

Министерство образования Республики Беларусь
Учреждение образования
«Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники»

Факультет телекоммуникаций

Кафедра систем телекоммуникаций

С. А. Корневский

ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА СИСТЕМ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ. ЛАБОРАТОРНЫЙ ПРАКТИКУМ

*Рекомендовано УМО по образованию в области информатики
и радиоэлектроники в качестве учебно-методического пособия для
направлений специальности 1-45 01 01-01 «Инфокоммуникационные
технологии (системы телекоммуникаций)», 1-45 01 01-03
«Инфокоммуникационные технологии (системы телекоммуникаций
специального назначения)», 1-45 01 01-04 «Инфокоммуникационные
технологии (цифровое теле- и радиовещание)»*

Минск БГУИР 2016

УДК 621.391(076.5)
ББК 32.811я73
К66

Рецензенты:
кафедра информационно-измерительной техники и технологий
Белорусского национального технического университета
(протокол №12 от 10.03.2015);

доцент кафедры радиосвязи и радиовещания учреждения образования
«Белорусская государственная академия связи», кандидат технических наук,
доцент В. С. Бердяев

Корневский, С. А.
К66 **Функциональные устройства систем телекоммуникаций.**
Лабораторный практикум : учеб.-метод. пособие / С. А. Корневский. –
Минск : БГУИР, 2016. – 56 с. : ил.
ISBN 978-985-543-221-1.

Рассмотрены линейные искажения сигналов в цифровых системах передачи. Разработано программное обеспечение для выполнения лабораторной работы по исследованию линейных искажений в цифровых системах передачи. Показаны достоинства многолучевых антенных устройств в системах телекоммуникаций. Разработано программное обеспечение для проведения лабораторной работы по исследованию характеристик многолучевых антенных устройств.

УДК 621.391(076.5)
ББК 32.811я73

ISBN 978-985-543-221-1

© Корневский С. А., 2016
© УО «Белорусский государственный
университет информатики
и радиоэлектроники», 2016

СОДЕРЖАНИЕ

1 ЛИНЕЙНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ В ЦИФРОВЫХ СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ	5
1.1 Линейные искажения, временные и спектральные характеристики периодической последовательности импульсов	5
1.2 Линейные искажения, временные и спектральные характеристики случайного цифрового потока.....	13
2 ПРОГРАММНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЙ ЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ ЦИФРОВОГО СИГНАЛА В КАНАЛЕ СВЯЗИ	17
2.1 Исследование линейных искажений при ограничении полосы частот канала связи в области верхних частот	17
2.2 Исследование линейных искажений при неравномерности АЧХ в области нижних частот.....	20
3 МНОГОЛУЧЕВЫЕ АНТЕННЫ В СИСТЕМАХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ	24
3.1 Назначение, основные параметры и классификация антенных устройств, которые могут быть использованы в качестве излучателей.....	24
3.2 Применение и основные схемы построения многолучевых антенных систем.....	26
3.3 Формирование диаграммы направленности.....	29
4 СХЕМЫ ПОСТРОЕНИЯ ПРИЕМНЫХ И ПЕРЕДАЮЩИХ МОДУЛЕЙ СОВРЕМЕННЫХ СИСТЕМ С ЦИФРОВЫМ ДИАГРАММООБРАЗОВАНИЕМ	34
4.1 Схемы построения модулей многолучевой антенной решетки	34
4.2 Структурная схема приемного устройства многолучевой антенной решетки	39
5 АЛГОРИТМ ФОРМИРОВАНИЯ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ МНОГОЛУЧЕВЫХ АНТЕНН	41
5.1 Формирование диаграммы направленности при различном расположении излучателей многолучевой антенны.....	41
5.2 Формирование диаграммы направленности для подавления сигналов помех.....	49
6 Лабораторная работа №1 ИССЛЕДОВАНИЕ ЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ В ЦИФРОВЫХ СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ	52
6.1 Цель работы	52
6.2 Требования к подготовке студентов перед выполнением работы	52
6.3 Порядок выполнения лабораторной работы	52
6.4 Содержание отчета	52

7 Лабораторная работа №2 ИССЛЕДОВАНИЕ МНОГОЛУЧЕВЫХ АНТЕННЫХ УСТРОЙСТВ	54
7.1 Требования к подготовке студентов перед выполнением работы	54
7.2 Порядок выполнения лабораторной работы	54
7.3 Содержание отчета	54
7.4 Контрольные вопросы	55
Литература	56

Библиотека БГУИР

1 ЛИНЕЙНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ В ЦИФРОВЫХ СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ

1.1 Линейные искажения, временные и спектральные характеристики периодической последовательности импульсов

Большинство устройств, входящих в состав линейного тракта, можно отнести к классу линейных, т. е. таких, для которых входные и выходные сигналы связаны некоторой однозначной зависимостью, не зависящей от величины входного сигнала. Искажения формы и спектрального состава сигнала, прошедшего линейное устройство, называют линейными искажениями.

Линейные искажения возникают всегда, если коэффициент передачи линейного устройства $k(j\omega)$ не удовлетворяет условию

$$k(j\omega) = k(\omega) \exp[j\varphi(\omega)] = k_0 \exp(j\omega\tau_0), \quad (1.1)$$

где $k_0 = \text{const}, \tau_0 = \text{const}$, причем это равенство должно выполняться во всем диапазоне частот $F_{\text{НС}} - F_{\text{ВС}}$ передаваемого сигнала.

При выполнении (1.1) возникают амплитудно-частотные искажения (АЧИ), когда $k(\omega) \neq k_0$, фазочастотные искажения (ФЧИ), когда $\varphi(\omega) \neq \omega\tau_0$, а также искажения формы передаваемого сигнала.

Количественно АЧИ сигнала определяют как отклонение реальной частотной характеристики затухания устройства $a(\omega) = 20 \lg \frac{1}{k(\omega)}$ от заданной номинальной характеристики $a_{\text{НОМ}}(\omega)$ в пределах рабочего диапазона $\omega_{\text{Н}} - \omega_{\text{В}}$. В общем случае $a_{\text{НОМ}}(\omega)$ является частотно-зависимой величиной, хотя для многих устройств и линейного тракта в целом $a_{\text{НОМ}}(\omega) = -20 \lg k_0 = \text{const}$ для $\omega \in [\omega_{\text{Н}}, \omega_{\text{В}}]$.

Фазочастотные искажения чаще оценивают с помощью частотной характеристики группового времени запаздывания (ХГВЗ): $\tau(\omega) = \frac{-d\varphi(\omega)}{d\omega}$ путем определения отклонения реальной характеристики группового времени запаздывания $\tau(\omega)$ от заданной номинальной характеристики $\tau_{\text{НОМ}}(\omega)$ в пределах $[\omega_{\text{Н}}, \omega_{\text{В}}]$. Это связано прежде всего с удобством измерения. В общем случае $\tau_{\text{НОМ}}(\omega)$ может быть частотно-зависимой величиной, однако, как правило, принимают

$$\tau_{\text{НОМ}}(\omega) = \text{const} = \tau_0.$$

Амплитудно-частотные и фазочастотные искажения всегда вызывают искажения формы передаваемого сигнала, которые оценивают по отклонению формы передаваемого сигнала от формы заданного (входного) испытательного сигнала. Допустимость тех или иных отклонений амплитудно-частотной и фазочастотной характеристик (АЧХ, ФЧХ) и формы сигнала определяют с помощью соответствующих полей допусков.

Временная зависимость периодической последовательности импульсов показана на рисунке 1.1, ее спектр – на рисунке 1.2. Спектр сигнала показывает значение частот и амплитуд непрерывных синусоидальных сигналов, в результате суммирования которых формируется заданная временная зависимость. Из рисунка 1.2 видно, что периодическая последовательность импульсов формируется следующими непрерывными гармоническими (синусоидальными) колебаниями тактовой частоты:

$$U_{w_t} = S_{w_{ft}} \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_t \cdot t) + S_{w_{3 \cdot ft}} \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot 3 \cdot f_t \cdot t) + S_{w_{5 \cdot ft}} \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot 5 \cdot f_t \cdot t) + \dots$$

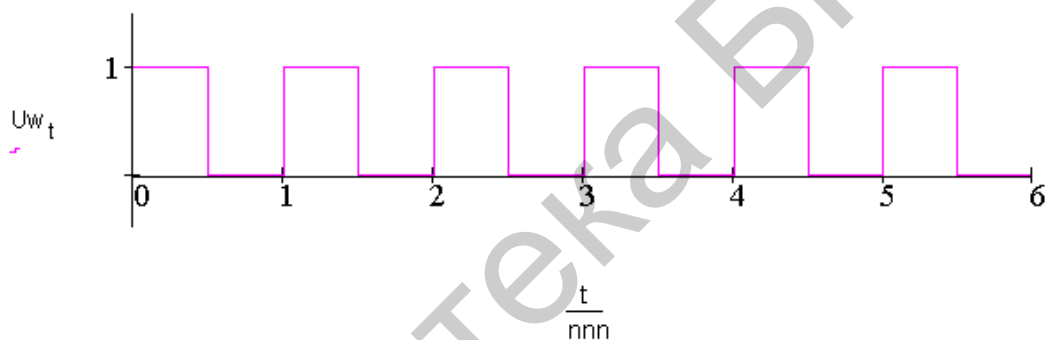


Рисунок 1.1 – Временная зависимость периодической последовательности импульсов

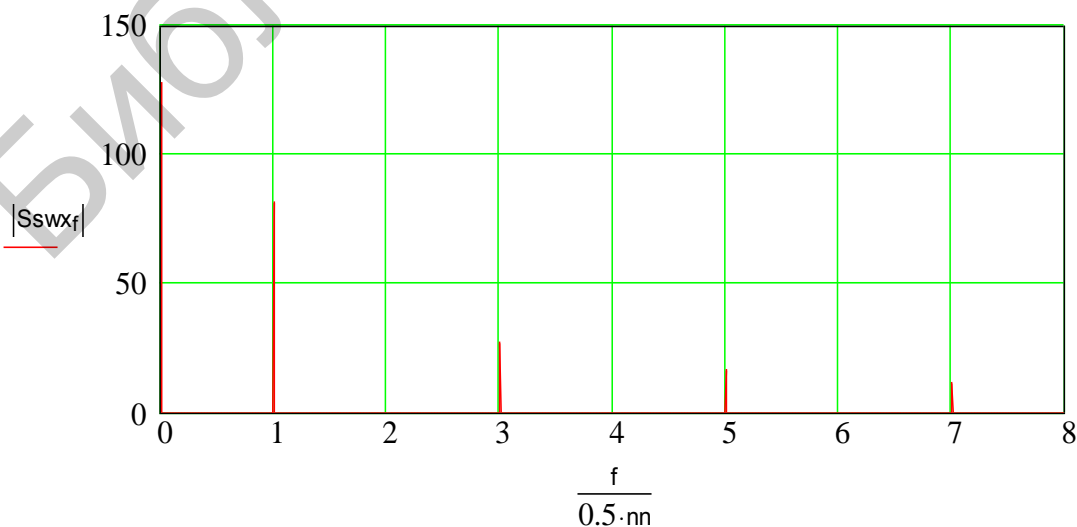


Рисунок 1.2 – Спектр периодической последовательности импульсов

При отсутствии в канале связи линейных искажений соотношение амплитуд спектральных составляющих сигнала не должно изменяться, что требует одинакового значения коэффициента передачи канала связи для всех спектральных составляющих передаваемого сигнала. Рассмотрим, что произойдет с временной зависимостью сигнала, если коэффициент передачи канала связи для одной из спектральных составляющих (например 5ft) имеет значение, равное нулю. Это приведет к тому, что в спектре сигнала на выходе канала связи спектральная составляющая с частотой 5ft будет отсутствовать (рисунок 1.3).

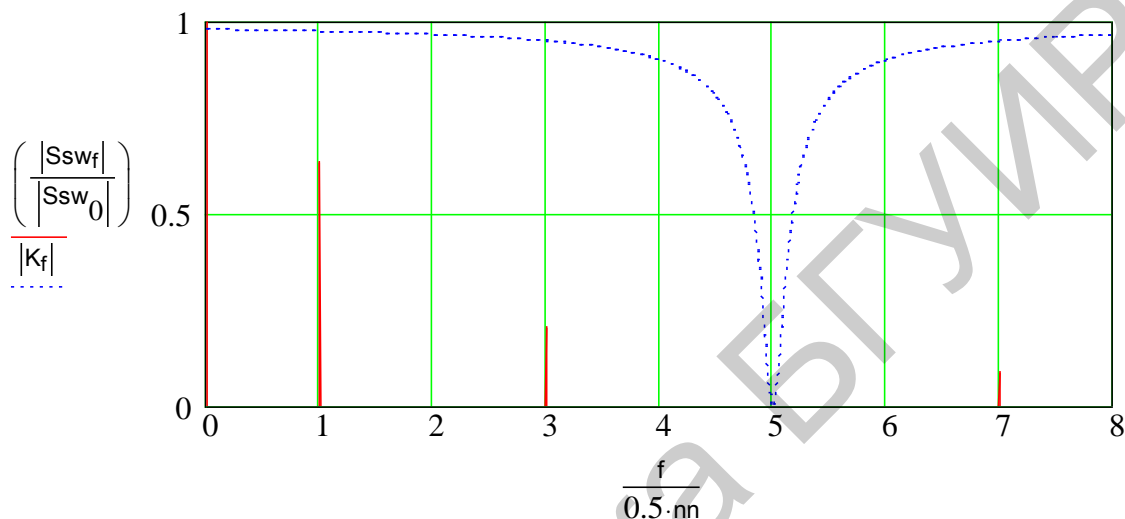


Рисунок 1.3 – Спектр периодической последовательности импульсов на выходе канала связи с коэффициентом передачи $K(f/0.5 \cdot nn) = 0$

Временная характеристика выходного сигнала при $K(5ft) = 0$ показана на рисунке 1.4. Видно, что устранение (вычитание) пятой гармоники спектра сигнала приводит к формированию выходной характеристики сигнала, соответствующей выражению

$$U_{w5}(t) = U_w(t) - U_{5wx}(t) \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot 5ft \cdot t),$$

где ft – тактовая частота входного сигнала;

U_{5wx} – амплитуда пятой гармоники спектра входного сигнала.

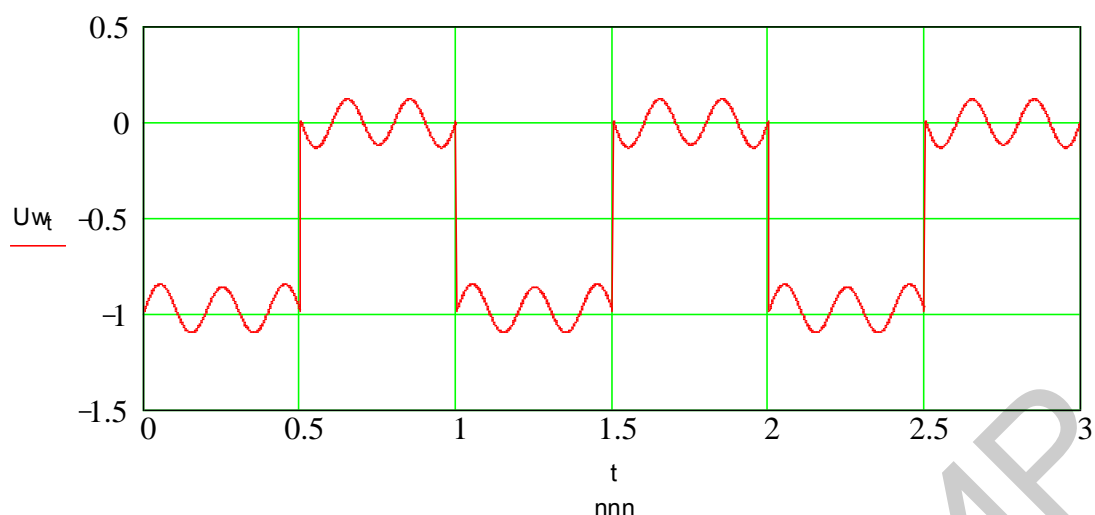


Рисунок 1.4 – Временная зависимость периодической последовательности импульсов выходного сигнала канала связи при значении коэффициента передачи, равном нулю на пятой гармонике тактовой частоты сигнала

Рассмотрим канал связи с АЧХ в виде фильтра нижних частот (рисунок 1.5) и временные характеристики сигнала на выходе канала связи.

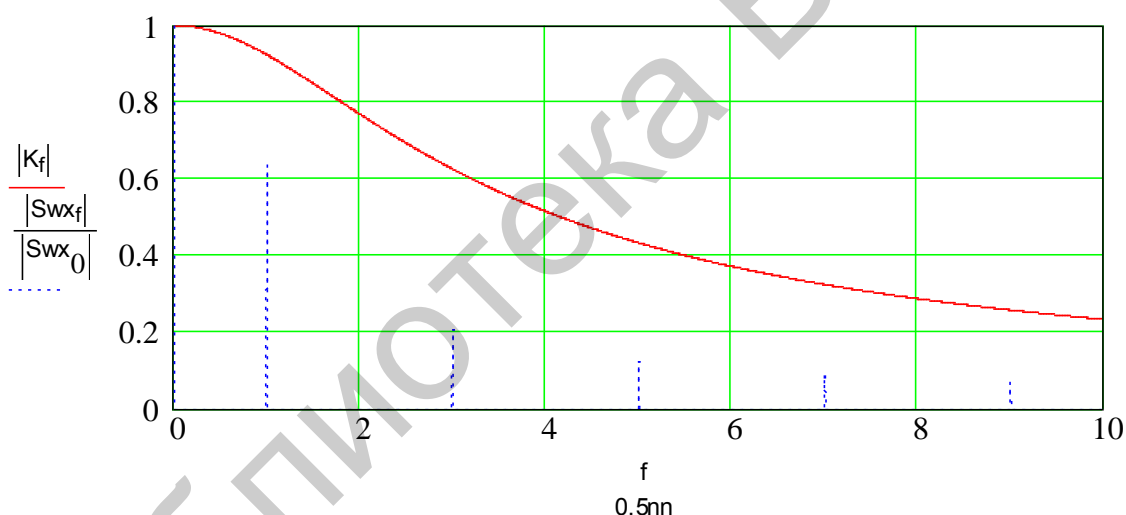


Рисунок 1.5 – АЧХ канала связи и нормированный спектр входного сигнала

Спектр сигнала на выходе канала связи определяется произведением спектра входного сигнала и коэффициента передачи канала связи на частоте спектральной составляющей. Значение коэффициента передачи канала связи для разных спектральных составляющих передаваемого сигнала различно, что приводит к различному приращению амплитуд этих спектральных составляющих. На рисунке 1.6 показана разность амплитуд соответствующих спектральных составляющих выходного и входного сигналов канала связи. Коэффициент передачи для спектральной составляющей $f = 0$ равен 1 ($K(0) = 1$), амплитуды постоянной составляющей $S_{wx}(0)$ на входе и выходе канала связи равны, их разность равна нулю

($SR(0) = S_{swx}(0) - S_{sw}(0) = K(0) \cdot S_{sw}(0) - S_{sw}(0) = 0$). Для остальных спектральных составляющих $K(f)$ не равно 1, поэтому $|SR(f)|$ не равен нулю.

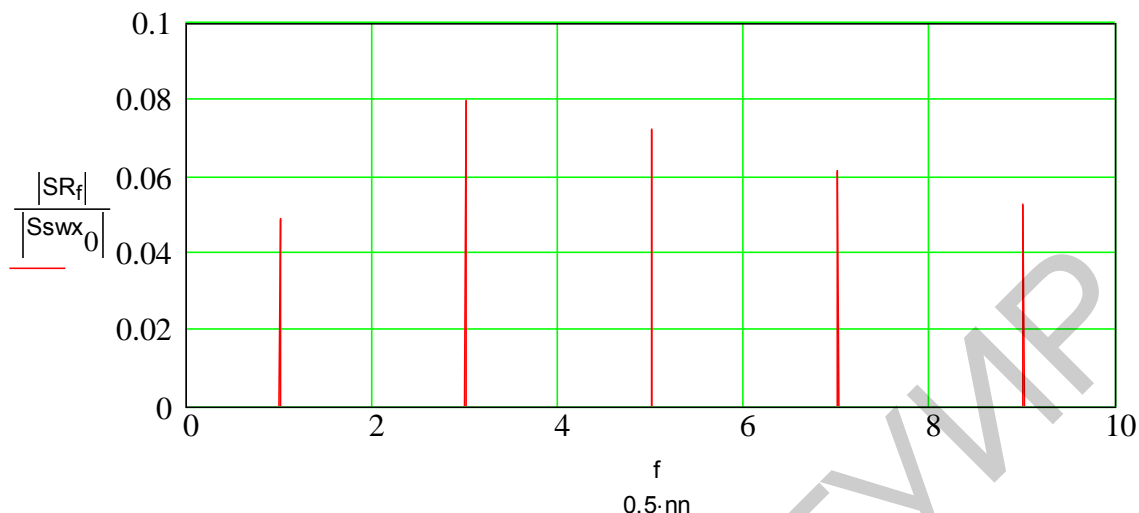


Рисунок 1.6 – Разность спектров входного и выходного сигналов канала связи с АЧХ в виде ФНЧ

На рисунке 1.7 показана временная зависимость сигнала на выходе канала связи при АЧХ, соответствующей фильтру нижних частот (ФНЧ) для постоянного значения изменения фазы в канале связи ($V(f) = \text{const}$). Из рисунка видно, что АЧХ канала связи в виде ФНЧ приводит к увеличению длительности фронтов импульсного сигнала.

