

ПРИБОРОСТРОЕНИЕ И ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

**Материалы
V Международной
научно-практической конференции**

2-4 декабря 2013г.

Книга 3

Омск - 2013

В.С. Будяк, *В.П. Кисмерешкин, А.А. Ворфоломеев, О.В. Карасева Омский НИИ приборостроения, г. Омск *Омский государственный технический университет, г. Омск ОБ ОДНОЙ ОСОБЕННОСТИ ДИНАМИКИ ИЗМЕНЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК НАПРАВЛЕННОСТИ КВ АНТЕНН КОРПОРАТИВНЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ.....	272
В.С. Будяк, *В.П. Кисмерешкин Омский НИИ приборостроения, г. Омск * Омский государственный технический университет, г. Омск КРИТЕРИИ ОЦЕНКИ И РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ ТЕРРИТОРИАЛЬНО СОВМЕЩЕННЫХ КОРОТКОВОЛНОВЫХ РАДИОУЗЛОВ.....	277
В.В. Василевский, М.В. Кобза, Г.В. Шилигин Омский государственный технический университет, г. Омск ПРЕИМУЩЕСТВА ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ПЛИС В СИСТЕМАХ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ.....	281
В.В. Василевский, П.И. Пузырёв, В.А. Панюшкин Омский государственный технический университет, г. Омск ПРИМЕНЕНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВЫХ СИГНАЛОВ В НИЗКОСКОРОСТНОЙ СИСТЕМЕ СВЯЗИ.....	285
В.Ю. Горн ООО «Электротехника и Автоматика», г. Омск. РАЗРАБОТКА МОЩНОГО ГЕНЕРАТОРА ИМПУЛЬСОВ ПИКО И НАНОСЕКУНДНОГО ДИАПАЗОНА НА СОВРЕМЕННОЙ ЭЛЕМЕНТНОЙ БАЗЕ.....	288
И.В. Никонов Омский государственный технический университет, г. Омск ПОВЫШЕНИЕ ТЕРМОСТАБИЛЬНОСТИ ГЕНЕРАТОРОВ С УСТРОЙСТВАМИ НА ПОВЕРХНОСТНЫХ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛНАХ.....	291

Б.Д. Женатов Омский государственный технический университет, г. Омск МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ДИСКРЕТИЗАТОРА ДЛЯ ЦИФРОВОГО РПУ.....	295
Д.П. Забиров Омский НИИ Приборостроения, г. Омск Омский государственный технический университет, г. Омск РАЗРАБОТКА ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО КВ МОДЕМА.....	299
Р.А. Рожков, В.П. Кисмерешкин Омский государственный технический университет, г. Омск ИССЛЕДОВАНИЕ ЦИФРОВОГО СПОСОБА ФОРМИРОВАНИЯ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ МНОГОЛУЧЕВОЙ КОЛЫЦЕВОЙ ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ.....	306
Н.В. Кузьмина, *Л.С. Терехов Омский государственный технический университет, г. Омск *Омский филиал Института математики им. С. Л. Соболева СО РАН, г. Омск УМЕНЬШЕНИЕ ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ МГНОВЕННОЙ ЧАСТОТЫ СИГНАЛА.....	309
Д.В. Риттер, В.П. Кисмерешкин Омский государственный технический университет, г. Омск РЕАЛИЗАЦИЯ РАВНОМЕРНОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ПОЛЯ ПОВЕРХНОСТНОЙ ВОЛНЫ ПО ПЕРЕИЗЛУЧАЮЩИМ ВИБРАТОРАМ.....	313
В.А. Мушин, Г.Н. Лобова, Д.В. Риттер Омский государственный технический университет, г. Омск ВЫЯВЛЕНИЕ ПРИОРИТЕТНОСТИ СИСТЕМ ЖИЗНЕОБЕСПЕЧЕНИЯ БТ ТЕХНИКИ НА ОСНОВЕ SADT-МЕТОДОЛОГИИ.....	317

РЕАЛИЗАЦИЯ РАВНОМЕРНОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ПОЛЯ ПОВЕРХНОСТНОЙ ВОЛНЫ ПО ПЕРЕИЗЛУЧАЮЩИМ ВИБРАТОРАМ

Распределение энергии по элементам антенной решетки (АР) играет важную роль в формировании диаграммы направленности антенной решетки. В большинстве случаев для обеспечения требуемого распределения энергии по элементам антенной решетки необходима сложная система делителей энергии и согласования фаз. Такая система усложняет конструкцию и стоимость изделия.

