

Министерство образования и науки Российской Федерации

ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ  
И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ ( ТУСУР )

Кафедра средств радиосвязи (СРС)

Кафедра радиоэлектроники и защиты информации (РЗИ)

## **РАДИОВЕЩАНИЕ, РАДИОСВЯЗЬ И ЭЛЕКТРОАКУСТИКА**

Учебно - методические пособие по практическим занятиям  
и курсовому проектированию  
для студентов радиотехнических специальностей

Разработчики:

заведующий кафедрой СРС,  
д.т.н., профессор

\_\_\_\_\_ С.В. Мелихов;

профессор кафедры РЗИ,  
д.т.н., профессор

\_\_\_\_\_ А.А. Титов

Томск - 2012

Авторы: Мелихов Сергей Всеволодович (разд. 1, 2, 3, 4, 5);  
Титов Александр Анатольевич (разд. 4, 5)

Мелихов С.В., Титов А.А. **Радиовещание, радиосвязь и электроакустика:** Учебно-методическое пособие по практическим занятиям и курсовому проектированию для студентов радиотехнических специальностей. - Томск: Том. гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники, 2012. - 49 с.

Приводятся теоретические сведения и необходимые соотношения для расчета зон обслуживания радиостанций, диаграмм уровней линий спутниковой связи и вещания, параметров систем передачи-приема цифровых сигналов с импульсно-кодовой модуляцией. Рассмотрен принцип помехоустойчивого кодирования в цифровых системах записи и воспроизведения звука, особенности формирования АЧХ каналов записи и воспроизведения аналогового аудиоманитофона.

## Содержание

1	Расчет зон обслуживания радиовещательных станций .....	4
1.1	Краткие теоретические сведения .....	4
1.2	Задачи .....	13
	Рекомендуемая литература к разделу 1 .....	15
2	Расчет диаграмм уровней линий спутниковой связи .....	16
2.1	Краткие теоретические сведения .....	16
2.2	Задачи .....	23
	Рекомендуемая литература к разделу 2 .....	25
3	Аналого - цифровое преобразование. Дискретизация, квантование, кодирование .....	26
3.1	Краткие теоретические сведения .....	26
3.2	Задачи .....	36
	Рекомендуемая литература к разделу 3 .....	39
4	Помехоустойчивое кодирование .....	40
4.1	Краткие теоретические сведения .....	40
4.2	Задачи .....	45
	Рекомендуемая литература к разделу 4 .....	45
5	Особенности АЧХ каналов записи и воспроизведения аналогового аудиоманитофона .....	46
5.1	Краткие теоретические сведения .....	46
5.2	Задачи .....	48
	Рекомендуемая литература к разделу 5 .....	49

# 1 РАСЧЕТ ЗОН ОБСЛУЖИВАНИЯ РАДИОВЕЩАТЕЛЬНЫХ СТАНЦИЙ

Цель занятия: изучение особенностей расчета зон обслуживания передающих радиостанций с различными длинами волн на больших территориях, а также при синхронном радиовещании.

## 1.1 КРАТКИЕ ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ

Каждая радиостанция (РСТ) обслуживает вещанием определенную территорию.

**Зоной обслуживания** передатчика РСТ называют часть земной поверхности, ограниченную замкнутой кривой, в каждой точке которой с вероятностью не ниже заданной полезная напряженность поля передатчика  $\varepsilon_c$  обеспечивает удовлетворительный прием при наличии помех с напряженностью поля  $\varepsilon_n$  [1,2].

**Защитное отношение по высокой частоте** ( $\gamma$ ) характеризует отношение напряженности поля полезного сигнала и напряжения поля помех в точке приема:

$$\gamma = \varepsilon_c / \varepsilon_n; \quad \gamma[\text{дБ}] = 20 \log(\varepsilon_c / \varepsilon_n). \quad (1.1)$$

Помехи могут быть природного или индустриального (промышленного) происхождения, а также могут создаваться другими РСТ. Атмосферные помехи от грозовых разрядов и индустриальные помехи носят импульсный характер. Из-за конечной полосы пропускания приемника их спектр на выходе линейной части приемника (на входе детектора) близок к спектру шумовой помехи. Поэтому их называют атмосферными и индустриальными шумами. К природным помехам относятся также космические шумы, шумы Земли и атмосферы. Уровни помех различного происхождения в зависимости от частоты принимаемого сигнала приведены в [3,4].

Наименьшая допустимая величина защитного отношения по высокой частоте определяет границы зоны обслуживания РТС.

Защитное отношение зависит от параметров систем вещания, к которым относятся тип и глубина модуляции, разнос несущих частот передатчиков, ширина полосы канала вещания (следствием чего является ширина полосы пропускания приемного устройства), избирательность и чувствительность приемного устройства, требуемое защитное отношение по низкой (звуковой) частоте. Кроме того, защитное отношение зависит от уровня помех в точке приема. Методики определения чувствительности приемников различных длин волн, работающих с настроенными и ненастроенными антеннами, подробно изложены в [4].

**Защитное отношение по звуковой частоте** ( $\gamma_{\text{вых}}$ ) определяется отношением напряжения звуковой частоты  $U_c$  к среднеквадратичному напряжению шума  $U_{ш}$  на выходе усилителя низкой частоты (УНЧ) приемника:

$$\gamma_{\text{вых}} = U_c / U_{\text{ш}}; \quad \gamma_{\text{вых}} [\text{дБ}] = 20 \log(U_c / U_{\text{ш}}).. \quad (1.2)$$

При относительно малых собственных шумах УНЧ  $\gamma_{\text{вых}} \approx \gamma_{\text{вых.дет}}$ , где  $\gamma_{\text{вых.дет}}$  – **защитное отношение** (или **коэффициент различимости**), характеризующее(характеризующий) отношение сигнал / шум на выходе детектора приемника. Величину  $\gamma_{\text{вых}}$  по рекомендации Международной электротехнической комиссии (МЭК) для радиовещательных приемников принимают равной  $20 \dots 40 \text{ дБ}$  (рекомендация МЭК основана на результатах массового опроса слушателей). Рекомендации по выбору величины  $\gamma_{\text{вых}}$  для приемников связных, локационных и др. приведены в [4].

При демодуляции (детектировании) отношение сигнал / шум может существенно меняться. Это изменение для диодных детекторов колебаний с амплитудной модуляцией (АМ) и угловой модуляцией (УМ) можно оценить по формулам [3]:

$$\gamma_{\text{вых дет АМ}} \approx \frac{\gamma_{\text{вых дет АМ}}}{m \sqrt{2}} \sqrt{\frac{2 \Delta F}{\Pi_{\text{ш}}}} \sqrt{1 + \sqrt{1 + m^2 \Pi_{\text{ш}} / \gamma_{\text{вых дет АМ}}^2 \Delta F}}; \quad (1.3)$$

$$\gamma_{\text{вых дет УМ}} \approx \frac{\gamma_{\text{вых дет УМ}}}{\sqrt{3}} \sqrt{\frac{\Delta F^3}{f_{\text{д макс}}^3}}, \quad (1.4)$$

где  $\Delta F = 1,1(F_{\text{макс}} - F_{\text{мин}})$  – эффективная полоса пропускания низкочастотного тракта приемника {в формуле (1.3) при  $2 \Delta F > \Pi_{\text{ш}}$  необходимо полагать  $2 \Delta F = \Pi_{\text{ш}}$ };

$\Pi_{\text{ш}} \approx 1,1 \Pi_{0,7}$  – полоса шумов приемника;

$m$  – индекс модуляции АМ колебания;

$f_{\text{д макс}}$  – максимальная девиация частоты УМ - колебания.

**Напряженность поля  $\varepsilon$  [мкВ / м]** вокруг передатчика с **эквивалентно изотропно излучаемой мощностью (ЭИИМ)  $P_{\text{ЭК}}$  [кВт]** на расстоянии  $r$  [км] за счет поверхностного луча определяется формулой:

$$\varepsilon \approx \frac{F}{r^a} (1,73 \cdot 10^5 \sqrt{P_{\text{ЭК}}}), \quad (1.5)$$

где  $F$  – коэффициент ослабления, зависящий от условий распространения радиоволн и удельной проводимости почвы  $\sigma_{\text{пг}}$  ( $F \leq 1$ );

$a$  – показатель, зависящий от длины радиоволн и от свойств среды, по которой они распространяются ( $a \geq 1$ ).

ЭИИМ  $P_{\text{эк}}$  связана с **эффективно излучаемой мощностью передатчика**  $P_{\text{изл}}$  и с **выходной мощностью передатчика**  $P_n$  следующим образом:

$$P_{\text{эк}} = P_{\text{изл}} G_n = P_n G_n \eta_n, \quad (1.6)$$

где  $G_n$  – коэффициент усиления антенны передатчика;

$\eta_n$  – коэффициент передачи по мощности антенно-волноводного тракта передатчика.

Из-за особенностей распространения радиоволн (переменное затухание на трассе распространения, интерференция) уровень напряженности поля сигнала от полезной РСТ в точке приема может существенно изменяться во времени (рис.1.1). Для характеристики изменяющегося поля **используют относительное время превышения заданного уровня напряженности поля**  $T$ . Величина  $T$  характеризует выраженное в процентах отношение суммарного времени превышения заданного уровня к длительности времени приема  $T_0$ :

$$T = [(\Delta t_1 + \Delta t_2 + \dots) / T_0] \cdot 100 \% = (\Delta t / T_0) \cdot 100 \%. \quad (1.7)$$

Напряженность поля, превышаемая в  $T\%$  времени, обозначается как  $\varepsilon(T)$ .

Напряженность поля  $\varepsilon(T) = \varepsilon(50)$ , превышаемая в 50 % времени, называется **медианной напряженностью поля**.

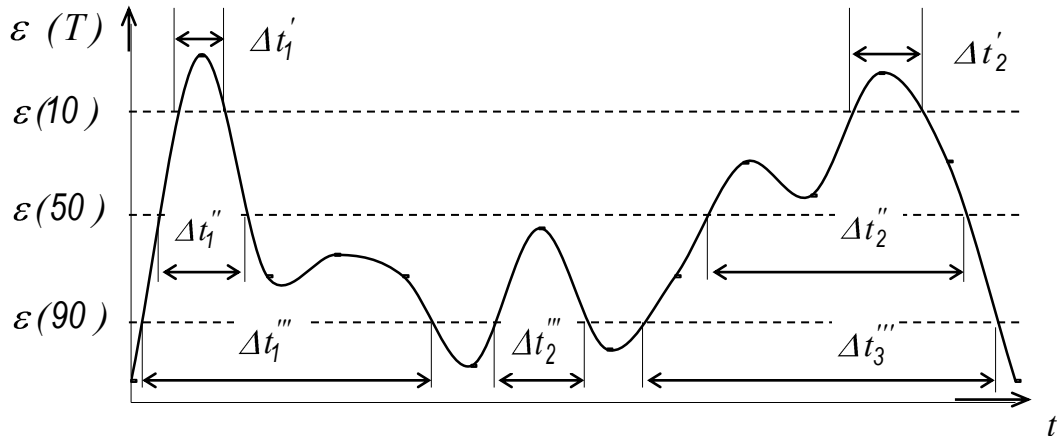


Рисунок 1.1 - Диаграмма определения относительного времени превышения заданного уровня  $T$

Напряженность поля вокруг передатчика РСТ на заданном расстоянии  $r$  зависит еще и от характера местности и места положения на ней приемного устройства. Эти условия учитываются **процентом мест приема**  $L$ , в которых напряженность поля превышает заданный уровень, и обозначается как  $\varepsilon(L)$ . Например, напряженность  $\varepsilon(L) = \varepsilon(50)$  превышает в  $L = 50\%$  точек приема.

Таким образом, напряженность поля вокруг передатчика является двумерной случайной величиной, поскольку зависит от места приема и изменяется во времени.

Значение напряженности поля  $\varepsilon(r, T, L)$ , которое в течение  $T = 50\%$  времени превышает в  $L = 50\%$  общего числа точек приема на расстоянии  $r$  от передатчика, можно представить выражением:

$$\varepsilon'(r, T, L) [\text{мкВ} / \text{м}] = \sqrt{P'_{\text{ЭК}} [\text{кВт}]} \varepsilon'(r, 50, 50) R'(T) R'(L),$$

или в децибелах относительно  $1 \text{ мкВ} / \text{м}$ :

$$\varepsilon(r, T, L) [\text{дБ мкВ} / \text{м}] = P_{\text{ЭК}} [\text{дБ} / \text{кВт}] + \varepsilon(r, 50, 50) + R(T) + R(L), \quad (1.8)$$

где  $\varepsilon(r, 50, 50)$  – медианное значение напряженности поля в децибелах на  $1 \text{ мкВ} / \text{м}$ , превышаемое в течение  $50\%$  времени приема в  $L = 50\%$  мест приема на расстоянии  $r$  от передатчика при эффективной мощности излучения  $1 \text{ кВт}$ ;

$R(T)$  – функция, учитывающая статистическое распределение напряженности поля во времени в точках, расположенных на заданном расстоянии  $r$  от передатчика;

$R(L)$  – функция, учитывающая статистическое распределение напряженности поля в различных точках приема на заданном расстоянии  $r$ .

Наиболее сложной задачей является расчет зон обслуживания для диапазона частот  $10 \dots 30 \text{ МГц}$ , в котором возможно сверхдальнее распространение радиоволн за счет пространственных лучей. Данный вопрос здесь не рассматривается.

В диапазоне частот  $0,15 \dots 10 \text{ МГц}$ , когда прием в зоне обслуживания передатчика осуществляется за счет земной волны, напряженность поля во времени практически не изменяется. Кроме того, на распространение радиоволн в этом диапазоне мало сказывается рельеф местности. Тогда  $\varepsilon(r) \sim P_{\text{ЭК}} + \varepsilon(r)$  и для расчета зон обслуживания радиостанций в этом случае используют экспериментально измеренные зависимости  $\varepsilon(r)$  (рис.1.2).

В диапазоне частот  $30 \dots 300 \text{ МГц}$  для определения границ зоны обслуживания используют экспериментально измеренные зависимости  $\varepsilon(r, T, L)$  (рис.1.3), учитывающие статистическое распределение напряженности поля во времени на заданном расстоянии  $r$  от передатчика {функцию  $R(T)$  при  $T = 50\%$ } и статистическое распределение напряженности поля для среднеравнинной местности {функцию  $R(L)$  при  $L = 50\%$ }. Следует, однако, заметить, что согласно рекомендациям Международной организации радиовещания и телевидения в зоне обслуживания РСТ напряженность поля, создаваемая передатчиком, должна обеспечить качественный прием вещания на массовую аппаратуру в  $L = 50\%$  мест приема в течение  $T = 90\%$  времени для моно- и  $T = 99\%$  времени для стереовещания. Только в течение соответственно  $10\%$  и  $1\%$  времени допускается появление заметных помех. Эти требования определяют некоторое уменьшение

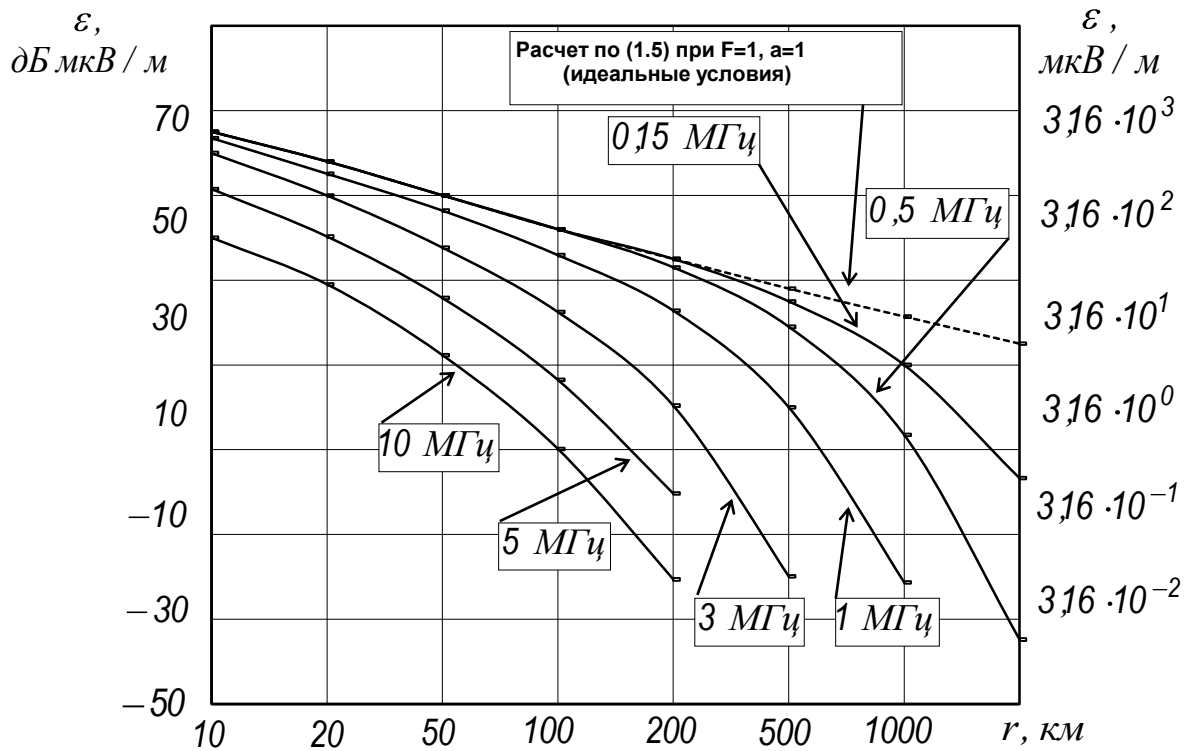


Рисунок 1.2 - Экспериментально измеренные зависимости изменения напряженности поля передатчика от расстояния и частоты при  $P_{\text{ЭК}} = 1 \text{ кВт}$ ,  $\sigma_{\text{пв}} \approx 10^{-2}$

