятность ложной тревоги в зависимости от параметра формы

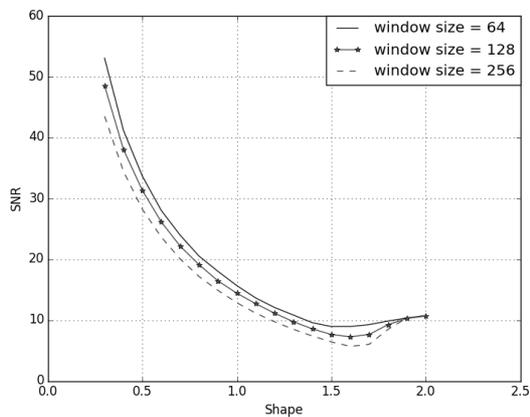


Рис. 4. Пороговые сигналы

На Рис. 4 приведена зависимость величины порогового сигнала от параметра формы для двухканального устройства СУЛТ.

Все характеристики получены методом имитационного статистического моделирования.

ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ

Если сравнить характеристики, изображенные на Рис. 2 и на Рис. 3, видно, что описанный алгоритм обеспечивает СУЛТ на заданном уровне в широком диапазоне параметров формы. Скачок вероятности ложной тревоги в районе параметров формы от, примерно 1.2 до 1.8 обусловлен, ложным включением рэлеевского канала из-за неточности в

оценке параметра формы. Из пороговой характеристики, изображенной на Рис. 4 можно заключить, что потери в пороговом сигнале для обнаружения сигналов на фоне помех с рэлеевским распределением огибающей составляют не более 0.1-0.2 дВ.

ВЫВОДЫ

Предложен способ построения двухканального обнаружителя сигналов целей в условиях помех с распределениями Рэля и Вейбулла, обеспечивающий СУЛТ в широком диапазоне значений параметра формы. К недостаткам данного алгоритма можно отнести его относительную сложность. Также можно отметить существенное увеличение требуемых значений порогового сигнала для параметров формы меньших 2.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Sekine M., Mao Y. Weibull Radar Clutter/ M. Sekine, Y. Mao//London, U.K. IEEPress,-1990
- [2] HANSEN, V. G. Generalised constant false alarm rate processing and an application to the Weibull distribution/HANSEN, V. G.// 1972 International Symposium on Information Theory, Asilomar, CaL, USA
- [3] Schleher D C., Radar detection in Weibull clutter, //IEEE Trans. On AES, 12 (6), 1976, pp.736-743.
- [4] Schleher D C., Radar detection in Log-normal clutter, //Proc.of the IEEE International Radar Conference, Washintong, 1975, pp.262-267.

[5] MENON, M. V.: Estimation of the shape and scale parameters of the Weibull distribution, //Technometrics, 1963, 5, pp. 175-182

[6] Finn H.M., Johnson K.S. Adaptive Detection Mode with Threshold Control as a Function of Spatially Sampled Clutter - Level Estimates, //RCA Review, vol.29, No.3, Sept., 1968, pp.414 - 464



Автор: Лозовский Игорь Филиппович, родился в 1955г., основные направления научных исследований – методы и устройства первичной обработки радиолокационных сигналов, обнаружение сигналов, цифровая обработка сигналов. Имеет ученую степень д.т.н., защитил диссертацию в 2011 г. Работает в АО «НПО НИИИП-НЗиК» (ул.Планетная, 32, Новосибирск, 630015, тел.(383)279-06-03, e-mail: niip@komintern.ru). Тел. 7-913-742-7176, e-mail: lozov-igor@yandex.ru.



Автор: Лещинский Владимир Юрьевич, родился в 1979г, закончил НГТУ, факультет РЭФ, кафедра ТОР в 2001г, основное направление научных исследований – обнаружение сигналов, цифровая обработка. В настоящее время обучается в аспирантуре при кафедре ТОР факультета РЭФ НГТУ. Научный руководитель д.т.н. Лозовский И.Ф. Работает в АО «НПО НИИИП-НЗиК» (ул.Планетная, 32, Новосибирск, 630015). Тел. +7-913-454-2852, e-mail: wdm@ngs.ru

Dependence of the Mistake in Noise of Coordinates Parameters from the Error in Installation of Capacities of Signals of Radiators

Andrei V. Nikulin¹

¹*Novosibirsk State Technical University, Novosibirsk, Russian Federation.*

Abstract - influence of an error in installation of power of the signal arriving on radiators of nonequidistant three-point model, on the formed parameters of the probability density distribution of coordinate noises of extended radar object has been considered in this work. The results can be used for the synthesis of mathematical models which are used in digital modeling echoes of distributed objects. They can also be used during creation of hardware and software imitation systems of the echo signals providing test of radio engineering devices.

Keywords - geometric model, simulation modeling, coordinate noises, apparent radiation center (ARC).

I. INTRODUCTION

The seminatural simulation got widespread because of its high efficiency. The radar environment which corresponds to the natural experiment recreated at the seminatural simulation in laboratory conditions using simulators for the developed model. The high repeat of results is reached by using a mathematical model. Carrying out the simulation in laboratory conditions one can substantially reduce the cost of full-scale tests. The most complete is the simulation of a reflection on the equipment investigated of the radar device. For this the geometric models are used in seminatural simulation which represent itself a collection of emitters positioned in front of the antenna of the tested device. The geometric models are allowed you to control the phase front of the electromagnetic wave by changing the amplitude and phase characteristics of the signals arriving at the emitters. The position of the apparent center of the radiation is the point of characterizing the direction of arrival of the electromagnetic waves connected with the phase front of the electromagnetic wave. The direction of the electromagnetic wave arrival and the position of ARC the antenna _ determines as opposite direction by the normal to the phase front. It is known that the phase front is distorted and the position of CRC begins fluctuate because of reflection of electromagnetic waves by distributed objects. This phenomenon leads to inexact measurements of the coordinates of the object and it has been called the coordinates noise in literature. The coordinate noises were neglected while simulating of reflection from disturbed objects for a long time. It was leading to unreliable results. In this work, we develop the previously proposed approach to the simulation of reflections with taking into account noise.

II. PROBLEM DEFINITION

It is known [1] that the density distribution of the fluctuation possibility of the apparent center of the radiation near its mathematical expectation can be described as the equation (1):

$$W(\gamma) = \frac{\mu}{2 \cdot (1 + \mu^2 \cdot (\gamma - m_\gamma)^2)^{3/2}} \quad (1)$$

Where γ is generalized coordinate; m_γ and μ are the distribution parameters (1), therefore the mathematical expectation of the apparent center position of the radiation and parameter from which efficient of the "width" of the distribution depends (1). The geometrical models receive a large spread in the imitation tasks. As it shown in [2] when using three emanation (radiation) point of geometrical model can independently control the parameters of the distribution (1) in the limited range. For the limits of this range in [2] the following analytical equation of the were made:

$$\begin{aligned} \mu_1(m_\gamma) &= \frac{1}{\sqrt{-(m_\gamma - \gamma_3)(m_\gamma + \gamma_1)}}; \\ \mu_2(m_\gamma) &= \frac{1}{\sqrt{-(m_\gamma - \gamma_2)(m_\gamma + \gamma_1)}}; \\ \mu_3(m_\gamma) &= \frac{1}{\sqrt{-(m_\gamma - \gamma_3)(m_\gamma + \gamma_2)}} \end{aligned} \quad (2)$$

Where $\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3$ – are the coordinates of the radiation of the model points.

$$m_\gamma \left(\frac{P_1}{P_3}, \frac{P_2}{P_3} \right) = \frac{\gamma_1 \left(\frac{P_1}{P_3} \right)^2 + \gamma_2 \left(\frac{P_2}{P_3} \right)^2 + \gamma_3}{\left(\frac{P_1}{P_3} \right)^2 + \left(\frac{P_2}{P_3} \right)^2 + 1} \quad (3)$$

$$\mu\left(\frac{P_1}{P_3}, \frac{P_2}{P_3}\right) = \frac{1}{\sqrt{\frac{\gamma_1^2 \left(\frac{P_1}{P_3}\right)^2 + \gamma_2^2 \left(\frac{P_2}{P_3}\right)^2 + \gamma_3^2}{\left(\frac{P_1}{P_3}\right)^2 + \left(\frac{P_2}{P_3}\right)^2 + 1} - \left[\frac{\gamma_1 \left(\frac{P_1}{P_3}\right)^2 + \gamma_2 \left(\frac{P_2}{P_3}\right)^2 + \gamma_3}{\left(\frac{P_1}{P_3}\right)^2 + \left(\frac{P_2}{P_3}\right)^2 + 1}\right]^2}} \quad (4)$$

When formatting signal with required power errors usually emerge associated with different attenuation in the transmission lines, inaccuracy in formation of the signals, different direction properties of radiating antennas. Of course these errors do affect the accuracy of the positioning of the apparent center of the emanation radiation. The purpose of this work is to examine the impact of the errors of the signals power that reach the three-point radiators of the geometrical model with the no equidistant location of the emitters on the parameters of the noises and coordinates of the m_γ and μ .

III. THEORY

We will analyze expressions (3) and (4) to estimate, how strongly the error influences on installation of capacities of signals arriving to model radiators on parameters of noise of coordinates. It is simple to bring ratios out of this expressions:

$$P_1 = \frac{\frac{1}{\mu^2} + m_\gamma^2 - m_\gamma \gamma_2 - m_\gamma \gamma_3 + \gamma_2 \gamma_3}{(\gamma_1 - \gamma_2)(\gamma_1 - \gamma_3)} \sigma_H^2;$$

$$P_2 = -\frac{\frac{1}{\mu^2} + m_\gamma^2 - m_\gamma \gamma_1 - m_\gamma \gamma_3 + \gamma_1 \gamma_3}{(\gamma_1 - \gamma_2)(\gamma_2 - \gamma_3)} \sigma_H^2; \quad (5)$$

$$P_3 = \frac{\frac{1}{\mu^2} + m_\gamma^2 - m_\gamma \gamma_1 - m_\gamma \gamma_2 + \gamma_1 \gamma_2}{(\gamma_1 - \gamma_3)(\gamma_2 - \gamma_3)} \sigma_H^2,$$

Where σ_H^2 – the required power of a total signal (the signal from three radiators). It is logical to assume that inexact installation of power (5) of the signal arriving on one radiator, the mistake will be more predicted, respectively the mistake can be compensated. Borders of range in which possible independent control noise parameters coordinates m_γ and μ are shown by the solid line in figure 1., arrangement of $\mu(m_\gamma)$ at exact installation of the capacities calculated on expressions (4). The possible arrangement of $\mu(m_\gamma)$ is shown by a dashed line, at an error of installation of power of the signal arriving on one radiator. It is clear that in this case arrangement of $\mu(m_\gamma)$ linearly changes and from it's with the increase of the mistake value $\mu(m_\gamma)$ deviates more and more. The case when the power

of the signal arriving on a radiator changes within 200% is shown in the figure 1. a). The case when power changes within 50% is shown in the figure 1. b).

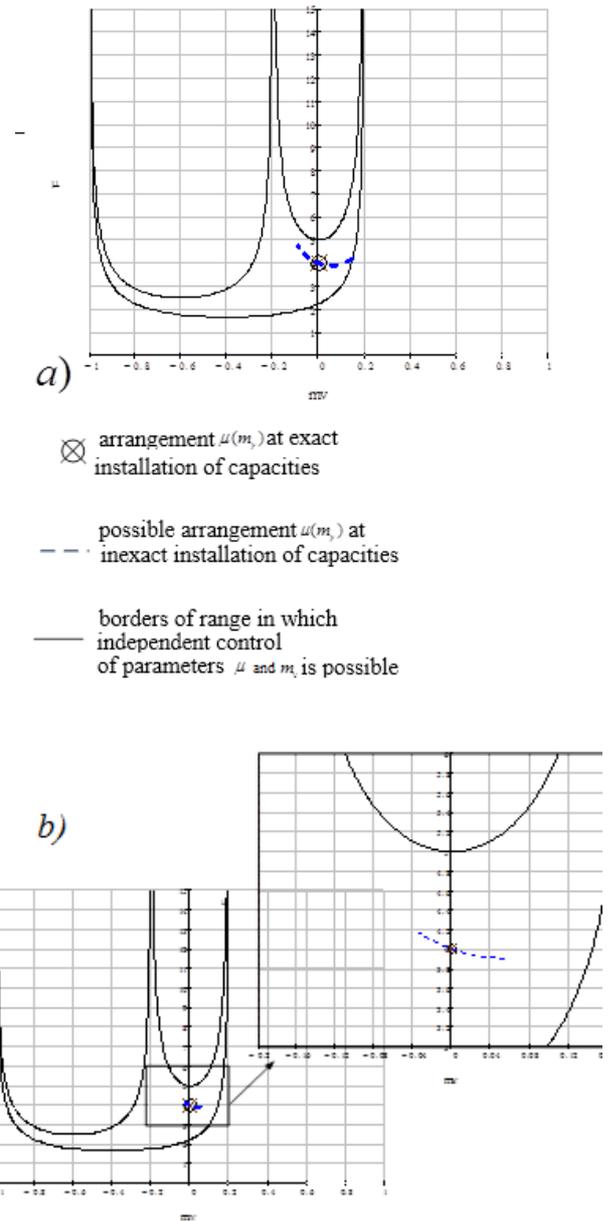


Fig.1. Arrangement $\mu(m_\gamma)$ at exact and inexact installation of capacities: a) $P_1 = P_{1_exact} \pm 200\%$, $P_2 = P_{2_exact}$, $P_3 = P_{3_exact}$ b) $P_1 = P_{1_exact} \pm 50\%$, $P_2 = P_{2_exact}$, $P_3 = P_{3_exact}$

We will consider a case when signals with inexact rated capacities arrive on two radiators. In this case at the Fig.1 and Fig.2 the arrangement of $\mu(m_\gamma)$ occupies some area which is limited by borders of range, in which possible independent control of distribution noise parameters of coordinates (2).

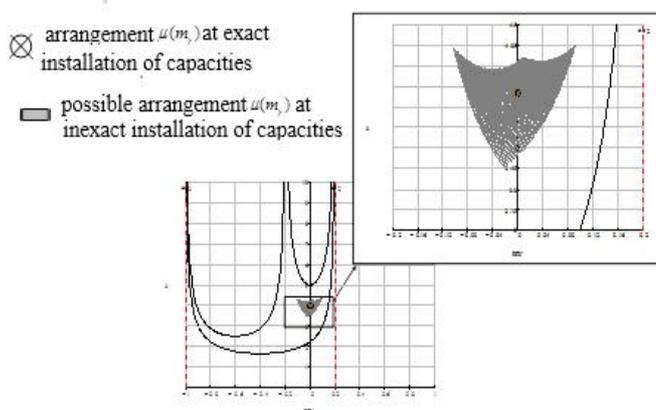


Fig.2. Arrangement $\mu(m_\gamma)$ at exact and inexact installation of capacities:
 $P_1 = P_{1_exact} \pm 50\%$, $P_2 = P_{2_exact} \pm 50\%$, $P_3 = P_{3_exact}$

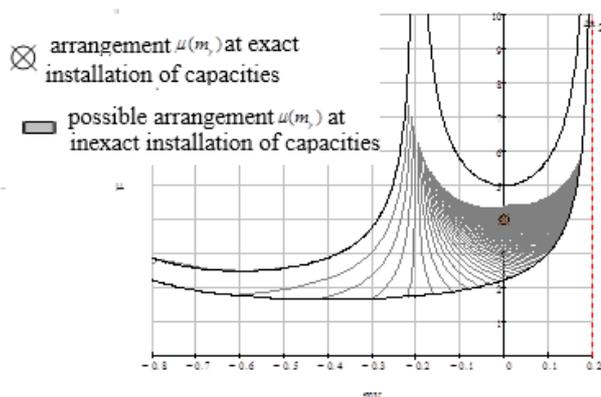


Fig.3. Arrangement $\mu(m_\gamma)$ at exact and inexact installation of capacities:
 $P_1 = P_{1_exact} \pm 200\%$, $P_2 = P_{2_exact} \pm 200\%$, $P_3 = P_{3_exact}$

IV. CONCLUSION

In this article dependence of a mistake has been considered, at installation of distribution noise parameters of coordinates with inaccuracy at installation of power of signals, arriving on radiators of nonequidistant three-point model. It is shown that noise parameters of coordinates deviate the required value at

increase in quantity of mistakes in capacities of the signals arriving on model radiators more and more. It is planned to receive the analytical dependence connecting among themselves a mistake in installation $\mu(m_\gamma)$ of position with a error at installation of capacities in further.

REFERENCES

- [1] Ostrovityanov R. V., Basalov F. A. Statistical theory of a radar-location of the extended purposes. – M.: Radio and communication, 1982. – 232 pages.
- [2] Feldman Yu. I., Mandurovsky I. A. The theory of fluctuations of the locational signals reflected by the distributed purposes. Under the editorship of Yu. I. Feldman. – M.: Radio and communication, 1988. – 272 pages.
- [3] Nikulin A. V. Replacement of the Earth's surface with discrete model at imitation of radar echo signals from it / A. V. Nikulin, R. Yu. Belorutsky//radio electronics Questions. Series of System of display of information and control of special equipment. - 2012. - issue 4. - Page 134-144.
- [4] Radar-tracking systems of multipurpose planes. T.1. RLS – information basis of military operations of multipurpose planes. Systems and algorithms of preprocessing of radar signals. / Under the editorship of A.I. Kanashchenkov and V. I. Merkulov – M.: "Radio engineering", 2006. — 656 pages.
- [5] Low-dot model of the extended reflecting object / A. V. Kiselyov, A.V. Nikulin, S. V. Tyrykin//Reports of AN of H.Sc of Russian Federation. Novosibirsk: NSTU publishing house, 2014. Page 78-88.



Nikulin Andrey V. Candidate of Technical Science, senior teacher of department of the radio-receiving and radio-transmitting devices at the Novosibirsk state technical university. Area of scientific interests: imitating modeling.

Способ Формирования Диаграммы Направленности Линейной Антенной Решетки на Прием с Низким Уровнем Боковых Лепестков

Анатолий В. Новиков, Валерий А. Хлусов

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, Томск, Россия

Аннотация – Предложен способ формирования диаграммы направленности (ДН) линейной антенной решетки на прием с низким уровнем боковых лепестков (УБЛ) без расширения основного. Способ основан на нелинейной аподизации, известной в зарубежной периодике под названием *Spatially Variant Apodization (SVA)*. Математическое моделирование показывает работоспособность способа при наличии ошибок в амплитудно-фазовом распределении (АФР) поля по апертуре решетки, соответствующих современному уровню техники СВЧ.

Ключевые слова – Линейная антенная решетка, приемная антенна, адаптивный фильтр, пространственный фильтр.

I. ВВЕДЕНИЕ

ВНАСТОЯЩЕЕ время линейные антенные решетки широко используются в современных речных и морских радиолокаторах. Это, например, радары "Raymarine", радар "Река" АО НПФ "Микран". В последнем реализована активная линейная антенная решетка из N элементов с N маломощными усилителями, N смесителями и одним аналоговым сумматором [1].

Ширина ДН таких антенных решеток по углу места составляет 25...30 градусов, что обеспечивает достаточный обзор пространства. Однако, ширина по азимуту составляет всего 1...2 градуса для достаточного углового разрешения наблюдаемых объектов; она зависит от отношения длины волны поля к длине решетки (к ее апертуре).

Линейная антенная решетка состоит из N антенных элементов, обычно размещенных на половину длины волны поля. Выходной сигнал антенны (в режиме приема) равен взвешенной сумме сигналов со всех антенных элементов. Весовая функция обычно задается так, что ее значения спадают к краям апертуры антенны. Это позволяет снизить УБЛ по сравнению с УБЛ, даваемым "прямоугольной" весовой функцией (-13 дБ). Причем способ весового суммирования работает как на прием, так и на передачу.

Весовое суммирование сигналов с целью снижения УБЛ называется аподизацией (причем линейной).

Существует множество весовых окон [2]: Блэкмана, Кайзера, Хеннинга, Хемминга и т.д. Они отличаются УБЛ, шириной основного лепестка, скоростью спада боковых лепестков. В целом, чем ниже падает УБЛ, тем шире

становится основной лепесток. Таким образом, весовое суммирование ограничено тем, что чем ниже требуется УБЛ, тем длиннее должна быть антенна для обеспечения заданного углового разрешения.

В данной статье предлагается способ снижения УБЛ ДН антенной решетки на прием, сохраняющий ширину основного лепестка. Способ основан на нелинейной (многооконной) аподизации, которая известна в зарубежной периодике под названием *Spatially Variant Apodization* [3, 4, 5, 6, 7, 8]. SVA широко используется при синтезе апертуры [4, 9]. Предложенный способ позволяет снять ограничение весового суммирования в плане расширения основного лепестка.

Весовое суммирование и последующее вычисление квадрата модуля равносильно оценке мощности нулевой пространственной гармоники. Другими словами, так оценивается уровень сигнала, приходящего с направления, нормального к апертуре линейной решетки. Предложенный способ требует дополнительной оценки уровня сигналов, которые приходят с направлений, соответствующих первой и минус первой пространственным гармоникам. При этом весовая функция нигде не используется (она равна константе).

SVA — это один из способов спектрального оценивания сигналов. Он позволяет оценить амплитуды всех частот, давая низкий УБЛ и не расширяя основной лепесток в спектре. Предложенный способ требует вычисления амплитуд всего лишь трех пространственных частот для текущего углового положения антенны. Вращение антенны автоматически даст оценку всего пространственного спектра мощности, который по форме совпадает с ее ДН.

II. ПОДГОТОВИТЕЛЬНЫЕ ФОРМУЛЫ (SVA)

ДН и АФР антенны для малых углов связаны между собой преобразованием Фурье [10]. Для линейных антенных решеток используется одномерное дискретное преобразование Фурье (ДПФ)

$$S_k = \sum_{n=0}^{N-1} s_n e^{-j \left\{ \frac{2\pi kn}{N} \right\}}, \quad (1)$$

где s_n — сигнал с выхода n -го антенного элемента; k — индекс пространственной гармоники, $-N/2 < k \leq N/2$; j — мнимая единица.

Индекс k соответствует углу прихода плоской волны [10]

$$\alpha = \arcsin(k\lambda/L),$$

где λ — длина волны падающего поля; L — размер апертуры антенны (длина).

Если рассмотреть нормальное падение плоской волны на антенную решетку (Рис.1), только нулевая гармоника будет иметь ненулевую мощность, то есть $|S_0|^2 \neq 0$.

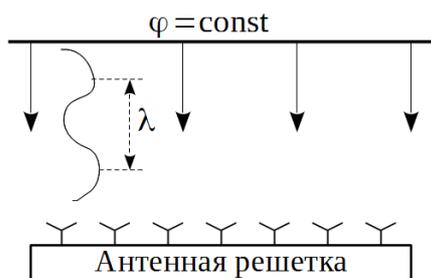


Рис. 1. Нормальное падение плоской волны на антенную решетку.

Если рассмотреть падение плоской волны на решетку под любым углом из счетного множества (Рис.2)

$$\theta = \arcsin(q\lambda/L), \quad q \in \mathbb{Z},$$

то только гармоника с индексом q будет иметь ненулевую мощность, то есть $|S_q|^2 \neq 0$.

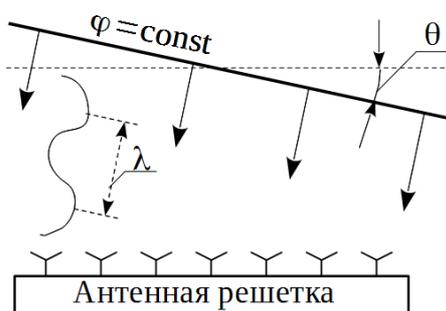


Рис. 2. Падение плоской волны на антенную решетку под углом θ .

Сказанное справедливо при выполнении условия полуволнового размещения антенных элементов.

В общем случае множество гармоник будут иметь ненулевую мощность, так как угол падения плоской волны не обязан принадлежать счетному множеству. При этом возникает эффект растекания спектра (spectral leakage) и появляются ложные сигналы ("боковые лепестки"), хотя изначально на решетку падала одна плоская волна, приходящая с одного направления. Дополнительно, сама решетка имеет произвольное угловое положение.

