

1.2. Замирания в каналах связи

В каналах мобильной связи наблюдаются замирания сигналов двух типов – крупномасштабное и мелкомасштабное замирания. Крупномасштабное замирание отражает среднее ослабление мощности сигнала или потери в тракте вследствие распространения на большое расстояние. Крупномасштабное замирание определяется наличием вдоль трассы распространения таких объектов, как холмы, леса, здания рекламные щиты и т.д. Статистика крупномасштабного замирания позволяет приблизительно рассчитать потери в тракте как функцию расстояния. В этом случае мощность принимаемого сигнала уменьшается с расстоянием по степенному закону, а отклонения от среднего значения определяются логарифмически нормальным распределением. Мелкомасштабное замирание – это значительные вариации амплитуды и фазы сигнала на масштабах порядка длины волны. Мелкомасштабное замирание проявляется как расширение сигнала во времени (временное рассеяние) и нестационарное поведение канала. В системах мобильной связи параметры канала изменяются во времени из-за движения передатчика или приемника. Мелкомасштабное замирание называется релеевским, если прямая видимость между передатчиком и приемником отсутствует, а сигнал в точку приема приходит в результате многократных отражений от различных объектов. Огибающая такого сигнала статистически описывается с помощью релеевской функции плотности вероятности. Если преобладает прямой сигнал (между передатчиком и приемником есть прямая видимость), то огибающая мелкомасштабного замирания описывается функцией плотности вероятности Райса.

Крупномасштабное замирание принято рассматривать как пространственное усреднение мелкомасштабных флуктуаций сигнала. Оно определяется, как правило, путем усреднения сигнала по интервалу, превышающему 10-30 длин волн. В этом случае мелкомасштабные флуктуации (главным образом релеевские) отделяются от крупномасштабных вариаций (обычно с логарифмически нормальным распределением).

Основными физическими процессами, определяющими характер распространения сигнала в системах мобильной связи, являются отражение, дифракция и рассеяние (см. рис. 1.6).

- Отражение радиоволн происходит при наличии на трассе гладкой поверхности с размерами, намного превышающими длину волны радиочастотного сигнала. В системах мобильной связи отражение радиоволн может

происходить от земной поверхности, стен зданий, мебели или оборудования внутри помещений.

- Дифракция радиоволн наблюдается при наличии между передатчиком и приемником объекта с размерами, превышающими длину волны, и препятствующего прямому распространению сигнала. В результате дифракции радиоволны могут достигать приемной антенны в отсутствии прямой видимости между передатчиком и приемником. В городских условиях радиоволны дифрагируют на кромках зданий, автомобилях и многих других объектах.

- Рассеяние встречается при наличии шероховатой поверхности или объектов, размеры которых малы по сравнению с длиной волны. В условиях города рассеяние радиоволн может происходить на фонарных столбах, дорожных знаках, деревьях и т.п.

