

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации  
Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего  
образования

«Южно-Уральский государственный университет»  
(национальный исследовательский университет)

Высшая школа электроники и компьютерных наук

Кафедра «Конструирование и производство радиоаппаратуры»

ДОПУСТИТЬ К ЗАЩИТЕ

Заведующий кафедрой

Н.И. Войтович

«\_\_»\_\_\_\_\_ 2019 года

Тема выпускной квалификационной работы  
«Апертурный контроль курсового радиомаяка системы посадки самолетов»

ПОЯСНИТЕЛЬНАЯ ЗАПИСКА

ЮУрГУ-11.04.03.2019.180.00.00 ПЗ

Консультант

Н.И. Войтович

«\_\_»\_\_\_\_\_ 2019 года

Научный руководитель:

А.Б. Хашимов

«\_\_»\_\_\_\_\_ 2019 года

Автор работы

студент группы КЭ - 224

Д.Г. Фомин

«\_\_»\_\_\_\_\_ 2019 года

Нормоконтроллер

Е.М. Юнгайтис

«\_\_»\_\_\_\_\_ 2019 года

Челябинск 2019

## АННОТАЦИЯ

Фомин Д. Г. Апертурный контроль курсового радиомаяка системы посадки самолетов. – Челябинск: НИУ ЮУрГУ, КЭ–224, 2019, 82 с., 72 ил., библиогр. список – 47 наим.

Выпускная квалификационная работа посвящена разработке и исследованию метода апертурного контроля курсового радиомаяка системы посадки самолетов.

В процессе выполнения работы был изучен ряд источников, посвященных разработке и исследованию датчиков электромагнитного поля, проанализированы известные математические модели двухчастотных курсовых радиомаяков, определены требования к точности измерения амплитудно-фазового распределения токов в излучающих элементах антенной решетки курсового радиомаяка 1, 2, 3 категорий ILS. Также была разработана математическая модель «восстановления» диаграмм направленности суммарного и разностного каналов по результатам измерений в ближней зоне антенны курсового радиомаяка. Приводятся и обсуждаются результаты экспериментов. В заключение работы сделан вывод о применимости разработанного метода апертурного контроля.

11.04.03.2019.180.00.00 ПЗ

Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата			
Разраб.		Фомин			Лит.	Лист	Листов
Провер.		Войтович				2	82
Н. Контр.		Юнгайтис			НИУ ЮУрГУ Кафедра КиПР		
Утверд.		Войтович					

Апертурный контроль  
курсавого радиомаяка  
системы посадки самолетов

## ОГЛАВЛЕНИЕ

СПИСОК ОБОЗНАЧЕНИЙ И СОКРАЩЕНИЙ .....	4
ВВЕДЕНИЕ.....	5
1. АНАЛИЗ ТЕХНИЧЕСКОГО ЗАДАНИЯ .....	9
2. ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ И НАЗНАЧЕНИЕ КУРСОВОГО РАДИОМАЯКА.....	10
3. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ КУРСОВОГО РАДИОМАЯКА .....	13
4. МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ ДН КУРСОВОГО РАДИОМАЯКА В ДАЛЬНЕЙ ЗОНЕ.....	21
5. ВЛИЯНИЕ ОШИБОК АФР НА УГЛОВОЕ ОТКЛОНЕНИЕ ЛИНИИ КУРСА.....	25
6. МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕНН В БЛИЖНЕЙ ЗОНЕ .....	35
6.1. Коллиматорный метод измерений .....	35
6.2 Голографический метод измерений .....	36
6.3 Коммутационный метод измерений .....	37
7. ДАТЧИК ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ .....	40
7.1 Формирование требований к датчику электромагнитного поля .....	40
7.2 Рамочный датчик электромагнитного поля. Обзор литературы.....	44
7.3 Математическая модель рамочного датчика.....	59
7.4 Расчет параметров рамочной антенны .....	62
7.4 Конструкция датчика электромагнитного поля.....	65
8. МЕТРОЛОГИЧЕСКОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ИЗМЕРЕНИЙ .....	67
9. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ .....	71
ЗАКЛЮЧЕНИЕ .....	76
БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК .....	78

					11.04.03.2019.180.00.00 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		3

## СПИСОК ОБОЗНАЧЕНИЙ И СОКРАЩЕНИЙ

СВЧ – сверхвысокие частоты

ВПП – взлетно-посадочная полоса

ILS – Instrument Landing System

ICAO – International Civil Aviation Organization

КРМ – курсовой радиомаяк

АФР – амплитудно-фазовое распределение

СП – система посадки

РГМ – разность глубин модуляции

УК – узкий канал

ШК – широкий канал

БЧ – боковые частоты

НБЧ – несущая плюс боковые частоты

БЧ УК – боковые частоты узкого канала

НБЧ УК – несущая плюс боковые частоты узкого канала

БЧ ШК – боковые частоты широкого канала

НБЧ ШК – несущая плюс боковые частоты широкого канала

КСВН – коэффициент стоящей волны по напряжению

ИЭ – излучающий элемент

ЭВМ – электронно-вычислительная машина

					11.04.03.2019.180.00.00 ПЗ	Лист
						4
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

## ВВЕДЕНИЕ

Достижения инфокоммуникационных технологий, систем беспроводной передачи информации тесно связаны с развитием СВЧ-техники и технологий, в том числе, с развитием высокоточных антенных систем, включая как одиночные антенны, так и антенные решетки. Основными тенденциями развития антенной техники являются: уменьшение габаритов антенн, повышение технологичности, повышение надежности, освоение более высокочастотных диапазонов.

Помимо разработки, производства и эксплуатации все более сложных антенных систем, требуется оперативное проведение соответствующих измерений их параметров. Для этого требуется разработка методик по проведению антенных измерений, а также наличие соответствующего измерительного оборудования (скалярные и/или векторные анализаторы цепей, измерители комплексных коэффициентов передачи и отражения, генераторы СВЧ сигналов, приемники СВЧ, маломощные усилители, коаксиальные кабели, калибровочные меры и др.). Также необходимы специально оборудованные помещения – безэховые камеры, или открытые участки местности, где нет посторонних предметов, вызывающих отражения распространяющихся от антенны электромагнитных волн - антенные полигоны.

В настоящее время наличие векторных анализаторов цепей полностью покрывает проблему измерения основных электродинамических параметров антенн в широком диапазоне частот, таких как: коэффициент стоящей волны по напряжению, входное сопротивление, коэффициент отражения. Также, при наличии эталонной антенны, с применением векторного анализатора цепей можно измерить коэффициент усиления антенны, коэффициент направленного действия, диаграмму направленности. Однако применение векторного анализатора цепей не позволяет измерить диаграмму направленности антенных решеток или антенн с большой апертурой излучения. Подобная проблема может возникнуть при проведении измерений диаграммы направленности антенных систем, входящих в состав радионавигационных, радиолокационных систем. В частности, при

					11.04.03.2019.180.00.00 ПЗ	Лист
						5
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

измерении диаграммы направленности антенны курсового радиомаяка системы посадки гражданской авиации формата ILS. [1,2]



Рисунок 1 – Антенна курсового радиомаяка метровой системы посадки  
СП-2010



Рисунок 2 – Антенна курсового радиомаяка системы посадки  
Thales ILS-410

Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата

11.04.03.2019.180.00.00 ПЗ

Лист

6



Рисунок 3 – Антенна курсового радиомаяка системы посадки Thales ILS-410



Рисунок 4 – Излучающий элемент антенны курсового радиомаяка системы посадки Thales ILS-410

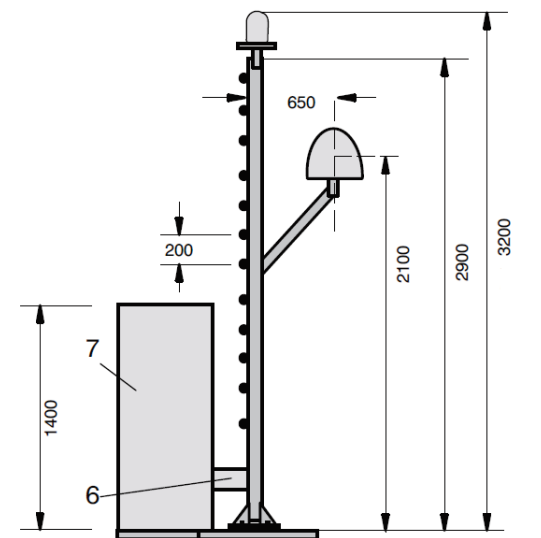


Рисунок 5 – Расположение излучающего элемента антенны курсового радиомаяка системы посадки Thales ILS-410 относительно земли и рефлектора

В настоящее время проблема измерения диаграммы направленности антенных решеток и антенн с большой апертурой излучения может быть решена несколькими способами: измерениями в дальней зоне: облетным методом, с использованием мобильной наземной лаборатории, методом вышек, а также измерениями в ближней зоне: голографическим, или иначе – апертурным методом. Принцип измерений, достоинства и недостатки каждого из методов будут описаны ниже.

Основной тематикой данной выпускной работы является разработка и исследование апертурного контроля параметров курсового радиомаяка системы посадки самолетов гражданской авиации. Обсуждаются такие вопросы как: основные параметры курсового радиомаяка, математическая модель курсового радиомаяка, выбор оптимального датчика для работы в ближней зоне излучающих элементов антенной решетки курсового радиомаяка, антенные измерения в ближней зоне, математический метод «восстановления» диаграммы направленности курсового радиомаяка в дальней зоне по результатам измерений амплитудно-фазового распределения токов в излучающих элементах антенной решетки (near-to-far transformation), преимущества и недостатки апертурного контроля.



## 1. АНАЛИЗ ТЕХНИЧЕСКОГО ЗАДАНИЯ

Согласно техническому заданию, в данной выпускной квалификационной работе необходимо разработать и исследовать методику апертурного контроля курсового радиомаяка системы посадки самолетов. Для проведения антенных измерений амплитудно-фазового распределения токов необходимо разработать датчик электромагнитного поля для работы в ближней зоне излучающих элементов антенны курсового радиомаяка.

В процессе исследования необходимо разобрать следующие вопросы:

Основные параметры курсового радиомаяка и их математические модели.

Основные требования к параметрам курсового радиомаяка международной организации гражданской авиации ICAO

Влияние ошибок в амплитудно-фазовом распределении токов в излучающих элементах антенной решетки курсового радиомаяка на диаграммы направленности суммарного и разностного каналов, на основные параметры курсового радиомаяка.

Математическая модель «восстановления» диаграмм направленности суммарного и разностного каналов курсового радиомаяка в дальней зоне по результатам измерений амплитудно-фазового распределения токов в излучающих элементах в ближней зоне.

Обзор датчиков электромагнитного поля для измерений в ближней зоне излучающих элементов.

Выбор оптимальной конструкции датчика электромагнитного поля.

					11.04.03.2019.180.00.00 ПЗ	Лист
						9
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

## 2. ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ И НАЗНАЧЕНИЕ КУРСОВОГО РАДИОМАЯКА

Курсовые радиомаячные системы являются одним из основных технических средств обеспечения инструментального захода самолетов гражданской авиации на посадку и обеспечивают пилота информацией о смещении самолета в горизонтальной плоскости относительно ос взлетно-посадочной полосы.

Основная задача системы посадки ILS – повысить безопасность посадки самолетов, уменьшить вероятность ухода самолета на второй круг, а также уменьшить время, затрачиваемое на посадку. За счет работы системы посадки возможен заход самолета на посадку в автоматическом режиме.

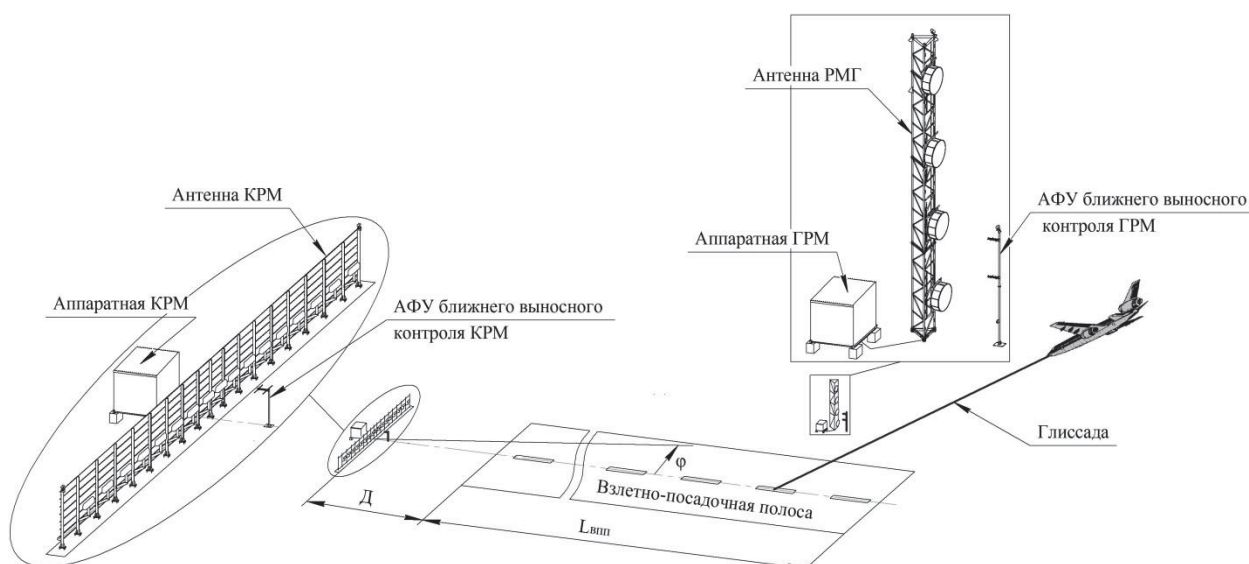


Рисунок 2.1 – Система посадки формата ILS

Курсовой радиомаяк установлен на продолжении оси взлетно-посадочной полосы, на стороне, противоположной стороне захода самолета на посадку. Антенна курсового радиомаяка излучает в пространство электромагнитные волны в диапазоне частот 108-112 МГц, амплитудно-модулированные сигналами тональных частот  $f_1=90$  Гц и  $f_2=150$  Гц. Поверхность, на которой разность глубин модуляции сигналами  $f_1$  и  $f_2$  равна нулю, представляет собой вертикальную плоскость, проходящую через ось взлетно-посадочной полосы.

									Лист
									10
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата	11.04.03.2019.180.00.00 ПЗ				

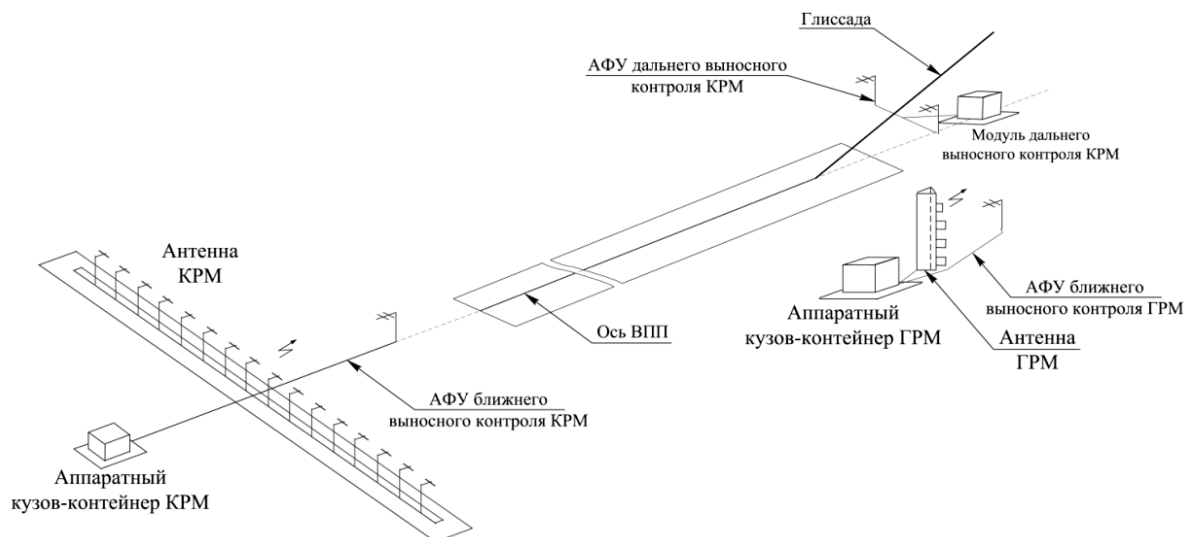


Рисунок 2.2 – Схема размещения курсового маяка в составе радиомаячной системы посадки

Для минимизации влияния местных предметов на поле излучения антенны курсового радиомаяка с одной стороны и повышения точности задания траектории полета с другой стороны, курсовой радиомаяк работает в двухчастотном режиме работы. При этом формируется два высокочастотных сигнала: сигнал узкого канала (УК) – задачей которого является формирование угловых зон с точностью  $\pm 2^\circ$  относительно оси взлетно-посадочной полосы, а также сигнал широкого канала (ШК), задачей которого является формирование угловых зон  $\pm 35^\circ$  относительно оси взлетно-посадочной полосы. В зонах действия узкого и широкого каналов задается линейная зависимость между основным информационным параметром – разностью глубин модуляции (РГМ) и угловым отклонением от оси взлетно-посадочной полосы.

Для того чтобы сигнал узкого канала несущественно влиял на информационный параметр в зоне широкого канала, сигнал широкого канала несущественно влиял на информационный параметр в зоне узкого канала, антенной курсового радиомаяка формируется четыре диаграммы направленности: две диаграммы разностного типа и две диаграммы направленности суммарного типа.

Основным параметром курсового радиомаяка системы посадки формата ILS, является пространственное распределение информационного (навигационного) параметра – разности глубин модуляции который в свою очередь определяется формой диаграмм направленности, а также параметрами сигналов, поступающих на входы антенны КРМ.

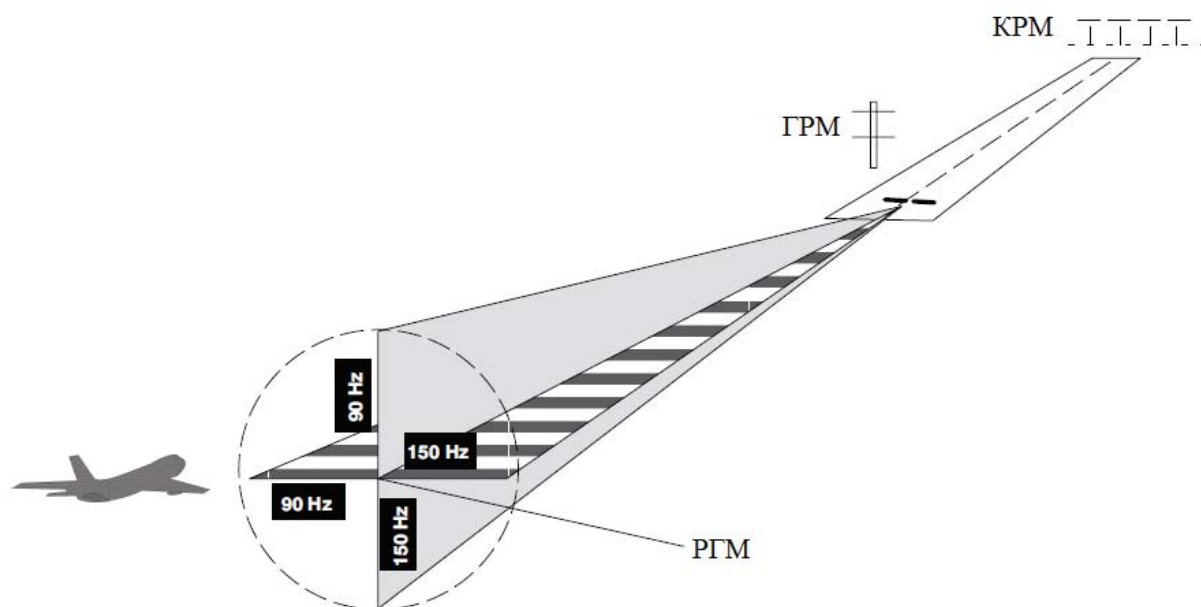


Рисунок 2.3 – Формирование информационного параметра (разности глубин модуляции) в области действия системы посадки ILS

### 3. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ КУРСОВОГО РАДИОМАЯКА

При работе двухчастотного курсового радиомаяка антенной КРМ формируется четыре диаграммы направленности, причем каждая из диаграмм имеет свой амплитудно-модулированный сигнал.

Как было сказано выше, две диаграммы направленности относятся к узкому каналу, задачей которого является формирование угловых зон в пределах  $\pm 2^\circ$ , другие две диаграммы направленности относятся широкому каналу, задачей которого является формирование угловых зон в пределах  $\pm 35^\circ$ .

В работе [3] подробно описана математическая модель работы двухчастотной инструментальной системы посадки самолетов. Сигнал «несущая плюс боковые частоты узкого канала» (НБЧ УК) задается выражением:

$$U_{НБЧ}^{УК} = x(\varphi, t) \cos(\omega^{УК} t + \psi^{УК}), \quad (1)$$

$$x(\varphi, t) = F_{НБЧ}^{УК}(\varphi) \cdot [1 + m \cos(\Omega_1 t) + m \cos(\Omega_2 t)]; \quad (2)$$

где  $\varphi$  - азимутальный угол;

$t$  – время;

$F_{НБЧ}^{УК}(\varphi)$  – диаграмма направленности антенны КРМ в азимутальной плоскости по сигналу НБЧ УК;

$\omega^{УК}$  – угловая частота несущей сигнала узкого канала;

$\psi^{УК}$  – начальная фаза несущей узкого канала;

$m$  – глубина модуляции сигнала;

$$\Omega_1 = 2\pi f_1;$$

$$\Omega_2 = 2\pi f_2.$$

Сигнал «боковые частоты узкого канала» (БЧ УК) задается выражением:

$$U_{БЧ}^{УК} = y(\varphi, t) \cos(\omega^{УК} t - \psi^{УК}) \quad (3)$$

$$y(\varphi, t) = a^{УК} F_{БЧ}^{УК}(\varphi) \cdot [m \cos(\Omega_1 t) - m \cos(\Omega_2 t)] \quad (4)$$

где  $F_{БЧ}^{УК}(\varphi)$  – диаграмма направленности антенны КРМ в азимутальной плоскости по сигналу БЧ УК;

									Лист
									13
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата	11.04.03.2019.180.00.00 ПЗ				

$a^{УК}$  – коэффициент, равный отношению амплитуд напряжений сигналов с угловыми частотами  $\Omega_1$  и  $\Omega_2$  модуляции в каналах БЧ и НБЧ узкого канала на входе антенны (данным коэффициентом регулируют крутизну зоны УК);

$\omega^{УК}$  – угловая частота несущей сигнала узкого канала;

$\psi^{УК}$  – начальная фаза несущей узкого канала;

$m$  – глубина модуляции сигнала.

Сигнал «несущая плюс боковые частоты широкого канала» (НБЧ ШК) задается выражением:

$$U_{НБЧ}^{ШК} = v(\varphi, t) \cos(\omega^{ШК} t + \psi^{ШК}) \quad (5)$$

$$v(\varphi, t) = b F_{НБЧ}^{ШК}(\varphi) \cdot [1 + m \cos(\Omega_1 t) + m \cos(\Omega_2 t)] \quad (6)$$

где  $b$  – коэффициент, равный отношению амплитуды сигнала «несущая плюс боковые частоты широкого канала» к амплитуде сигнала «несущая плюс боковые частоты узкого канала» на входе антенны;

$F_{НБЧ}^{ШК}(\varphi)$  - диаграмма направленности антенны КРМ в азимутальной плоскости по сигналу НБЧ ШК;

$\omega^{ШК}$  – угловая частота несущей сигнала узкого канала;

$\psi^{ШК}$  – начальная фаза несущей узкого канала;

$m$  – глубина модуляции сигнала.

Сигнал «боковые частоты широкого канала» (БЧ ШК) задается выражением:

$$U_{БЧ}^{ШК} = w(\varphi, t) \cos(\omega^{ШК} t - \psi^{ШК}) \quad (7)$$

$$w(\varphi, t) = a^{ШК} b F_{БЧ}^{ШК}(\varphi) \cdot [m \cos(\Omega_1 t) - m \cos(\Omega_2 t)] \quad (8)$$

где  $F_{БЧ}^{ШК}(\varphi)$  – диаграмма направленности антенны КРМ в азимутальной плоскости по сигналу БЧ ШК;

$a^{ШК}$  – коэффициент, равный отношению амплитуд напряжений сигналов с угловыми частотами  $\Omega_1$  и  $\Omega_2$  модуляции в каналах БЧ и НБЧ широкого канала на входе антенны.

Следует отметить, что формирование диаграмм направленности антенны КРМ и излучение всех описанных выше сигналов происходит одновременно.

Принятый бортовой аппаратурой суммарный сигнал проходит через усилитель высокой частоты, смесители, усилитель промежуточной частоты, линейный детектор, фильтр низких частот. На выходе фильтр нижних частот принятый сигнал представляет собой модуль огибающей.

Далее полученный и отфильтрованный низкочастотный сигнал поступает на вход всех полосно-пропускающих фильтров, выделяющих составляющие  $f_1$  и  $f_2$  (90 Гц и 150 Гц). Амплитуды выделенных напряжений нормируются относительно постоянной составляющей суммарного сигнала. Выделенные нормированные составляющие сигнала проходят через выпрямители, на выходе которых формируется разностное напряжение, поступающее на микроамперметр, который показывает величину тока, пропорциональную РГМ. Коэффициент пропорциональности между величиной тока и РГМ одинаков для всех бортовых приемников ILS.