Антенна, изготовленная по технологии поверхностного волновода, имеет ряд преимуществ в распределении энергии в многоэтажных антенных решетках, формировании требуемых амплитудно-фазовых распределений поля вдоль апертуры антенны.

Рассмотрим структуру поля однопроводной линии передачи [1]. Поле однопроводной линии передачи (ОЛП) представляет собой поверхностную волну E_{00} . Наиболее часто используют конструкцию в виде провода с диэлектрическим покрытием (рис. 1) составляющие поля имеют вид:

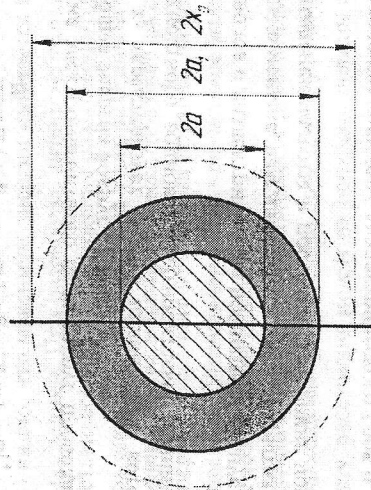


Рис. 1. Провод с диэлектрическим покрытием; a – радиус провода; a_1 – радиус изоляционного покрытия; x_0 – граничный радиус

В диэлектрическом слое при $a < r < a_1$ составляющие поля E_{00} имеют вид:

$$E_z = A \frac{ih_i}{\omega \varepsilon_a} \left[H_0(h_i r) - \frac{H_0^{(1)}(h_i a)}{H_0^{(2)}(h_i a)} H_1^{(2)}(h_i r) \right] e^{-\gamma z}$$

Получим выражение для оптимального интервала времени Δt^* :

$$\Delta t^* = \sqrt{\frac{1}{\frac{d}{dt} f \cdot \sqrt{\mu}}} \quad (5)$$

Определим потенциально минимальную погрешность измерения частоты, подставив (5) в (4):

$$\Delta f_{\min}(\Delta t^*) = 2 \sqrt{\frac{d}{dt} f \cdot \frac{1}{\sqrt{\mu}}} \quad (6)$$

Тогда радиолокационное соотношение неопределенности принимает вид:

$$\Delta f_{\min} \cdot \Delta t^* = \frac{2}{\sqrt{\mu}} \quad (7)$$

Равенство (7) в отличие от (1) выполняется только при жестко локально определенных сомножителях Δt^* и $\Delta f_{\min}$, что позволяет говорить об их квантовании, а также именовать величины Δt^* и $\Delta f_{\min}$ интервалами неопределенности.

Таким образом, для того чтобы измерять частоту с минимальной погрешностью, необходимо на каждом шаге определять оптимальную длительность измерения частоты. Для этого нужно оценить производную df/dt и отношение сигнал/шум. Если μ – большое, то Δt^* уменьшается, при этом если функция изменяется медленно, то Δt^* меньше, чем в случае, если функция изменяется быстро. При шаге, приведенном интервалу переменной длины Δt^* , достигается оптимальное распределение узлов: погрешность определения мгновенной частоты в междоузлиях оказывается сравнимой с погрешностью $\Delta f_{\min}$ в самих узлах.

Таким образом, для каждого измерения существуют жестко детерминированные значения Δf и Δt , что свидетельствует об ограничении потенциальной точности измерения частоты.

На основании изложенного следует вывод, что существует предел точности измерения мгновенной частоты сигнала. Погрешность измерения частоты будет минимальной, если каждую частоту измерять в течение оптимального интервала времени, определенного на данном шаге.