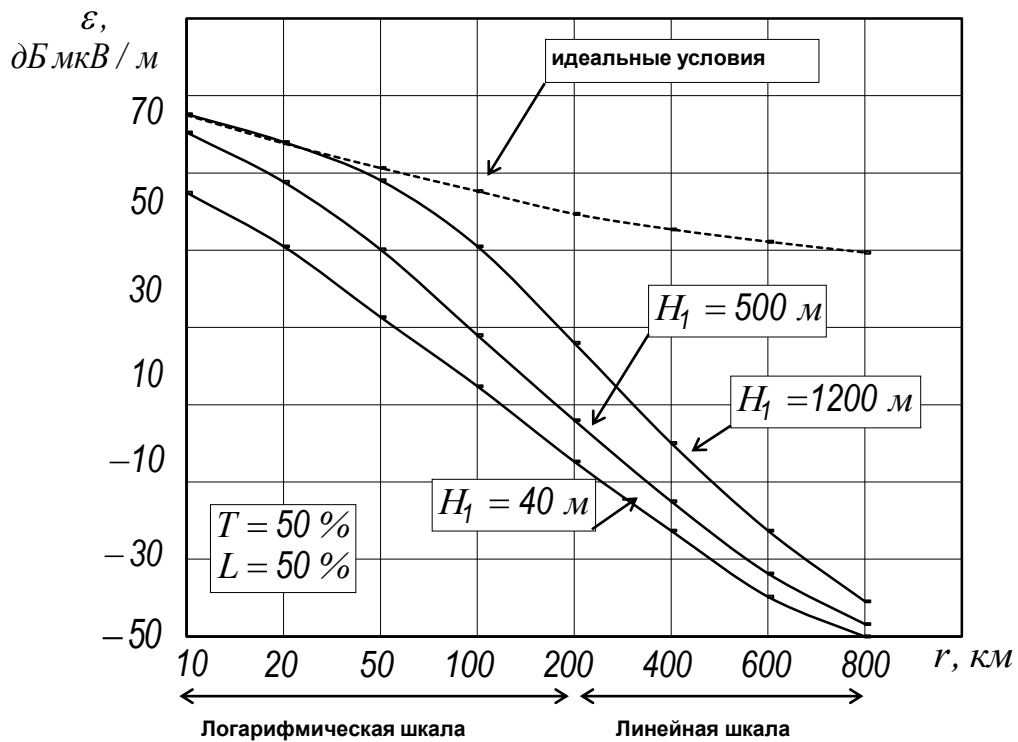


Рисунок 1.3 - Экспериментально измеренные зависимости напряженности поля от расстояния до передающей антенны и высоты ее подъема для диапазона частот  $30 \dots 300 \text{ МГц}$  при  $P_{\text{ЭК}} = 1 \text{ кВт}$



практической зоны обслуживания РСТ по сравнению с зоной, рассчитанной по зависимостям рис.1.2 или рис.1.3.

При мощности передатчика  $P_{\text{ЭК}} > 1 \text{ кВт}$  (или при  $P_{\text{ЭК}} < 1 \text{ кВт}$ ) напряженность поля полезного сигнала в точке приема, как следует из (1.8), может быть найдена из зависимостей рис.1.2 или рис.1.3 путем изменения ординаты на величину  $\varepsilon [\text{дБ}] = 10 \lg\{P_{\text{ЭК}} [\text{кВт}] / (1 \text{ кВт})\}$ .

**Если полезный передатчик работает в условиях помех от другого передатчика**, то на границе зоны обслуживания должны выполняться условия:

$$(\varepsilon_{\text{пол}} - \varepsilon_{\text{меш}})[\text{дБ мкВ / м}] = \gamma [\text{дБ}]; \quad \varepsilon_{\text{пол}} \geq \varepsilon_{\text{мин}}, \quad (1.9)$$

где  $\varepsilon_{\text{пол}}$  и  $\varepsilon_{\text{меш}}$  – напряженности поля соответственно полезного и мешающего передатчика (рис.1.4);

$\varepsilon_{\text{мин}}$  – минимально необходимая напряженность поля в точке приема, соответствующая реальной чувствительности приемника и обеспечивающая на выходе приемника требуемое  $\gamma_{\text{вых}}$ .

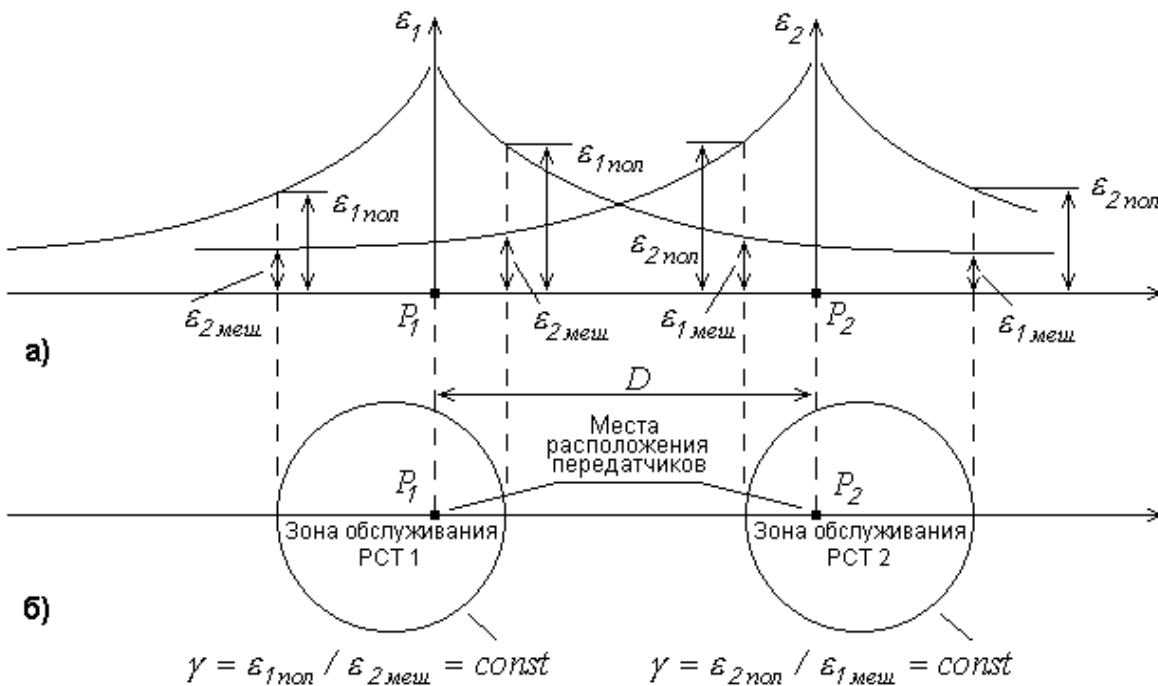


Рисунок 1.4 - Зависимости изменения напряженности поля двух РСТ с одинаковой мощностью излучения (а) и зоны их обслуживания (б)

При работе РСТ в условиях взаимных помех происходит некоторое смещение центров их круговых зон обслуживания относительно месторасположения передатчиков (рис.1.4,б).

**Взаимные помехи от соседних по территории станций** могут иметь место:

а) от РСТ, работающих в совмещенном радиочастотном канале (несущие частоты одинаковы, а РСТ передают разные программы);

б) от синхронных РСТ (несущие частоты одинаковы, и РСТ передают одинаковые и сфазированные программы);

в) от РСТ, работающих в разных частотных радиоканалах.

Очевидно, что для первого случая требуемые значения  $\gamma$  значительно больше, чем для второго и третьего случаев.

**Для обслуживания радиовещанием как можно большей сплошной территории** могут использоваться **квадратная** или **треугольная** сетки расположения РСТ с одинаковой мощностью, имеющих в идеальном случае (равнинная местность без лесных массивов и строений) круговые зоны обслуживания с радиусом  $r_0$  (рис.1.5). Квадратная и треугольная сетки характеризуются дальностью между РСТ ( $D_{кв}$  или  $D_{тр}$ ) и частично пересекающимися зонами обслуживания (заштрихованные участки), где возможны помехи от соседних РСТ. Треугольная сетка расположения РСТ предпочтительнее по двум причинам. Во-первых, при треугольной сетке площадь пересечения зон обслуживания РСТ меньше. Во-вторых, треугольная сетка более выгодна экономически, поскольку каждые четыре РСТ, находящиеся в углах ромба, образованного двумя равносторонними треугольниками, обслуживают большую площадь, чем каждые четыре РСТ, находящиеся в углах квадрата.

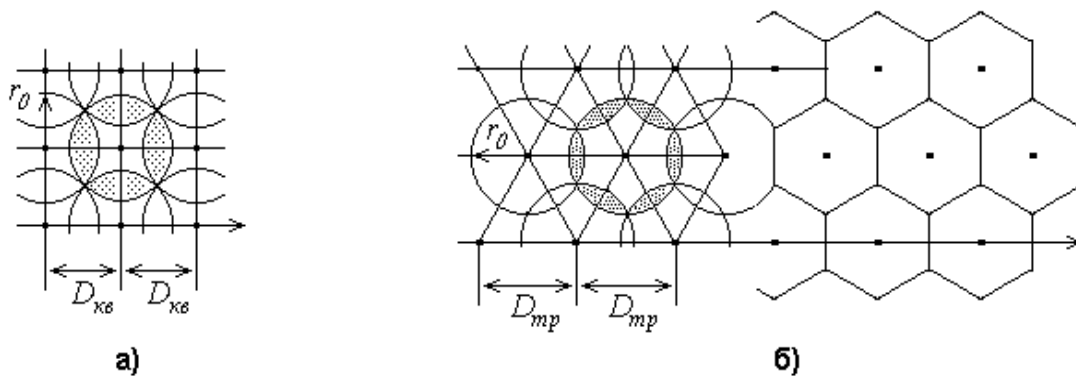


Рисунок 1.5 - Схемы размещения РСТ: квадратная сетка (а); треугольная сетка или "пчелиные соты" зон обслуживания (б)

**Принцип синхронного радиовещания** заключается в передаче одной и той же программы двумя или несколькими РСТ с равными несущими частотами, одинаковыми начальными сдвигами фаз несущих колебаний и одинаковыми начальными сдвигами фаз модулирующих колебаний (абсолютная синхронизация сети).

Синхронное вещание ведется главным образом в диапазоне средних волн, где число передатчиков, работающих в одном частотном канале, велико (может

достигать нескольких десятков). При синхронном вещании используются передатчики малой и средней мощности. При этом их суммарная мощность оказывается меньше, чем мощность одного мощного передатчика при той же зоне обслуживания. Надежность синхронной системы вещания очень высока, так как выход из строя одного или нескольких передатчиков лишь сокращает зону уверенного приема, в то время как выход из строя одного мощного передатчика приводит к полному нарушению радиовещания.

**Недостатком синхронного вещания** является интерференция радиоволн, приводящая к узлам и пучностям стоячей суммарной радиоволны в средней зоне между РСТ (рис.1.6).

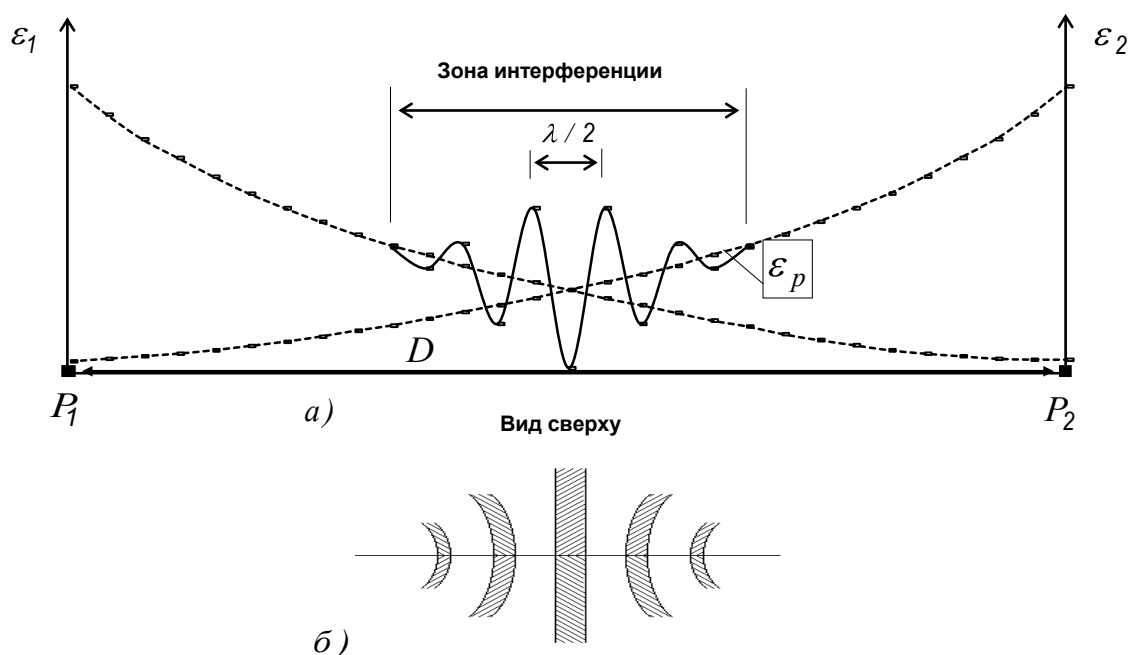


Рисунок 1.6 - Интерференционная структура поля в зоне искажений при синхронном радиовещании

В максимумах общая напряженность поля равна сумме напряженностей  $\varepsilon_1$  и  $\varepsilon_2$ , а в минимумах - их разности. В местах минимумов величина напряженности может быть недостаточной для качественного приема (возможно уменьшение напряженности поля до нуля). Интерференция полей приводит не только к изменениям напряженности поля, но и к искажениям приема из-за того, что максимумы и минимумы результирующего поля для несущей частоты и боковых полос не совпадают (из-за различия их частот).

Для определения расстояния между узлами и пучностями несущего колебания предположим, что приемник расположен в средней зоне между двух РСТ, передающих синхронные АМ радиосигналы ( $\omega_1 = \omega_2 = \omega$ ;  $m_1 = m_2 = m$ ;  $\varphi_0 = \theta = 0$ ), где  $\varphi_0$  – начальная разность фаз несущих колебаний;  $\theta$  – угол, характеризующий

несинфазность модуляции). В этом случае значение результирующей напряженности поля с несущей частотой в точке приема есть:

$$e_p = \varepsilon_1 \cos \omega t + \varepsilon_2 \cos(\omega t + \varphi) = \varepsilon_p \cos(\omega t + \phi), \quad (1.10)$$

где  $\varphi = (r_2 - r_1)\omega / c = (r_2 - r_1)2\pi / \lambda$  – разность фаз, обусловленная неодинаковостью расстояний от первой и второй РСТ до приемника;

$$\varepsilon_p = \sqrt{\varepsilon_1^2 + \varepsilon_2^2 + 2\varepsilon_1\varepsilon_2 \cos \varphi};$$

$$\varphi = \arctg\{[(\varepsilon_1 / \varepsilon_2) \sin \varphi] / [1 + (\varepsilon_1 / \varepsilon_2) \sin \varphi]\}.$$

Если  $\varepsilon_1 \approx \varepsilon_2$ , то

$$\varepsilon_p = \varepsilon_1 \sqrt{2(1 + \cos \varphi)} = 2\varepsilon_1 \cos(\varphi / 2). \quad (1.11)$$

При перемещении приемника на расстояние  $\Delta r$  разность расстояний  $r_2 - r_1 = (r_2 + \Delta r) - (r_1 - \Delta r) = 2\Delta r$ , а разность фаз между несущими колебаниями  $\varphi = (2\pi / \lambda)2\Delta r$ . Подставив выражение для  $\varphi$  в (1.11), получим:

$$\varepsilon_p = 2\varepsilon_1 |\cos[(2\pi / \lambda)\Delta r]|. \quad (1.12)$$

Из (1.12) следует, что узлы и пучности стоячей волны при синхронном вещании повторяются через интервалы, равные  $\lambda / 2$ . При приближении к одной или к другой РСТ колебания напряженности поля уменьшаются (рис. 1.6).

Напряженность суммарного поля в какой-то конкретной точке зоны искажений зависит от соотношения фаз несущих колебаний передатчиков. Если разность фаз непрерывно изменяется (т.е. частоты колебаний РСТ совпадают по частоте не совсем точно), то интерференционная картина смещается по территории со скоростью, зависящей от расхождения фаз колебаний. Для устранения этого используется режим фазовой синхронизации несущих частот РСТ. При этом полосы хорошего приема занимают до 70% зоны искажений.

При планировании сети синхронного вещания взаимное расположение и мощность радиостанций выбирают так, чтобы зоны искажений приходились на малонаселенные районы. Если этого не удастся добиться, то в зонах искажений иногда строят дополнительные радиостанции, передающие ту же программу, но на другой частоте.

## 1.2 ЗАДАЧИ

1.2.1 Для обслуживания сплошной территории радиовещательные станции (РВС) с равной мощностью излучения располагаются по квадратной сетке. Определить наибольшее расстояние между РВС, если радиус зоны обслуживания каждой из них имеет значение  $r_0$ . Определить площадь квадрата обслуживания.

Ответы:  $D_{кв макс} = \sqrt{2} r_0$ ;  $S_{кв} = 2 r_0^2$ .

1.2.2 Для обслуживания сплошной территории РВС с равной мощностью излучения располагаются по треугольной сетке. Определить наибольшее расстояние между РВС, если радиус зоны обслуживания каждой из них имеет значение  $r_0$ . Определить площадь треугольника обслуживания.

Ответы:  $D_{тр макс} = \sqrt{3} r_0$ ;  $S_{тр} = 1,3 r_0^2$ .

1.2.3 Две РВС с одинаковой излучаемой мощностью работают в синхронном режиме на равнинной местности на расстоянии  $D$  друг от друга. Определить размер зоны интерференции напряженности поля РВС ( $\Delta l$ ), где  $\varepsilon_{р макс} / \varepsilon_{р мин} \geq M$ , и расстояние до каждой станции ( $r_{макс}$ ), при котором эффект интерференции результирующего поля не превышает значения  $M$ . Чему равно  $r_{макс}$ , если  $D = 200$  км, а  $M = 8$  дБ ?