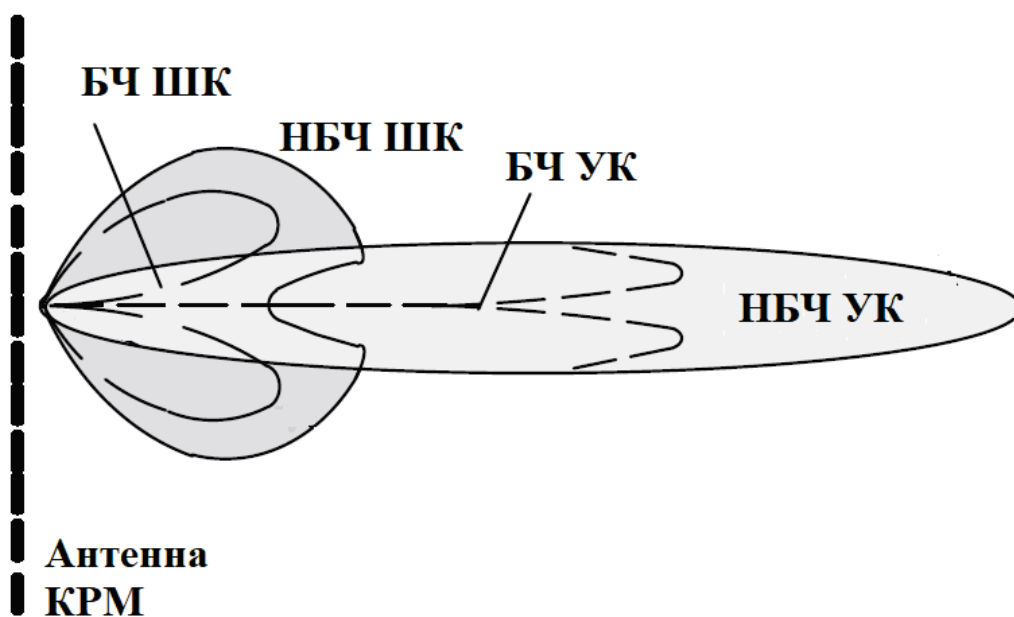


Рисунок 3.1 – Диаграммы направленности антенны КРМ

Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата

При формировании диаграмм направленности линейной антенной решетки определяющее значение играют следующие факторы: расстояния между излучающими элементами, амплитудно-фазовые распределения токов в излучающих элементах, диаграмма направленности одиночного излучающего элемента. Для удобства расчета формируемой антенной решеткой диаграммы направленности, антенную решетку представим в виде дискретных излучателей, как показано на рисунке 3.2.

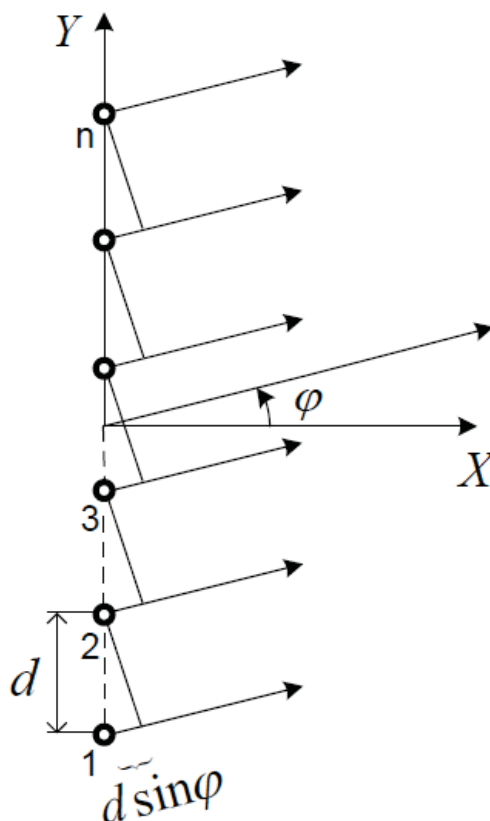


Рисунок 3.2 – Антенная решетка

Поле излучения линейной антенной решетки, состоящей из всенаправленных излучающих элементов, определяется выражением:

$$\dot{f}(\theta) = \sum_{n=-\frac{N}{2}}^{n=1} \dot{I}_n e^{ikd_n \sin \theta} + \sum_{n=1}^{n=\frac{N}{2}} \dot{I}_n e^{ikd_n \sin \theta}, \quad (9)$$

где  $\dot{I}_n = I_n e^{i\varphi_n}$ ;

$I_n$  – амплитуда тока возбуждения в n-ом излучающем элементе антенной решетки;



$\psi_n$  - фаза тока возбуждения в  $n$ -ом излучающем элементе антенной решетки.

Получаем выражение для «множителя решетки»:

$$\begin{aligned} \dot{f}(\theta) &= \sum_{n=-\frac{N}{2}}^{n=1} I_n e^{i\psi_n} e^{ikd_n \sin \theta} + \sum_{n=1}^{n=\frac{N}{2}} I_n e^{i\psi_n} e^{ikd_n \sin \theta} = \\ &= \sum_{n=-\frac{N}{2}}^{n=1} I_n e^{i(kd_n \sin \theta + \psi_n)} + \sum_{n=1}^{n=\frac{N}{2}} I_n e^{i(kd_n \sin \theta + \psi_n)} \end{aligned} \quad (10)$$

Для определения диаграммы направленности антенной решетки  $\dot{F}(\theta)$  перемножим «множитель решетки»  $\dot{f}(\theta)$  с диаграмму направленности одиночного излучателя  $\dot{f}_0(\theta)$ :

$$\dot{F}(\theta) = \dot{f}_0(\theta) \cdot \dot{f}(\theta) = \dot{f}_0(\theta) \left( \sum_{n=-\frac{N}{2}}^{n=1} I_n e^{i(kd_n \sin \theta + \psi_n)} + \sum_{n=1}^{n=\frac{N}{2}} I_n e^{i(kd_n \sin \theta + \psi_n)} \right) \quad (11)$$

Как было ранее сказано, во многих известных системах посадки формата ILS в качестве излучающих элементов антенны курсового радиомаяка применяются антенны вибраторного типа. Как правило, это полуволновые диполи, расположенные на расстоянии четверти длины волны от рефлектора.

Диаграмма направленности полуволнового диполя в свободном пространстве в Е-плоскости определяется выражением:

$$f(\theta) = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \sin \theta\right)}{\cos \theta} \quad (12)$$

На основании представленных выше выражений для расчета диаграммы направленности линейной антенной решетки и приведенных в работе [3] амплитудно-фазовых распределений, рассчитаем теоретические диаграммы направленности 16-ти элементной антенной решетки для каналов БЧ УК, НБЧ УК.

					11.04.03.2019.180.00.00 ПЗ	Лист
						17
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

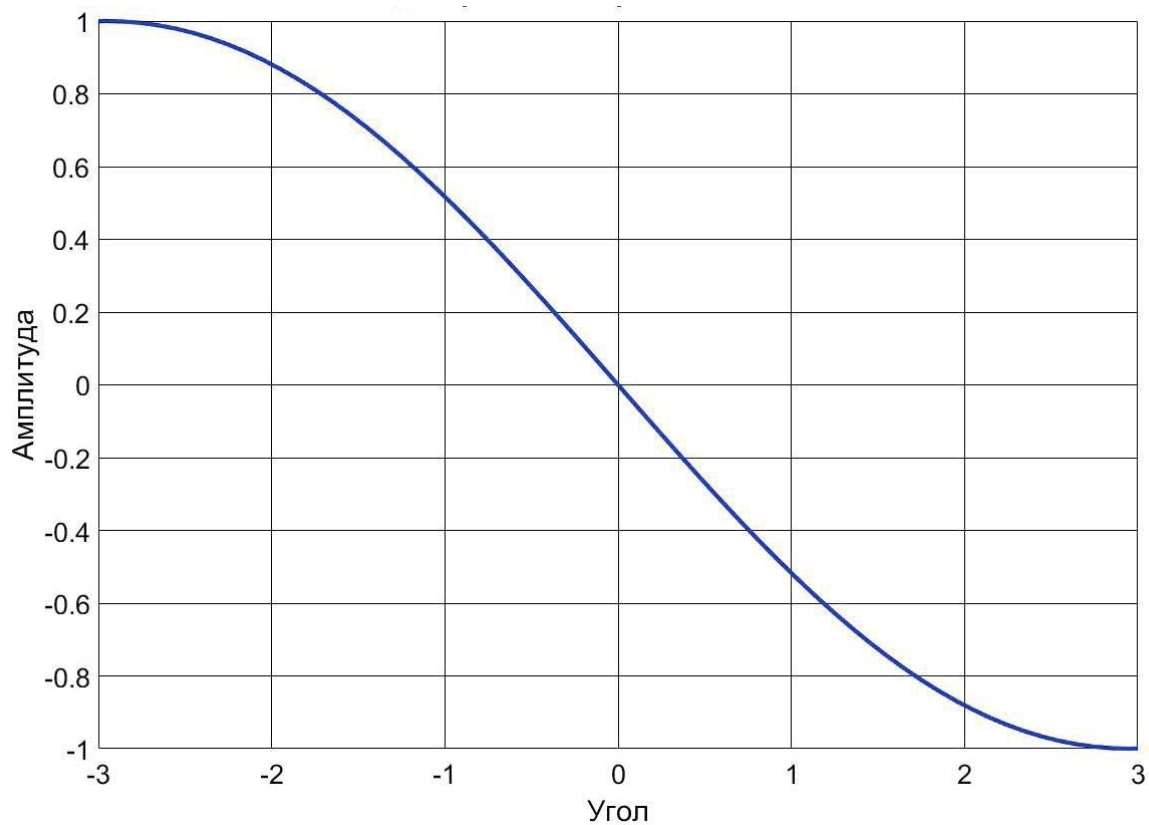


Рисунок 3.3 – Разностная диаграмма направленности канала БЧ УК в диапазоне азимутальных углов  $\pm 3^\circ$

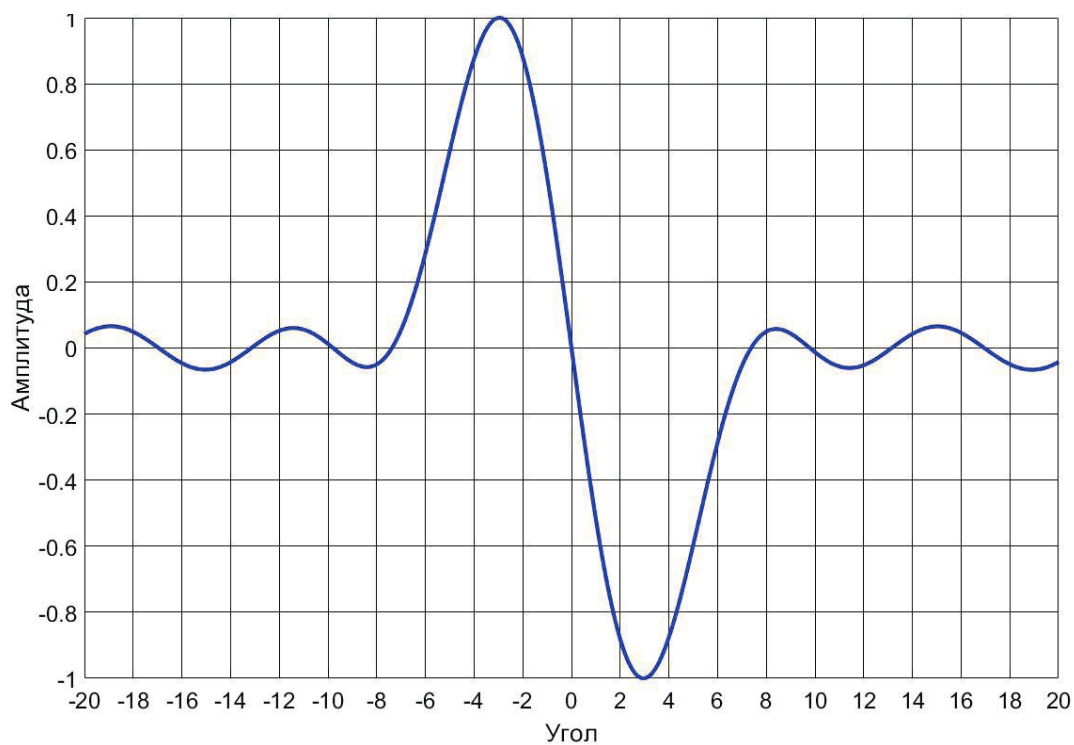


Рисунок 3.4 – Разностная диаграмма направленности канала БЧ УК в диапазоне азимутальных углов  $\pm 20^\circ$

Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата

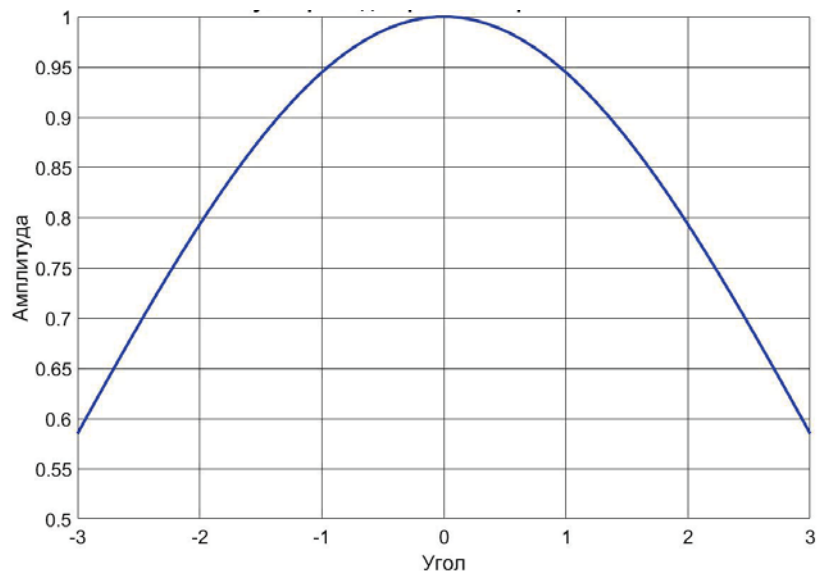


Рисунок 3.5 – Суммарная диаграмма направленности канала НБЧ УК в диапазоне азимутальных углов  $\pm 3^\circ$

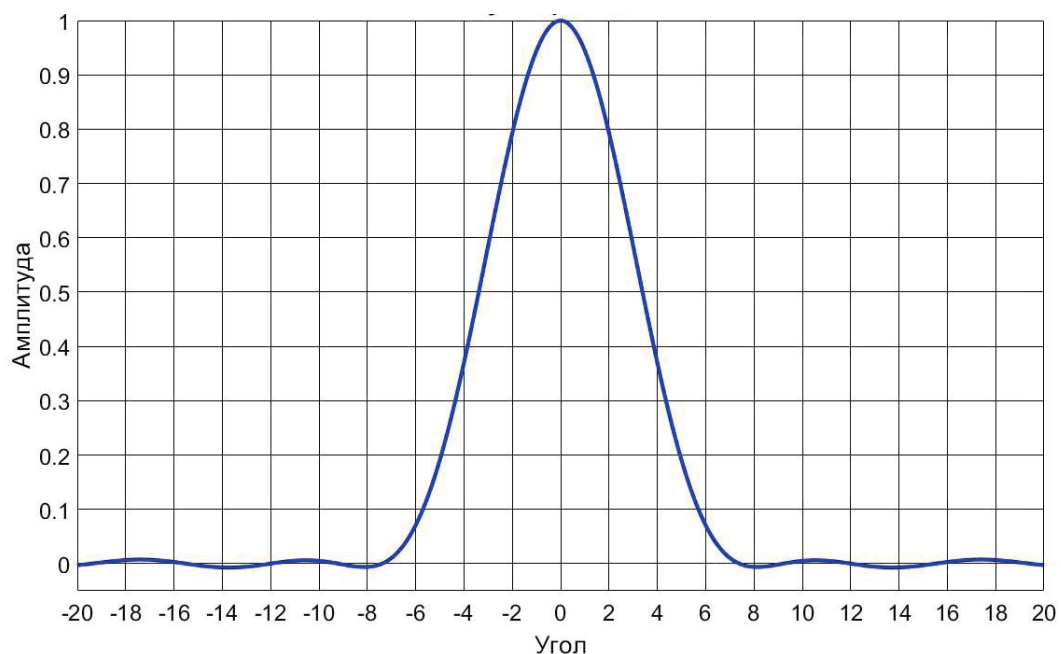


Рисунок 3.6 – Суммарная диаграмма направленности канала БЧ УК в диапазоне азимутальных углов  $\pm 20^\circ$

Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата

11.04.03.2019.180.00.00 ПЗ

Лист

19

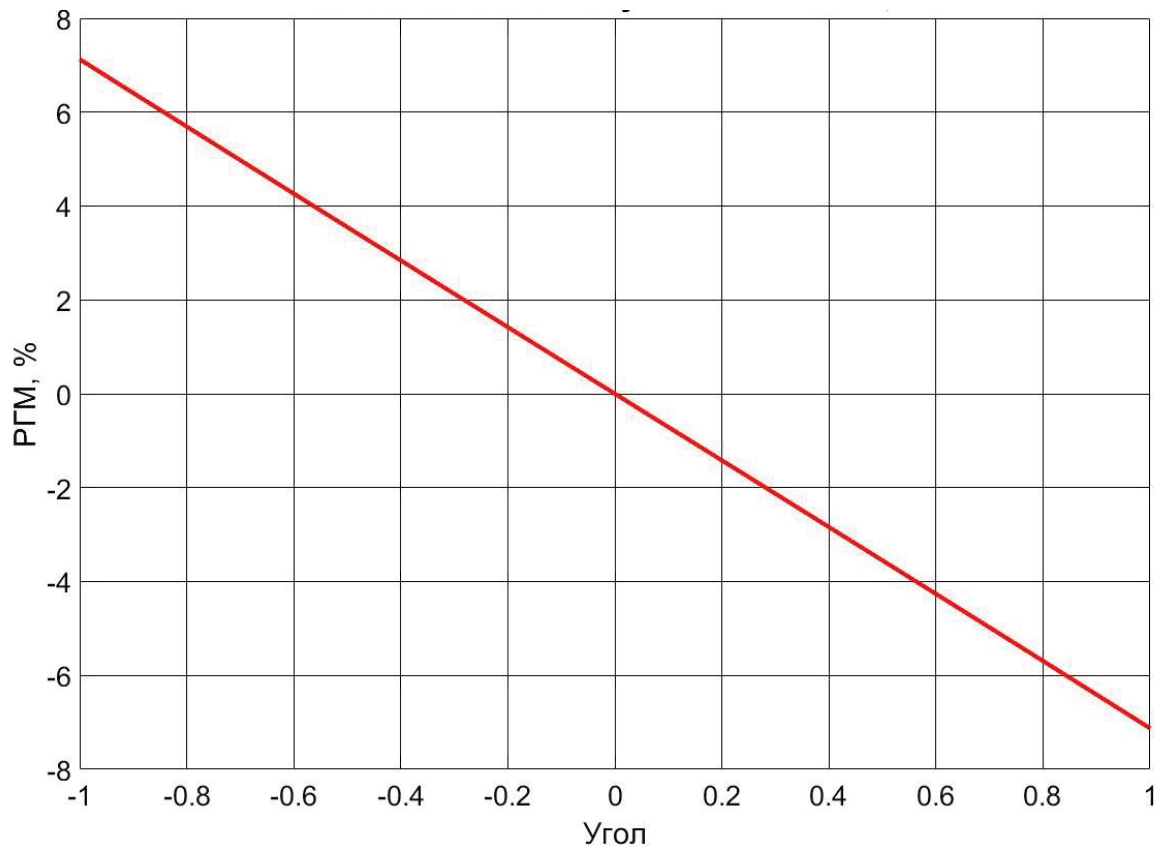


Рисунок 3.7 – Разность глубин модуляции в диапазоне азимутальных углов  $\pm 1^\circ$

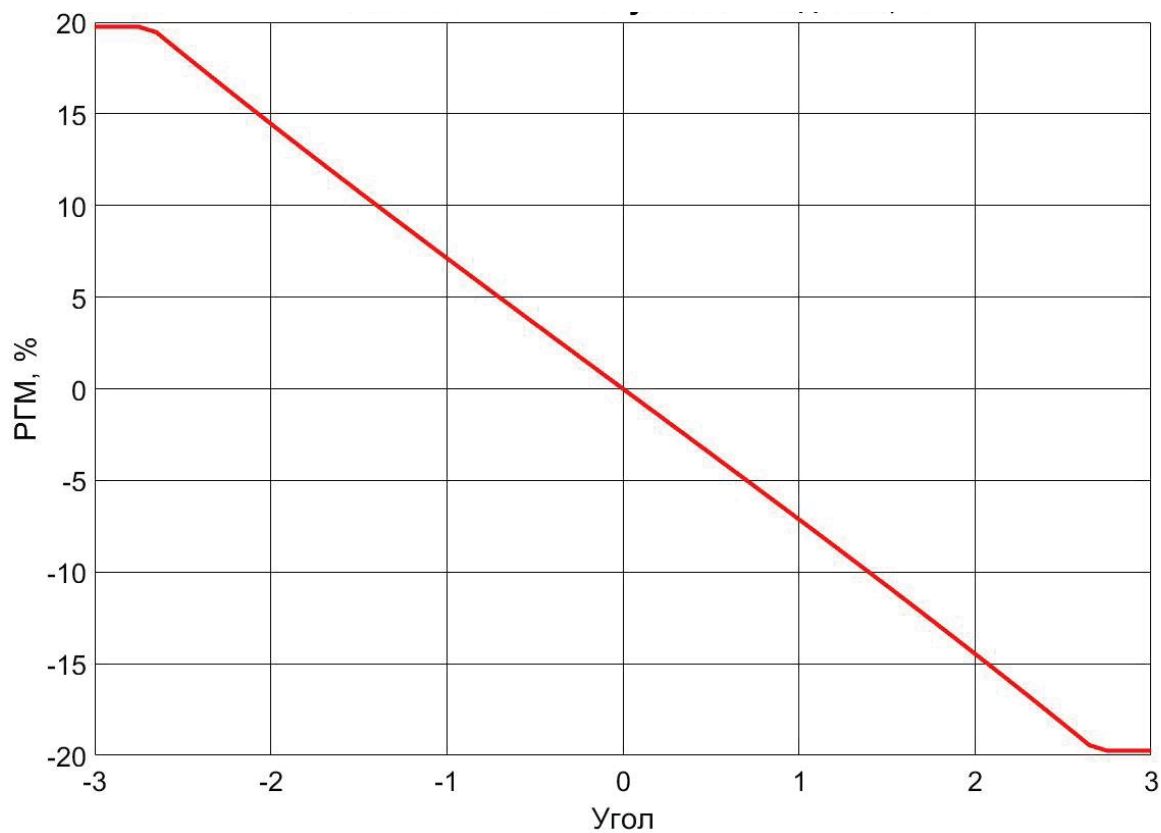


Рисунок 3.8 – Разность глубин модуляции в диапазоне азимутальных углов  $\pm 3^\circ$

Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата

11.04.03.2019.180.00.00 ПЗ

Лист

20

#### 4. МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ ДН КУРСОВОГО РАДИОМАЯКА В ДАЛЬНОЙ ЗОНЕ

К методам измерения диаграммы направленности антенны в дальней зоне можно отнести наземный метод, метод вышек и облетный метод. Особенностью измерений в дальней зоне является то, что при проведении измерений необходимо обеспечить между испытуемой антенной и приемной антенной расстояние, порой достигающее нескольких километров [4].

Для наземных измерений в дальней зоне очень существенным неблагоприятным фактором является влияние окружающих предметов на диаграмму направленности, в том числе влияние подстилающей поверхности земли. Этот фактор особенно сильно сказывается при измерении низких уровней боковых лепестков диаграммы направленности. Применительно к диаграммам направленности, формируемым антенной КРМ, низкий уровень излучения будет на оси ВПП у разностной диаграммы направленности.



Рисунок 4.1 – Мобильный стенд для наземных исследований курсового радиомаяка

					11.04.03.2019.180.00.00 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		21

Метод вышек для измерения характеристик антенн является наиболее распространенным. Данный метод применяется для измерения характеристик антенн, расположенных в дальней зоне на поворотных устройствах. Передающая и приемная антенны располагаются на некотором удалении друг от друга на высотах, обеспечивающих прямую видимость. Как правило, расстояние между антеннами выбирают из учета дальней зоны для приемной и передающей антенн [5].

При измерении антенных характеристик методом вышек необходимо учитывать влияние земли и посторонних предметов на распространение электромагнитных волн от передающей антенны к приемной. Для антенных полигонов с плоской подстилающей поверхностью необходимо учитывать результирующую составляющую для прямого и отраженного лучей. Так что приемная антенна не должна располагаться в интерференционном минимуме.