Библиографический список

1. Баскаков С. И. Радиотехнические цепи и сигналы. – М.: Советское радио, 1983.
2. Вакман Д. Е. Слежение сигнала и принцип неопределенности в радиолокации. – М.: Радио и связь, 1965.
3. Терехов Л. С., Шапцев В. А. Повышение точности радиозондирования ионосферы. – Омск: Изд-во СО РАН, 1997.
4. Харкевич А. А. Основы радиотехники. – М.: Советское радио, 1963.

$$E_z = A \frac{i\gamma}{\omega \varepsilon_a} \left[N_0(h_1 r) - \frac{N_0^{(1)}(h_1 a)}{N_0^{(2)}(h_1 a)} N_1^{(2)}(h_1 r) \right] e^{-x}, \quad (1)$$

$$E_z = A \left[N_0(h_1 r) - \frac{N_0^{(1)}(h_1 a)}{N_0^{(2)}(h_1 a)} N_1^{(2)}(h_1 r) \right] e^{-x},$$

Во внешнем пространстве при $r > a$, составляющие поля описываются выражениями:

$$E_z = B \frac{h_1}{\omega \varepsilon_a} N_0^{(1)} e^{-x},$$

$$E_z = B \frac{\gamma}{\omega \varepsilon_a} N_1^{(1)} e^{-x}, \quad (2)$$

$$E_z = B N_1^{(1)} e^{-x},$$

где $N_n^{(i)}$ — функции Ганкеля 1-го рода n -го порядка; γ — постоянная распространения; r — текущий радиус.

Заметим, что [2]:

$$\frac{W}{W_H} = 1 - e^{-\frac{2(\gamma - a_1)}{x}} = 1 - e^{-x}, \quad x = r - a_1,$$

где W — энергии электромагнитного поля вокруг провода в пространстве радиуса r ; W_H — общая энергия вокруг провода.

Величина x_0 характеризует радиус цилиндра, в котором сосредоточена энергия поверхностного волнового. Относительно граничного радиуса установлено что:

1. для проводов с диэлектрическим покрытием радиус концентрации энергии x_0 значительно меньше, чем для проводов без покрытия;

2. при повышении частоты и постоянной толщине покрытия, x_0 уменьшается;

3. при увеличении толщины диэлектрического слоя и неизменном диаметре провода x_0 несколько уменьшается. Однако при значительном увеличении размеров провода x_0 увеличивается не значительно;

Как известно, для преобразования типа волны однопроводной линии передачи необходимо в поле поверхностной волны поместить переизлучающий вибратор [2]. Вибраторы могут иметь различную форму, например, цилиндрическую, спиральевидную и другие. В качестве вибраторов могут выступать металлические неоднородности, закрепленные в поле поверхностной волны параллельно или перпендикулярно оси однопроводной линии передачи.

Цилиндрический вибратор (рис. 2) представляет собой трубку, непосредственно насаженную на провод однопроводной линии передачи. Такой вибратор будет переизлучать энергию во всех направлениях.



Рис. 2. Цилиндрический вибратор: L — длина вибратора, R — радиус размещения вибратора

Распределение энергии по вибраторам описывается выражением:

$$P_0 = P_0 k_1 + (P_0 - P_0 k_1) k_2 + (P_0 - P_0 k_1 - (P_0 - P_0 k_1) k_2) k_3 + \dots + \delta, \quad (3)$$

где P_0 — энергия, подводимая к ОЛП; k_n — коэффициенты связи; δ — оставшаяся энергия в ОЛП.

Из уравнения (3) видно, что максимум энергии излучается первым вибратором, а минимум — последним. При разработке антенн по технологии поверхностного волнового ставилась задача достижения равномерного распределения амплитуды поля вдоль апертуры антенны. Для этого необходимо менять коэффициент связи. Коэффициент связи цилиндрического вибратора с проводом однопроводной линии передачи зависит от радиуса провода, на котором он размещен, от длины вибратора. Установлено, что чем меньше радиус и длиннее вибратор, тем больше коэффициент связи k .

Фазовое распределение будет зависеть только от расстояния L (рис. 3), на котором вибраторы размещены относительно друг друга. Чтобы все вибраторы имели одинаковую фазу, расстояния между их центрами должны быть равными длине волны $L = \lambda$ (рис. 3).

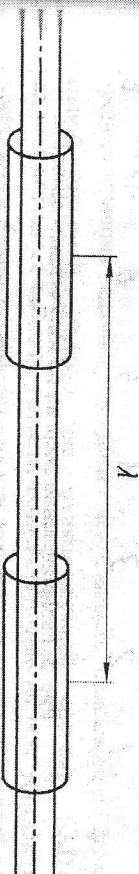


Рис. 3. Размещение вибраторов относительно друг друга

Измерения распределения амплитуды поля вибраторов вдоль ОЛП производились по схеме, изображенной на рис. 4.