Ответы:  $\Delta l = 2 r_{макс} / (M - 1)$ ;  $r_{макс} = D(M - 1) / 2 M$ ;  $r_{макс} \approx 60,2$  км.

1.2.4 Две РВС с одинаковой излучаемой мощностью работают на равнинной местности на расстоянии  $D$  друг от друга. Определить расстояние от границы зоны обслуживания РВС 1 до самой РВС 1 со стороны РВС 2 ( $r_{макс}^+$ ) и с противоположной стороны ( $r_{макс}^-$ ), если защитное отношение по высокой частоте имеет значение  $A$ . Чему равны  $r_{макс}^+$  и  $r_{макс}^-$ , если  $D = 200$  км,  $A = 14$  дБ; 0 дБ ?

Ответы:  $r_{макс}^+ = D / (A + 1)$ ;  $r_{макс}^- = D / (A - 1)$ ;

$r_{макс1}^+ \approx 33,3$  км;  $r_{макс1}^- \approx 50$  км;  $r_{макс2}^+ \approx 100$  км;  $r_{макс2}^- \rightarrow \infty$ .

1.2.5 Определить максимальную дальность приема радиосигнала от РВС, имеющей ЭИИМ  $10$  кВт на частоте  $1,5$  МГц, приемником с магнитной антенной. Реальная чувствительность приемника, ограниченная собственными шумами, равна  $0,2$  мВ / м. Считать, что внешние шумы отсутствуют.

Ответ:  $r_{макс} \approx 200$  км.

1.2.6 Определить максимальную дальность устойчивого приема радиосигнала от РВС, имеющей ЭИИМ  $10 \text{ кВт}$  на частоте  $1,5 \text{ МГц}$ , приемником с магнитной антенной. Реальная чувствительность приемника, ограниченная собственными шумами, равна  $0,2 \text{ мВ} / \text{м}$ . Полоса приемника  $\Pi_{0,7} = 10 \text{ кГц}$ . Требуемая величина защитного отношения по высокой частоте  $\gamma = 30 \text{ дБ}$ . Напряженности поля атмосферных и индустриальных помех в точке приема соответственно равны (см. [4, рис.2.3]):  $-15 \text{ дБ мкВ} / \text{м} \sqrt{\text{кГц}}$  ;  $17 \text{ дБ мкВ} / \text{м} \sqrt{\text{кГц}}$  .

Ответ:  $r_{\text{макс}} \approx 135 \text{ км}$  .

1.2.7 Определить максимальную дальность устойчивого приема радиосигнала с частотной модуляцией (ЧМ) от Томской РВС "Маяк", имеющей ЭИИМ  $2,5 \text{ кВт}$  на частоте  $68,8 \text{ МГц}$ , максимальную девиацию частоты  $f_{\text{д макс}} = 50 \text{ кГц}$ , нижнюю и верхнюю частоты модуляции звукового сигнала соответственно  $F_{\text{н}} = 30 \text{ Гц}$  и  $F_{\text{в}} = 15 \text{ кГц}$ , высоту подвеса передающей антенны  $H_1 \approx 200 \text{ м}$ . Используется монофонический переносной приемник с телескопической антенной длиной  $l_a = 1,1 \text{ м}$ . Коэффициент шума линейной части приемника  $N = 10 \text{ дБ}$ . Необходимо, чтобы защитное отношение на выходе УНЧ приемника  $\gamma_{\text{вых}} \geq 26 \text{ дБ}$ . Напряженности поля индустриальных и космических помех в точке приема соответственно равны (см. [4, рис.2.3]):  $-30 \text{ дБ мкВ} / \text{м} \sqrt{\text{кГц}}$  ;  $-23 \text{ дБ мкВ} / \text{м} \sqrt{\text{кГц}}$

Ответ:  $r_{\text{макс}} \approx 170 \text{ км}$  .

1.2.8 Предположим, что Томская РВС "Маяк" изменила вид модуляции: с ЧМ "перешла" на АМ при сохранении величины ЭИИМ в пиковом режиме  $2,5 \text{ кВт}$ . На основе исходных данных задачи 1.2.7 определить максимальную дальность устойчивого приема с использованием приемника АМ - сигнала при сохранении того же защитного отношения на выходе УНЧ ( $\gamma_{\text{вых}} \geq 26 \text{ дБ}$ ). Расчет провести, считая, что максимальная величина индекса модуляции  $m_{\text{АМ макс}} = 0,8$ , среднестатистическая величина  $m_{\text{АМ ср}} = 0,3$ .

Какой вид помех при радиоприеме АМ сигналов невозможно полностью устранить в сравнении с приемом сигналов с УМ ?

Ответ:  $r_{\text{макс}} \approx 35 \text{ км}$  .

1.2.9 Предположим, что Томская РВС "Маяк" изменила вид модуляции: с ЧМ "перешла" на однополосную модуляцию с передачей одной боковой полосы (ОБП) и пилот-тона при сохранении величины ЭИИМ в пиковом режиме  $2,5 \text{ кВт}$ . На передачу пилот-тона используется  $10\%$  пиковой мощности передатчика. На основе исходных данных задачи 1.2.7 определить максимальную дальность устойчивого приема с использованием приемника ОБП - сигнала при сохранении того же защитного отношения на выходе УНЧ ( $\gamma_{\text{вых}} \geq 26 \text{ дБ}$ ). Расчет провести, считая  $m_{\text{ОБП макс}} = 0,8$ ;  $m_{\text{ОБП ср}} = 0,3$ .

Какое схемотехническое решение, используемое в приемнике ОБП - сигнала, позволяет получить меньшие нелинейные искажения звукового сигнала при детектировании по сравнению с приемником АМ - сигнала ?

Ответ:  $r_{\text{макс}} \approx 75 \text{ км}$ .

1.2.10 Предположим, что Томская РВС "Маяк" изменила вид модуляции: с ЧМ "перешла" на совместимую однополосную модуляцию (СОМ) [5] при суммарной ЭИИМ двух передатчиков в пиковом режиме  $2,5 \text{ кВт}$ . На основе исходных данных задачи 1.2.7 определить максимальную дальность устойчивого приема с использованием приемника АМ - сигнала при сохранении того же защитного отношения на выходе УНЧ ( $\gamma_{\text{вых}} \geq 26 \text{ дБ}$ ). Расчет провести, считая  $m_{\text{СОМ макс}} = 0,8$ ;  $m_{\text{СОМ ср}} = 0,3$ .

Почему при приеме СОМ - сигнала АМ - приемником нелинейные искажения звукового сигнала больше, чем при приеме АМ - сигнала ?

Ответ:  $r_{\text{макс}} \approx 50 \text{ км}$ .

### **РЕКОМЕНДУЕМАЯ ЛИТЕРАТУРА К РАЗДЕЛУ 1**

1. Радиовещание и электроакустика / Под ред. М.В. Гитлица. - М.: Радио и связь, 1992. - 432 с.
2. Горон И.В. Радиовещание. - М.: Связь, 1979. - 368 с.
3. Бобров Н.В. и др. Расчет радиоприемников. - М.: Воениздат, 1971. - 496 с.
4. Мелихов С.В., Назаренко М.К. Чувствительность радиоприемных устройств: Учебное пособие. - Томск: Томск. гос. акад. систем управления и радиоэлектроники, 1995. - 65 с.
5. Поляков В.Т. Однополосное радиовещание // Радио. - 1992. - № 1. - С.6 - 8.

## 2 РАСЧЕТ ДИАГРАММ УРОВНЕЙ ЛИНИЙ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ

Цель занятия: изучение особенностей радиосвязи на трассах Земля ↔ ИСЗ (ИСЗ - искусственный спутник Земли) и расчет диаграмм уровней этих трасс с учетом мешающих факторов.

### 2.1 КРАТКИЕ ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ

При рассмотрении особенностей приемно - передающих станций в диапазонах УВЧ и СВЧ (в том числе станций связи с ИСЗ) используют следующие понятия [1,2].

**Коэффициент усиления антенны  $G$** , показывающий, во сколько раз антенна создает в некоторой точке пространства плотность потока мощности большую, чем изотропный (всенаправленный) излучатель при подведении к нему той же мощности.

**Эквивалентная изотропно излучаемая мощность (ЭИИМ)** станции - произведение эффективной излучаемой мощности передатчика  $P_{изл}$  и коэффициента усиления антенны передатчика  $G_n$  относительно изотропного излучателя:

$$P_{эк} [Вт] = P_{изл} G_n = P_n \eta_n G_n; \quad (2.1)$$

$$P_{эк} [дБ Вт] = 10 \lg(P_{изл} G_n) = 10 \lg(P_n \eta_n G_n), \quad (2.2)$$

где  $P_n$  – выходная мощность передатчика;

$\eta_n$  – коэффициент передачи по мощности антенно-волноводного тракта (АВТ) передатчика.

**Плотность потока мощности** в свободном пространстве (пространстве, в котором отсутствуют какие-либо возмущающие факторы, приводящие к потерям мощности или изменениям структуры радиоволны) на расстоянии  $r$  от передатчика - отношение ЭИИМ к площади поверхности сферы ( $S_{сф} = 4 \pi r^2$ ):

$$W [Вт / м^2] = P_{эк} / 4 \pi r^2; \quad (2.3)$$

$$W [дБ Вт / м^2] = 10 \lg(P_{эк} / 4 \pi r^2). \quad (2.4)$$

С учетом потерь в атмосфере Земли, которые называют дополнительными потерями ( $L_{дон}$ ):

$$W [Вт / м^2] = P_{эк} / 4 \pi r^2 L_{дон}; \quad (2.5)$$

$$W [дБ Вт / м^2] = 10 \lg(P_{эк} / 4 \pi r^2 L_{дон}). \quad (2.6)$$

**Напряженность электромагнитного поля** на расстоянии  $r$  от передатчика:

$$\varepsilon [В / м] = \sqrt{30 P_{эк}} / r \sqrt{L_{дон}} = \sqrt{(120 \pi) W / L_{дон}} = \sqrt{r_0 W / L_{дон}}; \quad (2.7)$$

$$\varepsilon [дБ В / м] = 20 \lg(\sqrt{30 P_{эк}} / r \sqrt{L_{дон}}) = 20 \lg(\sqrt{r_0 W / L_{дон}}), \quad (2.8)$$



где  $r_0 = 120 \pi$  – волновое сопротивление свободного пространства.

**Мощность сигнала, воспринимаемая приемной антенной:**

$$P_{Anp} [Вт] = WS_{эфnp} = P_{эк} S_{эфnp} / 4 \pi r^2 = \varepsilon^2 S_{эфnp} / r_0 L_{дон}; \quad (2.9)$$

$$\begin{aligned} P_{Anp} [\text{дБ Вт}] &= 10 \lg(WS_{эфnp}) = 10 \lg(P_{эк} S_{эфnp} / 4 \pi r^2) = \\ &= 10 \lg(\varepsilon^2 S_{эфnp} / r_0 L_{дон}), \end{aligned} \quad (2.10)$$

где  $S_{эфnp}$  – эффективная площадь апертуры приемной антенны.

**Мощность сигнала на входе приемника:**

$$P_{np} = P_{Anp} \eta_{np}, \quad (2.11)$$

где  $\eta_{np}$  – коэффициент передачи по мощности АВТ приемника.

Для параболических антенн эффективная площадь апертуры  $S_{эфnap}$  связана с геометрической площадью апертуры  $S_2$  через коэффициент использования поверхности апертуры  $q$ :

$$S_{эфnap} = q S_2. \quad (2.12)$$

Величина  $q$  всегда меньше единицы, что объясняется неравномерностью облучения зеркала антенны, "переливом" энергии облучателя за край зеркала, неидеальностью поверхности зеркала, отклонением поверхности зеркала от параболической формы, частичным затенением зеркала облучающей системой и ее опорами и т.п. Для обычных параболических антенн  $q \approx 0,5 \dots 0,6$ , для антенн Кассегрена с контррефлектором  $q \approx 0,65 \dots 0,7$ .

Для параболических и рупорных антенн при длине радиоволны  $\lambda$  коэффициент усиления может быть рассчитан по формуле:

$$G = 4 \pi S_{эф} / \lambda^2. \quad (2.13)$$

Для параболических антенн с круглым зеркалом диаметром  $D_A$ :

$S_{2nap} = \pi D_A^2 / 4$ . С учетом этого из (2.12) и (2.13) следует:

$$G_{nap} = q \pi^2 D_A^2 / \lambda^2. \quad (2.14)$$

Увеличение  $G$  при уменьшении  $\lambda$ , определяемого формулой (2.14), справедливо до определенного предела. Этот предел зависит от среднеквадратического отклонения  $\delta$  поверхности зеркала от идеальной формы (рис.2.1). При  $\delta > \lambda / 16 = 0,0625$  рассеяние энергии на неровностях приводит к расфазировке зеркала и к резкому уменьшению коэффициента усиления антенны (рис.2.2).

Ширина основного лепестка диаграммы направленности параболической антенны по половинной мощности

$$\Delta\varphi_{0,5} [\text{град}] \approx 70 \lambda / D_A \approx \sqrt{4,9 \cdot 10^3 q \pi^2 / G_{нар}}. \quad (2.15)$$

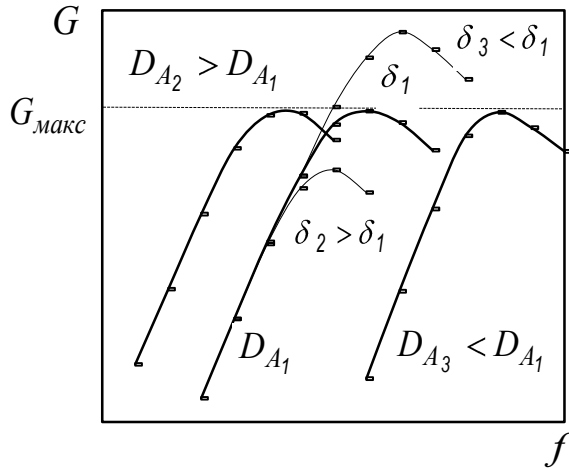


Рисунок 2.1 - Частотная зависимость коэффициента усиления параболической антенны от размеров и неточности поверхности зеркала

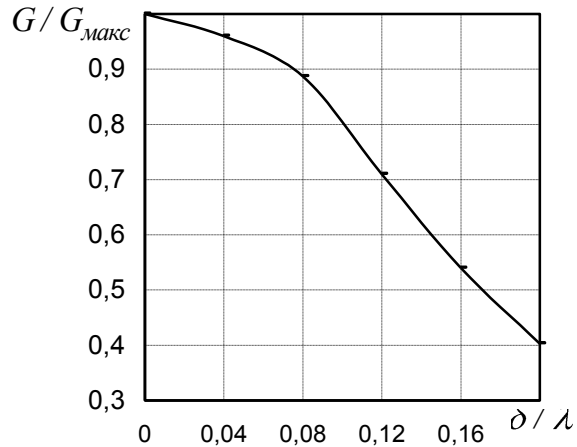


Рисунок 2.2 - Зависимость коэффициента усиления параболической антенны от относительной неточности поверхности зеркала

**Потери электромагнитной энергии в свободном пространстве:**

$$L_0 = (4 \pi r / \lambda)^2; \quad (2.16)$$

$$L_0 [\text{дБ}] = 10 \lg(4 \pi r / \lambda)^2. \quad (2.17)$$

**Добротность приемной станции** - отношение коэффициента усиления приемной антенны  $G_{np}$  к суммарной шумовой температуре станции  $T_{\Sigma} [K]$ :

$$Q_{np} = G_{np} / T_{\Sigma cm} [K]; \quad (2.18)$$

$$\begin{aligned} Q_{np} [\text{дБ} / K] &= 10 \lg(G_{np} / T_{\Sigma cm} [K]) = \\ &= 10 \lg(G_{np}) - 10 \lg(T_{\Sigma cm} [K]) = G_{np} [\text{дБ}] - T_{\Sigma cm} [\text{дБ}]. \end{aligned} \quad (2.19)$$

**Суммарная шумовая температура приемной станции**

$$T_{\Sigma cm} [K] = (1 / \eta_{np}) [T_0 (1 - \eta_{np}) + T_{np}], \quad (2.20)$$

где  $\eta_{np}$  – коэффициент передачи по мощности АВТ приемника;

$T_0 [K]$  – абсолютная температура среды;

$T_{np} [K]$  – эквивалентная шумовая температура приемника.

**Полная эквивалентная шумовая температура приемной системы**, приведенная ко входу приемника (к точке состыковки АВТ с приемником),

$$T_{\Sigma} = T_A \eta_{np} + T_0 (1 - \eta_{np}) + T_{np}, \quad (2.21)$$

где  $T_A$  – эквивалентная шумовая температура антенны.

**Эквивалентная шумовая температура антенны земной станции** может быть представлена в виде составляющих:

$$T_{Az} = T_k(\beta) + T_{атм}(\beta) + c_1 T_3 + T_{об}, \quad (2.22)$$

которые обусловлены различными факторами:  $T_k(\beta)$  – приемом космического радиоизлучения, зависящего от угла места  $\beta$  главного лепестка диаграмм направленности антенны;  $T_{атм}(\beta)$  – излучением атмосферы с учетом гидрометеоров (дождя, тумана, снега);  $T_3$  – приемом излучения земной поверхности через боковые лепестки диаграммы направленности антенны (его эффективность для разных антенн характеризуется коэффициентом  $c_1 \approx 0,05 \dots 0,4$ );  $T_{об}$  – влиянием обтекателя антенны (если он имеется).

**Эквивалентная шумовая температура антенны на борту ИСЗ**

$$T_{Ab} = c_2 T_k + T_{3+атм}, \quad (2.23)$$

где  $T_{3+атм}$  – шумовая температура Земли с окружающей атмосферой при наблюдении с орбиты ИСЗ, а  $c_2 \approx c_1$ .