Весовое суммирование вместо (1) предполагает взвешенное ДПФ

$$V_k = \sum_{n=0}^{N-1} w_n s_n e^{-j \left\{ \frac{2\pi kn}{N} \right\}}, \quad -N/2 < k \leq N/2, \quad (2)$$

где w_n — отсчеты оконной (взвешивающей) функции. Данный способ приводит к расширению основного лепестка спектра, в целом тем большому, чем сильнее снижается УБЛ.

Известно, что (2) может быть записано в спектральной области через свертку

$$V_k = \sum_{i \in \mathbb{Z}} W_i S_{k-i}, \quad (3)$$

где W_i — ДПФ оконной функции w_n , подобно (1).

Вычисление (3) потребует минимум ресурсов, если подобрать такую оконную функцию, ДПФ от которой вычисляется аналитически и содержит минимальное число гармоник (но больше одной). Как показано в [3], в качестве "легкой" функции подходит ряд по косинусам кратных частот

$$w_n = \sum_{k=0}^K (-1)^k a_k \cos\left(\frac{2\pi kn}{N}\right), \quad 0 \leq n < N. \quad (4)$$

Тогда можно записать явное выражение для W_i

$$W_i = \frac{1}{2} \sum_{k=0}^K (-1)^k a_k (\delta_{i-k} + \delta_{i+k}), \quad (5)$$

где δ_i — символ Кронекера ("цифровая" дельта-функция).

Ограничимся в (5) окном первого порядка, то есть $K = 1$. Это позволит минимизировать вычислительные затраты при достаточном практически реализуемом УБЛ. Подставляя (5) в (3), получим

$$V_k = a_0 S_k - 0.5a_1 (S_{k-1} + S_{k+1}).$$

Как показано в [3], коэффициенты a_0 и a_1 могут быть выбраны и переобозначены следующим образом: $a_0 = 1$, $a_1 = a$, $0 \leq a \leq 1$. Таким образом, если $a = 0$, взвешивающая функция переходит в прямоугольное окно; при $a = 1$ — в окно Хеннинга. Подчеркнем, что спектральные амплитуды S_k вычислены без взвешивания, согласно (1).

Итак, для текущего индекса гармоники k параметр a может быть выбран так, чтобы обеспечить минимум, например, квадрата модуля спектральной амплитуды при ограничении $0 \leq a \leq 1$. Это было сделано в [3] для $K = 1, 2, 3$. Ограничение на a позволяет сохранять основной лепесток, так как критерий минимума может дать такое значение a , которое выходит за рамки ограничителя (при этом окно потеряет свою функцию ослабления сигнала на краях).

В нашем случае $K = 1$, поэтому искомым параметр может быть вычислен как

$$a = \operatorname{Re} \left\{ \frac{S_k}{0.5(S_{k-1} + S_{k+1})} \right\}. \quad (6)$$

Делить числитель на знаменатель здесь не обязательно: достаточно сравнить их между собой компаратором и вынести одно из трех решений (7).

Способ SVA предлагает делать оценку спектра по алгоритму

$$V_k = \begin{cases} S_k - 0.5a(S_{k-1} + S_{k+1}) & \text{если } 0 < a < 1; \\ S_k & \text{если } a \leq 0; \\ S_k - 0.5(S_{k-1} + S_{k+1}) & \text{если } a > 1. \end{cases} \quad (7)$$

Аппаратная функция такого анализатора спектра будет иметь такую же ширину основного лепестка, как и для анализатора (1) с прямоугольной взвешивающей функцией, зато УБЛ будет значительно ниже (по крайней мере $-31,5$ дБ против -13 дБ). Более того, скорость спада боковых

лепестков аппаратной функции также будет ниже (18 дБ/октаву против 6 дБ/октаву).

III. ПРЕДЛАГАЕМЫЙ СПОСОБ ФОРМИРОВАНИЯ ДН

Предположим, что на линейную антенную решетку нормально падает плоская волна (Рис.1). Тогда суммирование (1) для $k=0$ даст максимальный уровень выходного сигнала. Известно, что если антенна при этом вращается в азимутальной плоскости, то такое суммирование даст форму ДН решетки по азимуту. Величина $|S_0|^2$, зависящая от азимутального угла β , по форме будет совпадать с функцией $(\sin x/x)^2$, где $x = C \sin \beta - C\beta$ для малых углов, C — константа.

Способ SVA (7) предполагает вычисление амплитуд всех пространственных гармоник. Мы предположили, что хорошие свойства SVA сохраняются, если вычислять лишь $|V_0|^2$ для произвольного азимутального положения решетки. Математическое моделирование подтвердило наше предположение. Более того, предложенный способ позволяет не хуже способа весового суммирования разрешить по углу сигналы, приходящие от двух объектов.

IV. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Рассмотрим случай падения двух плоских волн на вращающуюся линейную антенную решетку (Рис.3). Согласно рисунку можно записать комплексную амплитуду узкополосного сигнала на выходе n -го антенного элемента

$$s_n = A_1 e^{j\pi n \sin \beta} + A_2 e^{j\pi n \sin(\theta + \beta)}, \quad (8)$$

где β — азимут антенны, против часовой стрелки; θ — угол между фронтами двух плоских волн, по часовой стрелке.

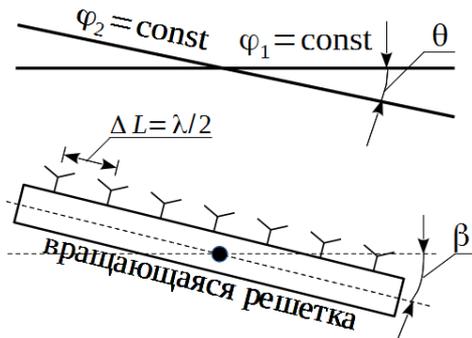


Рис. 3. Падение двух плоских волн на вращающуюся антенную решетку.

На Рис.3 угол β отрицателен, а угол θ — положителен. Пусть амплитуды плоских волн равны единице, то есть $A_1 = A_2 = 1$.

Для некоторых углов β и θ (в момент "фотосъемки") принятые сигналы (8) могут быть преобразованы в спектральную область

$$S_0 = \sum_{n=0}^{N-1} s_n, \quad S_{-1} = \sum_{n=0}^{N-1} s_n e^{j\left\{\frac{2\pi n}{N}\right\}}, \quad S_1 = \sum_{n=0}^{N-1} s_n e^{-j\left\{\frac{2\pi n}{N}\right\}}. \quad (9)$$

Затем по (6) вычисляется параметр a и по (7) амплитуда выходного сигнала антенны V_0 .

Введем в каждый антенный элемент амплитудно-фазовые ошибки с помощью коэффициента передачи

$$K_n = w_n 10^{0.05 \Delta A_n} e^{j \Delta \varphi_n},$$

где w_n — коэффициент передачи идеального n -го антенного элемента, пусть $w_n = 1$; ΔA_n — амплитудная ошибка n -го антенного элемента, дБ; $\Delta \varphi_n$ — фазовая ошибка, радианы.

Предположим, что амплитудная ошибка распределена нормально с заданным средним квадратичным отклонением, а фазовая ошибка — равномерно на интервале $(-\varphi_{\max} \dots \varphi_{\max})$. Заметим также, что ошибки в антенных элементах независимы.

Современные цифровые фазовращатели, например, продукции Analog Devices, НМС642А, могут дать 0.5 дБ амплитудной ошибки и интервал фазовой $(-10^0 \dots 10^0)$.

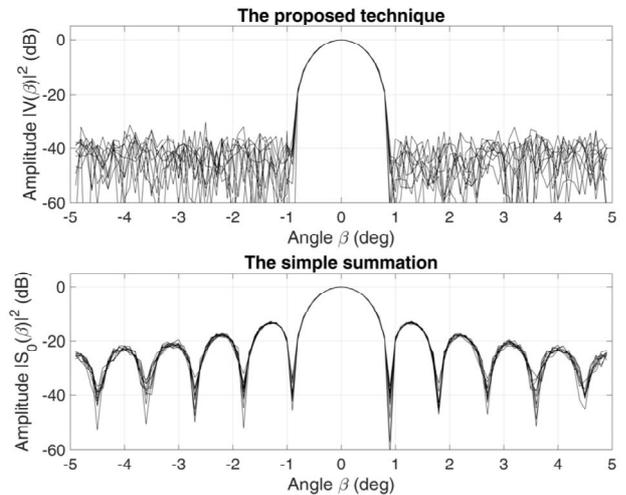
Пусть две падающие плоские волны разделены по углу на координату первого бокового лепестка, то есть

$$\frac{\sin \theta}{\lambda} = \frac{1.5}{L} \Rightarrow \sin \theta = \frac{1.5 \lambda}{(\lambda/2)N} = \frac{3}{N}. \quad (10)$$

Рассмотрим пример 128-элементной антенной решетки, то есть $N = 128$.

Рассчитанные ДН покажем в области малых углов, так как Фурье-связь между ДН и АФР справедлива лишь для малоуглового приближения [10].

На Рис.4 показаны десять реализаций ДН антенной решетки на прием, полученные предложенным способом по сравнению со способом простого суммирования (1).



Сверху — предложенный способ, снизу — простое суммирование. Азимутальный угол β в градусах, амплитуда — в дБ

Рис. 4. Десять реализаций ДН 128-элементной антенной решетки на прием.

Из Рис.4 следует, что простое суммирование дает УБЛ -13 дБ, малочувствительный к ошибкам АФР. Ширина основного лепестка совпадает с расчетной

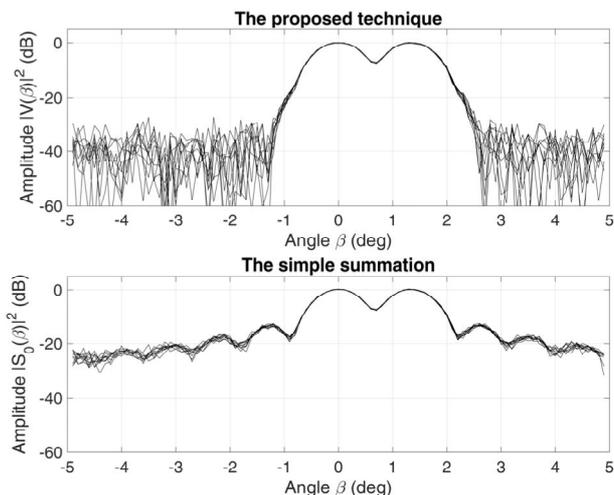
$$\Theta = 2 \arcsin(2/N) = 2 \arcsin(2/128) \approx 1.8^0.$$

Предложенный способ сохраняет ширину основного лепестка и его амплитуду, и дает УБЛ не хуже -30 дБ. Дисперсия УБЛ в этом случае заметно больше, чем дисперсия для простого суммирования.

Рис.5 аналогичен Рис.4; отличие лишь в наличии второго сигнала, принимаемого по первому боковому лепестку (10).

Из Рис.5 следует, что предложенный способ, по сравнению с простым суммированием, одинаково качественно разрешает два сигнала (провал -7.5 дБ), один из которых принимается по основному, а другой по первому боковому лепестку. При этом средний УБЛ несколько (на $3...4$ дБ) возрастает по сравнению со случаем одного сигнала.

Если использовать взвешенное суммирование с окном Хеннинга (по (4) при $K=1$ и $a_0=1$), то два рассматриваемых сигнала не разрешаются (провал -0.5 дБ), но обеспечивается УБЛ не хуже -25 дБ.



Сверху — предложенный способ, снизу — простое суммирование
Азимутальный угол β в градусах, амплитуда — в дБ
Рис. 5. Десять реализаций двулучевых ДН 128-элементной антенной решетки на прием.

Если рассмотреть вариант приема двух сигналов, разделенных по углу на координату первого нуля, то есть

$$\frac{\sin \theta}{\lambda} = \frac{1}{L} \Rightarrow \sin \theta = \frac{\lambda}{(\lambda/2)N} = \frac{2}{N}, \quad (11)$$

то максимумы, соответствующие оценкам угла прихода принятых сигналов, опустятся на 3.5 дБ и совпадут с результатом расчета для окна Хеннинга, причем вплоть до качества разрешения (провал -22 дБ). Расчет с прямоугольным окном, наоборот, даст подъем максимумов на 0.7 дБ (провал между максимумами -18 дБ). Это позволяет сделать вывод о том, что предложенный способ комбинирует оценку спектра по многим оконным функциям из заданного класса, выбирая ту функцию, которая дает минимум оцениваемой мощности. Причем угловое разрешение (11) не подходит для предложенного способа и минимальным разрешением является (10). Угловое разрешение (11) двух объектов подходит лишь для прямоугольной оконной функции, которая дает максимальный из возможных УБЛ (-13 дБ).

V. ВЫВОДЫ

Предложен способ формирования диаграммы направленности линейной антенной решетки на прием, основанный на нелинейной аподизации. Эта аподизация эквивалентна применению множества окон из заданного класса (приподнятый косинус с параметром) и выбора наилучшего для текущего АФР принимаемого поля по апертуре.

Численное моделирование показывает, что для 128-элементной решетки достигим УБЛ не хуже -30 дБ при наличии случайных амплитудных (0.5 дБ) и фазовых ($\pm 10^\circ$) ошибок и при сохранении ширины основного лепестка. При этом обеспечивается одинаково качественное (по сравнению с простым суммированием) угловое разрешение двух сигналов, разнесенных на координату первого бокового лепестка.

Исследование способа SVA в двумерной области [4] позволяет расширить предложенный способ формирования ДН на плоские решетки.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ, соглашение № 14.577.21.0188 от 27.10.2015 г., идентификатор RFMEFI57715X0188

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [47] Dotsenko V. V., Osipov M. V., Khlusov V. A. Rising of energetic potential of radar with continuous LFM-signal // Proceedings of Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, no 1 (23), pp. 29–33, 2011. URL: <http://www.tusur.ru/filearchive/reports-magazine/2011-23-1/29.pdf>.
- [48] Harris F. J. On the Use of Windows for Harmonic Analysis with the Discrete Fourier Transform // Proc. IEEE, vol. 66, pp. 51–83, 1978.
- [49] Adaptive windowing of FFT data for increased resolution and sidelobe rejection, by J. Russel Iannuzzelli. (2001, October 2). U.S. Patent 6298363. Available: <http://www.freepatentsonline.com/6298363.pdf>
- [50] Stankwitz H. C., Dallaire R. J., Fienup J. R. Nonlinear Apodization for Sidelobe Control in SAR Imagery // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 31, no. 1, pp. 267–279, 1995.
- [51] Smith B. H. Generalization of spatially variant apodization to noninteger Nyquist sampling rates // IEEE Transactions on Image Processing, vol. 9, no. 6, pp. 1088–1093, 2000.
- [52] Lee J. A. C. and Munson D. C. Effectiveness of spatially-variant apodization // Proc. IEEE ICIP, vol. 1, pp. 147–150, 1995.
- [53] Lee J. A. C. and Munson D. C. Spatially Variant Apodization for Image Reconstruction from Partial Fourier Data // IEEE Transactions on Image Processing, vol. 9, no. 11, 2000.
- [54] Stankwitz H. C., Taylor S. P. Advances in non-linear apodization // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 21, no. 1, pp. 3–8, 2006.
- [55] Xiang G., Zhang X., Shi J., and Wei S. J. Resolution enhancement for LASAR 3D imaging via ℓ_1 regularization and SVA // Progress In Electromagnetic Research M, vol. 41, pp. 95–104, 2015.
- [56] Levy M. Parabolic equation methods for electromagnetic wave propagation. The Institution of Electrical Engineers, London, 336 p, 2000.

Полосовые Интерполированные Фильтры

Мария О. Гладких, Иван С. Савиных

Новосибирский государственный технический университет, Новосибирск, Россия

Аннотация – Рассмотрен способ синтеза полосовых фильтров с интерполированной импульсной характеристикой. Для метода взвешивания определена вычислительная эффективность применения интерполированных полосовых фильтров по сравнению с традиционными.

Ключевые слова – КИХ-фильтры, интерполированные фильтры.

I. ВВЕДЕНИЕ

С РАЗВИТИЕМ вычислительной техники в цифровых системах связи все больше устройств используют обработку принимаемых и формируемых сигналов в цифровом виде на промежуточной частоте [1]. Для этого используют полосовые фильтры.

Цифровые полосовые фильтры могут быть синтезированы как дискретные фильтры с конечной импульсной характеристикой (КИХ) или с бесконечной импульсной характеристикой (БИХ). КИХ-фильтры могут иметь линейную фазочастотную характеристику (ФЧХ) и не вносить фазовых искажений. БИХ фильтры всегда вносят фазовые искажения, но эффективнее с вычислительной точки зрения по сравнению с КИХ-фильтрами [2]. Отсутствие фазовых искажений является определяющим для цифровых систем связи [1]. Поэтому несмотря на большие вычислительные затраты для вычисления их отклика используют именно КИХ-фильтры.

При обработке сигнала на промежуточной частоте в цифровом виде требуются узкополосные фильтры. Это необходимо для эффективного подавления сигналов соседних станций. Однако уменьшение полосы пропускания (и полос переходов) приводит к увеличению вычислительных затрат.

Применение фильтров с интерполированной импульсной характеристикой (ИХ) позволяет уменьшить вычислительные затраты для узкополосных фильтров [3]. Однако этот способ синтеза КИХ-фильтров рассмотрен только для случая фильтра нижних частот [3].

II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Таким образом, существует необходимость в рассмотрении способа синтеза полосовых КИХ-фильтров с интерполированной ИХ. Кроме того, целесообразно определить вычислительную эффективность предложенного способа.

Будем рассматривать случай, когда синтезируемый КИХ-фильтр имеет симметричную амплитудно-частотную характеристику (АЧХ), а его центральная частота равна четверти частоты дискретизации. В этом случае частотная расстройка до границ зон однозначности АЧХ будет одинаковой. Определение вычислительной эффективности произведем для синтеза КИХ-фильтров методом взвешивания. Это позволит получить более простые соотношения, нежели чем при синтезе КИХ-фильтров оптимальным методом и методом частотной выборки. Однако по установленной зависимости вычислительной эффективности можно будет судить о целесообразности применения интерполированных полосовых фильтров в целом.

Цель работы – определение соотношений и вычислительной эффективности при синтезе интерполированных полосовых фильтров методом взвешивания.

III. ТЕОРИЯ

При синтезе полосового КИХ-фильтра (ПФ) определяются отсчеты ИХ $h[k]$, они же являются коэффициентами этого фильтра. Отсчеты выходного сигнала находятся из соотношения:

$$y[n] = \sum_{k=0}^{N-1} h[k]x[n-k],$$

где $x[n]$ и $y[n]$ – отсчеты входного и выходного сигналов, а N – порядок фильтра.

Рассмотрим частный случай интерполяции импульсной характеристики в 4 раза.

Как было сказано выше, можно синтезировать традиционный полосовой КИХ-фильтр, который имеет структуру показанную на рисунке 1.

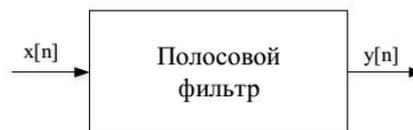


Рис. 1. Традиционная структура полосового фильтра.

При интерполяции в 4 раза структура интерполированного полосового фильтра состоит из двух последовательно включенных фильтров, а именно фильтра нижних частот с

интерполированной импульсной характеристикой и фильтра подавления побочных составляющих (рис.2).



Рис. 2. Структура интерполированного КИХ-фильтра.

Для рассматриваемого случая АЧХ традиционного полосового фильтра представлена на рисунке 3.

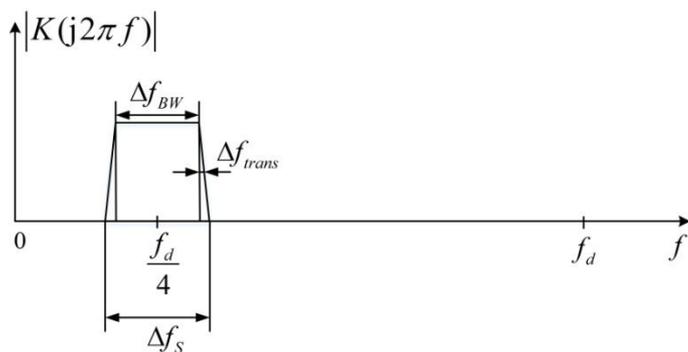


Рис. 3. АЧХ полосового фильтра.

Рассмотрим АЧХ для интерполированного полосового фильтра. АЧХ исходного ФНЧ показана на рисунке 4.

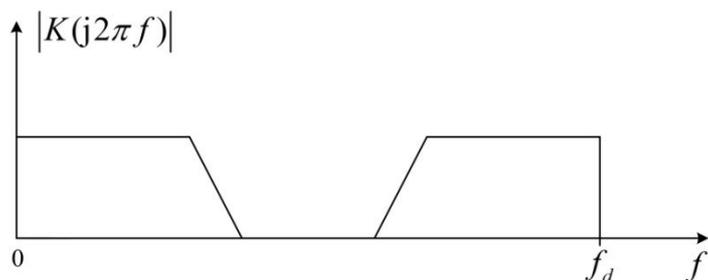


Рис. 4. АЧХ исходного ФНЧ.

В случае интерполяции ИХ в четыре раза между соседними отсчетами вставляются три нулевых отсчета при этом происходит ее расширение. При расширении ИХ ФНЧ, АЧХ такого фильтра сжимается в четыре раза (рис. 5).

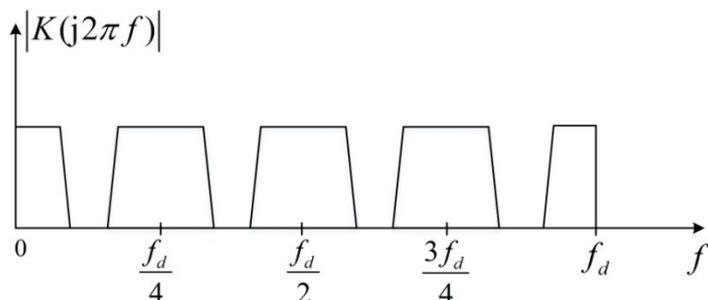


Рис. 5. АЧХ ФНЧ с интерполированной ИХ.

Для подавления паразитных полос пропускания вблизи нулевой частоты и половине частоты дискретизации, необходимо применит фильтр подавления побочных составляющих (ФППС). АЧХ ФНЧ с интерполированной ИХ и фильтра подавления побочных составляющих изображены на рисунке 6. Результирующая АЧХ интерполированного фильтра представлена на рисунке 7.

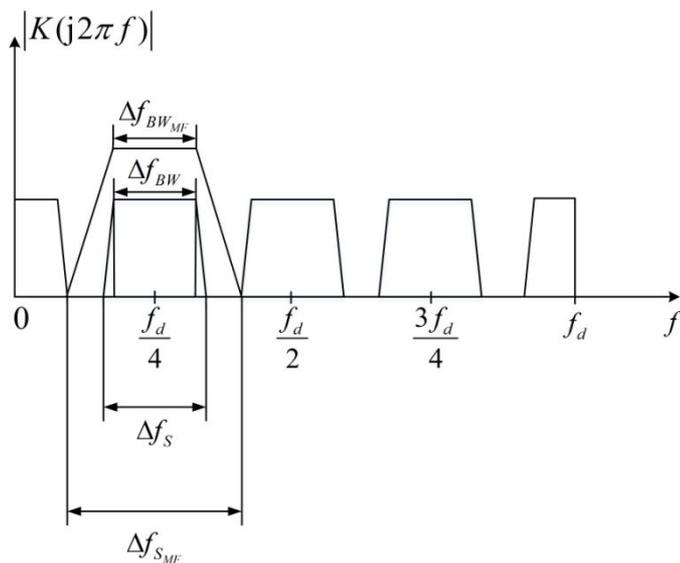


Рис. 6. Формирование АЧХ полосового интерполирующего фильтра.