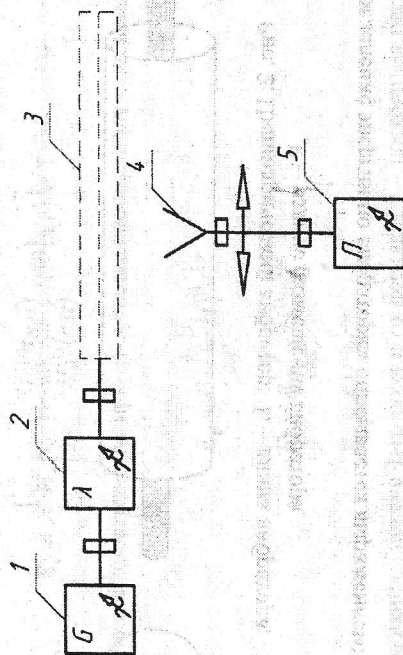


Рис. 4. Блок-схема установки для проведения измерения амплитуды поля:
1 – генератор, 2 – волновод, 3 – исследуемая антенна, 4 – рупорная антенна, 5 – приемник

Рупорная антенна, принимающая поле исследуемой АР, перемещается вдоль исследуемой антенны на расстоянии 0.5λ. По результатам измерений амплитуды поля вдоль излучателей АР построен график (рис. 5)

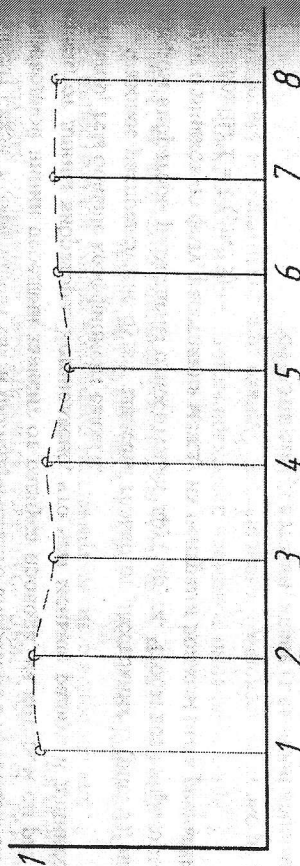


Рис. 5. Распределение энергии по излучателям антенны.

Таким образом, получено распределение поля поверхностной волны по перемещающимся вибраторам близкое к равномерному. Неравномерности распределения обусловлены несовершенством изготовления антенны.

1. Кисмерешкин В.П., Лобова Г.Н. Моделирование линейной антенной решетки на основе однопроводной линии передачи // Приборы и техника эксперимента. – 1996.
2. Лобова Г.Н. Лабораторный практикум по электродинамике на основе поверхностного волновода // М., 2002.
3. Патент №2118874 Россия Н 01 Q 21/10 Вибраторная решетка / В.П. Кисмерешкин, Г.Н. Лобова (Россия). – 3 с.: ил.

УДК 623.438:001.891.57

В.А. Мунин, Г.Н. Лобова Д.В. Риттер

Омский государственный технический университет, г. Омск

ВЫЯВЛЕНИЕ ПРИОРИТЕТНОСТИ СИСТЕМ ЖИЗНЕОБЕСПЕЧЕНИЯ БТ ТЕХНИКИ НА ОСНОВЕ SADT-МЕТОДОЛОГИИ

SADT-методологию (Structured Analysis and Design Technique) деятельности начали применять в России в 90-х годах XX века [1]. Ранее SADT-методология была успешно использована за рубежом в военных, промышленных и других организациях для решения широкого спектра задач. Такую методологию применяют для стратегического планирования, автоматизации производства, управления финансами, оптимизации организации производства, обучения персонала жестко регламентированной деятельности.

Широкое применение обусловлено эффективностью решения задач, содержащих противоречия, проблемные ситуации, недостаток исходных данных. Ситуации неопределенности являются неотъемлемым компонентом содержания любой профессиональной деятельности, а также жизненных обстоятельств. SADT-методология является «компасом» в пути по разрешению противоречивых ситуаций, опираясь на структурный анализ, синтез, проектирование и создание модели.

Процесс решения задачи представляет деятельность, описываемую функциональной системой. Именно для функциональной системы SADT-методология позволяет выявить условия, воздействующие на нее, установить взаимодействия и взаимозависимости между элементами системы; строгий порядок во взаимосвязях элементов, принадлежащих к различным уровням обобщения [2].