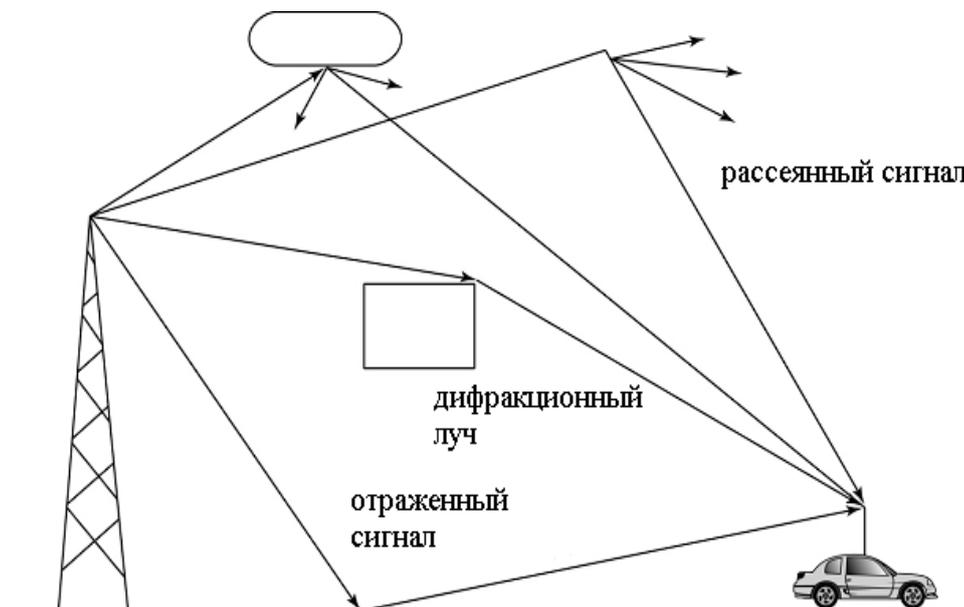


Рис. 1.6

Представим переданный сигнал в комплексной форме записи

$$s(t) = \operatorname{Re} \{ g(t) \exp(i\omega t) \}, \quad (1.41)$$

где $\operatorname{Re}[\dots]$ – знак действительной части выражения $[\dots]$, ω – несущая частота сигнала, $g(t)$ – комплексная огибающая сигнала $s(t)$. Огибающую удобно представить в виде

$$g(t) = |g(t)| \exp(i\varphi(t)) = R(t) \exp(i\varphi(t)) \quad (1.42)$$

где $R(t)$ – модуль огибающей, а $\varphi(t)$ – ее фаза. Для сигнала с частотной или фазовой модуляцией $R(t)$ будет постоянной величиной.

В процессе распространения сигнала на трассе происходит изменение огибающей сигнала, которая в этом случае может быть записана в следующем виде:

$$\tilde{g}(t) = \alpha(t) e^{-i\theta(t)} g(t), \quad (1.43)$$

где множитель $\alpha(t) e^{-i\theta(t)}$ характеризует затухание сигнала на трассе. Амплитуда модифицированной огибающей (1.43) может быть представлена в виде произведения трех сомножителей

$$\alpha(t) = m(t) r_0(t) R(t). \quad (1.44)$$

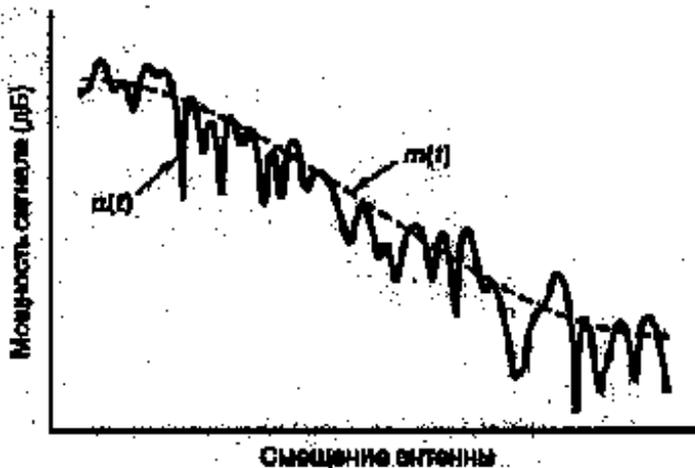
Здесь $m(t)$ – множитель, описывающий крупномасштабное замирание огибающей, $r_0(t)$ – мелкомасштабное замирание. Иногда $m(t)$ называют локальным средним или логарифмически нормальным замиранием, поскольку его значения можно статистически описывать с помощью логарифмически нормальной функции распределения вероятностей. При этом выраженное в децибелах значение $m(t)$ будет описываться гауссовой функцией распределения вероятностей. Множитель $r_0(t)$ описывает релейское замирание. На рис. 1.7 схематически показаны крупномасштабные и мелкомасштабные замирания сигнала. Предполагается, что передается немодулированная волна, т.е. в любой момент времени $R(t) = 1$. Характерное смещение антенны, соответствующее мелкомасштабным замираниям, примерно равно половине длины волны. Локальное среднее $m(t)$ можно оценить путем усреднения

огибающей сигнала по 10-30 длинам волн. Логарифмически нормально распределенное замирание является относительно медленно меняющейся функцией местоположения приемной антенны. Для мобильного приемника замирания в пространстве эквивалентны временным вариациям сигнала.