**Шумовая температура космического пространства**  $T_k$  является следствием радиоизлучения Галактики и "точечных" источников (Солнца, Луны, некоторых звезд) и зависит от частоты (рис.2.3). Излучение Галактики имеет сплошной спектр, слабо поляризовано, поэтому при приеме на антенну с любым видом поляризации принимаемое излучение будет половинной интенсивности {что необходимо учесть коэффициентом  $1/2$  при подстановке значений  $T_k$  в (2.22), (2.23)}.

Самым мощным источником радиоизлучения является Солнце. Попав в главный лепесток диаграммы направленности антенны, оно может полностью нарушить связь. Однако вероятность такого попадания мала и в первом приближении  $p \approx \varphi_{сон}^2 / (\pi - \beta)^2 \approx (0,6 \dots 0,5) \cdot 10^{-4}$ , где  $\varphi_{сон} \approx 1,4^\circ$  - угловые размеры опасной области Солнца (угловой размер самого Солнца составляет  $\varphi_c = 0^\circ 32'$ ). Луна практически не может нарушить связи, т.к. ее шумовая температура не более  $220 K$ .

Радиоизлучение земной атмосферы имеет тепловой характер, зависит от угла места  $\beta$  земной станции (рис.2.3) и от величины поглощения сигнала в атмосфере. При расчетах диаграмм уровней линий связи Земля ↔ ИСЗ целесообразно использовать шумовую температуру спокойной атмосферы (без дождя, тумана, снега, рис.2.3), а потери в атмосфере из-за гидрометеоров учитывать множителем  $L_{дон}$  {см. (2.5) - (2.10)}. Наибольшее поглощение радиоволн происходит в дожде (рис.2.4).

Шумовая температура Земли определяется ее кинетической температурой  $T_0 = 290 \text{ K}$  и для антенн земных станций  $T_3 = T_0 = 290 \text{ K}$ . Для бортовых антенн с узкой диаграммой направленности, ориентированных на часть суши Земли,  $T_{3+атм} \approx 100 \dots 260 \text{ K}$ , а для антенн с глобальным охватом  $T_{3+атм} \approx 260 \text{ K}$ .

Подстановка (2.1), (2.9) и (2.13) в (2.11) дает возможность записать выражение, характеризующее энергетические параметры линии связи "передатчик" - "приемник":

$$P_{np} = P_n G_n G_{np} \eta_n \eta_{np} / (4\pi r / \lambda)^2 = P_n G_n G_{np} \eta_n \eta_{np} / L_0. \quad (2.24)$$

В числитель выражения (2.24) входят аппаратные параметры, а его знаменатель характеризует потери электромагнитной энергии в свободном пространстве на участке связи {см. (2.16)}. Заметим, что общие потери  $L_\Sigma = L_0 L_{дон}$ .

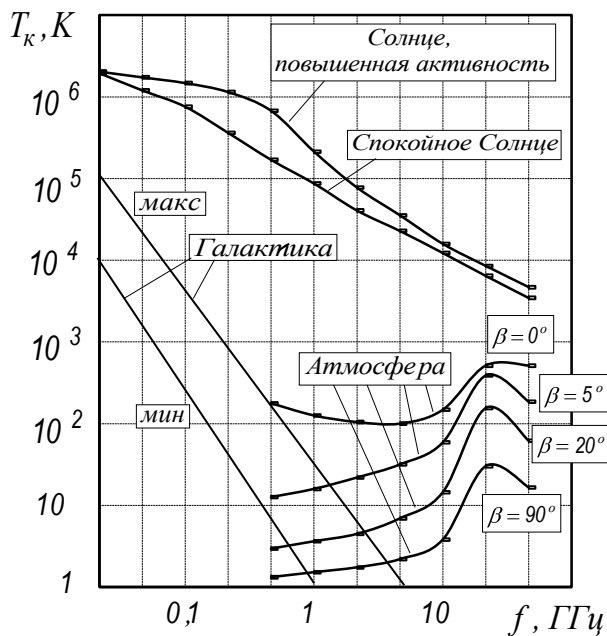


Рисунок 2.3 - Частотная зависимость шумовой температуры Галактики, Солнца и атмосферы (без дождя)

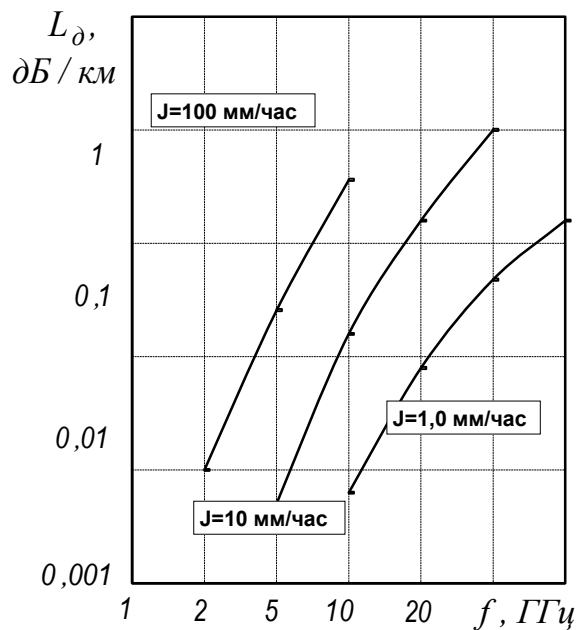


Рисунок 2.4 - Частотная зависимость коэффициента поглощения в дожде различной интенсивности

Если **на входе приемника** задано отношение сигнал / шум  $(P_c / P_{ш})_{вх}$ , то

$$P_{np} = P_{ш} (P_c / P_{ш})_{вх}, \quad (2.25)$$

где  $P_{ш}$  – полная мощность шума, приведенная ко входу приемника.

Из (2.16), (2.24) и (2.25) следует, что для линий связи Земля - ИСЗ и ИСЗ - Земля соответственно:

$$P_{н.з} = \frac{16 \pi^2 r_1^2 L_{1 дон} P_{ш.б}}{\lambda_1^2 G_{н.з} G_{нр.б} \eta_{н.з} \eta_{нр.б}} \left( \frac{P_c}{P_{ш}} \right)_{вх.б}; \quad (2.26)$$

$$P_{н.б} = \frac{16 \pi^2 r_2^2 L_{2 доп} P_{ш.з}}{\lambda_2^2 G_{н.б} G_{н.р.з} \eta_{н.б} \eta_{н.р.з}} \left( \frac{P_c}{P_{ш}} \right)_{вх.з}, \quad (2.27)$$

где  $P_{ш.б} = k T_{\Sigma.б} \Pi_{ш.б}$ ;

$\Pi_{ш.б}$  – шумовая полоса приемника ИСЗ (буква "б" здесь и далее присваивается всем показателям, относящимся к бортовой аппаратуре ИСЗ),

$P_{ш.з} = k T_{\Sigma.з} \Pi_{ш.з}$ ;

$\Pi_{ш.з}$  – шумовая полоса приемника земной станции (буква "з" здесь и далее присваивается всем показателям, относящимся к аппаратуре земной станции).

Уравнения (2.26) и (2.27) могут быть иллюстрированы графически в виде энергетических "**диаграмм уровней**" сигнала в различных точках участка линии связи. На рис.2.5 изображена структурная схема и **диаграмма уровней** участка линии связи ИСЗ - Земля с учетом улучшения соотношения сигнал / шум при детектировании сигнала в приемнике.

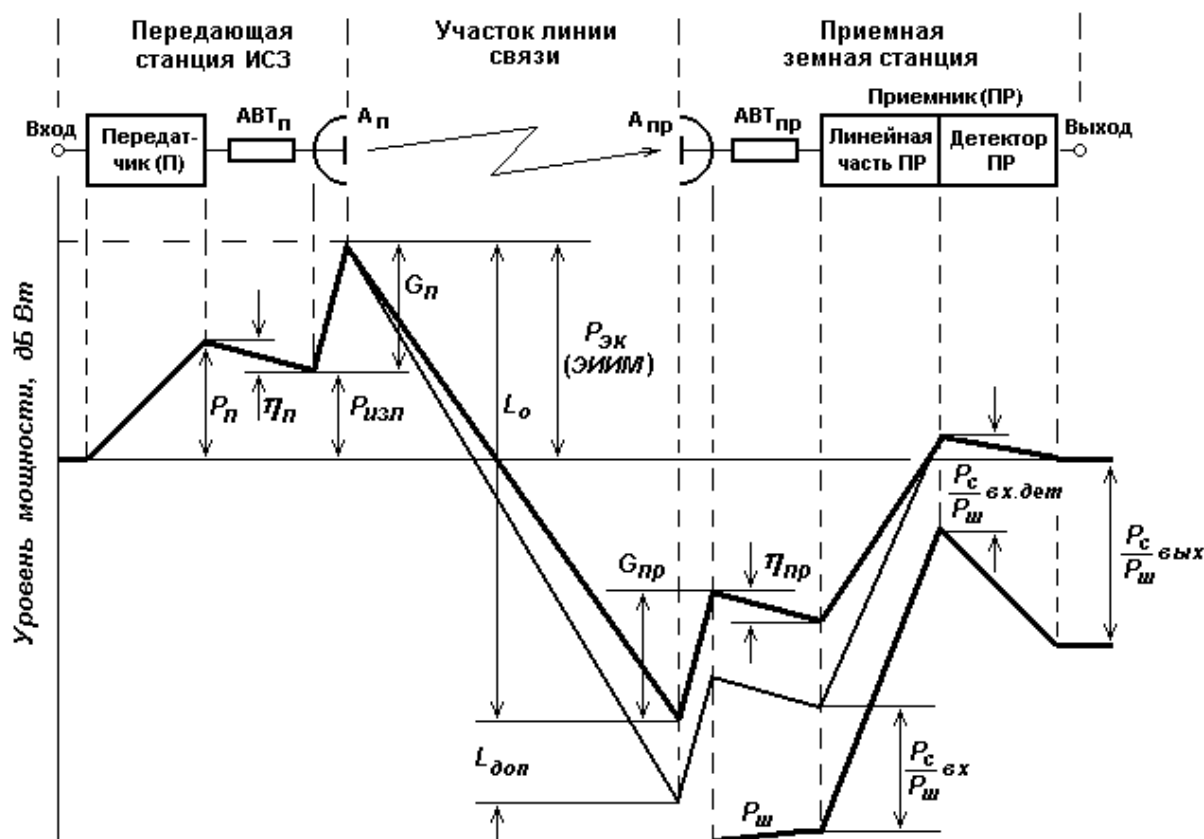


Рисунок 2.5 - Структурная схема и диаграмма уровней участка линии связи ИСЗ - Земля

Для перехода от уравнений для отдельных участков к общему уравнению для всей линии устанавливается связь между суммарным отношением сигнал / шум всей

линии  $(P_c / P_{ш})_{\Sigma}$  и отношениями сигнал / шум на каждом из участков. Если обработка сигнала в аппаратуре ИСЗ отсутствует (т.е. ИСЗ используется как ретранслятор принятого радиосигнала), то шумы всех участков складываются:

$$(P_c / P_{ш})_{\Sigma}^{-1} = (P_c / P_{ш})_{вх.б}^{-1} + (P_c / P_{ш})_{вх.з}^{-1}. \quad (2.28)$$

Отношение сигнал / шум на каждом из участков должно быть выше, чем на всей линии, что можно характеризовать коэффициентами запаса (превышения) энергии сигнала на участках Земля - ИСЗ ( $a > 1$ ) и ИСЗ - Земля ( $b > 1$ ). При  $\Pi_{ш.з} = \Pi_{ш.б}$ :

$$(P_c / P_{ш})_{вх.б} = a(P_c / P_{ш})_{\Sigma}; \quad (P_c / P_{ш})_{вх.з} = b(P_c / P_{ш})_{\Sigma}. \quad (2.29)$$

Выражения (2.28) и (2.29) позволяют установить связь между  $a$  и  $b$ :

$$a = b / (b - 1). \quad (2.30)$$

Если  $\Pi_{ш.з} < \Pi_{ш.б}$ , мощность шума на входе бортового передатчика следует вычислять в полосе  $\Pi_{ш.з}$ .

С учетом (2.29) энергетические уравнения для линий спутниковой связи Земля - ИСЗ и ИСЗ - Земля окончательно принимают следующий вид:

$$P_{н.з} = \frac{16 \pi^2 r_1^2 L_{1 \text{ доп}} k T_{\Sigma.б} \Pi_{ш.б}}{\lambda_1^2 G_{н.з} G_{нр.б} \eta_{н.з} \eta_{нр.б}} a \left( \frac{P_c}{P_{ш}} \right)_{\Sigma}; \quad (2.31)$$

$$P_{н.б} = \frac{16 \pi^2 r_2^2 L_{2 \text{ доп}} k T_{\Sigma.з} \Pi_{ш.з}}{\lambda_2^2 G_{н.б} G_{нр.з} \eta_{н.б} \eta_{нр.з}} b \left( \frac{P_c}{P_{ш}} \right)_{\Sigma}. \quad (2.32)$$

Выражение (2.30) позволяет распределить заданное отношение  $(P_c / P_{ш})_{\Sigma}$  по двум участкам линии связи. Величины коэффициентов запаса  $a$  и  $b$  следует выбирать на основе компромисса между мощностью земного и бортового передатчиков, поскольку завышение коэффициента  $a$ , согласно (2.31), ведет к увеличению  $P_{н.з}$ , а завышение коэффициента  $b$ , согласно (2.32), - к увеличению  $P_{н.б}$ . На практике стремятся к экономии мощности передатчика ИСЗ, поэтому обычно принимают  $b = 1,1 \dots 1,3$  и соответственно  $a = 1,1 \dots 4,3$ .

Величины коэффициентов передачи по мощности АВТ определяются их конструкцией и диапазоном частот. Ориентировочно:

$$\eta_{н.б} = 0,65 \dots 0,9; \quad \eta_{нр.б} = 0,65 \dots 0,8; \quad \eta_{н.з} = 0,5 \dots 0,65; \quad \eta_{нр.з} = 0,8 \dots 0,95.$$

## 2.2 ЗАДАЧИ

2.2.1 Доказать, что суммарная шумовая температура приемной станции определяется формулой (2.20):

$$T_{\Sigma cm} = (1 / \eta_{np}) [ T_0 (1 - \eta_{np}) + T_{np} ] .$$

2.2.2 Доказать, что полная эквивалентная шумовая температура приемной системы "Антенна - АВТ - ПР", приведенная ко входу приемника, определяется формулой (2.21):

$$T_{\Sigma} = T_A \eta_{np} + T_0 (1 - \eta_{np}) + T_{np} .$$

2.2.3 Доказать, что плотность потока мощности на земной поверхности от передатчика ИСЗ, находящегося на геостационарной орбите ( $H_{orb} \approx 36000$  км), может быть приближенно определена по формуле:

$$W [ \text{дБ Вт} / \text{м}^2 ] \approx P_{\text{эк}} [ \text{дБ Вт} ] - 162 .$$

2.2.4 Определить ширину диаграммы направленности антенны геостационарного ИСЗ с глобальным охватом земного шара.

Ответ:  $\Delta \varphi_{0,5} \approx 17^\circ$ .

2.2.5 Определить диаметр зеркала параболических антенн искусственного спутника Земли с глобальным охватом земного шара, если одна из них обеспечивает вещание на частоте  $3,875$  ГГц, а другая - на частоте  $11,525$  ГГц.

Ответы:  $D_{A1} \approx 30$  см;  $D_{A2} \approx 10$  см.

2.2.6 Земная станция спутниковой связи "Орбита" имеет параболическую антенну с контррефлектором и диаметром зеркала  $D_A = 12$  м. Среднеквадратическая погрешность поверхности зеркала  $\delta \leq 0,6$  мм. Определить ширину диаграммы направленности и коэффициент усиления антенны при приеме сигнала ( $f_{ПР} \approx 4$  ГГц) и при передаче ( $f_{П} \approx 6$  ГГц).

Ответы:  $(\Delta \varphi_{0,5})_{ПР} \approx 0^\circ 26'$ ;  $G_{ПР} \approx 52$  дБ;

$(\Delta \varphi_{0,5})_{П} \approx 0^\circ 18'$ ;  $G_{П} \approx 55,7$  дБ.

2.2.7 Ширина луча параболической бортовой антенны 10 ствола ИСЗ "Горизонт-35", находящегося на геостационарной орбите в точке  $80^\circ$  восточной долготы (в. д.) и обеспечивающего вещание телевизионного канала "ТВ - 6 Москва" на территорию бывшего СССР, равна  $9 \times 18$  градусов, плотность потока мощности у

поверхности Земли в зоне обслуживания спутника в среднем  $-133 \text{ дБ Вм} / \text{м}^2$ , частота ствола  $3875 \text{ МГц}$ . Определить коэффициент усиления антенны спутника, эквивалентную изотропно излучаемую мощность ( $P_{\text{эк}}$ ), мощность передатчика ( $P_n$ ).

Ответы:  $G_{\text{П}} \approx 25 \text{ дБ}$ ;  $P_{\text{эк}} \approx 1000 \text{ Вт}$ ;  $P_n \approx 5 \text{ Вт}$ .

2.2.8 Определить потери электромагнитной энергии на трассе ИСЗ → Земля, если вещание ведется с геостационарного ИСЗ "Горизонт - 40" ( $90^\circ$  в. д.) на частоте  $11,525 \text{ ГГц}$ , а прием - в г. Томске ( $85^\circ$  в. д.,  $57^\circ$  с. ш.), где возможны дожди с интенсивностью  $J \approx 50 \text{ мм} / \text{час}$ .

Ответ:  $L = L_0 [\text{дБ}] + L_{\text{дон}} [\text{дБ}] \approx 204,8 \text{ дБ} + 3,65 \text{ дБ} = 208,45 \text{ дБ}$ .