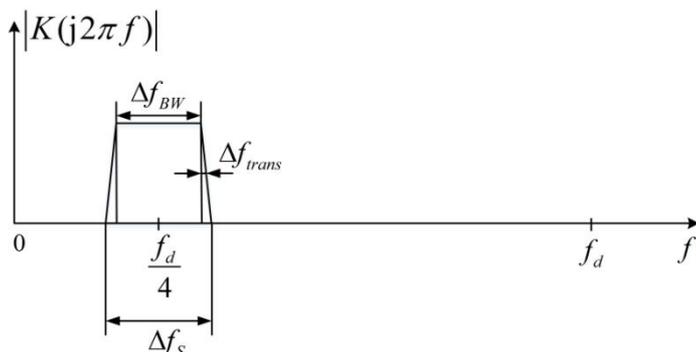


Рис. 7. АЧХ полосового интерполирующего фильтра.

Рассмотрим соотношения для определения количества коэффициентов фильтров и вычислительной эффективности для интерполированного полосового фильтра при использовании метода взвешивания.

Для универсализации полученных результатов будем считать, что все частоты нормированы на частоту дискретизации.

Как известно [2], количество коэффициентов требуемых для синтеза традиционного КИХ-фильтра при использовании метода взвешивания определяется соотношением:

$$N \geq \frac{K_w}{\Delta f_{trans}} \quad (1)$$

где Δf_{trans} – полоса перехода исходного фильтра, а K_w – коэффициент, определяемый используемой взвешивающей функцией.

Для ФНЧ интерполированного фильтра количество ненулевых коэффициентов в четыре раза меньше из-за в четыре раза большей полосы перехода:

$$N_{LPF} \geq \frac{K_w}{4\Delta f_{trans}}. \quad (2)$$

Таким образом, исходя из (1) и (2) для ФНЧ интерполированного фильтра количество ненулевых коэффициентов ФНЧ будет в 4 раза меньше, чем у традиционного фильтра и будет определяться из соотношения:

$$N_{LPF} = \frac{N}{4}. \quad (3)$$

Проанализировав рисунок 6 получим соотношение для переходной полосы ФППС.

Исходя из того, что все частоты нормированы на частоту дискретизации полоса заграждения фильтра побочных составляющих:

$$\Delta f_{SMF} = \frac{1}{2} - \Delta f_S, \quad (4)$$

где Δf_S – полоса заграждения интерполированного фильтра.

Полоса пропускания ФППС равна полосе пропускания интерполированного фильтра (Δf_{BW}). Полоса перехода ФППС может быть определена как:

$$\Delta f_{transMF} = \frac{\Delta f_{SMF} - \Delta f_{BW}}{2}. \quad (5)$$

Подставляя (4) в (5) получим:

$$\Delta f_{transMF} = \frac{1}{4} - \frac{\Delta f_{BW}}{2} - \frac{\Delta f_S}{2}. \quad (6)$$

Полоса перехода интерполированного фильтра определяется соотношением:

$$\Delta f_{trans} = \frac{\Delta f_S - \Delta f_{BW}}{2}. \quad (7)$$

Из соотношения (7) выразим половину полосы заграждения исходного фильтра:

$$\frac{\Delta f_S}{2} = \Delta f_{trans} + \frac{\Delta f_{BW}}{2}. \quad (8)$$

Подставив полученное соотношение (8) в (6), получим выражение для определения полосы перехода ФППС:

$$\Delta f_{transMF} = \frac{1}{4} - \Delta f_{trans} - \Delta f_{BW}. \quad (9)$$

Тогда количество коэффициентов ФППС можно определить следующим образом:

$$N_{MF} \geq \frac{K_w}{\Delta f_{transMF}}. \quad (10)$$

Вычислительную эффективность интерполированного полосового фильтра можно определить из соотношения:

$$\begin{aligned} K &= \frac{N}{N_{LPF} + N_{MF}} = \frac{\frac{K_w}{\Delta f_{trans}}}{\frac{K_w}{4\Delta f_{trans}} + \frac{K_w}{\Delta f_{transMF}}} = \\ &= \frac{1}{\frac{N_{LPF}}{N} + \frac{\Delta f_{trans}}{\Delta f_{transMF}}}. \end{aligned} \quad (11)$$

Подставив (3), (9) и (10) в (11) и упростив полученное выражение, получим общее соотношение для расчета вычислительной эффективности:

$$K = \frac{1 - 4\Delta f_{BW} - 4\Delta f_{trans}}{0.25 - \Delta f_{BW} + 3\Delta f_{trans}}. \quad (12)$$

IV. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТОВ

Таким образом, получено соотношение (12), позволяющее определить вычислительную эффективность применения интерполирующего полосового фильтра. Однако в (12) не учитывается тот факт, что число коэффициентов фильтра всегда целочисленное.

На рисунке 8 изображен график зависимости вычислительной эффективности от полосы пропускания при постоянной полосе перехода фильтра равной 0.01 (верхняя зависимость) и 0.09 (нижняя зависимость), пунктирной линией показаны зависимости, полученные при использовании (12), а сплошными – линейная аппроксимация вычислительной эффективности при физически реализуемых коэффициентах фильтров.

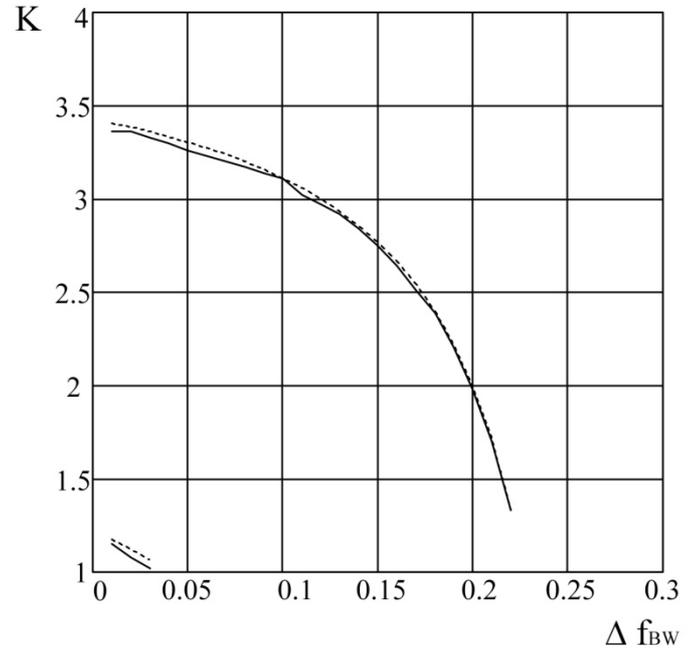


Рис. 8. График зависимости вычислительной эффективности от полосы пропускания фильтра.

На рисунке 9 представлен график зависимости вычислительной эффективности от полосы перехода фильтра при постоянной полосе пропускания равной 0.01 и 0.09.

Верхняя зависимость получается при полосе пропускания равной 0.01, а нижняя при полосе пропускании равной 0.09. Пунктирной линией показана зависимость, полученная при использовании (12), а сплошной – линейная аппроксимация вычислительной эффективности при физически реализуемых длинах фильтров.

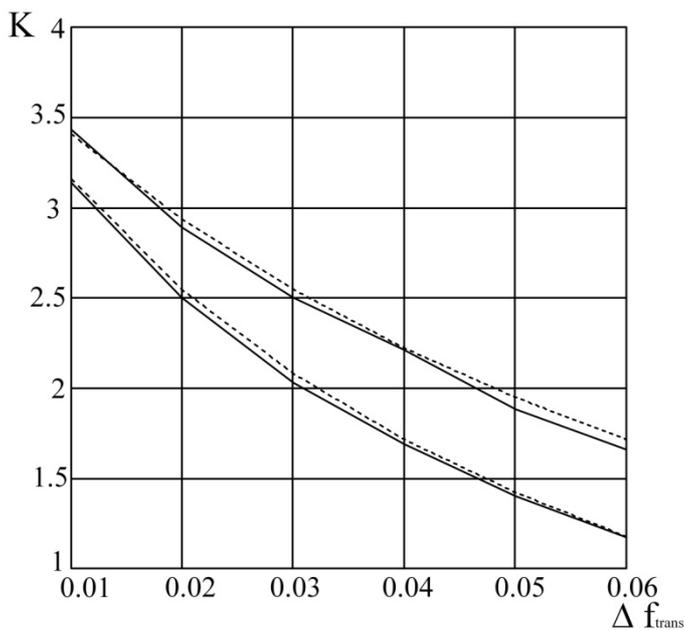


Рис. 9. График зависимости вычислительной эффективности от полосы перехода фильтра.

V. ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ

Проанализировав выражение (12) можно сделать вывод, что возможное уменьшение вычислительных затрат при применении полосового интерполированного фильтра с интерполяцией в 4 раза будет не более 4. Из рисунков 8 и 9 видно, что применение полосовых интерполированных фильтров с интерполяцией в 4 раза имеет смысл, когда полоса пропускания и полоса перехода составляют единицы процентов от частоты дискретизации. При больших полосах пропускания и перехода, очевидно, следует использовать традиционные КИХ-фильтры.

VI. ВЫВОДЫ И ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной работе получены соотношения для вычисления коэффициентов интерполированного фильтра и его

вычислительной эффективности. Построены графики, демонстрирующие зависимости вычислительной эффективности от полосы пропускания и полосы перехода фильтра. Из рисунков 8 и 9 видно, что вычислительная эффективность увеличивается при уменьшении полос пропускания и перехода. Согласно (12) сокращение вычислительных затрат, при применении рассмотренных полосовых интерполированных фильтров, возможно теоретически до 4 раз. На основании полученных результатов можно сделать вывод о целесообразности применения полосовых интерполированных фильтров в случаях, когда полосы пропускания и перехода составляют не более единиц процентов от частоты дискретизации.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [57] Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение: 2-е издание. Перевод с английского. М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.
- [58] Айфичер Э., Джервис Б. Цифровая обработка сигналов: Практический подход, 2-е издание. Перевод с английского. М.: Издательский дом «Вильямс», 2008. – 992 с.
- [59] Р. Лайонс. Цифровая обработка сигналов: Второе издание. Пер. с англ. М.: ООО «Бином-Пресс», 2009. – 656 с.



Мария Олеговна Гладких, магистрант кафедры радиоприемных и радиопередающих устройств Новосибирского государственного технического университета.



Иван Сергеевич Савиных, кандидат технических наук, доцент кафедры радиоприемных и радиопередающих устройств Новосибирского государственного технического университета.

Полиномиальные Взвешивающие Функции

Иван С. Савиных, Анастасия Е. Фирзина

Новосибирский государственный технический университет, Новосибирск, Россия

Аннотация – В данной работе для синтеза взвешивающих функций предложено использовать полиномы Бернштейна. Получены соотношения для расчета ряда полиномиальных взвешивающих функций. Произведено сравнение основных параметров полученных взвешивающих функций с основными параметрами взвешивающей функции Ханна.

Ключевые слова – Взвешивающие функции, полиномы Бернштейна.

I. ВВЕДЕНИЕ

ВЗВЕШИВАЮЩИЕ функции используются во многих задачах цифровой обработки сигналов, поскольку нет возможности исследовать эти сигналы на бесконечном интервале времени [1-4]. Ограничение интервала анализа сигналов также зачастую обусловлено их нестационарностью. По этой причине особое внимание уделяется использованию взвешивающих функций при разработке кодирующих систем аудиосигналов и анализа соответствий объективного и субъективного их восприятия [5].

Также взвешивающие функции применяются в спектральном анализе [3, 4] и в методе взвешивания при проектировании КИХ-фильтров [1, 2].

В настоящее время известно большое количество взвешивающих функций, но о полиномиальных взвешивающих функциях известно мало, и известные полиномиальные функции не достаточно качественны (например, прямоугольное, треугольное и окно Бохнера) [3, 4]. В свою очередь полиномиальные функции имеют преимущество перед другими взвешивающими функциями – они требуют меньше вычислительных затрат, поскольку для их расчета требуется выполнить меньшее количество математических операций.

II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

При аппроксимации полиномиальных взвешивающих функций предлагается использовать полиномы Бернштейна. Математические свойства полиномов Бернштейна позволяют выдвинуть гипотезу о том, что с их помощью можно синтезировать взвешивающие функции, которые по своим параметрам не будут уступать уже известным взвешивающим функциям. В свою очередь вычислительные затраты, необходимые для расчета отсчетов взвешивающих функций, будут сокращены, что обусловлено полиномиальной структурой взвешивающей функции.

Полиномы Бернштейна – это алгебраические многочлены, представляющие собой линейную комбинацию базисных

многочленов Бернштейна. Многочлены в форме Бернштейна были описаны Сергеем Натановичем Бернштейном в 1912 году и использованы им в конструктивном доказательстве аппроксимационной теоремы Вейерштрасса [6].

С развитием компьютерной графики, полиномы Бернштейна, заключённые в промежуток $x \in [0, 1]$, стали играть важную роль при построении кривых Безье, которые в свою очередь нашли широкое применение в компьютерной графике для моделирования гладких линий.

Базисные многочлены Бернштейна степени n образуют базис для линейного пространства P_n многочленов степени n .

Причем $(n + 1)$ базисных многочленов Бернштейна степени n находятся из соотношения:

$$b_{k,n}(x) = \binom{n}{k} \cdot x^k \cdot (1-x)^{n-k}, k = 0, \dots, n,$$

где $\binom{n}{k}$ – биномиальный коэффициент.

Линейная комбинация базисных полиномов Бернштейна находится из соотношения:

$$B_n(f, x) = B_n(x) = \sum_{k=0}^n f\left(\frac{k}{n}\right) \cdot b_{k,n}(x)$$

и называется многочленом Бернштейна или точнее многочленом в форме Бернштейна степени n .

Коэффициенты $f(k/n)$ называются коэффициентами Бернштейна или коэффициентами Безье.

Задача данной работы – осуществить синтез полиномиальных взвешивающих функций с использованием полиномов Бернштейна.

III. ТЕОРИЯ

I. Общие замечания

Синтезируя полиномиальные взвешивающие функции, мы будем использовать два способа аппроксимации. Первый основывается на том, что все виды оконных функций симметричны относительно середины временного интервала. Таким образом, мы будем аппроксимировать половину взвешивающей функции, а вторую половину находить из условия положительной симметрии взвешивающей функции относительно середины временного интервала. Второй же предполагает аппроксимацию на всем интервале.

J. Способ 1

Обозначим N как максимальную степень полинома. В таком случае возможны два варианта расположения исходных отсчетов, используемых для аппроксимации. Для случая, когда только первый отсчет равен единице:

$$BI_{1,1} = 1 \cdot (1 - x) = 1 - x, \quad (1)$$

Поскольку это первый способ аппроксимации необходимо преобразовать выражение (1) к виду:

$$BI_{1,1} = 1 - |x|. \quad (2)$$

Выражение (2) является полиномом, описывающим взвешивающую функцию Барлетта (треугольную взвешивающую функцию), изображенную на рисунке 1.

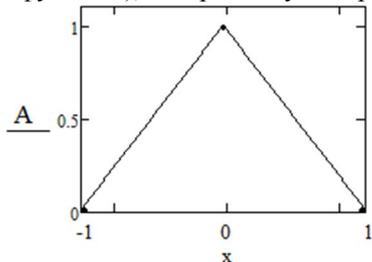


Рис. 1. Временная реализация полиномиальной взвешивающей функции при $N=1$ (взвешивающая функция Барлетта).

Для случая, когда оба отсчета равны единице:

$$BI_{1,2} = (1 - x) + x = 1, \quad (3)$$

Выражение (3) описывает взвешивающую функцию Дирихле (прямоугольную взвешивающую функцию), которая показана на рисунке 2.

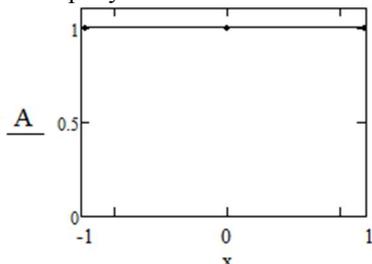


Рис. 2. Временная реализация полиномиальной взвешивающей функции при $N=1$ (взвешивающая функция Дирихле).

На рисунках 1 и 2 точками обозначены исходные значения отсчетов для расчета взвешивающих функций. Аналогичным образом синтезируются другие полиномиальные взвешивающие функции.

К. Способ 2

Выражение для нахождения полиномиальной функции на всем интервале несколько отличается от выражения, использовавшегося при способе 1. Поскольку необходимо выполнить замену переменных, чтобы осуществить переход от интервала $[0; 1]$, на котором исходно определен аргумент взвешивающей функции, к интервалу $[-1; 1]$.

В простейшем случае $N=2$. И существуют два возможных варианта расположения исходных отсчетов $(0, 1, 0)$ и $(1, 1, 1)$, используемых для аппроксимации. В первом случае получаем взвешивающую функцию Рисса, а во втором случае взвешивающую функцию Дирихле. Аналогичным образом синтезируются другие полиномиальные взвешивающие функции.

Далее приведены некоторые полученные выражения для расчета полиномиальных взвешивающих функций. Кроме того, представлены временные реализации синтезированных взвешивающих функций и исходные значения отсчетов, использованных для их синтеза.

В. Способ 1

При $N=3$ и значениях отсчетов для аппроксимации $(1, 1, 0, 0)$ с учетом положительной симметрии взвешивающей функции получаем выражение (4). Временная реализация взвешивающей функции показана на рисунке 3.

$$f(x) = \begin{cases} 1 + 2 \cdot (|x|)^3 - 3 \cdot x^2, & \text{если } |x| \leq 1; \\ 0, & \text{если } |x| > 1. \end{cases} \quad (4)$$

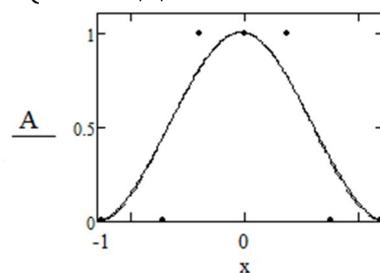


Рис. 3. Временная реализация полиномиальной взвешивающей функции при $N=3$ (способ 1).

При $N=4$ и значениях отсчетов для аппроксимации $(1, 1, 1, 0, 0)$ с учетом положительной симметрии взвешивающей функции получаем выражение (5). Временная реализация взвешивающей функции показана на рисунке 4.

$$f(x) = \begin{cases} 3 \cdot x^4 - 4(|x|)^3 + 1, & \text{если } |x| \leq 1; \\ 0, & \text{если } |x| > 1. \end{cases} \quad (5)$$

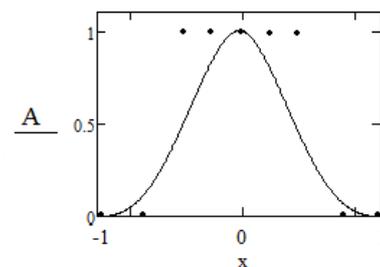


Рис. 4. Временная реализация полиномиальной взвешивающей функции при $N=4$ (способ 1).

При $N=6$ и значениях отсчетов для аппроксимации $(1, 1, 1, 0, 0, 0, 0)$ с учетом положительной симметрии взвешивающей функции получаем выражение (6). Временная реализация взвешивающей функции показана на рисунке 5.

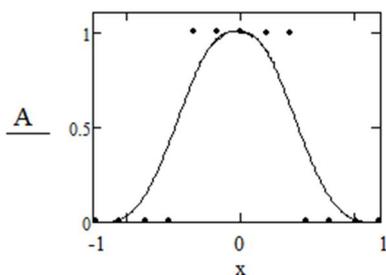
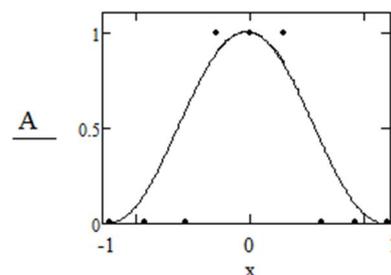
$$f(x) = \begin{cases} F_{7,3}(x), & \text{если } |x| \leq 1; \\ 0, & \text{если } |x| > 1, \end{cases} \quad (6)$$

где

$$F_{7,3}(x) = 10 \cdot (|x|)^6 - 36 \cdot (|x|)^5 + 45 \cdot (|x|)^4 - 20 \cdot (|x|)^3 + 1.$$

IV. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТОВ

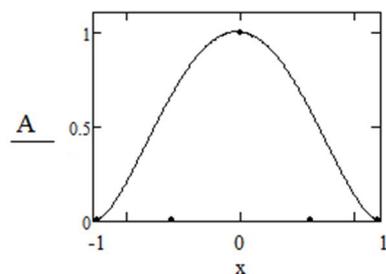
А. Общие замечания


 Рис. 5. Временная реализация полиномиальной взвешивающей функции при $N=6$ (способ 1).

 Рис. 8. Временная реализация полиномиальной взвешивающей функции при $N=8$ (способ 2).

С. Способ 2

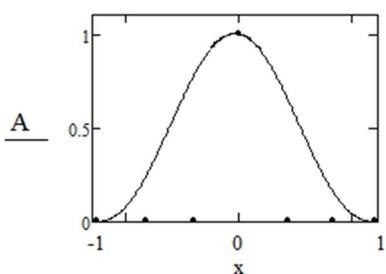
При $N=4$ и значении отсчетов для аппроксимации (0, 0, 1, 0, 0, 0, 0) получаем выражение (7). Временная реализация взвешивающей функции показана на рисунке 6.

$$f(x) = \begin{cases} x^4 - 2 \cdot x^2 + 1, & \text{если } |x| \leq 1; \\ 0, & \text{если } |x| > 1. \end{cases} \quad (7)$$


 Рис. 6. Временная реализация полиномиальной взвешивающей функции при $N=4$ (способ 2).

При $N=6$ и значении отсчетов для аппроксимации (0, 0, 0, 1, 0, 0, 0, 0) получаем выражение (8). Временная реализация взвешивающей функции показана на рисунке 7.

$$f(x) = \begin{cases} 3 \cdot x^4 - x^6 - 3 \cdot x^2 + 1, & \text{если } |x| \leq 1; \\ 0, & \text{если } |x| > 1. \end{cases} \quad (8)$$


 Рис. 7. Временная реализация полиномиальной взвешивающей функции при $N=6$ (способ 2).

При $N=8$ и значении отсчетов для аппроксимации (0, 0, 0, 1, 1, 1, 0, 0, 0) получаем выражение (9). Временная реализация взвешивающей функции показана на рисунке 8.

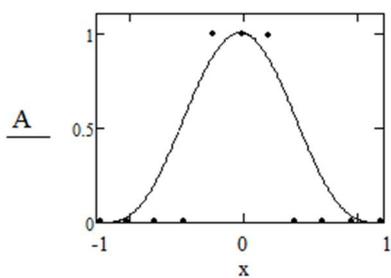
$$f(x) = \begin{cases} F_{9,3}(x), & \text{если } |x| \leq 1; \\ 0, & \text{если } |x| > 1; \end{cases} \quad (9)$$

$$\text{где } F_{9,3}(x) = -\frac{3}{13} \cdot x^8 - \frac{4}{13} \cdot x^6 + \frac{30}{13} \cdot x^4 - \frac{36}{13} \cdot x^2 + 1.$$

При $N=10$ и значении отсчетов для аппроксимации (0, 0, 0, 0, 1, 1, 1, 0, 0, 0, 0) получаем выражение (10). Временная реализация взвешивающей функции показана на рисунке 9.

$$f(x) = \begin{cases} F_{11,3}(x), & \text{если } |x| \leq 1; \\ 0, & \text{если } |x| > 1. \end{cases} \quad (10)$$

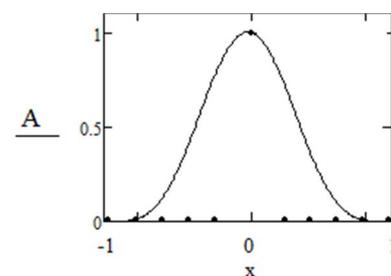
$$\text{где } F_{11,3}(x) = \frac{1}{4} \cdot x^{10} - \frac{5}{2} \cdot x^6 + 5 \cdot x^4 - \frac{15}{4} \cdot x^2 + 1.$$


 Рис. 9. Временная реализация полиномиальной взвешивающей функции при $N=10$ (способ 2).