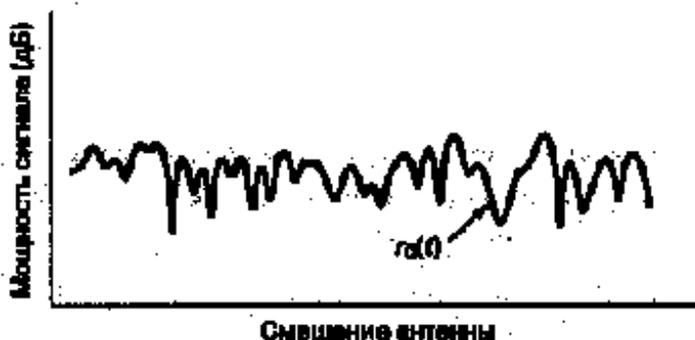
Крупномасштабные замирания

Для систем мобильной связи Окумурой [7] было проведено большое число измерений затухания на трассах различной протяженности для различных высот передающей и приемной антенн. На основе результатов измерений Хата [8] предложил эмпирические формулы, позволяющие рассчитать затухание сигнала. Результаты измерений и теоретических расчетов

показывают, что среднее значение потерь растет с ростом расстояния d между передающей и приемной антеннами пропорционально некоторой степени расстояния



а) Суперпозиция маломасштабных и крупномасштабных замираний



б) Маломасштабное замирание относительно средней мощности

$$\overline{L}_p \propto \left(\frac{d}{d_0}\right)^n \quad (1.45)$$

где d_0 – некоторое начальное расстояние, соответствующее некоторой точке в дальней зоне передающей антенны. Обычно d_0

Рис. 1.7

выбирается равным 1 км для макросот, 100 м – для микросот и 1 м – для пикосот. Показатель степени n в свободном пространстве равен 2. При распространении вдоль улиц или в коридорах зданий, где наблюдается волноводный механизм распространения радиоволн n может быть меньше 2. При наличии препятствий n больше двух. Обычно потери выражаются в децибелах

$$\overline{L_p}(d) = L_s(d_0) + 10n \lg\left(\frac{d}{d_0}\right), \quad (1.46)$$

где $L_s(d_0)$ – затухание на трассе прямой видимости длиной d_0 .