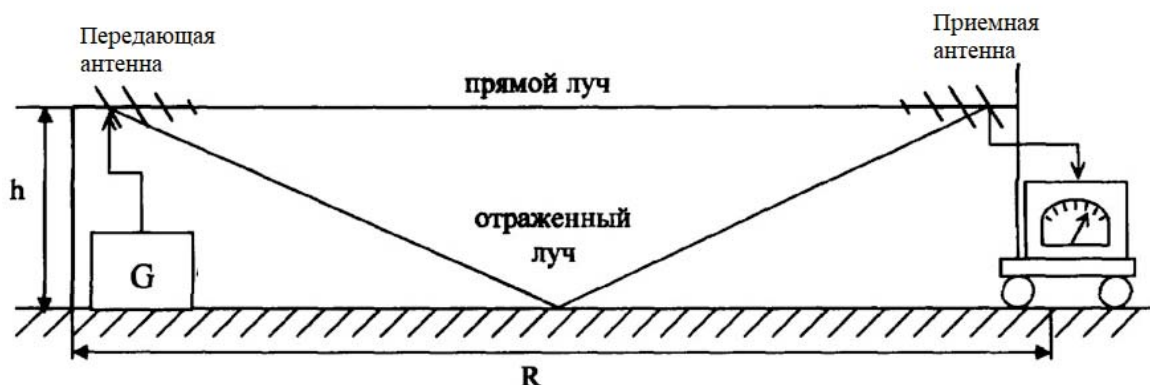


Рисунок 4.2 – Прямой и отраженный лучи

Если передающая антенна располагается на высоте  $H_1$ , приемная на  $H_2$ , при этом между ними расстояние  $r$ , то интерференционный множитель земли в области малых углов имеет вид:

$$V = 2 \sin(kH_1 \sin \theta), \quad (13)$$

где  $k = \frac{2\pi}{\lambda}$  - волновое число;

$H_1$  – высота подвеса передающей антенны;

$\theta$  – зенитный угол.

Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата

Облетный метод решает проблему влияния подстилающей поверхности земли и его показания являются наиболее достоверными. Облетный метод контроля работоспособности систем посадки ILS является завершающим мероприятием при введении системы посадки в эксплуатацию или при проведении очередных государственных испытаний. Главный и очень существенный недостаток летного контроля – его громоздкость и стоимость. Также при проведении летных испытаний необходима точная система позиционирования.



Рисунок 4.3 – Воздушное судно-лаборатория

В известных системах посадки помимо измерения диаграммы направленности в дальней зоне и разности глубин модуляции имеется несколько встроенных методов контроля.

1) Контроль с детекторных секций на выходе радиопередающих устройств курсового радиомаяка.

2) Контроль ближнего поля излучения. При этом каждому излучающему элементу антенной решетки курсового радиомаяка устанавливаются датчики электромагнитного поля.

3) Выносной контроль. При этом на расстоянии 200 метров от антенны курсового радиомаяка устанавливаются 3 антенны, одна из которых располагается на линии курса, а две другие на расстоянии 4-6 метров по обе стороны от первой.

Во всех перечисленных видах контроля за счет обработки сигналов измеряются такие показатели как: разность глубин модуляции, сумма глубин модуляции – показывает наличие модуляции сигнала в целом, мощность излучения – параметр, необходимый для обеспечения дальности действия курсового радиомаяка.

При этом для всех трех вышеперечисленных видов контроля применяется следующая структурная схема: принятые устройствами контроля высокочастотные модулированные сигналы поступают на вход устройства выравнивания амплитуд. Далее выравненные по амплитуде сигналы суммарного и разностного каналов поступают на коммутатор, который по очереди подключает устройства контроля к входу приемника. В приемнике высокочастотные сигналы поступают на вход аналого-цифрового устройства, после чего происходит вычисление необходимых параметров.

					11.04.03.2019.180.00.00 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		24



## 5. ВЛИЯНИЕ ОШИБОК АФР НА УГЛОВОЕ ОТКЛОНЕНИЕ ЛИНИИ КУРСА

Для определения зависимости углового отклонения линии курса от ошибок в амплитудно-фазовом распределении токов излучающих элементов антенной решетки составим модель для 17-ти элементной антенной решетки курсового радиомаяка для диаграмм НБЧ УК и БЧ УК.

В работе [6] авторами представлен вывод зависимости среднеквадратичной ошибки в АФР в излучающих элементах антенной решетки и среднеквадратичной ошибки угла отклонения линии курса. При этом сделаны следующие выводы:

1. Основной вклад в ошибку выставления линии курса вносят погрешности формы ДН разностного типа.

2. Случайные ошибки фазового распределения возбуждающих токов в антенне с ДН разностного типа приводят к случайному смещению углового положения нуля ДН.

3. Случайные ошибки амплитудного распределения возбуждающих токов в антенне с ДН разностного типа в первом приближении не приводят к смещению углового положения нуля ДН, а лишь к «заплыванию» нулевого уровня ДН.

Продемонстрируем влияние амплитудных и фазовых ошибок в амплитудно-фазовом распределении токов на положение минимума в разностной диаграмме направленности БЧ УК.

При моделировании ошибок в амплитудно-фазовом распределении будем использовать закон о нормальном распределении.

					11.04.03.2019.180.00.00 ПЗ	Лист
						25
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

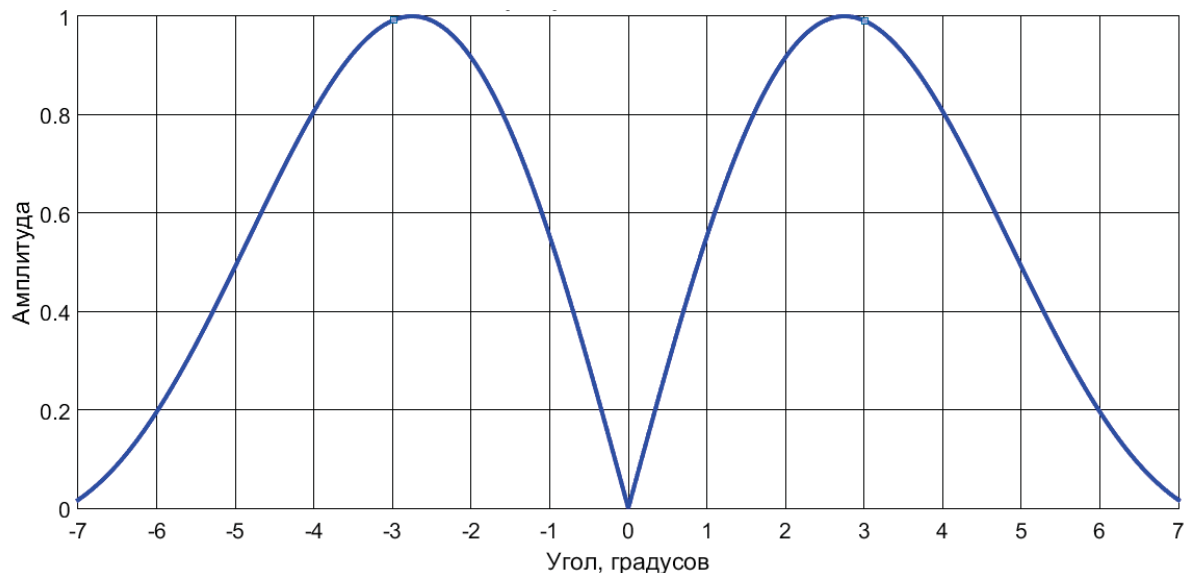


Рисунок 5.1 – Разностная диаграмма направленности БЧ УК с «идеальным» АФР

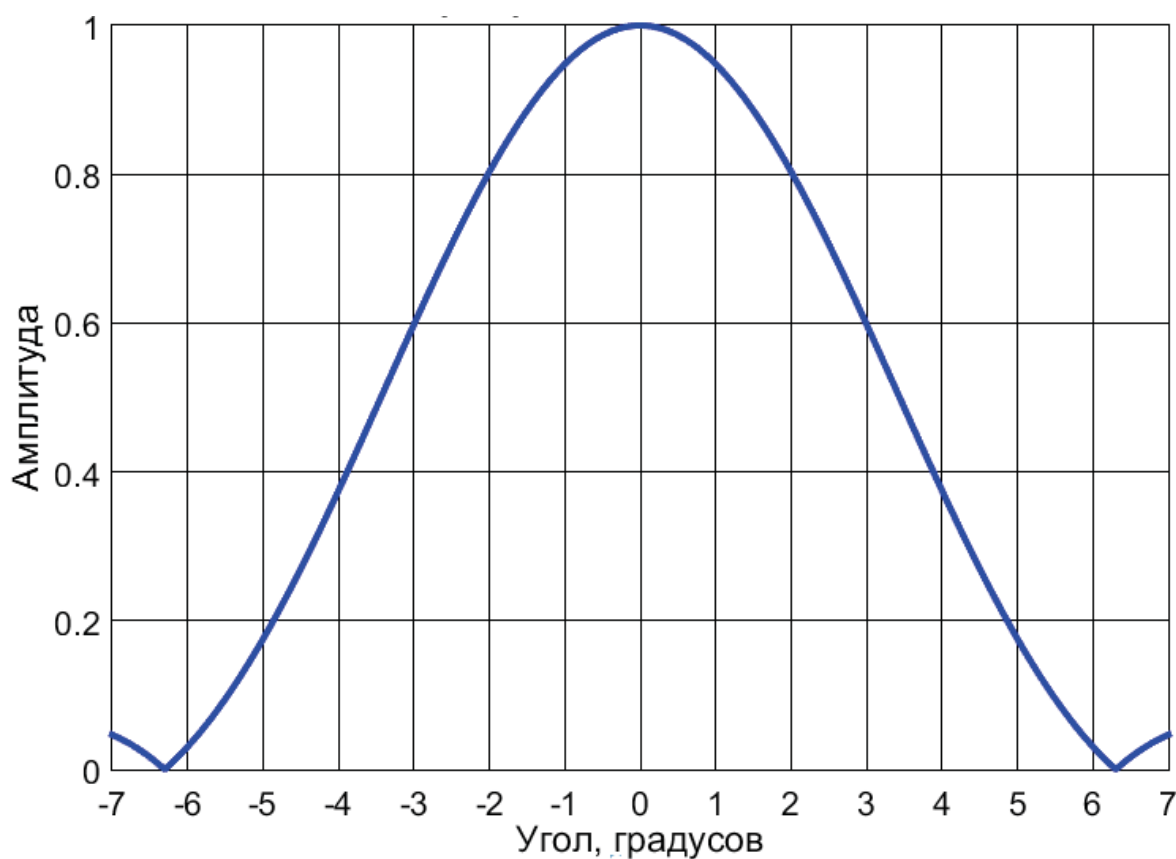


Рисунок 5.2 – Суммарная диаграмма направленности НБЧ УК с «идеальным» АФР

Введем в АФР каналов БЧ УК, НБЧ УК амплитудные ошибки со среднеквадратическим отклонением -25 дБ.

Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата

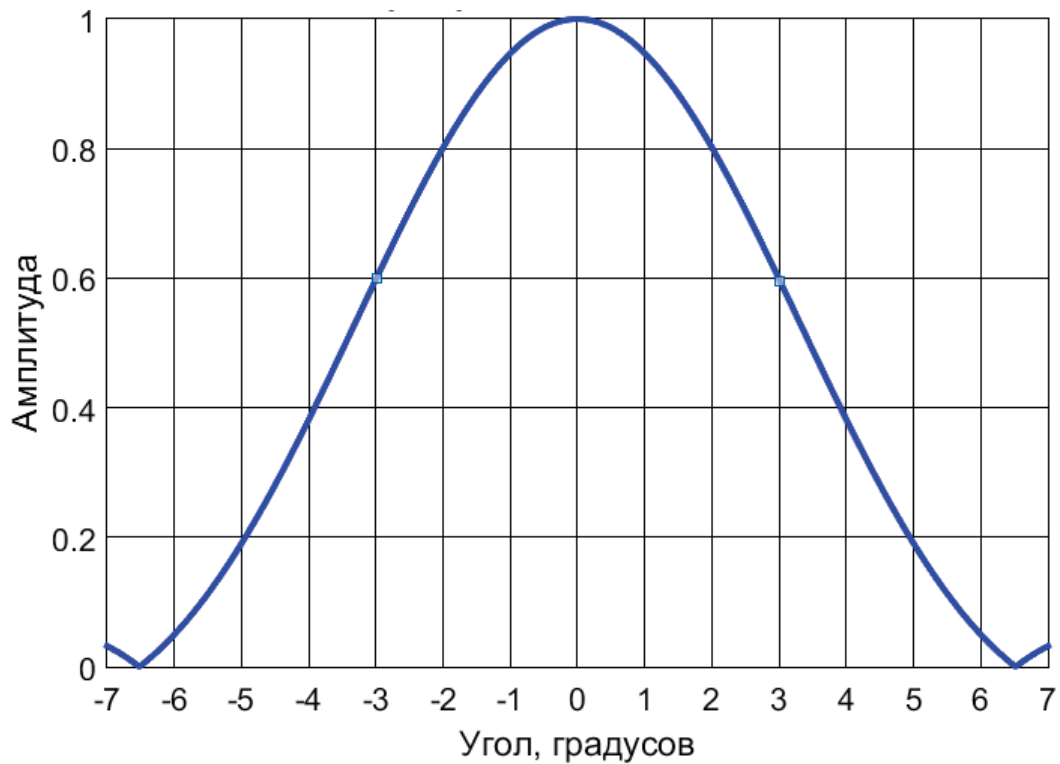


Рисунок 5.3 – Суммарная диаграмма направленности НБЧ УК со среднеквадратической амплитудной ошибкой -25 дБ

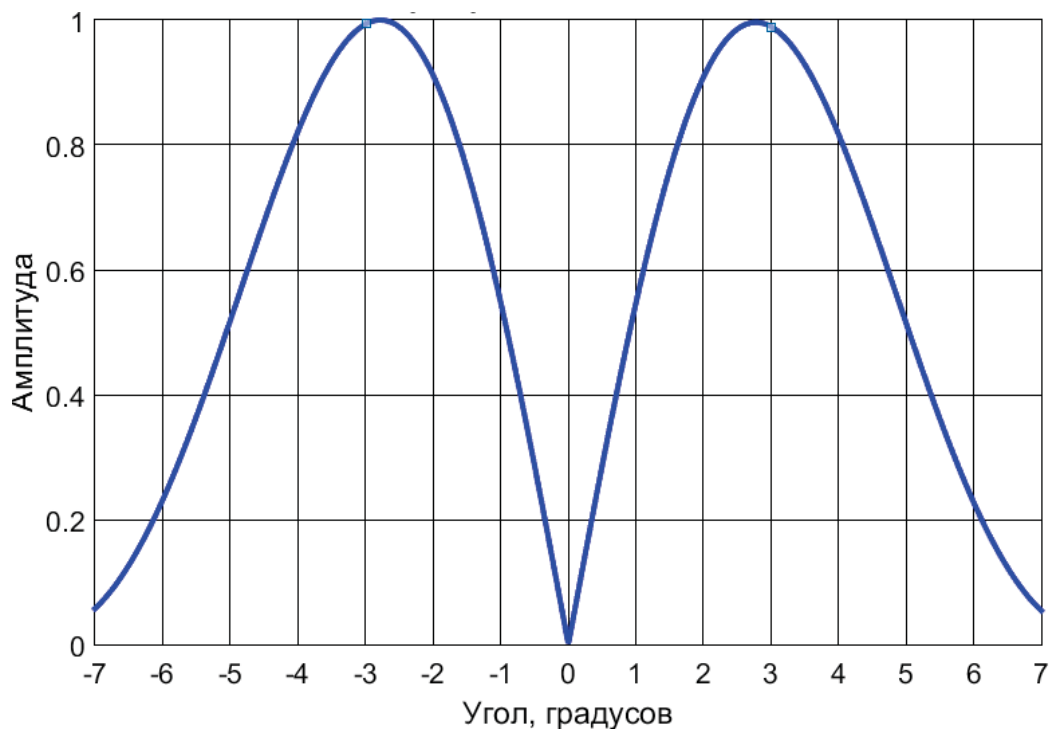


Рисунок 5.4 – Разностная диаграмма направленности БЧ УК со среднеквадратической амплитудной ошибкой -25 дБ

Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата

Из представленных выше графиков делаем заключение, что суммарная и разностная диаграммы практически не изменились.

Введем в АФР каналов БЧ УК, НБЧ УК амплитудные ошибки со среднеквадратическим отклонением -15 дБ.

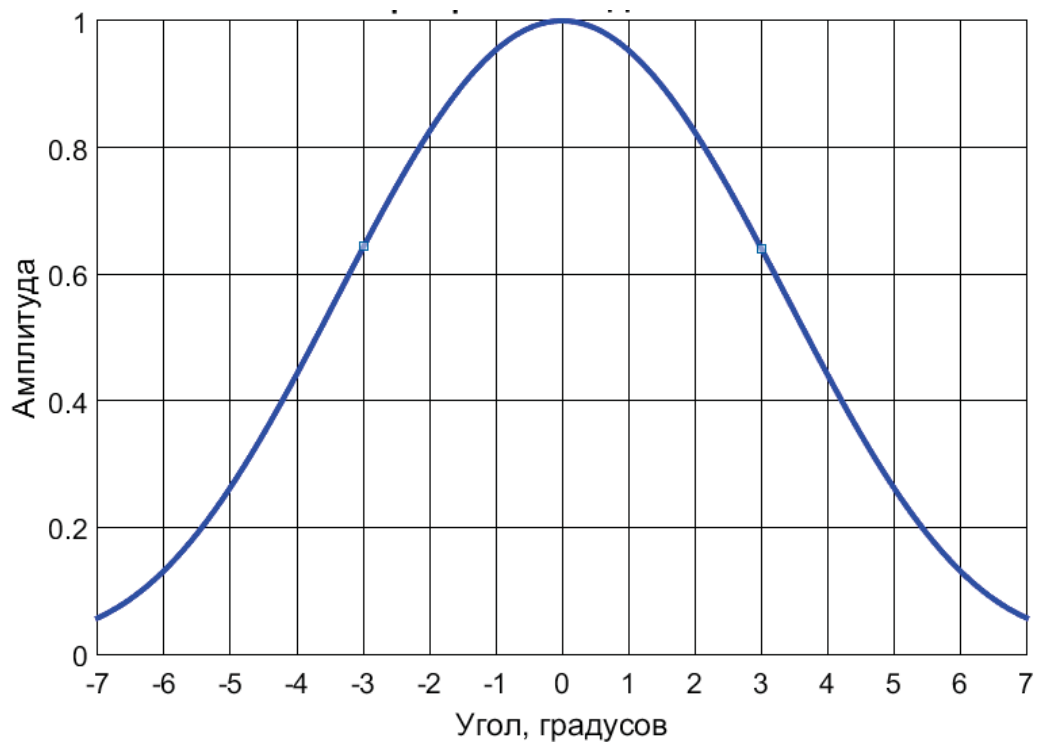


Рисунок 5.5 – Суммарная диаграмма направленности НБЧ УК со среднеквадратической амплитудной ошибкой -15 дБ

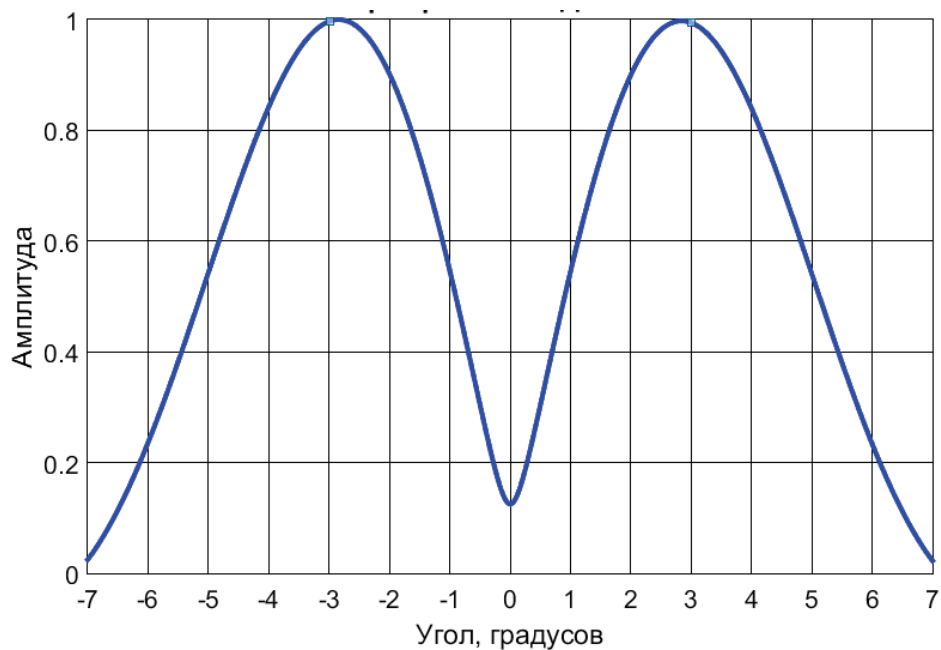


Рисунок 5.6 – Разностная диаграмма направленности БЧ УК со среднеквадратической амплитудной ошибкой -15 дБ

Как видим, основные изменения, а именно «заплывание» нуля наблюдаются в разностной диаграмме направленности БЧ УК. Суммарная диаграмма направленности БЧ УК при этом не меняется.

Введем в АФР каналов БЧ УК, НБЧ УК фазовые ошибки со среднеквадратическим отклонением  $5^\circ$ .

Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата

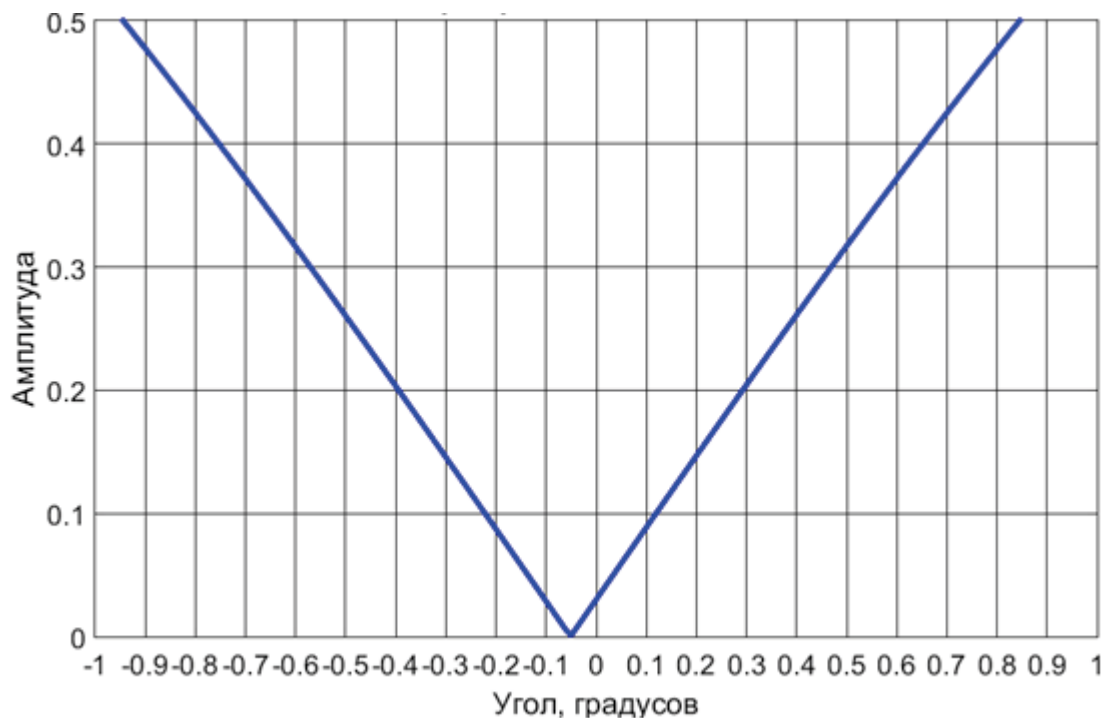


Рисунок 5.7 – Разностная диаграмма направленности БЧ УК со среднеквадратической фазовой ошибкой  $5^\circ$

Из представленного выше графика видно, что нулевой уровень разностной диаграммы направленности БЧ УК сместился на  $0,05^\circ$ .

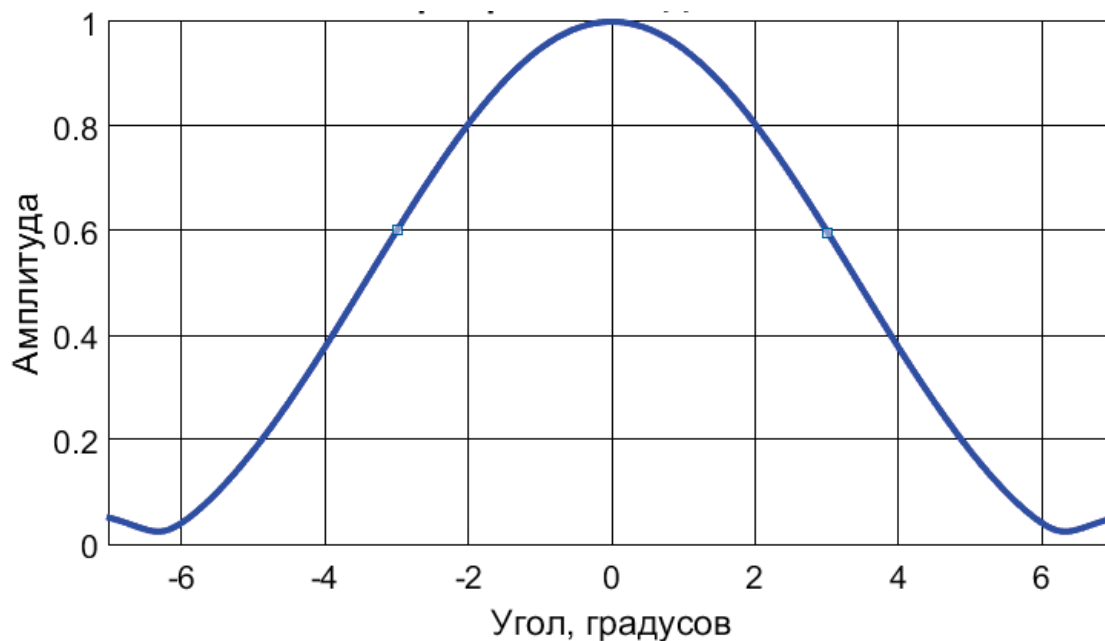


Рисунок 5.8 – Суммарная диаграмма направленности НБЧ УК со среднеквадратической фазовой ошибкой  $5^\circ$

Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата

При наличии фазовой ошибки со среднеквадратичным отклонением  $5^\circ$  форма суммарной диаграммы направленности канала НБЧ УК практически не изменяется.