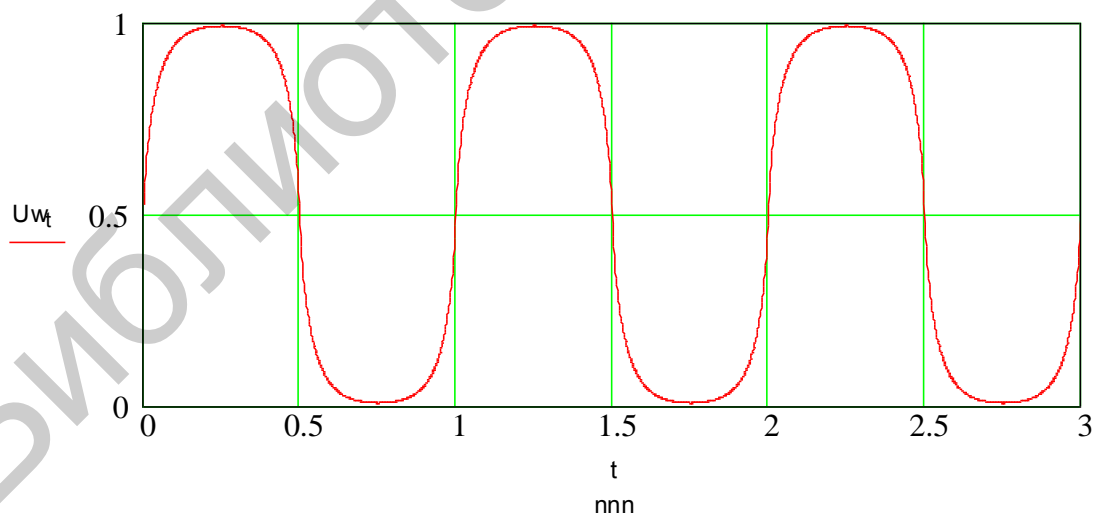


Рисунок 1.7 – Временная зависимость периодической последовательности импульсов выходного сигнала при АЧХ, соответствующей ФНЧ, и неизменной ФЧХ канала связи

Рассмотрим, какую временную зависимость формирует разностный спектр входного и выходного сигналов $SR(f)$, приведенный на рисунке 1.6. Для этого осуществим обратное преобразование Фурье для разностного сигнала

(рисунок 1.8). Одновременно на рисунке 1.8 показана разность между нормированными значениями амплитуд выходного (см. рисунок 1.7) и входного (см. рисунок 1.1) сигналов. Видно, что $UR(t) = U_{wx}(t) - U_w(t)$.

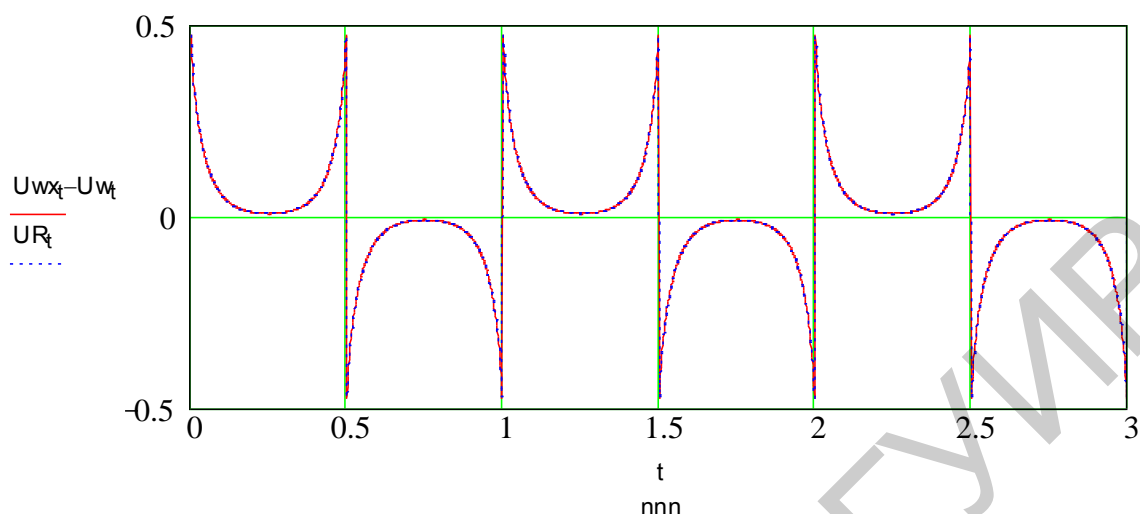


Рисунок 1.8 – Временная зависимость разности амплитуд выходного и входного сигналов канала связи с АЧХ в виде ФНЧ при линейной ФЧХ

На рисунке 1.9 видны значительные искажения формы импульса на выходе канала связи, обусловленные ФЧХ канала связи.

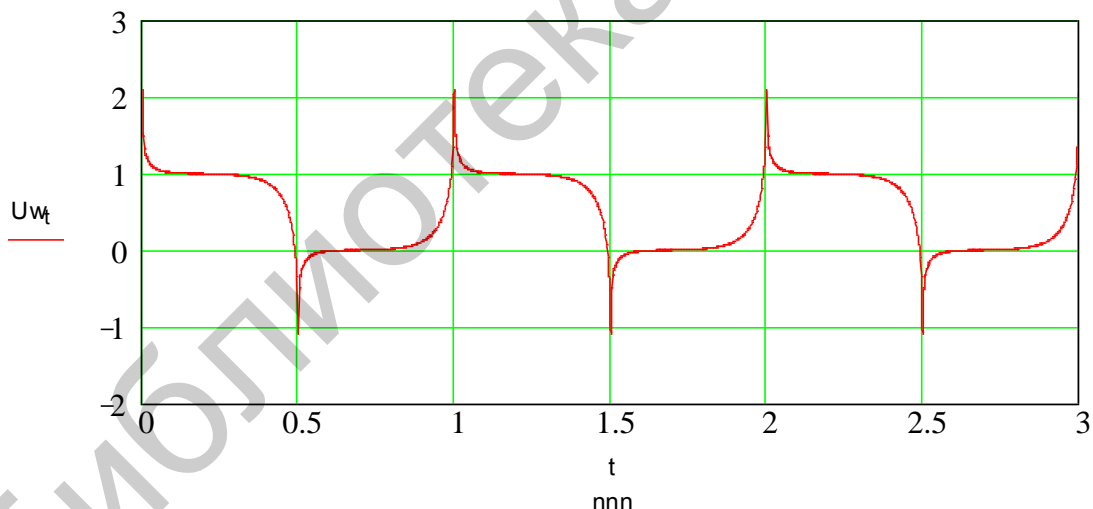


Рисунок 1.9 – Временная зависимость периодической последовательности импульсов выходного сигнала при ФЧХ, соответствующей ФНЧ, и $|K(f)| = 1$

На рисунке 1.10 приведена временная зависимость выходного сигнала канала связи при $|K(f)| = 1$ и линейной зависимости ФЧХ канала связи ($V(f) = a \cdot f$). Из рисунков видно, что линейная ФЧХ канала связи не приводит к изменению формы выходного сигнала, а приводит к задержке сигнала в канале связи, так как $t_s = -dV(f)/6.28df = t_s$, где t_s – задержка сигнала в канале связи. Поэтому при исследовании линейных искажений, обусловленных ФЧХ, выражение для ФЧХ целесообразно представить в виде степенного полинома

$V(f) = a_1 \cdot f + a_2 \cdot f^2 + a_3 \cdot f^3 + a_4 \cdot f^4 + \dots$ и не учитывать первое слагаемое $a_1 \cdot f$. Тогда выражение для группового времени задержки сигнала в канале связи равно

$$t_s(f) = -dV(f)/6.28df = -(a_1 + 2 \cdot a_2 \cdot f + 3 \cdot a_3 \cdot f^2 + 4 \cdot a_4 \cdot f^3 + \dots).$$

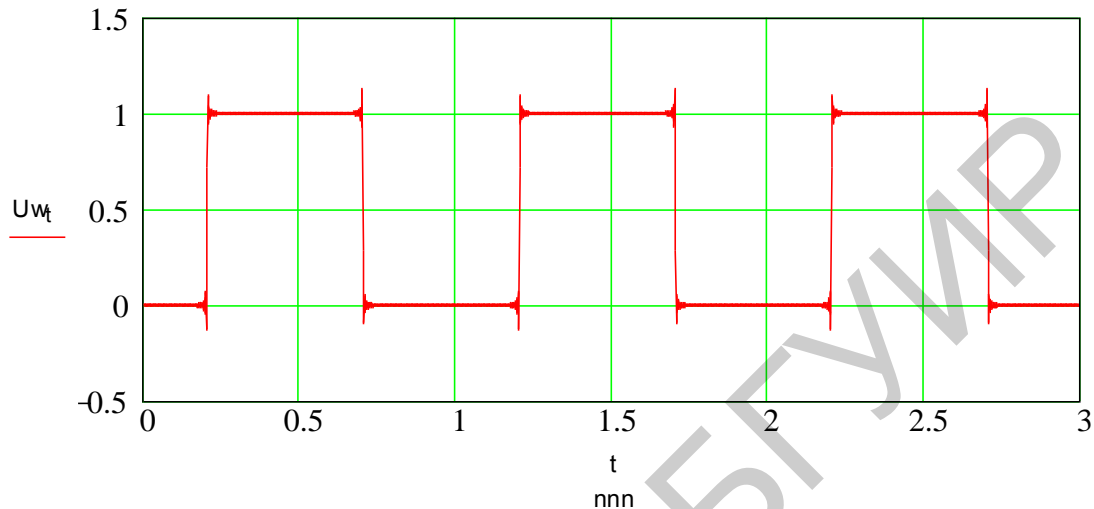


Рисунок 1.10 – Временная зависимость периодической последовательности импульсов выходного сигнала при линейной ФЧХ и $|K(f)| = 1$

На рисунке 1.11 показаны линейные искажения, обусловленные как неравномерностью АЧХ, так и нелинейностью ФЧХ канала связи. Видно, что при одновременном учете неравномерности АЧХ и нелинейности ФЧХ временная характеристика импульса несимметрична.

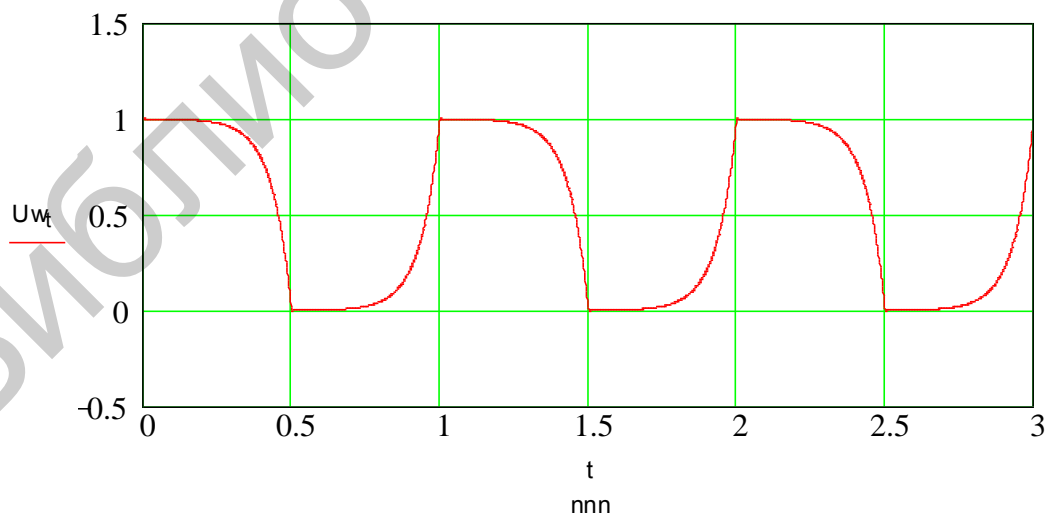


Рисунок 1.11 – Временная зависимость периодической последовательности импульсов выходного сигнала при неравномерной АЧХ и нелинейной ФЧХ канала связи

При нелинейности ФЧХ (один или более коэффициентов степенного полинома a_2 , a_3 , a_4 и т. д. не равны нулю) время задержки сигнала в канале связи различно для разных частот спектральных составляющих цифрового сигнала, что и приводит к искажению формы импульса выходного сигнала канала связи.

Одинаковые значения коэффициента передачи и линейность ФЧХ для спектральных составляющих периодического сигнала, приведенного на рисунке 1.2, обеспечивает АЧХ, приведенная на рисунке 1.12. Из рисунков 1.2 и 1.12 видно, что для спектральных составляющих с частотами нечетных гармоник ft , $3ft$, $5ft$, $7ft$, $9ft$, $11ft$, $13ft$ значение коэффициента передачи канала связи одинаково и равно 1: $K(ft) = 1$; $K(3ft) = 1$; $K(5ft) = 1$; $K(7ft) = 1$; $K(9ft) = 1$; $K(11ft) = 1$; $K(13ft) = 1$. Для остальных частот значение коэффициента передачи равно нулю. Крутизна ФЧХ для нечетных гармоник тактовой частоты одинакова. Значение сдвига фаз сигналов на указанных частотах одинаково и равно нулю.

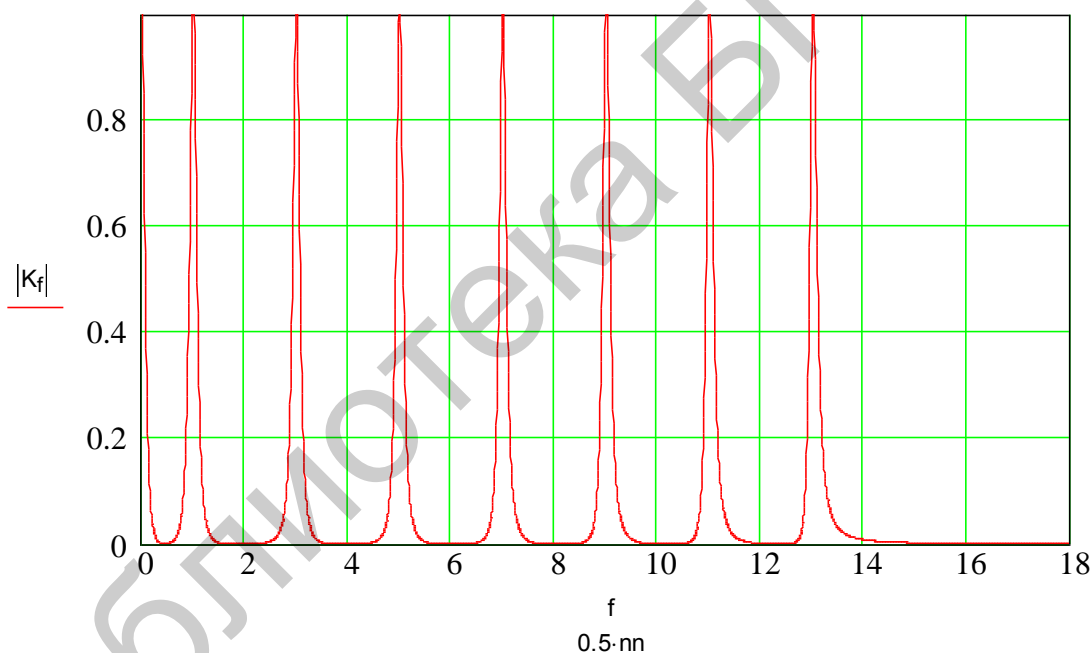


Рисунок 1.12 – АЧХ канала связи

Временная зависимость периодического выходного сигнала показана на рисунке 1.13.

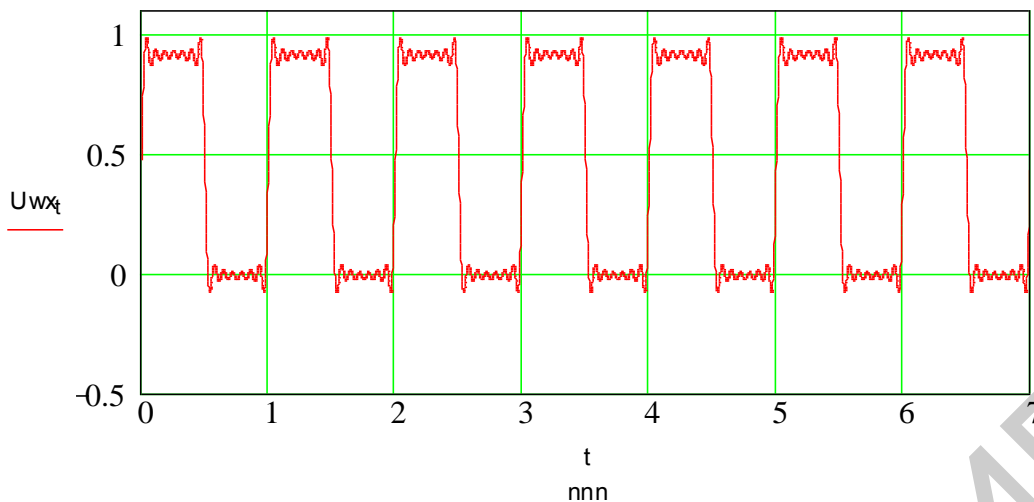


Рисунок 1.13 – Временная зависимость периодической последовательности импульсов выходного сигнала для АЧХ канала связи, приведенной на рисунке 1.12

Видно, что, несмотря на огромную неравномерность АЧХ канала связи, линейные искажения периодического сигнала практически отсутствуют. Это обусловлено тем, что для спектральных составляющих, присутствующих на входе канала связи (см. рисунок 1.2), коэффициент передачи канала связи равен 1. Неравномерность АЧХ на частотах, отличающихся от f_t , $3f_t$, $5f_t$, $7f_t$, $9f_t$, $11f_t$, $13f_t$, не имеет значения, так как эти частоты отсутствуют в спектре входного сигнала. Некоторое увеличение переднего и заднего фронтов и небольшая неравномерность вершины импульсов обусловлены тем, что значение коэффициента передачи канала связи равно нулю для нечетных гармоник с тактовой частотой выше 13 ($K(15f_t) = 0$ и т. д.).

1.2 Линейные искажения, временные и спектральные характеристики случайного цифрового потока

В случайном входном цифровом потоке временные интервалы между соседними единичными импульсами изменяются по случайному закону (рисунок 1.14), количество различных значений временных интервалов случайного входного цифрового потока огромно, поэтому спектр случайного цифрового потока кроме спектральных составляющих с частотой f_t и ее гармоник содержит огромное количество спектральных составляющих (рисунок 1.15).

$$U_{w_t} = \sum_{f=0}^F |S_{w_f}| \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t),$$

где F – количество спектральных составляющих в рассматриваемом преобразовании Фурье (в нашей программе $F = 32\,770$).

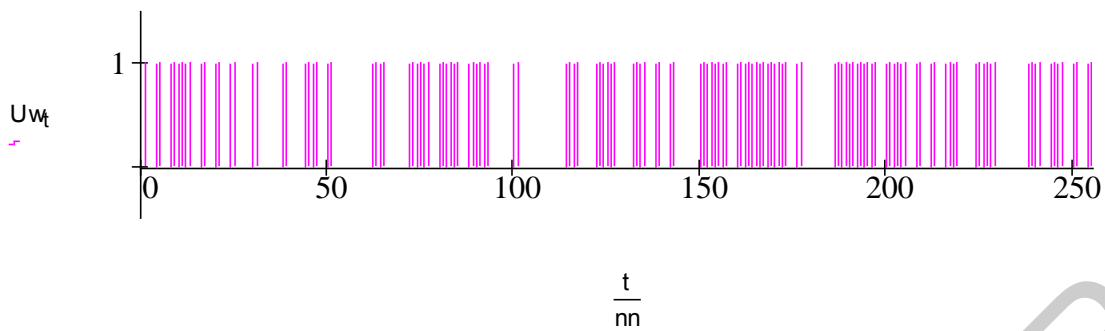


Рисунок 1.14 – Случайный входной цифровой поток

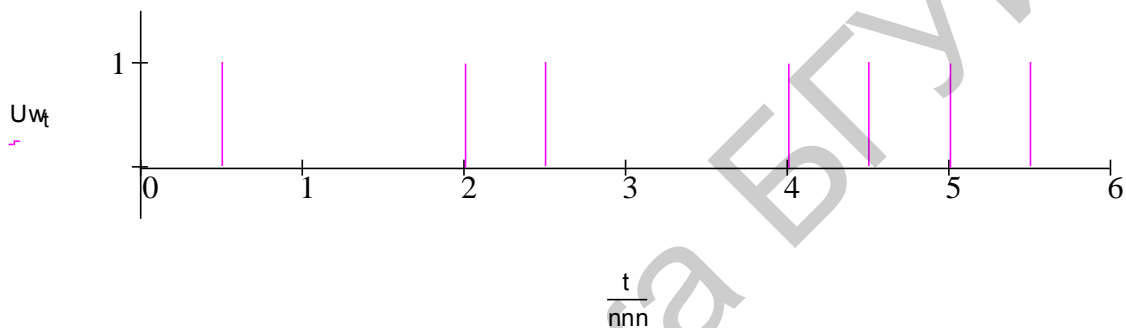


Рисунок 1.15 – Фрагмент случайного входного цифрового потока

Спектр случайного цифрового потока показан на рисунке 1.16. Видно, что, в отличие от периодического сигнала, спектр случайной цифровой последовательности имеет огромное количество спектральных составляющих, позволяющих обеспечить огромное количество временных интервалов, которые образуются в случайном входном цифровом потоке. Спектр случайного входного цифрового потока может быть рассмотрен как сумма двух спектров:

1. Спектр периодической последовательности импульсов с частотой f_t (спектральные составляющие $f_t, 3f_t, 5f_t, 7f_t, 9f_t, 11f_t, 13f_t$). Амплитуда этих спектральных составляющих пропорциональна плотности единиц в случайном цифровом потоке (плотность единиц – отношение количества единиц к количеству всех символов в случайном цифровом потоке). В исследуемом случайном входном цифровом потоке плотность единиц равна 0.5; огибающая спектра (соотношение амплитуд спектральных составляющих) спектральных составляющих ($3f_t, 5f_t, 7f_t, 9f_t, 11f_t, 13f_t$ и т. д.) соответствует огибающей спектра прямоугольного импульса; амплитуды спектральных составляющих в два раза меньше амплитуд спектральных составляющих периодического сигнала, так как количество единиц в случайном входном цифровом потоке равно 0.5. На рисунке 1.17 показана временная зависимость ($U_T(t)$) суммы

спектральных составляющих тактовой частоты и ее гармоник, выделенных из спектра случайного входного цифрового потока фильтром, АЧХ которого показана на рисунке 1.12. Видно, что временная зависимость соответствует временной зависимости сигнала тактовой частоты с амплитудой 0.5. Уменьшение амплитуды сигнала, в сравнении с изображенной на рисунке 1.11, обусловлено меньшей плотностью единиц ($P = 0.5$) в случайном входном потоке по сравнению с периодическим сигналом, для которого $P = 1$. Спектральные составляющие тактовой частоты и ее гармоник не содержат информацию о передаваемом сообщении. В них содержится только информация о тактовой частоте и плотности единиц случайного входного цифрового потока. Теоретически по известным значениям f_t и P значения временной зависимости периодического сигнала могут быть вычислены на сотни лет вперед.