График зависимости $\overline{L_p}(d)$ в логарифмическом масштабе

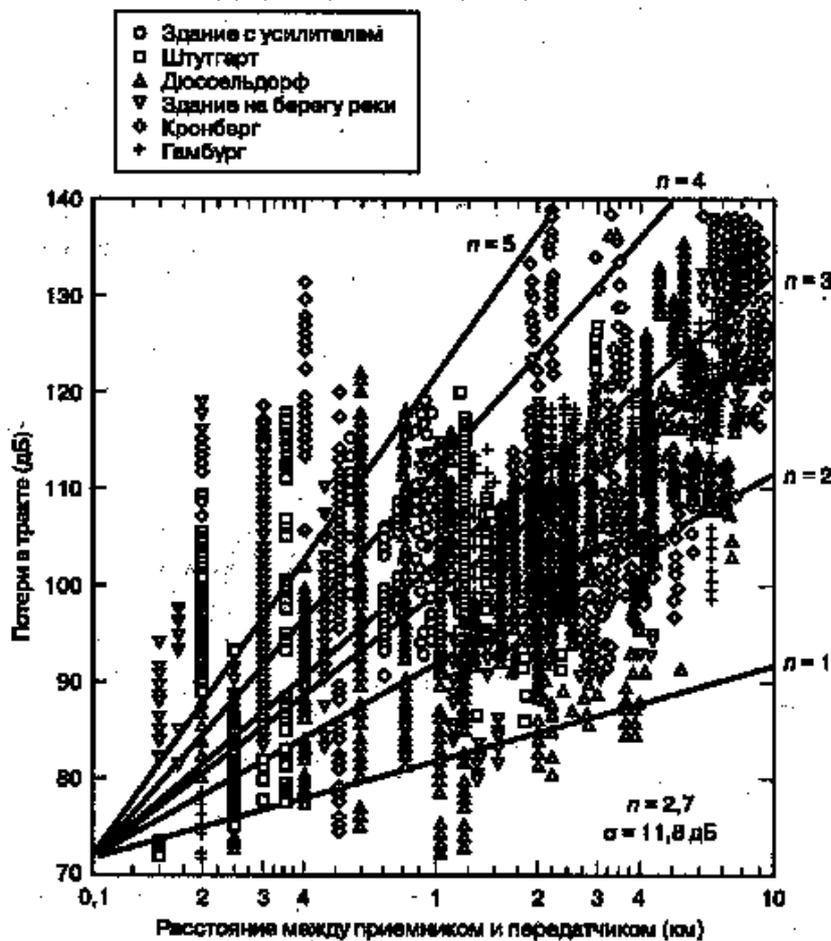


Рис. 1.8

представляет собой прямую линию, тангенс угла наклона которой равен $10n$. На рис. 1.8 показаны потери в зависимости от расстояния, измеренные в нескольких городах Германии. Здесь потери измерялись относительно начального расстояния $d_0=100$ м. Из рис. 1.8 видно, что разброс величины потерь на различных трассах может быть значительным. Измерения

показывают, что потери являются случайной величиной, имеющей логарифмически нормальное распределение в окрестности среднего значения. Таким образом, потери можно представить в следующем виде

$$L_p(\vec{d}) = L_s(\vec{d}_0) + 10n \lg\left(\frac{d}{d_0}\right) + X_\sigma, \quad (1.47)$$

где X_σ – случайная гауссова величина с нулевым средним и среднеквадратичным отклонением σ . Значение X_σ зависит от местоположения приемной антенны и расстояния между приемником и передатчиком. Обычные значения X_σ – это 6-10 дБ, в ряде случаев и больше.

Таким образом, для статистического описания потерь вследствие крупномасштабного замирания при расположении корреспондирующих пунктов на определенном расстоянии необходимы следующие параметры: 1) эталонное расстояние d_0 , 2) показатель степени n и 3) среднеквадратичное отклонение X_σ .

Мелкомасштабное замирание

Предположим, что перемещение приемной антенны происходит в ограниченной области пространства так, что влияние крупномасштабного замирания можно не учитывать, т.е. множитель $m(\vec{r})$ в (4) равен единице. Пусть сигнал в точку приема приходит различными путями в результате отражения от многих объектов, расположенных вдоль радиотрассы (многолучевое распространение). С каждой траекторией распространения сигнала связано свое время задержки $\tau_n(\vec{r})$ и свой амплитудный множитель $\alpha_n(\vec{r})$. Принимаемый сигнал в этом случае можно записать в виде

$$r(\vec{r}) = \sum_n \alpha_n(\vec{r}) e^{-i\omega \tau_n(\vec{r})}. \quad (1.48)$$

Подставляя (1.41) в (1.48), получаем

$$\begin{aligned} r(\vec{r}) &= \operatorname{Re} \left(\left\{ \sum_n \alpha_n(\vec{r}) g[-\tau_n(\vec{r})] e^{i\omega[-\tau_n(\vec{r})]} \right\} \right) = \\ &= \operatorname{Re} \left(\left\{ \sum_n \alpha_n(\vec{r}) e^{-i\omega \tau_n(\vec{r})} g[-\tau_n(\vec{r})] e^{i\omega t} \right\} \right) \end{aligned} \quad (1.49)$$

Следовательно, огибающая принимаемого сигнала имеет вид

$$z(t) = \sum_n \alpha_n e^{-i\omega\tau_n} e^{i\theta_n} e^{-i\omega t} \quad (1.50)$$

Рассмотрим передачу немодулированного сигнала (несущей) на частоте ω . В этом случае $g(t) = 1$ и из (1.50) получаем

$$z(t) = \sum_n \alpha_n e^{-i\omega\tau_n} e^{i\theta_n} = \sum_n \alpha_n e^{-i\theta_n}, \quad (1.51)$$

где $\theta_n(t) = \omega\tau_n(t)$. Сигнал (11) состоит из суммы переменных во времени векторов, имеющих амплитуду α_n и фазу θ_n . Заметим, что фаза сигнала изменяется на 2π радиан при изменении задержки τ_n на величину $2\pi/\omega = 1/f$. Например, при значении несущей частоты сигнала $f = 900$ МГц задержка составляет всего 1,1 нс. Такое изменение времени задержки соответствует изменению длины пути распространения радиоволн в свободном пространстве на 33 см.