Далее введем в АФР каналов БЧ УК, НБЧ УК фазовые ошибки со среднеквадратическим отклонением  $10^\circ$ .

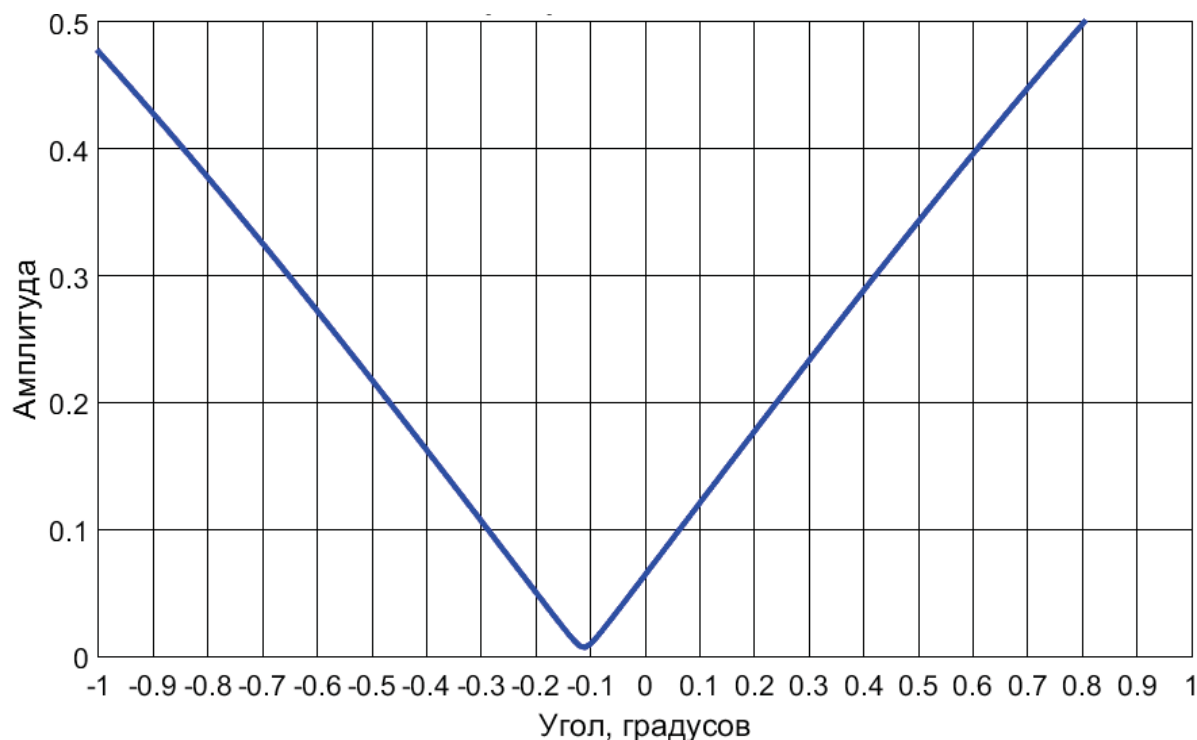


Рисунок 5.9 – Разностная диаграмма направленности БЧ УК со среднеквадратической фазовой ошибкой  $10^\circ$

Из представленного выше графика видно, что нулевой уровень разностной диаграммы направленности канала БЧ УК сместился на  $0,12^\circ$ .

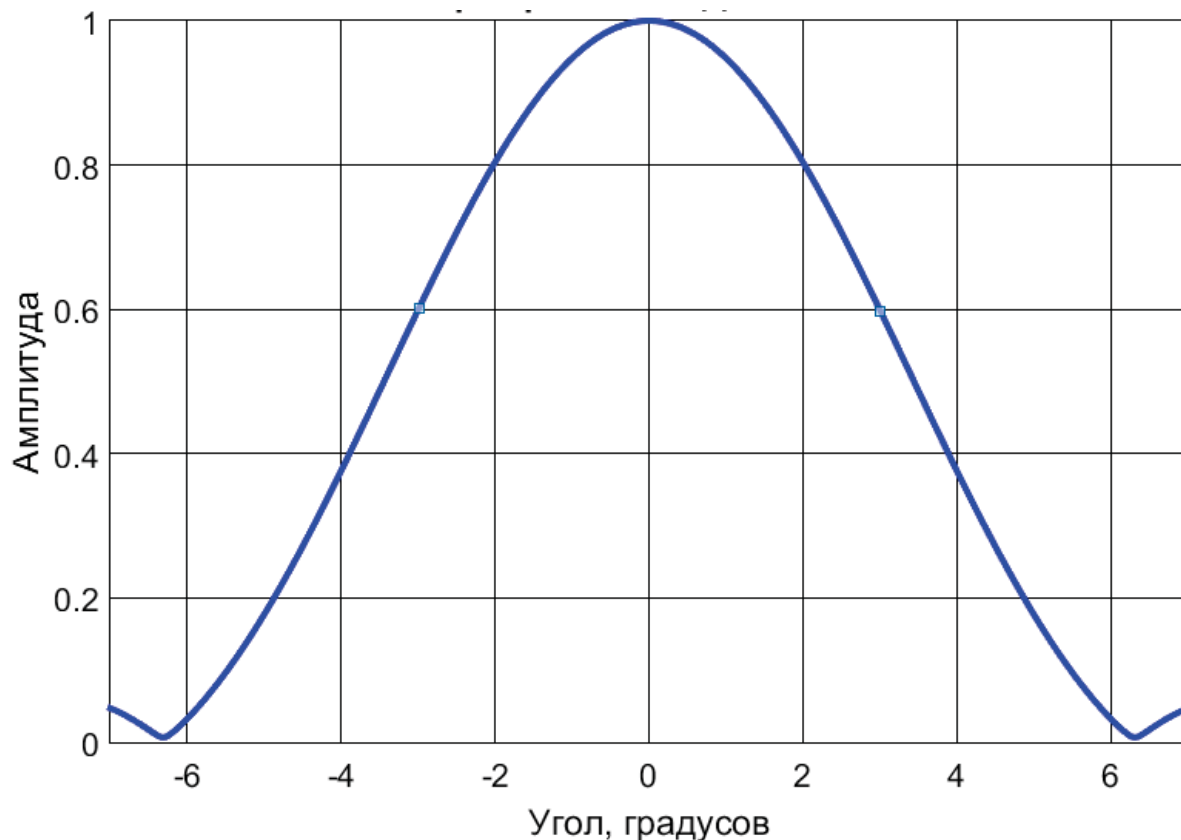


Рисунок 5.10 – Суммарная диаграмма направленности канала НБЧ УК со среднеквадратической фазовой ошибкой  $10^\circ$

При наличии фазовой ошибки со среднеквадратичным отклонением  $10^\circ$  форма суммарной диаграммы направленности канала НБЧ УК практически не изменяется.

Введем в АФР каналов БЧ УК, НБЧ УК фазовые ошибки со среднеквадратическим отклонением  $15^\circ$ .

Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата



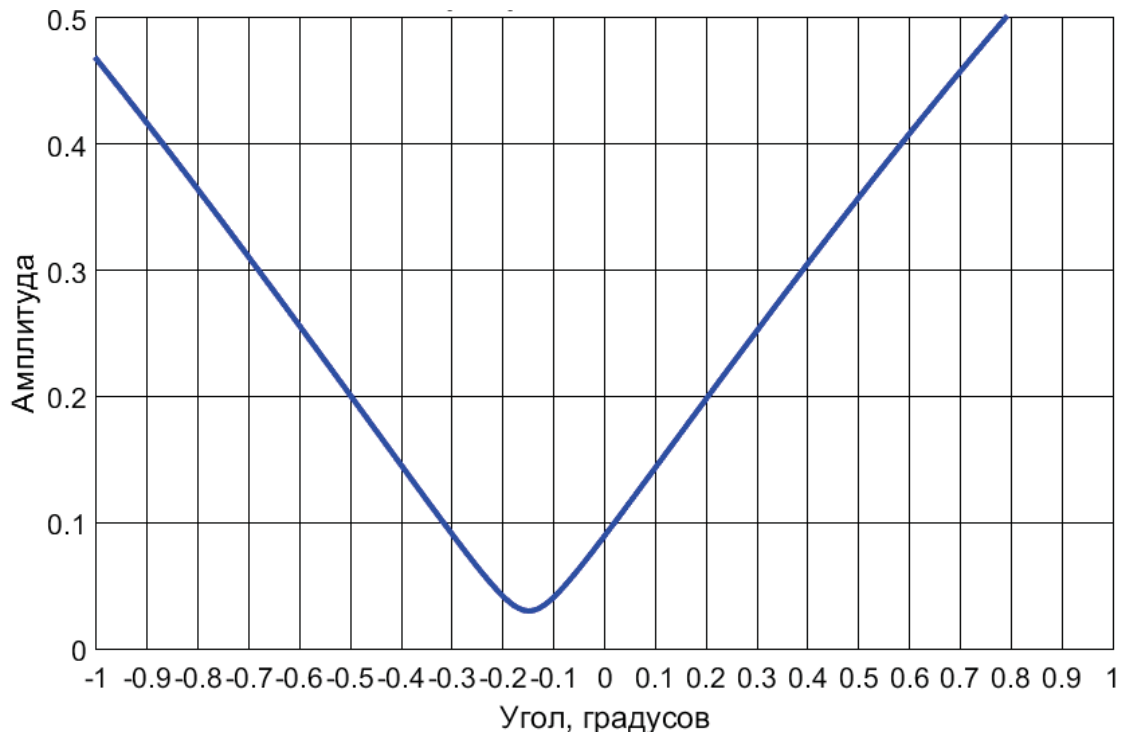


Рисунок 5.11 – Разностная диаграмма направленности канала БЧ УК со среднеквадратической фазовой ошибкой  $15^\circ$

Из представленного выше графика видно, что нулевой уровень разностной диаграммы направленности канала БЧ УК сместился на  $0,15^\circ$ .

Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата

11.04.03.2019.180.00.00 ПЗ

Лист

33

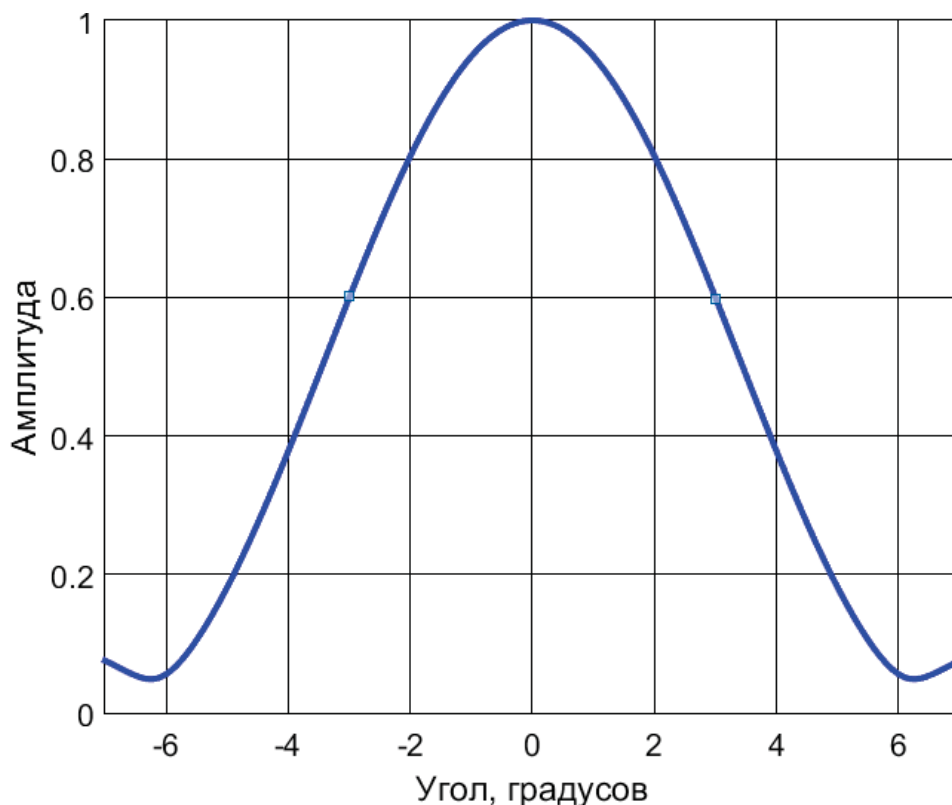


Рисунок 5.12 – Суммарная диаграмма направленности канала НБЧ УК со среднеквадратической фазовой ошибкой  $15^\circ$

При наличии фазовой ошибки со среднеквадратичным отклонением  $15^\circ$  форма суммарной диаграммы направленности канала НБЧ УК практически не изменяется.

Таким образом, из рисунков 5.1-5.6 делаем вывод, что наличие амплитудных ошибок в АФР антенны КРМ не влияет на форму суммарной диаграммы направленности канала НБЧ УК, при этом у разностной диаграммы направленности канала БЧ УК появляется «заплывание» нулевого уровня.

Также из рисунков 5.7 – 5.12 делаем вывод, что наличие фазовых ошибок в АФР излучающих элементов антенны КРМ не влияет на форму суммарной диаграммы направленности канала НБЧ УК, при этом у разностной диаграммы направленности канала БЧ УК появляется смещение нулевого уровня и «заплывание» нулевого уровня.

## 6. МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕНН В БЛИЖНЕЙ ЗОНЕ

Наиболее распространенные методы измерения диаграммы направленности антенн в ближней зоне являются коллиматорный и голографический методы измерений.

### 6.1. Коллиматорный метод измерений

В коллиматорном методе измерений используется вспомогательная антенна – коллиматор, которую располагают в ближней зоне исследуемой антенны. При помощи коллиматорной антенны формируется электромагнитное поле, по своей структуре близкое к структуре плоской волны. В качестве коллиматорной антенны могут быть использованы зеркальные антенны, линзовые и другие типы антенн, размеры которых не превышают размеров апертуры исследуемой антенны.

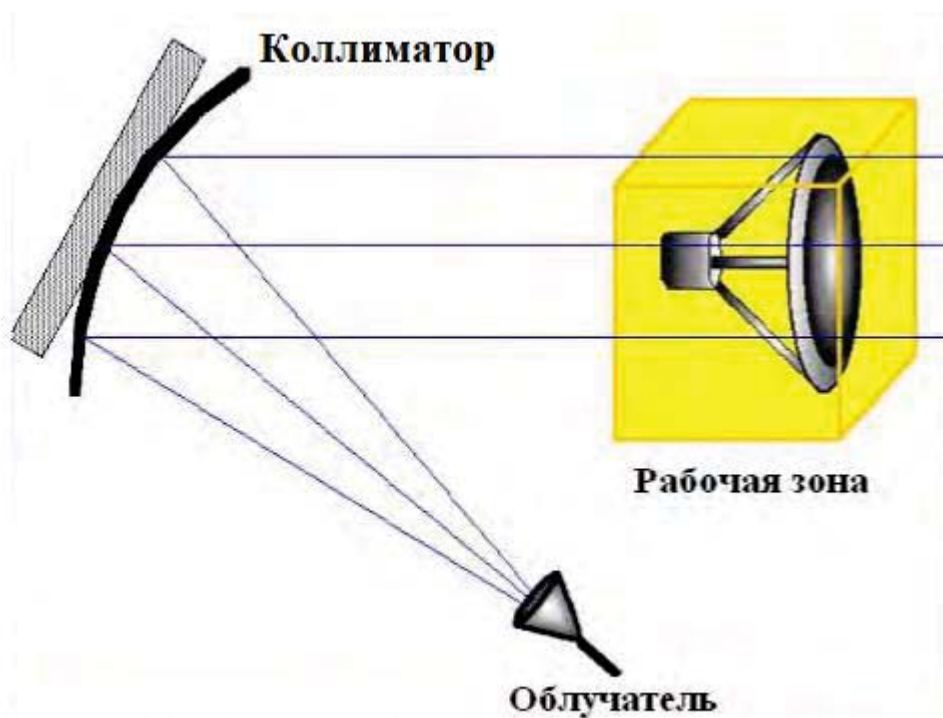


Рисунок 6.1 – Коллиматорный метод измерений ДН антенны

Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата

11.04.03.2019.180.00.00 ПЗ

Лист

35

Основными достоинствами коллиматорного метода являются хорошее совпадение большинства параметров с теми же параметрами, определяемыми при измерениях в дальней зоне.

Основным недостатком коллиматорного метода является невозможность измерения антенн с большой апертурой излучения, в том числе антенны курсового радиомаяка системы посадки ILS.

## 6.2 Голографический метод измерений

При голографическом (амплифазометрическом) методе измерений характеристики антенн находятся путем математической обработки результатов измерений в ближней зоне. Основными элементами таких измерений являются: измеряемая антенна, антенна-датчик (зонд), фидерная линия, измеритель амплитуды и фазы принятого сигнала, ЭВМ для обработки результатов измерений. Как правило, ближнее поле измеряемой антенны измеряется на плоскости, расположенной перед измеряемой антенной, сферической поверхности или цилиндрической поверхности. Для перемещения зонда относительно антенны используются одно – и двухкоординатные механизмы и линейными и угловыми перемещениями, сочетание которых способствует перемещению измерительного зонда в точку с заданными координатами. При измерении голографическим методом, расстояние между измеряемой антенной и измерительным зондом должно быть много меньше расстояния до границы перехода ближней зоны в дальнюю [7].

Основными достоинствами голографического метода являются: независимость от размеров апертуры излучения измеряемой антенны; универсальность метода – возможность измерения зеркальных антенн, фазированных антенных решеток, линейных антенных решеток, рупорных антенн и других типов излучающих элементов. Таким образом, голографический метод пригоден для измерения параметров антенны курсового радиомаяка системы посадки ILS.

					11.04.03.2019.180.00.00 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		36

Основными недостатками голографического метода являются необходимость в точном позиционировании измерительного зонда; необходимость в зонде (приемной антенне), присутствие которого в ближней зоне измеряемой антенны не искажало бы согласования и распределения поверхностных токов в измеряемой антенне.

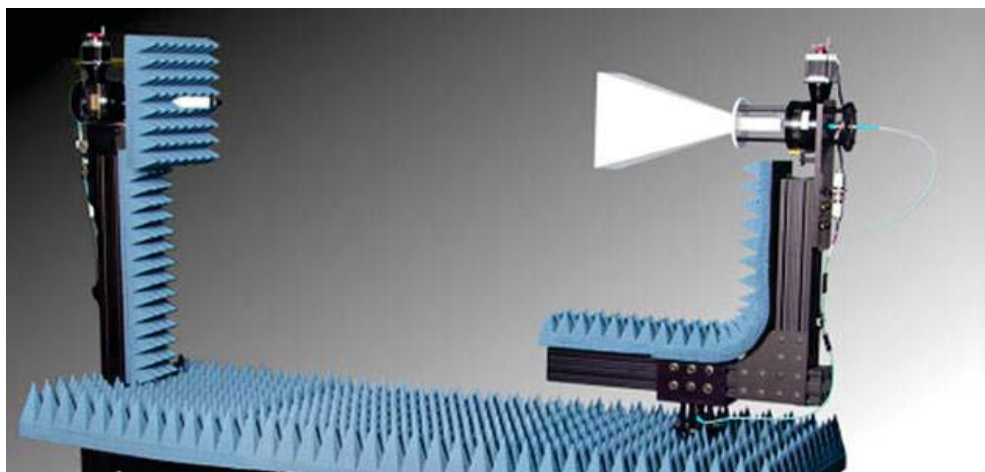


Рисунок 6.2 – Голографический (амплифазометрический) метод измерений в ближней зоне

### 6.3 Коммутационный метод измерений

Одними из современных активно развивающихся методов измерения параметров фазированных антенных решеток являются коммутационные методы. В работах [8, 9, 10] представлена практическая реализация измерения параметров фазированной антенной решетки в ближней зоне при использовании неподвижного зонда. При этом требуется лишь векторный анализатор цепей и компьютер для «восстановления» диаграммы направленности в дальней зоне по результатам измерений.

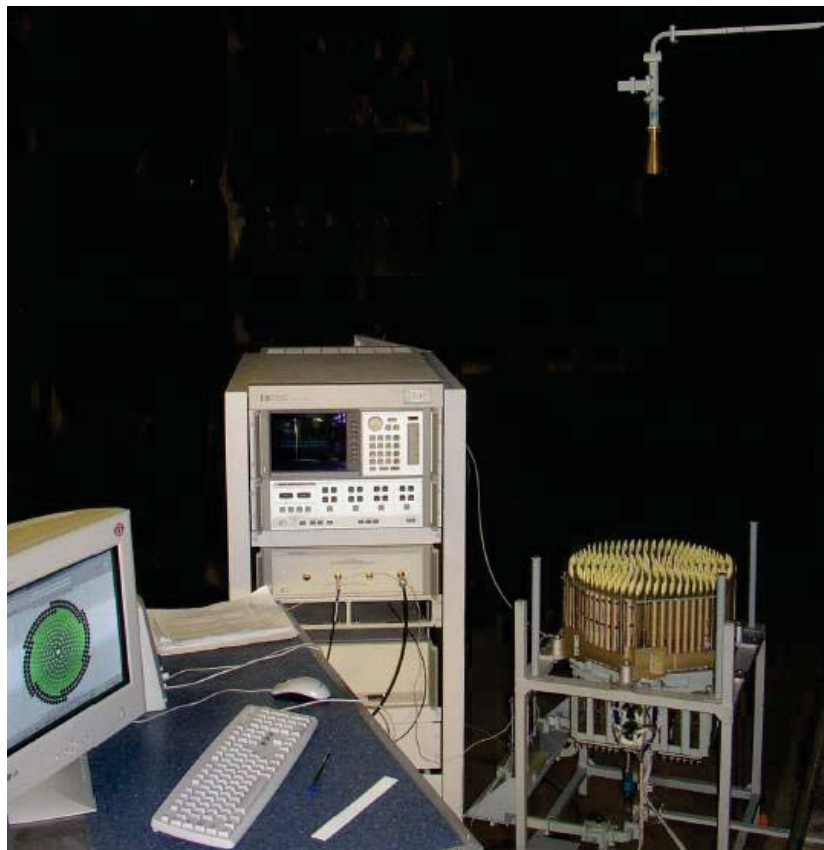


Рисунок 6.3 – Измерительная установка для контроля параметров ФАР

В процессе измерений можно выделить следующие основные операции:

- 1) Измерение суммарного наведенного сигнала от всех излучающих элементов исследуемой фазированной антенной решетки;
- 2) Изменение состояния одного или нескольких фазовращателей фазированной антенной решетки;
- 3) Повторение операций (1) и (2) при различных состояниях фазовращателей фазированной антенной решетки;
- 4) Определение комплексных значений возбуждения каждого излучающего элемента при помощи математической обработки.

При этом в процессе математической обработки результатов измерений необходимо учитывать разность хода лучей от каждого излучающего элемента до измерительного зонда.

Однако, применительно к измерению антенной решетки КРМ данный метод невозможен, так как точность позиционирования измерительного зонда слишком высока.

Другим недостатком метода, применительно к контролю антенны КРМ, является необходимость всенаправленной антенны для того, чтобы все излучающие элементы антенной решетки КРМ принимались с одинаковым коэффициентом усиления.

Таким образом, на основании трех рассмотренных методов измерения амплитудно-фазового распределения токов наиболее предпочтителен голографический метод измерений, при котором не требуется автоматической установки, как в коммутационном методе измерений, или технологически сложной коллиматорной отражающей поверхности, как в коллиматорном методе измерений. Для реализации голографического метода измерений необходимо наличие датчика электромагнитного поля, внесение которого в ближнюю зону антенны КРМ не приведет к перераспределению электромагнитного поля и рассогласованию антенны.

					11.04.03.2019.180.00.00 ПЗ	Лист
						39
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

## 7. ДАТЧИК ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ

### 7.1 Формирование требований к датчику электромагнитного поля

При изучении антенных комплексов известных систем посадки самолетов гражданской авиации, таких как ILS-410, СП-90, СП-2010 делаем заключение, что в качестве излучающих элементов антенной решетки КРМ используются антенны дипольного (вibratorного) типа. Исходя из этого, сформируем требования к датчику электромагнитного поля для работы в ближней зоне излучающих элементов антенны КРМ.