2. Кроме спектра сигнала тактовой частоты спектр случайного входного потока содержит огромное количество случайных спектральных составляющих, амплитуды которых различны для различных временных интервалов. Они содержат информацию о распределении единиц и нулей в случайном входном цифровом потоке, т. е. информацию о передаваемом сообщении. На рисунке 1.18 показана временная зависимость суммы случайных спектральных составляющих. Из рисунка видно, что спектральные составляющие случайного цифрового потока формируют случайную временную последовательность двухполярных импульсов $UU_w(t)$. В результате суммирования сигналов UT_t и UU_w_t формируется исходный случайный входной цифровой поток (рисунок 1.19), который полностью совпадает с входным цифровым потоком (см. рисунок 1.16).

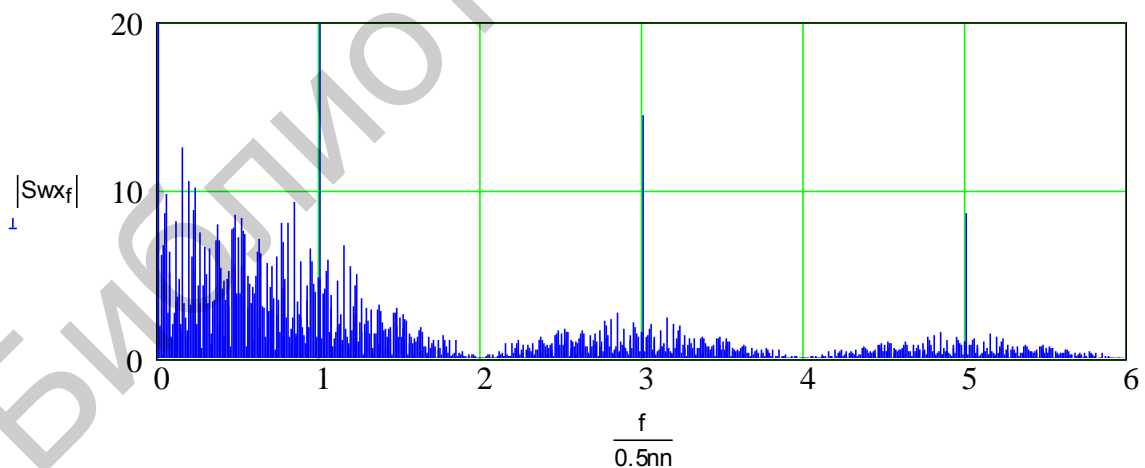


Рисунок 1.16 – Спектр случайного входного цифрового потока

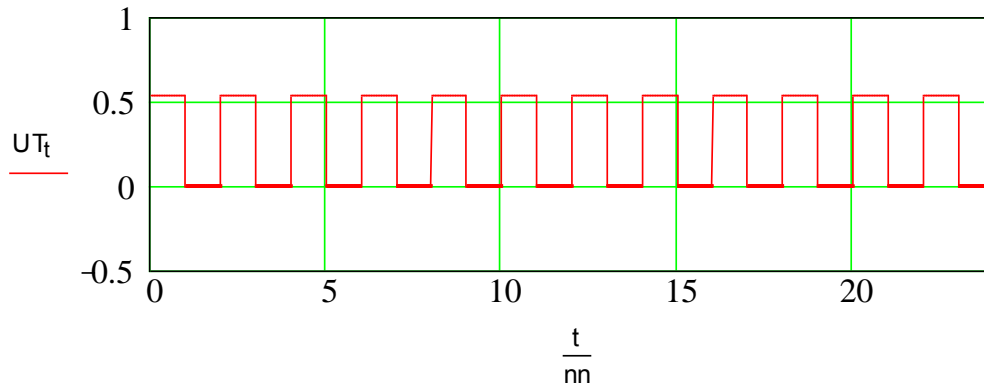


Рисунок 1.17 – Временная зависимость сигнала тактовой частоты, выделенного из случайного цифрового потока

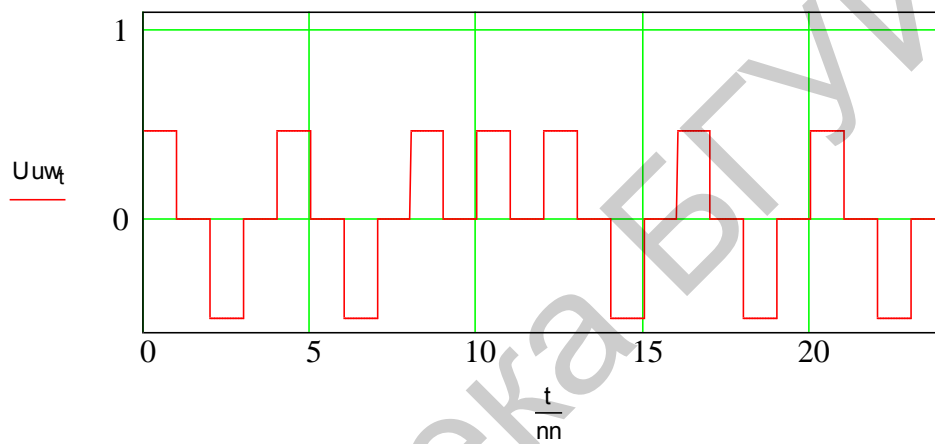


Рисунок 1.18 – Временная зависимость суммы спектральных составляющих случайного цифрового сигнала с частотами, не равными кратным частотам тактовой частоты

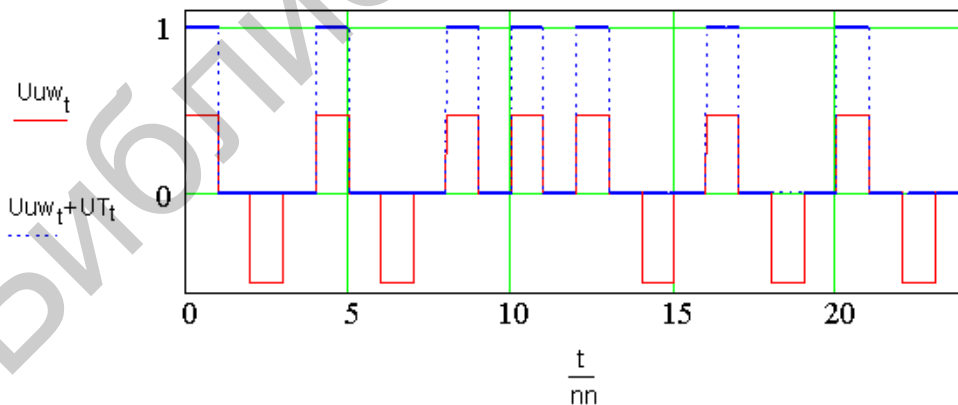


Рисунок 1.19 – Формирование исходного входного цифрового потока путем суммирования временных характеристик сигналов U_{Tt} и U_{uw_t}

2 ПРОГРАММНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЙ ЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ ЦИФРОВОГО СИГНАЛА В КАНАЛЕ СВЯЗИ

2.1 Исследование линейных искажений при ограничении полосы частот канала связи в области верхних частот

Неравномерностью АЧХ и нелинейностью ФЧХ в области верхних частот обладают фильтры нижних частот. Комплексный коэффициент передачи ФНЧ имеет вид

$$K_{1f} = \frac{1}{1 + i \cdot \frac{f}{F_{1n}}},$$

где F_{1n} – верхняя частота полосы пропускания ФНЧ – частота, на которой значение коэффициента усиления по напряжению уменьшается в $2^{0.5}$ раза.

На рисунках 2.1 и 2.2 показаны АЧХ и ФЧХ четырех каналов связи, имеющих характеристики ФНЧ с различными значениями верхней частоты полосы пропускания (F_{1n} ; F_{2n} ; F_{3n} ; F_{4n}). Нормированное значение частоты, равное 1, соответствует тактовой частоте входного цифрового потока. Анализ линейных искажений производим при одновременном учете неравномерности АЧХ и нелинейности ФЧХ канала связи.

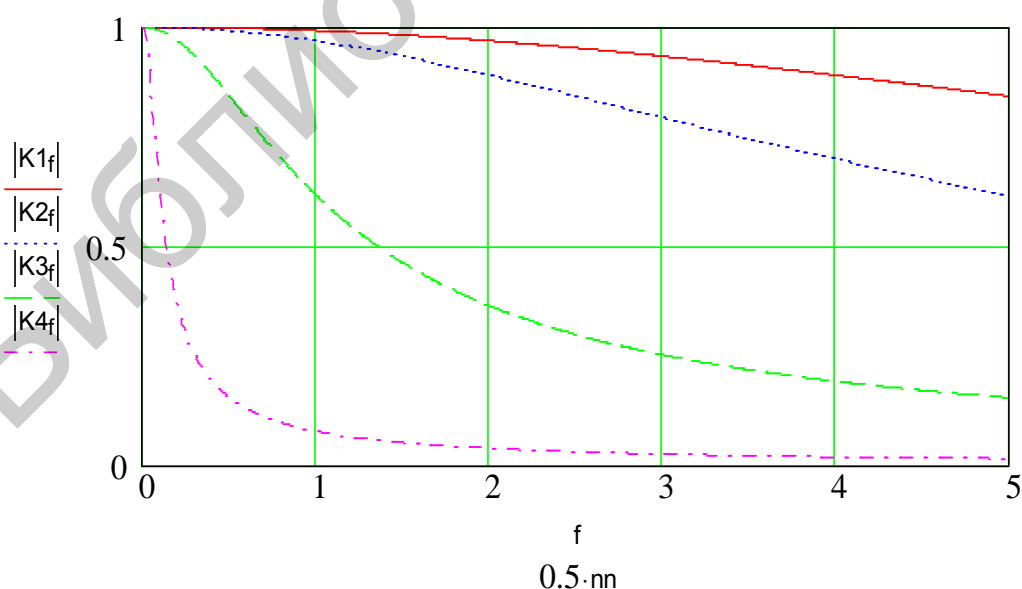


Рисунок 2.1 – АЧХ исследуемых каналов связи

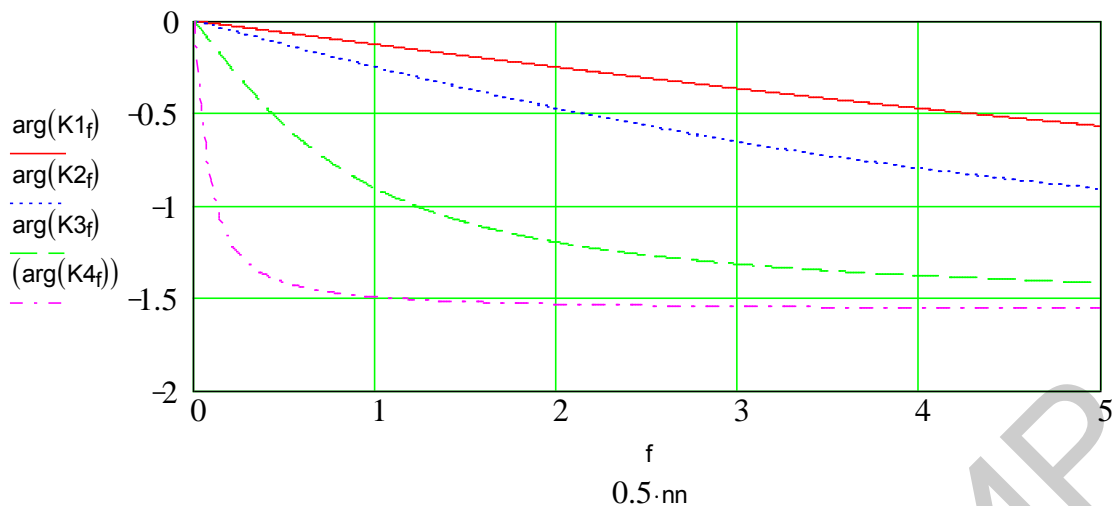


Рисунок 2.2 – ФЧХ исследуемых каналов связи

Рассмотрим влияние линейных искажений в канале связи с верхней частотой полосы пропускания $Fw3$ для случайного цифрового потока, показанного на рисунке 1.16. Спектр сигнала на выходе канала связи с комплексным значением коэффициента передачи $K3f$ равен произведению комплексных амплитуд каждой спектральной составляющей спектра случайного входного цифрового потока и значений комплексного коэффициента передачи канала связи для данной спектральной составляющей. Временная зависимость сигнала на выходе канала связи $Uw3f$ определяется как обратное преобразование Фурье для спектра выходного сигнала $S3f$.

$$S3f := Ssf \cdot K3f, \quad Uw3 := \text{ifft}(S3f).$$

Спектр выходного сигнала случайного входного цифрового потока показан на рисунке 2.3 сплошной линией (красный цвет на компьютере). Видно, что амплитуды спектральных составляющих выходного сигнала уменьшились пропорционально значению модуля коэффициента передачи канала связи $K3f$.

На рисунке 2.4 показаны временные характеристики выходного сигнала на выходе канала связи с верхней частотой полосы пропускания $Uw4$. Из рисунка видно, что при малой полосе пропускания канала связи, равной $Fw4$, фронты импульса значительно увеличились, амплитуда выходного сигнала не достигает максимального значения, прием цифрового потока при таких линейных искажениях невозможен.

На рисунке 2.5 показан фрагмент временной зависимости сигнала на выходе канала связи с различными значениями верхней частоты полосы пропускания. Сплошной линией показана временная характеристика входного сигнала. Из рисунка видно, что линейные искажения канала связи,

обусловленные амплитудно-частотной характеристикой ФНЧ, приводят к увеличению переднего и заднего фронтов цифрового сигнала на выходе канала связи и временной задержке выходного сигнала.

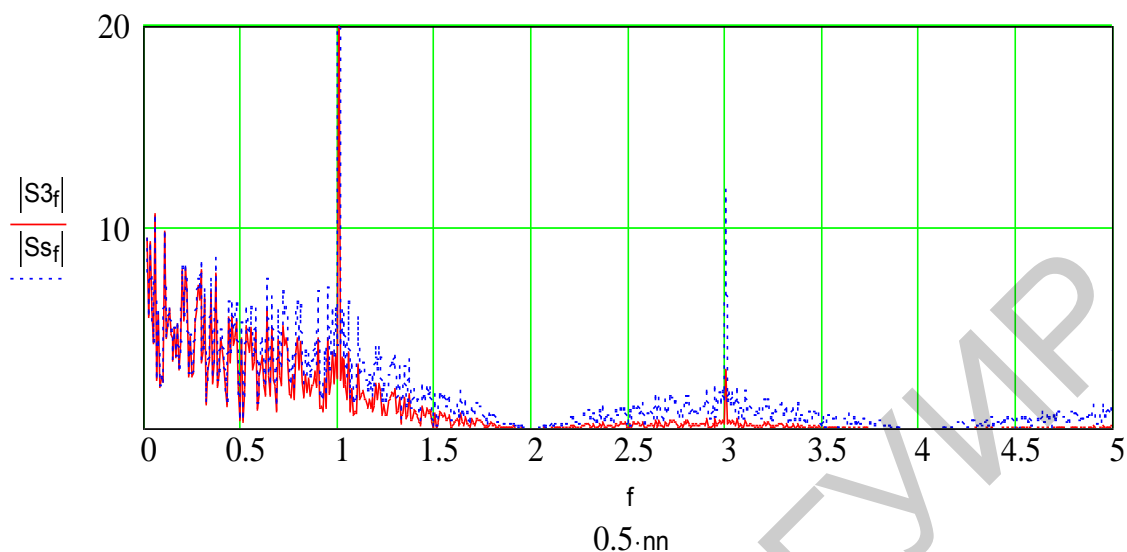


Рисунок 2.3 – Спектр сигнала случайного цифрового потока на выходе канала связи с коэффициентом передачи K_{3f}

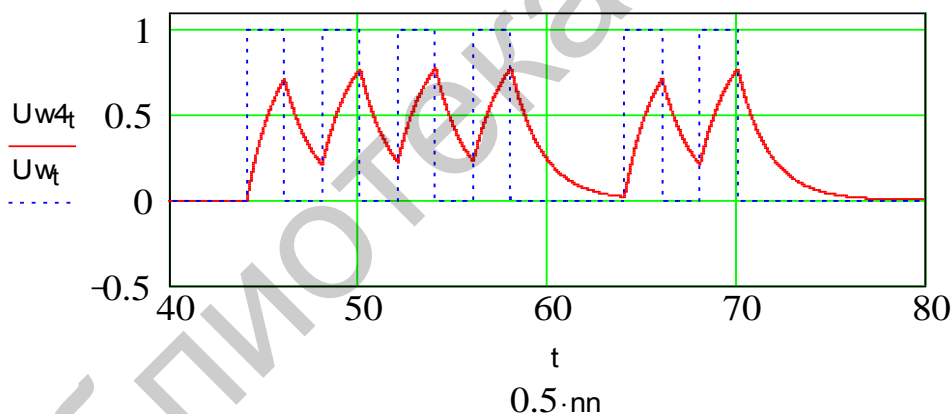


Рисунок 2.4 – Спектр сигнала случайного цифрового потока на выходе канала связи с коэффициентом передачи K_{4f}

Временные зависимости случайного выходного цифрового потока канала связи с различными значениями F_w показаны на рисунке 2.5.

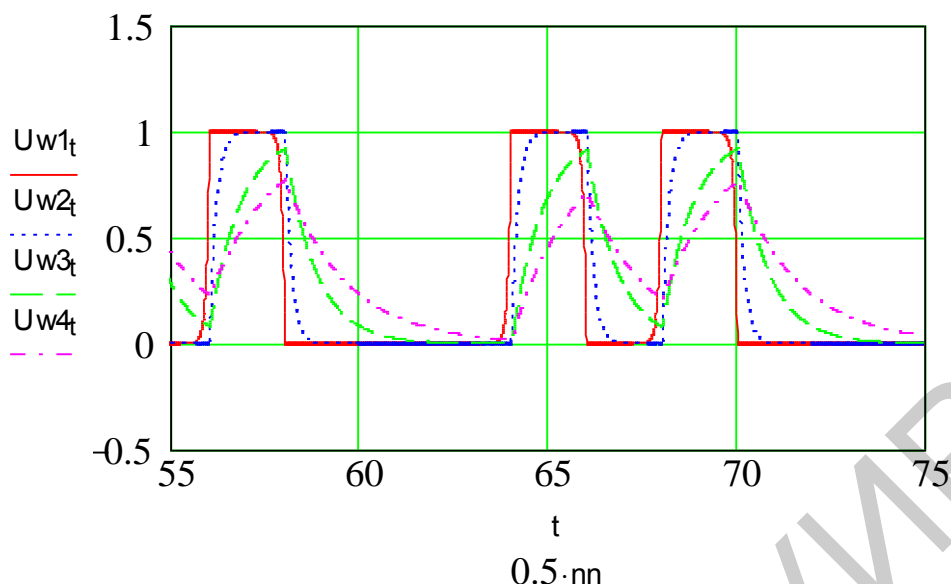


Рисунок 2.5 – Фрагмент временной зависимости случайного цифрового потока на выходе канала связи для различных значений верхних частот полосы пропускания

2.2 Исследование линейных искажений при неравномерности АЧХ в области нижних частот

Неравномерностью АЧХ и нелинейностью ФЧХ в области нижних частот обладают фильтры верхних частот (ФВЧ). Комплексный коэффициент передачи ФВЧ имеет вид

$$K(f) = 1/(1 + i \cdot f/F_n),$$

где F_n – нижняя частота полосы пропускания ФВЧ – частота, на которой значение коэффициента усиления по напряжению уменьшается в $2^{0.5}$ раза.

На рисунках 2.6 и 2.7 показаны АЧХ и ФЧХ четырех каналов связи, имеющих характеристики ФВЧ с различными значениями верхней частоты полосы пропускания (F_{1n} ; F_{2n} ; F_{3n} ; F_{4n}). Анализ линейных искажений производим при одновременном учете неравномерности АЧХ и нелинейности ФЧХ канала связи.