2.2.9 Определить эквивалентную шумовую температуру антенны земной станции, ориентированной на геостационарный спутник "Горизонт - 40" ( $90^\circ$  в. д.), при приеме в г. Томске ( $85^\circ$  в. д.,  $57^\circ$  с. ш.) сигналов С - диапазона с частотой  $3,675 \text{ ГГц}$  и Ku - диапазона с частотой  $11,525 \text{ ГГц}$ . Считать, что коэффициент  $c_1$  {см. формулу (2.22)} для указанных частот приема соответственно равен  $0,3$  и  $0,1$ .

Ответы:  $T_{A_3} \approx 92 \text{ К}$ ;  $T_{A_3} \approx 40 \text{ К}$ .

2.2.10 Геостационарный ИСЗ непосредственного телевизионного вещания (НТВ) "Горизонт - 40" ( $90^\circ$  в. д.) имеет ЭИИМ  $50 \text{ дБ Вм}$  на частоте  $11,525 \text{ ГГц}$  [3,4]. В состав станции для индивидуального приема телепередач с ИСЗ "Горизонт-40" входят: параболическая антенна диаметром  $D_A = 0,8 \text{ м}$ , имеющая величину коэффициента  $c_1 \approx 0,1$  {см. формулу (2.21)}; конвертер частот ( $11,525 \text{ ГГц}$ ) / ( $1,0 \text{ ГГц}$ ) [5]; тюнер "SSR-100" с полосой обработки сигнала  $27 \text{ МГц}$ . Прием НТВ необходимо обеспечить в г. Томске ( $85^\circ$  в. д.,  $57^\circ$  с. ш.), где возможны дожди с интенсивностью  $J \approx 50 \text{ мм} / \text{час}$ . Отношение сигнал / шум на выходе тюнера должно быть  $(P_c / P_{\text{ш}}) \geq 50 \text{ дБ}$ ; при этом на входе конвертера  $(P_c / P_{\text{ш}}) \geq 10 \text{ дБ}$  (см. рис.3.22 [1]). Определить: допустимую суммарную шумовую температуру приемной станции, допустимую эквивалентную шумовую температуру конвертера, добротность станции.

Ответы:  $T_{\Sigma \text{ст}} \approx 106 \text{ К}$ ;  $T_{\text{конв}} \approx 27 \text{ К}$ ;  $Q \approx 16,4 \text{ дБ} / \text{К}$ .



**РЕКОМЕНДУЕМАЯ ЛИТЕРАТУРА К РАЗДЕЛУ 2**

1. Системы спутниковой связи / А.М. Бонч-Бруевич, В.Л. Быков, Л.Я. Кантор и др.; Под ред. Л.Я. Кантора: Учеб. пособие для вузов. - М.: Радио и связь, 1992. - 224 с.
2. Спутниковая связь и вещание: Справочник / Г.Б. Аскинази, В.Л. Быков, М.Н. Дьячкова и др.; Под ред. Л.Я. Кантора. - М.: Радио и связь, 1988. - 344 с.
3. Карнаухов Е. Непосредственное телевизионное вещание сегодня // Радио. - 1997. - № 1. - С.16 - 17.
4. Карнаухов Е. Непосредственное телевизионное вещание сегодня // Радио. - 1997. - № 2. - С.10 - 11.
5. Левченко В.Н. Спутниковое телевидение в вашем доме. - С.-Пб.: Полигон, 1997. - 150 с.

### 3 АНАЛОГО - ЦИФРОВОЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ. ДИСКРЕТИЗАЦИЯ, КВАНТОВАНИЕ, КОДИРОВАНИЕ

Цель занятия: изучение особенностей дискретизации и квантования аналоговых сигналов, изучение принципов кодирования дискретных сигналов.

#### 3.1 КРАТКИЕ ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ

Среди методов цифрового представления сигналов, в частности, телефонных сигналов, сигналов звукового вещания и сигналов высококачественного воспроизведения, наиболее распространена импульсно-кодовая модуляция (ИКМ). Аналого-цифровое преобразование (АЦП) при ИКМ состоит из трех операций: дискретизации, квантования и кодирования [1-6].

3.1.1 **Дискретизация аналогового сигнала по времени.** В устройстве, осуществляющем ИКМ (рис.3.1) входной аналоговый сигнал  $S_{ex}(t)$  ограничивается по полосе ФНЧ и поступает на амплитудно-импульсный модулятор (АИМ), где происходит его дискретизация при помощи последовательности импульсов  $S_{ud}(t)$  с длительностью  $\tau_d$ , поступающих на АИМ от генератора **импульсов дискретизации** (ГИД). Выходной сигнал АИМ - модулятора (АИМ - сигнал) является **дискретным сигналом** и представляет собой последовательность отсчетов сигнала  $S_{ex}(t)$ , отстоящих один от другого на интервал времени  $T_d$ , называемый **периодом дискретизации** (рис.3.2). Из теоремы В.А. Котельникова известно, что частота дискретизации  $F_d = 1 / T_d$  должна удовлетворять условию:  $F_d \geq 2 F_g$ , где  $F_g$  – верхняя частота спектра сигнала  $S_{ex}(t)$ .

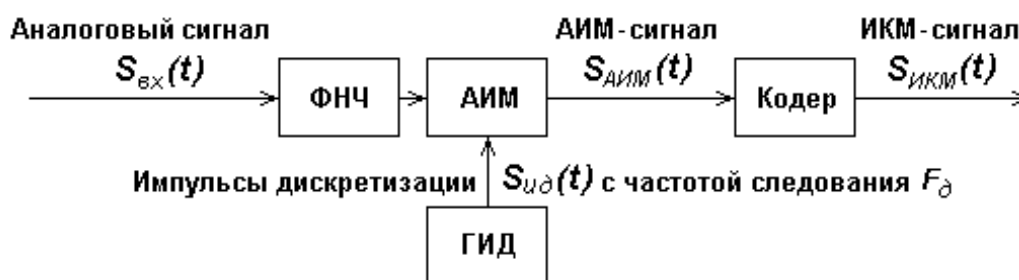


Рисунок 3.1 - Структурная схема одноканального устройства, осуществляющего дискретизацию и кодирование аналогового сигнала

Операция дискретизации в АИМ эквивалентна произведению двух сигналов:

$$S_{АИМ}(t) = S_{ex}(t) S_{ud}(t). \quad (3.1)$$

Последовательность тактовых импульсов дискретизации, имеющих единичную амплитуду, может быть представлена рядом Фурье:

$$S_{u\delta}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} G_k \exp(jk\omega_{\delta}t) = \left(\frac{\tau_{\delta}}{T_{\delta}}\right) \left[1 + \sum_{k=1}^{\infty} C_k \cos(k\omega_{\delta}t)\right], \quad (3.2)$$

где  $C_k = [2 \sin(k\pi\tau_{\delta}/T_{\delta})] / (k\pi\tau_{\delta}/T_{\delta})$ .

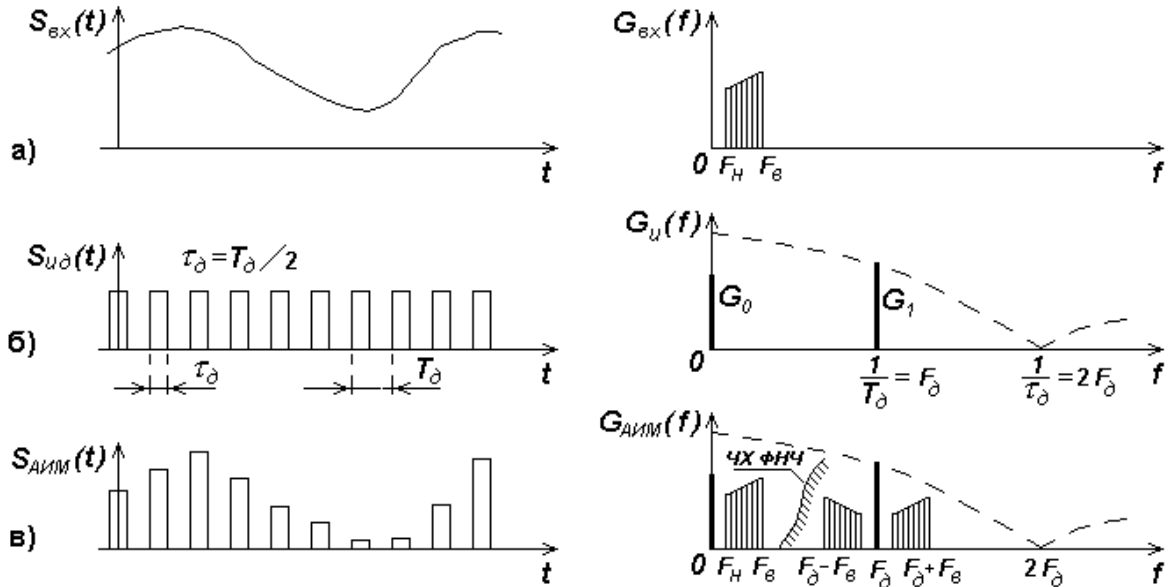


Рисунок 3.2 - Однополярный аналоговый сигнал и его спектр (а); последовательность импульсов длительностью  $\tau_{\delta} = T_{\delta} / 2$  и их спектр (б); однополярный АИМ - сигнал и его спектр (в)

При **однотоновом входном сигнале**  $S_{вх}(t) = U_{вх}[1 + m \cos(\Omega t)]$ , имеющем частоту  $\Omega = 2\pi F$  и уровень громкости  $m$ , на основе (3.1) и (3.2) можно получить выражение для спектральных составляющих **однополярного АИМ - сигнала**:

$$S_{АИМ}(t) = U_{вх}[1 + m \cos(\Omega t)] \left(\frac{\tau_{\delta}}{T_{\delta}}\right) \left[1 + \sum_{k=1}^{\infty} C_k \cos(k\omega_{\delta}t)\right] =$$

$$= U_{вх} \left(\frac{\tau_{\delta}}{T_{\delta}}\right) \left\{1 + m \cos(\Omega t) + \sum_{k=1}^{\infty} \{C_k \cos(k\omega_{\delta}t) + (m C_k / 2) \cos[(k\omega_{\delta} \pm \Omega)t]\}\right\}. \quad (3.3)$$

Из (3.3) следует, что однополярный АИМ - сигнал содержит: компонент с нулевой частотой  $U_{вх}(\tau_{\delta}/T_{\delta})$ ; низкочастотный компонент  $U_{вх}(\tau_{\delta}/T_{\delta})m \cos(\Omega t)$ , совпадающий по форме со входным сигналом; высокочастотные компоненты, состоящие из гармоник частоты дискретизации  $U_{вх}(\tau_{\delta}/T_{\delta}) \sum_{k=1}^{\infty} \{C_k \cos(k2\pi F_{\delta}t)\}$  и расположенных вокруг них боковых спектральных составляющих  $U_{вх}(\tau_{\delta}/T_{\delta}) \sum_{k=1}^{\infty} \{(m C_k / 2) \cos[2\pi(k F_{\delta} \pm F)t]\}$ .

В случае **широкополосного входного сигнала** (с полосой частот от  $F_H$  до  $F_G$ , см. рис.3.2,а) спектр АИМ - сигнала изображен на рис.3.2,в.

Демодуляция АИМ - сигнала возможна с помощью ФНЧ, имеющего частоту среза  $F_G$  (частотная характеристика демодулирующего фильтра показана на рис.3.2,в). Искажения при демодуляции будут тем меньше, чем больше затухание фильтра для полос  $k F_D \pm F$  ( $k = 1, 2, \dots$ ), наиболее опасной из которых является нижняя боковая  $F_D - F$ . Поэтому на практике обычно принимают  $F_D = (2, 3 \dots 2, 5) F_G$ . Например, в цифровой телефонии при дискретизации аналогового телефонного сигнала с  $F_G = 3,4$  кГц частота дискретизации выбрана равной 8 кГц, что соответствует условию  $F_D = 2,35 F_G$ .

Недостатком АИМ являются жесткие требования к параметрам канала передачи, поскольку шумы и помехи канала передачи накладываются на модулированные импульсы и изменяют их форму. Искажения формы импульсов приводят к появлению шумов и помех на выходе канала. Помехи и шумы значительно увеличиваются при передаче АИМ - сигналов на большие расстояния при помощи ретрансляторов, поскольку искажения импульсов на отдельных участках складываются. Существенное уменьшение действия шумов и помех канала передачи достигается при использовании **цифровых сигналов**, допускающих возможность применения регенерирующих устройств. **Регенерация цифрового сигнала** заключается в восстановлении искаженной формы импульсов до первоначального вида и может быть проведена многократно (в каждом ретрансляторе). Регенерация цифрового сигнала практически полностью исключает действие шумов и помех канала передачи.

Цифровой сигнал получают из дискретного (например, из АИМ - сигнала) при помощи кодера (см. рис.3.1). Кодер состоит из устройства квантования сигнала по уровню и устройства АЦП.

**3.1.2 Квантование сигнала по уровню. Шумы квантования.** Операция квантования заключается в замене отсчетов мгновенных значений АИМ - сигнала  $u_{АИМ}(i T_D)$  **ближайшими дискретными разрешенными уровнями сигнала**  $u_{АИМ_{кв}}(i T_D)$ , определяемыми амплитудной характеристикой квантующего устройства. На рис.3.3,а изображена амплитудная характеристика квантующего устройства с восемью разрешенными уровнями квантования  $0, 1, \dots, 7$ . Если **шаг квантования**  $\Delta_0$  (расстояние между ближайшими разрешенными уровнями) одинаков, то **шкала квантования** называется **равномерной**, а квантователь - **равномерным**. При квантовании сигнала возникает ошибка квантования  $\delta_{кв}$ ,

представляющая разность между истинным значением дискретного сигнала  $u_{АИМ}(iT_0)$  и квантованным значением сигнала  $u_{АИМ_{кв}}(iT_0)$  (рис.3.3,б):

$$\delta_{кв} = u_{АИМ}(iT_0) - u_{АИМ_{кв}}(iT_0). \quad (3.4)$$

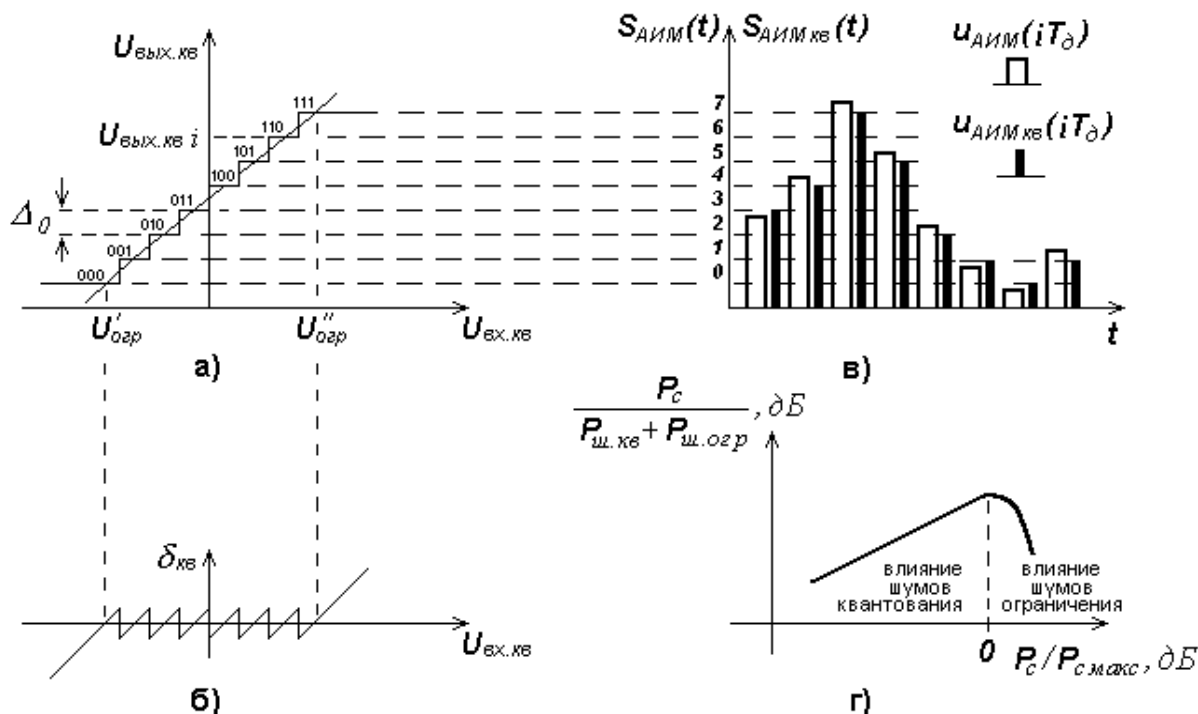


Рисунок 3.3 - Амплитудная характеристика квантователя с равномерным шагом квантования (а); зависимость ошибки квантования от уровня входного сигнала (б); последовательности входных  $S_{АИМ}(t)$  и выходных  $S_{АИМ_{кв}}(t)$  импульсов квантователя (в); защищенность от шумов квантования и ограничения при АИМ (г)

Ошибка квантования представляет собой функцию с большим числом резких скачков, частота следования которых существенно выше частоты исходного сообщения  $S_{ex}(t)$ , то есть при квантовании происходит расширение спектра сигнала. При этом соседние боковые полосы (см. рис.3.2,в) будут накладываться друг на друга и в полосу пропускания ФНЧ при демодуляции сигнала  $S_{АИМ_{кв}}(t)$  попадут составляющие спектра искажений от квантования, распределение которых в полосе пропускания ФНЧ близко к равномерному. Искажения от квантования называют **шумами квантования**.

При равномерной шкале квантования мощность шума квантования на сопротивлении  $1 \text{ Ом}$  [1,2]:

$$P_{ш.кв} = (1/12) \Delta_0^2. \quad (3.5)$$

Поскольку  $P_{ш.кв}$  определяется только шагом квантования  $\Delta_0$  и не зависит от мощности входного сигнала, отношение  $P_c / P_{ш.кв}$  линейно растет с увеличением

мощности входного сигнала  $P_c$  до тех пор, пока  $P_c \leq P_{c \text{ макс}}$ , где  $P_{c \text{ макс}}$  – мощность входного сигнала, соответствующая порогу ограничения (см. рис.3.3,г). Порог ограничения определяется напряжениями ограничения  $U'_{огр}$  и  $U''_{огр}$  (см. рис.3.3,а). При превышении входным сигналом порогов ограничения ( $u_{вх.кв} < U'_{огр}$  или  $u_{вх.кв} > U''_{огр}$ ) возникают шумы ограничения  $P_{ш.огр}$  и защищенность от суммарного влияния шумов квантования и ограничения  $P_{ш.Σ} = P_{ш.кв} + P_{ш.огр}$  уменьшается.