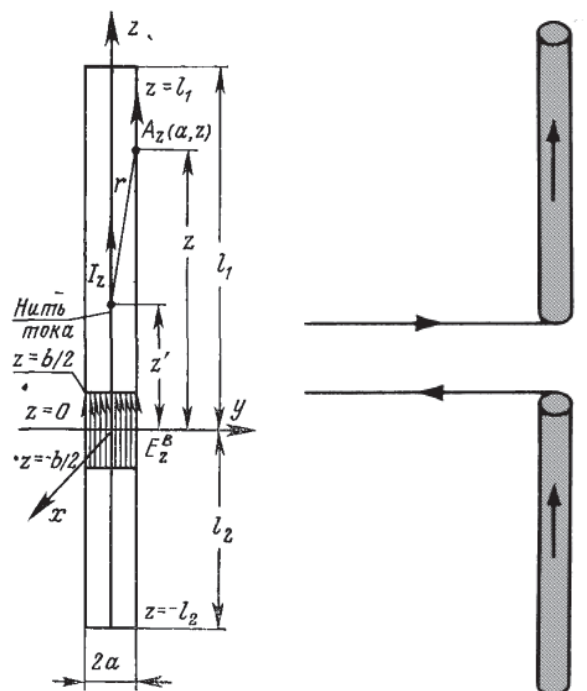


Рисунок 7.1 – Внешний вид дипольной антенны

Пусть ось диполя расположена вдоль оси Z. Для нахождения распределения поверхностных токов по дипольной антенне, необходимо решить интегральное уравнение Галлена:

$$\int_{-l_2}^{l_1} I_z(z') K(z-z') dz' = C_1 \exp(ikz) + C_2 \exp(-ikz) + \frac{2\pi V}{W} \exp(\mp ikz), \quad (14)$$

$$K(z-z') = \frac{\exp\left(-ik\sqrt{(z-z')^2 + a^2}\right)}{\sqrt{(z-z')^2 + a^2}}, \quad (15)$$

где  $I_z$  - продольная составляющая электрического тока;

					11.04.03.2019.180.00.00 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		40



$W = \frac{k}{\omega \epsilon_a}$  – волновое сопротивление среды;

$a$  – радиус проводящей нити плеча диполя;

$K(z - z')$  – ядро уравнения Галлена;

$k$  – волновое число;

$\omega$  – круговая частота.

Из решения уравнения Галлена, для симметричного диполя распределение поверхностного тока определяется выражением:

$$I_z(z) = I_0 \frac{\sin k(l - |z|)}{\sin kl} \quad (16)$$

Пусть симметричный диполь расположен в цилиндрической системе координат, так что ось  $Z$  совпадает с осью диполя.

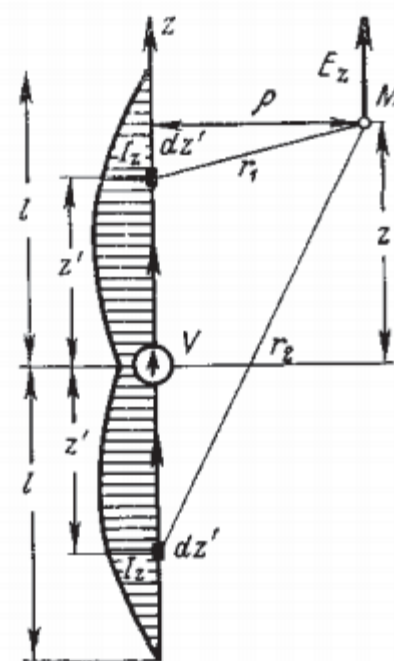


Рисунок 7.2 – К расчету ближнего поля дипольной антенны

Из закона распределения поверхностного тока, напряженность электрического и магнитного полей в ближней зоне симметричного диполя определяется следующими выражениями:

$$E_z = \frac{WI_0}{4\pi k \sin kl} \frac{1}{\rho} \frac{\partial}{\partial \rho} \{ \exp(-ikR_1) + \exp(-ikR_2) - 2 \cos kl \exp(-ikR_0) \} \quad (17)$$

Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата

$$H_{\varphi} = \frac{iI_0}{4\pi\rho \sin kl} \{ \exp(-ikR_1) + \exp(-ikR_2) - 2\cos kl \exp(-ikR_0) \} \quad (18)$$

$$E_{\rho} = \frac{iWI_0}{4\pi\rho \sin kl} \left\{ \frac{\exp(-ikR_1)}{R_1} (z-l) + \frac{\exp(-ikR_2)}{R_2} (z+l) - 2\cos kl \frac{\exp(-ikR_0)}{R_0} z \right\} \quad (19)$$

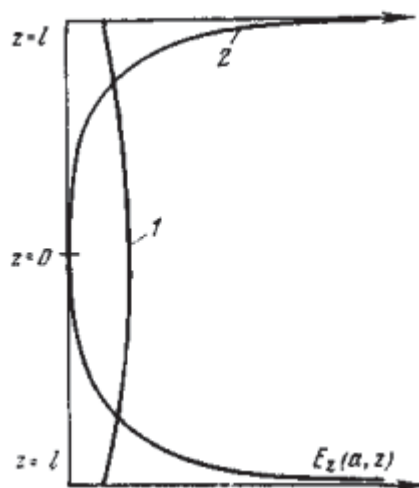


Рисунок 7.3 – Распределение активной(1) и реактивной(2) составляющих напряженности электрического поля по диполю

Расчетные соотношения (17) - (19) получены при синусоидальном распределении тока и носят приближенный характер. При этом, из граничных условий для идеально проводящего проводника, напряженность магнитного поля на поверхности диполя определяет собой электрический ток, а нормальная составляющая вектора напряженности электрического поля представляет собой линейную плотность заряда вдоль вибратора. Отсюда следуют равенства:

$$I_z = 2\pi a H_{\varphi}(a) \quad (20)$$

$$Q_z = 2\pi a E_{\rho}(a) \quad (21)$$

В выражениях (20), (21)  $H_{\varphi}(a), E_{\rho}(a)$  – напряженности магнитного и электрического полей на поверхности диполя в точке с координатой  $Z$ .

Выражения (20), (21) служат основой для экспериментального определения распределения тока и заряда вдоль диполя. Для измерения распределения тока необходимо воспользоваться рамочным датчиком, для измерения распределения заряда – диполем. Линейные размеры рамочного датчика и диполя должны быть

малы по сравнению с длиной дипольной антенны и длиной волны, в противном случае будут иметь место искажения поля и измерения окажутся неточными.

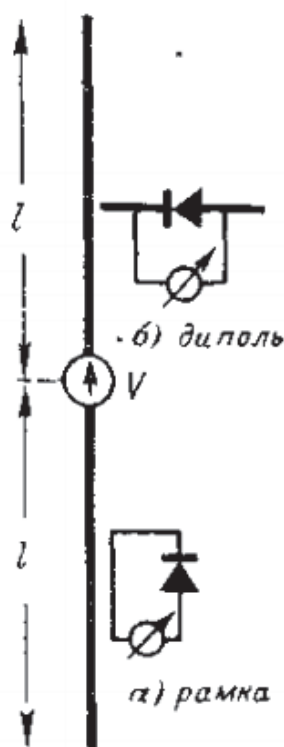


Рисунок 7.4 – Способы измерения распределения тока (а) и заряда (б)

С другой стороны, напряжённость электрического поля  $E_\theta$  и напряжённость магнитного поля  $H_\varphi$  электрического диполя определяются следующими соотношениями:

$$\dot{E}_{m\theta} = \frac{i\dot{I}_m l k^3}{4\pi\omega\epsilon} \left[ \frac{1}{kr} - i\left(\frac{1}{kr}\right)^2 - \left(\frac{1}{kr}\right)^3 \right] \sin\theta e^{-ikr}, \quad (22)$$

$$\dot{H}_{m\varphi} = \frac{i\dot{I}_m l k^2}{4\pi} \left[ \frac{1}{kr} - i\left(\frac{1}{kr}\right)^2 \right] \sin\theta e^{-ikr}, \quad (23)$$

где  $\dot{I}_m$  - комплексная амплитуда поверхностного тока;

$l$  - длина диполя;

$k = \frac{2\pi}{\lambda}$  - волновое число

$\lambda$  - длина волны;

$\omega$  - круговая частота;

$r$  - расстояние между источником и точкой наблюдения;

$(r, \theta, \varphi)$  - сферическая система координат.

Из (22) и (23) следует, что электрическое поле в сравнении с магнитным полем в ближней зоне дипольных антенн ( $kr \ll 1$ ) имеет более резкий характер изменения в зависимости от расстояния между диполем и точкой наблюдения. Следовательно, измерение электрической составляющей накладывает более высокие требования к точности позиционирования датчика в процессе измерений.

С другой стороны, магнитное поле диполя подвергается меньшему воздействию неблагоприятных погодных условий (снег, дождь). Таким образом, для измерения амплитудно-фазового распределения токов в антенной решетке КРМ, состоящей из антенн вибраторного типа, целесообразно предпочтение отдать измерению магнитного поля. Опираясь на закон электромагнитной индукции Фарадея, в качестве датчика магнитного поля необходимо использовать рамку. Рамка должна удовлетворять следующим требованиям: малые габариты, согласование с фидером, механическая прочность. Кроме того, датчик не должен оказывать заметного влияния на поле излучения антенны.

## 7.2 Рамочный датчик электромагнитного поля. Обзор литературы.

В работе [11] автор Frank M. Greene описывает методику проектирования и расчета малогабаритных переносных датчиков электрического и магнитного полей для проведения измерения в ближней зоне. В качестве датчиков электрического поля используются короткие дипольные антенны для работы в диапазоне частот до 750 МГц, для измерения магнитного поля используются малогабаритные рамочные антенны в диапазоне частот до 750 МГц.

Датчик электрического поля в работах автора Frank M. Greene представляет собой измерительный комплекс, состоящий из: дипольной антенны, полупроводникового диода, СВЧ фильтра, линии передачи, вольтметра.

Дипольная антенна состоит из двух одинаковых латунных трубок длиной 2,5-5 см, между которыми образуется зазор. В данный зазор устанавливается диэлектрическая пластина из фторопласта, таким образом, в зазоре образуется реактивность емкостного характера. Также, для выпрямления напряжения, в область зазора устанавливается диод Шоттки 1N5711, который рассчитан на

					11.04.03.2019.180.00.00 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		44

работу в диапазоне частот до 1000 МГц. Для удобства работы диполь имеет трубчатую ручку. Внутри упомянутой ручки устанавливается RC-фильтр, который сглаживает напряжение с диода, а также отфильтровывает высокочастотную составляющую. Линия передачи имеет сопротивление 1-1,2 МОм. Входное сопротивление вольтметра  $10^8 - 10^9$  Ом. Вольтметр работает как пиковый детектор и измеряет только мгновенные пиковые значения. Затем измеренные значения умножаются на 0,707 для преобразования пиковых значений в действующие. Эквивалентная схема датчика электрического поля приведена на рисунке 7.5.

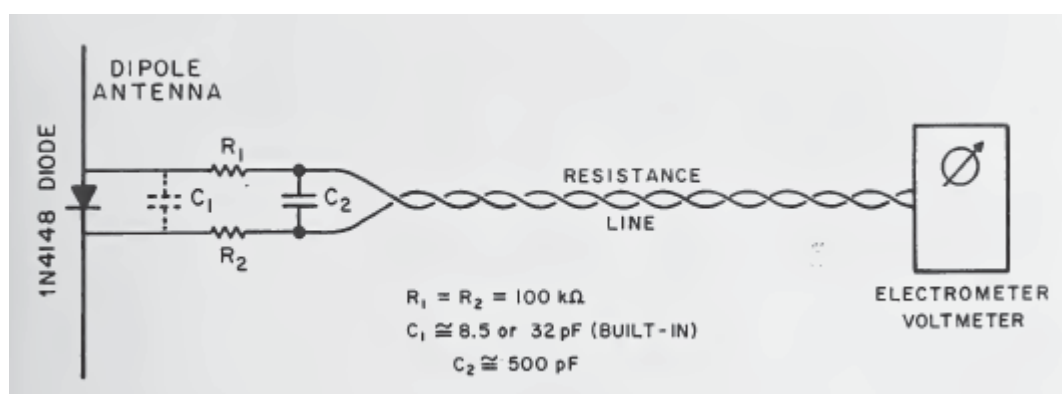


Рисунок 7.5 – Эквивалентная схема датчика электрического поля

На данной схеме сопротивления  $R_1$ ,  $R_2$  и емкости  $C_2$  – образуют RC-фильтр.

Емкость  $C_1$  – емкость, образованная в зазоре дипольной антенны.

Эквивалентная схема дипольной антенны с установленным к ней диодом Шоттки приведена на рисунке 7.6.

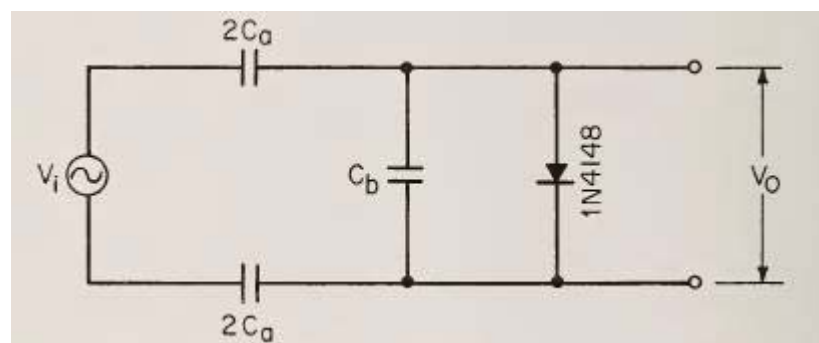


Рисунок 7.6 – Эквивалентная схема дипольной антенны с установленным диодом Шоттки

В данной схеме емкости  $C_a$  представляют собой входное сопротивление дипольной антенны,  $C_b$  – емкость, образованная в зазоре.  $V_i$  – напряжение, наводимое на диполе падающей электромагнитной волной.  $V_o$  – напряжение, падающее на диоде. В данной эквивалентной схеме отсутствуют сопротивления излучения и сопротивление омических потерь. Значение напряжения  $V_o$  образуется на емкостном делителе напряжения и определяется формулой:

$$V_o = \frac{C_a}{C_a + C_b} V_i \quad (24)$$

Напряжение  $V_i$ , наводимое на дипольную антенне, определяется следующим выражением:

$$V_i = EL_{эфф}, \quad (25)$$

где  $L_{эфф}$  – эффективная (действующая) длина диполя.

Эффективная (действующая) длина диполя является функцией от частоты и увеличивается с ростом электрической длины диполя. Эффективная длина определяется выражением (26).

$$L_{эфф} = \frac{L}{2} \left[ \frac{\operatorname{tg}\left(\frac{\beta l}{2}\right)}{\frac{\beta l}{2}} \right], \quad (26)$$

где  $L=2l$  – полная геометрическая длина диполя, м.

$\beta=2\pi/\lambda$  – волновое число.

Датчик магнитного поля в работах автора Frank M. Greene представляет собой измерительный комплекс, состоящий из: антенны, диода Шоттки, СВЧ фильтра нижних частот, линии передачи, вольтметра.

Рамочная антенна состоит из двух латунных трубок, каждая из которых представляет собой полукольцо. Диаметр рамки 3-10 см. Данные трубки соединяются с помощью диэлектрических материалов и образуют два зазора. Первый зазор образует собой реактивность емкостного характера. Второй зазор, больших размеров, предназначен для установки в него полупроводникового диода Шоттки 1N4148, который рассчитан на работу в диапазоне частот до 1000 МГц.

										Лист
										46
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата	11.04.03.2019.180.00.00 ПЗ					

Для удобства работы рамочная антенна имеет трубчатую ручку. В данную ручку устанавливается RC-фильтр нижних частот. Параметры линии передачи и вольтметра постоянного тока совпадают с ранее описанными, входящими в состав датчика электрического поля.

Эквивалентная схема датчика магнитного поля приведена на рисунке 7.7.

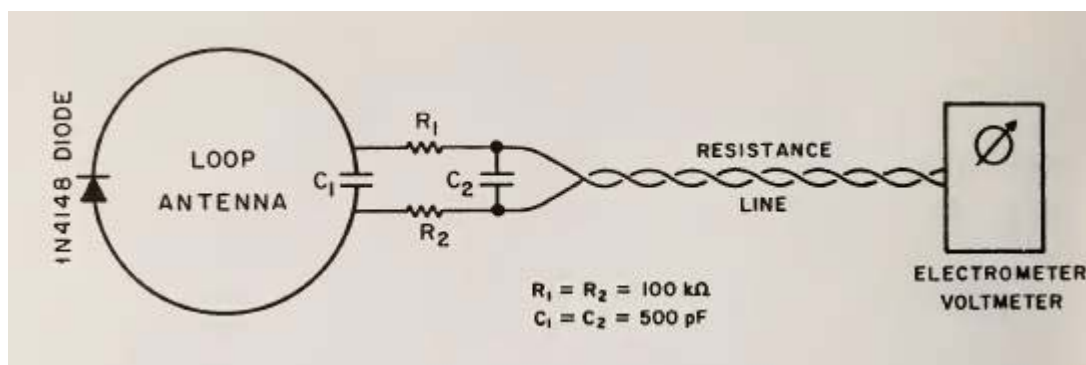


Рисунок 7.7 – Эквивалентная схема датчика магнитного поля.

В представленной эквивалентной схеме  $C_1$  – емкость зазора,  $R_1, R_2, C_2$  – элементы RC-фильтра.

Эквивалентная схема рамочной антенны, используемой в датчике магнитного поля с установленным диодом Шоттки, приведена на рисунке 7.8.

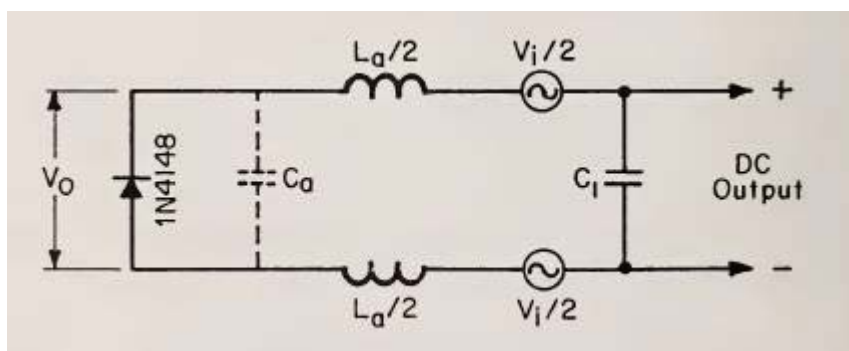


Рисунок 7.8 – Эквивалентная схема рамочной антенны

Здесь  $L_a$  – собственная индуктивность рамочной антенны,  $C_a$  – емкость, образованная емкостью зазора и емкостью диода. Сопротивление излучения и сопротивление омических потерь пренебрежимо малы.  $V_i$  – напряжение, индуцируемой на рамочной антенне падающей волной электромагнитного поля.

$V_o$  – выходное напряжение, приложенное к диоду. На малых частотах емкость  $C_a$  очень мала, поэтому ею можно пренебречь. Отсюда,  $V_o=V_i$ .

Напряжение  $V_i$  рамочной антенны, наводимое падающей электромагнитной волной, определяется вторым уравнением Максвелла.

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega\mu\vec{H}, \quad (27)$$

где  $\omega$  – циклическая частота,

$\mu$  – магнитная проницаемость среды,

$E$  – вектор напряженности электрического поля,

$H$  – вектор напряженности магнитного поля.

Согласно теореме Стока, при площади рамочной антенны  $S=\pi R^2$ , формула (27) преобразуется в (28).

$$\int_l \vec{E}d\vec{l} = -j\omega\mu HS, \quad (28)$$

где  $l$  – длина окружности рамочной антенны.

В работе [12] автор G.A. Morgan раскрывает такие темы как: измерения радиочастотных помех порождаемых электронной аппаратурой; требования к датчикам; проектирование рамочных датчиков.

Объектом измерений является электронное оборудование, работающее в СВЧ диапазоне. Данное оборудование помещено в металлический корпус, имеющий небольшие отверстия для вентиляции, а также щели, образованные в результате дефектов сочленений крышки и основания корпуса. Представленное электронное устройство имеет все типовые недостатки, которые ведут к излучению помех в окружающее пространство. Исследуемые рамочные датчики предназначены для измерения помеховых полей от описанного выше электронного оборудования, а также от любых других подобных электронных устройств, находящихся в непосредственной близости. Также, данные датчики могут быть использованы для обнаружения дефектов экранирования.

Электромагнитные волны помех проникают из корпуса в окружающее пространство через вентиляционные отверстия, через щели, образующиеся в

					11.04.03.2019.180.00.00 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		48



результате дефектов сочленения деталей корпуса. Распространение электромагнитных волн помех из корпуса в окружающее пространство может быть классифицировано на два случая:

- когда размеры отверстий, длины щелей много меньше длины волны ;
- когда размеры отверстий, длины щелей превышают  $0,25\lambda$ .

1) Когда размеры отверстий, длины щелей много меньше длины волны, причиной возникновения внешнего поля помех является поверхностный ток. Ток, порожденный внутренними полями электронного устройства, протекает по внутренней поверхности корпуса. Как только этот внутренний ток достигает разрыва/отверстия/щели в корпусе, он вытекает на внешнюю сторону корпуса и образует внешнее электромагнитное поле. Значения тока на внешней поверхности корпуса, а, следовательно, и значения электромагнитных полей, порождаемых данным током, сильно зависят от геометрии отверстий, щелей, а также от направления токов на внутренней поверхности корпуса.

Таким образом, поле в непосредственной близости  $d < \frac{\lambda}{2\pi}$  (ближняя зона) будет в большей степени магнитным и определяться значениями поверхностного тока.

2) Когда размеры отверстий, щелей превышают  $0,25\lambda$ , поле в непосредственной близости  $d < \frac{\lambda}{2\pi}$  будет по большей части электрическим.

Таким образом, можно сформулировать требования к рамочной антенне, учитывая два приведенных случая распространения электромагнитного поля помех. А именно, диаметр рамочной антенны должен быть меньше  $0,25\lambda$ , так как в противном случае, рамочная антенна будет охватывать максимумы электрического и магнитного полей (области высокого напряжения и области высокого тока).

В своей работе автор G.A. Morgan представляет процесс разработки конструкции электрически симметричных рамочных датчиков, а также приводит эквивалентные схемы. Чтобы предостеречь датчик от антенного эффекта и других

					11.04.03.2019.180.00.00 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		49

нежелательных явлений, используется симметричная конструкция рамочного датчика (см. рисунок 7.9).

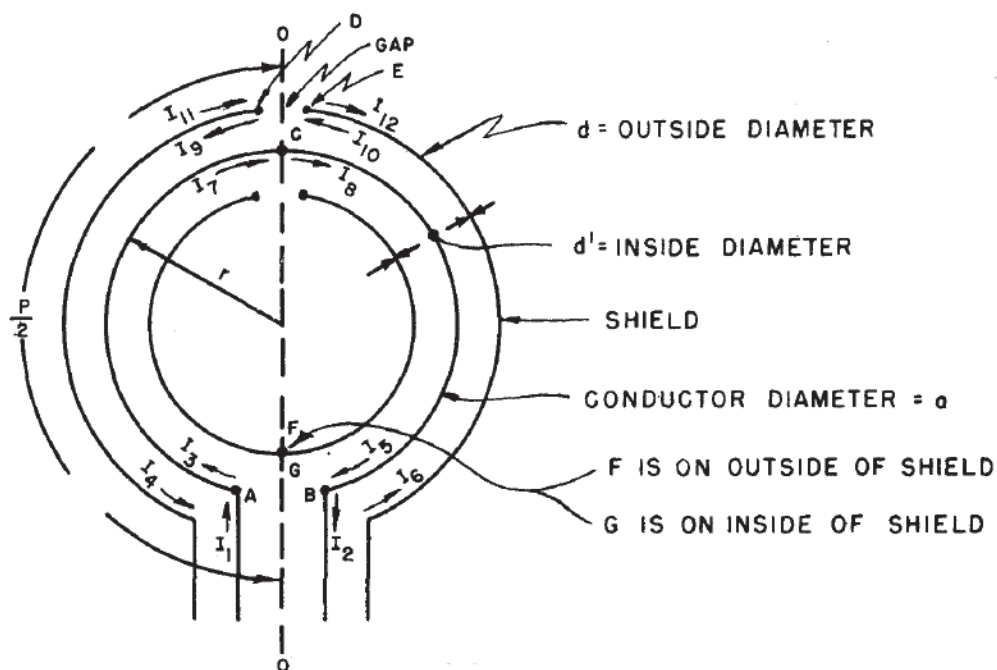


Рисунок 7.9 – Поперечный разрез симметричного экранированного рамочного датчика, подсоединенного к двухпроводной экранированной линии передачи

При конструировании такого рамочного датчика необходимо выполнение следующих условий:

- 1) Экранирующая поверхность выполнена из идеального проводника - металла, такого как медь или алюминий.
- 2) Толщина металла, применяемого в экранирующей поверхности, намного больше, чем эквивалентная глубина проникновения. Таким образом, поверхностный ток на внешней поверхности не должен проникать сквозь экранирующую поверхность.
- 3) Рамочный датчик физически и электрически симметричен относительно оси O-O.

Для получения эквивалентной схемы рассмотрим направления движения токов в момент времени.

1) Для начала,  $I_1=I_2$ , данное соотношение показывает, что внутри экранирующей поверхности симметричной линии передачи нет поверхностных токов.

2) Внутренний проводник между точками А и С, совместно с внутренней поверхностью экрана, формируют коаксиальную линию передачи. Точно такое же утверждение касается внутреннего проводника между точками В и С.

Поэтому,  $I_3=I_4$ ,  $I_5=I_6$ ,  $I_7=I_8$ .

По закону Кирхгофа, сумма токов втекающих в узел равно сумме токов вытекающих. Таким образом, для точки С:  $I_7=I_8$ . По той же причине, в точке D:  $I_{11}=I_9$ .

Отсюда можно сделать вывод, что поверхностные токи, индуцируемые на внешней поверхности экрана, перетекают на внутреннюю поверхность и тем самым возбуждают протекание токов по внутреннему проводнику коаксиальной линии рамочного датчика, далее токи протекают на удаленную нагрузку по симметричной экранированной линии передачи. Эквивалентная схема симметричного экранированного рамочного датчика, изображена на рисунке 7.10. Входными клеммами в представленной эквивалентной схеме являются точки А и В рисунка 7.9. Входное сопротивление определяется сопротивлением экранирующей поверхности.