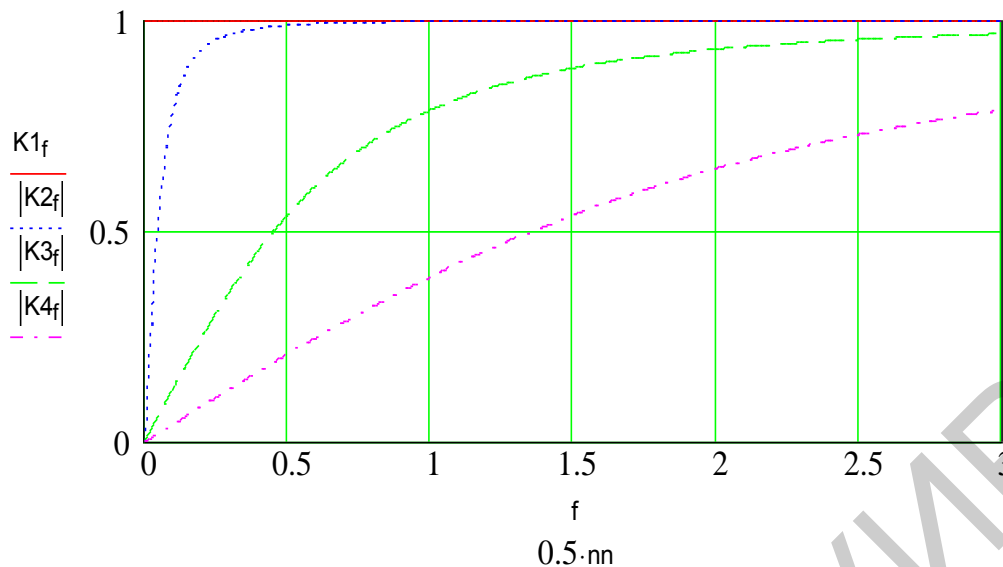


Рисунок 2.6 – АЧХ исследуемых каналов связи с линейными искажениями в области нижних частот

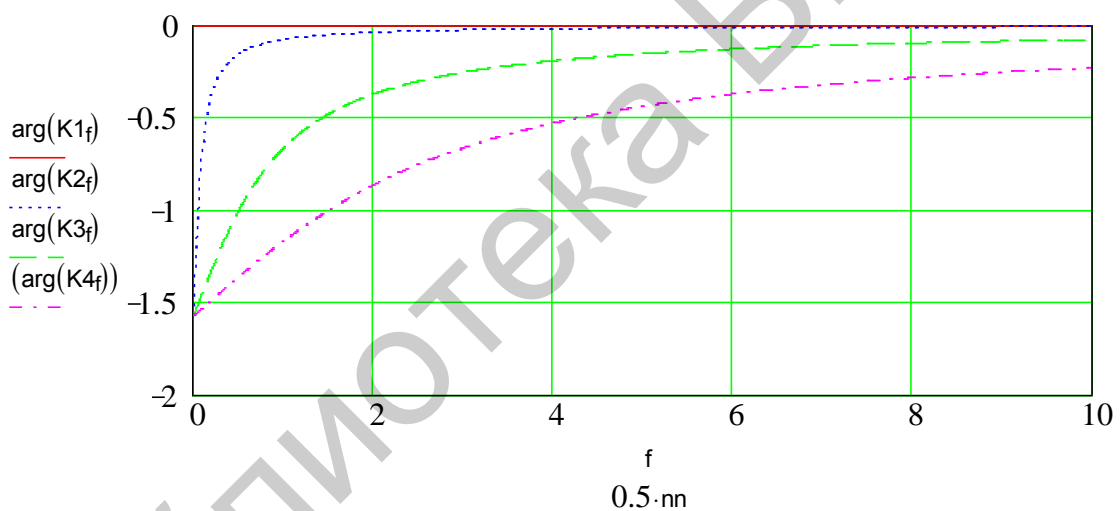


Рисунок 2.7 – ФЧХ исследуемых каналов связи с линейными искажениями в области нижних частот

Рассмотрим временные характеристики случайного цифрового потока, показанного на рисунке 1.16, на выходе канала связи с АЧХ в виде ФВЧ (см. рисунки 2.6, 2.7). Спектр сигнала на выходе канала связи с комплексным значением коэффициента передачи K_{2f} равен произведению комплексных амплитуд каждой спектральной составляющей спектра случайного входного цифрового потока и значений комплексного коэффициента передачи канала связи для данной спектральной составляющей. Временная зависимость сигнала на выходе канала связи U_{w2f} определяется как обратное преобразование Фурье для спектра выходного сигнала S_{2f} .

Спектр выходного сигнала случайного входного цифрового потока показан на рисунке 2.8 сплошной линией (красный цвет на компьютере). Видно, что амплитуды спектральных составляющих выходного сигнала уменьшились пропорционально значению модуля коэффициента передачи канала связи K_{2f} . Частоты спектральных составляющих нормированы к тактовой частоте случайного входного цифрового потока

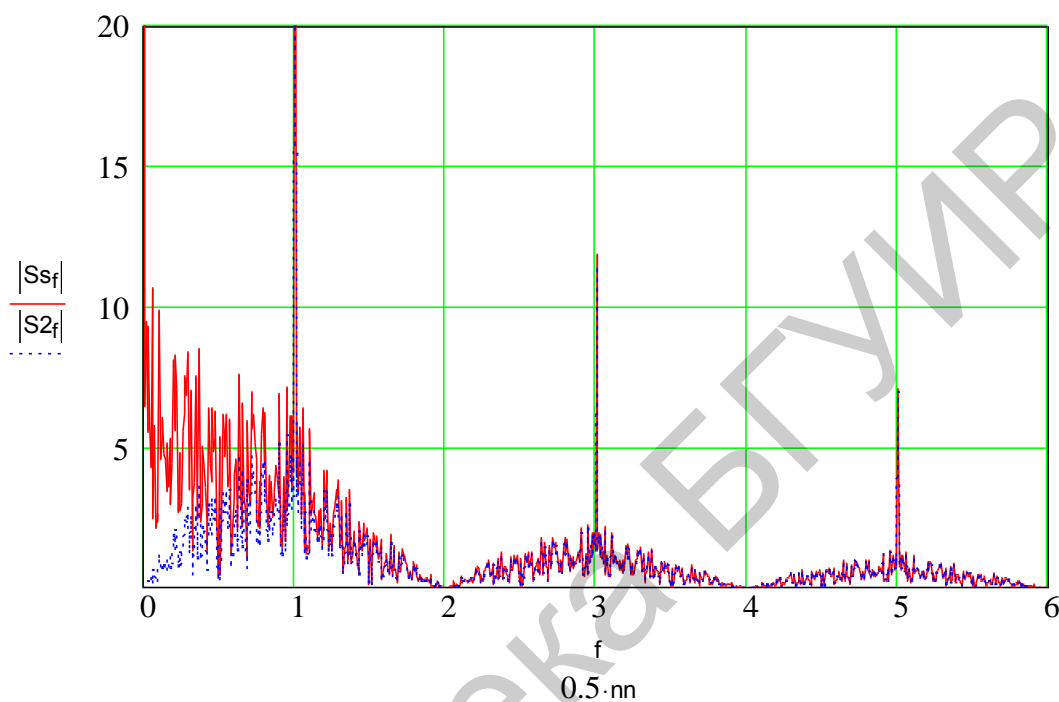


Рисунок 2.8 – Спектр сигнала случайного цифрового потока на выходе канала с линейными искажениями в области нижних частот для АЧХ канала связи K_{2f}

На рисунке 2.9 показан фрагмент временной зависимости сигнала на выходе канала связи с нижней частотой полосы пропускания F_{n2} . Штриховой линией изображена временная характеристика входного сигнала. Из рисунка видно, что линейные искажения в области нижних частот (фильтр ФВЧ) не изменяют длительность фронтов, а приводят к изменению вершины импульса и изменению значения амплитуды импульсов при большом количестве единиц в случайном входном цифровом потоке (например, во временном интервале 40–60 амплитудное значение вершины первого импульса приблизительно равно единице, а четвертого – 0.5). Это обусловлено равенством нулю значения коэффициента передачи канала связи для постоянной составляющей (спектральной составляющей при $f = 0$). Отсутствие спектральной составляющей в спектре выходного сигнала равноценно ее вычитанию из спектра цифрового потока. При большом количестве единиц амплитуда постоянной составляющей увеличивается, что приводит к уменьшению амплитуды вершины импульса. При пороге принятия решения о значении принимаемого символа 0.5 изменение вершины импульса равноценно

изменению допустимого уровня помехи в канале связи, значение которого равно $U_{w2}(tr) = 0.5$, где значение tr – момент времени принятия решения (обычно середина временного интервала, в котором должен появиться единичный символ).

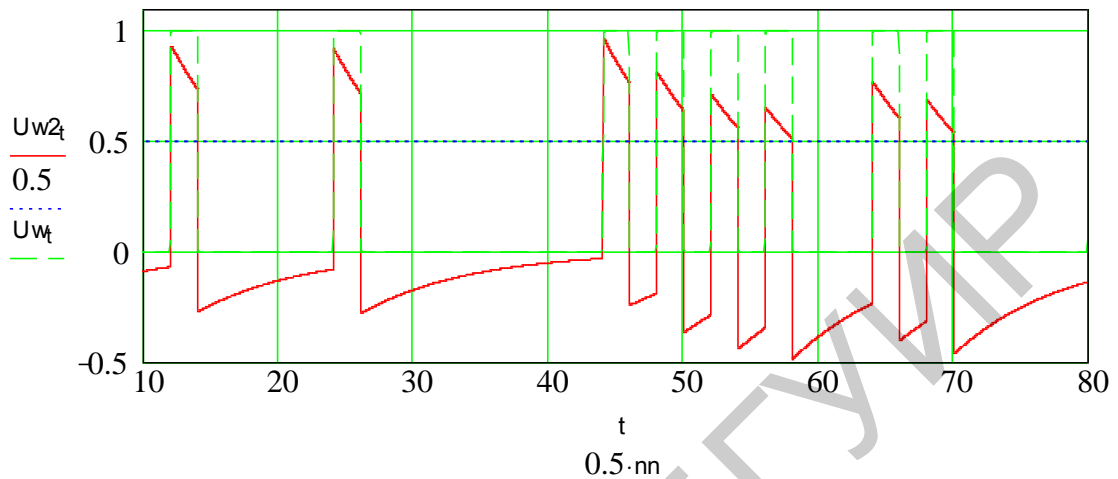
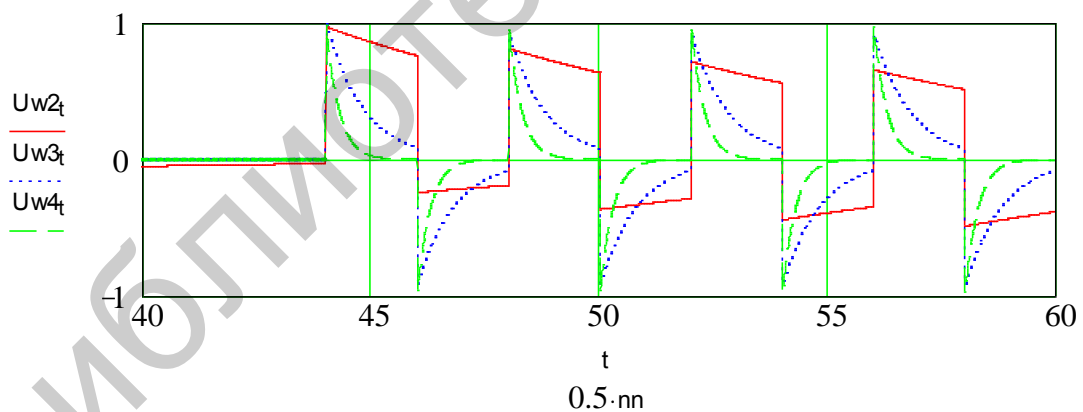


Рисунок 2.9 – Временная зависимость случайного цифрового потока на выходе канала связи с линейными искажениями в области нижних частот

На рисунке 2.10 показаны временные характеристики выходного сигнала на выходе канала связи с различными значениями F_n АЧХ канала связи.



$$F_{n2} = 500; F_{n3} = 100; F_{n4} = 50$$

Рисунок 2.10 – Временная зависимость случайного цифрового потока на выходе канала связи с различными значениями F_n

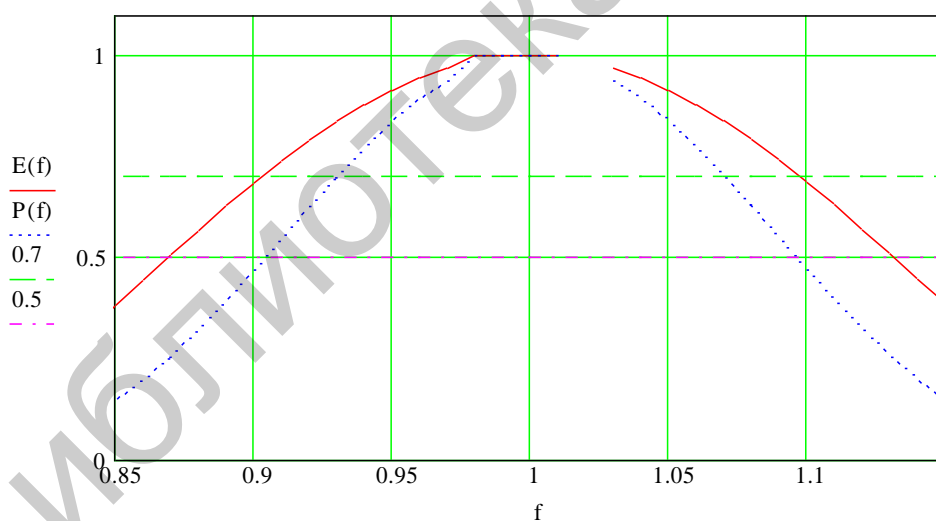
Видно, что при больших значениях F_w изменение вершины импульса увеличивается.

3 МНОГОЛУЧЕВЫЕ АНТЕННЫ В СИСТЕМАХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ

3.1 Назначение, основные параметры и классификация антенных устройств, которые могут быть использованы в качестве излучателей

Антенна – радиотехническое устройство превращающее энергию связанных электромагнитных колебаний (замкнутых в электрических цепях) в энергию свободных электромагнитных колебаний (излученных в пространство) и наоборот. Излучение в свободное пространство обусловлено незранированными колебаниями напряженности электрического и связанного с ним магнитного полей, созданных колебаниями электрических зарядов. При поглощении (приеме) электромагнитных волн процессы имеют обратный характер. Рассмотрим основные параметры антенной системы.

1. **Полоса пропускания антенного устройства** – область рабочих частот антенны, где уровень принимаемого или излучаемого антенной сигнала находится в пределах 0.7 от максимальной амплитуды сигнала, а мощность – в пределах 0.5 от максимальной мощности сигнала (рисунок 3.1).



$E(f)$ – зависимость напряженности электрического поля выходного сигнала антенны от частоты принимаемого сигнала при постоянном значении напряженности электрического поля принимаемого сигнала в раскрыве антенны;

$P(f) = E(f)^2$ – зависимость мощности выходного сигнала антенны от частоты принимаемого сигнала при постоянном значении плотности потока мощности принимаемого сигнала в раскрыве антенны

Рисунок 3.1 – АЧХ антенны

2. Диаграмма направленности (ДН) антенного устройства – зависимость мощности выходного сигнала антенного устройства от угловых координат источника принимаемого сигнала.

Типовая нормированная ДН антенного устройства приведена на рисунке 3.2. Значения мощностей выходного сигнала антенного устройства нормированы (разделены) на максимальное значение мощности принимаемого сигнала с направления $V = 0$. Для данной ДН система угловых координат выбрана таким образом, что максимальное значение мощности принимаемого сигнала совпадает с угловыми координатами на источник сигнала.

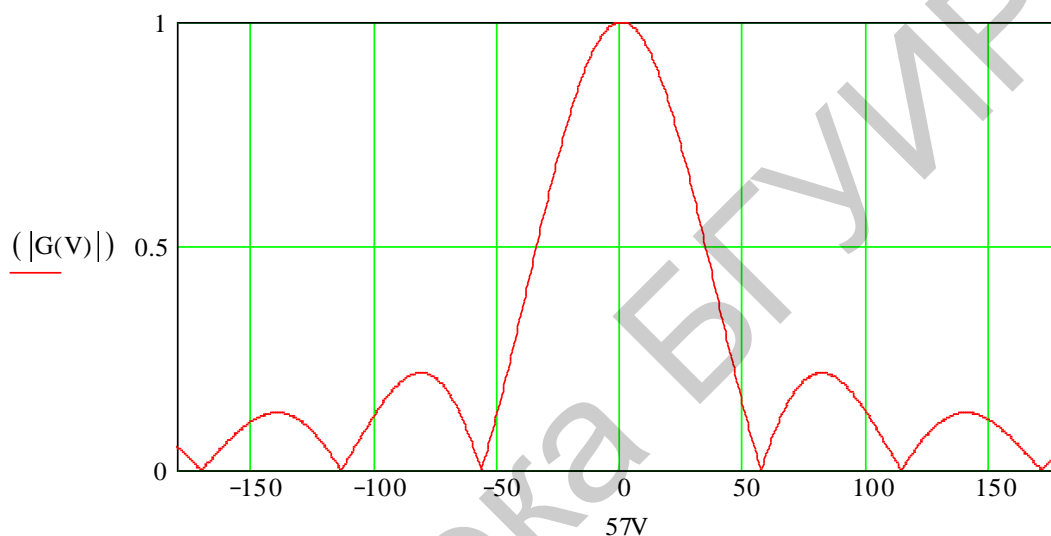


Рисунок 3.2 – Диаграмма направленности антенного устройства

3. Коэффициент усиления антенного устройства показывает, во сколько раз увеличивается мощность сигнала на выходе в направлении максимального значения ДН антенного устройства по сравнению с ДН ненаправленного устройства (изотропного излучателя). Идеальный изотропный излучатель обеспечивает равномерное излучение мощности по всем направлениям (углам), например лампочка, излучающая световую энергию равномерно во всех направлениях. Если мощность лампочки мала, то создаваемая ей освещенность не позволяет читать, писать за столом, расположенным в данной комнате. Мы можем установить лампочку в фонарь с отражателем (антенной), формирующим луч света в направлении стола. Плотность потока мощности света на столе увеличивается, и мы можем работать за столом. В данном случае коэффициент усиления – это отношение плотности мощности светового потока в луче фонаря к мощности светового потока лампочки.

3.2 Применение и основные схемы построения многолучевых антенных систем

В сотовых сетях 1G и 2G эволюция антенн базовых станций (БС) шла от антенн с фиксированной диаграммой направленности к антеннам с элементами адаптации.

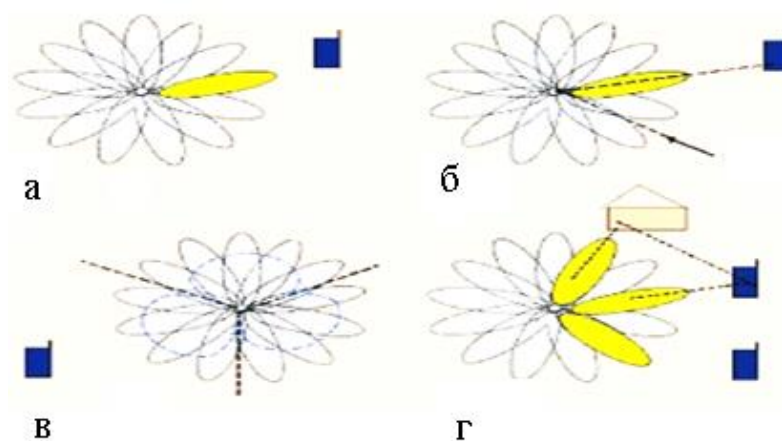
Одной из первых технологий, примененных для снижения уровня внутрисистемных помех в сетях сотовой подвижной связи (ССПС), было изменение угла наклона ДН антенн БС в вертикальной плоскости, что позволяло сконцентрировать излучение на территории соты и снизить уровень соканальных помех от передатчиков БС, работающих на совпадающих частотах в разных сотах.

Применение многолучевых антенн позволило снизить уровень соканальных помех, улучшить качество связи и увеличить емкость ССПС за счет формирования множества лучей с узкими ДН, используемыми для обслуживания соты. При перемещении абонентской радиостанции антенна БС сопровождает ее, отслеживая переход переключением с одного луча на другой, что показано на рисунке 3.3, а. В отличие от секторной антенны применение многолучевой антенны позволяет избежать межсекторных хэндоверов и дает возможность гибкого использования частотных каналов БС в соте. Многолучевые антенны позволяют динамически формировать секторную структуру соты с учетом плотности размещения абонентов на ее территории (динамическая секторизация).

Дальнейшим развитием технологии многолучевых антенных систем стало формирование ДН с учетом направления прихода сигнала обслуживаемой АР и ДН с «нулями», ориентированными в направлениях прихода внутрисистемных помех. Адаптивные антенны (АА), способные перестроить ДН в соответствии с помеховой обстановкой в окружении БС, называются АА с формированием ДН (рисунок 3.3, б).

АА с переключением лепестков могут реализовывать следующий весьма эффективный алгоритм: формирование широкого лепестка ДН при передаче сигналов вызова и управления и определение направлений на АР, а затем формирование узких лепестков ДН на передачу и прием при связи с АС (рисунок 3.3, в). В результате за счет более высокого коэффициента усиления в режиме формирования узкого лепестка ДН устойчивая связь будет осуществляться даже с маломощными абонентскими станциями (АС).