Для **однополярных АИМ - сигналов** число уровней квантования

$$N = (U''_{огр} - U'_{огр}) / \Delta_0, \quad (3.6)$$

а разность между напряжениями ограничения

$$(U''_{огр} - U'_{огр}) = k_{и \text{ пик}} u_{вх.кв.ср}, \quad (3.7)$$

где  $u_{вх.кв.ср}$  – среднеквадратическое значение входного напряжения квантователя;

$k_{и \text{ пик}}$  – пик-фактор сигнала по напряжению.

Поскольку мощность сигнала на сопротивлении  $1 \text{ Ом}$   $P_c = u_{вх.кв.ср}^2$ , то с учетом (3.5) - (3.7) **защищенность от шумов квантования**

$$\gamma'_{кв} = P_c / P_{ш.кв} = 12 N^2 / k_{и \text{ пик}}^2 \quad \text{или} \quad \gamma_{кв} [\text{дБ}] = 20 \lg(N / k_{и \text{ пик}}) + 10 \lg(12). \quad (3.8)$$

Аналогичным образом можно показать, что для **двухполярных сигналов**

$$\gamma'_{кв} = 3 N^2 / k_{и \text{ пик}}^2 \quad \text{или} \quad \gamma_{кв} [\text{дБ}] = 20 \lg(N / k_{и \text{ пик}}) + 10 \lg(3). \quad (3.9)$$

При кодировании дискретных отсчетов  $u_{АИМкв}(iT_d)$  двоичной кодовой комбинацией с  $m$  **разрядами (символами)** число возможных уровней квантования

$$N = 2^m. \quad (3.10)$$

Если, например,  $m=3$ , то число уровней квантования  $N = 2^3 = 8$  ( $0, 1, 2, \dots, 7$ ), причем каждый уровень кодируется **трехразрядным двоичным числом** ( $000, 001, 010, 011, 100, 101, 110, 111$ , см.рис.3.3,а,в).

С учетом (3.10) из (3.8) и (3.9) следует, что при равномерном квантовании:

$$\gamma_{кв} [\text{дБ}] = 6m - 20 \lg(k_{и \text{ пик}}) + 10,8 \quad (3.11)$$

- для однополярного сигнала;

$$\gamma_{кв} [\text{дБ}] = 6m - 20 \lg(k_{и \text{ пик}}) + 4,8 \quad (3.12)$$

- для двухполярного сигнала.

Из зависимости рис.3.3,г видно, что наихудшая защищенность от шумов квантования имеет место при малых уровнях мощности сигнала. Улучшение защищенности возможно путем уменьшения шага квантования  $\Delta_0$ . При этом для сильных сигналов (но при  $P_c \leq P_{c \text{ макс}}$ ) отношение  $P_c / P_{ш.кв}$  будет излишне

высоким, а число уровней  $N$  неоправданно большим. Это приводит к увеличению разрядности двоичного кода  $m$ , поскольку из (3.10) следует:

$$m = \log_2 N. \quad (3.13)$$

Увеличение разрядности кода приводит к уменьшению скорости передачи информации и к усложнению и удорожанию аппаратуры. Для устранения этих недостатков применяют **неравномерное квантование**, шаг которого увеличивается с увеличением мощности сигнала (рис.3.4,а). Простейший **неравномерный квантователь** (НК) может быть построен на основе **компрессора** с нелинейной амплитудной характеристикой  $K_k$ , сжимающего динамический диапазон входного сигнала, и равномерного квантователя (рис.3.4,б). Для обеспечения линейности системы передачи на приемной стороне необходимо осуществить расширение динамического диапазона сигнала **экспандером**, имеющим амплитудную характеристику  $K_э$ , противоположную компрессору:  $K_k K_э = 1$ . Совокупность операций сжатия динамического диапазона сигнала компрессором и его расширения экспандером называется **командированием сигнала**.

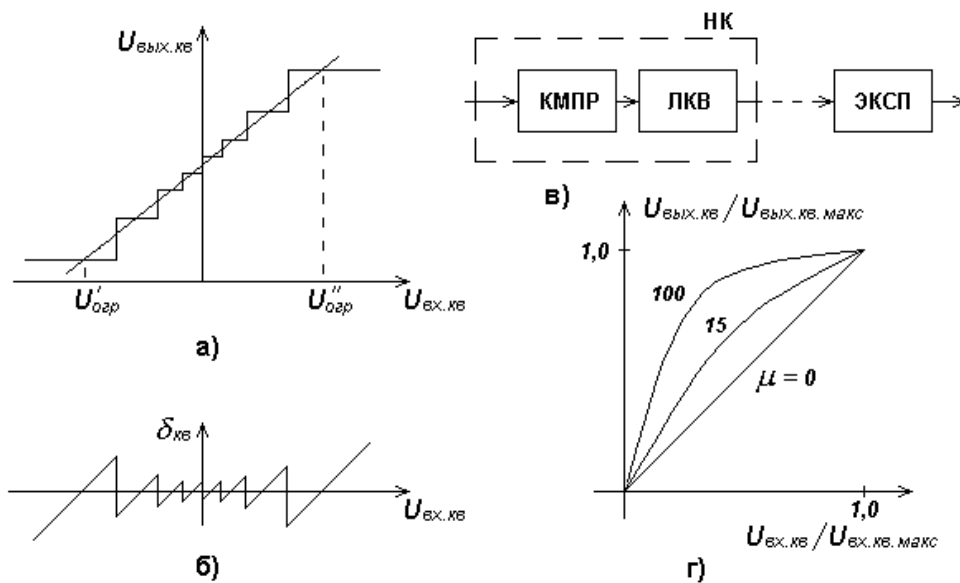


Рисунок 3.4 - Амплитудная характеристика квантователя с неравномерным шагом квантования (а); зависимость ошибки квантования от уровня входного сигнала (б); структурная схема системы передачи с компрессором КМПР, равномерным квантователем РКВ и экспандером ЭКСП (в); характеристика компрессии нелинейного квантователя для разных величин коэффициента сжатия  $\mu$  (г)

Постоянство отношения  $P_c / P_{ш.кв}$  при неравномерном квантовании соответствует условию:

$$U_{вх} \frac{d[y(U_{вх})]}{dU_{вх}} = U_{вх} \cdot y'(U_{вх}) = const, \quad (3.14)$$

где  $y(U_{ex})$  – амплитудная характеристика компрессора.

Закон изменения шага неравномерного квантования определяется выражением:

$$\Delta(U_{ex}) = \frac{\Delta_0}{y'(U_{ex})}. \quad (3.15)$$

Используют два закона изменения размера шагов квантования в зависимости от амплитуды входного сигнала, которые незначительно отличаются друг от друга: закон  $A$  (аппаратура европейского и российского стандартов) и закон  $\mu$  (аппаратура североамериканского и японского стандартов). При  $\mu$  – законе амплитудная характеристика компрессора характеризуется выражением:

$$y(U_{ex}) = \frac{\ln(1 + \mu |U_{ex}| / U_{ex.макс})}{\ln(1 + \mu)}, \quad (3.16)$$

где  $\mu$  – коэффициент сжатия или коэффициент компрессии (например, при сжатии динамического диапазона телефонных сигналов принимают  $\mu = 100$ ).

При неравномерном квантовании защищенность от шумов квантования при слабых сигналах ( $U_{ex} \rightarrow 0$ ) увеличивается. Увеличение отношения сигнал / шумы квантования (**выигрыш компандирования**) характеризуется выражением  $A = [\Delta_0 / \Delta(U_{ex} \rightarrow 0)] = U'_{вых}(U_{ex} \rightarrow 0)$ . Для  $\mu$  – закона из (3.16) следует:

$$A = y'(U_{ex} \rightarrow 0) = \mu / \ln(1 + \mu). \quad (3.17)$$

Во избежание ограничения сигнала при квантовании квазипиковое значение сигнала выбирается меньше порога ограничения на некоторое значение  $\Delta U = 6 \text{ дБ}$ . При этом защищенность от шумов квантования снижается на это значение.

**3.1.3 Кодирование дискретного сигнала.** Полученный после квантования многоуровневый дискретный сигнал (с выхода АИМ, см. рис.3.1) в процессе кодирования заменяется **кодовой группой двоичных символов**. Для этого разрешенные уровни  $u_{АИМ_{кв}}(iT_\delta)$  нумеруются (см. рис.3.3,в), каждому номеру присваивается определенная кодовая комбинация нулей и единиц. Число уровней квантования  $N$  и разрядность двоичного кода определяются допустимой защищенностью от шумов квантования {см. формулы (3.10) - (3.12), (3.15), (3.16)}.

Кодирование при ИКМ осуществляется устройствами АЦП. Структурная схема простейшего АЦП, работающего по **принципу последовательных приближений**, изображена на рис.3.5.

Устройство работает следующим образом. Отсчет входного дискретного сигнала  $u_{АИМ_{кв}}(iT_\delta) = U_{ex. АЦП}$  поступает на первый вход аналогового компаратора (АК). Первым **тактовым импульсом АЦП** на выходе регистра



последовательных приближений (РПП) устанавливается код с единицами во всех разрядах, кроме старшего. Этот код вызывает на выходе цифро-аналогового преобразователя (ЦАП) напряжение  $U_1$ , равное половине от максимально возможного напряжения  $(U_{\text{вх. АЦП}})_{\text{макс}}$ . Напряжение  $U_1$  поступает на второй вход компаратора. Если  $U_{\text{вх. АЦП}} > U_1$ , то в старший разряд регистра последовательных приближений записывается "1", а в ближайший к нему младший разряд - "0". Если же  $U_{\text{вх. АЦП}} < U_1$ , то в старший разряд записывается "0", и в ближайший младший разряд - тоже "0". После второго тактового импульса АЦП вновь полученное на выходе ЦАП напряжение  $U_2$  снова сравнивается с  $U_{\text{вх. АЦП}}$ . Если  $U_{\text{вх. АЦП}} > U_2$ , то в очередной разряд записывается "1", а в младший разряд - "0". Далее процесс повторяется до заполнения всех разрядов. В результате после  $m$  тактовых импульсов АЦП на выходе регистра последовательных приближений получается  $m$ -разрядный ( $m$ -символьный) цифровой код отсчета входного дискретного сигнала.

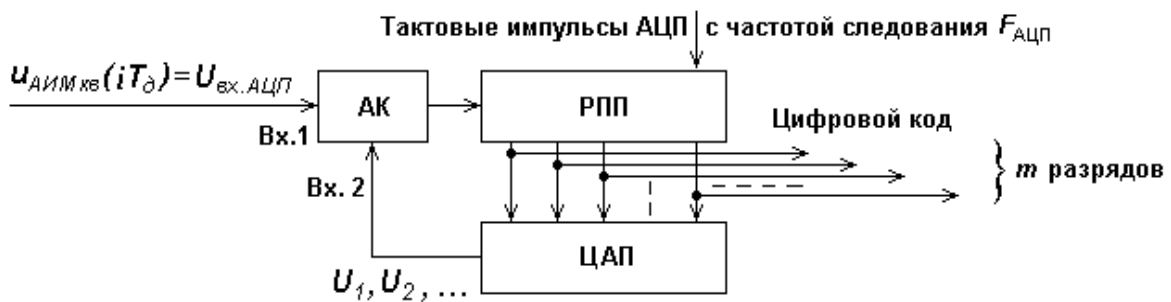


Рисунок 3.5 - Структурная схема АЦП последовательных приближений

В результате кодирования на выходе кодера (см. рис.3.1) получается ИКМ - сигнал  $S_{ИКМ}(t)$ , **тактовая частота следования кодовых символов** которого

$$F_T = 1 / T_T, \quad (3.18)$$

где  $T_T = \Delta t_k / m$ ;

$\Delta t_k$  – время передачи одной кодовой комбинации (см. рис.3.7,б).

**3.1.4 Группообразование цифровых сигналов с временным разделением каналов (ВРК) многоканальной телефонной станции.** Упрощенная структурная схема аппаратуры образования группового цифрового сигнала с ИКМ и ВРК многоканальной телефонной станции приведена на рис.3.6.

Передаваемое речевое сообщение первого канала (первого абонента)  $S_1(t)$  через **дифференциальную систему** (ДС) и ФНЧ подается на АИМ, где

непрерывный сигнал превращается в последовательность модулированных по амплитуде импульсов, следующих с частотой  $F_{\Delta} = 8 \text{ кГц}$ . АИМ - сигнал первого канала  $S_{\text{АИМ}1}$ , а также АИМ - сигналы всех других каналов  $S_{\text{АИМ}k}$ , смещенные по времени на  $j \Delta t_k$  (где  $j$  – номер канала), поступают на **неравномерный квантователь** (НК), состоящий из компрессора и равномерного квантователя (см. рис.3.4,в). После квантования АИМ - сигналы подаются на кодер, который с тактовой частотой  $F_T$  превращает каждый дискретный уровень АИМ - сигналов в двоичный 8 - разрядный (8 - битовый) код. С выхода кодера двухуровневый цифровой сигнал поступает на **устройство объединения** (УО), куда, кроме канальных цифровых сигналов, подаются импульсы от **передатчика сигналов цикловой синхронизации** (ПСЦС) и от **передатчика сигналов управления и взаимодействия** (ПСУВ). Для обеспечения работы канальных АИМ, кодера, ПСЦС, ПСУВ используется **распределитель каналов передачи** (РКп), который выдает на эти устройства необходимые управляющие импульсы.

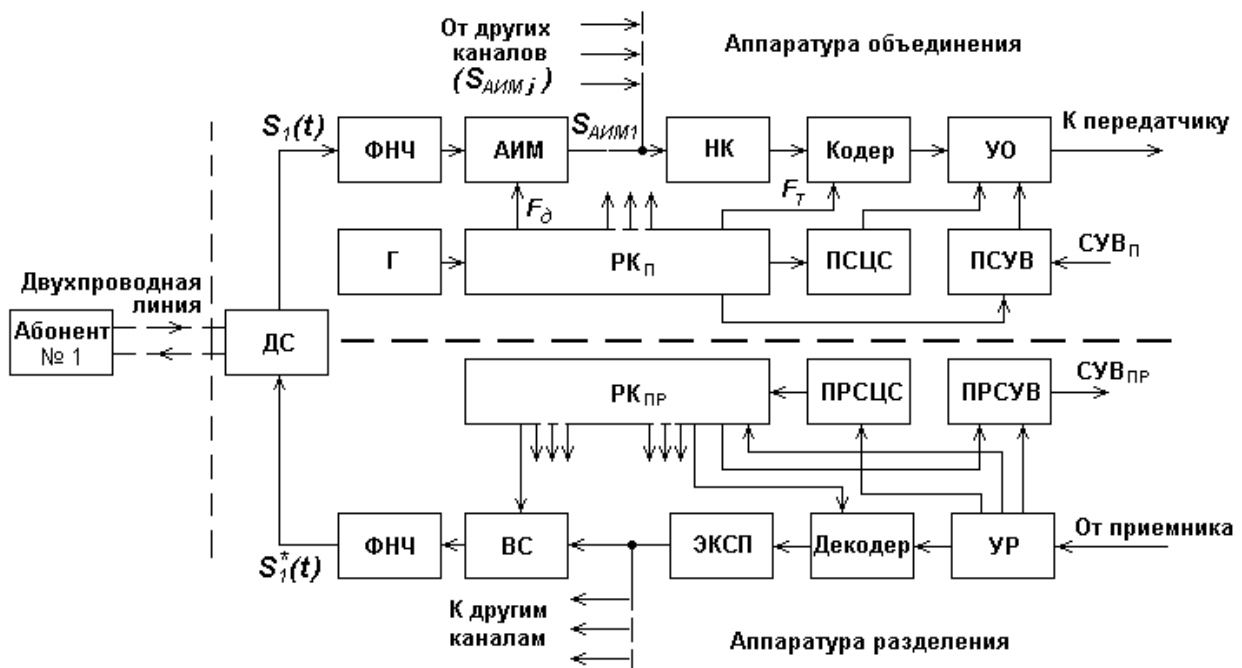


Рисунок 3.6 - Упрощенная структурная схема многоканальной цифровой телефонной станции с ВРК

На выходе УО, таким образом, получается групповой цифровой сигнал, структура которого при **первом уровне иерархии** цифрового телефонного тракта, соответствующего 30 - ти телефонным каналам, изображена на рис.3.7. **Время цикла группового сигнала**  $T_u$  равно периоду дискретизации  $T_{\Delta}$ .

**Сигналы цикловой синхронизации** (СЦС) передаются в канальном интервале "№ 0<sub>1</sub>" (см. рис.3.7,а) и служат для управления аппаратурой синхронизации при приеме группового сигнала. Канальный интервал "№ 0<sub>2</sub>"

используется для передачи **сигналов управления и взаимодействия** (СУВ) телефонной станции (занятие линии, отбой, набор номера и пр.). В канальных интервалах "№ 1" - "№ 15" и "№ 16" - "№ 30" передаются 8 - битовые импульсные комбинации, соответствующие речевым сообщениям 30 абонентов.