При $N=10$ и значении отсчетов для аппроксимации (0, 0, 0, 0, 0, 1, 0, 0, 0, 0, 0) получаем выражение (11). Временная реализация взвешивающей функции показана на рисунке 10.

$$f(x) = \begin{cases} F_{11,1}(x), & \text{если } |x| \leq 1; \\ 0, & \text{если } |x| > 1; \end{cases} \quad (11)$$

$$\text{где } F_{11,1}(x) = 5 \cdot x^8 - x^{10} - 10 \cdot x^6 + 10 \cdot x^4 - 5 \cdot x^2 + 1.$$


 Рис. 10. Временная реализация полиномиальной взвешивающей функции при $N=10$ (способ 2).

При $N=12$ и значении отсчетов для аппроксимации (0, 0, 0, 0, 1, 1, 1, 1, 0, 0, 0, 0) получаем выражение (12). Временная реализация взвешивающей функции показана на рисунке 11.

$$f(x) = \begin{cases} F_{13,5}(x), & \text{если } |x| \leq 1; \\ 0, & \text{если } |x| > 1; \end{cases} \quad (12)$$

$$\text{где } F_{13,5}(x) = \frac{5}{53} \cdot x^{12} + \frac{42}{53} \cdot x^{10} - \frac{165}{53} \cdot x^8 + \frac{140}{53} \cdot x^6 + \frac{75}{53} \cdot x^4 - \frac{150}{53} \cdot x^2 + 1.$$

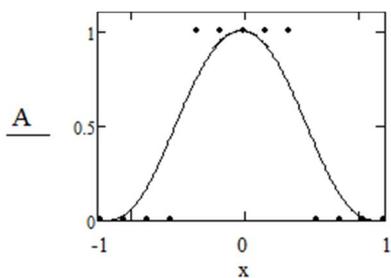


Рис. 11. Временная реализация полиномиальной взвешивающей функции при N=12 (способ 2).

На рисунках 3–11 точками обозначены исходные значения отсчетов для расчета взвешивающих функций. По оси абсцисс: x - значение аргумента синтезированной взвешивающей функции, по оси ординат A – амплитуда синтезированной взвешивающей функции.

V. ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ

A. Общие замечания

Далее представлены результаты сравнения синтезированных взвешивающих функций с взвешивающей функции Ханна.

B. Способ 1

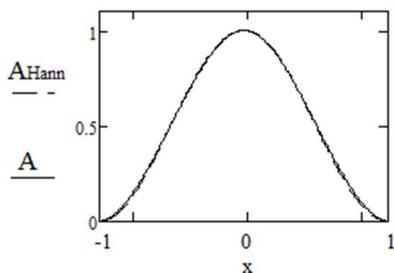


Рис. 12. Временные реализации полиномиальной взвешивающей функции при N=3 и взвешивающей функции Ханна.

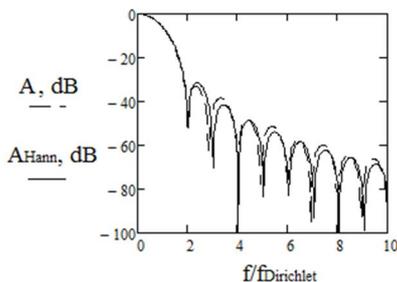


Рис. 13. Спектральные реализации полиномиальной взвешивающей функции при N=3 и взвешивающей функции Ханна.

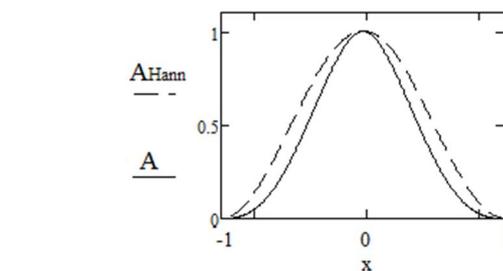


Рис. 14. Временные реализации полиномиальной взвешивающей функции при N=4 и взвешивающей функции Ханна.

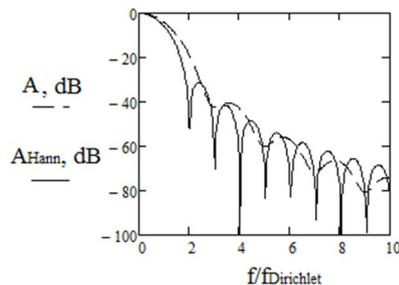


Рис. 15. Спектральные реализации полиномиальной взвешивающей функции при N=4 и взвешивающей функции Ханна.

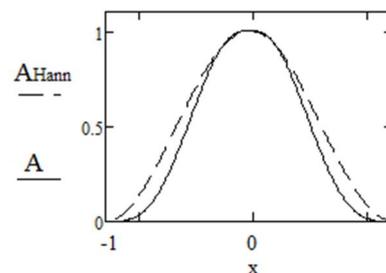


Рис. 16. Временные реализации полиномиальной взвешивающей функции при N=6 и взвешивающей функции Ханна.

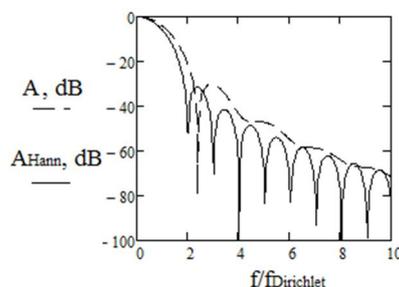


Рис. 17. Спектральные реализации полиномиальной взвешивающей функции при N=6 и взвешивающей функции Ханна.

C. Способ 2

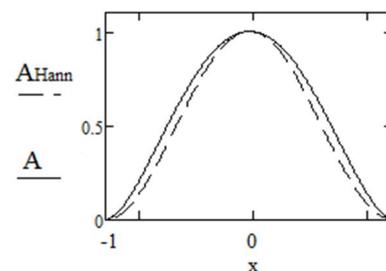


Рис. 18. Временные реализации полиномиальной взвешивающей функции при N=4 и взвешивающей функции Ханна.

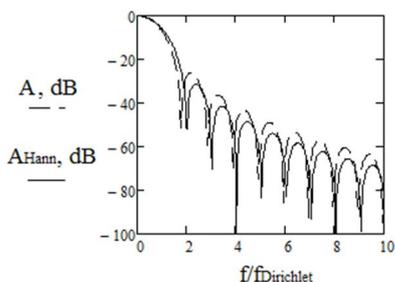


Рис. 19. Спектральные реализации полиномиальной взвешивающей функции при $N=4$ и взвешивающей функции Ханна.

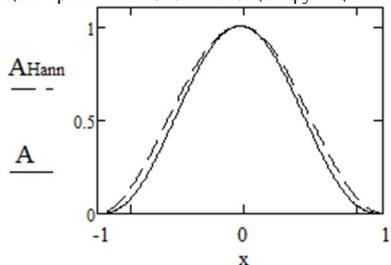


Рис. 20. Временные реализации полиномиальной взвешивающей функции при $N=6$ и взвешивающей функции Ханна.

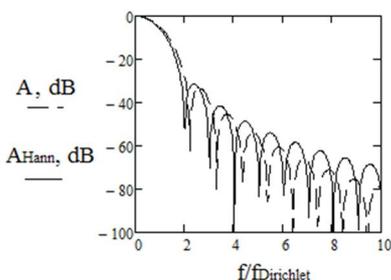


Рис. 21. Спектральные реализации полиномиальной взвешивающей функции при $N=6$ и взвешивающей функции Ханна.

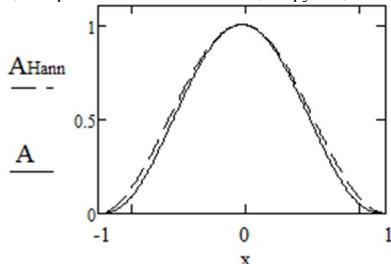


Рис. 22. Временные реализации полиномиальной взвешивающей функции при $N=8$ и взвешивающей функции Ханна.

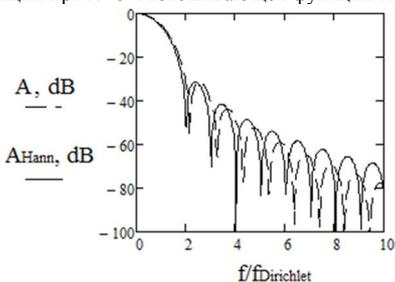


Рис. 23. Спектральные реализации полиномиальной взвешивающей функции при $N=8$ и взвешивающей функции Ханна.

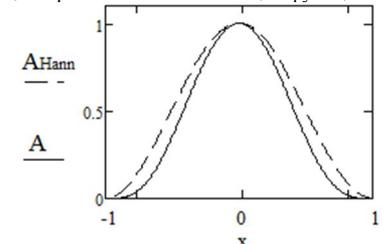


Рис. 24. Временные реализации полиномиальной взвешивающей функции при $N=10$ и взвешивающей функции Ханна.

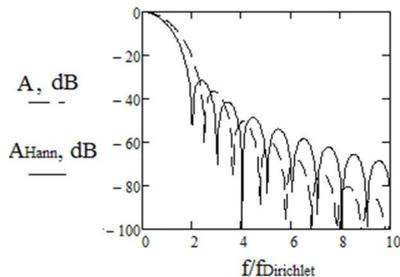


Рис. 25. Спектральные реализации полиномиальной взвешивающей функции при $N=10$ и взвешивающей функции Ханна.

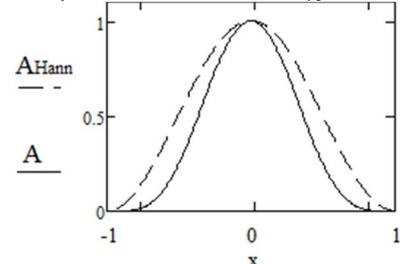


Рис. 26. Временные реализации полиномиальной взвешивающей функции при $N=10$ и взвешивающей функции Ханна.

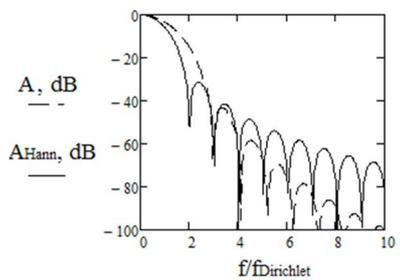


Рис. 27. Спектральные реализации полиномиальной взвешивающей функции при $N=10$ и взвешивающей функции Ханна.

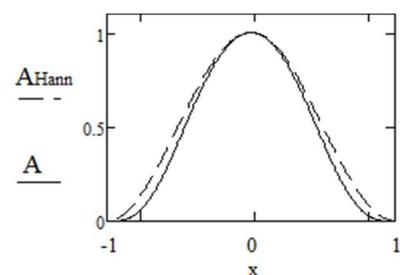


Рис. 28. Временные реализации полиномиальной взвешивающей функции при $N=11$ и взвешивающей функции Ханна.

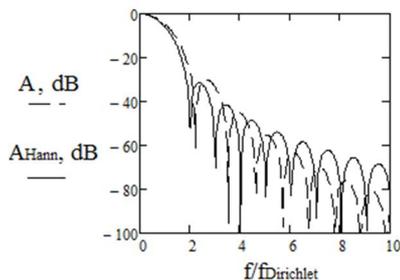


Рис. 29. Спектральные реализации полиномиальной взвешивающей функции при $N=11$ и взвешивающей функции Ханна.

На рисунках 12, 14, 16, 18, 20, 22, 24, 26 и 28 по оси абсцисс: x – значение аргумента синтезированной взвешивающей функции; по оси ординат: A – амплитуда синтезированной взвешивающей функции. На рисунках 13, 15, 17, 19, 21, 23, 25, 27 и 29 по оси абсцисс: $f/f_{Dirichlet}$ – нормированное значение частоты, где $f_{Dirichlet}$ – частота, соответствующая ширине главного лепестка (по нулевому уровню) в спектральной характеристике окна Дирихле; по оси ординат:

A – амплитуда синтезированной взвешивающей функции,
 A_{Hanna} – амплитуда взвешивающей функции Ханна.

VI. ВЫВОДЫ И ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проанализировав временные и спектральные реализации полученных взвешивающих функций, и осуществив их сравнение с взвешивающей функцией Ханна, можно сказать, что в результате синтеза была получена полиномиальная взвешивающая функция, которая по своим характеристикам очень близка к взвешивающей функции Ханна. Отметим, что данная функция достаточно низкого порядка (см. рис. 12 – 13). В таблице 1 приведены некоторые значения параметров спектров взвешивающей функции Ханна и, полученной первым способом аппроксимации, полиномиальной взвешивающей функции при $N=4$.

ТАБЛИЦА I
 СРАВНИТЕЛЬНАЯ ТАБЛИЦА ОСНОВНЫХ ПАРАМЕТРОВ
 СПЕКТРАЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК

Параметр \ Вид функции	Взвешивающая функция Ханна	Функция, синтезированная 1 методом, $N=3$
Ширина главного лепестка	2.00	1.96
Уровень первого бокового лепестка	31.50	33.18
Уровень второго бокового лепестка	41.50	38.39
Уровень третьего бокового лепестка	48.48	48.33

Также, исходя из анализа спектральных реализаций синтезированных взвешивающих функций, была выявлена закономерность, что с увеличением числа исходных отсчетов, происходит увеличение скорости спада боковых лепестков.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

[60] Айфичер Э., Джервис Б. Цифровая обработка сигналов: Практический подход, 2-е издание. Перевод с английского. М.: Издательский дом «Вильямс», 2008. – 992 с.
 [61] Р. Лайонс. Цифровая обработка сигналов: Второе издание. Пер. с англ. М.: ООО «Бином-Пресс», 2009. – 656 с.
 [62] Дворкович В.П., Двокович А.В. Оконные функции для гармонического анализа сигналов. М.: Техносфера, 2014. – 112 с.
 [63] Harris F.J. On the Use of Windows for Harmonic Analysis with the Discrete Fourier Transform, – IEEE vol.66, pp. 51 – 83, Jan. 1978.
 [64] Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение: 2-е издание. Перевод с английского. М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.
 [65] Бернштейн С.Н. Собрание сочинений, т. 1, М.: Издательство Академии наук СССР, 1952. – 581 с.



Иван Сергеевич Савиних, кандидат технических наук, доцент кафедры радиоприемных и радиопередающих устройств Новосибирского государственного технического университета.



Анастасия Евгеньевна Фирзина, магистрант кафедры радиоприемных и радиопередающих устройств Новосибирского государственного технического университета.

Мобильный сервис навигации внутри здания на основе сигнала сети Wi-Fi

Дмитрий В. Гмарь, Ксения О. Дюльдина, Владимир В. Крюков,
Сергей И. Снопко, Карина И. Шахгельдян

Владивостокский государственный университет экономики и сервиса, Владивосток, Россия

Аннотация – Статья посвящена алгоритму позиционирования внутри здания на основе сигнала от точек сети беспроводного доступа и разработке мобильного приложения, обеспечивающего навигацию внутри здания. В статье предложен алгоритм позиционирования на основе сравнения данных от мобильных устройств с эталонным образом сигнала. Сервис, использующий разработанный алгоритм, позволяет в режиме реального времени отслеживать маршрут движущегося внутри здания человека с мобильным устройством, прокладывать маршрут, искать помещения и зоны интереса.

Ключевые слова – навигация внутри здания, геопозиционирование, сигнал беспроводной сети, мобильное приложение.

I. ВВЕДЕНИЕ

Навигационные сервисы стремительно развиваются и используются в различных отраслях науки, экономики, образования. Они позволяют выдавать контекстную рекламу и оптимизировать поисковые запросы, исходя из местоположения пользователя, получать общее представление о посетителях сайта или предоставлять информацию о ближайших ресторанах или гостиницах.

Абсолютное большинство подобных сервисов разработано для навигации снаружи зданий («outdoor navigation»). Другое решение – навигация внутри помещений («indoor navigation»), развита слабо [1]: карты таких объектов не являются общедоступными, а использование традиционного позиционирования по GPS-сигналу не подходит: во-первых, уровень сигнала критично снижают бетонные перекрытия, во-вторых, GPS-позиционирование не позволяет определить этаж, на котором находится пользовательское устройство.

Традиционно используются несколько базовых технологий, обеспечивающих позиционирование:

- GPS – позиционирование во внешней среде, плохая точность внутри здания, использование ретрансляторов внутри здания экономически необоснованно;

- По сотовым сетям – в большинстве случаев имеет плохую точность, но в отдельных случаях (например, микросоты) может быть рассмотрена в качестве альтернативы;

- Инерциальные системы – накопление погрешности и необходимость калибровки по другим системам

- Радиоэфир сигналов беспроводной сети (Wi-Fi, Bluetooth)

- Активные RFID метки – точность сильно зависит от производителя меток и требует построение дополнительной инфраструктуры.

Наиболее перспективной технологией для позиционирования внутри здания является анализ радиоэфира беспроводной сети.

Анализ радиоэфира сигналов с целью позиционирования может быть выполнен с помощью «метода сравнения с эталоном» («fingerprinting matching»), который заключается в сопоставлении предварительно записанной картины радиоэфира в точках здания с картиной радиоэфира, полученной от устройства «на лету» [2].

Альтернативным способом является расчет наиболее вероятных координат мобильного устройства с помощью трилатерации. В трилатерации для вычисления местоположения объектов используется известное местоположение двух и более опорных объектов и измеренное расстояние между каждым из опорных объектов (Beacon маячков) и устройством, для которого определяется местоположение [2].

На мировом рынке существуют проекты навигации внутри зданий (например, «Google Maps Floor Plan Market» от Google [3], «WifiSLAM» от Apple [4]), но эти проекты еще в процессе развития, а использование этих сервисов для российского рынка в ближайшей перспективе не представляется возможным.

Большинство систем обеспечивает точность не лучше 3-5 метров.

II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Механизм навигации, предлагаемый в статье, разработан для навигации внутри помещений и основывается на коммуникационной технологии сети беспроводного доступа. Для работы сервиса требуется развернутая сеть беспроводного доступа и работающее в такой сети клиентское мобильное устройство на платформе Android.

Точность позиционирования устройства на карте полностью зависит от плотности расположения устройств сети беспроводного доступа.

Сервис позиционирования внутри здания может представлять интерес для университетов, торговых центров, музеев, крупных офисных зданий, аэропортов, больших медицинских учреждений, гостиничных комплексов, складов, терминалов, любых крупных зданий с высокой проходимостью.

III. ТЕОРИЯ

L. Алгоритм позиционирования

Предлагаемый алгоритм относится к типу «Fingerprinting» и представляет собой подход, основанный на дифференциации пространственных сигнатур сигнала. Местоположение мобильного устройства определяется путем сравнения измеренных в данный момент сигнатур мощностей сигналов от всех доступных точек сети беспроводного доступа с сигнатурами, хранящимися в заранее сформированной базе данных.

Алгоритм подразумевает два этапа. На первом этапе выполняется сканирование радиоэфира с целью определения эталонных данных. Второй этап состоит в определении местоположения мобильного устройства на основании сравнения текущих данных с эталонными.

M. Этап 1. Конфигурация среды (сканирование)

На этапе конфигурирования среды выполняются измерения мощностей сигналов, пришедших от всех активных точек сети беспроводного доступа в заранее запланированных местах. Сканирование эфира выполняется на всем пути равномерно движущегося человека. В определенных местах фиксируются мощности сигнала с привязкой к локальным или глобальным координатам. Мощности, полученные на пути равномерного движения, также фиксируются с привязкой к координатам на основе интерполяции. Результаты сканирования и интерполяции признаются эталоном, с которым в дальнейшем выполняется сравнение для определения местоположения мобильного устройства.

Перед сканированием здания для плана здания выполняется автоматическая триангуляция Делоне, которая необходима для привязки интерполяционной сетки к треугольникам на плане здания. Треугольники в дальнейшем используются для увеличения точности определения местоположения.

Механизм интерполяции обеспечивает значения мощностей сигналов в точках между эталонными замерами. Используется метровая интерполяционная сетка. Оценка мощности сигналов в точках интерполяционной сетки производится на основе построения треугольника вокруг каждой из интерполируемых точек, вершинами треугольника являются точки замера радиоэфира. Треугольник выбирается таким образом, чтобы сумма квадратов расстояний от интерполируемой точки до его вершин была минимальной.

Сигнал в интерполируемой точке рассчитывается по следующей формуле:

$$level(i) = [\sum level(j) / \rho^2(j,i)] / \sum 1 / \rho^2(j,i)$$

где $level(j)$ – уровень сигнала в точке j , $\rho(j,i)$ – расстояние между вершиной j и оцениваемой точкой i . Так как сигнал затухает обратно пропорционально квадрату расстояния между точками, используемый в формуле уровень сигнала $level(k)$ делится на квадрат расстояния $\rho(j,i)$ от точки интерполяции до рассматриваемой вершины. Тем самым влияние удаленных вершин учитывается намного слабее, чем влияние ближайших.

По каждому этажу, для каждой точки доступа строится отдельная карта покрытия с рассчитанным уровнем сигнала.

Алгоритм сканирования использует в качестве входных данных здание, этаж, координаты, мощности сигналов,

полученные от всех активных точек сети беспроводного доступа. Здание, этаж и координаты фиксируются на плане в момент замера радиоэфира. Мощности сигнала нормируются так, что уровень сигнала находится в диапазоне от $[-100; 0]$. Для нормирования используется суммарная мощность сигналов:

$$TotalPower = \sum level(i) + 100$$

Нормированная мощность определяется по формуле

$$Power(i) = (level(i) + 100) / TotalPower$$

Нормированная мощность показывает «долю» конкретного сигнала внутри одного измерения и позволяет ранжировать сигналы внутри одного замера по уровню важности.

N. Этап 2. Определение местоположения (позиционирование)

На этапе определения местоположения измеряются мощности сигналов, пришедших от всех активных точек сети беспроводного доступа. Измеренные мощности сравниваются с эталонными данными. Результатом работы данного этапа являются координаты местоположения мобильного устройства.

Входными данными для алгоритма определения местоположения являются мак-адрес и уровень сигнала от всех доступных точек сети.

Из входных данных выбираются только те точки, эталонные значения по которым есть в базе данных. Для удобства корректируем уровень сигнала на 100, переводя значения в положительную плоскость

$$LevelCorr(i) = LevelPos(i) + 100.$$

Определяем относительный уровень сигнала для каждой точки

$$LevelOffset(i) = LevelCorr(i) - \max(LevelPos(i))$$

Определяем «важности сигнала» как отношение абсолютного уровня сигнала к суммарному сигналу внутри данного измерения:

$$PowerP(i) = LevelCorr(i) / \sum LevelCorr(i)$$

Из эталонных данных выбираем те области на карте (треугольники), в которых в может находиться мобильное устройство на основании пересечения множеств точек доступа по мак-адресам. Т.е. ищем те области, где видны несколько (не менее 3, а лучше 4) тех же точек доступа, которые определились при измерении в момент позиционирования мобильного устройства.

Из полученного набора областей (треугольников) нужно выбрать наиболее близкий к тому, что получен в момент позиционирования. Для поиска наиболее подходящего треугольника сравниваются эталонная интерполяционная сетка с замером радиоэфира, пришедшим от мобильного устройства. Возможны три ситуации:

- набор точек из эталонных данных точно совпадает с набором точек из измерения для позиционирования;
- в эталонных данных нет некоторых точек доступа из данных, полученных от мобильного устройства;

В эталонных данных есть данные от точек доступа, которых нет в данных, полученных от мобильного устройства. В этом случае мы считаем, что сигнал от этих точек доступа равен минимальному значению, т.е. – 100 (или $LevelCorr=0$).

Для выбора треугольника на плане здания рассчитываем погрешность измерения для каждой точки интерполяционной сетки рассматриваемого треугольника. Большая погрешность характерна для случаев, когда

мобильное устройство находится вне интерполяционной сетки. Далее мы не рассматриваем те точки интерполяционной сетки, где погрешность больше некоторого критерия. Критерий представляет собой тройную минимальную по всем выбранным треугольникам погрешность.

Для каждого треугольника мы рассматриваем только оставшиеся точки интерполяционной сетки, которых должно быть не менее 3. Количество треугольников может также уменьшиться, если в некоторых треугольниках большинство точек окажутся с большой погрешностью (так что останется менее трех точек). Далее для каждого треугольника рассматриваем равное количество точек интерполяционной сетки с минимальной погрешностью. Лучший треугольник выбирается по минимальной сумме погрешностей оставшихся точек.