Пространственное разнесение антенн широко известно и весьма эффективно для борьбы с замираниями сигналов АС. Раздельный прием сигнала двумя различными лучами ДН дает возможность реализовать преимущества этой технологии. Многолучевые антенны позволяют применять технологию пространственного разделения и многократного доступа (SDMA – Spatial Division Multiple Access), при которой адаптивная антенна используется для пространственного мультиплексирования нескольких субканалов одновременно (рисунок 3.3, г).



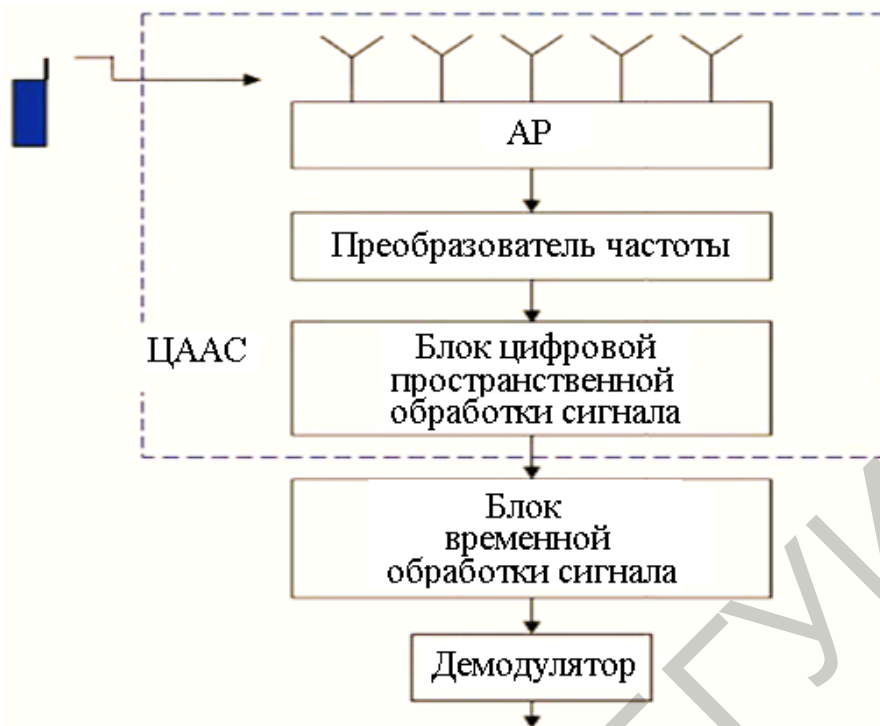
- а – с переключением лепестков (динамической секторизацией);
 б – с формированием ДН;
 в – с алгоритмом переключения ширины лепестка;
 г – с отдельным и многостанционным приемом

Рисунок 3.3 – ДН многолучевых антенн

Все перечисленные выше технологии лишь частично реализуют преимущества применения адаптивных антенн в ССПС. В полной мере они реализуются только в многолучевых антенных системах (МАС). МАС, способную формировать ДН, адаптированную к помеховой обстановке в ССПС, строят на основе антенных решеток (АР) с цифровой обработкой и формированием сигнала.

Поскольку сигнал в МАС характеризуется двумя величинами: пространственной координатой приема и временем приема, то выделяют два типа обработки сигнала: пространственную и временную. Для преобразования сигнала к форме, пригодной для цифровой обработки, со спектром, расположенным в области низких частот, применяется преобразование частоты несущей входных сигналов, а операции когерентного суммирования и управления комплексными амплитудами выполняет соответствующая система обработки информации на промежуточной частоте (оптическая или цифровая). Если система обработки является многоканальной, МАС может осуществлять одновременный обзор некоторого сектора пространства. Схема приема сигнала БС с МАС показана на рисунке 3.4.

МАС позволяют перейти к так называемой кластерной технологии проектирования ССПС в условиях динамически меняющейся нагрузки. При кластерной технологии оптимизация площади покрытия может осуществляться за счет дистанционного изменения угла наклона и ширины ДН в горизонтальной плоскости.



ЦААС – цифровая адаптивная антенная система

Рисунок 3.4 – Схема приема сигнала БС с МАС

Использование многолучевой антенной системы позволяет применить технологию пространственно-временного кодирования (MIMO – Multi Input Multi Output – много входов и много выходов), которая создает выигрыш за счет разделения потока данных, передаваемого через канал со многими входами и многими выходами через две или более антенны по разным пространственным направлениям. Прием сигналов в каналах с MIMO основан на разделении сигналов АС соты по параметрам, определяемым характеристиками канала распространения, – так называемым «пространственным подписанием», уникальным для сигналов каждой АС, что позволяет одновременно передавать данные в одной полосе частот нескольким АС. Если антенны располагаются как на БС, так и на отдельной АС, то появляется возможность передавать параллельно несколько потоков данных в одной полосе частот. В результате скорость передачи данных возрастает многократно. Так как на АС разместить несколько антенн зачастую невозможно, то организацию пространственного разнесения заменяют дублированием трансляции сигналов через разные антенны БС в разные временные интервалы. В ситуациях с ограниченным частотным ресурсом использование каналов MIMO может стать единственной возможностью для решения задачи высокоскоростной передачи данных по радиоканалу. Поэтому технология каналов MIMO рассматривается в качестве важного компонента перспективных ССПС поколений 3G и 4G.

3.3 Формирование диаграммы направленности

В упрощенном виде формирование диаграммы направленности состоит в фазовом сдвиге сигнала на каждом излучателе с тем, чтобы сигналы, поступающие с заданного направления, были сфазированы в точке, где они суммируются, формируя ДН.

ДН для непрерывных сигналов будет записана в виде

$$Y = \sum_{n=0}^{N-1} W_n X_n, \quad (3.1)$$

где N – число элементов в решетке;

W_n – комплексный весовой коэффициент, необходимый для формирования ДН;

X_n – комплексный модулированный сигнал от n -го элемента.

Если расстояние между элементами равно d , как показано на рисунке 3.5, и фронт волны распространяется под углом α , то при длине волны λ относительная фаза на элементе n , измеряемая в радианах, равна $(2\pi nd \sin \alpha) / \lambda$ относительно 0. При этом выходные сигналы от N элементов просто складываются без какого-либо взвешивания, а сигнал, поступающий с направлением α , описывается формулой

$$Y(\alpha) = \sum_{n=0}^{N-1} X_n \exp \left[-j \frac{2\pi nd \sin \alpha}{\lambda} \right]. \quad (3.2)$$

Уравнение для классического формирования диаграммы направленности антенны (ДНА) имеет вид

$$\begin{aligned} Y(\alpha) &= \sum_{n=0}^{N-1} W_n X_n \exp \left[j \frac{2\pi nd \sin \alpha}{\lambda} \right] \cdot \exp \left[\frac{2\pi nd \sin \alpha}{\lambda} \right] = \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} W_n X_n \left[\frac{j 2\pi nd (\sin \alpha_p - \sin \alpha)}{\lambda} \right]. \end{aligned} \quad (3.3)$$

Рассмотрим операции при цифровом формировании ДН для линейной решетки, состоящей из элементов, расстояние между которыми одинаково и равно d , когда с направления α на эту решетку попадает плоская волна E (см. рисунок 3.5). Принятые узкополосные аналоговые сигналы имеют вид

$$S(t) = \alpha(t) \cdot e^{j(\omega t + \varphi(t))}. \quad (3.4)$$

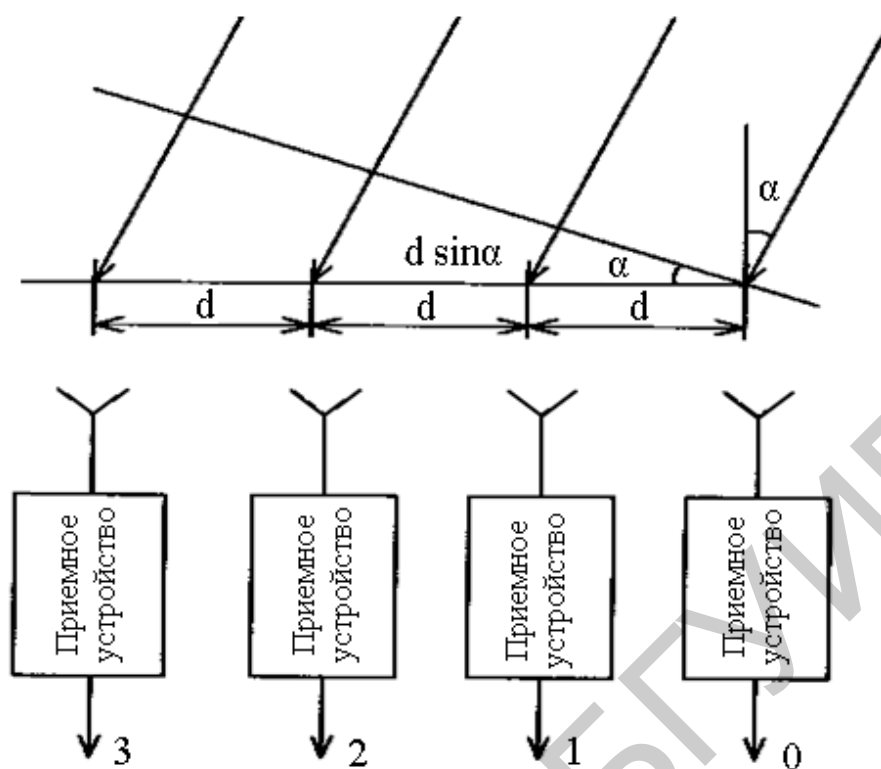


Рисунок 3.5 – Принцип действия линейной фазированной антенной решетки

В результате воздействия волны E возбуждаемый аналоговый сигнал имеет равные амплитуды $\alpha(t)$ и различные фазы $\varphi_n = (2\pi n d \sin \alpha) / \lambda$, соответствующие их расстоянию от общего фазового фронта. Эти сигналы преобразуются в область видеочастот, а фазы φ_n , имеющие значения для последующего когерентного суммирования, сохраняются с помощью синфазных $I(n)$ и квадратурных $Q(n)$ каналов, выходные сигналы которых являются действительными и мнимыми частями комплексных сигналов. Затем эти сигналы дискретизируются в момент времени $n\Delta t$, равный дискрету, и преобразуются в цифровую форму, умножаются на комплексные весовые коэффициенты W и суммируются, для того чтобы сформировать отклик антенны [15]:

$$B(\theta) = \alpha \cdot \sum W_n \cdot e^{j \cdot 2\pi n d \cdot \frac{\sin \alpha}{\lambda}}. \quad (3.5)$$

Коэффициент α отображает принятую информацию, а сумма – значение диаграммы направленности решетки.

Принцип цифрового формирования ДН антенны (ДНА) рассмотрим более подробно на примере линейной решетки с равномерно разнесенными элементами без учета пространственной ДН и поляризации.

Система цифровой антенной решетки состоит из антенного полотна с излучателями, аналогового приемника, аналого-цифрового преобразователя и устройства формирования пространственных лучей ДН [15].

Сначала рассмотрим цифровое формирование ДНА в одной плоскости, а затем и в двух плоскостях. Излучаемый антенной решеткой комплексный сигнал вида $e^{j\omega t}$ с огибающей $\alpha(t)$ и несущей частотой $f_0 = c/\lambda$ (c – скорость света; λ – длина волны) запишем в виде

$$S_n(t) = \alpha(t - \tau_r) e^{j(2\pi f_D t + \varphi)} e^{j2\pi f_D (\tau_r n + d \cos \alpha) t \lambda} \quad (3.6)$$

где f_D – доплеровский сдвиг частоты;
 τ_r – задержка.

Этот сигнал, принимаемый элементом n , имеет задержку τ_r и доплеровский сдвиг частоты f_D . Доплеровская частота обычно значительно меньше f_0 .

Информация о положении волнового фронта относительно раскрытия решетки содержится в члене $(d \cos \alpha)/\lambda$, который описывает разность моментов приема элементами n и $n - 1$.

Антенная решетка представляет собой естественный «пространственный фильтр» в зависимости от угла падения волны, отсчитываемого относительно нормали к раскрытию антенной решетки. Сигналы либо передаются в приемник, либо излучаются в эфир.

Член $(d \cos \alpha)/\lambda$ характеризует так называемую пространственную частоту. Для направления, нормального к раскрытию решетки $\alpha = 90^\circ$, пространственная частота равна нулю, разность фаз между элементами решетки также равна нулю.

Для $\alpha = 60^\circ$ пространственная частота становится равной $d/(2\lambda)$, а изменение фазы от элемента к элементу определяется как $\pi d/\lambda$. Уменьшение уровня боковых лепестков достигается за счет весовой обработки. Весовые множители элемента антенны W_n представляют собой комплексные числа, содержащие синфазную (действительная часть) и квадратурную (мнимая часть) составляющие.

Комплексную выборку формируемого пространственного луча можно записать в виде дискретного преобразования Фурье (ДПФ) от элементов решетки следующим образом:

$$B_r = f(t - \tau_r) e^{j(2\pi f t + \varphi)} \sum_{n=0}^{N-1} W_n e^{j2\pi n \left(\frac{d \cos \alpha}{\lambda} \right)} e^{-j \left(\frac{2\pi}{N} \right) n r} \quad (3.7)$$

где $r = 0, 1, 2, \dots$ – номер луча;

$N - 1$; $e^{-j(2\pi/N)nr}$ – множители, соответствующие фазировке с помощью фазовращателей, находящихся в аналоговой части приемного тракта.

Суммирование дает максимум при $r = Nd \cos \alpha / \lambda$, и результат приблизительно равен нулю при остальных значениях r , соответствующих углу падения волнового фронта α (при $\cos \alpha = r \lambda / (dN)$) на раскрыв решетки.

Обычно элементы располагаются так, чтобы $d = \lambda / 2$. В этом случае $\cos \alpha = 2r / N$.

Если $N = 16$, то можно формировать лучи в шестнадцать направлений. Эти лучи распределены равномерно в пространстве $\cos \alpha$, но неоднородно по углу α . Расширение лучей, далеких от нормали к раскрыву решетки, компенсируется увеличением углового расстояния между ними в этом диапазоне.

Из уравнения (3.7) следует, что для $r = 0$ изменение фазы по A элементам равно нулю, а для $r = 1$ луч отклонен от нормали на одну ширину ДН. Изменение фазы по N элементам равно 2π , а для произвольного r изменение фазы по N элементам составляет $2\pi r$. Сдвиг луча на половину его ширины в пространстве $\cos \alpha$ можно получить, умножая n -й элемент при суммировании в уравнении (3.7) на $e^{-j(2\pi/N)nr}$. Таким образом, сдвиг по углу соответствует умножению сигнала каждого элемента на комплексную фазу. Аналогичным свойством обладает и быстрое преобразование Фурье (БПФ).

В плоской антенной решетке можно управлять лучом в двух измерениях, вводя соответствующий фазовый сдвиг в каждый ее элемент.

Распространяя одномерный случай на двумерное управление лучом, можно записать выражение

$$B(r,s) = A(t) \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} W_{nm} S(n,m) e^{-j\left(\frac{2\pi}{M}\right)ms} e^{-j\left(\frac{2\pi}{N}\right)nr}, \quad (3.8)$$

где $A(t)$ – член, содержащий информацию о дальности и доплеровской частоте;

W_{nm} – весовой коэффициент множителя элемента антенны в n -й колонке и m -м ряду;

$S(n,m)$ содержит информацию об угле сигнала и элементе с номером (n,m) .

Можно показать, что

$$S(n,m) = e^{j2\pi nm \frac{d_y \cos \beta}{\lambda}} e^{j2\pi n \frac{d_x \cos \alpha}{\lambda}}, \quad (3.9)$$

где d_x и d_y – расстояния между элементами решетки в направлениях x и y ; $\cos \alpha$ и $\cos \beta$ – проекции единичного вектора цели на оси x и y (направляющие косинусы).

Направляющие косинусы связаны с полярными углами сканирования θ и φ , отсчитываемыми от нормали к плоскости решетки соотношениями

$$\cos \alpha = \sin \theta \cos \varphi, \quad \cos \beta = \sin \theta \sin \varphi. \quad (3.10)$$

Луч можно направить по θ и φ или согласовать его направление с $\cos \alpha$ и $\cos \beta$, выбирая номера r и S такими, чтобы выполнялось следующее условие:

$$r = \left[\frac{Nd_x \cos \alpha}{\lambda} \right] - \text{ближайшее целое число,}$$

$$S = \left[\frac{Nd_y \cos \beta}{\lambda} \right] - \text{ближайшее целое число.}$$

Нецелые значения r и S не рассматриваются, так как для БПФ и аналогичных быстрых преобразований необходимо, чтобы они были целыми.

Двумерное формирование лучей можно представить следующим образом:

$$B(r,s) = A(t) \sum_{n=0}^{N-1} \left(\sum_{m=0}^{M-1} W_{nm} S(n,m) e^{-j \left(\frac{2\pi}{M} \right) ms} \right) \cdot e^{-j \left(\frac{2\pi}{N} \right) nr} \quad (3.11)$$

Такая форма записи показывает, что двумерное ДПФ эквивалентно ДПФ по M точкам в каждой из N колонок с последующим ДПФ по N точкам в M рядах.

Ножевидный (широкий в одной плоскости) луч формируется при первом ДПФ, после второго он превращается в карандашный. Карандашные лучи, имеющие одинаковую ширину в общих плоскостях, удобны для многих типов радиолокационных станций (РЛС). Карандашные лучи обычно формируются плоскими круглыми решетками [16]. Однако здесь возникает вопрос: как обрабатывать сигналы от переменного числа элементов в каждом ряду и колонке (ряды и колонки по мере удаления от центра имеют все меньшее число элементов)? Ответ состоит в том, что форма луча определяется не только диаметром антенны, но и ее весовой функцией (видом распределения поля в раскрыве). Поэтому, например, для антенны с круглым раскрывом можно применять математический аппарат с двумя одномерными ДПФ, вместо одного двумерного. Там, где число элементов становится малым, весовые коэффициенты W берутся равными нулю.

Хотя по своей концепции методы цифрового формирования применимы для режима излучения и для режима приема, но основные их достоинства реализуются в режиме приема.

Наиболее важными преимуществами этого метода являются: улучшенное формирование нулей адаптивной ДН; формирование множества ДН; коррекция ДН элементов решетки; самокалибровка антенны и сверхнизкие боковые лепестки; гибкое управление мощностью и временем облучения.

Если же при N элементах решетки нужно сформировать N лучей, то следует воспользоваться очень эффективным методом формирования ДН на основе БПФ. По существу БПФ означает быстрое одновременное выполнение большого числа ДПФ.

Одним из основных свойств БПФ, определяющим его широкое распространение при обработке сигналов, является то, что для формирования всех лучей ДНА требуется выполнение значительно меньшего числа операций, чем при эквивалентном числе ДПФ [11].

4 СХЕМЫ ПОСТРОЕНИЯ ПРИЕМНЫХ И ПЕРЕДАЮЩИХ МОДУЛЕЙ СОВРЕМЕННЫХ СИСТЕМ С ЦИФРОВЫМ ДИАГРАММООБРАЗОВАНИЕМ

4.1 Схемы построения модулей многолучевой антенной решетки

В настоящее время ведется огромное количество работ по поиску рациональных архитектурных решений и возможности внедрения технологии цифрового диаграммообразования (ЦДО)[14–17].

В соответствии с этой концепцией предложен цифровой приемный модуль однополосной системы связи с ЦДО, представленный на рисунке 4.1. Входной сигнал с частотой f_r через преселектор поступает на малошумящий усилитель (МШУ). При малых потерях в преселекторе (коэффициент передачи преселектора незначительно отличается от единицы) коэффициент шума всего приемного устройства определяется коэффициентом шума малошумящего усилителя. С выхода МШУ сигнал поступает на преобразователь частоты. На второй вход преобразователя частоты поступает сигнал канального синтезатора (гетеродина) с частотой f_g , значение которой отличается от значения частоты f_c на величину, равную промежуточной частоте f_i . Преобразователь частоты обеспечивает математическую операцию умножения входных сигналов с частотами f_r и f_g . В результате перемножения двух гармонических сигналов образуются две спектральные составляющие с частотами $f_r - f_g = f_i$ и $f_r + f_g = 2f_c + f_i$. На выходе фильтра промежуточной частоты выделяется только спектральная составляющая промежуточной частоты f_i , которая усиливается усилителем промежуточной частоты (УПЧ) и поступает на квадратурный демодулятор, на выходе которого выделяются синфазная I и квадратурная Q низкочастотные составляющие принимаемого сигнала, содержащие информацию о принимаемом сообщении.