Выражение (1.51) можно записать в более компактном виде

$$z(t) = \alpha e^{-i\theta}. \quad (1.52)$$

Здесь α – результирующая амплитуда, а θ – результирующая фаза. На рис. 1.9 показан пример интерференции

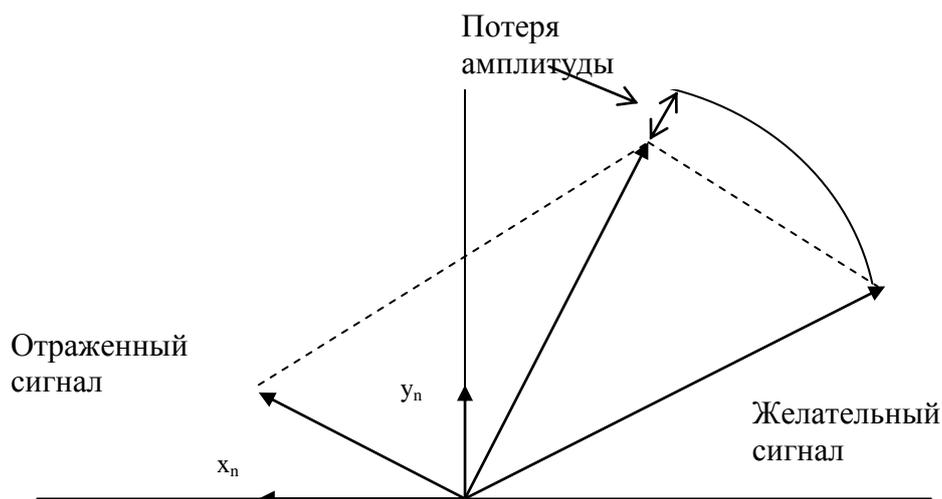


Рис. 1.9

двух сигналов (прямого и отраженного), приводящей к

мелкомасштабным замираниям. Отраженный сигнал имеет меньшую по сравнению с прямым сигналом амплитуду и фазовый сдвиг, связанный с увеличением пути распространения. Отраженные сигналы можно описать с помощью ортогональных компонентов x_n и y_n , где

$$x_n + iy_n = \alpha_n e^{-i\theta_n}. \quad (1.53)$$

Если количество таких компонентов велико и ни один из них не преобладает (такая ситуация имеет место при отсутствии прямого сигнала), то в фиксированный момент времени переменные x_r и y_r , являющиеся результатом суммирования всех x_n и y_n , соответственно, будут иметь гауссову функцию распределения вероятностей. Эти ортогональные компоненты дают мелкомасштабное замирание r_0 , определенное в (1.54). При немодулированной несущей r_0 является модулем z

$$r_0 = \sqrt{x_r^2 + y_r^2}. \quad (1.54)$$

Если принимаемый сигнал является суммой множества отраженных сигналов и значительного по амплитуде прямого сигнала (при наличии прямой видимости между передающей и приемной антеннами), то амплитуда огибающей в этом случае имеет райсовскую функцию распределения плотности вероятности

$$p_{r_0} = \begin{cases} \frac{r_0}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{r_0^2 + A^2}{2\sigma^2}\right] I_0\left(\frac{r_0 A}{\sigma^2}\right) & \text{для } r_0 \geq 0, A \geq 0 \\ 0 & \text{для других } r_0, A \end{cases}. \quad (1.55)$$

В этом случае замирания называют райсовскими. Здесь $I_0(\cdot)$ – модифицированная функция Бесселя первого рода нулевого порядка.

При движении приемника величина r_0 меняется со временем, но в любой фиксированный момент времени – это случайная величина, являющаяся положительным действительным числом. Поэтому, описывая функцию плотности вероятности, зависимость от времени можно опустить. При этом параметр σ^2 имеет смысл средней мощности многолучевого сигнала, A – так называемый зеркальный компонент. Распределение Райса часто записывают через параметр K , определяемый как отношение мощности зеркального компонента к мощности многолучевого сигнала

$$K = \frac{A^2}{2\sigma^2}. \quad (1.56)$$

При уменьшении зеркального компонента до нуля распределение Райса стремится к распределению Релея

$$p(r_0) = \begin{cases} \frac{r_0}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{r_0^2}{2\sigma^2}\right] I_0\left(\frac{r_0 A}{\sigma^2}\right) & \text{для } r_0 \geq 0 \\ 0 & \text{для других } r_0 \end{cases}. \quad (1.57)$$

Релеевский замирающий компонент иногда называют случайным, рассеянным или диффузным. Таким образом, распределение Релея описывает канал в отсутствии зеркального компонента.