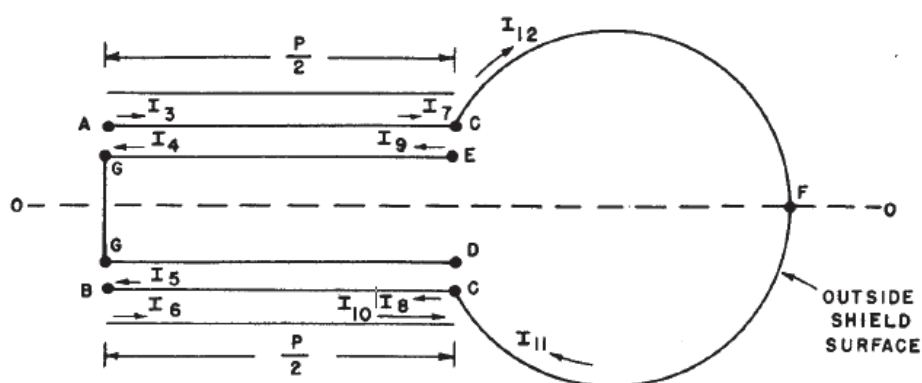


Рисунок 7.10 – Эквивалентная схема экранированного рамочного датчика

При использовании в качестве линии передачи коаксиальной линии, конструкция рамочного датчика принимает следующий вид (см. рисунок 7.11)

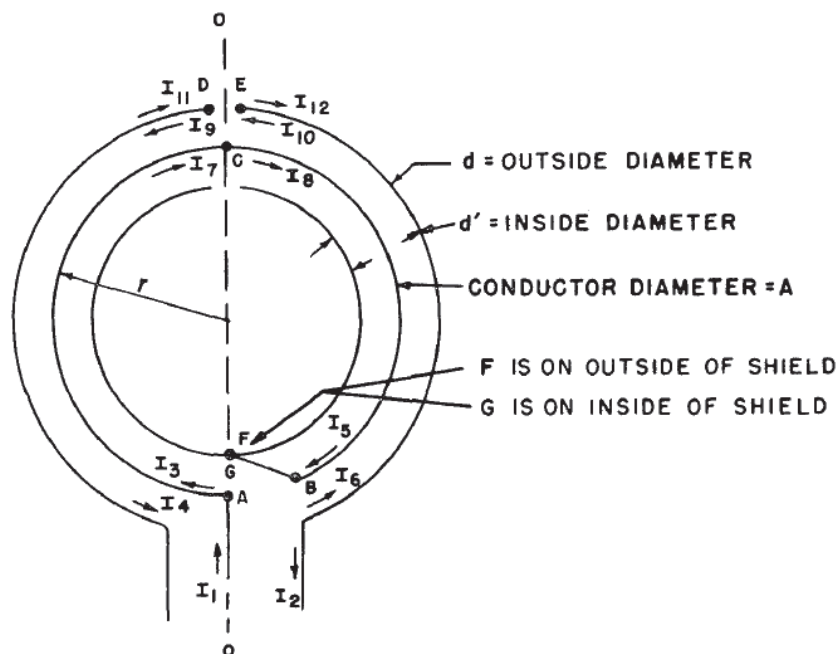


Рисунок 7.11 – Поперечный разрез симметричного экранированного рамочного датчика, подсоединенного к коаксиальной линии передачи

Эквивалентная схема симметричного экранированного рамочного датчика, подсоединенного к коаксиальной линии передачи аналогична схеме, изображенной на рисунке 7.9, единственное отличие в том, что точка В образует с точкой G короткое замыкание.

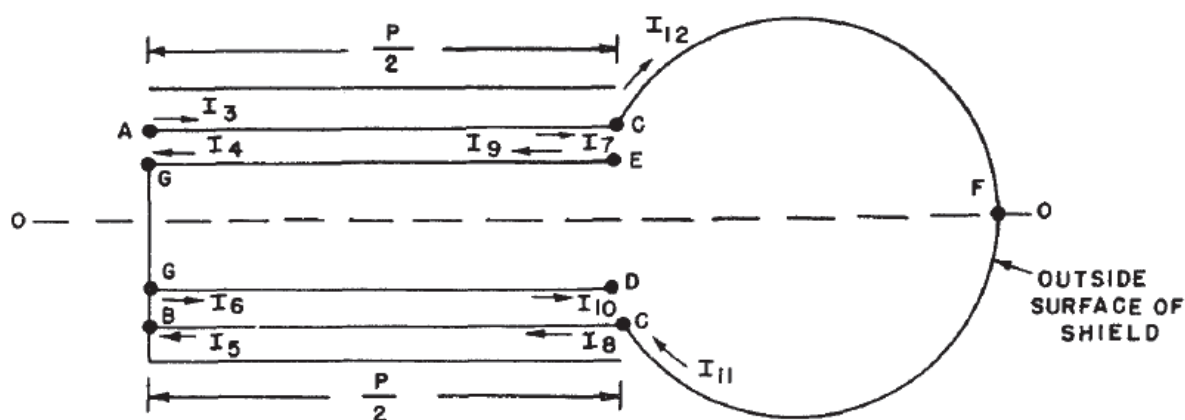


Рисунок 7.12 – Эквивалентная схема симметричного экранированного рамочного датчика

Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата

Входное сопротивление представленного рамочного датчика в сечении А-Г определяется последовательным соединением сопротивления экранирующей поверхности, а также входным сопротивлением реактивного короткозамкнутого отрезка D-С.

Для исключения влияния реактивного короткозамкнутого отрезка, в конструкции рамочного датчика между точками С и В образуется короткое замыкание.

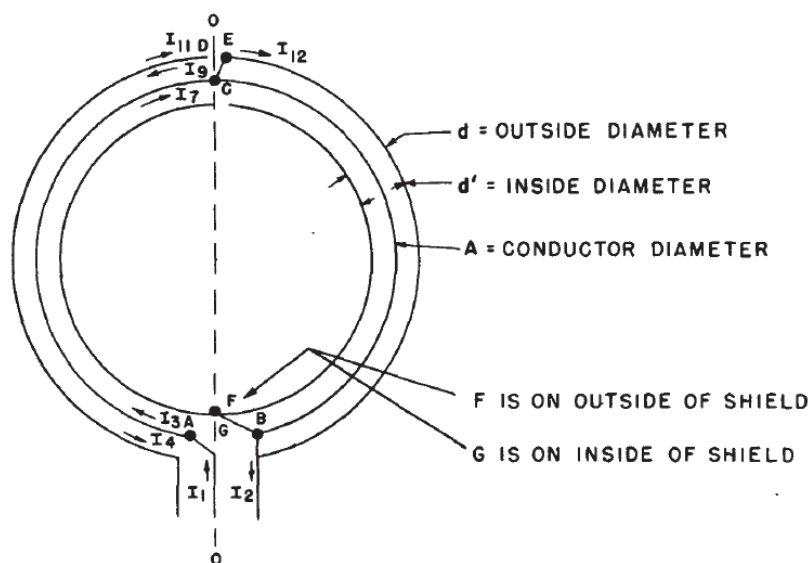


Рисунок 7.13 – Поперечный разрез симметричного экранированного рамочного датчика, подсоединенного к коаксиальной линии передачи

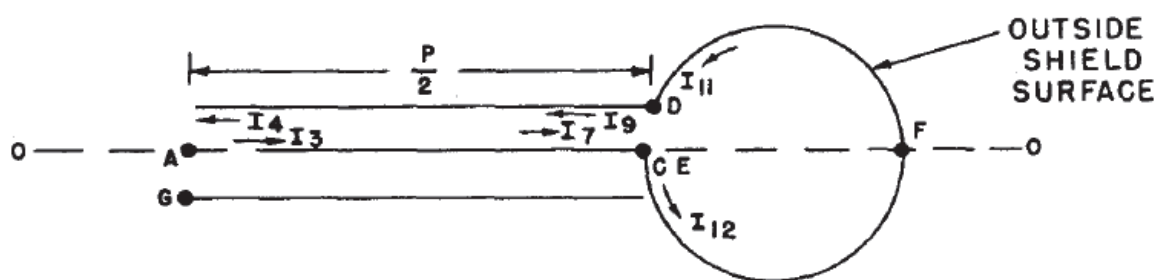


Рисунок 7.14 – Эквивалентная схема симметричного экранированного рамочного датчика

Для определения входного сопротивления в сечении А-Г рамочного датчика на низких частотах используется формула:

$$Z = jZ_o \operatorname{tg}(\beta l + \operatorname{arctg}(\frac{X_L}{Z_o})), \quad (29)$$

где  $X_L$  – индуктивное сопротивление экрана,

$Z_o$  – волновое сопротивление коаксиальной линии рамочного датчика,

$l$  – длина коаксиальной линии рамочного датчика.

На высоких частотах экран рамочного датчика не может рассматриваться как чистая индуктивность. Взамен этого, экран рамочного датчика рассматривается как неравномерная линия передачи.

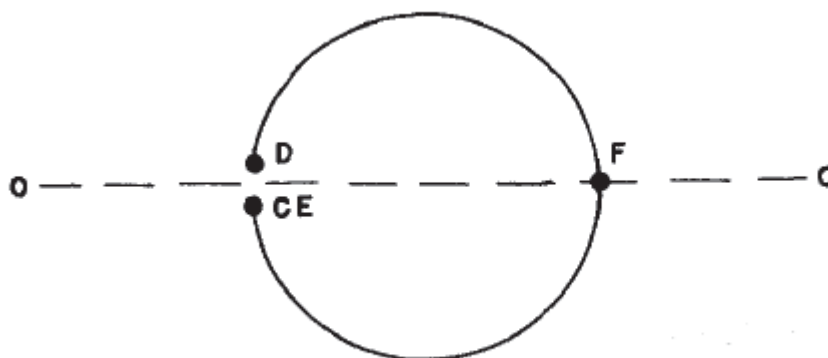


Рисунок 7.15 – Эквивалентная схема рамочного датчика на высоких частотах  
(неравномерная линия передачи)

Для определения входного сопротивления в сечении А-Г рамочного датчика на высоких частотах используется формула для определения входного сопротивления короткозамкнутого отрезка двухпроводной линии:

$$Z = jZ_o \operatorname{tg}(\beta l) \quad (30)$$

Дополнительно к рассмотренной конструкции рамочного датчика добавляется ручка, которая используется для подключения рамочного датчика к коаксиальной линии передачи.

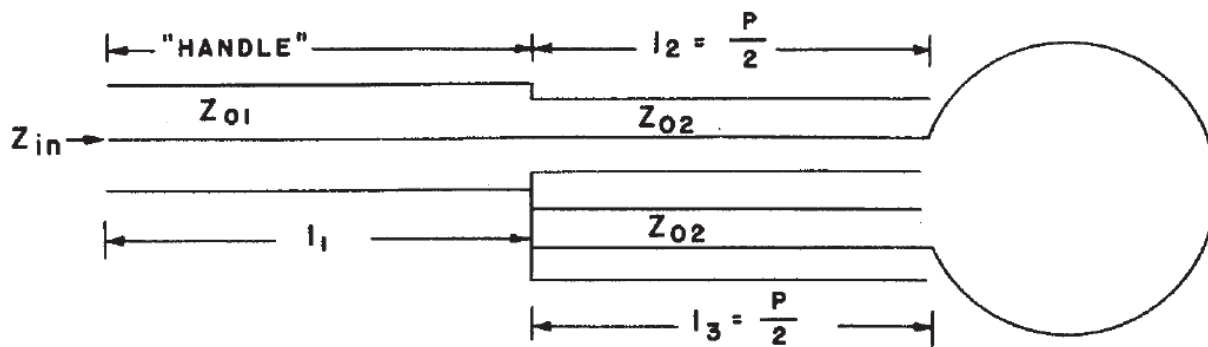


Рисунок 7.16 – Конструкция рамочного датчика с ручкой

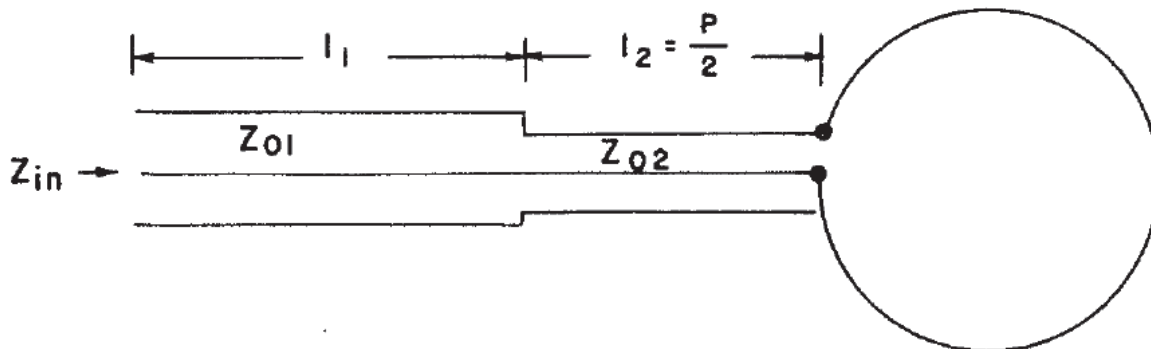


Рисунок 7.17 – Эквивалентная схема рамочного датчика с ручкой

На представленных рисунках  $Z_{01}$  и  $Z_{02}$  – волновые сопротивления коаксиальных линий.

Входное сопротивление рамочного датчика определяется по формуле:

$$Z_{IN} = jZ_{01} \operatorname{tg} \left( \beta l_1 + \operatorname{arctg} \left( \frac{Z_{02} \operatorname{tg} \left( \beta l_2 + \operatorname{arctg} \left( \frac{Z_1}{Z_2} \right) \right)}{Z_{01}} \right) \right) \quad (31)$$

Для упрощения схемы на рис.7.16, рис.7.17 предположим, что волновые сопротивления  $Z_{01} = Z_{02}$ . Также предположим, что на входе приемника сопротивление коаксиальной линии передачи  $Z_{01}=R$ . Тогда, эквивалентная схема принимает вид:

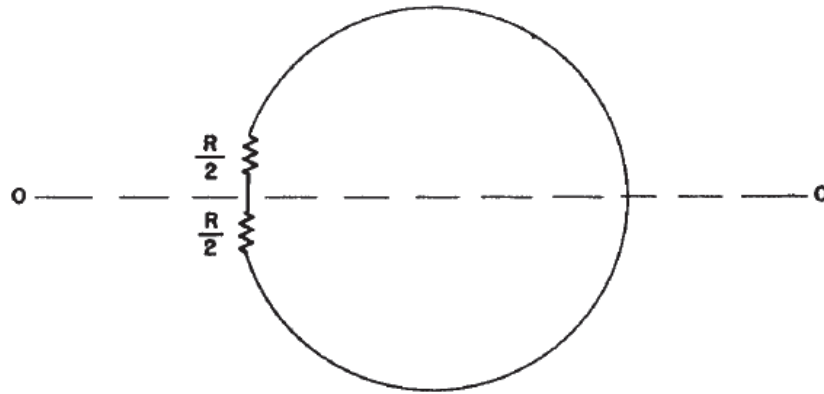


Рисунок 7.18 – Эквивалентная схема для рамочного датчика

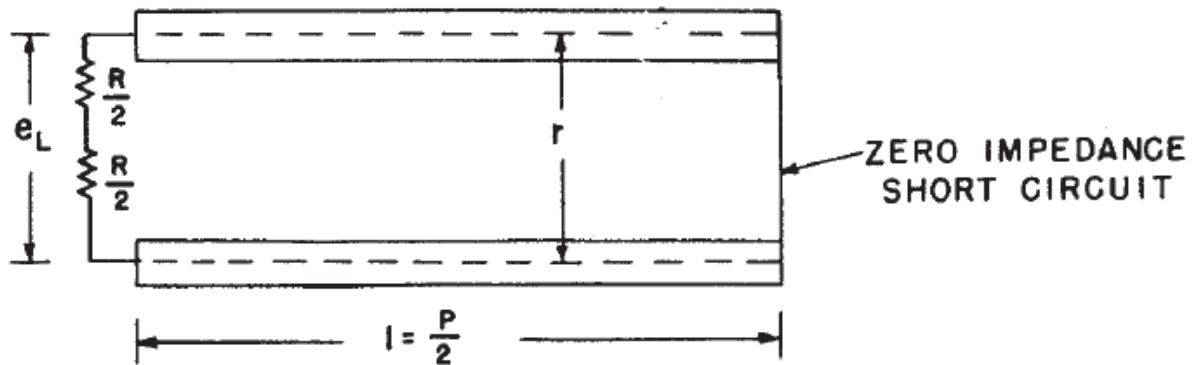


Рисунок 7.19 - Эквивалентная схема для рамочного датчика

Напряжение на входе приемника определяется как по формуле:

$$V_L = V_g \frac{R}{\sqrt{R^2 + Z_I^2}}, \quad (32)$$

где  $Z_I$  – входное сопротивление рамочного датчика.

Также предполагается, что индуцированное на рамочном датчике напряжение  $V$  может быть представлено как сосредоточенное в сечении короткого замыкания двухпроводной линии.

Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата



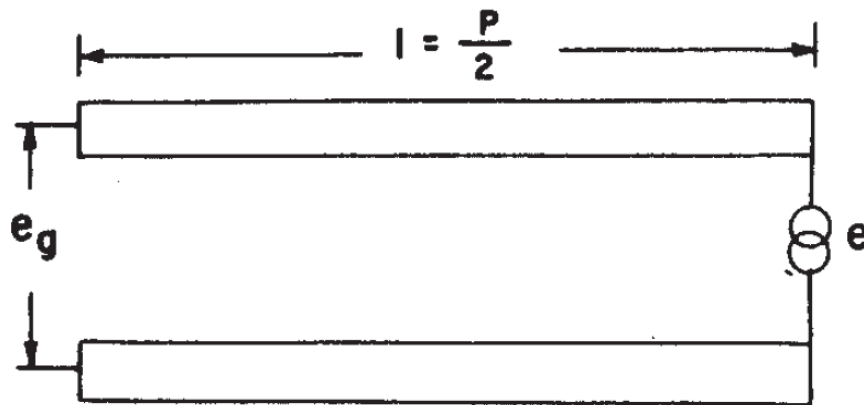


Рисунок 7.20 – Напряжение, индуцированное на рамочном датчике

Напряжение  $V_g$  для рассматриваемой двухпроводной линии определяется по формуле:

$$V_g = \frac{V}{\cos(\beta l)} \quad (33)$$

Напряжение на входе приемника принимает вид:

$$V_L = \left( \frac{V}{\cos(\beta l)} \right) \left( \frac{R}{\sqrt{R^2 + (Z_o \operatorname{tg}(\beta l))^2}} \right) \quad (34)$$

В работе [12] для определения входного сопротивления рамочного датчика, а, следовательно, и для определения распределения поверхностных токов, применяется теория длинных линий. Данной теории недостаточно, чтобы утверждать о полной достоверности полученных результатов.

Для получения достоверных результатов о входном сопротивлении рамочного датчика и распределении токов, необходимо решение задачи дифракции в строгой электродинамической постановке.

Для датчиков электрического поля (коротких дипольных антенн), описанных в работе [11] автора Frank M. Greene., существует интегральное уравнение Галлена, решение которого дает результаты входного сопротивления и распределения токов, которые подтверждаются экспериментальными данными.

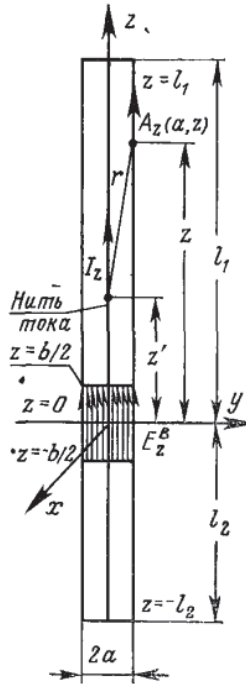


Рисунок 7.21 – Модель вибраторной антенны, используемая при выводе интегрального уравнения Галлена

$$\int_{z'=-l_2}^{l_1} I_z(z')K(z-z')dz' = C_1 \exp(jkz) + C_2 \exp(-jkz) - \frac{2\pi}{W} \left[ \exp(-jkz) \int_{-\frac{b}{2}}^z E^B(z') \exp(jkz') dz' + \exp(jkz) \int_{\frac{b}{2}}^z E^B(z') \exp(-jkz') dz' \right] \quad (35)$$

где  $K(z-z') = \frac{\exp(-jk\sqrt{(z-z')^2 + a^2})}{\sqrt{(z-z')^2 + a^2}}$  - ядро уравнения

Вывод и решение уравнение Галлена для тонкого вибратора обсуждаются в [13]. В данном учебнике авторы приводят как аналитическое решение, включающее в себя некоторые упрощения, приводящие к незначительным ошибкам, там и численные методы решения, такие как: метод Галеркина, метод поточечной коллокации.

Для определения входного сопротивления рамочного датчика и распределения токов по поверхности, рамочный датчик рассмотрим как рамочную антенну.

### 7.3 Математическая модель рамочного датчика

Для математического моделирования параметров рамочного датчика (далее рамочной антенны) представим, что плоскость рамочной антенны расположена в плоскости XY, причем центр рамочной антенны совпадает с началом координат, как показано на рисунке 7.22.

В работах [14] автором James E. Storer представлен процесс моделирования параметров для приемных и передающих рамочных антенн в строгой постановке электродинамической задачи. Моделированию подвергаются такие параметры рамочных антенн как: входное сопротивление, распределение поверхностных токов, диаграмма направленности.

В перечисленных работах для определения параметров рамочных антенн приведен вывод и метод решения интегро-дифференциального уравнения Поклингтона.

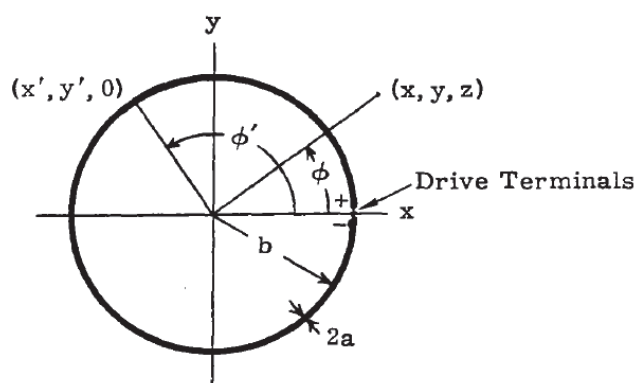


Рисунок 7.22 – Модель рамочной антенны, используемая при выводе интегро-дифференциального уравнения Поклингтона

Уравнение Поклингтона имеет следующий вид:

$$V \delta(\varphi) = \frac{jkb\xi_0}{4\pi} \int_{-\pi}^{\pi} I(\varphi') K(\varphi, \varphi') d\varphi' \quad (36)$$

где  $K(\varphi, \varphi') = \left[ \cos(\varphi - \varphi') + \frac{1}{(kb)^2} \frac{\partial^2}{\partial \varphi^2} \right] \frac{\exp(-jkbR(\varphi - \varphi'))}{R(\varphi - \varphi')}$  - ядро уравнения,

$$R(\varphi - \varphi') = \sqrt{\left(\frac{a}{b}\right)^2 + 2(1 - \cos(\varphi - \varphi'))},$$

$$\xi_o = \sqrt{\frac{\mu_o}{\varepsilon_o}}.$$

Интегро-дифференциальное уравнение Поклингтона рассмотрено для случая, когда рамочная антенна питается от напряжения  $V(t) = Ve^{+j\omega t}$ .