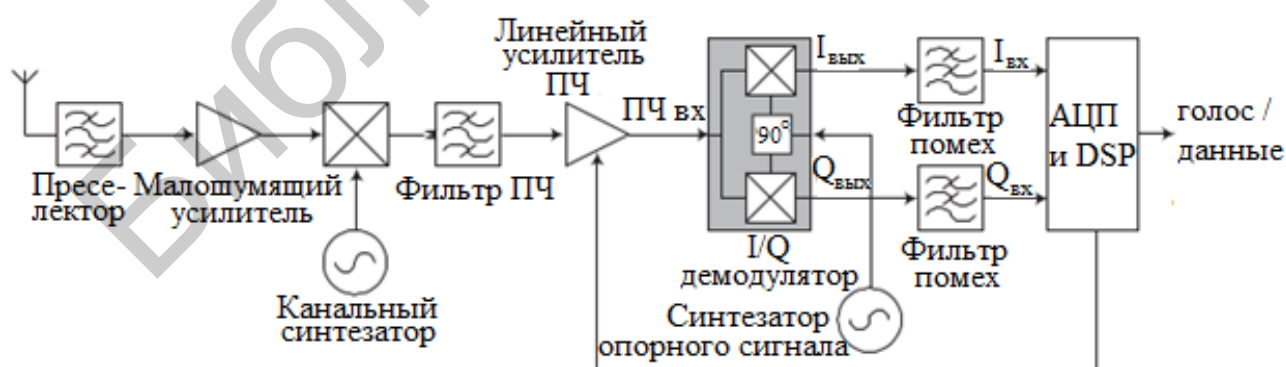
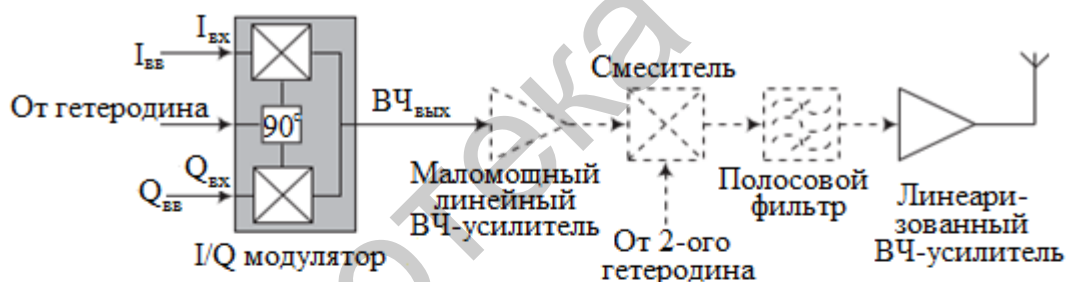


Рисунок 4.1 – Схема цифрового приемника проекта SUNBEAM

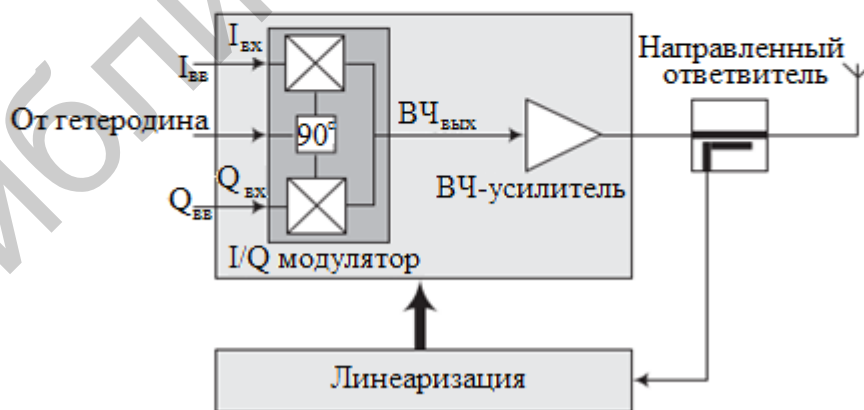
Передающие сегменты широкополосной цифровой антенной решетки (ЦАР), в соответствии с концепцией SR, должны передавать сигналы с любым

типом модуляции. Это вполне осуществимо, если формировать модулированный сигнал в комплексном виде по квадратурным составляющим. С учетом этого условия в рамках SUNBEAM предложены схемы одноканального передатчика с линейным услителем мощности и линеаризованной характеристикой (рисунок 4.2). В первом варианте используется преобразование с повышением частоты и усиление мощности результирующего сигнала непосредственно на частоте несущей. Обе операции должны быть предельно линейными. Сигналы перед подачей на вход передатчика такого класса подвергают неадаптивному предварительному искажению в полосе модулирующих частот.

Передатчик на рисунке 4.2, а – это, по сути, система с корректируемой обратной связью. Линейный выходной сигнал формируется в ней за счет высококачественной комбинации нелинейных компонентов. На практике такой подход основывается на так называемой Декартовой петле (Cartesian loop) линеаризации, представленной на рисунке 4.3. Отличительная ее особенность – обеспечение обратной связи в квадратурных составляющих. Преимущество архитектуры Декартовой петли – возможность линеаризации существенно нелинейных мощных усилителей классов С и АВ с глубиной подавления нелинейных гармоник на уровне ниже 30 дБ.



а)



б)

- а – с линейным услителем мощности;
- б – с линеаризованной характеристикой

Рисунок 4.2 – Одноканальные передатчики

Глубина подавления нелинейных компонент ограничена в основном непредсказуемым рассеиванием мощности сигнала несущей. При этом практические результаты тестирования передатчиков с Декартовой петлей в системах DAMPS и TETRA подтвердили устойчивое достижение.

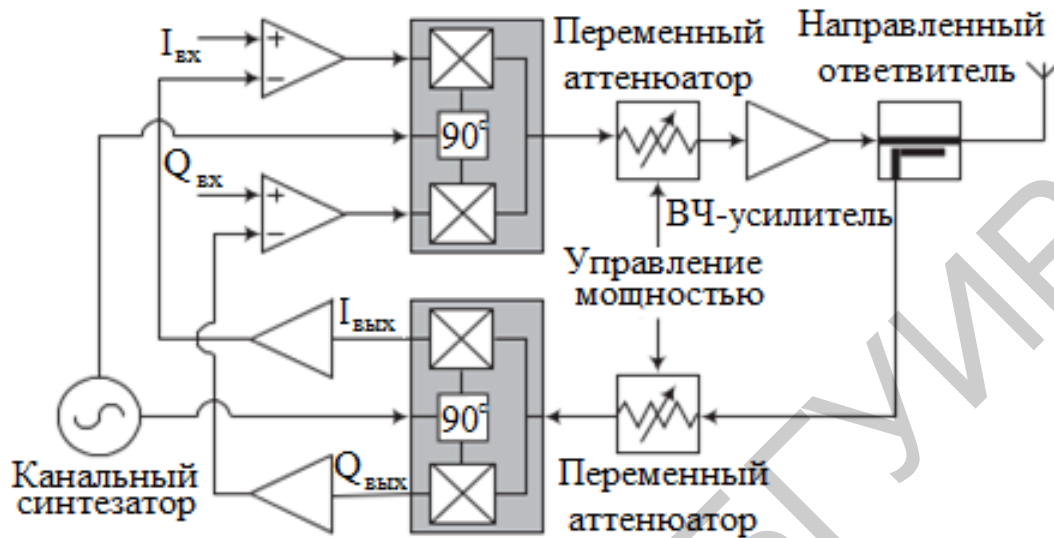


Рисунок 4.3 – Схема Декартовой петли линейризации

Архитектуры передатчиков, изображенных на рисунках 4.2 и 4.3, применимы и в базовых станциях широкополосной связи с ЦДО. Однако их использование ограничено главным образом из-за проблем с линейным диапазоном каналов в широкой полосе. Поэтому более предпочтительна архитектура, приведенная на рисунке 4.4, особенно с учетом того, что в базовой станции SR-класса частоты каналов, форматы модуляции и ширина диапазона рабочих частот должны динамически реконфигурироваться. Все элементы станции, кроме усилителя мощности (УМ), относительно легко выполнить на стандартной элементной базе, например, на основе метода упреждающей линейризации. Разработанный в рамках проекта TSUNAMI компанией Wireless Systems (Великобритания) усилитель мощности такой структуры для частоты 1.8 ГГц обеспечивает глубину подавления нелинейных компонент 75 дБ.

Проект SUNBEAM предусматривает анализ одночастотного (одиночная несущая) и многочастотного подходов к построению передающей системы адаптивной ЦАР, являющихся развитием базовой схемы, представленной на рисунке 4.4. Многочастотный вариант изучается более тщательно, поскольку он обеспечивает мультистандартность и широкополосность системы связи. В многочастотной архитектуре необходима тесная интеграция собственно передатчика с калибровочной системой, аналогичной используемой для выравнивания характеристик приемников. При этом калибровка передатчиков в каждом из частотных диапазонов должна быть независимой, чтобы ошибки установки коэффициентов усиления в передающих каналах ЦАР не превысили

0.3 дБ по мощности, а фазовая погрешность составляла не более 3° во всей рабочей полосе частот. Именно такие показатели обеспечивают метод упреждающей линеаризации, что подтвердили испытания упомянутого усилителя мощности от Wireless Systems. Столь жесткие требования к УМ гарантируют, что даже при изменяющихся режимах эксплуатации базовой станции с ЦАР мощность выходных сигналов будет поддерживаться калибрующей системой на заданном уровне.

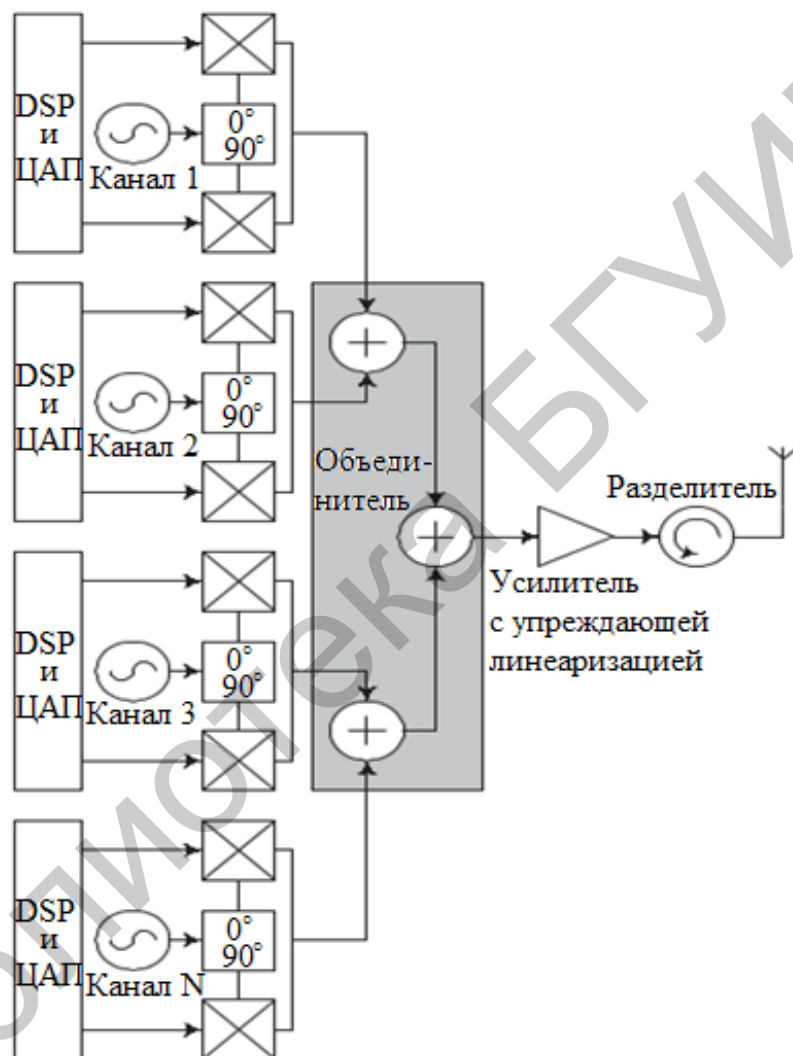


Рисунок 4.4 – Широкополосный передатчик для базовых станций класса SR

Схема модуля приемного устройства с промежуточной частотой выходного сигнала приведена на рисунке 4.5. Входной сигнал поступает на квадратурный смеситель 1, выполненный на микросхеме НМС 575LC5. Диапазон рабочих частот микросхемы 8–10 ГГц. Микросхема содержит малошумящий входной усилитель, квадратурный мост на частоту входного сигнала, квадратурный преобразователь частоты и выход квадратурных сигналов промежуточной частоты (ПЧ) IF1, IF2. В результате суммирования

сигналов ПЧ квадратурным мостом 2 схема обеспечивает подавление зеркального канала приема при малых значениях промежуточной частоты, что позволяет использовать при проведении исследований характеристик многолучевых антенн стандартные устройства ввода информации. Далее сигнал усиливается усилителем DA3 и поступает в устройство ввода информации для оцифровки и ввода сигнала в компьютер.

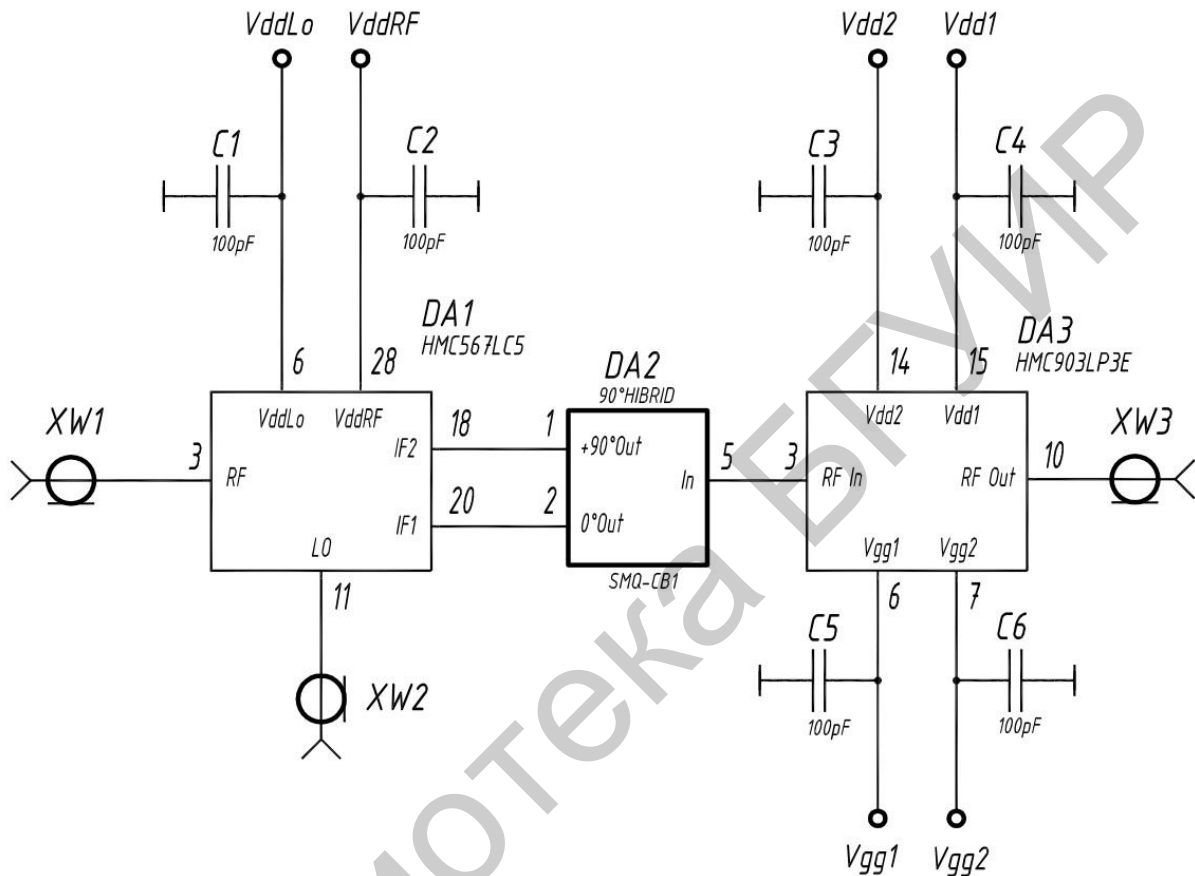


Рисунок 4.5 – Схема модуля приемного канала с промежуточной частотой выходного сигнала

Электрическая схема передающего устройства показана на рисунке 4.6.

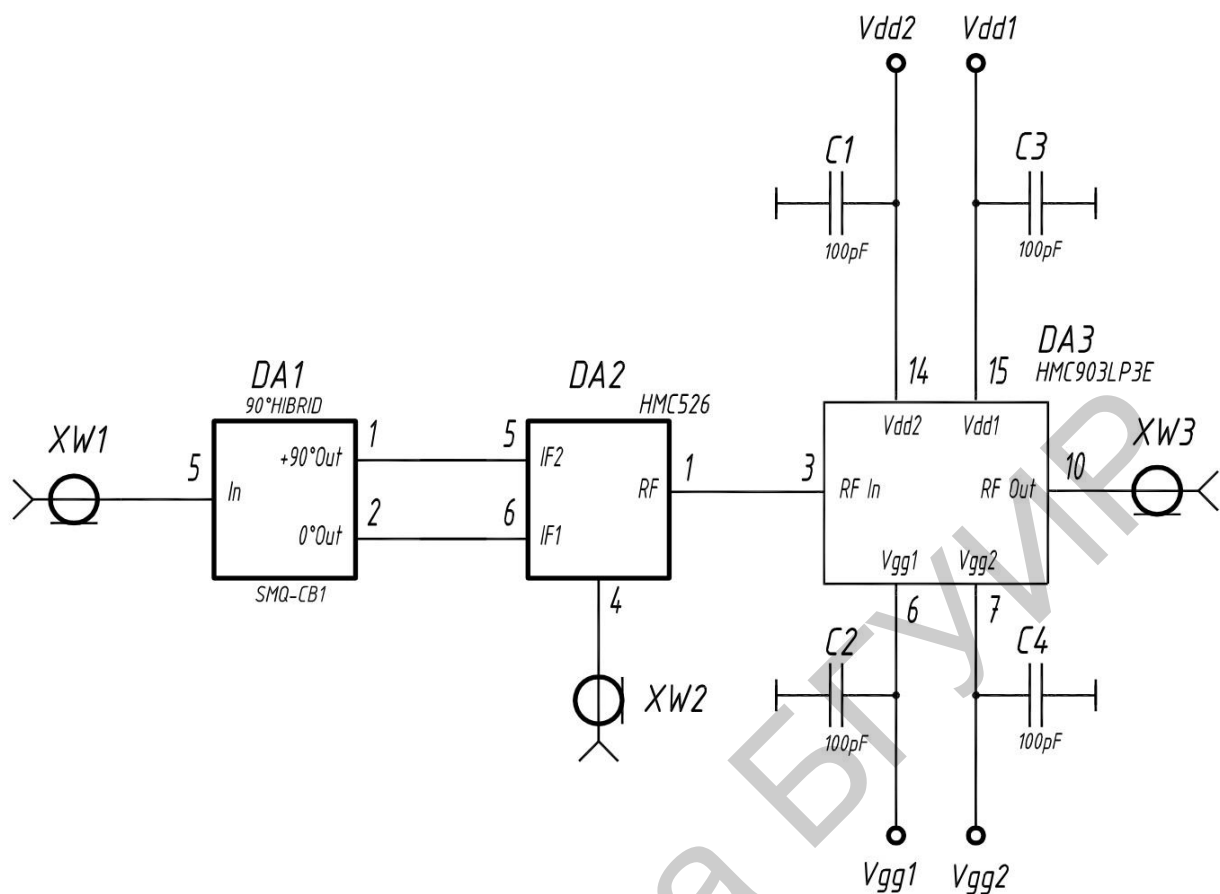


Рисунок 4.6 – Электрическая схема передающего устройства

Сформированные в цифровом виде каналные сигналы промежуточной частоты поступают на входы квадратурного моста DA1. С выхода моста DA1 квадратурные сигналы промежуточной частоты поступают на квадратурный смеситель сдвига частоты. На гетеродинный вход смесителя с синтезатора частот поступают сигналы LO. На выходе микросхемы DA2 формируется однополосный сигнал. Вторая боковая полоса частот ослаблена квадратурным смесителем на величину более 30 дБ. Выходной сигнал смесителя усиливается усилителем DA3 и поступает на выход канального передающего модуля и далее на излучатель. Выходная мощность передающего устройства 20 мВт. Диапазон рабочих частот 8–10 ГГц. Для работы с квадратурными входными сигналами может быть использована однотипная плата без квадратурного моста DA1. Квадратурные сигналы подаются на клеммы 5 и 6 микросхемы DA2. Значение нижней частоты полосы пропускания DA2 равно нулю.

4.2 Структурная схема приемного устройства многолучевой антенной решетки

Структурная схема приемного устройства многолучевой антенны (МЛА) показана на рисунке 4.7. Схема содержит восемь идентичных приемных модулей, на входы которых поступают выходные сигналы излучателей

RF1–RF8. В настоящее время оцифровка сигнала проводится на промежуточной частоте приемного устройства. Формирование квадратурных сигналов осуществляется в цифровом виде, для этого синтезаторы частот, формирующие входной сигнал, сигнал гетеродина LO и тактовую частоту устройства ввода синхронизируются одним опорным генератором. Такая схема построения позволяет уменьшить в 2 раза количество аналого-цифровых преобразователей (АЦП). Недостатком схемы является необходимость использования в устройстве согласования АЦП с большой тактовой частотой и большим динамическим диапазоном.