Мелкомасштабное замирание проявляется двумя способами: (1) путем расширения цифровых импульсов сигнала и (2) посредством переменного во времени поведения канала, вызванного движением мобильной станции. Каждый из возможных механизмов замираний можно рассматривать в двух областях – временной и частотной. Во временной области расширение сигнала, связанное с многолучевостью, характеризуется временем задержки, а в частотной области – полосой когерентности. Подобным образом нестационарный механизм во временной области будет характеризоваться временем когерентности сигнала, а в частотной области – скоростью замирания или доплеровским расширением.

На рис. 1.10 приведены характерные зависимости амплитуды принимаемого сигнала при наличии замираний.

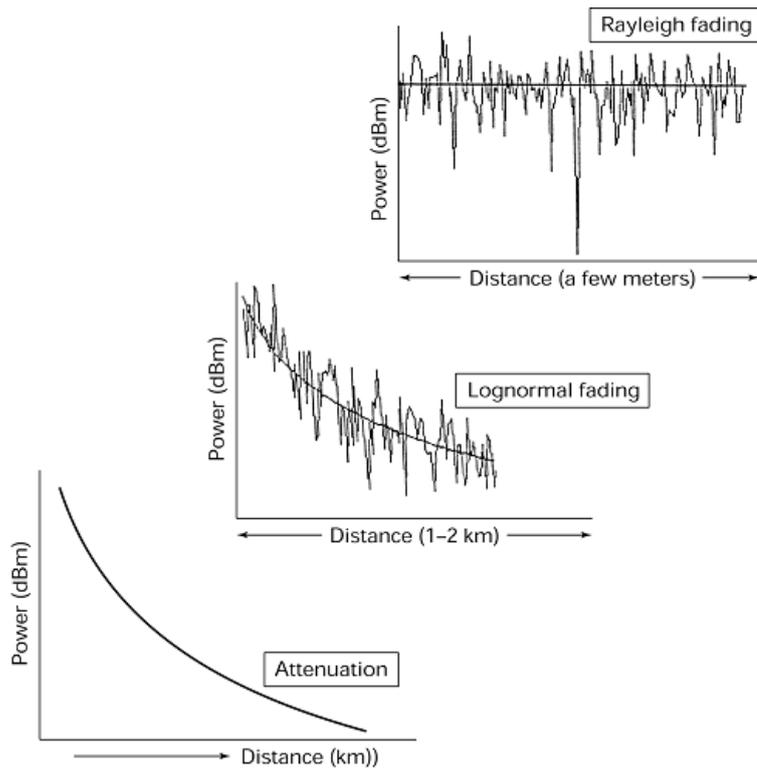


Рис. 1.10

Искажения в трактах канала связи

Евклідова відстань d між сусідніми крапками в багатомірному (n -мірному) просторі є величина

$$d = \sqrt{\sum_{i=1}^n (a_i - b_i)^2}$$

Зокрема, в сигнальному сузір'ї в системі КАМ з L рівнями модуляції визначається виразом

$$d = 2^{1/2} / (L-1)$$

В системі з ФМ:

$$d = 2 \sin(\pi/M)$$

де M – число фаз;

L – визначається із $M = 2^L$.

Так, наприклад, при $M = 16$ ($L = 4$) $d_{\text{кам}} = 0,471$ $d_{\text{фм}} = 0,390$,

а при $M = 32$ ($L = 6$) $d_{\text{кам}} = 0,283$, $d_{\text{фм}} = 0,196$.

Відстань d залежить і від амплітудної координати символу, тобто від енергії символу:

Часто корисно знати найменшу з відстаней, що позначається d . Оскільки d і E_6 (де E_6 – енергія на один біт) визначаються через координати сигнальних точок, то можна встановити між ними зв'язок. Можна показати, що $d = A \sqrt{E_6}$, де значення A залежить від виду модуляції (так, зокрема, значення A складе для ФМ-4 – 2; ФМ-8 – 1,326; АФМ-8 – 1,549; КАМ-16 – 1,265) та від виду кодування.

Головним параметром, що характеризує (при згортковому кодуванні) комбінацію варіанту кодування та способу модуляції є мінімальна евклідова відстань $d_{ев}$, що визначається як мінімальна евклідова відстань між будь якими парами кодових послідовностей.