Разложим ограниченную периодическую функцию  $\frac{\exp(-jkbR(\varphi - \varphi'))}{R(\varphi - \varphi')}$  в ряд

Фурье.

$$\frac{\exp(-jkbR(\varphi))}{R(\varphi)} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} K_n \exp(jn\varphi), \quad (37)$$

где

$$K_n = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{\exp(-jkbR(\varphi))}{R(\varphi)} \exp(-jn\varphi) \quad (38)$$

Так как  $\frac{\exp(-jkbR(\varphi))}{R(\varphi)}$  - четная функция, то

$$K_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \frac{\exp(-jkbR(\varphi))}{R(\varphi)} \cos(n\varphi) \quad (39)$$

Таким образом, можем преобразовать ядро уравнения Поклингтона к виду:

$$K(\varphi, \varphi') = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left[ \cos(\varphi - \varphi') + \frac{1}{(kb)^2} \frac{\partial^2}{\partial \varphi^2} \right] K_n \exp(jn(\varphi - \varphi')) \quad (40)$$

$$\frac{\partial^2}{\partial \varphi^2} K_n \exp(jn\varphi) = -n^2 K_n \exp(jn\varphi) \quad (41)$$

Следовательно,

$$K(\varphi, \varphi') = \sum_{n=-\infty}^{\infty} K_n \exp(jn(\varphi - \varphi')) \left[ \cos(\varphi - \varphi') - \left( \frac{n}{kb} \right)^2 \right] \quad (42)$$

Найдем  $K_{n-1}$  и  $K_{n+1}$ , а также их сумму:

$$K_{n-1} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \frac{\exp(-jkbR(\varphi))}{R(\varphi)} \cos((n-1)\varphi) d\varphi \quad (43)$$

$$K_{n+1} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \frac{\exp(-jkbR(\varphi))}{R(\varphi)} \cos((n+1)\varphi) d\varphi \quad (44)$$

$$K_{n+1} + K_{n-1} = 2 \cos(\varphi) \underbrace{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \frac{\exp(-jkbR(\varphi))}{R(\varphi)} \cos(n\varphi) d\varphi}_{K_n} \quad (45)$$

$$K_n \cos(\varphi - \varphi') = \frac{K_{n+1} + K_{n-1}}{2} \quad (46)$$

Преобразуем ядро уравнения Поклингтона:

$$\begin{aligned} K(\varphi, \varphi') &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} K_n \exp(jn(\varphi - \varphi')) \left[ \cos(\varphi - \varphi') - \left( \frac{n}{kb} \right)^2 \right] = \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left[ \frac{K_{n+1} + K_{n-1}}{2} - \left( \frac{n}{kb} \right)^2 K_n \right] \exp(jn(\varphi - \varphi')) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \alpha_n \exp(jn(\varphi - \varphi')), \end{aligned} \quad (47)$$

$$\text{где } \alpha_n = \alpha_{-n} = \frac{K_{n+1} + K_{n-1}}{2} - \left( \frac{n}{kb} \right)^2 K_n$$

С учетом преобразований ядра, перепишем уравнение Поклингтона:

$$\begin{aligned} V\delta(\varphi) &= \frac{jkb\xi_0}{4\pi} \int_{-\pi}^{\pi} I(\varphi') K(\varphi, \varphi') d\varphi' = \\ &= \frac{jkb\xi_0}{4\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \alpha_n \int_{-\pi}^{\pi} I(\varphi') \exp(jn(\varphi - \varphi')) d\varphi' \end{aligned} \quad (48)$$

Разложим  $I(\varphi')$  ряд Фурье.

$$I(\varphi') = \sum_{n=-\infty}^{\infty} I_n \exp(jn \varphi') \quad (49)$$

$$I_n = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} I(\varphi') \exp(-jn \varphi') d\varphi'$$

Вновь перепишем уравнение Поклингтона с учетом разложения  $I(\varphi')$  в ряд Фурье.

$$V \delta(\varphi) = \frac{jkb\xi_o}{4\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \alpha_n \int_{-\pi}^{\pi} I(\varphi') \exp(jn(\varphi - \varphi')) d\varphi' = \quad (50)$$

$$= \frac{jkb\xi_o}{4\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} 2\pi \alpha_n I_n \exp(jn \varphi) d\varphi'$$

Выразим  $I_n$ :

$$I_n = \frac{V}{j\pi kb\xi_o \alpha_n} \int_{-\pi}^{\pi} \delta(\varphi) \exp(-jn\varphi) d\varphi \quad (51)$$

Из свойства дельта-функции:

$$I_n = \frac{V}{j\pi kb\xi_o \alpha_n} \quad (52)$$

Подставим (52) в (49):

$$I(\varphi') = \frac{V}{j\pi kb\xi_o \alpha_n} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \exp(jn \varphi') \quad (53)$$

Полученное выражение (53) позволяет найти распределение тока по поверхности рамочной антенны.

Для определения входного сопротивления рамочной антенны воспользуемся выражением:

$$Z = \frac{V}{I(0)} \quad (54)$$

#### 7.4 Расчет параметров рамочной антенны

Расчет параметров рамочной антенны возможно двумя способами:

1. Решение уравнения Поклингтона численными методами.

					11.04.03.2019.180.00.00 ПЗ	Лист
						62
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

## 2. Расчет в системах САЕ.

В процессе моделирования найдем следующие параметры рамочной антенны:

- Зависимость мнимой части входного сопротивления рамочной антенны от отношения периметра рамочной антенны к длине волны;
- Зависимость реальной части входного сопротивления рамочной антенны от отношения периметра рамочной антенны к длине волны;
- Распределение и величину поверхностного тока для рамочных антенн разного периметра при питании напряжением  $V(t) = e^{+j\omega t}$

2. Другой подход для определения параметров рамочной антенны – моделирование параметров рамочной антенны в строгой постановке электродинамической задачи в САЕ-программах анализа.

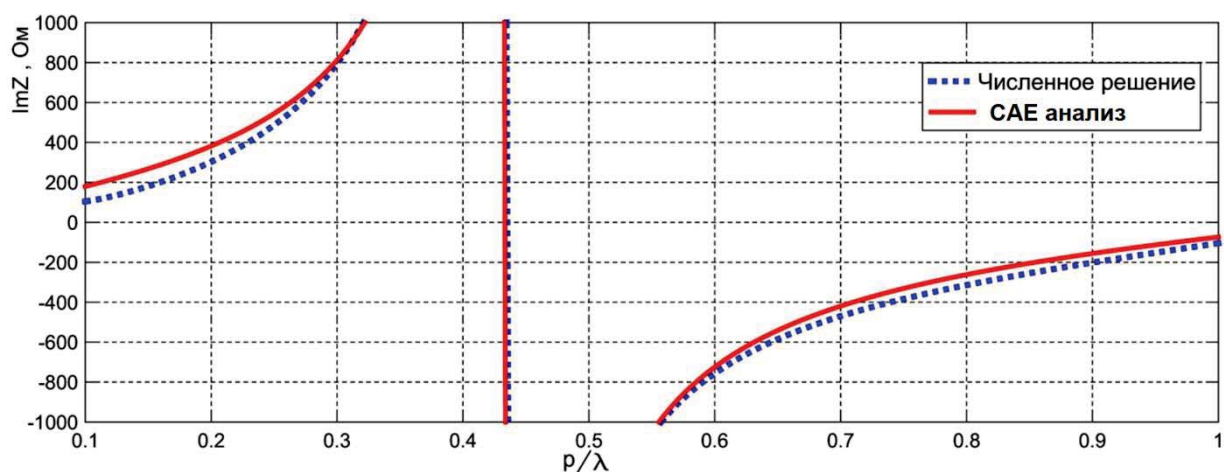


Рисунок 7.23 – Зависимость мнимой части входного сопротивления рамочной антенны от отношения периметра рамочной антенны к длине волны

Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата

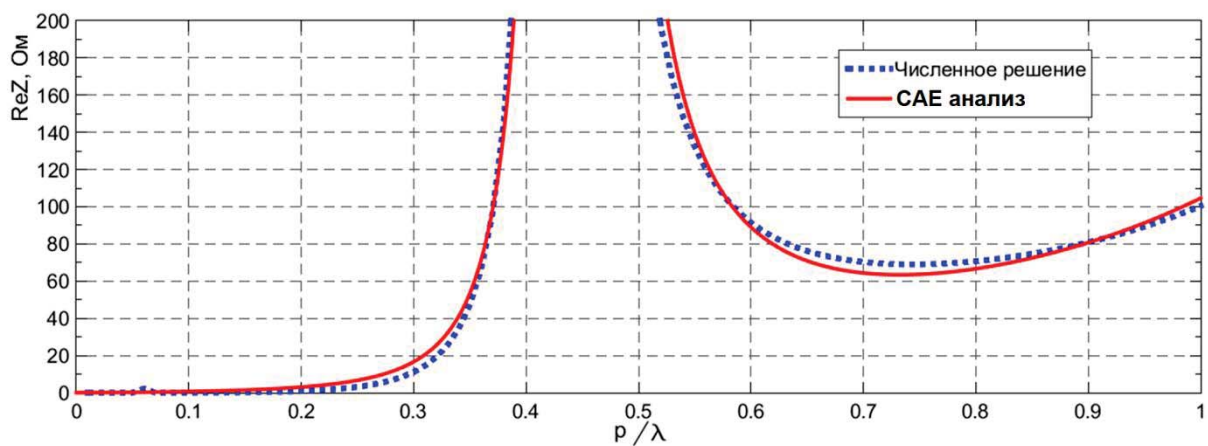


Рисунок 7.24 – Зависимость реальной части входного сопротивления рамочной антенны от отношения периметра рамочной антенны к длине волны

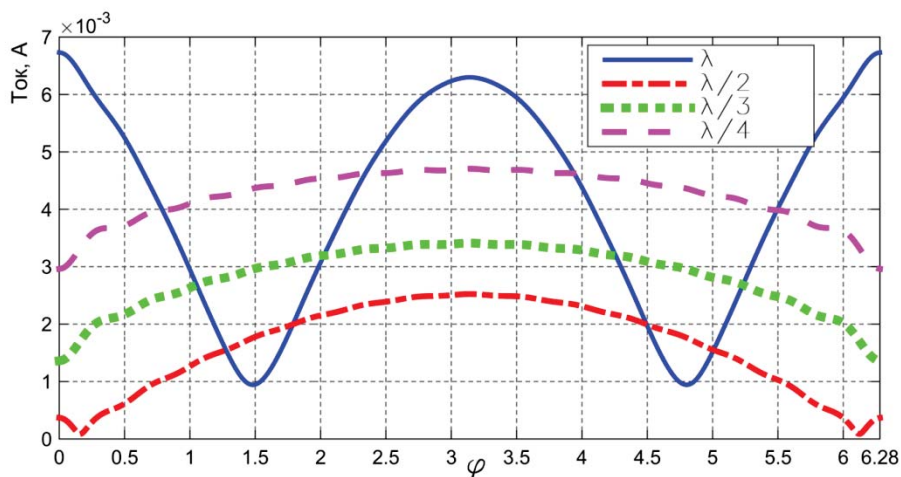


Рисунок 7.25 – Распределение и величина поверхностного тока для рамочных антенн разного периметра при питании напряжением  $V(t) = e^{+j\omega t}$

Из представленных зависимостей входного сопротивления рамочной антенны делаем вывод, что для согласования входного сопротивления антенны с фидером, волновое сопротивление которого 50 Ом, периметр рамочной антенны должен быть не меньше четверти длины волны.

Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата



#### 7.4 Конструкция датчика электромагнитного поля

В качестве датчика электромагнитного поля выберем рамочную антенну, описанную в патенте на изобретение [15].

На рисунке 1 представлена рамочная антенна.

На рисунке 1 введены следующие обозначения:

- 1 – рамочная антенна,
- 2 – проводящая трубка,
- 3 – первый конец проводящей трубки,
- 4 – второй конец проводящей трубки,
- 5 – зазор,
- 6 – фидер,
- 7 – соединитель радиочастотный,
- 8 – первая проводящая втулка,
- 9 – вторая проводящая втулка,
- 10 –согласующий отрезок кабеля,
- 11 – первый конец согласующего отрезка кабеля,
- 12 – второй конец согласующего отрезка кабеля,
- 13 – отверстие,
- 14 – центральный проводник фидера,
- 15 – центральный проводник согласующего отрезка кабеля,
- 16 – точка гальванического контакта между центральным проводником фидера и центральным проводником согласующего отрезка кабеля.

					11.04.03.2019.180.00.00 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		65

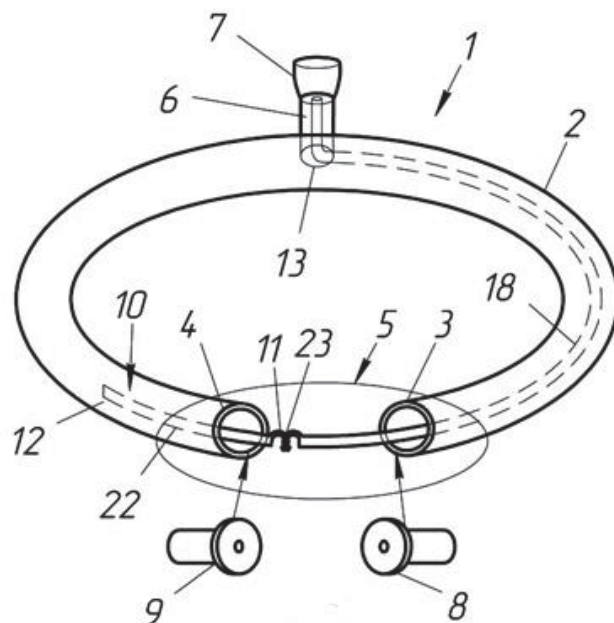


Рисунок 7.26 - Рамочная антенна в разобранном виде

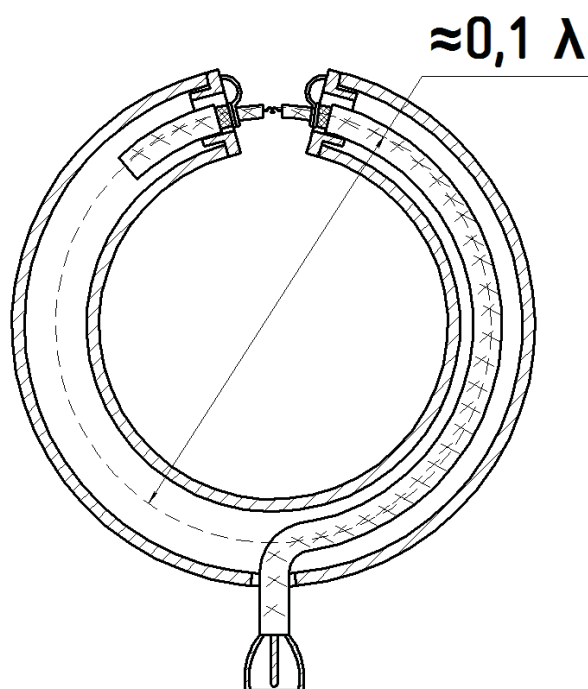


Рисунок 7.27 - Рамочная антенна

Периметр указанной выше антенны не превышает трети длины волны. Таким образом, антенна относится к электрически «малым» антеннам и при измерениях не вносит существенных искажений в амплитудно-фазовое распределение токов в излучающих элементах антенны КРМ.

Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата

11.04.03.2019.180.00.00 ПЗ

Лист

66

## 8. МЕТРОЛОГИЧЕСКОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ИЗМЕРЕНИЙ

Согласно пункту 3.1.3.6. Приложения 10 к Конвенции о международной гражданской авиации для курсовых радиомаяков ILS 3 категории точность выставления линии курса («нуля» РГМ) должна составлять  $\pm 3$  метра; для систем ILS 2 категории  $\pm 7,5$  метра; для систем ILS 1 категории  $\pm 10,5$  метров [2].

В работе [6] авторами представлен вывод зависимости среднеквадратичной ошибки в АФР в излучающих элементах антенной решетки и среднеквадратичной ошибки угла отклонения линии курса. При этом сделаны следующие выводы:

1. Основной вклад в ошибку выставления линии курса вносят погрешности формы ДН разностного типа.

2. Случайные ошибки фазового распределения возбуждающих токов в антенне с ДН разностного типа приводят к случайному смещению углового положения нуля ДН.

3. Случайные ошибки амплитудного распределения возбуждающих токов в антенне с ДН разностного типа в первом приближении не приводят к смещению углового положения нуля ДН, а лишь к «заплыванию» нулевого уровня ДН.

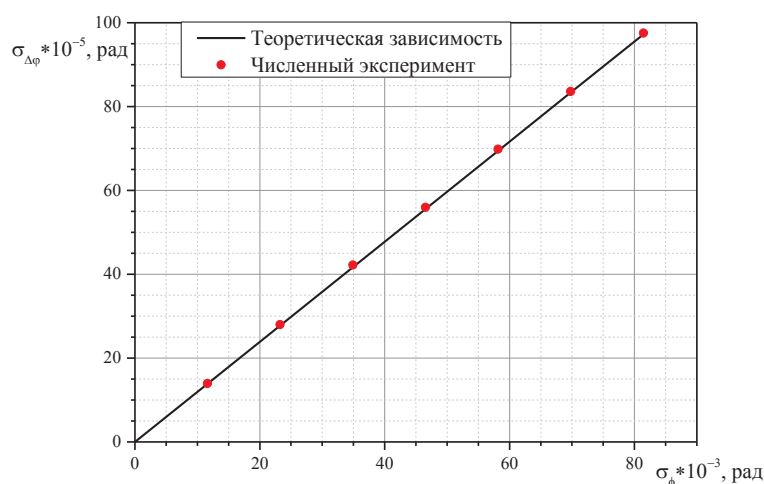


Рисунок 8.1 – Зависимость среднеквадратического углового отклонения линии курса от среднеквадратической величины ошибки фаз токов 17-элементной антенной решётки КРМ.

$$\sigma_{\varphi_0} = 0,012\sigma_\phi, \quad (55)$$

где  $\sigma_{\varphi_0}$  - среднеквадратическое угловое отклонения линии курса;

$\sigma_\phi$  - среднеквадратическая величины ошибки фазы.

Применительно к [6], для аэродрома с установленной антенной КРМ на расстоянии  $D$  от торца ВПП и длиной ВПП  $L$ , точность углового отклонения линии курса определяется согласно выражению:

$$\sigma_{\varphi_0} = \arctg \left( \frac{d}{L + D} \right), \quad (56)$$

где  $d$  – точность выставления линии курса, м.

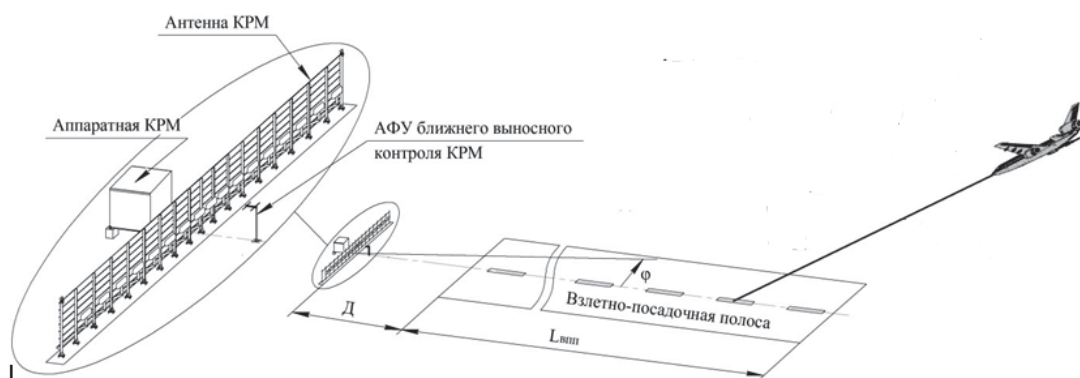


Рисунок 8.2 – Схема расположения курсового радиомаяка на аэродроме.

Согласно (56) при  $D = 940$  м,  $L = 2500$  м получаем следующие допустимые отклонения:

$\pm \sigma_{\varphi_0} = \pm 0,05^\circ$  для курсового радиомаяка ILS 3 категории;

$\pm \sigma_{\varphi_0} = \pm 0,125^\circ$  для курсового радиомаяка ILS 2 категории;

$\pm \sigma_{\varphi_0} = \pm 0,175^\circ$  для курсового радиомаяка ILS 1 категории.

Принято считать, что погрешности радиотехнических устройств поддаются закону о нормальном распределении. При этом точностные параметры радиотехнических устройств часто регламентируют с доверительной вероятностью 95 %, то есть  $2\sigma$ . Таким образом, точность углового отклонения линии курса задается с максимальным разбросом:

$\pm 2\sigma_{\varphi_0} = \pm 0,1^\circ$  для курсового радиомаяка ILS 3 категории;

$\pm 2\sigma_{\varphi_0} = \pm 0,25^\circ$  для курсового радиомаяка ILS 2 категории;

$\pm 2\sigma_{\varphi_0} = \pm 0,35^\circ$  для курсового радиомаяка ILS 1 категории.

Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата

Отсюда, по формуле (55) необходимо задать точность «фазировки» токов в излучающих элементах антенны КРМ со следующим максимальным разбросом (абсолютной погрешностью):

$$\phi_{\max} < \pm 2\sigma_{\phi} \approx 8,5^{\circ} \text{ для курсового радиомаяка ILS 3 категории;}$$

$$\phi_{\max} < \pm 2\sigma_{\phi} \approx 21^{\circ} \text{ для курсового радиомаяка ILS 2 категории;}$$

$$\phi_{\max} < \pm 2\sigma_{\phi} \approx 29^{\circ} \text{ для курсового радиомаяка ILS 1 категории.}$$

Из правил метрологии известно, что точность измерений должна быть не менее 1/3 от отклонения измеряемой величины. Таким образом, допустимая абсолютная погрешность при измерении фазы токов возбуждения излучающих элементов антенне КРМ не должна превышать:

$$2,8^{\circ} \text{ для измерения АФР антенны курсового радиомаяка ILS 3 категории;}$$

$$7^{\circ} \text{ для измерения АФР антенны курсового радиомаяка ILS 2 категории;}$$

$$9,5^{\circ} \text{ для измерения АФР антенны курсового радиомаяка ILS 1 категории.}$$

Для реализации метода апертурного контроля АФР антенны КРМ в качестве измерительного оборудования может быть применен векторный анализатор цепей ОБЗОР-103, абсолютная погрешность измерения фазы которого определяется выражением:

$$\phi_{\max} = \pm(3 + |S_{21, \text{дБ}}| \cdot 0,05)^{\circ} \quad (57)$$

Отсюда следует, что измерение АФР антенны курсового радиомаяка 3 категории прибором ОБЗОР-103 невозможно.

Помимо ошибок измерительного оборудования, причинами ошибок при измерении амплитудно-фазового распределения в излучающих элементах антенны КРМ могут служить следующие факторы:

- позиционные погрешности установки измерительной антенны;
- погрешности, связанные с влиянием датчика на амплитудно-фазовое распределение измеряемой антенны;
- случайные ошибки, связанные с расширением и/или перегибом коаксиальных кабелей, соединяющих измерительный прибор и датчик, тем самым сбивается калибровка.

					11.04.03.2019.180.00.00 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		69

При «восстановлении» диаграмм направленности антенны КРМ, причинами неучтенных ошибок могут служить:

- неточности в установке излучающих элементов антенны КРМ; причем неточности в установке излучающих элементов ближе к рефлектору или дальше от рефлектора действуют аналогично фазовым погрешностям токов возбуждения: 1 см смещения излучающего элемента ближе к рефлектору или дальше от рефлектора соответствует ошибке фазы тока возбуждения равной  $1,3^\circ$

Контроль амплитудно-фазового распределения является прямым методом измерения и потому квадрат суммарной погрешности измерений является суммой квадратов всех у нее входящих погрешностей [16].

$$\sigma_{\Sigma}^2 = \sigma_1^2 + \sigma_2^2 + \sigma_3^2 \quad (58)$$

Таким образом, апертурный контроль диаграммы направленности антенны КРМ голографическим способом может быть применен для систем посадки 1 и 2 категорий, в этом случае возможно точно «восстановление» диаграммы направленности антенны КРМ в дальней зоне. Для систем посадки 3 категории предложенный метод измерений может быть использован лишь для диагностики антенной системы КРМ.

					11.04.03.2019.180.00.00 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		70

## 9. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ

На опытном образце системы посадки 3 категории были проведены измерения АФР антенны КРМ, после чего по результатам измерений были «восстановлены» диаграммы направленности для разностного и суммарного каналов (БЧ УК и НБЧ УК соответственно). Также для сравнения были «восстановлены» диаграммы направленности по результатам измерения делителя мощности курсового маяка.