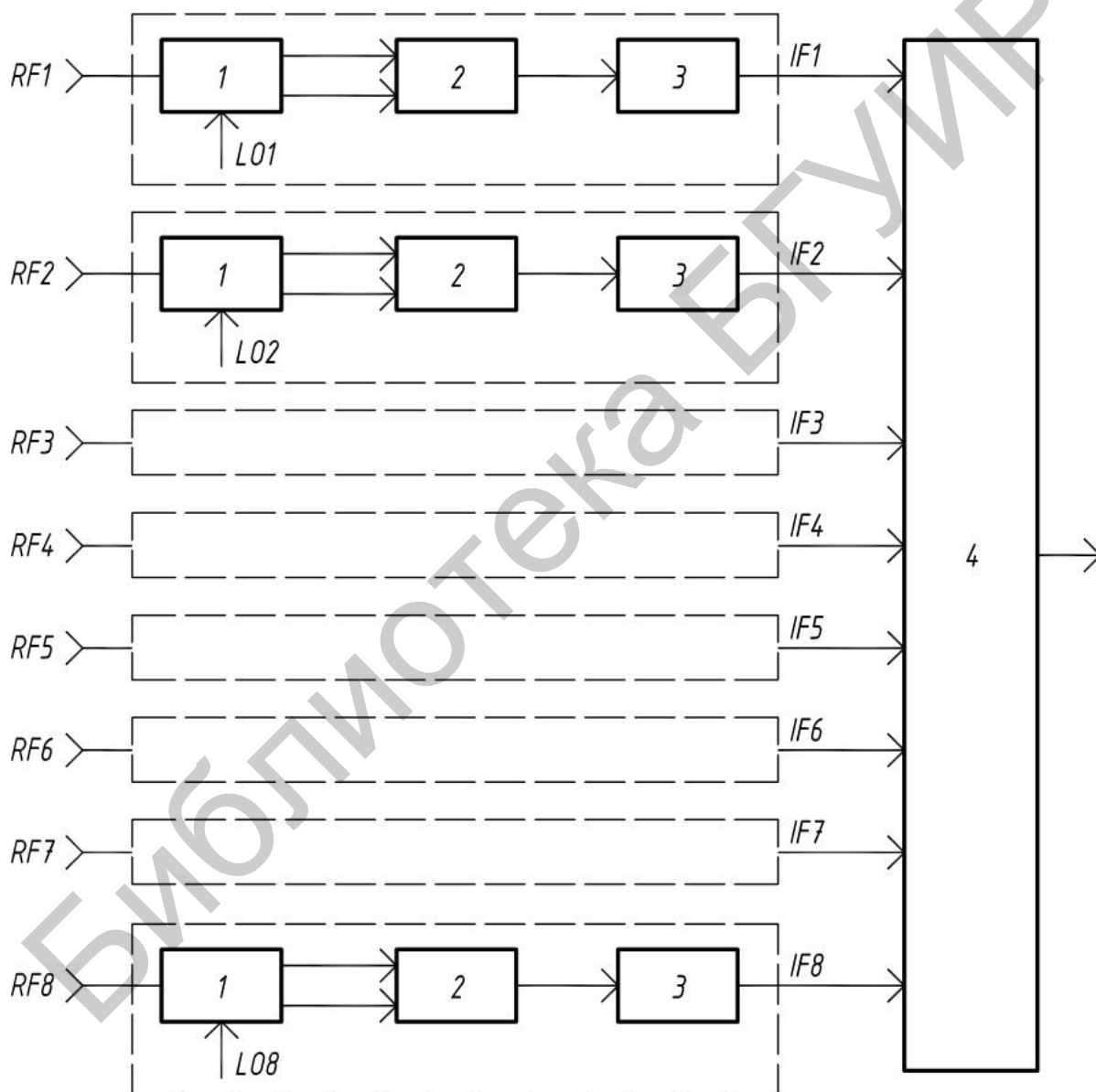


Рисунок 4.7 – Схема электрическая структурная приемного устройства

5 АЛГОРИТМ ФОРМИРОВАНИЯ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ МНОГОЛУЧЕВЫХ АНТЕНН

5.1 Формирование диаграммы направленности при различном расположении излучателей многолучевой антенны

При расчете диаграммы направленности адаптивной антенны (АА) необходимо задать параметры радиорелейной системы: длину волны, на которой работает система, расстояние между приемной и передающей антеннами, а также количество антенных устройств в ЦАР.

Зададим параметры системы:

$L = 0.03$ м – длина волны;

$R = 100$ – расстояние до цели;

$V = -2\pi, -2\pi + 0.01 \dots 2\pi$ – диапазон углов в радианах;

$Z_a = 0.5$ – коэффициент, указывающий связь между размерами решетки и длиной волны;

$L1 = Z_a \cdot L$ – расстояние от геометрического центра антенны до облучателей;

$n = 0 \dots N - 1$ – номера облучателей (нулевой облучатель расположен по оси x на расстоянии $L1$ от геометрического центра, его координаты в выбранной системе координат будут $x(0)=L1, y(0)=0$);

$Z = 1000.025 \cdot L1$ вспомогательный параметр;

$V_c = 0$ угол, под которым принимаем полезный сигнал;

$$V_c = \frac{V_c}{57};$$

$V_p = 1$ – угол, под которым принимаем помеху;

$$V_p = \frac{V_p}{57};$$

$N = 3$ – количество облучателей.

Задаем координаты центра антенной решетки. В данном случае количество облучателей равно 3, поэтому образуемая фигура – треугольник:

$$x_0 = 0, y_0 = 0.$$

Для привязки к осям координат зададим угол начальной вершины:

$$\varphi = 0.$$

Зададим тот же угол в радианах:

$$\varphi_0 = \frac{2\pi\varphi}{360^\circ}.$$

Зададим координаты точек размещения антенн:

– по оси x:

$$x(n) = x_0 + L1 \cos\left(\varphi_0 + \frac{2\pi n}{N}\right);$$

– по оси y:

$$y(n) = y_0 + L1 \sin\left(\varphi_0 + \frac{2\pi n}{N}\right).$$

В итоге получаем следующую схему расположения облучателей антенны (рисунок 5.1).

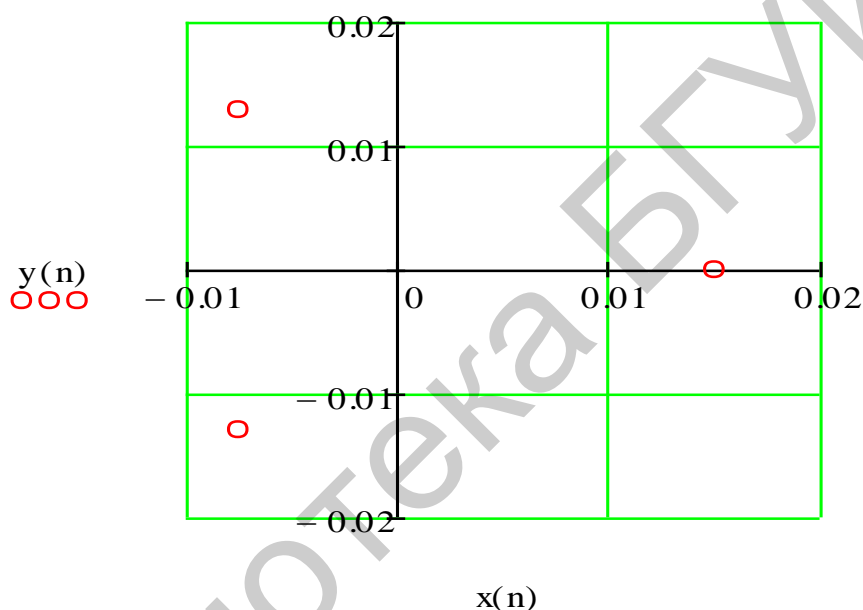


Рисунок 5.1 – Антенное устройство с 3 излучателями

В данном антенном устройстве создадим три луча, образуемые облучателями, расположенными в точках 01; 03; 11. Рассмотрим ДН антенной решетки из облучателей в точке 01. При работе в дальней зоне ($Z \gg L$) угол системы координат и угол решетки облучателей (относительно центра точки 01) практически равны. Зададим угол приема полезного сигнала $V_c = 1$. Запишем в общем виде зависимость координат точек при различных углах принимаемого сигнала:

$$X(V) = Z \cos(V), \tag{5.1}$$

$$Y(V) = Z \sin(V), \tag{5.2}$$

где V – угол принимаемого сигнала;

Z – вспомогательный параметр (при $Z \gg L$ не оказывает никакого влияния).

Пользуясь (5.1) и (5.2), получаем координаты точек для принимаемого сигнала:

$$X_c = 8.105; Y_c = 12.622.$$

Для определения ДН антенной решетки необходимо произвести ряд вычислений: определить расстояние между антенными устройствами в фазированной антенной решетке (ФАР), определить расстояние от передающей антенны до каждого антенного устройства (АУ) в ФАР, определить фазу принимаемого сигнала.

Расстояние от точки, находящейся на расстоянии R от геометрического центра АУ до n -го элемента при различных углах V , можно записать в виде

$$R(n, V) = \left[\left[(x(n) - X(V))^2 + (y(n) - Y(V))^2 \right]^{0.5} \right], \quad (5.3)$$

где $x(n)$, $y(n)$ – координаты n -го облучателя.

Расстояния между АУ в ФАР и передающей антенной различны, значит различны пути прохождения сигнала для каждого АУ в ФАР. Если различны пути прохождения сигнала, значит различны и фазы принимаемых сигналов. Поэтому необходимо рассчитать фазу сигнала для каждого АУ в ФАР, графический результат представлен на рисунке 5.2. Фаза сигнала рассчитывается по следующей формуле:

$$d_{vv}(n, V) = \left[\left(\frac{R(n, V)}{L} \right) - \text{ceil} \left(\frac{R(n, V)}{L} \right) \right] 2\pi. \quad (5.4)$$

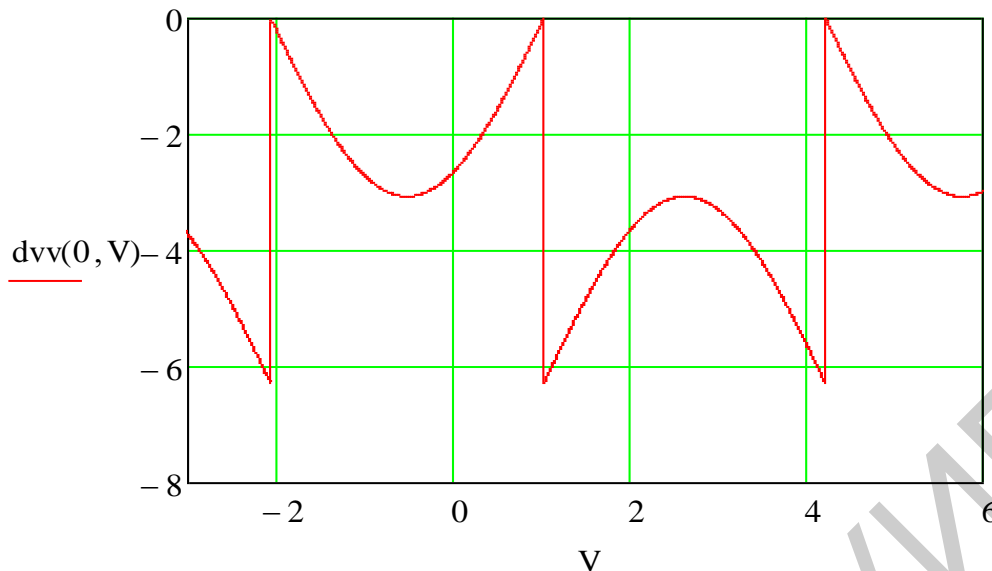


Рисунок 5.2 – Изменение фазы сигнала в различных элементах решетки при различных углах V

Необходимое значение дополнительного сдвига фазы в фазовращателях для приема сигнала с угла V_c можно вывести по формуле (5.5). При этом все сигналы с направления V_c суммируются с нулевой фазой. Результат расчета представлен на рисунке 5.3.

$$dvc(n, V) = dvv(n, V) - dvv(n, V_c). \quad (5.5)$$

Запишем направленные свойства диаграммы направленности излучателя:

$$F(n, V) = \frac{\sin(zF\pi(V - V_r))}{zF\pi(V - V_r)}. \quad (5.6)$$

Зададим для облучателей 0 и 1 следующие величины:

$zF = 0.3$ – множитель решетки, учитывающий ДН излучающего элемента;

$V_r = 0$ – максимум ДН;

$F(n, V) = 1$ (направленные свойства диаграммы направленности пока не учитываются).

Зависимость мощности излучения решетки от направления V для различных значений при приеме с данного направления:

$$US(V) = \sum_n \left[\left[\exp[idvc[n, (V)]] F[n, (V - V_c)] \right] \right]. \quad (5.7)$$

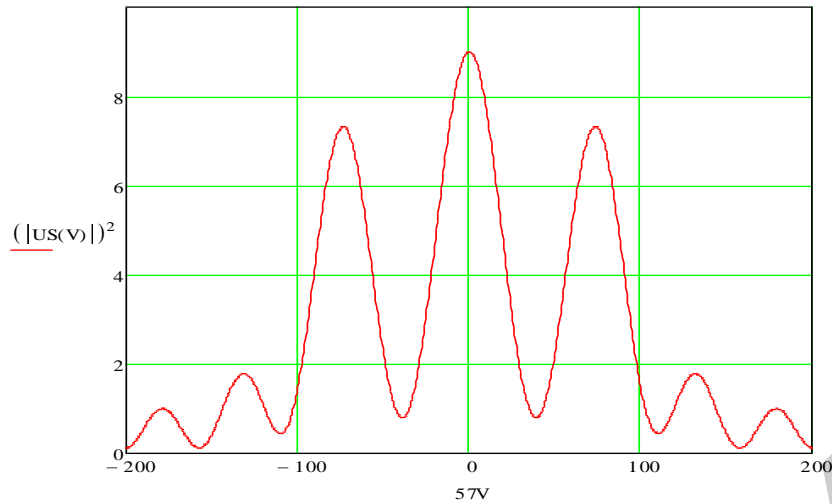


Рисунок 5.3 – ДН решетки с 3 облучателями для различных направлений V_c

Из рисунка 5.3 видно, что максимум излучения АУ соответствует заданному значению угла V_c . Для уменьшения уровня боковых лепестков целесообразно рассмотреть решетку с большим количеством элементов.

Рассмотрим антенную решетку с числом элементов 6:

$$N = 6;$$

$$V_p = 0.5.$$

Все остальные параметры остаются прежними. Меняется лишь количество облучателей. В данном случае – 6, поэтому образуемая фигура – шестиугольник. Схема расположения облучателей антенны представлена на рисунке 5.4.

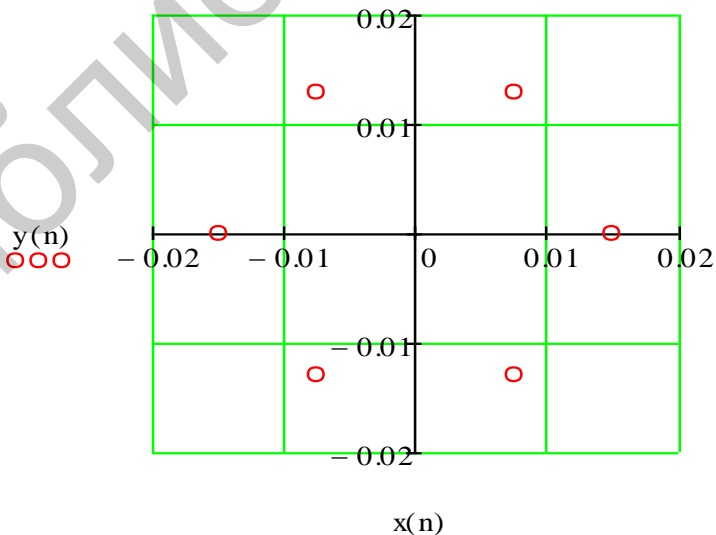


Рисунок 5.4 – Антенное устройство с 6 излучателями

Как и в предыдущем опыте, в данном антенном устройстве создадим 6 лучей, которые образованы облучателями. Точки расположения каждого облучателя показаны на рисунке 5.4. Рассмотрим ДН антенной решетки из облучателей в точке 01. При работе в дальней зоне ($Z \gg L$) угол системы координат и угол решетки облучателей (относительно центра точки 01) практически равны.

Зададим:

– угол приема полезного сигнала:

$$V_c = 0;$$

– направление на помеху:

$$V_p = 0.025;$$

– расстояние до станции:

$$Z = 10\,000 \cdot L1.$$

При $Z \gg L1$ можно считать, что электромагнитная волна приходит на каждый излучатель антенного устройства под одним углом V .

Координаты второго источника при нулевом облучателе в центре координат описываются выражениями (5.1) и (5.2).

Расстояние от n -го облучателя до цели описывается выражением (5.3).

Как и в предыдущем случае, в программе Mathcad мы произведем расчет значения фазы для каждого из шести облучателей. Для этого используем выражение (5.4).

Затем приведем текст программы Mathcad:

$$F[n,(V)]=1;$$

$V_c = 0$ (в данном отрезке программы показывает нам угол, под которым достигается максимум излучения и приема антенной решетки, в радианах).

Далее по тексту программы следующая операция будет иметь вид

$$US(V)=\sum_n \left[\left[\exp[idvc[n,(V)]] F[n,(V - V_c)] \right] \right].$$

Данное выражение описывает суммирование сигналов всех облучателей. Считаем, что амплитуды сигналов каждого облучателя одинаковы. Для компенсации разности фаз каждого облучателя, обусловленной $dvc(n,V)$, перед суммированием изменяем фазу каждого облучателя на величину $dvc(n,V-V_c)$, где V_c – угол направления на источник излучения в выбранной системе координат (все излучатели расположены по оси x , координаты облучателей по оси y равны нулю), $F(n,V-V_c)$ позволяет учесть диаграмму направленности каждого облучателя. Пока принимаем, что амплитуда принимаемого сигнала на выходе каждого облучателя при одинаковой напряженности электромагнитного поля одинакова: $F(n,V-V_c) = 1$.

В конечном итоге получаем диаграмму направленности, изображенную на рисунке 5.5. Рисунок наглядно демонстрирует, что уровень боковых лепестков значительно уменьшился в сравнении ДН решетки с

3 облучателями. Из чего можно сделать вывод, что при большем количестве облучателей можно получить более точный сигнал от АС.

Рассмотрим формирование разностной диаграммы направленности.

Диаграмма направленности АУ позволяет определить направление на источник излучения с точностью ширины диаграммы направленности, которая обычно определяется на уровне 0.7 (-3 дБ). Точность определения координат определяется крутизной ДН. Для увеличения крутизны формируется разностная ДН АУ путем вычитания сигналов облучателей $0 < n < 0.5(N-1)$ и $n > 0.5(N-1)$. На рисунке 5.6 приведены суммарная и разностная ДН АУ. Высокая крутизна разностной ДН АУ при $V = V_c$ позволяет почти на порядок увеличить точность определения координат с помощью разностной ДН. Разностная ДН позволяет определить знак отклонения угла прихода сигнала при приеме сигнала с направления $V \neq V_p$. При $V > V_p$ значение $URP1 > 0$, при $V < V_p$ значение $URP1 < 0$.

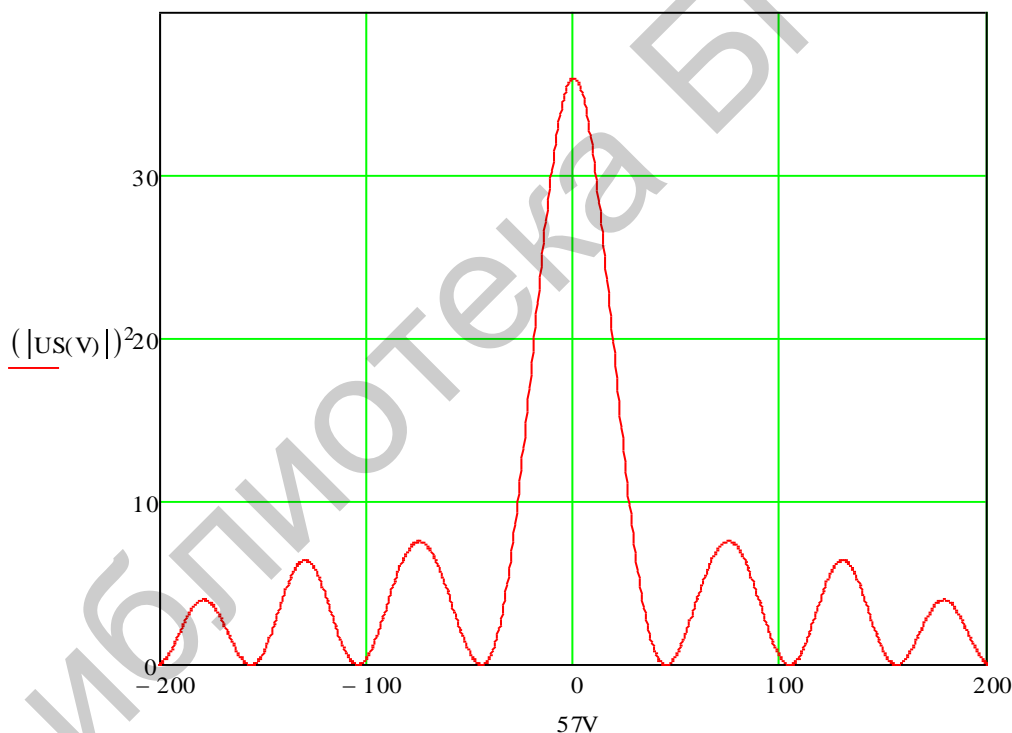


Рисунок 5.5 – Диаграмма направленности антенной решетки с 6 облучателями для различных направлений V_c

Разностная диаграмма направленности в направлении прихода сигнала помехи определяется выражением

$$US(V) = \sum_n^{\text{ceil}(0,5N-1)} \left[\left[\exp(\text{idvc}(n, V - V_p)) F[n, (V - V_p)] \right] \right] - \sum_{n=\text{ceil}(0,5N)}^N \left[\left[\exp(\text{idvc}(n, V - V_p)) F[n, (V - V_p)] \right] \right]. \quad (5.8)$$

Предположим, что с угла V_p поступает помеха:

$$URP1(V) = |URP(V)| \sin(\arg(URP(V))). \quad (5.9)$$

Тогда выражение (5.8) примет вид:

$$UP(V) = \sum \left[\left[\exp[\text{idvc}[n, V - V_p]] F[n, (V - V_p)] \right] \right]. \quad (5.10)$$

Для многолучевых антенных устройств в памяти ЭВМ хранятся комплексные значения амплитуд всех излучателей. Это позволяет формировать бесконечное множество лучей, изменяя в выражении (5.10) значения V_p .