Для определения местоположения необходимо в выбранном треугольнике построить граф между оставшимися точками интерполяционной сетки. Первой вершиной графа является точка с минимальной погрешностью. Каждая следующая точка интерполяционной сетки добавляется в граф по мере возрастания погрешности, и привязывается к ранее добавленной вершине с минимальным пространственным расстоянием между ними. Для расчета местоположения мобильного устройства выбирается вершина графа с наибольшими связями. Местоположение рассчитывается по следующим формулам, используя выбранную вершину и вершины, непосредственно связанные с ней.

$$Longitude = [\sum longitude(i)/Pog(i)] / \sum 1/Pog(i)$$

$$Latitude = [\sum latitude(i)/Pog(i)] / \sum 1/Pog(i)$$

где $Pog(i)$ – минимальная погрешность по i -ой точке доступа.

Недостатком данного алгоритма являются: необходимость большого количества времени для конфигурации базы данных; постоянная переконфигурация, связанная с изменениями в среде (например, добавление/удаление точек доступа/препятствий); высокая вычислительная сложность — $O(N \cdot M)$, где M — количество эталонных данных.

Явным преимуществом данного алгоритма является высокая точность. При высокой плотности покрытия помещения измерениями, погрешность может быть не более 1 м и зависеть только от погрешности в уровне принимаемого сигнала.

IV. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТОВ

Сервис навигации внутри здания “Nav-in”, разработанный авторами, позволяет искать помещения или зоны внутри здания. Поиск осуществляется по произвольным атрибутам помещения или зоны. В качестве атрибутов выступают: названия и номера помещений/зон, тип помещений/зон, сотрудники и структурные подразделения, которые размещены в помещениях, любые другие атрибуты, которые могут быть связаны с помещениями/зонами (например, наличие скидок в магазинах, размещенных в помещениях или признак «незанятости» помещения в текущий момент и т.п.). Сервис обеспечивает построение маршрута между двумя помещениями с учетом этажности, кратчайшего расстояния, односторонности движения. Сервис поддерживает голосовой поиск по любому атрибуту. Обеспечивается интеграция с информационными системами организации, где могут быть представлены как помещения, так и любая информация по их атрибутам.

Сервис разработан для двух платформ: Android и iOS. Для Android реализован режим позиционирования, режим конфигурирования среды и слежения за движущимся мобильным устройством. Для iOS в силу отсутствия легальной возможности измерять сигнал с точек доступа беспроводной сети эти режимы не реализованы.

Сервис использует растровые или векторные карты, которые привязаны к локальным или глобальным координатам. Карты представляют собой двумерные планы зданий. Для поиска помещений и зон на плане необходима векторизация, обеспечивающая выделение помещений и зон, по которым возможен поиск. Для этого могут использоваться как данные о векторизованных помещениях из других систем, так и специальный режим векторизации, разработанный для сервиса «Nav-in».

Помещения и зоны описываются своими атрибутами и каждый тип помещения и зоны может иметь свой набор атрибутов.

Сервис навигации имеет режим конфигурирование, в котором выполняется сканирование и определение эталонных данных. Сканирование выполняется человеком, равномерно движущимся по зданию и фиксирующим результаты в точках с привязкой к месту на плане. При равномерном движении координаты мобильного устройства отслеживаются непрерывно. Сканирование выполняется один раз при установке системы и должно быть выполнено на отдельном участке повторно, если произошли изменения в инфраструктуре: удалены, заменены или добавлены точки доступа беспроводной сети. Между двумя соседними зафиксированными замерами должна быть прямая линия, по которой равномерно движется мобильное устройство.

Как показала практика, наибольшая точность определения местоположения обеспечивается при сканировании любого помещения, в том числе и коридора, по периметру. Для больших помещений (более 40 кв. м) имеет смысл просканировать помещение по диагоналям. Такое внутреннее сканирование помещений необходимо, только если нас интересует точность определения местоположения внутри помещения.

Сервис внедрен во Владивостокском государственном университете экономики и сервиса (ВГУЭС) со сложной инфраструктурой зданий, объединённых в единый кампус [5]. Общее число зданий, объединённых переходами, 12, общая площадь порядка 100 тыс. кв. м. Число точек сети беспроводного доступа около 370.

Сервис также внедрен в аэропорту г. Владивостока, площадь здания также порядка 25 тыс. кв. м., но число точек намного меньше - 20.

Точность предложенного алгоритма зависит от плотности точек доступа. Во ВГУЭС точность составляет порядка 1-3 метров. В аэропорту точность ниже – 5-7 метров.

Основой данных для сервиса, внедренного во ВГУЭС, является план кампуса университета, который готовится в ArcGIS, а атрибутивная информация берется из разработанной во ВГУЭС системы ГИС-управление активами.

Если исходные данные меняются (происходит объединение помещений, деление одного помещения на несколько или иные изменения), данные в сервисе соответственно меняются одним из двух способов:

- импортируются данные из ГИС, в том числе растровое изображение;

- вручную редактируются измененные оцифрованные объекты, а также заменяется растровое изображение.

Импорт данных из ГИС-системы включает импорт не только метрической, но и атрибутивной информации: названия помещения, описания и типа помещения, структурного подразделения университета, связанного с помещением.

В сервисе также используются данные телефонного справочника: через него осуществляется привязка сотрудника к аудитории, привязка внутренних и внешних телефонных номеров к аудитории либо к сотруднику (в случае, если телефон предназначен для персонального пользования).

В сервисе используются данные из справочника сотрудников: имя и контактные данные сотрудников, место работы (подразделение) и должность, персональная фотография. Эта информация используется не только в системе поиска, но и для отображения личной карточки сотрудника при просмотре детальной информации о помещении.

В сервисе также используются данные из системы Расписание: дисциплины, время проведения занятий, учебные группы. Связь этих объектов с преподавателями и аудиториями позволяет выводить расписание как в атрибутивной информации для сотрудника, так и для аудитории.

Интеграция с информационными системами КИС позволяет работать с сервисом не только как с навигационным приложением, но как с удобным справочником: пользователи могут отыскать нужного сотрудника либо через систему поиска, либо через связанную с ним аудиторию прямо на карте; просмотреть его персональную страницу с фотографией и контактными данными; если это преподаватель - ознакомиться с перечнем предметов, который преподает сотрудник, и расписанием проводимых им занятий.

V. ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ

Разработанный сервис доказал свою работоспособность как с точки зрения точности позиционирования, так и с точки зрения функциональности и адаптируемости. Вместо использования подхода сопоставления с образцом может быть использован подход, моделирующий распространение радиосигнала в здании и ослабления его мощности, предлагаемый в некоторых работах. Однако при практическом его применении выявлено, что такой подход дает высокую погрешность из-за наличия неконтролируемых помех (перемещающихся объектов внутри здания) и отсутствия точных данных о технических характеристиках железобетонных конструкций здания.

VI. ВЫВОДЫ И ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В статье описан алгоритм и принципы работы мобильного сервиса, позволяющего определять местоположение мобильного устройства (смартфона или планшета) в многоэтажном здании. Позиционирование устройства происходит с использованием развернутой в здании WiFi-сети. Требованиями к устройству являются наличие WiFi-антенны и системного доступа к считыванию характеристик окружающих WiFi-точек.

В настоящее время позиционирование в режиме реального времени – это динамично развивающаяся, самостоятельная отрасль. На рынке существует достаточное количество проектов навигации внутри зданий, использующих те или иные методы позиционирования, также предлагаются промышленные решения. В основном, они требуют использования специализированного оборудования либо программного обеспечения. Задачей проведенной работы было создание системы локального позиционирования, использующей в качестве пользовательского оборудования неспециализированные мобильные устройства: смартфоны, планшеты.

Отсутствие стандартного, нетребовательного к оборудованию, имеющего широкое распространение метода для решения подобной задачи делает актуальной задачу разработки соответствующих систем.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] IndoorLBS, Indoor GPS Location, Maps, Navigation - IndoorLBS Market Report [<http://www.indoorlbs.com/>]
- [2] S. Chan, G. Sohn, "Indoor localization using WI-FI based fingerprinting and trilateration techniques for lbs applications", International Archives of the Photogrammetry, Remote Sensing and Spatial Information Sciences, vol. XXXVIII-4/C26 [7th International Conference on 3D Geoinformation, May 16-17, 2012, Quebec, Canada]
- [3] K. Pahlavan, X. Li, and J. Makela, Indoor geolocation science and technology. IEEE Commun. Mag., vol. 40, no. 2, pp. 112–118, Feb. 2002
- [4] Google Maps Floor Plan Marker // <http://maps.google.com/help/maps/floorplans>
- [5] WiFiSLAM, Indoor GPS // <https://angel.co/wifislam>
- [6] Nav-in for Android. https://play.google.com/store/apps/details?id=ru.vvsu.vvsu_gis



Дмитрий В. Гмарь, руководитель Центра информационно-технического обеспечения Института информационных технологий Владивостокского государственного университета экономики и сервиса. Занимается разработкой информационных систем и сервисов, адаптируемых систем



Ксения И. Дюльдина, ведущий программист Центра информационно-технического обеспечения Института информационных технологий Владивостокского государственного университета экономики и сервиса, аспирантка, занимается математическими методами анализа данных



Владимир В. Крюков, Советник ректора Владивостокского государственного университета экономики и сервиса. Занимается информатизацией университета, построение информационной инфраструктуры



Сергей И. Снопко, программист Центра информационно-технического обеспечения Института информационных технологий Владивостокского государственного университета экономики и сервиса. Разработчик мобильных и веб-сервисов, магистрант университета



Карина И. Шагельдян, директор Института информационных технологий Владивостокского государственного университета экономики и сервиса. Занимается разработкой интегрированных адаптируемых систем, является архитектором Электронного кампуса университета, занимается обработкой данных, в том числе BigData.

Сравнительный Анализ Патентной Активности Развитых Стран в Терагерцовом Диапазоне

Александр Г. Червко

Сибирский Государственный Университет Телекоммуникаций и Информатики, Новосибирск, Россия

Аннотация – Проведен анализ патентной активности развитых стран в сфере разработки терагерцовых локаторов. Показано, что с 2000 года наблюдается линейный рост числа зарегистрированных патентов в этой области, причем большинство патентов регистрируется странами НАТО. В России этот тренд не наблюдается.

Ключевые слова – радар, антенна, детектор, приемник, терагерцового, ТГц, фазированная антенная решетка, патентная активность.

I. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время разрабатываются новые технологии противодействия пеленгации целей [1]. Реакцией на прогресс в указанной области может служить освоение новых частотных диапазонов локации. Одним из таких, еще недостаточно освоенных диапазонов, является терагерцовый (ТГц) диапазон частот.

II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Доклады Терагерцовая область частот (сверхдальний инфракрасный диапазон длин волн – СИД: 0.3 – 10 ТГц; 0,03 – 1 мм) лежит по частотам выше частотной границы вакуумной СВЧ-электроники (клистроны, магнетроны, ЛБВ, ЛОВ), но ниже, чем фотоника (инфракрасные и оптические лазеры). Последние двадцать лет, благодаря развитию методов генерации терагерцового излучения на базе мощных пикосекундных лазеров, твердотельных квантовых каскадных терагерцовых лазеров, источников, основанных на электронных пучках (лампы обратной волны, гиротроны, источники когерентного терагерцового синхротронного излучения, мощные перенастраиваемые терагерцовые лазеры на свободных электронах), интерес к исследованиям в терагерцовой области резко вырос [2].

Национальные программы использования терагерцового излучения созданы в США, Японии и Европе. Области исследований с помощью терагерцового излучения являются биология и медицина, физика и материаловедение, аналитическая химия, экология и многие другие. В области технических приложений на первый план выходит создание терагерцовых локационных систем (ТЛС) [2, 3], в частности создание пассивных ТЛС. Прогресс в создании ТЛС связан с созданием перестраиваемых по длинам волн компактных лазеров на свободных электронах и компактных источников когерентного синхротронного излучения, спектральная плотность мощности которых в $10^3 - 10^6$ раз превышает

мощность источников другого типа [2, 4]. Одним из важнейших элементов терагерцового локатора, являются детекторы терагерцового диапазона. Научный задел для создания эффективного терагерцового детектора к настоящему времени в России создан.

Терагерцовый диапазон может играть важную роль в системах противоракетной обороны, позволяя определять микродвижения ракеты.

Микродвижения вызывают дополнительные частотные изменения эхо сигнала, что может быть использовано для создания новых технологий по обнаружению радиолокационных целей. Как это видно из рисунка 1 [5], использование локации в терагерцовом диапазоне дает более надежную информацию для определения истинных и ложных целей схожих по движению, чем локация в диапазоне больших длин волн.

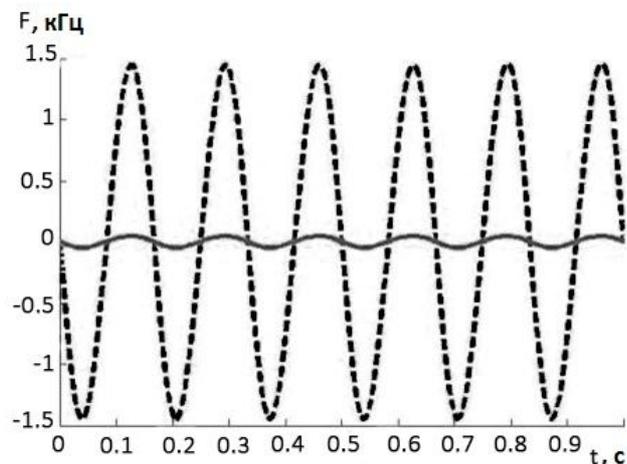


Рис. 1. Сравнение сигналов, вызванных прецессией боеголовки баллистической ракеты для двух диапазонов длин волн. Локатор ТГц диапазона – штриховая линия, локатор ТГц диапазона – сплошная линия, симуляция.

Учитывая вышеизложенное, понятно почему армия США финансирует работы, например [6 – 8], направленные на развитие терагерцовой радиолокации.

Известно [9] что во всех спектральных диапазонах разработаны системы поиска, обнаружения и селекции объектов. Однако терагерцовое или дальнее инфракрасное излучение для целей радиолокации практически не используется, в то время как области больших и меньших длин волн освоены.

Представляется очевидным, что любое расширение спектрального диапазона увеличивает возможности локации.

Таким образом, анализ патентной активности в области локации сверхдальнего инфракрасного (терагерцового) диапазона является актуальным.

III. ТЕОРИЯ

При проведении анализа патентной активности (ПА) целесообразно сосредоточить внимание в области радаров ТГц диапазона, а также его главных составных частей, антенн, источников излучения, детекторов и приемников, систем обработки и визуализации сигнала. Провести статистический анализ и выявить тенденцию (роста, спада) патентной активности в целом и конкретно по странам, обратив особое внимание на страны, входящие в блок НАТО, Китай и Японию.

Индексы МПК, отобранные для анализа иллюстрируются рисунком 2. Основным индексом: G01S – Радиопеленгация; радионавигация; измерение расстояния или скорости с использованием радиоволн; определение местоположения или обнаружение объектов с использованием отражения или переизлучения радиоволн; аналогичные системы с использованием других видов волн. Дополнительные индексы МПК характеризуют патентный поиск по составным частям локатора – антеннам, источникам, приемникам, системам обработки информации ТГц диапазона.

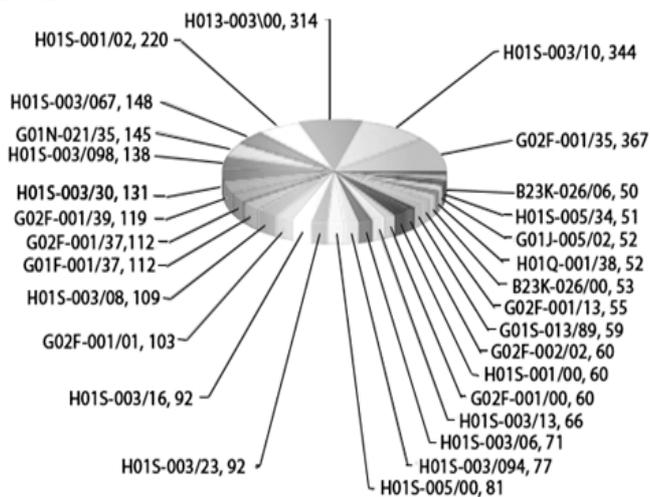


Рис. 2. Количество документов в соответствии с индексами МПК

Поиск также проводился по основным ключевым словам: ТГц диапазон, терагерцевый диапазон – THz (terahertz) range, terahertz frequency; субмиллиметровые радиоволны – sub millimeter waves; радиолокационные станции – radar, radiolocator, radiodetector; фемтосекундная длительность – femtosecond pulses; и дополнительным ключевым словам: антенны, антенные системы, в том числе приемные антенны, передающие антенны – antennas, antenna systems, reception antennas, transferring antennas; приемники, приемники излучения, фотоприемники – Receivers, radiation receivers, photo detectors; детекторы излучения, в том числе на основе сверхпроводимости, болометры, фотонные приемники – radiation detectors, superconductivity; bolometers; photonreceivers; интерферометры – interferometers; генераторы, задающие генераторы – generators, setting generators; – источники излучения, мощные, миниатюрные (компактные) источники – radiation sources, powerful sources, mini OR compact sources; микро-доплеровский эффект (MDE) в радиолокации, разрешение MDE, распознавание объектов с помощью MDE – micro-

Doppler effect, permission of MDE, recognition of objects by means of MDE.

Поиск информации проводился по следующим открытым базам данных:

- «Изобретения стран мира» 2005 – 2011 гг.
- FIPS – база данных российских патентов, в том числе:
- БД российские изобретения с 1994 по настоящее время (RUPAT, RUPATABRU, RUPATABEN);
- БД полезных моделей (RUPM, RUPMAB);
- патентная коммерческая БД QuestelPat (мировой охват);
- БД ВИНТИ, сер. «Автоматика и радиоэлектроника» (с 1995г. – по 2014 г.)
- БД ВИНТИ, сер. «Электротехника» (с 2006 г. по2014г)
- БД CC Engineering, Computing and Technology (с 1993 г. по 2014 г.)
- Зарубежные ресурсы следующих издательств:
- База данных научной информации «Institute of Scientific Information»
- Elsevier Science;
- Springer Verlag – Kluwer Academic Publishers.

IV. РЕЗУЛЬТАТЫ

Как видно из рисунка 2 наибольшее количество опубликованных патентов (47%) относится к индексу (группам, подгруппам) H01S – устройствам со стимулированным излучением, в основном к лазерам. Следующий по количеству опубликованных патентов (26 %) представлен индекс (группы, подгруппы) G02F – устройствам для управления интенсивностью, цветом, фазой, поляризацией или направлением света.

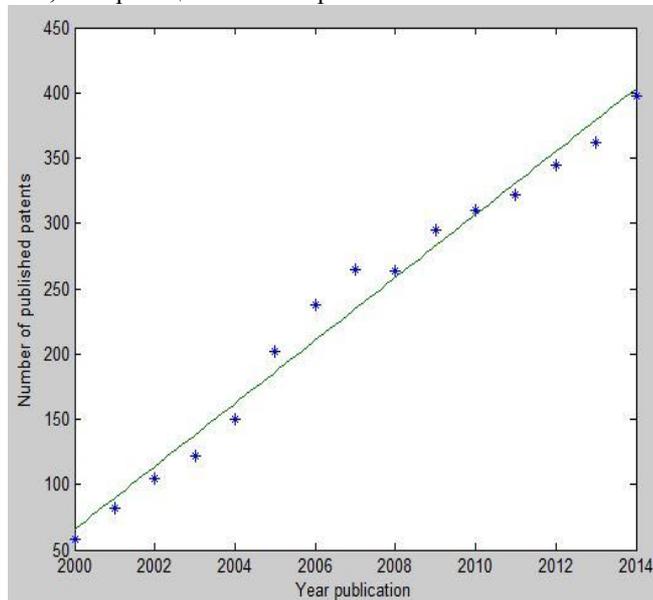


Рис. 3. Временной рост патентов по ТГц радиолокации в мире

Дальнейший статистический анализ опубликованных патентов по годам публикации (Рис. 3) иллюстрирует стабильный рост количества регистрируемых технических решений в области терагерцового диапазона с 2000 по 2014 год. График показывает линейный рост числа зарегистрированных патентов, что указывает на мировую тенденцию динамичного развитие этого направления техники.

Статистический анализ результатов поиска по странам приоритета показал, что наибольшее число патентов в

исследуемой области выдано в странах НАТО, а также в США, Китае, Японии (Рис. 4). Достаточно большое количество (470) подано в качестве международных заявок. Из рисунка видно, что число Российских патентов в этой области на порядок меньше, чем патентов США.

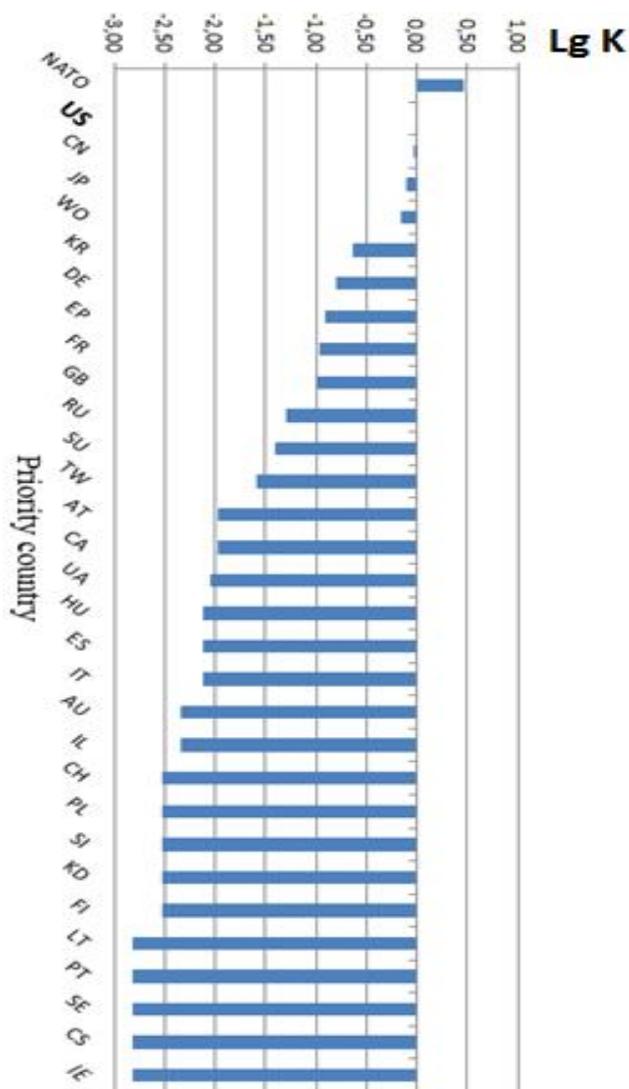


Рис. 4. Статистический анализ результатов поиска по странам приоритета. Результат нормирован к числу N_{US} патентов, зарегистрированных в США ($K=N_i/N_{US}$, где N_i – число патентов i -ой страны)

V. ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ И ВЫВОДЫ

В результате патентного анализа выявлены следующие тенденции развития ТГц радиолокации.

1. Тенденции согласно задачам, решаемых в зарегистрированных патентах:
 - 1.1. Для антенн и антенных решеток: повышение угловой разрешающей способности и чувствительности к изменению характеристик объекта, КПД и надежности; уменьшению массогабаритных характеристик и зависимости от атмосферных явлений.
 - 1.2. Для детекторов: повышение чувствительности и пространственного разрешения, уменьшение времени отклика, разработка многоспектрального режима, стабилизация диапазона.
 - 1.3. Для источников излучения: увеличение мощности, улучшение массогабаритных параметров и шумовых характеристик, уменьшение коэффициента нелинейных искажений и времени перестройки, расширение спектра, снижение стоимости.