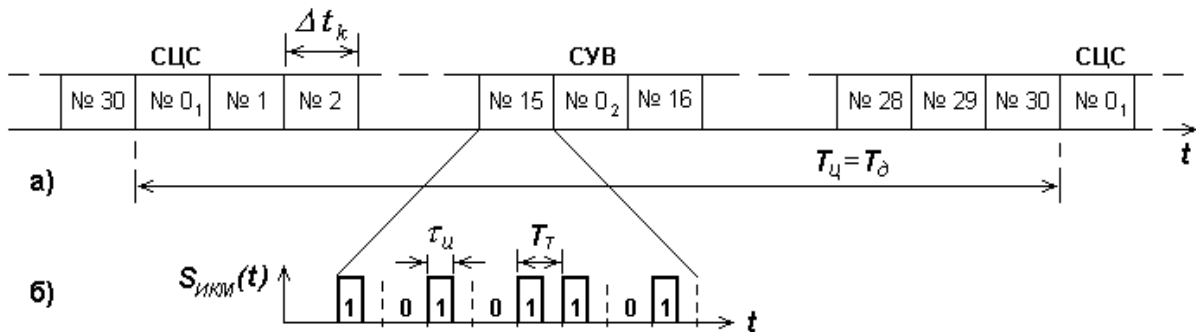


Рисунок 3.7 - Структура цикла телефонного группового цифрового сигнала с ВРК и ИКМ

С выхода УО (см. рис.3.6) групповой цифровой сигнал поступает на передатчик, нагрузкой которого, в зависимости от способа передачи, может быть или проводная линия, или кабельная линия, или волоконно-оптическая линия, или антенна радиорелейной станции.

При приеме цифровой сигнал попадает на **устройство разделения** (УР), с выхода которого СЦС и СУВ поступают на свои приемники (ПРСЦС, ПРСУВ), а кодовые группы речевых сигналов в декодере преобразуются в групповой АИМ - сигнал, который после экспандера поступает на **временные селекторы** (ВС), открывающиеся поочередно и пропускающие импульсы с АИМ, относящиеся к данному каналу. Демодуляция сигнала осуществляется ФНЧ. Управление аппаратурой разделения осуществляет **распределитель каналов приема** (РКпр), синхронизация которого производится тактовой частотой  $F_T$ , выделяемой из группового цифрового сигнала узкополосным фильтром в УР, а также сигналом цикловой синхронизации с выхода ПРСУВ.

Цифровые групповые телефонные сигналы более высокого уровня иерархии (их называют **агрегатными**) образуют из сигналов предыдущего уровня иерархии (их в этом случае называют **компонентными**) путем временного объединения: длительности тактовых импульсов для передачи битов каждого компонентного сигнала уменьшаются, и в каждом тактовом интервале, который ранее использовался для передачи одного бита компонентного сигнала, размещается по одному биту каждого из компонентных сигналов. В европейской иерархии при переходе от одного уровня иерархии к следующему число каналов учетверяется (30 → 120 → 480 → 1920). Аппаратуру образования агрегатного сигнала при передаче называют **мультиплексором**, аппаратуру дешифрации агрегатного сигнала при

приеме - **демультиплексором**. Комплекс аппаратуры мультиплексор - демультиплексор одной станции сокращенно называют "**мультидекс**".

3.1.5 **Скорость передачи цифрового сигнала** ( $B$ ) определяется числом двоичных символов  $m$ , передаваемых за определенный промежуток времени. Если за промежуток времени принять  $\Delta t_k$ , то

$$B[\text{бит} / \text{с}] = (1 / \Delta t_k) m. \quad (3.19)$$

3.1.6 **Ширина спектра цифрового сигнала** при  $\tau_u = T_T / 2$

$$\Delta f_{ИКМ +1, 0} \approx 2 F_T. \quad (3.20)$$

### 3.2 ЗАДАЧИ

3.2.1 В качестве амплитудно-импульсного модулятора (АИМ) используется идеальный перемножитель. На первый вход АИМ поступает однополярный гармонический сигнал  $S_{\text{вх}}(t) = [1 + m \cos(2\pi F t)]$ ,  $B$ , на второй вход - прямоугольные однополярные импульсы с единичной амплитудой. Рассчитать величины спектральных составляющих АИМ-сигнала на выходе модулятора:  $G_{\text{АИМ}}(0)$ ;  $G_{\text{АИМ}}(F)$ ;  $G_{\text{АИМ}}(k F_{\delta})$ ;  $G_{\text{АИМ}}(k F_{\delta} \pm F)$  при  $k = 1, 2, 3$ .

Расчет провести для трех случаев: 1)  $T_{\delta} = 1,5 \tau_{\delta}$ ; 2)  $T_{\delta} = 2 \tau_{\delta}$ ; 3)  $T_{\delta} = 3 \tau_{\delta}$ .

Ответы сведены в таблицу 3.1.

Таблица 3.1

Спектральные составляющие	$T_{\delta} = 1,5 \tau_{\delta}$	$T_{\delta} = 2 \tau_{\delta}$	$T_{\delta} = 3 \tau_{\delta}$
$G_{\text{АИМ}}(0)$	$2/3$	$1/2$	$1/3$
$G_{\text{АИМ}}(F)$	$(2/3)m$	$(1/2)m$	$(1/3)m$
$G_{\text{АИМ}}(F_{\delta})$	$\sqrt{3}/\pi$	$2/\pi$	$\sqrt{3}/\pi$
$G_{\text{АИМ}}(2F_{\delta})$	$-\sqrt{3}/2\pi$	$0$	$\sqrt{3}/2\pi$
$G_{\text{АИМ}}(3F_{\delta})$	$0$	$-2/3\pi$	$0$
$G_{\text{АИМ}}(F_{\delta} \pm F)$	$m\sqrt{3}/2\pi$	$m/\pi$	$m\sqrt{3}/2\pi$
$G_{\text{АИМ}}(2F_{\delta} \pm F)$	$-m\sqrt{3}/4\pi$	$0$	$m\sqrt{3}/4\pi$
$G_{\text{АИМ}}(3F_{\delta} \pm F)$	$0$	$-m/3\pi$	$0$

3.2.2 Выполнить расчеты, оговоренные в задаче 3.2.1, при условии, что на первый вход модулятора поступает двухполярный гармонический сигнал  $S_{\text{вх}}(t) = m \cos(2\pi F t)$ ,  $B$ . Изобразить эюру выходного напряжения модулятора.

Ответы сведены в таблицу 3.2.

Таблица 3.2

Спектральные составляющие	$T_{\delta} = 1,5 \tau_{\delta}$	$T_{\delta} = 2 \tau_{\delta}$	$T_{\delta} = 3 \tau_{\delta}$
$G_{АИМ}(0)$	0	0	0
$G_{АИМ}(F)$	$(2/3)m$	$(1/2)m$	$(1/3)m$
$G_{АИМ}(F_{\delta})$	0	0	0
$G_{АИМ}(2F_{\delta})$	0	0	0
$G_{АИМ}(3F_{\delta})$	0	0	0
$G_{АИМ}(F_{\delta} \pm F)$	$m\sqrt{3}/2\pi$	$m/\pi$	$m\sqrt{3}/2\pi$
$G_{АИМ}(2F_{\delta} \pm F)$	$-m\sqrt{3}/4\pi$	0	$m\sqrt{3}/4\pi$
$G_{АИМ}(3F_{\delta} \pm F)$	0	$-m/3\pi$	0

3.2.3 Определить необходимое число уровней равномерного квантователя и число разрядов двоичного кода при аналого-цифровом преобразовании (АЦП) с импульсно-кодовой модуляцией (ИКМ):

- а) гармонического сигнала (ГС), имеющего пик-фактор  $k_{u \text{ пик ГС}} = \sqrt{2}$ ;
- б) телефонного сигнала (ТС), имеющего пик-фактор  $k_{u \text{ пик ТС}} \approx 5$ ;
- в) телевизионного сигнала яркости (ТВС), имеющего  $k_{u \text{ пик ТВС}} \approx \sqrt{3}$ .

Защищенность от шумов квантования должна быть не менее 50 дБ.

Ответы:  $N_{ГС} = 262$ ;  $m_{ГС} = 9$ .  $N_{ТС} = 1816$ ;  $m_{ТС} = 11$ .

$N_{ТВС} = 315$ ;  $m_{ТВС} = 9$ .

3.2.4 Какова будет защищенность от шумов квантования при АЦП с ИКМ сигналов, оговоренных в условиях задачи 3.2.3, если применить нелинейное квантование с компрессором, имеющем  $\mu$ -закон изменения шагов квантования. Расчет провести для двух значений коэффициента сжатия:  $\mu_1 = 100$ ;  $\mu_2 = 250$ .

Ответы:  $\gamma_{кв1} \approx 76,7$  дБ;  $\gamma_{кв2} \approx 83,1$  дБ.

3.2.5 На какую величину  $\Delta\gamma_{кв}$  будет улучшаться защищенность от шумов квантования, если при АЦП с ИКМ число разрядов двоичного кода увеличивать на единицу?

Ответ:  $\Delta\gamma_{кв} = 6$  дБ.

3.2.6 В цифровой телефонии используется 256 уровней квантования и частота дискретизации  $8 \text{ кГц}$ . При одноканальной связи определить скорость передачи цифрового телефонного сигнала ( $B_{ИКМ-1}$ ), время передачи одной кодовой

комбинации, время передачи  $1 \text{ бита}$ , тактовую частоту следования двоичных символов, ширину спектра цифрового телефонного сигнала при  $\tau_u = T_T / 2$ . Сравнить ширину спектра цифрового телефонного сигнала и ширину спектра аналогового телефонного сигнала при однополосной модуляции.

Ответы:  $B_{ИКМ-1} = 64 \text{ кбит/с}$ ;  $\Delta t_k = 125 \text{ мкс}$ ;  $T_T = 15,625 \text{ мкс}$ ;  
 $F_T \approx 64 \text{ кГц}$ ;  $\Delta f_{ИКМ+1,0} \approx 128 \text{ кГц}$ ;  $\Delta f_{ОМ} \approx 4 \text{ кГц}$ .

3.2.7 При начальных условиях, сформулированных в задаче 3.2.6, для 30-канальной телефонной станции определить скорость передачи группового цифрового телефонного сигнала ( $B_{ИКМ-30}$ ), время передачи одной кодовой комбинации, время передачи  $1 \text{ бита}$ , тактовую частоту следования двоичных символов, ширину спектра группового цифрового телефонного сигнала (при  $\tau_u = T_T / 2$ ).

Ответы:  $B_{ИКМ-30} = 2,048 \text{ Мбит/с}$ ;  $\Delta t_k \approx 3,9 \text{ мкс}$ ;  $T_T \approx 0,488 \text{ мкс}$ ;  
 $F_T \approx 2,05 \text{ МГц}$ ;  $\Delta f_{ИКМ+1,0} \approx 4,1 \text{ МГц}$ .

3.2.8 Определить необходимую частоту следования тактовых импульсов  $F_{АЦП}$  (см. рис.3.5) для АЦП последовательных приближений, входящих в состав 30-канальной цифровой телефонной станции (см. рис.3.6).

Ответ:  $F_{АЦП} \geq 64 \text{ кГц}$ .

3.2.9 В цифровом телевидении для передачи сигнала яркости используется 256 уровней квантования [9]. Выбрать частоту дискретизации и определить скорость передачи цифрового телевизионного сигнала яркости, время передачи одной кодовой комбинации, время передачи  $1 \text{ бита}$ , тактовую частоту следования двоичных символов, ширину спектра цифрового радиотелевизионного сигнала яркости ( $\Delta f_{РТВС-ИКМ}$ ) при  $T_T = \tau_u$  и условии, что не используется межкадровое и внутрикадровое кодирование (т.е. не используется "сжатие" информационной емкости телевизионного сигнала яркости).

Ответы:  $F_D = 13,5 \text{ МГц}$ ;  $B_{ИКМ-ТВ} = 108 \text{ Мбит/с}$ ;  $\Delta t_k \approx 74,074 \text{ нс}$ ;  
 $T_T \approx 9,26 \text{ нс}$ ;  $F_T \approx 108 \text{ МГц}$ ;  $\Delta f_{РТВС-ИКМ} \approx 108 \text{ МГц}$ .

3.2.10 Определить, какие цифровые коды будут на выходе четырехразрядного АЦП последовательных приближений (см. рис.3.5) во все тактовые моменты времени его работы, если  $U_{вх. АЦП} = 0,135 \text{ В}$ , а максимально допустимая величина входного напряжения  $U_{вх. АЦП макс} = 0,3 \text{ В}$ .

Ответы: 0111; 0011; 0101; 0110; 0111.

**РЕКОМЕНДУЕМАЯ ЛИТЕРАТУРА К РАЗДЕЛУ 3**

1. Радиовещание и электроакустика / Под ред. М.В. Гитлица. - М.: Радио и связь, 1992. - 432 с.
2. Системы радиосвязи: Учебник для вузов / Н.И. Калашников, Э.И. Крупицкий, И.Л. Дороднов, В.И. Носков; Под ред. Н.И. Калашникова. - М.: Радио и связь, 1988. - 352 с.
3. Левин Л.С., Плоткин М.А. Цифровые системы передачи информации. - М.: Радио и связь, 1982. - 216 с.
4. Дворецкий И.М., Дриацкий И.Н. Цифровая передача сигналов звукового вещания. - М.: Радио и связь, 1987. - 192 с.
5. Боккер П. ISDN Цифровая сеть с интеграцией служб. Понятия, методы, системы. - М.: Радио и связь, 1991. - 304 с.
6. Кордонский Э.В. Цифровое представление сигналов связи // Радио. - Связь: средства и способы (журнал в журнале). - 1996. - № 12. - С. V-VIII.
7. Кордонский Э.В. Группообразование цифровых сигналов и передача их по линиям связи // Радио. - Связь: средства и способы (журнал в журнале). - 1997. - № 1. - С. 62-65.
8. Кордонский Э.В. Цифровые сети связи // Радио. - Связь: средства и способы (журнал в журнале). - 1997. - № 2. - С. 60-62.
9. Левченко В.Н. Спутниковое телевидение в вашем доме. - С.-Пб.: Полигон, 1997. - 150 с.

## 4 ПОМЕХОУСТОЙЧИВОЕ КОДИРОВАНИЕ

Цель занятия: изучение принципа помехоустойчивого кодирования в цифровых системах передачи информации, в частности, в системах записи и воспроизведения звука.

### 4.1 КРАТКИЕ ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ

Для высококачественной магнитной записи или для записи на компакт-диск аналоговый звуковой сигнал преобразуется в цифровой ИКМ - сигнал (принцип преобразования см. в разделе 3). При записи цифрового сигнала на магнитную ленту и при его считывании возможны ошибки, связанные с заменой части истинных символов другими - неверными. Ошибки возможны из-за дефектов магнитного слоя ленты, из-за ее загрязнения, из-за помех по цепям питания электронной аппаратуры и пр. Ошибки возможны при считывании цифрового сигнала с компакт - диска, например, из-за повреждения диска. Число искажений двоичных символов (число неверных символов) в пределах одной **кодовой комбинации** (последовательности) символов называется **кратностью ошибки**. Если, например, для записи на магнитную ленту передается 10 - разрядная последовательность 0000000011, а в результате каких-то сбоев или помех записывается последовательность 0000111111, то кратность ошибки равна четырем.

Для обнаружения и исправления ошибок (для коррекции ошибок) используются  $n$  – значные двоичные корректирующие (помехоустойчивые) коды.

$n$  – **значным двоичным корректирующим кодом** называется вся совокупность возможных двоичных  $n$  – значных чисел:

$$N_0 = 2^n, \quad (4.1)$$

где  $n$  – значимость кода.

**Используемые для передачи информации кодовые комбинации двоичных чисел называются разрешенными комбинациями, неиспользуемые - запрещенными комбинациями.** Например, если для 2 - значного кода принять за разрешенные кодовые комбинации 01 и 10, то запрещенными кодовыми комбинациями будут 00 и 11.

Если вместо разрешенных комбинаций в результате однократной ошибки происходит прием запрещенной комбинаций 00 или запрещенной комбинации 11, то эту ошибку можно обнаружить. Если же одна разрешенная комбинация в результате двукратной ошибки превращается в другую, то двукратную ошибку обнаружить невозможно.



**Возможность обнаружения и исправления ошибок различной кратности зависит от кодового расстояния  $d$ . Кодовое расстояние** - это наименьшее число символов одинаковых позиций, которыми одна разрешенная кодовая комбинация отличается от другой (для разрешенных кодовых комбинаций 01 и 10 кодовое расстояние  $d = 2$ ).

Корректирующий код с кодовым расстоянием  $d$  позволяет **обнаружить** ошибки с кратностью

$$g_{\text{обн}} \leq d - 1 \quad (4.2)$$

и **исправить** ошибки с кратностью

$$g_{\text{испр}} < d / 2. \quad (4.3)$$

В  $n$  – значном корректирующем коде  $m$  символов используются для передачи информации (их называют **информационными**), а  $(n - m)$  символов используются для обнаружения и исправления ошибок (их называют **проверочными**). Коды, в которых все проверочные символы занимают одни и те же позиции, называют **систематическими** и обозначают как  $(n, m)$ .

Рассмотрим пример построения и использования систематического кода для обнаружения и исправления ошибок.

Пусть для передачи сообщения используется трехсимвольный двоичный код ( $m = 3$ ). При этом число возможных кодовых комбинаций {см. формулу (3.10)}  $N = 2^m = 2^3 = 8$ : 000; 001; 010; 011; 100; 101; 110; 111.

Необходимо разработать корректирующий код  $(5, 3)$  с минимальным кодовым расстоянием  $d = 2$ .

При построении корректирующего кода необходимо сначала определить **разрешенные кодовые комбинации**. Для определения разрешенных кодовых комбинаций из  $n$  символов строится **производящая матрица  $G$** , имеющая  $n$  столбцов и  $m$  строк. В качестве строк берутся любые **ненулевые линейно - независимые  $n$  – значные кодовые векторы** (кодовые комбинации)  $\vec{c}, \vec{v}, \dots, \vec{u}$ , отстоящие друг от друга не менее, чем на заданное кодовое расстояние  $d$ . Линейно - независимыми кодовыми векторами называются векторы, для которых выполняются условия:

$$\left. \begin{aligned} (c_1 \oplus v_1) + (c_2 \oplus v_2) + \dots + (c_n \oplus v_n) &\neq 0; \\ (c_1 \oplus u_1) + (c_2 \oplus u_2) + \dots + (c_n \oplus u_n) &\neq 0; \\ (v_1 \oplus u_1) + (v_2 \oplus u_2) + \dots + (v_n \oplus u_n) &\neq 0; \\ (c_1 \oplus v_1 \oplus u_1) + (c_2 \oplus v_2 \oplus u_2) + \dots + (c_n \oplus v_n \oplus u_n) &\neq 0; \end{aligned} \right\} \quad (4.4)$$

где  $c_i, v_i, \dots, u_i$  – символы (0 или 1) кодовых векторов;

$$i = 1, 2, \dots, n;$$

$\oplus$  – знак сложения "по модулю два".