Рисунок 9.1 – Измерения АФР в антенне КРМ на полигоне



Рисунок 9.2 – Измерения АФР на крыше 3Б корпуса

Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата

11.04.03.2019.180.00.00 ПЗ

Лист

71



Рисунок 9.3 – Реализация голографического метода измерения АФР антенны КРМ

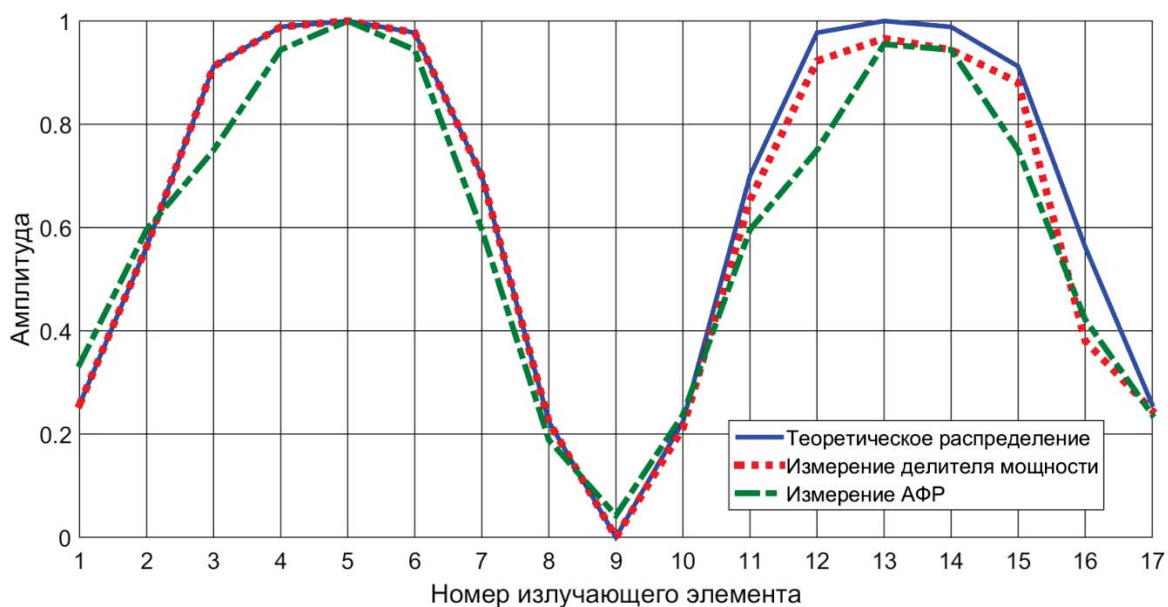


Рисунок 9.4 – Амплитудное распределение токов разностной ДН на частоте 110,9 МГц в излучающих элементах антенны КРМ: теоретическое, измеренное в делителе мощности, измеренное при контроле АФР

Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата



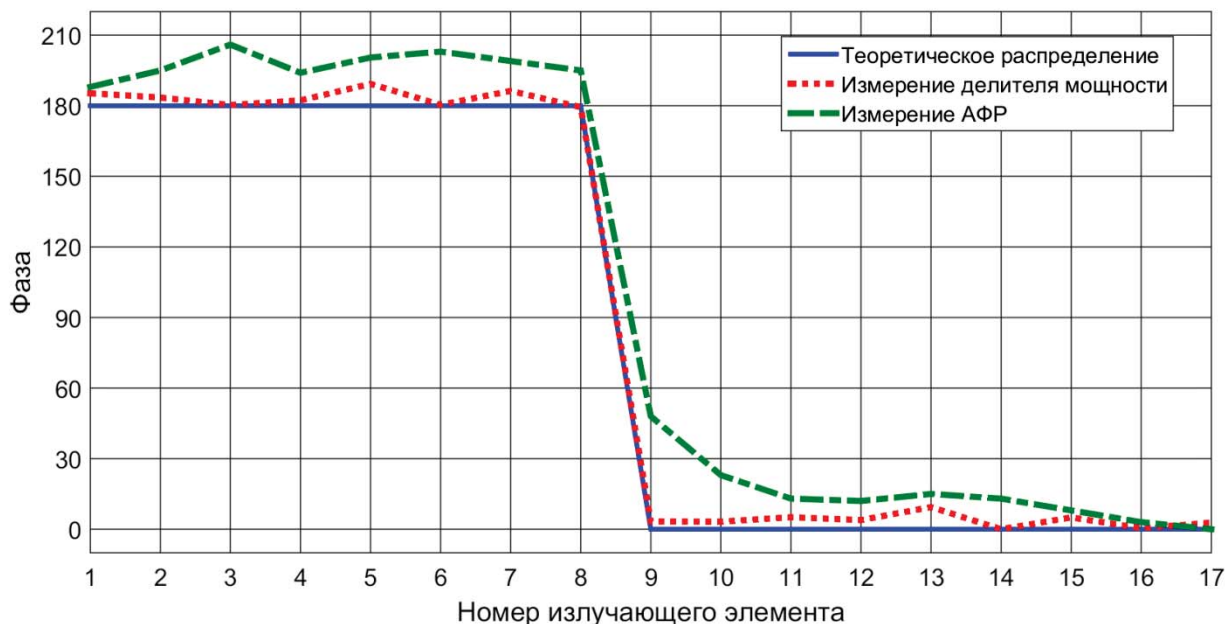


Рисунок 9.5 – Фазовое распределение токов разностной ДН на частоте 110,9 МГц в излучающих элементах антенны КРМ: теоретическое, измеренное в делителе мощности, измеренное при контроле АФР

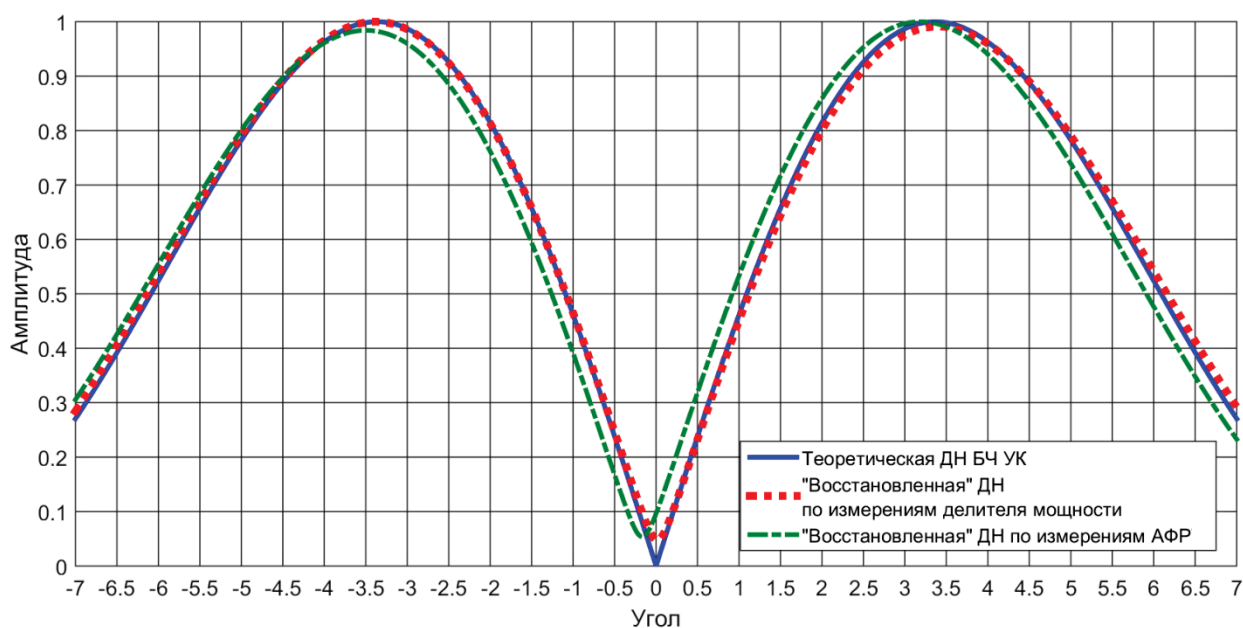


Рисунок 9.6 – Диаграммы направленности разностного канала БЧ УК на частоте 110,9 МГц: теоретическая, «восстановленная» по результатам измерения делителя мощности, «восстановленная» по результатам измерения АФР

Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата

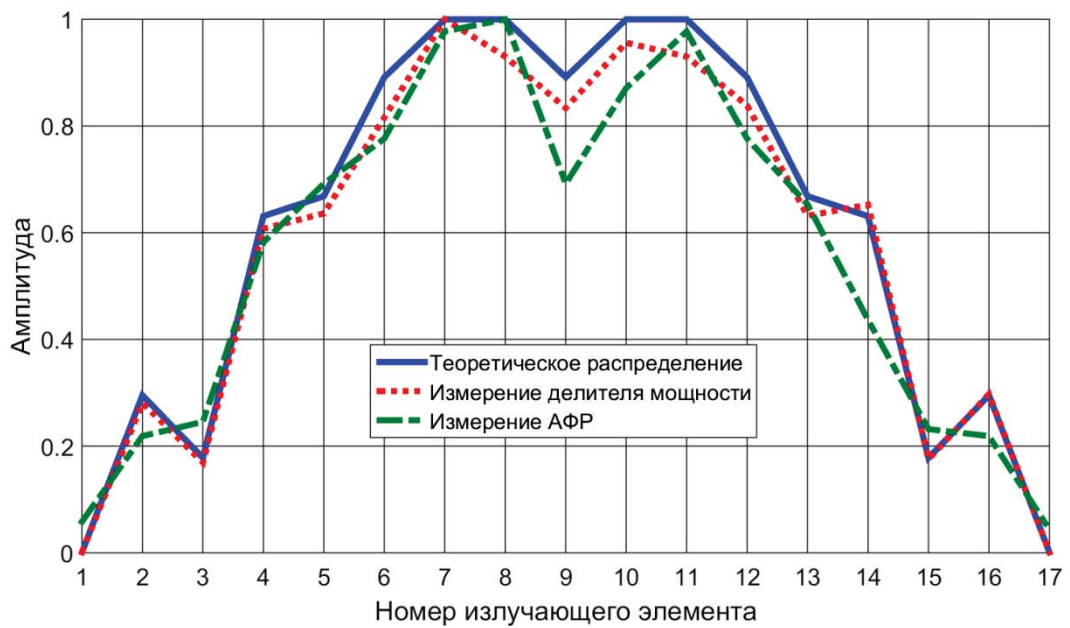


Рисунок 9.7 – Амплитудные распределения токов суммарной ДН на частоте 110,9 МГц в излучающих элементах антенны КРМ: теоретическое, измеренное в делителе мощности, измеренное при контроле АФР

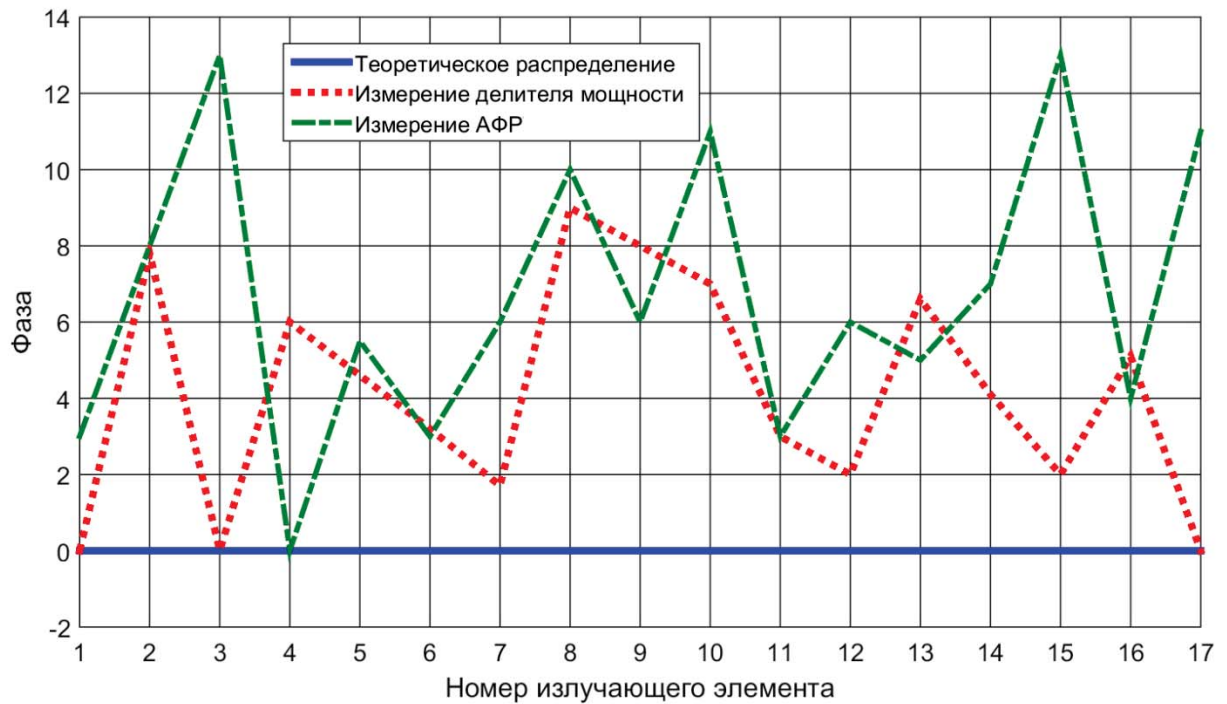


Рисунок 9.8 – Фазовые распределения токов суммарной ДН на частоте 110,9 МГц в излучающих элементах антенны КРМ: теоретическое, измеренное в делителе мощности, измеренное при контроле АФР

Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата

11.04.03.2019.180.00.00 ПЗ

Лист

74

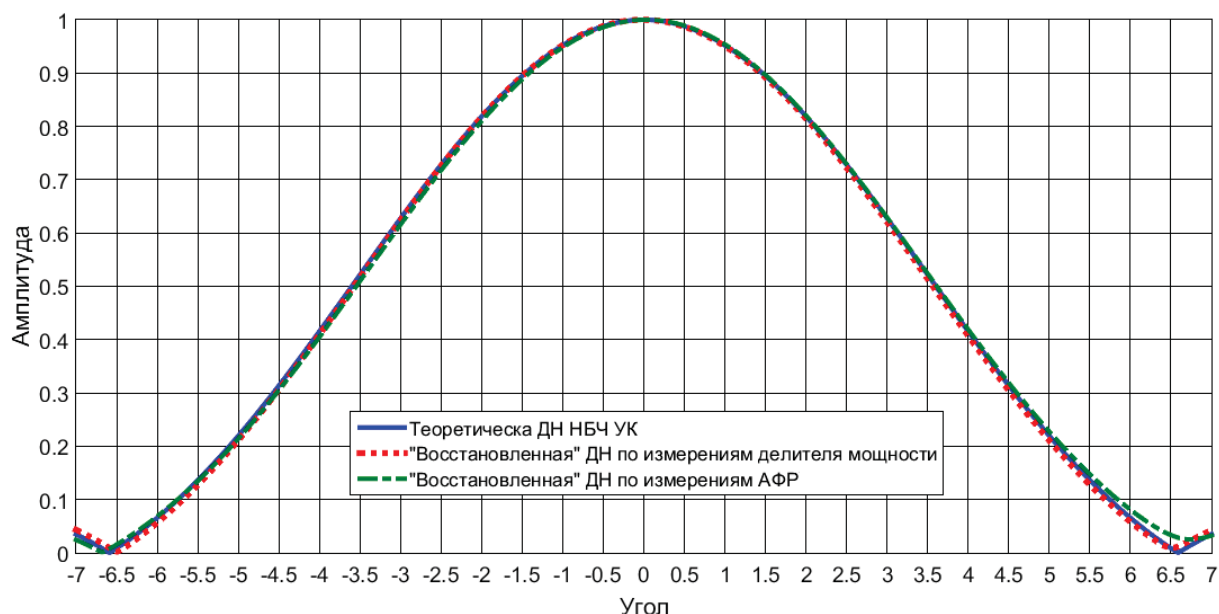


Рисунок 9.9 – Диаграммы направленности суммарного канала НБЧ УК на частоте 110,9 МГц: теоретическая, «восстановленная» по результатам измерения делителя мощности, «восстановленная» по результатам измерения АФР

Как видно из представленных графиков для разностного канала БЧ УК, теоретические зависимости, а также зависимости, снятые с делителя мощности КРМ имеют хорошее численное совпадение, и как следствие «восстановленная» разностная диаграмма направленности БЧ УК имеет «нуль» РГМ при том же азимутальном угле, что и теоретическая.

«Восстановленная» по результатам измерения АФР разностная диаграмма направленности БЧ УК имеет отклонение «нуля» РГМ в  $0,2^\circ$ , что превышает максимально допустимое угловое отклонение линии курса для систем посадки 3 категории, однако не превышает максимального разброса углового отклонения линии курса для систем посадки 1 и 2 категорий.

Фазовые и амплитудные ошибки при измерении распределения токов суммарного канала НБЧ УК в делителе мощности, а также в измерениях АФР антенны КРМ не вносят существенного влияния на точность совпадения «восстановленных» и теоретической диаграмм направленности.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, апертурный контроль антенны КРМ голографическим методом с последующей математической обработкой результатов измерений может быть применен для систем посадки 1 и 2 категорий. В этом случае возможно точное «восстановление» диаграммы направленности антенны КРМ в дальней зоне. Апертурный контроль антенны КРМ для систем посадки 3 категории невозможен из-за жестких требований к измерительному оборудованию.

Для систем посадки 3 категории предложенный метод измерений может быть использован для оперативной диагностики антенной системы. Данная диагностика позволяет оценить «примерное» АФР в излучающих элементах антенны КРМ; оперативно выявить неисправности в антенно-фидерном тракте.

На основании проведенного исследования могут быть заданы требования по изготовлению коаксиальных кабелей и других элементов антенно-фидерного:

1. С целью исключения влияния неоднородностей диэлектрика, смещения центрального проводника относительно внешнего проводника, на этапе изготовления коаксиальных кабелей для системы посадки, необходимо измерять их «электрическую» длину. Данные требования особенно актуальны при изготовлении коаксиальных кабелей, длина которых сравнима или более длины волны.

2. При измерении АФР токов антенны КРМ системы посадки 3 категории, а также при измерении «электрической» длины кабелей системы посадки 3 категории, при измерении делителей мощности, необходимо использовать векторный анализатор цепей, абсолютная погрешность измерений фазы которого менее  $2,8^\circ$ .

Измерение АФР в антенне КРМ с целью контроля линии курса является важной задачей при вводе системы посадки в эксплуатацию, при диагностике, при поиске неисправностей антенно-фидерного тракта. Однако, помимо этого на положение линии курса могут оказывать воздействие факторы, влияющие на

					11.04.03.2019.180.00.00 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		76

распространение электромагнитных волн, такие как: неравномерная толщина снежного покрова подстилающей поверхности, неравномерности подстилающей поверхности (холмы, овраги, строения), повышение уровня водной поверхности во время дождя.

					11.04.03.2019.180.00.00 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		77

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Watts, C.B., Jr. Instrument Landing Scrapbook / C.B., Jr. Watts. – Trafford Publishing, 2005. – 392 p.
2. Приложение 10 к Конвенции о международной гражданской авиации. Авиационная электросвязь. Том 1. Радионавигационные средства. ИКАО, Монреаль (Канада), 2006. – 616 с.
3. Войтович, Н.И. Моделирование работы двухчастотной системы посадки самолётов / Н.И. Войтович, Б.В. Жданов, А.В. Зотов // Вестник ЮУрГУ. Серия «Компьютерные технологии, управление, радиоэлектроника». – 2013. – Т. 13, № 4. – С. 55–69.
4. Л.Н. Захарьев. Методы измерений характеристик антенны СВЧ/ Л.Н. Захарьев, А.А. Леманский, В.И. Турчин – М.:Радио и мазь, 1985. – 368 с., ил.
5. Л.Д. Бахрах. Методы измерений параметров излучающих систем в ближней зоне / Л.Д. Бахрах, С.Д. Кременецкий, А.Н. Курочкин, В.А. Усин, Я.С. Шифрин. – Л.: Наука, 1985. 272 с.
6. Войтович, Н.И. Влияние ошибок в амплитудно-фазовом распределении сигналов разностного канала в антенне курсовго радиомаяка сисетмы посадки самолетов на положение линии курса / Н.И. Войтович, Б.В. Жданов, О. Ю. Кораблев.
7. Фомин Д.Г., Войтович Н.И. Магнитный датчик контроля АФР антенны // Сборник 28-ой Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2018) Материалы конференции. – 2018. – С.519-525.
8. Коммутационный метод измерения характеристик ФАР / Г.Г. Бубнов, С.М. Никулин, Ю.Н. Серяков, С.А. Фурсов.-М.:Радио и связь. 1988. С. 120.
9. Н. Э. Ненартович. Методы измерения параметров и диагностики отказов фазированной антенной решётки в ближней зоне без применения

					11.04.03.2019.180.00.00 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		78

механических позиционеров // Н. Э. Ненартович, В. А. Балагуровский, А. О. Маничев . Вестник Концерна ПВО «Алмаз - Антей». № 3. 2015. С. 36-42.

10. Кузнецов Г.Ю., Темченко В.С. Комбинированный метод диагностики антенных решеток на основе ограниченного набора измерений полевых характеристик в ближней зоне // Научные технологии. 2015. №8. С.48-53.

11. Frank, M.G. Develop of Electric and Magnetic Near-Field Probes / Frank M. G. – Colorado, 1975. – 64 p.

12. Morgan, G.A. ANALYSIS AND CALIBRATION OF LOOP PROBES FOR USE IN MEASURING INTERFERENCE FIELDS / Morgan G.A. - Washington, DC. 1949. – 54 p.

13. Марков, Г.Т. Антенны. / Г.Т. Марков, Д.М. Сазонов. – Государственное энергетическое издательство. М., 1975. – 528 с.

14. Storer, J.E. IMPEDANCE OF THIN WIRE LOOP ANENNA / J. E. Storer. – Massachusetts, 1955. – 60 p.

15. Пат. RU 2645452C1 Российская Федерация, МПК H01Q 7/00, Рамочная антенна/ Фомин Д.Г., Войтович Н.И.. - №2016146201, заявл. 24.11.2016.

16. Шифрин Я.С. Вопросы статистической теории антенн. М.: Советское радио. 1970, 384 с.

17. Зотов, А.В. Диаграммы направленности антенны курсового радиомаяка ILS на поверхности с поперечным уклоном / А.В. Зотов, Б.В. Жданов, Н.И. Войтович // Вестник ЮУрГУ. Серия «Компьютерные технологии, управление, радиоэлектроника». – 2014. – Т. 14, № 4. – С. 5–27.

18. Сосновский, А.А. Радиоустройства бортовых навигационных и посадочных комплексов самолетов/ А. А. Сосновский, И. А. Хаймович. – М: Изд-во Транспорт, 1977. – 216 с.

19. ГОСТ 26121-84 Системы инструментального захода самолётов на посадку радиомаячные. Термины и определения. — М.: Издательство стандартов, 1984. – 8 с.

20. ГОСТ 27846-88 Сигналы входные и выходные цифровые приемного бортового устройства радиомаячной системы инструментального захода

					11.04.03.2019.180.00.00 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		79

самолётов на посадку ILS. Общие требования. — М.: Издательство стандартов, 1988. — 7 с.

21. Денисенко, А. Н. Теоретическая радиотехника: Справочное пособие. Часть 1: Детерминированные сигналы./ А. Н. Денисенко, О. А. Стеценко. — М.: Изд-во стандартов, 1993. — 215 с.

22. Григорьев, А.Д. Электродинамика и техника СВЧ : Учебное пособие для вузов / А.Д. Григорьев. — М.: Высшая школа, 1990. — 335с.

23. ГОСТ 26121-84. Издания. Системы инструментального захода самолетов на посадку радиомаячные. — М.: государственный комитет СССР по стандартам, 1985. — 30 с.

24. Марков, Г.Т. Возбуждение электромагнитных волн / Г.Т. Марков, А.Ф. Чаплин. — М.: «Радио и связь», 1983. — 376 с.

25. Вайнштейн, Л.А. Электромагнитные волны / Л.А. Вайнштейн. — М.: «Радио и связь», 1988. — 440 с.

26. Акимов, В.П. Излучение и распространение ЭМВ. Лабораторный практикум / В.П. Акимов О.Б. Утробин, Д.В. Шанников. — Ленинград: Издание Ленингр. гос. техн. ун-т., 1991. — 99 с.

27. Драбкин, А.Л. Антенно-фидерные устройства / А.Л. Драбкин, В.Л. Зузенко. — Изд. 2-е, доп. и перераб. М.: "Сов. радио", 1974. — 536 с.

28. ШИФРИН, Я.С. Антенны / Я.С. ШИФРИН. — Издание академии. 1974. — 408 с.

29. Пименов Ю.В. Техническая электродинамика. Учеб. пособие для вузов. - М.: Радио и связь, 2000. — 536 с.: ил.

30. Войтович, Н.И. Широкополосные вибраторные антенны: учебное пособие / Н.И. Войтович, А.В. Ершов. — Челябинск: Изд-во ЮУрГУ, 2007. — 105 с.

31. Кочержевский, Г.Н. Антенно-фидерные устройства / Г.Н. Кочержевский. — М.: Радио и связь, 1981. — 471 с.

32. Гольдштейн, Л.Д. Электромагнитные поля и волны / Л.Д. Гольдштейн, Н.В. Зернов. Изд. 2-е, перераб. и дополненное. М.: Изд-во "Советское радио", 1971. — 664 с.

					11.04.03.2019.180.00.00 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		80



33. Айзенберг, Г.З. Коротковолновые антенны / Г.З. Айзенберг, С.П. Белоусов, Э.М. Журбенко и др.; под ред. Г.З. Айзенберга. – М.: Радио и связь, 1985.

34. СТО ЮУрГУ 04-2008 Стандарт организации. Курсовое и дипломное проектирование. Общие требования к содержанию и оформлению / составители: Т.И. Парубочая, Н.В. Сырейщикова, В.И. Гузеев, Л.В. Винокурова. – Челябинск: Изд-во ЮУрГУ, 2008. – 56 с.

35. Пат. RU 75508 U1 Российская Федерация, МПК H01Q 11/080, Рамочная антенна / Е.А. Чукавов. – № 2008110564/22; заявл. 19.03.2008; опубл. 10.08.2008, Бюл. № 22 – 6 с.

36. Пат. RU 2054765 C1 Российская Федерация, МПК H0 Q 7/00, Рамочная двухвитковая антенна в защитном корпусе / А.Я. Картелев. – № 915018509/22; заявл. 25.12.1995.

37. Пат. RU 2490761 2 Российская Федерация, МПК H01Q 7/00, Широкополосная рамочная антенна / Ю.Н. Яковлев. – № 2011133413/07; заявл. 09.08.2011; опубл. 20.08.2013, Бюл. № 23 – 5 с.

38. Licking, L.D. AN ANALYSIS OF THIN-WIRE CIRCULAR LOOP ANTENNAS OF ARBITRARY SIZE / L.D. Licking, D. E. Merewether. - Sandia Laboratories, 1970. – 74 p.

39. Сазонов, Д.М. Антенны и устройства СВЧ: Учеб. для радиотехнич. спец. вузов / Д.М. Сазонов. – М.: Высш.шк., 1988. – 432 с.: ил.

40. Storer, J.E. IMPEDANCE OF THIN WIRE LOOP ANENNA / J. E. Storer. – Massachusetts, 1955. – 60 p.

41. Kanda, M. Standard Probes for Electromagnetic Field Measurements / M. Kanda // IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPOGATION. – 1993. - V. 41, №. 10. – p. 1349- 1364.

42. Glenn, S.S. Loop Antennas / Glenn S.S. – 26 p.

43. Balanis, C.A. ANTENNA THEORY ANALYSIS AND DESIGN / Balanis C.A. – New Jersey, 2005. – 1070 p.

					11.04.03.2019.180.00.00 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		81

44. Lea, A. A Study of the Loop as a Compact Antenna / Lea A. – Dalhousie University, 2004. – 100 p.
45. McDonald, K. T. Radiation in the Near Zone of a Small Loop Antenna / McDonald K.T. – Princeton University, 2004. – 11 p.
46. Libby, L.L. Special Aspects of Balanced Shielded Loops / Libby L.L. – New York, 1945. – 6 p.
47. Kanda, M. Analytical and numerical techniques for analyzing a linear dipole with a nonlinear load / Kanda. M. // IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION. – 1980. - V. AP-28 – p. 71– 78.

					11.04.03.2019.180.00.00 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		82