Показано, что число патентов по терагерцовой локации, регистрируемых в мире линейно, растет с 2000 года, при этом большинство патентов выдано странам НАТО. Отмечено, что в России этот тренд не наблюдается.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] J. Pendry, D. Schurig, D. Smith, "Controlling Electromagnetic Fields", *Science*, Vol. 312, no. 5781, pp. 1780-1782, 2006.
- [2] P. Siegel, "Terahertz technology", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, no 3, pp. 910-928, 2002.
- [3] Е. Ильин, А. Климов, Н. Пашин, А. Полубехин, А. Черевко, В. Шумский "Пассивные локационные системы. Перспективы и решения" *Вестник СибГУТИ*, № 2, с. 7-20, 2015.
- [4] Г. Кулипанов, «Генерация и использование терагерцового излучения: история и перспективы», *Вестник НГУ, Серия: Физика*, Т. 5, Вып. 4, С. 24-27, 2010.
- [5] M. Li, Y. Jiang, "Signature analysis of ballistic missile warhead with micro-rotation in terahertz band", *Proc. of SPIE*, vol. 8909, pp. 890902-8, 2013.
- [6] A. Danylov, T. Goyette, J. Waldman, et al, "Terahertz inverse synthetic aperture radar (ISAR) imaging with a quantum cascade laser transmitter", *Opt. Express*, vol. 18, pp. 16264-16272, 2010.
- [7] T. Goyette, A. Gatesman, T. Horgan, et al., "THz Compact Radar Range Systems", Presentation given at IEEE MTT-S International Microwave Symposium, June 8-10, Philadelphia, Pennsylvania, 2003.
- [8] T. Goyette, J. Dickinson, J. Waldman, W. Nixon, "1.56-THz compact radar range for W-band imagery of scale-model tactical targets", *Proc. SPIE*, vol. 4053, pp. 615-622, 2000.
- [9] W. Melvin, J. Scheer, "Principles of Modern Radar", vol. II: *Advanced Techniques*. – Edison, N.J.: SciTech Publishing, p. 842, 2013.

Сведения об авторах.

Александр Г. Черевко – кандидат физико-математических наук, профессор – заведующий кафедрой физики, заведующий лабораторией «Физические основы телекоммуникаций» СибГУТИ (630125, Новосибирск, ул. Кирова, 86) тел. 8 913 9806071, e-mail: cherevko@mail.ru

Моделирование ФАР терагерцового диапазона

Александр Г. Червко, Юрий В. Моргачев

Сибирский Государственный Университет Телекоммуникаций и Информатики, Новосибирск, Россия

Аннотация – Проведен анализ пакетов моделирования ФАР терагерцового диапазона частот. Выбранные пакеты использованы для моделирования ТГц двух щелевой антенны с вытянутой полусферической линзой для работы на частоте 497 ГГц и ФАР 4x4 на ее основе.

Ключевые слова – терагерцовый (ТГц), моделирование антенн, антенны, фазированная антенная решетка.

I. ВВЕДЕНИЕ

ТГЦ ИЗЛУЧЕНИЕ лежит в полосе частот 300 ГГц – 3 ТГц (от 1000 до 100 мкм). Данный диапазон является наименее освоенным из всех диапазонов, используемых в радиолокации, навигации и связи. В тоже время скорость передачи информации воздушными линиями связи в ТГц диапазоне может превысить значение 100 Гбит/с [1]; поэтому интерес к разработке ТГц систем связи растет. Эти системы могут использоваться как в космосе, так и в наземных условиях для решения специальных задач [2], разрабатываются ТГц радиолокационные системы. ТГц излучение играет важную роль в космических исследованиях. Существует даже особое понятие – субмиллиметровая астрономия. С целью выявления процесса формирования звезд и галактики исследуется ТГц излучение молекулярных облаков и темных туманностей. Для этого создаются системы телескопов, использующие ТГц антенные решетки, позволяющие подавить шумы, атмосферное излучение и уменьшить затухание. Примером такой системы является Атакамская обсерватория (ALMA), работающая в ТГц диапазоне, которая находится в Чили. Она состоит из 54 двенадцатиметровых телескопов и 12 семиметровых телескопов [3].

ТГц излучение является неионизирующим, что делает его безопасным для человеческого организма. Оно используется в службах таможенного контроля, в медицине [4], искусствоведении [5].

Освоение ТГц диапазона требует разработки высокоэффективных антенн, антенных решеток ФАР, АФАР. Отдельные результаты в этой области приведены в таблице II. Патентный анализ разработок в ТГц диапазоне представлен в [6].

II. ТЕОРИЯ

На рисунке 1 представлены результаты сравнения промоделированной микрополосковой антенны в С-диапазоне на однородной подложке с экспериментальным

результатом [7]. Из рисунка видно, что данные моделирования различными пакетами расходятся между собой и данными эксперимента.

Для эффективного моделирования необходимы пакеты с высокой точностью получения характеристик антенных устройств и высокой параметризацией. С целью получения более достоверных результатов целесообразно использовать несколько пакетов с различными методами настройки граничных условий и решений дифференциальных уравнений. Расхождение результата моделирования с экспериментом должно быть минимальным. Естественно, его нельзя избежать, хотя-бы из-за несовершенства реализации антенны.

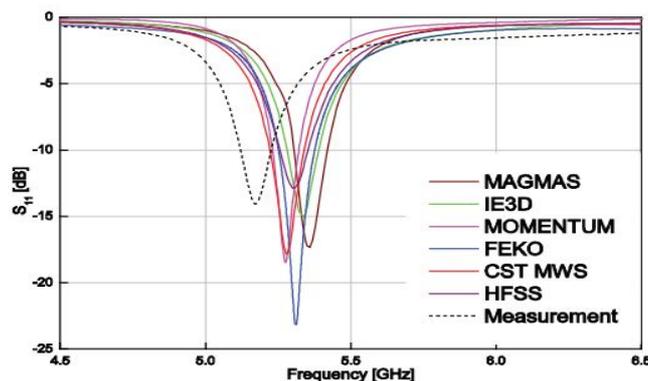


Рис. 1. Результат моделирования микрополосковой антенны на однородной подложке с помощью нескольких пакетов и сравнения с результатом эксперимента.

Как ясно из рисунка нашим требованиям удовлетворяют пакеты CST MICROWAVE STUDIO (CST MWS) [8] и HFSS [9]. Они специализируются на электромагнитном моделировании высокочастотных компонентов, таких как антенны, фильтры и многослойные структуры. Пакеты отличаются методом решения дифференциальных уравнений и граничными условиями. В пакете HFSS используется метод конечных элементов (FEM). При использовании CST MWS высокая эффективность и точность достигается с помощью шести вычислительных модулей: вычислитель во временной области, вычислитель в частотной области, вычислитель с использованием интегральных уравнений, вычислитель с использованием собственных мод и асимптотический вычислитель. CST MWS использует метод конечных интегралов (FIM) и анализ во временной области.

Для апробации пакета CST MWS промоделированы антенны сантиметрового и дециметрового диапазонов.

С его помощью нами промоделированы антенные решетки и ФАР, созданные на базе микрополосковых антенн для частот С и Х диапазонов (Рис. 2 и Рис. 3).

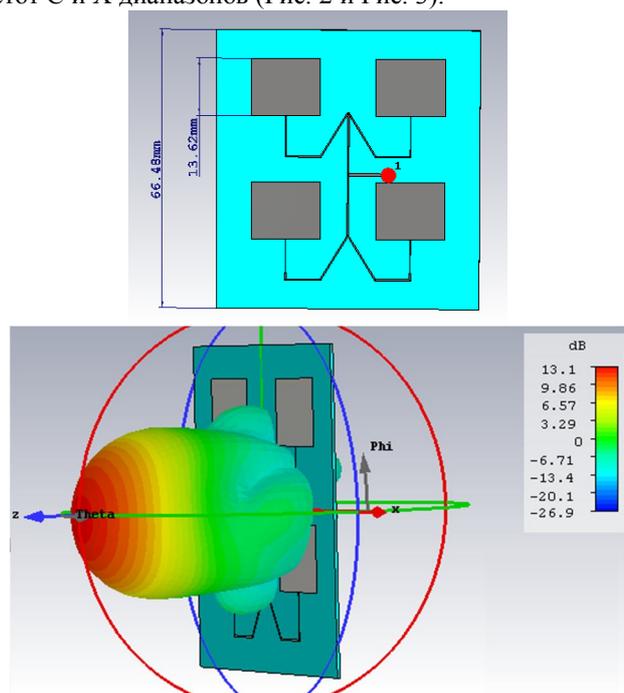


Рис. 2. Микрополосковая антенная решетка 4x4 для 6.7 ГГц, дизайн решетки – сверху, её ДН – снизу; пакет CST MWS.

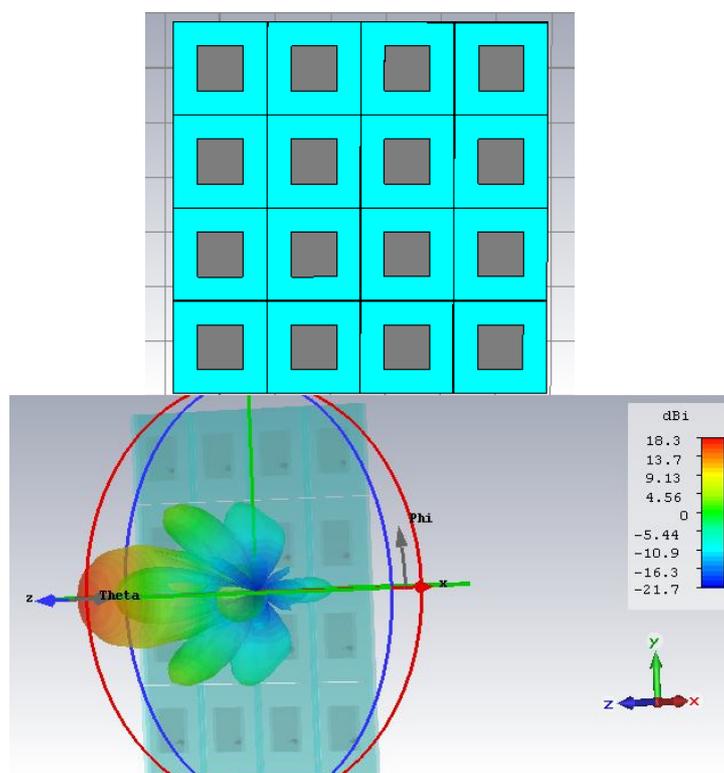


Рис. 3. Микрополосковая фазированная антенная решетка 4x4 для 10 ГГц, дизайн решетки – сверху и ДН – снизу; пакет CST MWS.

Как видно из рисунков, данные, полученные моделированием, можно признать удовлетворительными. Результат нашего моделирования микрополосковой антенны дециметрового диапазона (S – диапазон) (2,4 ГГц), двумя wybranными пакетами CST MWS [8] и HFSS [9] показал, что значения S параметров, полученные разными пакетами практически совпадают, максимальное расхождение основных лепестков диаграмм направленности составляет

несколько процентов (Рис. 3). За истинную диаграмму направленности мы выбрали ее усредненное значение. Таким образом, наше решение о моделировании антенн несколькими пакетами можно считать обоснованным.

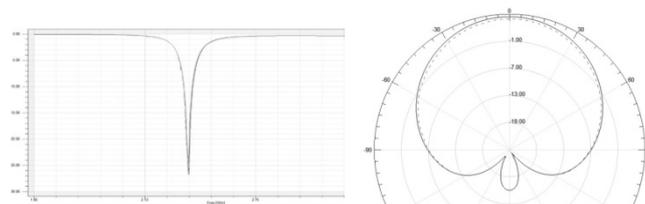


Рис.4. S-параметры (слева) и ДН (справа) микрополосковой антенны 2.4 ГГц, рассчитанные с помощью HFSS (—) и с помощью CST MWS (---).

III. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТОВ

Предварительное моделирование ТГц антенн необходимо вследствие высокой стоимости их изготовления и трудности экспериментального моделирования. При моделировании антенн так же возможна оптимизация их конструкции в соответствии с параметрами приемников, т.е., по существу разработка дизайна антенны.

В настоящее время известны ряд неохлаждаемых приемников ТГц диапазона, в частности, приемники излучения на основе р-n-переходов [10], переходов металл-полупроводник [11] но их чувствительность достаточно низка: для полевого транзистора 70 КВт/В [10], а для диода Шоттки она составляет 2 КВт/В [11]. Чувствительность можно повысить, используя наиболее оптимальные антенны, например, с большим усилением.

В работе [12] описан приемник излучения на основе матрицы микроболометров на базе диоксида ванадия. Для интеграции антенны использовалась конструкция, в которой нагрузкой антенны является узкая металлическая полоска. Данная полоска имеет хороший тепловой контакт с микроболометрами, что позволяет регистрировать ТГц излучение. Чувствительность этого приемника излучения без антенн составляет 15 КВт/В. Квазиспиральная неоптимальная антенная решетка с размерами антенн 150x150 и 250x250 мкм, которые установлены над неохлаждаемым болометром, позволила увеличить чувствительность в 4-6 раз.

У авторов нет указаний о том, что при создании антенной решетки этого приемника излучения использовалось предварительное компьютерное моделирование. Его применение позволит подобрать оптимальный тип антенной решетки, что повысит чувствительность приемника излучения. Отметим, что применение линзовых антенн повышает эффективность приемников излучения на болометрах [13], диодах Шоттки [14], детекторов МКИД [15] (Табл. I и [16])

Нами исследована возможность моделирования линзовых антенн в ТГц диапазоне на примере двух щелевой антенны с вытянутой полусферической линзой для работы на частоте 497 ГГц. Двух щелевые антенны имеют высокую выходную мощность и могут иметь большое сопротивление [17]. Было показано, что диаграмма направленности, полученная нашим моделированием с помощью пакета CST MWS, удовлетворительно согласуется с экспериментальной диаграммой направленности такой антенны и не противоречит данным, полученным в работе [18] (Рис.5, 6).

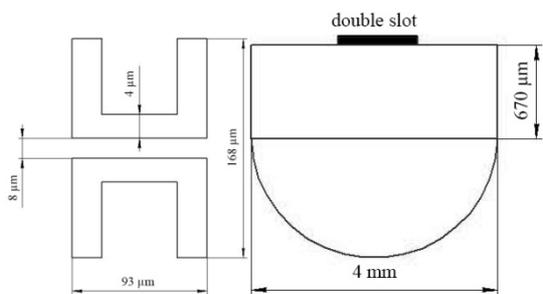


Рис. 5. Дизайн проектируемой ТГц антенны.

Были получены диаграммы направленности в плоскостях E и H, близкие к экспериментальным.

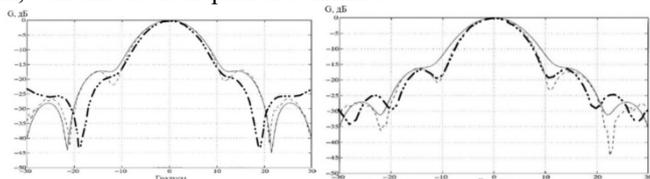


Рис. 6. Диаграммы направленности в плоскости E (слева) и H (справа) рассчитанные в работе [18] (—), экспериментальные (---) и наши результаты (- · - · -).

В области основного лепестка диаграммы направленности совпадение наших и экспериментальных данных наиболее хорошее. Полученные результаты подтверждают эффективность машинного моделирования ТГц антенн с использованием программы CST MWS.

Двух щелевую антенну с вытянутой полусферической линзой можно использовать для построения антенных решеток. Результат моделирования решетки 3x3 показал рост коэффициента в 1,6 раза, решетки 4x4 – в 2,7 раза, (рис. 7).

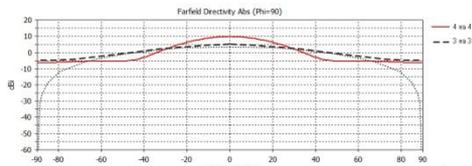


Рис. 7. Диаграмма направленности для единичной антенны (.....), массива 3x3 (---) и массива 4x4 (—).

При моделировании не учитывался дизайн приемника излучения. Решетка считалась расположенной в пустом пространстве.

IV. ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ И ВЫВОДЫ

Проведенный анализ позволил выбрать пакеты пригодные для моделирования одиночных антенн и ФАР. Показано, что пакет CST MICROWAVE STUDIO (CST MWS) может быть использован для моделирования в S, C, X и ТГц диапазоне. Отмечена необходимость использования нескольких пакетов моделирования ФАР для получения ее адекватных электродинамических моделей. Причины расхождения результатов между различными пакетами требуют дополнительного исследования. В тоже время результаты, полученные для основного лепестка ДН, достаточно хорошо совпадают с экспериментальными данными.

Показано, что применение линзовых антенн повышает коэффициент усиления, что позволит повысить чувствительность проектируемого ТГц приемника.

Эффективность применения антенных решеток ТГц диапазона демонстрирует таблица II. Перспективными сферами применения ТГц устройств могут стать радиолокационные системы [19-20] и комформные антенные устройства [21].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

[1] X. Pang, A. Caballero, A. Dogadaev, V. Arlunno, R. Borkowski, J. Pedersen, L. Deng, F. Karinou, F. Roubeau, D. Zibar, X. Yu and I. Monroy, "100 Gbit/s hybrid optical fiber-wireless link in the W-band (75–110 GHz)", *Opt. Express*, vol. 19, no. 25, p. 24944, 2011.

[2] R. Piesiewicz, M. Jacob, M. Koch, J. Schoebel and T. Kurner, "Performance Analysis of Future Multigigabit Wireless Communication Systems at THz Frequencies With Highly Directive Antennas in Realistic Indoor Environments", *IEEE J. Select. Topics Quantum Electron.*, vol. 14, no. 2, pp. 421-430, 2008.

[3] A. Peredo, "Antennas", *Almaobservatory.org*, 2016. [Online]. Available: <http://www.almaobservatory.org/en/about-alma/how-does-alma-work/technology/antennas>. [Accessed: 13-May-2016].

[4] S. Wang and X. Zhang, "Pulsed terahertz tomography", *Journal of Physics D: Applied Physics*, vol. 37, no. 4, pp. R1-R36, 2004.

[5] M. Shur, *Fundamental & Applied Problems of Terahertz Devices and Technologies*. Singapore: World Scientific Publishing Company, 2015.

[6] А. Черевко, Е. Ильин, Ю. Моргачев, А. Полубехин "Анализ патентной активности в области перспективных локационных технологий терагерцового диапазона", *Вестник СибГУТИ*, №. 2, с. 164-173, 2015.

[7] A. Vasylenko, Y. Schols, W. De Raedt and G. Vandenbosch, "A Benchmarking of Six Software Packages for Full-Wave Analysis of Microstrip Antennas", in *Antennas and Propagation, 2007. EuCAP 2007. The Second European Conference on*, Edinburgh, pp. 1 – 6, 2007.

[8] "CST - Computer Simulation Technology", *Cst.com*, 2016. [Online]. Available: <https://www.cst.com/>. [Accessed: 13-May-2016].

[9] "ANSYS - Simulation Driven Product Development", *Ansys.com*, 2016. [Online]. Available: <http://www.ansys.com/>. [Accessed: 13-May-2016].

[10] A. Liasukas, U. Pfeiffer, E. Ojefors, P. Bolivar, D. Glaab and H. Roskos, "Rational design of high-responsivity detectors of terahertz radiation based on distributed self-mixing in silicon field-effect transistors", *J. Appl. Phys.*, vol. 105, no. 11, p. 114511, 2009.

[11] F. Goluk, "A W-Band SiGe 4x4 Polarimetric Transmit-Receive Phased Array and CMOS THz Multiplier Arrays", Ph.D., UC San, 2013

[12] M. Demyanenko, D. Esaev, V. Ovsyuk, B. Fomin, A. Aseev, B. Knyazev, G. Kulipanov and N. Vinokurov, "Matrix microbolometer receiver for infrared and terahertz region", *Optical Journal*, vol. 76, no. 12, pp. 5-11, 2009.

[13] A. Semenov, H. Richter, H. Hubers, B. Gunther, A. Smirnov, K. Il'in, M. Siegel and J. Karamarkovic, "Terahertz Performance of Integrated Lens Antennas With a Hot-Electron Bolometer", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 55, no. 2, pp. 239-247, 2007.

[14] L. Liu, J. Hesler, H. Xu, A. Lichtenberger and R. Weikle, "A Broadband Quasi-Optical Terahertz Detector Utilizing a Zero Bias Schottky Diode", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 20, no. 9, pp. 504-506, 2010.

[15] A. Neto, N. Llombart, J. Baselmans, A. Baryshev and S. Yates, "Demonstration of The Leaky Lens Antenna at Submillimeter Wavelengths", *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, vol. 4, no. 1, pp. 26-32, 2014.

[16] S. Duffy, S. Verghese, A. McIntosh, A. Jackson, A. Gossard and S. Matsuura, "Accurate modeling of dual dipole and slot elements used with photomixers for coherent terahertz output power", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 49, no. 6, pp. 1032-1038, 2001.

[17] А. Черевко, Е. Ильин, Ю. Моргачев, А. Полубехин, "ТГц Антенные Модули", *INTERMATIC – 2015*, Москва, с. 143-148, 2015.

[18] M. van der Vorst, P. de Maagt, A. Neto, A. Reynolds, R. Heeres, W. Luinge and M. Herben, "Effect of internal reflections on the radiation properties and input impedance of integrated lens antennas-comparison between theory and measurements", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 49, no. 6, pp. 1118-1125, 2001.

[19] Е. Ильин, В. Савостьянов, О. Самарин, А. Черевко "Состояние и перспективы создания многодиапазонных малогабаритных радиолокационных систем" *Вестник СибГУТИ*, №. 2, с. 156-163, 2015.

[20] Е. Ильин, А. Климов, Н. Пащин, А. Полубехин, А. Черевко, В. Шумский "Пассивные локационные системы. Перспективы и решения" *Вестник СибГУТИ*, №. 2, с. 7-20, 2015.