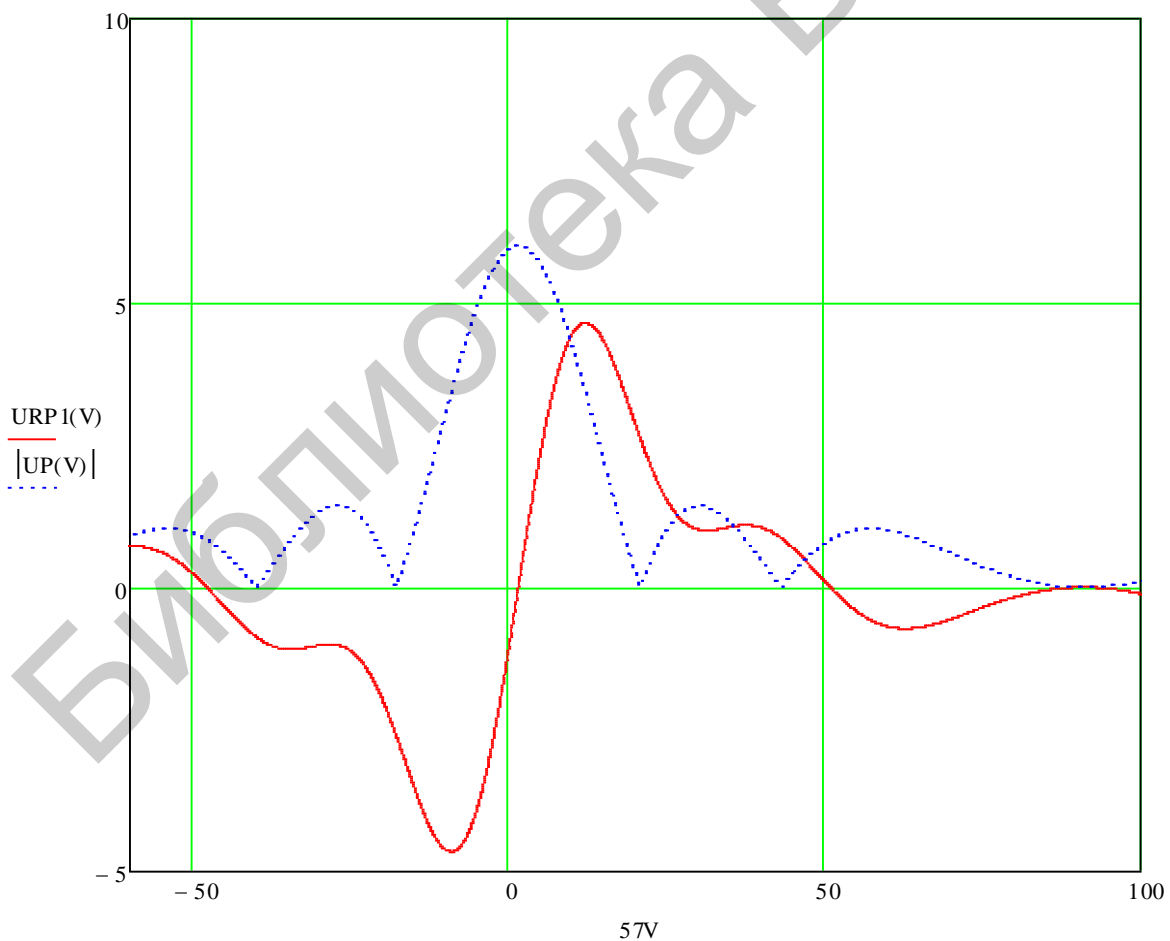


Рисунок 5.6 – Суммарная и разностная диаграммы направленности

На рисунке 5.6 пунктиром показана диаграмма направленности суммарного канала, а сплошной линией – разностного канала. Рассмотрим метод формирования ДН АУ, обеспечивающей подавление сигнала помехи, принимаемой с направления V_p . Для подавления помехи сформированная ДН должна быть равна нулю при $V = V_p$.

5.2. Формирование диаграммы направленности для подавления сигналов помех

Для расчетов и построения ДН по вышеописанному методу вновь обратимся к программе Mathcad:

$$KPS = \frac{US(V_p)}{US(V_c)}, \quad (5.11)$$

$$K_{os} = \frac{|UK(V_c)|}{US(V_c)}. \quad (5.12)$$

Выражение для ДН АУ, обеспечивающего нуль в направлении сигнала помехи и максимально возможное значение коэффициента усиления в направлении принимаемого сигнала, имеет вид

$$UK(V) = US(V) - KPS \cdot UP(V). \quad (5.13)$$

Сформируем диаграммы направленности для подавления 3 сигналов помех $V_p=0.5$ (рисунки 5.7–5.9).

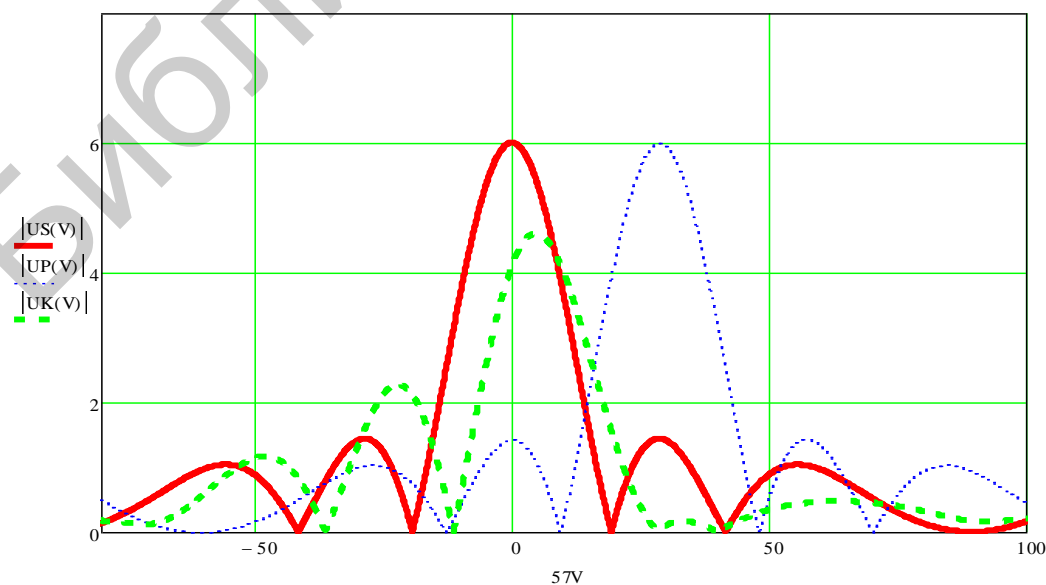


Рисунок 5.7 – ДН для подавления помехи 1

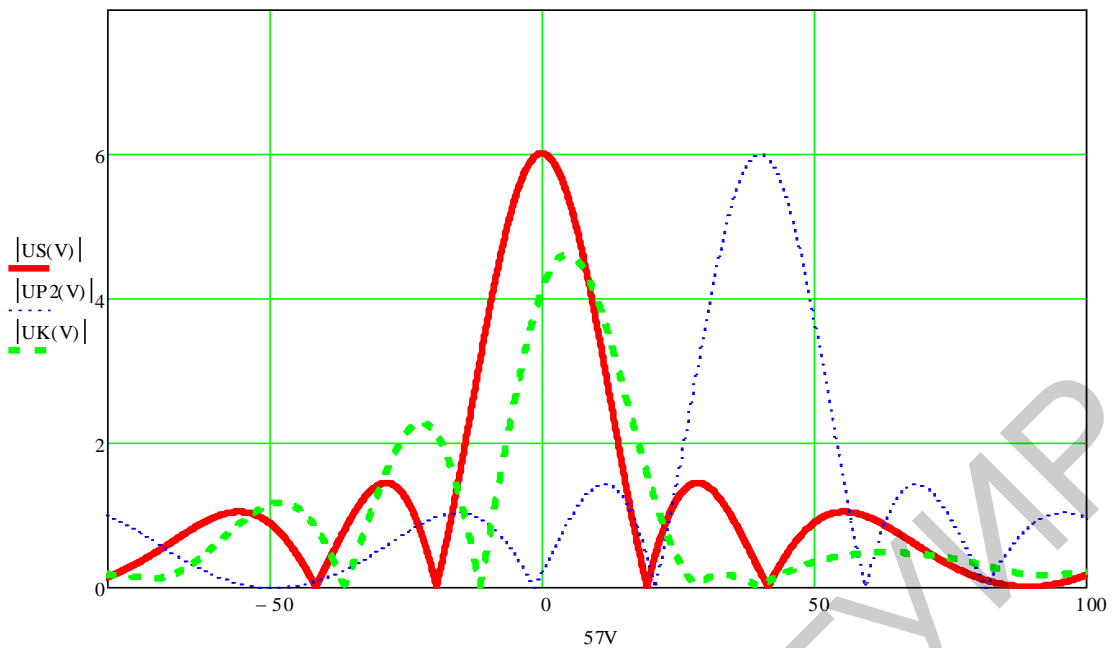


Рисунок 5.8 – ДН для подавления помехи $V_p = 40^\circ$

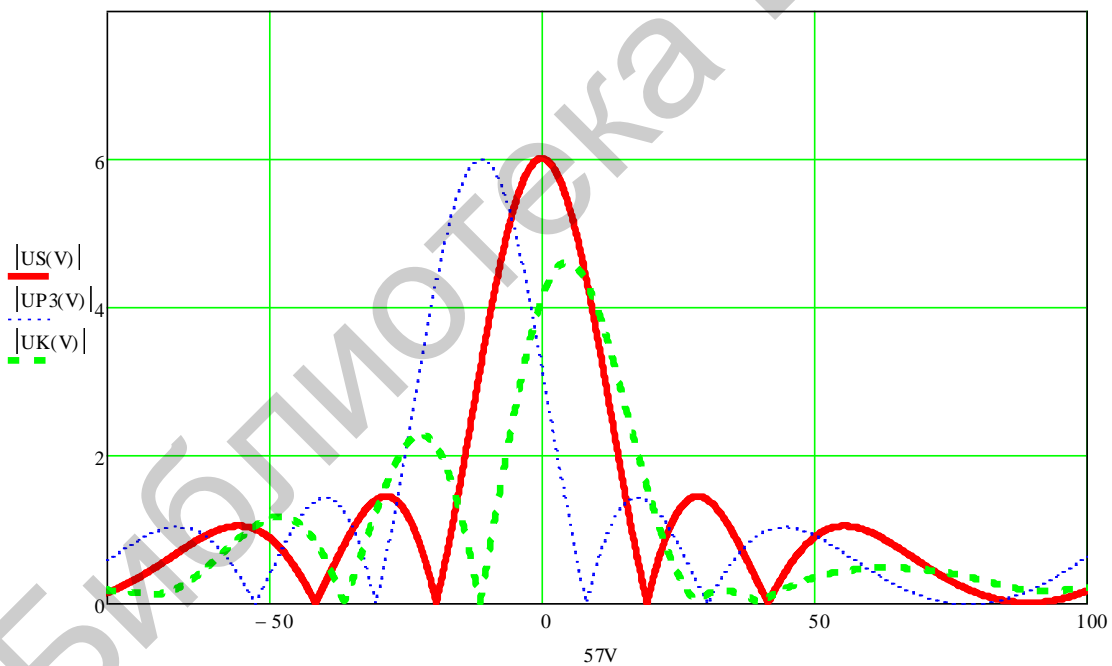


Рисунок 5.9 – ДН для подавления помехи $V_p = -20^\circ$

Из рисунков 5.7–5.9 видно, что многолучевая антенна полностью подавила сигнал помехи.

Рассмотрим случай приема 6 сигналов помехи с различных направлений (рисунок 5.10).

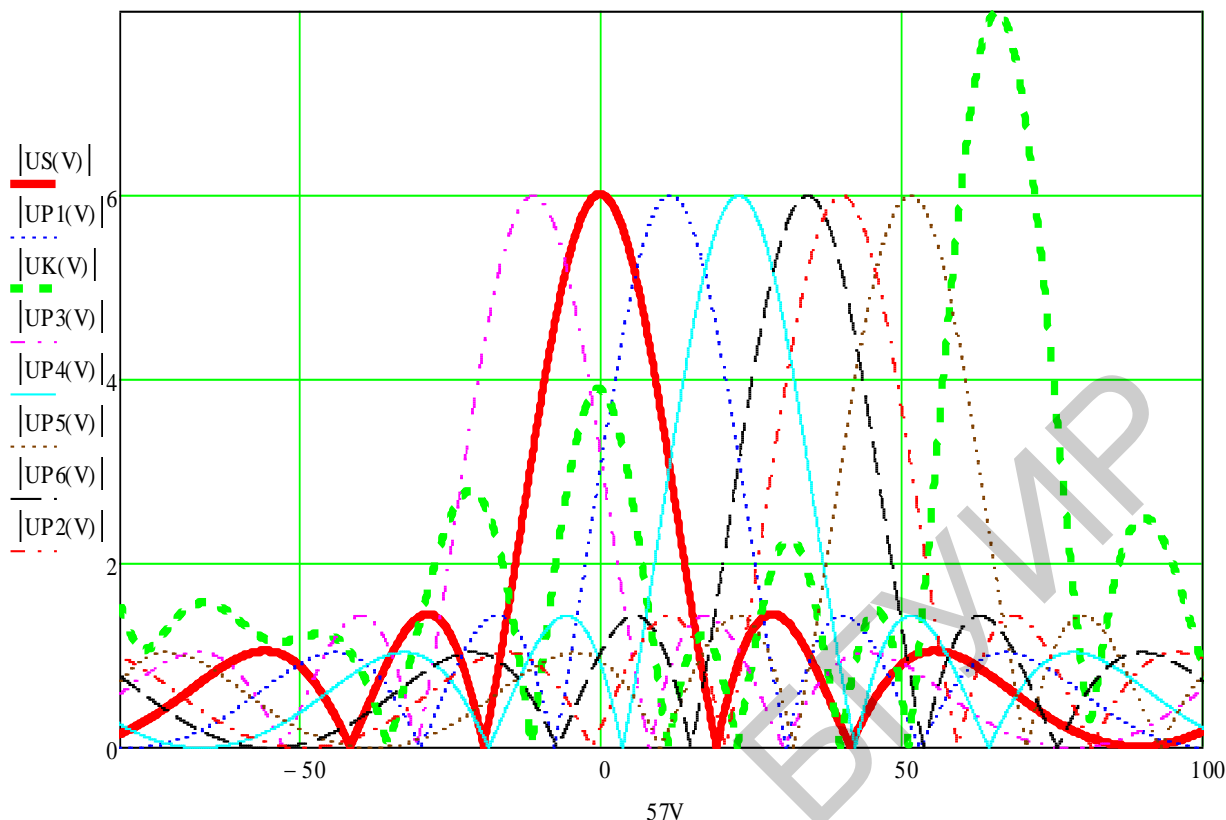


Рисунок 5.10 – ДН для приема сигнала при воздействии 6 помех с различных направлений

Из рисунка видно:

1. Из 6 помех подавляются только 5 (количество подавляемых помех на 1 меньше количества облучателей).

2. Для эффективного подавления помех многолучевой антенной системой необходимо точное значение угловых координат источников помех, в направлении которых формируются нули диаграммы направленности многолучевой антенны. Увеличение ошибки определения направления на источник помех приводит к несоответствию направления прихода сигнала помехи и отсутствию нуля диаграммы направленности антенного устройства. Высокая точность определения угловых координат источников помех может быть получена при использовании метода Кейпона.

6 ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №1

ИССЛЕДОВАНИЕ ЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ В ЦИФРОВЫХ СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ

6.1 Цель работы

Исследование линейных искажений в канале связи цифровой системы передачи.

6.2 Требования к подготовке студентов перед выполнением работы

Перед выполнением лабораторной работы студент должен знать:

- причины возникновения линейных искажений в канале связи;
- спектры сигналов цифровых ЦСП;
- АЧХ и ФЧХ фильтров ФВЧ и ФНЧ;
- влияние линейной и нелинейной ФЧХ на временную зависимость выходного сигнала;
- алгоритм расчета временной зависимости сигнала на выходе различных фильтров;
- причины влияния нелинейности ФЧХ на временную характеристику выходного сигнала канала связи.

6.3 Порядок выполнения лабораторной работы

1. Получить у преподавателя задание для лабораторной работы.
2. Включить компьютер и загрузить программу ЛИ (Mathcad-файл).
3. Ввести заданные преподавателем исходные данные.
4. Исследовать спектр периодической последовательности прямоугольных импульсов.
5. Исключить из спектра периодического сигнала одну из гармоник тактовой частоты. Исследовать временную зависимость полученного сигнала и уметь объяснить полученные результаты.
6. Исследовать временные зависимости сигналов на выходах фильтров, заданных преподавателем.
7. Объяснить полученные результаты исследований.

6.4 Содержание отчета

В отчете по работе должны быть:

1. Фрагмент периодической последовательности импульсов и спектр последовательности.
2. Спектр сигнала и его временная характеристика при отсутствии одной спектральной составляющей.

3. Временная зависимость и спектр случайного входного цифрового потока в заданном преподавателем интервале времени.

4. АЧХ и ФЧХ фильтров, на выходе которых исследуются линейные искажения.

5. Временные зависимости входного случайного цифрового потока на выходах исследуемых фильтров.

6. Выводы по результатам работы.

Библиотека БГУИР

7 ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №2

ИССЛЕДОВАНИЕ МНОГОЛУЧЕВЫХ АНТЕННЫХ УСТРОЙСТВ

7.1 Требования к подготовке студентов перед выполнением работы

Перед выполнением лабораторной работы студент должен знать:

- достоинства и недостатки многолучевых антенных устройств;
- основные параметры антенного устройства;
- диаграмму направленности антенной решетки;
- назначение фазовращателей в канале каждого излучателя;
- алгоритм расчета требуемых значений сдвига фазы сигнала в каждом фазовращателе для перемещения ДН антенной решетки;
- требуемую ДН МЛА для подавления сигналов помех;
- схему приемного канала многолучевой антенны;
- схему передающего канала многолучевой антенны.

7.2 Порядок выполнения лабораторной работы

1. Получить у преподавателя задание для лабораторной работы.
2. Включить компьютер и загрузить программу МЛА.
3. Ввести количество излучателей, равное 2.
4. Исследовать ДН антенной решетки с двумя излучателями.
5. Выбрать тип решетки и установить в исходных данных количество излучателей, заданное преподавателем.
6. Исследовать зависимости ширины ДН и коэффициента усиления исследуемой антенной решетки от угла сканирования.
7. Исследовать ДН адаптивной многолучевой антенны при воздействии сигналов помех.
8. Объяснить полученные результаты исследований.

7.3 Содержание отчета

В отчете по работе должны быть:

1. Структурные схемы приемного и передающего каналов МЛА.
2. ДН антенной решетки, содержащей два излучателя.
3. Расположение излучателей в заданной антенной решетке.
4. ДН исследуемой антенной решетки при различных углах сканирования.
5. Формирование разностной ДН.
6. ДН адаптивной многолучевой антенны при воздействии сигнала помехи.

7.4 Контрольные вопросы

1. Рассчитайте и постройте диаграмму направленности антенной решетки, содержащей 2 излучателя.
2. Что такое фазовый фронт волны?
3. Как определяется коэффициент усиления антенны?
4. Объясните назначение фазовращателей в многолучевой антенне.
5. Нарисуйте фазовый фронт волны для различных направлений луча антенны.
6. Определите требуемые значения разности фаз на выходе излучателей для двух выбранных направлений максимума диаграммы направленности (количество излучателей 3).
7. Запишите алгоритм формирования нуля ДН многолучевой антенны для углов приема сигнала V_c , помехи V_p .

Библиотека БГУМР

Литература

1. Скляр, Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Б. Скляр ; пер. с англ. – 2-е изд. – М. : Изд. дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.
2. Гордиенко, В. Н. Многоканальные телекоммуникационные системы : учебник / В. Н. Гордиенко, М. С. Тверецкий. – 2-е изд., испр. и доп. – М. : Горячая линия–Телеком, 2015. – 396 с.
3. Разинкин, В. П. Широкополосные управляемые СВЧ устройства высокого уровня мощности / В. П. Разинкин, В. А. Хрусталеv, Л. Ю. Матвеев. – Новосибирск : НГТУ, 2014. – 315 с.
4. Неганов, В. А. Устройства СВЧ и антенны. В 2 ч. Ч. 1 : Проектирование, конструктивная реализация, примеры применения устройств СВЧ / В. А. Неганов, Д. С. Ключев, Д. П. Табаков. – М. : КД Либроком, 2013. – 602 с.
5. Слюсар, В. С. Цифровое формирование луча в системах связи: будущее рождается сегодня / В. С. Слюсар // Электроника. – 2001. – №1. – С. 6–12.
6. Моделирование многолучевых антенн для телекоммуникационных систем / В. В. Муравьев [и др.] // Наука и техника. – 2015. – №4. – С. 49–53.