С учетом (4.4) производящая матрица для корректирующего кода (5,3) может быть представлена, например, в виде:

$$G = \begin{vmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \end{vmatrix}. \quad (4.5)$$

Первые два символа каждой кодовой комбинации (каждой строки) в (4.5) являются проверочными, три других - информационными.

Из производящей матрицы (4.5) на основе алгоритма (4.4) формируются остальные  $(2^m - m - 1)$  линейно - независимых вектора {для кода (5,3)  $(2^m - m - 1) = (2^3 - 3 - 1) = 4$ }. Для их формирования необходимо провести суммирование "по модулю два" соответствующих символов строк (4.5) во всевозможных сочетаниях (первой и второй строк; первой и третьей; второй и третьей; первой, второй и третьей). Прделав это и добавив нулевую кодовую комбинацию (00 000), получим восемь разрешенных кодовых комбинаций (векторов) корректирующего кода с кодовым расстоянием  $d = 2$  :

$$00\ 000; 11\ 001; 11\ 010; 00\ 011; 10\ 100; 01\ 101; 01\ 110; 10\ 111. \quad (4.6)$$

После построения корректирующего кода формируется **проверочная матрица**, имеющая в общем случае  $(n - m)$  строк и  $n$  столбцов {для кода (5,3) проверочная матрица содержит две строки и пять столбцов (два вектора по пять символов)}. Для формирования проверочной матрицы составляется множество векторов, **ортогональных** разрешенным кодовым векторам. Если разрешенный кодовый вектор  $\vec{c}$  состоит из символов  $c_1, c_2, \dots, c_n$ , то **ортогональный ему вектор**  $\vec{p}$  должен состоять из таких символов  $p_1, p_2, \dots, p_n$ , чтобы выполнялось условие:

$$\sum_{i=1}^n \oplus c_i \cdot p_i = 0. \quad (4.7)$$

Взяв из (4.6) три разрешенных кодовых комбинации, например,  $00\ 011$ ,  $10\ 100$ ,  $01\ 101$ , на основе (4.7) можно составить систему уравнений:

$$\left. \begin{aligned} 0 \cdot p_1 \oplus 0 \cdot p_2 \oplus 0 \cdot p_3 \oplus 1 \cdot p_4 \oplus 1 \cdot p_5 &= 0; \\ 1 \cdot p_1 \oplus 0 \cdot p_2 \oplus 1 \cdot p_3 \oplus 0 \cdot p_4 \oplus 0 \cdot p_5 &= 0; \\ 0 \cdot p_1 \oplus 1 \cdot p_2 \oplus 1 \cdot p_3 \oplus 0 \cdot p_4 \oplus 1 \cdot p_5 &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (4.8)$$

Из уравнений (4.8) следуют простые условия для символов каждого вектора проверочной матрицы:

$$\left. \begin{aligned} p_4 &= p_5; \\ p_1 &= p_3; \\ p_2 &= p_3 \oplus p_5. \end{aligned} \right\} \quad (4.9)$$

Задавая  $p_4 = p_5 = 1$ ,  $p_1 = p_3 = 0$ , получим, что  $p_2 = 1$ . Тогда первый вектор проверочной матрицы имеет вид:  $01011$ . Задавая  $p_4 = p_5 = 0$ ,  $p_1 = p_3 = 1$ , получим, что  $p_2 = 1$ . Тогда второй вектор проверочной матрицы:  $11100$ . Проверочная матрица, таким образом, может быть представлена следующим образом:

$$H = \begin{vmatrix} 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \end{vmatrix}. \quad (4.10)$$

**С использованием проверочной матрицы и условия (4.7) каждая принятая кодовая комбинация может быть проверена** (разрешенная она или запрещенная) и исправлена (если кратность ошибки  $g_{испр} < d/2$ ). Для этого каждый символ принятой кодовой комбинации необходимо умножить на соответствующий символ вектора проверочной матрицы и полученные произведения сложить "по модулю два", причем проделать это столько раз, сколько векторов имеет проверочная матрица.

Если **принята разрешенная кодовая комбинация**, то в соответствии с условием (4.7) **всегда будет получаться "0"**.

Если **принята запрещенная кодовая комбинация, то может получаться как "0", так и "1"**. Сравнивая полученный результат с символами в столбцах проверочной матрицы, можно определить какой символ кода  $(m, n)$  принят с ошибкой.

Например, если для кода  $(5, 3)$  принята разрешенная кодовая комбинация, например  $01110$  {см.(4.6)}, то используя (4.10), получим:

$$\left. \begin{aligned} 0 \cdot 0 \oplus 1 \cdot 1 \oplus 0 \cdot 1 \oplus 1 \cdot 1 \oplus 1 \cdot 0 &= 0; \\ 1 \cdot 0 \oplus 1 \cdot 1 \oplus 1 \cdot 1 \oplus 0 \cdot 1 \oplus 0 \cdot 0 &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (4.11)$$

Если в результате одиночной ошибки принята запрещенная кодовая комбинация, например  $00110$  вместо  $01110$  (ошибочен второй символ), то используя (4.10), получим:

$$\left. \begin{aligned} 0 \cdot 0 \oplus 1 \cdot 0 \oplus 0 \cdot 1 \oplus 1 \cdot 1 \oplus 1 \cdot 0 &= 1; \\ 1 \cdot 0 \oplus 1 \cdot 0 \oplus 1 \cdot 1 \oplus 0 \cdot 1 \oplus 0 \cdot 0 &= 1. \end{aligned} \right\} \quad (4.12)$$

Результат сложения в (4.12) дал "1" и "1", что соответствует второму столбцу проверочной матрицы (4.10). Следовательно, ошибочен второй символ кодовой комбинации  $00110$  и ее необходимо исправить на  $01110$ .

Если же в результате одиночной ошибки принята запрещенная кодовая комбинация  $01111$  вместо  $01110$  (ошибочен пятый символ), то используя (4.10), получим:

$$\left. \begin{aligned} 0 \cdot 0 \oplus 1 \cdot 1 \oplus 0 \cdot 1 \oplus 1 \cdot 1 \oplus 1 \cdot 1 &= 1; \\ 1 \cdot 0 \oplus 1 \cdot 1 \oplus 1 \cdot 1 \oplus 0 \cdot 1 \oplus 0 \cdot 1 &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (4.13)$$

Результат сложения в (4.13) дал "1" и "0", что соответствует четвертому и пятому столбцам проверочной матрицы (4.15). **Однозначно исправить ошибку в этом случае нельзя.** Исправление такой ошибки возможно, если увеличить кодовое расстояние в соответствии (4.3):  $d = 3 > 2g_{испр} = 2 \cdot 1 = 2$ . Для этого необходимо применить или большее число проверочных символов в корректирующем коде, или уменьшить число разрешенных кодовых комбинаций.

Описанный принцип обнаружения и исправления ошибок положен в основу двойного кода Рида - Соломона, используемого в цифровых аудио магнитофонах и в проигрывателях компакт дисков. Так называемый внутренний код Рида - Соломона используется для коррекции случайных одиночных ошибок, а внешний код - для коррекции пакетных ошибок. Использование кодирования в два этапа значительно повышает эффективность системы исправления ошибок. Для построения кодов Рида - Соломона используется производящий полином, в качестве корней которого берутся элементы поля Галуа арифметически конечных полей. С помощью производящего полинома строится одна строка производящей матрицы  $G$ . Затем с помощью циклического сдвига получается вся матрица  $G$ .

## 4.2 ЗАДАЧИ

4.2.1 Для передачи сообщений используется четыре двоичных комбинации:  $00; 01; 10; 11$ . Построить корректирующий код, обеспечивающий поиск всех одиночных ошибок.

4.2.2 Для передачи сообщений используется четыре двоичных комбинации:  $00, 01, 10, 11$ . Построить корректирующий код, обеспечивающий поиск и исправление всех одиночных ошибок.

4.2.3 Для передачи сообщений используется восемь двоичных комбинаций:  $000; 001; 010; 011; 100; 101; 110; 111$ . Построить корректирующий код  $(5, 3)$  с кодовым расстоянием  $d = 2$ , если в качестве первых двух строк производящей матрицы необходимо использовать линейно-независимые векторы  $00 111$  и  $01 100$ .

4.2.4 Для корректирующего кода, построенного в результате решения задачи 4.2.3, найти проверочную матрицу.

4.2.5 Дополнить код, построенный в результате решения задачи 4.2.3, третьим проверочным символом так, чтобы кодовое расстояние  $d = 3$ .

4.2.6 Для корректирующего кода, построенного в результате решения задачи 4.2.5, найти проверочную матрицу.

4.2.7 С помощью проверочной матрицы, найденной в результате решения задачи 4.2.6, провести коррекцию ошибки в принятой комбинации  $100011$ .

### РЕКОМЕНДУЕМАЯ ЛИТЕРАТУРА К РАЗДЕЛУ 4

1. Харкевич А.А. Борьба с помехами. - М.: Наука, 1965. - 275 с.
2. Золотухин И.П., Изюмов А.А., Райзман М.М. Цифровые звуковые магнитофоны. - Томск: Радио и связь, 1990. - 161 с.
3. Колесников В.М. Лазерная звукозапись и цифровое радиовещание. - М.: Радио и связь, 1991. - 216 с.
4. Синклер Я. Введение в цифровую звукотехнику. - М.: Энергоатомиздат, 1990. - 80 с.

## 5 ОСОБЕННОСТИ АЧХ КАНАЛОВ ЗАПИСИ И ВОСПРОИЗВЕДЕНИЯ АНАЛОГОВОГО АУДИОМАГНИТОФОНА

Цель занятия: изучение особенностей формирования АЧХ каналов записи - воспроизведения аналогового аудиомангитофона.

### 5.1 КРАТКИЕ ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ

В системах аналоговой магнитной звукозаписи проявляются следующие эффекты, приводящие к искажениям в процессе записи и воспроизведения.

1). **Волновые потери записи** - потери, обусловленные уменьшением остаточной магнитной индукции ленты с уменьшением длины волны записи  $\lambda_3$ , которая зависит от скорости движения ленты относительно головки записи  $V_l$  и частоты записываемого сигнала  $F_3$ :

$$\lambda_3 = V_l / F_3. \quad (5.1)$$

2). **Дифференцирующее свойство воспроизводящей головки**, в соответствии с которым ЭДС самоиндукции воспроизводящей головки  $E_6$  пропорциональна скорости изменения остаточного магнитного потока, замыкающегося через сердечник головки. Скорость изменения остаточного магнитного потока зависит от частоты воспроизводимого сигнала  $F_6$ , следовательно,

$$E_6 \sim F_6. \quad (5.2)$$

3). **Щелевые потери** - потери, обусловленные конечной шириной рабочего зазора воспроизводящей головки ( $2\delta$ ).

4). **Контактные потери** - потери, обусловленные наличием неконтакта  $d_n$  между лентой и головкой. Эмпирическая зависимость потерь записи - воспроизведения от величины неконтакта описывается выражением:

$$\alpha_{\text{кон пот}} [\text{дБ}] \approx 99 (d_n / \lambda_3). \quad (5.3)$$

5). **Частотные потери** - потери, обусловленные расходом энергии на вихревые токи и перемагничивание сердечника головки. Частотные потери увеличиваются с ростом частоты воспроизводимого сигнала.

6). **Слойные потери** - потери, обусловленные конечной толщиной магнитного слоя ленты. При высоких воспроизводимых частотах толщина магнитного слоя ленты становится соизмеримой с длиной волны записи. Поэтому слойные потери увеличиваются с ростом частоты воспроизводимого сигнала.

Для уменьшения влияния перечисленных эффектов на качество воспроизведения записываемых сигналов и обеспечения возможности обмена фонограммами, в **АЧХ канала записи** аналогового магнитофона **вводятся стандартизированные предсказания**, описываемые определенными постоянными времени. **Нормированная АЧХ канала записи** (рис.5.1,а) **в области верхних частот** (ВЧ) определяется как частотная зависимость отношения модуля полного электрического сопротивления параллельного соединения сопротивления  $R_1$  и емкости  $C_1$ , имеющих постоянную времени  $\tau_1 = R_1 C_1 = 120 \text{ мкс}$ , к сопротивлению  $R_1$  (рис.5.1,б):

$$K_{Н ВЧ} = \frac{|Z_1|}{R_1} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\Omega \tau_1)^2}}. \quad (5.4)$$

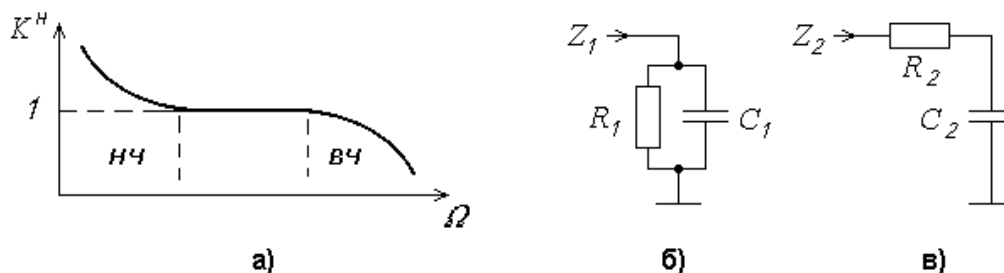


Рис.5.1 - Нормированная АЧХ канала записи (а), получаемая на основе параллельного соединения (а) и последовательного соединения (в) сопротивления и емкости

**Нормированная АЧХ в области нижних частот** (НЧ) определяется как частотная зависимость отношения модуля полного электрического сопротивления последовательного соединения сопротивления  $R_2$  и емкости  $C_2$ , имеющих постоянную времени  $\tau_2 = R_2 C_2 = 3180 \text{ мкс}$ , к сопротивлению  $R_2$  (рис.5.1,в):

$$K_{Н НЧ} = \frac{|Z_2|}{R_2} = \sqrt{1 + 1 / (\Omega \tau_2)^2}. \quad (5.5)$$

## 5.2 ЗАДАЧИ

5.2.1 Рассчитать частотную зависимость потерь при воспроизведении от неконтакта в аналоговом кассетном магнитофоне со скоростью движения ленты относительно головки  $V_{л} = 4,76 \text{ см/с}$  в диапазоне воспроизводимых частот  $50 \text{ Гц} \dots 20 \text{ кГц}$  при неконтакте  $d_{н} = 10 \text{ мкм}$ .

Ответы сведены в таблицу 5.1.

Таблица 5.1

$F, \text{ кГц}$	0,05	0,1	0,5	1,0	5,0	10,0	15,0	20,0
$\alpha, \text{ дБ}$	1,05	2,1	10,5	21,0	105,0	210,0	315,0	420,0

5.2.2 Рассчитать во сколько раз отличаются уровни сигналов от воспроизводящих головок аудиоманитофона и видеоманитофона на краях их рабочих диапазонов частот ( $50 \text{ Гц} \dots 20 \text{ кГц}$ ;  $50 \text{ Гц} \dots 6 \text{ МГц}$ ), если при записи не используются частотные предискажения сигнала, а щелевые, контактные, частотные и слойные потери отсутствуют.

Ответы:  $(E_{в \text{ макс}} / E_{в \text{ мин}})_{\text{аудио}} = 52 \text{ дБ}$ ;  $(E_{в \text{ макс}} / E_{в \text{ мин}})_{\text{видео}} = 101,6 \text{ дБ}$ .

5.2.3 Рассчитать неравномерность нормированной АЧХ, обусловленную щелевыми потерями, для канала воспроизведения аналогового аудиоманитофона в диапазоне  $50 \text{ Гц} \dots 20 \text{ кГц}$  при скорости движения ленты  $V_{л} = 4,76 \text{ см/с}$  и ширине зазора магнитной головки  $2\delta = 2,38 \text{ мкм}$ .

Ответы сведены в таблицу 5.2

Таблица 5.2

$F, \text{ кГц}$	0,05	5,0	10,0	15,0	20,0
$K^H$	1,0	0,9	0,637	0,3	0

5.2.4 Рассчитать частоты, на которых подъем и спад нормированной АЧХ канала записи аналогового аудиоманитофона равен  $\pm 3 \text{ дБ}$ . Какова величина подъема и спада нормированной АЧХ на частотах  $20 \text{ Гц}$  и  $20 \text{ кГц}$  ?

Ответы:  $F_{+3 \text{ дБ}} = 50 \text{ Гц}$ ;  $F_{-3 \text{ дБ}} = 1,3 \text{ кГц}$ ;  $K_{20 \text{ Гц}}^H = 2,7$ ;  $K_{20 \text{ кГц}}^H = 0,07$ .



5.2.5 Рассчитать требуемую нормированную АЧХ канала воспроизведения аналогового магнитофона для двух случаев: 1) при записи не используются частотные предыскажения сигнала; 2) при записи используются частотные предыскажения сигнала в соответствии с закономерностями (5.4) и (5.5).

Ответы сведены в таблицу 5.3

Таблица 5.3

$F, \text{кГц}$	0,02	0,05	1,0	1,3	20,0
$K_1^H$	50,0	20,0	1,0	0,77	0,05
$K_2^H$	14,8	11,34	1,0	0,87	0,57

#### **РЕКОМЕНДУЕМАЯ ЛИТЕРАТУРА К РАЗДЕЛУ 5**

1. Радиовещание и электроакустика / Под ред. М.В. Гитлица. - М.: Радио и связь, 1992. - 432 с.
2. Золотухин И.П., Изюмов А.А., Райзман М.М. Цифровые звуковые магнитофоны. - Томск: Радио и связь, 1990. - 161 с.