[21] Е. Ильин, А. Полубехин, А. Черевко "Конформные антенные системы - перспективное направление развития бортовых РЛК для беспилотных летательных аппаратов" *Вестник СибГУТИ*, №. 2, с. 149-155, 2015

- [22] P. Mukherjee and B. Gupta, "Terahertz (THz) Frequency Sources and Antennas - A Brief Review", *International Journal of Infrared and Millimeter Waves*, vol. 29, no. 12, pp. 1091-1102, 2008.
- [23] E. Brown, A. Lee, B. Navi and J. Bjarnason, "Characterization of a planar self-complementary square-spiral antenna in the THz region", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 48, no. 3, pp. 524-529, 2006.
- [24] A. Luukanen, L. Grönberg, P. Heliö, J. Penttilä, H. Seppä, H. Sipola, C. Dietlein and E. Grossman, "An array of antenna-coupled superconducting microbolometers for passive indoors real-time THz imaging", *Terahertz for Military and Security Applications IV*, 2006.
- [25] E. Peytavit, P. Agnese, J. Ouvrier Buffet, A. Beguin and F. Simoens, "Room Temperature Terahertz Microbolometers", *2005 Joint 30th International Conference on Infrared and Millimeter Waves and 13th International Conference on Terahertz Electronics*, pp.257-258, 2005.
- [26] D. Santavica, M. Reese, A. True, C. Schmuttenmaer and D. Prober, "Antenna-Coupled Niobium Bolometers for Terahertz Spectroscopy", *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. 17, no. 2, pp. 412-415, 2007.
- [27] E. Sauter, G. Schultz and R. Wohlleben, "Antenna patterns of an open structure mixer at a submillimeter wavelength and of its scaled model", *International Journal of Infrared and Millimeter Waves*, vol. 5, no. 4, pp. 451-463, 1984.
- [28] J. Zmuidzinas, A. Betz and R. Boreiko, "A corner-reflector mixer mount for far infrared wavelengths", *Infrared Physics*, vol. 29, no. 1, pp. 119-131, 1989.
- [29] H. Roser, E. Durwen, R. Wattenbach and G. Schultz, "Investigation of a heterodyne receiver with open structure mixer at 324 GHz and 693 GHz", *International Journal of Infrared and Millimeter Waves*, vol. 5, no. 3, pp. 301-314, 1984.
- [30] W. Kelly, M. Gans and J. Eivers, "Modelling The Response Of Quasi-Optical Corner Cube Mixers", *Instrumentation for Submillimeter Spectroscopy*, 1986.
- [31] E. Peytavit, J. Lampin, T. Akalin and L. Desplanque, "Integrated terahertz TEM horn antenna", *Electron. Lett.*, vol. 43, no. 2, p. 73, 2007.
- [32] The Boeing Company, "Focal plane array for THz imager and associated methods", US6943742, 2004.
- [33] K. Sertel and G. Mumcu, "Miniature Phase-Corrected Antennas For High Resolution Focal Plane THz Imaging Arrays", US 20140191351, 2014.
- [34] New Jersey Institute Of Technology, "Terahertz imaging system and method", US 6815683, 2004.
- [35] K. Sengupta and A. Hajimiri, "A 0.28 THz Power-Generation and Beam-Steering Array in CMOS Based on Distributed Active Radiators", *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 47, no. 12, pp. 3013-3031, 2012.
- [36] Y. Tousi and E. Afshari, "14.6 A scalable THz 2D phased array with +17dBm of EIRP at 338GHz in 65nm bulk CMOS", *2014 IEEE International Solid-State Circuits Conference Digest of Technical Papers (ISSCC)*, 2014.
- [37] M. Uzunkol, O. Gurbuz, F. Golcuk and G. Rebeiz, "A 0.32 THz SiGe 4x4 Imaging Array Using High-Efficiency On-Chip Antennas", *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 48, no. 9, pp. 2056-2066, 2013.
- [38] New Jersey Institute Of Technology, "Terahertz imaging system and method", US 6815683, 2004.
- [39] E. Ojefors, U. Pfeiffer, A. Laisauskas and H. Roskos, "A 0.65 THz Focal-Plane Array in a Quarter-Micron CMOS Process Technology", *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 44, no. 7, pp. 1968-1976, 2009.
- [40] Batop GmbH, "Photoconductive antenna array for receiving terahertz radiation in terahertz spectrometer for determining e.g. material thickness of objects, has dipoles whose signals are amplified such that signals form measure for course of radiation", DE 102011015384, 2014.
- [41] Xi'an University of Technology, "Photoconductive antenna array structure", CN 203277643, 2013.
- [42] Rwth Aachen University, "Thz Antenna Array, System and Method for Producing a THz Antenna Array", US 20110080329, 2011.
- [43] T. Morf, B. Klein, M. Despont, U. Drechsler, L. Kull, D. Corcos, D. Elad, N. Kaminski, U. Pfeiffer, R. Al Hadi, H. Keller, M. Braendli, C. Menolfi, M. Kossel, P. Francese, T. Toifl and D. Plettemeier, "Wide bandwidth room-temperature THz imaging array based on antenna-coupled MOSFET bolometer", *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 215, pp. 96-104, 2014.
- [44] Han, R., Zhang, Z., Kim, Y., Kim, D., Afshari, E. and Kenneth, O. 280GHz and 860GHz Image Sensors Using Schottky Barrier Diodes in 0.13µm Digital CMOS *International Solid-State Circuits*, pp. 254 – 256, 2012.
- [45] T. Nagatsuma and H. Song, *Handbook of Terahertz Technologies: Devices and Applications*. CRC Press, 2015.
- [46] H. Sherry, J. Grzyb, Y. Zhao, R. Hadi, A. Cathelin, A. Kaiser and U. Pfeiffer, "A 1kpixel CMOS camera chip for 25fps real-time terahertz imaging applications", *2012 IEEE International Solid-State Circuits Conference*, 2012.
- [47] F. Simoens and J. Meilhan, "Terahertz real-time imaging uncooled array based on antenna- and cavity-coupled bolometers", *Philosophical Transactions of the Royal Society A: Mathematical, Physical and Engineering Sciences*, vol. 372, no. 2012, pp. 20130111-20130111, 2014.
- [48] E. Carrasco and J. Perruisseau-Carrier, "Reflectarray Antenna at Terahertz Using Graphene", *Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 12, pp. 253-256, 2013.

Сведения об авторах.

Александр Г. Черевко – кандидат физико-математических наук, профессор – заведующий кафедрой физики, заведующий лабораторией «Физические основы телекоммуникаций» СибГУТИ (630125, Новосибирск, ул. Кирова, 86) тел. 8 913 9806071, e-mail: cherevko@mail.ru

Юрий В. Моргачев – техник лаборатории «Физические основы телекоммуникаций» СибГУТИ (630125, Новосибирск, ул. Кирова, 86) тел. 8 913 0674871, e-mail:morgachev.yury@gmail.com

Таблица I. Антенные модули ТГц диапазона.

В таблице I использованы следующие аббревиатуры: ДШ – диод Шоттки, К – комнатная температура, КНД – коэффициент направленного действия, МКИД – микроволновый кинетический индуктивный диод, NEP – эквивалентная мощность шума.

Вид антенны	Рабочие частоты ТГц	КНД, дБ	NEP $\frac{\text{пВт}}{\text{Гц}^{0,5}}$	Амплитуда боковых лепестков, дБ	Рабочая температура, К	Чувствительность, В/Вт	Тип приемника	Интегрирование линзы возможно: +	КПД антенны, %	К-т отражения, дБ	Литература
Спиральная	0,1-2,7				К			-			[22]
Плоская самокомплементарная квадратная спиральная	0,1 - 3	29	-57 дБм	-8 - -9	К		ДШ	+			[23]
Плоская логарифмическая спиральная	(1,6 – 5) (0,6 – 3)			-20	9		Охлаждаемый болометр	+			[13]
Петлевая широкодиапазонная антенна	0,1 – 1,2		26 * 10^{-3}		4		Охлаждаемый болометр	-	18		[24]
Логарифмическая периодическая плоская спиральная	1,5 – 5				9		Охлаждаемый болометр	+			[13]
Извилистая спиральная плоская	0,15 – 0,6	24-32	5-20	-13	К	300-1000	ДШ	+			[14]
Антенна-бабочка	0,128 – 2				К		Детектор - двойная квантовая яма	-			[22]
Антенна-бабочка	0,2 – 1		1		К		Термически изолированный болометр	-			[25]
Двойная дипольная	0,8 – 1,6		$2 * 10^{-2}$		4.2	$4,4 * 10^4$	Болометр на горячих электронах	-			[26]

Двухщелевая антенна	2,2 -2,5										[13]
Угловая кубическая	3				К			-			[24-30],
Интегрированная ТГц ТЕМ рупорная	0,1-1				К			-		-10	[31]
Кольцевая щелевая	0,375		100		К	$1.8 * 10^3$	ДШ	+	12		[11]
Кольцевая щелевая с кварцевыми сверхсостояниями(КСС) с металлическими вставками(МВ)	0,375		100		К	$1.9 * 10^3$	ДШ	+	35		[11]
Кольцевая щелевая с КСС и без МВ	0,375	4	100		К	$2 * 10^3$	ДШ	+	57		[11]
Линзовая антенна вытекающих волн	0,29-0,35			-10	< 1		Сверхпроводящий детектор МКID	+		-7	[15]
Линзовая антенна вытекающих волн	0,64-0,71			-12	< 1		Сверхпроводящий детектор МКID	+		-4	[15]
Линзовая антенна вытекающих волн	0,79-0,91			-14	< 1		Сверхпроводящий детектор МКID	+		-2	[15]

Таблица II. Антенные решетки ТГц диапазона.

В таблице II использованы следующие аббревиатуры: **АР** – антенная решетка, **ФАР** – фазированная АР, **АФАР** – активная фазированная АР; **ДШ** – диод Шоттки, **EIRP** – эквивалентная изотропно-излучаемая мощность, **FET** – полевой транзистор, **HVD** – гетероструктурный обращенный диод; в колонке «Примечание» - **Э** – расположение антенных модулей эквидистантное, **НЭ** – не эквидистантное; **У** – в состав АМ входит усилитель; **Умн** – в состав АМ входит умножитель.

Тип антенны	Детектор в составе АМ	Рабочая частота ТГц	Примечание	Управление лучом	Число элементов	Технология	NEP $\frac{\text{пВт}}{\text{Гц}^{0,5}}$	Боковые лепестки, уровень дБ	Антенна антенного модуля	Линзы	EIRP, дБм	Чувствительность, В/Вт	Литература
Планарная АР		0,64	Э	-					Дипольная антенна	+			[32]
Планарная миниатюрная ФАР	Детектор с HBD структурой	0,8 – 1,2	НЭ	-	225		1	-25	Двойная щелевая	+		16*10 ⁴	[33]
Планарная ФАР			Э	+	786432					-			[34]
ФАР	ДШ или FET	0.28	Э, Умн, У	+	16	45 нм SOI CMOS		-15	Кольцевая	-	9.4		[35]
Масштабируемая ФАР	ДШ или FET	0,338	Э, Умн, У	+	16	65 нм CMOS			Дипольная антенна	-	17		[36]
АФАР	ДШ или FET	0,42	Э, Умн(x4), У	+	8	45-нм SOI CMOS		-5	Щелевая кольцевая с кварцевыми сверхсостояниями и (КСС)	-	3		[11]
Низкошумящая АР для радиовидения	ДШ или FET	0.32	Э, Умн, У	-	16	0,18 мкм SiGe BiCMOS			Щелевая кольцевая с КСС	-		18000	[37]
АР для радиовидения	ДШ или FET	0,300	Э, Умн, У	-	16	45 нм SOI CMOS			Щелевая кольцевая с КСС	-		20000	[38]

AP	ДШ или FET	0,650	Э, Умн, У	-	15	0,25 мкм CMOS			Кольцевая	-		80000	[39]
AP	Фотопроводящая антенна	0.4	Э	-	200				Фотопроводящая	+			[40-42]
AP	Болометры	0,5-1,5	Э	-	117	180 нм SOI CMOS			Четырехэлементная	-			[43]
AP	ДШ	0,86	Э	-	16	0,13 мкм CMOS	29		Микрополосковая	-			[44]
Камера, с кольцевыми антеннами	ДШ	0,7 – 1,1	Э	-	16				Кольцевая антенна	-			[45]
Камера, с кольцевыми антеннами	ДШ	0,7 – 1,1	Э	+	1024	65-nm CMOS	$12 \cdot 10^3$		Кольцевая антенна	+			[46]
Камера, болометрическая	Болометры	2-4	Э	-	76800	60 мкм CMOS	100		Индукцированная антенна	-			[47]
Графеновая AP		1,3	Э	-	25 000				Графеновая антенна	-			[48]

Модифицированные Делители Мощности и Полосно-заграждающие Эллиптические Фильтры

Анатолий П. Горбачев¹, *Member IEEE*, Наталья В. Тарасенко²

¹Кафедра «Радиоприемные и радиопередающие устройства»,

²Кафедра «Общая физика»,

Новосибирский государственный технический университет, Новосибирск, Россия

Аннотация — Предлагается модифицированная версия внутри-вложенной структуры в сочетании с модифицированными стержневыми передающими линиями. За счет соответствующего подбора их параметров возможно реализовать версию устройства, имеющего приемлемый диапазон входного коэффициента стоячей волны напряжения (КСВН) и деления мощности. Прототип этого устройства был успешно реализован в коаксиальном исполнении. Предлагаемые устройства с модифицированной внутри-вложенной структурой являются хорошими кандидатами для применения в мобильных коммуникационных системах.

Ключевые слова — делитель мощности, полосно-заграждающий фильтр, внутри-вложенная структура, беспроводные коммуникации.

ВВЕДЕНИЕ

ХОРОШО известно, что внутри-вложенная структура является пригодной для реализации сильной связи между двумя микроволновыми передающими линиями [1 – 3]. Эта структура содержит металлическое тело в форме бруска, имеющего плавающий потенциал. На базе этой структуры были созданы полосковые направленные ответвители [4] и направленные фильтры [5].

Если металлическое тело с плавающим потенциалом выполнено в других формах, то возможно реализовать новые разновидности делителей и фильтров. Цель этого доклада показать как трансформация вышеупомянутого тела ведет к созданию делителей и фильтров. К настоящему времени в этой области выполнено мало исследований.

СИСТЕМНЫЙ АНАЛИЗ

Для начала обсуждения идеи рассмотрим внутри-вложенную структуру, описанную в [1], не как 4-плечее устройство, а как 6-плечее (рис. 1).

Пусть $[Z^B]$ есть матрица сопротивлений передающей линии 1 ↔ 6 (или 2 ↔ 5), если тело заземлено (рис. 2):

$$[Z^B] = \begin{bmatrix} Z_{11}^B & Z_{12}^B \\ Z_{12}^B & Z_{11}^B \end{bmatrix} \quad (1)$$

Пусть $[Z^N]$ есть матрица сопротивлений передающей линии 3 ↔ 4 (т.е., тела над землёй), если плечи 1, 2, 5 и 6 удалены (рис. 3):

$$[Z^N] = \begin{bmatrix} Z_{11}^N & Z_{12}^N \\ Z_{12}^N & Z_{11}^N \end{bmatrix} \quad (2)$$

Тогда сводная матрица сопротивлений $[Z]_6$ 6-плечевого устройства (рис. 1) запишется:

$$[Z]_6 = \begin{bmatrix} Z_{11}^B + Z_{11}^N & Z_{11}^N & Z_{11}^N & Z_{12}^N & Z_{12}^N & Z_{12}^B + Z_{12}^N \\ Z_{11}^N & Z_{11}^B + Z_{11}^N & Z_{11}^N & Z_{12}^N & Z_{12}^N & Z_{12}^B + Z_{12}^N \\ Z_{11}^N & Z_{11}^N & Z_{11}^N & Z_{12}^N & Z_{12}^N & Z_{12}^B + Z_{12}^N \\ Z_{12}^N & Z_{12}^N & Z_{12}^N & Z_{11}^N & Z_{11}^N & Z_{11}^B + Z_{11}^N \\ Z_{12}^N & Z_{12}^B + Z_{12}^N & Z_{12}^N & Z_{11}^N & Z_{11}^B + Z_{11}^N & Z_{11}^N \\ Z_{12}^B + Z_{12}^N & Z_{12}^N & Z_{12}^N & Z_{11}^N & Z_{11}^B + Z_{11}^N & Z_{11}^N \end{bmatrix} \quad (3)$$

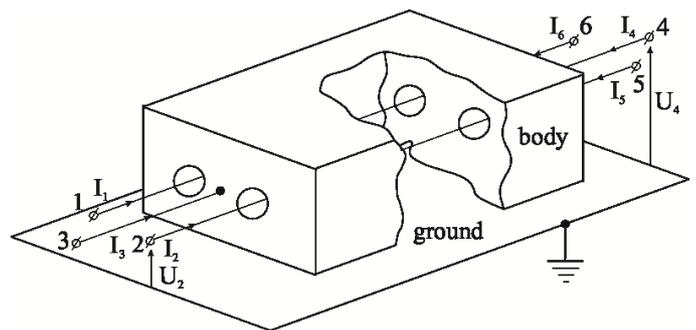


Рис. 1. 6-плечее устройство.

Соответствующие уравнения для элементов матриц (1) и (2) приведены в работах [2 – 3]. Очевидно, что если плечи 3 и 4 на рис. 1 разомкнуты, то устройство полностью эквивалентно направленному ответвителю, описанному в [1].

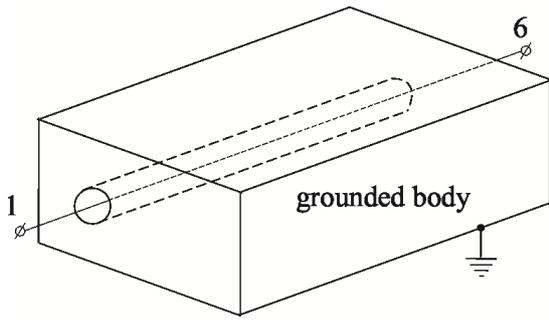


Рис. 2. Линия передачи внутри тела.

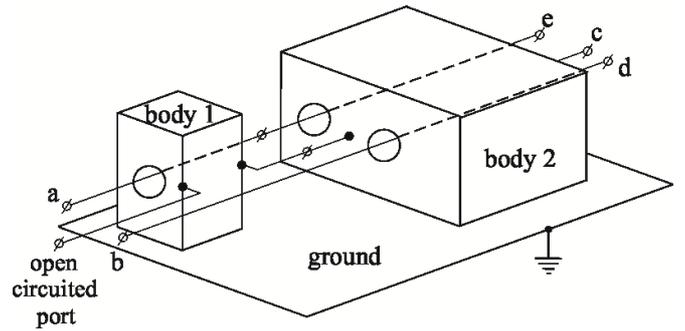


Рис. 5. Декомпозиционная схема.

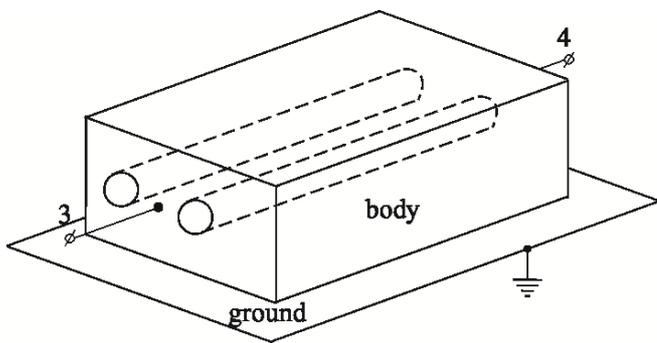


Рис. 3. Тело как передающая линия.

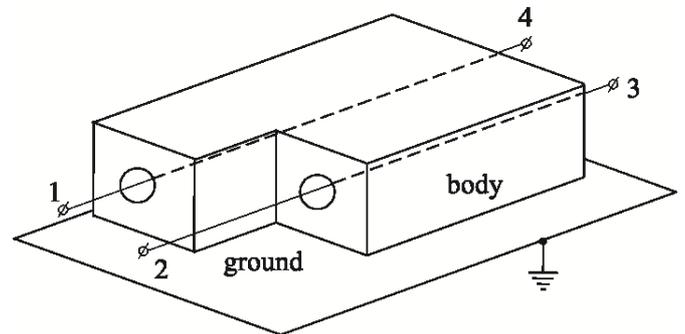


Рис. 6. Несимметричное устройство.

Теперь рассмотрим 5-плечее устройство, содержащее тело как на рис. 4 с обозначениями плеч буквами “a”, “b”, “c”, “d” и “e”. После декомпозиции этой структуры согласно рис. 5 мы имеем слева передающую линию с разомкнутым плечом и вышеупомянутое 6-плечее устройство. Если плечо “c” на рис. 4 (или на рис. 5) разомкнуто, то мы имеем так называемое «несимметричное внутри-вложенное» 4-плечее устройство (рис. 6) с нумерацией плеч 1, 2, 3 и 4.

По аналогии может быть реализовано «сдвинутое» (рис. 7) и «трапецидальное» (рис. 8) устройство. Их параметры рассеяния (т.е., матрица рассеяния [S]) определяются после пересчета матрицы сопротивлений [Z] и соответствующей декомпозиции.

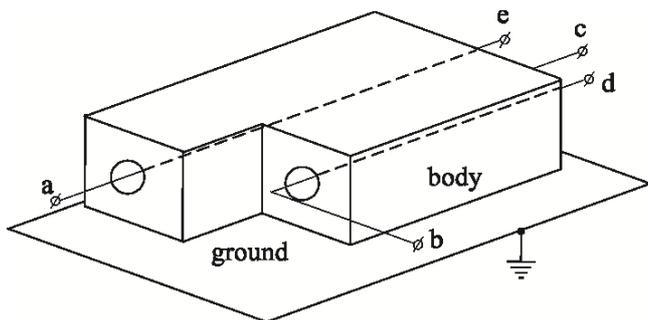


Рис. 4. 5-плечее устройство.

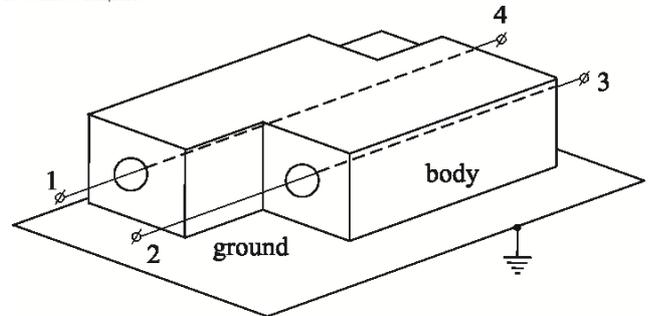


Рис. 7. Сдвинутое устройство.

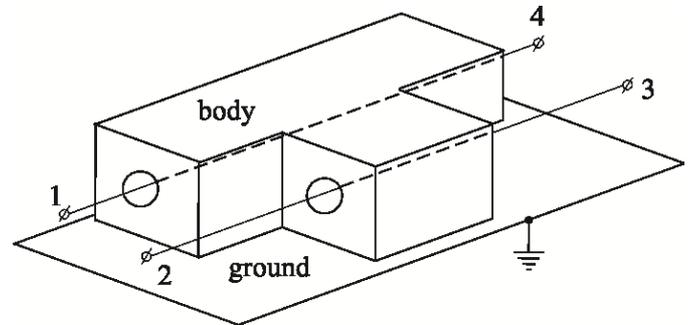


Рис. 8. Трапецидальное устройство.

НОВЫЙ ПОЛОСОВОЙ ФИЛЬТР И ДЕЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ

Если плечо 1 сдвинутой структуры (рис. 7) разомкнуто, а её 3-е плечо короткозамкнуто на землю, то мы получим эллиптический полосно-заграждающий фильтр. Его коаксиальная реализация представлена на рис. 9а (общий вид), рис. 9б (левая половина структуры, небольшое увеличение) и рис. 9с (левый торец фильтра, значительное увеличение). Внутренний диаметр заземленного проводника равен 10 мм, а наружный диаметр тела с плавающим потенциалом составляет 5 мм. Наружный диаметр разомкнутого проводника линии передачи равен 1 мм, а внутренний диаметр отверстия внутри тела вдоль него составляет 1.4 мм. Параметры рассеяния фильтра изображены на рис. 10.

Если плечи несимметричного устройства (рис. 6) нагружены резисторами 50 Ом, то мы получим двухдиапазонный делитель мощности. Его коаксиальная реализация аналогична фильтру. Параметры рассеяния делителя хорошо совпадают с теорией. Возвратные потери меньше (-15) дБ, в то время как выходные мощности характеризуются уровнем (- 3.6) дБ.

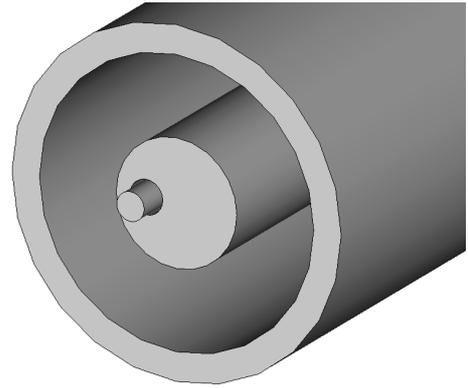


Рис. 9с. Левый торец фильтра (значительное увеличение).

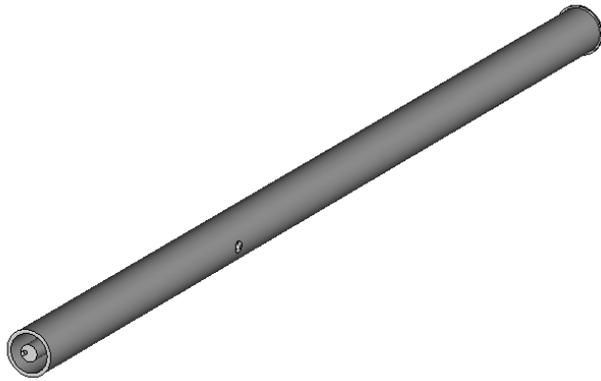


Рис. 9а. Общий вид фильтра.

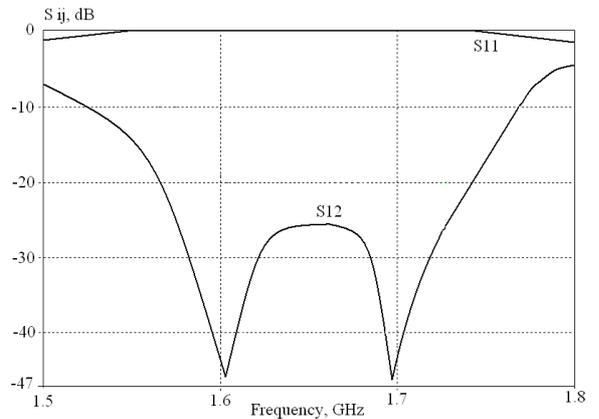


Рис. 10. Параметры рассеяния фильтра.

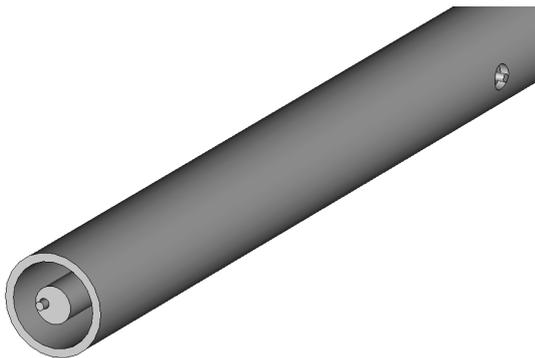


Рис. 9б. Левая половина фильтра (небольшое увеличение).

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработаны делитель мощности и полосно-заграждающий фильтр на диапазон 1.65 ГГц. Для расчета и оптимизации всей структуры используется программа WIPL-D [6]. Полученные результаты позволяют заключить, что предлагаемый делитель мощности и полосовой фильтр являются хорошими кандидатами для использования в радиолокационных системах. Эта работа была частично финансово поддержана грантом Минобрнауки Российской Федерации в рамках проекта № 629.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

S. B. Cohn. The reentrant cross section and wide-band 3-dB hybrid couplers. – IEEE Trans. Microw. Theory Tech., 1963, v. 11, no. 7, pp. 254–258.
 R. K. Mongia, I. J. Bahl, P. Bhartia, and J. Hong. RF and Microwave Coupled-line Circuits. – Norwood, MA, Artech House, 2007.
 A. P. Gorbachev and I. I. Potryasov. Designing microwave devices with shielded elements. – Journal of Communications Technology and Electronics, 2000, v. 45, no. 4, pp. 462–466.
 E. G. Cristal. Reentrant directional couplers having direct coupled center conductors. – IEEE Trans. Microw. Theory Tech., 1966, v. 14, no. 4, pp. 207–208.

- A. P. Gorbachev. The reentrant wide-band directional filter. – IEEE Trans. Microw. Theory Tech., 2002, v. 50, no. 8, pp. 2028–2031.
- B. M. Kolundzija, J. S. Ognjanovic, and T. K. Sarkar. WIPL-D: Microwave Circuit and 3D EM Simulation for RF & Microwave Applications, Software and User's Manual. – Norwood, MA, Artech House, 2005.



Анатолий Петрович Горбачев родился в Тюмени, Россия, 19 апреля 1951 года. Получил диплом инженера в Новосибирском государственном техническом университете, Новосибирск, Россия, в 1973 году, степени кандидата наук и доктора наук в Московском государственном авиационном институте в 1979 и 1999 году соответственно. В настоящее время – профессор в Новосибирском государственном техническом университете. Область научных интересов - фазированные антенные решетки и их элементная база.



Тарасенко Наталья Валентиновна родилась 10 марта 1988 года в Новосибирске, Россия. Она получила степень бакалавра и диплом специалиста в Новосибирском государственном техническом университете в 2010 и 2011 году соответственно. В 2015 году защитила кандидатскую диссертацию в Томском государственном университете систем управления и радиоэлектроники. В настоящее время – преподаватель в Новосибирском государственном техническом университете. Область научных интересов - фазированные антенные решетки и их элементная база.

Коэффициент Корреляции Эхосигналов при Сканировании Неоднородной Поверхности Земли

Маргарита В. Орешкина

Новосибирский государственный технический университет, АО «НПО НИИИП-НЗуК»

Аннотация. Получены выражения для коэффициента корреляции между отраженными сигналами, для случая, когда, при движении антенны, в область сканирования попадает переход с одного покрова на другой.

Ключевые слова – коэффициент корреляций, имитация эхосигнала, сканирование антенны.

I. ВВЕДЕНИЕ

ПРИ имитации эхо-сигнала, для более точного приближения к реальной обстановке, необходимо учитывать не только сигнал от объекта обнаружения, но и помеховый фон, часть которого приходится на излучение от подстилающей поверхности. Сигнал от участка поверхности представляет собой суперпозицию сигналов, отраженных от каждой точки покрова, поэтому, даже для статичных покровов, является случайной величиной. Для описания таких сигналов используют статистические параметры [1,2]. Функцию распределения мгновенных значений, которая для поверхности земли является нормальной, и коэффициенты корреляции.

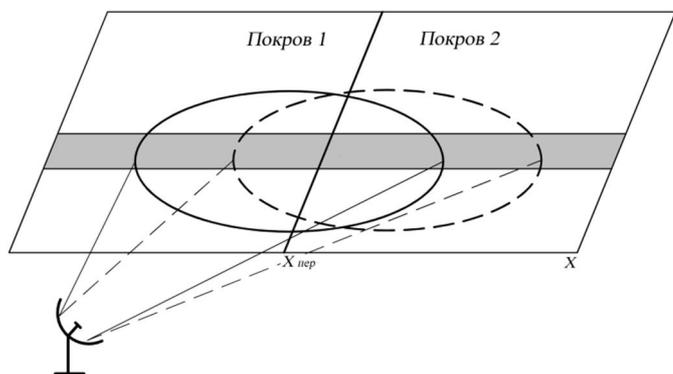


Рисунок 1. Схематическое изображение поверхности, сканируемой антенной.

При этом даже при сканировании однородной поверхности (имеющей покров с неизменными отражающими свойствами) имеет место декорреляция эхосигналов, обусловленная сменой состава отражателей, попадающих в луч антенны и формирующих отраженный сигнал [3]. Вместе с тем, вполне очевидно, что эта ситуация весьма далека от имеющей место на практике. Реальная поверхность сочетает покровы многих типов.

Цель настоящей работы – получить соотношения для коэффициента корреляции эхосигналов при сканировании

антенной поверхности земли в месте сопряжения двух различающихся покровов.

II. РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ

Будем считать поверхность земли плоскостью. Пусть разрешение РЛС по дальности велико. При этом элемент разрешения на поверхности земли по дальности можно представить в виде полосы (рисунок 1, выделен штриховкой). Поверхность в его пределах представим, как ряд отражающих точек.

Сигнал на выходе антенны в этом случае определяется выражением:

$$S1(t) \sim \sum_{i=0}^N F(x_i) \cdot A(x_i) \cdot e^{j \cdot \phi_i} \cdot S_{обл}(t), \quad (1)$$

где x_i – координата точки; N – количество точек; $F(x_i)$ – коэффициент усиления передающей и приемной антенн в направлении x_i ; $A(x_i)$ и ϕ_i – амплитуда и фаза сигнала, отраженного от точки, $S_{обл}(t)$ – комплексная огибающая сигнала, зондирующего сигнала.

Пусть при движении антенны РЛС, диаграмма направленности антенны перемещается по координате x . С учетом этого можно записать сигнал на выходе антенны, при смещении ДН на угол Δ :

$$S2(t, \Delta) \sim \sum_{i=0}^N F(x_i - \Delta) \cdot A(x_i) \cdot e^{j \cdot \phi_i} \cdot S_{обл}(t)$$

Пусть $S_{обл}(t)=1$. Найдем корреляционный момент:

$$R(S1, S2) \sim M \left[\sum_{i=1}^N \sum_{i=1}^N \begin{bmatrix} F(x_i) \cdot F(x_i - \Delta) \cdot \\ \cdot A(x_i) \cdot A(x_i) \cdot \\ \cdot e^{j \cdot \phi_i} \cdot e^{-j \cdot \phi_i} \end{bmatrix} \right], \quad (2)$$

где $M[\]$ – символ математического ожидания.

Математическое ожидание является линейным оператором [4], поэтому выражение (2) можно переписать в виде:

$$R(F_1, F_2) \sim \sum_{i=1}^N \sum_{i=1}^N \left[\begin{bmatrix} F(x_i) \cdot F(x_i - \Delta) \cdot \\ \cdot A(x_i) \cdot A(x_i) \cdot \\ \cdot M \left[e^{j \cdot \phi_i} \cdot e^{-j \cdot \phi_i} \right] \end{bmatrix} \right] \sim \sum_{i=1}^N \sum_{i=1}^N [F(x_i) \cdot F(x_i - \Delta) \cdot A(x_i) \cdot A(x_i)] \quad (3)$$

Запишем формулу (3) в виде:

$$R(F_1, F_2) \sim \sum_{x=1}^m F(x_i) \cdot F(x_i - \Delta) \cdot A(x_i)^2$$

Если количество точек устремить к бесконечности:

$$R(F_1, F_2) \sim \int F(x_i) \cdot F(x_i - \Delta) \cdot A(x_i)^2 dx$$

Представим функцию $A(x)^2$ в виде:

$$A(x_i)^2 = \begin{cases} P_1, & x_i \leq x_{пер}; \\ P_2, & x_i > x_{пер}, \end{cases}$$

где P_1 и P_2 мощности сигнала, отраженные от первого и второго покрова, $x_{пер}$ – см. рисунок 1.

Представим интеграл в виде суммы интегралов, на которых $A(x)^2$ будет константой и введем переменную $P = P_2/P_1$:

$$R(\Delta, x_{пер}, P) \sim \int_{-\infty}^{x_{пер}} F(x)F(x - \Delta) dx + P \int_{x_{пер}}^{\infty} F(x)F(x - \Delta) dx.$$

Коэффициент корреляции равен:

$$r(\Delta, x_{пер}, P) = \frac{R(\Delta, x_{пер}, P)}{\sigma(0, x_{пер}, P) \cdot \sigma(\Delta, x_{пер}, P)},$$

где

$$\sigma(\Delta, x_{пер}, P) = \sqrt{\int_{-\infty}^{x_{пер}} F(x - \Delta)^2 dx + P \cdot \int_{x_{пер}}^{\infty} F(x - \Delta)^2 dx}$$

Оценим влияние стыка покровов на величину коэффициента корреляции. Для этого проведем численный эксперимент. В качестве $F(x)$ рассмотрен главный лепесток функции $\text{sinc}(x)$.

Графики зависимости коэффициента корреляции от угла между двумя положениями антенны (Δ), при сканировании покровов приведены на рисунках 2 и 3.

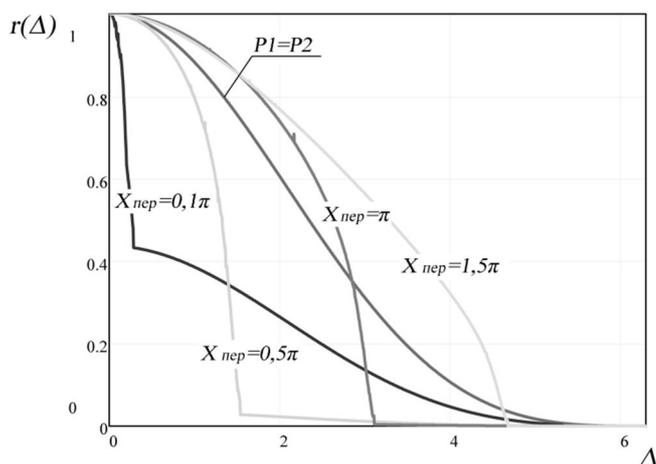


Рисунок 2. Графики зависимости коэффициента корреляции от Δ , при $P_1=100 \cdot P_2$.

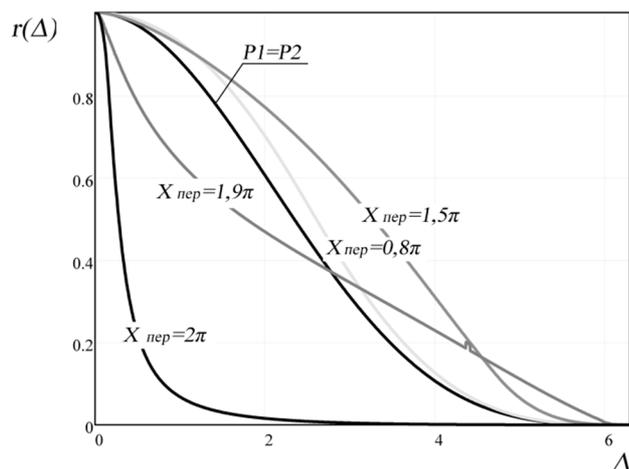


Рисунок 3. График зависимости коэффициента корреляции от Δ , при $P_1=0,01 \cdot P_2$.

Как видно из графиков коэффициент корреляции, в большинстве случаев, значительно отличается от случая, когда РЛС сканирует однородный покров. При этом отличия могут быть, как в большую, так и в меньшую сторону.

III. ВЫВОДЫ

Получены выражения для вычисления коэффициента корреляции между двумя отраженными сигналами, когда в область сканирования антенны входит стык двух покровов. Из полученных выражений видно, что коэффициент корреляции зависит от диаграммы направленности антенны, отношения отраженных от покровов мощностей и размера участков покровов, попадающих в сканируемую область.

Полученные соотношения могут быть использованы при моделировании эхосигнала с учетом изменяющихся отражающих свойств покровов поверхности.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [7] Г.Н. Тверской, Г. К. Терентьев, И. П. Харченко Имитаторы эхосигналов судовых радиолокационных станций. Изд-во «Судостроение», 1973, 224 стр.
- [8] В. В. Быков Цифровое моделирование в статистической радиотехнике. М., изд-во «Советское радио», 1970, 327 стр.
- [9] П.А. Бакулев, В.М. Степин Методы и устройства селекции движущихся целей М., изд-во «Радио и связь», 1986, 288 стр.
- [10] Е.С. Вентцель Теория вероятностей. М., изд-во «Наука», 1969, 576 стр.



Орешкина Маргарита Валерьевна. Магистрант Новосибирского государственного технического университета по направлению системы и устройства передачи, приема и обработки сигналов «Радиотехника», Новосибирск. Инженер-электроник 3й категории АО «НПО НИИИП-НЗиК»

СОДЕРЖАНИЕ
THE CONTENTS

Секция: «Радиолокация, радиоэлектронные комплексы и системы»

Section: «Radar, radio-electronic complexes and systems»

ВОРОБЬЕВ Е.А. Оценка влияния неидентичных частотных характеристик приемных каналов на уровень подавления активных помех, Новосибирск, Россия	13
VOROBUEV E.A. Assessing the impact of non-identical frequency characteristics of receiving channels to the level of jamming, Novosibirsk, Russia	
ВОРОБЬЕВ Е.А., АЛАЕВ А.С., БЕККЕР П.А., ПОДОВАЛЬНЫЙ И.И. Построение унифицированной многоканальной системы формирования и обработки радиолокационных сигналов на электронной компонентной базе отечественного производства, Новосибирск, Россия	16
VOROBUEV E.A., ALAEV A.S., BEKKER P.A., PODOVALNIY I.I. Construction of unified multi-channel system for forming and processing of radar signals on electronic component base of Russian production, Novosibirsk, Russia	
ЕЛАГИНА К.А. Эффективность обработки пачек импульсов в смежных лучах ДНА в условиях «Ангел-эхо», Новосибирск, Россия	19
ELAGINA K.A. Processing efficiency bursts in adjacent beams bottom in terms of "Angel Echo", Novosibirsk, Russia	
ЕСИН А.А. Алгоритм диагностики и контроля элементов фазированной антенной решетки на основе коммутационного метода, Новосибирск, Россия	24
ESIN A.A. Algorithm for diagnosing and controlling elements phased array antenna based on switching method, Novosibirsk, Russia	
БЕЛЯВСКАЯ Н.В., КИСЕЛЕВ А.В., СТЕПАНОВ М.А., ТЫРЫКИН С.В. Точность оценки амплитудной неидентичности каналов матричного имитатора, Новосибирск, Россия	28
BELYAVSKAYA N.V., KISELEV A.V., STEPANOV M.A., TYRYKIN S.V. The estimation accuracy of the amplitude nonidentity of the matrix simulator channels, Novosibirsk, Russia	
КОМЯКОВ П.О. Определение границ возможного положения кажущегося центра излучения двухточечной модели, Новосибирск, Россия	32
КОМУАКОВ Р.О. Defining the borders of available position of two-point model apparent radiation center, Novosibirsk, Russia	
ЛОЗОВСКИЙ И.Ф. Принципы построения цифровой обработки сигналов в разрабатываемых РЛС обзора, Новосибирск, Россия	35
LOZOVSKIY I.F. Principles of digital signals processing scheme in developing surveillance radar, Novosibirsk, Russia	
НИКУЛИНА Ю.С., СТЕПАНОВ М.А. Влияние поляризации падающей волны на амплитудное распределение в раскрыве диэлектрического коллиматора, Новосибирск, Россия	41
NIKULINA Yu.S. STEPANOV M.A. Effect of polarization of the incident wave on the amplitude distribution in the aperture Dielectric Collimator, Novosibirsk, Russia	
NIKULINA Yu.S. STEPANOV M.A. Permissible deviation ranges of a collimating lens irradiator, Novosibirsk, Russia	44
БЕЛЯВСКАЯ Н.В., СТЕПАНОВ М.А. Форма фазового фронта электромагнитной волны, формируемой синфазным двухточечным матричным имитатором, Новосибирск, Россия	46
BELYAVSKAYA N.V. STEPANOV M.A. The shape of the phase front of electromagnetic waves generated by the two-point common-mode matrix simulator, Novosibirsk, Russia	
СТЫРОВ А.Е., КАВЕШНИКОВ В.М. Рекуперация в системе электропривода без накопителя энергии, Новосибирск, Россия	50
STYROV A.E., KAVESHNIKOV V.M. Recovery in the system without the electric energy storage device, Novosibirsk, Russia	
СТЕПАНОВ М.А., СУКХАНОВ И.И. The Spherical and aspheric surfaces lens collimators: the aperture and aberration features, Novosibirsk, Russia	53

БЕЛЯВСКАЯ Н.В., КИСЕЛЕВ А.В., СТЕПАНОВ М.А., ТЫРЫКИН С.В. Стенд разработчика алгоритмического и программного обеспечения матричных имитаторов радиоэлектронной обстановки, Новосибирск, Россия BELYAVSKAYA N.V., KISELEV A.V., STEPANOV M.A., TYRYKIN S.V. The stand for developer of algorithmic and software of radio electronic environment matrix simulator, Novosibirsk, Russia	56
АРТЮШЕНКО В.В. Моделирование корреляционных характеристик шумов координат, Новосибирск, Россия ARTYUSHENKO V.V. Modeling of correlation characteristics of angle noises, Novosibirsk, Russia	60
БЕЛОРУЦКИЙ Р.Ю., САВИНЫХ И.С. Аналитический способ расчета КИХ-фильтра методом частотной выборки при двух отсчетах АЧХ в полосе перехода, Новосибирск, Россия BELORUTSKY R.YU., SAVINYKH I.S. The analytical approach for designing FIR filter by the frequency sampling method in presence of two frequency response samples in the transition band, Novosibirsk, Russia	64
ВОГОМОЛОВ Р.Г. РУБАНОВИЧ М.Г., РАЗИНКИН В.Р. Methods of expanding the bandwidth of multicascade microwave attenuators, Novosibirsk, Russia	68
БУХТИЯРОВ Д.А. Электродинамическая модель печатного диполя с обобщением нестандартного возбуждения плеч, их произвольной ориентации и фазировки, Новосибирск, Россия BUNTIYAROV D.A. Electrodynamic model of the printed dipole excitesing custom shoulders, their random orientation and phasing, Novosibirsk, Russia	71
КЛОКОВ А.В., ЮРЧЕНКО В.И., ШИПИЛОВ С.Э., ЯКУБОВ В.П. Радиотехнические системы радиовидения с использованием фокусирующих линз Люнеберга, Томск, Россия KLOKOV A.V., YURCHENKO V.I., SHIPILOV S.E., YAKUBOV V.P. The radio engineering systems for vision by using Luneburg lens, Tomsk, Russia	75
ЛЕЩИНСКИЙ В.Ю., ЛОЗОВСКИЙ И.Ф. Метод построения двухканального обнаружителя с постоянным уровнем ложных тревог для помех с нерэлеевским распределением огибающей, Новосибирск, Россия LESHINSKIY V.YU., LOZOVSKIY I.F. The method of two-channel CFAR detector scheme for nonrayleigh clutter envelope distribution, Novosibirsk, Russia	79
НИКУЛИН А.В. Dependence of the mistake in noise of coordinates parameters from the error in installation of capacities of signals of radiators, Novosibirsk, Russia	82
НОВИКОВ А.В. ХЛУСОВ В.А. Способ формирования диаграммы направленности линейной антенной решетки на прием с низким уровнем боковых лепестков, Томск, Россия NOVIKOV A.V., KHLUSOV V.A. A receive linear array beamforming using spatially variant apodization, Tomsk, Russia	85
ГЛАДКИХ М.О. САВИНЫХ И.С. Полосовые интерполированные Фильтры, Новосибирск, Россия GLADKIKH M.O., SAVINYKH I.S. Interpolated bandpass filters, Novosibirsk, Russia	89
САВИНЫХ И.С., ФИРЗИНА А.Е. Полиномиальные взвешивающие функции, Новосибирск, Россия SAVINYKH I.S., FIRZINA A.E. Polynomial weighing functions, Novosibirsk, Russia	93
ГМАРЬ Д.В., ДЮЛЬДИНА К.О., КРЮКОВ В.В., СНОПКО С.И., ШАХГЕЛЬДЯН К.И. Мобильный сервис навигации внутри здания на основе сигнала сети Wi-Fi, Владивосток, Россия GMAR D.V., KRYUKOV V.V., SHAKHGELDYAN K.J., SNOPKO S.I., DUL'DINA K.I. Wi-Fi network access based indoor mobile location service, Vladivastok, Russia	99
ЧЕРЕВКО А.Г. Сравнительный анализ патентной активности развитых стран в терагерцовом диапазоне, Новосибирск, Россия CHEREVKO A.G. Patent activity of developed countries in the terahertz range comparative analysis, Novosibirsk, Russia	103

ЧЕРЕВКО А.Г., МОРГАЧЕВ Ю.В. Моделирование ФАР терагерцового диапазона, Новосибирск, Россия	106
CHEREVKO A.G., MORGACHEV YU.V. Simulation of phased array in THz region, Novosibirsk, Russia	
ГОРБАЧЕВ А.П., ТАРАСЕНКО Н.В. Модифицированные делители мощности и полосно- заграждающие эллиптические фильтры, Новосибирск, Россия	114
GORBACHEV A.P., TARASENKO N.V. The novel reentrant power splitters and band-stop elliptic filters, Novosibirsk, Russia	
ОРЕШКИНА М.В. Коэффициент корреляции эхосигналов при сканировании неоднородной поверхности земли, Новосибирск, Россия	118
ORESCHKINA M.V. The correlation coefficient between two echo signals in case when an antenna scans non uniform ground surfaces, Novosibirsk, Russia	

2016 13TH INTERNATIONAL SCIENTIFIC-TECHNICAL
CONFERENCE ON ACTUAL PROBLEMS
OF ELECTRONIC INSTRUMENT ENGINEERING
PROCEEDINGS
APEIE-2016
In 12 Volumes

МАТЕРИАЛЫ XIII МЕЖДУНАРОДНОЙ
НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОЙ КОНФЕРЕНЦИИ
«АКТУАЛЬНЫЕ ПРОБЛЕМЫ ЭЛЕКТРОННОГО
ПРИБОРОСТРОЕНИЯ»
АПЭП-2016
В 12 томах

Председатель Международного программного комитета:
Батаев А.А, д.т.н., проф., ректор НГТУ.

Председатели Национального комитета:
Вострецов А.Г. – д.т.н., проф., проректор по научной работе, НГТУ,
Лисицына Л.И. – д.т.н., проф., НГТУ,
Хрусталева В.А. – д.т.н., проф., декан факультета РЭФ, НГТУ.

Том 12
Радиолокация, радиоэлектронные комплексы и системы

Подписано в печать 15.09.2016. Формат 84 x 60 x 1/8
Бумага офсетная. Тираж экз. 52. Печ. л. 15.5. Заказ № 1211

Отпечатано в типографии
Новосибирского государственного технического университета
630073, г. Новосибирск, пр. К.Маркса, 20.