При узгодженні вибору коду і сигналу в якості критерію слугить асимптотичний виграш від кодування G_a :

$$G_a = 20 \lg(d_{ев}/d_{баз})$$

Де $d_{баз}$ мінімальна евклідова відстань між різними послідовностями в базовій системі без кодування.

Оскільки енергія кожного з сигналів E_i визначається як

$$E_i = a_i^2 + b_i^2, i = 0, 1, \dots, M-1.$$

А СЕРЕДНЯ ЕНЕРГІЯ СИГНАЛІВ СКЛАДЕ

$$E_{сер} = \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} E_i.$$

то енергія, що витрачається на передавання одного біта,

$$E_6 = E_{сер}/n;$$

де $n = \log_2 M$.

Вплив спотворень АЧХ

Таблиця 1

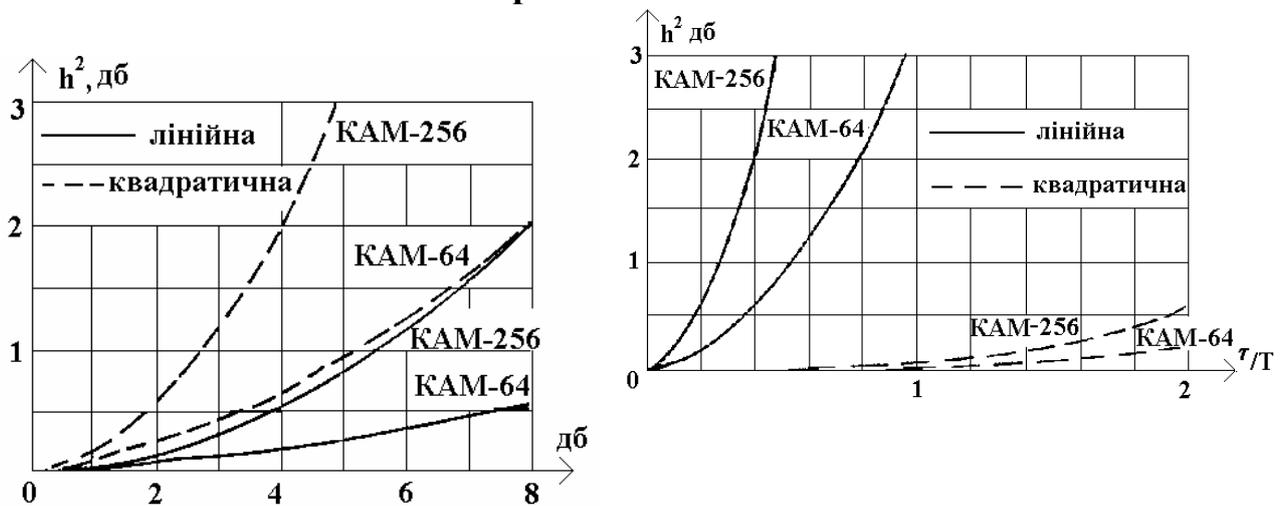
Позиційність модуляції КАМ	Спотворення, дБ ΔA	Необхідні збільшення енергетики, дБ			
		при лінійних спотвореннях ΔA	при синусоїдних спотвореннях		
			$n = 0,5$	$n = 1$	$n = 2,5$
16	0,25	0,02	0,1	0,25	0,1
32		0,04	0,2	0,25	0,2
64		0,06	0,06	0,5	0,4
128		0,1	0,55	0,8	0,7
16	0,5	0,05	0,3	0,35	0,3
32		0,1	0,65	0,8	0,7
64		0,175	1,3	1,8	1,65
128		0,3	2,9	3,25	2,9

Вплив нерівномірності групового часу проходження

Таблиця 2. Значення додаткового збільшення відношення сигнал/шум

Позиційність модуляції	Спотворення; τ в долях Т	Необхідні збільшення енергетики, дБ			
		при лінійних спотвореннях τ	при синусоїдних спотвореннях		
			$n = 0,5$	$n = 1$	$n = 2,5$
16	0,25	0,04	0,1	0,05	0,03
32		0,1	0,2	0,2	0,05
64		0,15	0,4	0,15	0,08
128		0,25	0,6	0,25	0,15
16	0,5	0,1	0,3	0,15	0,1
32		0,25	0,6	0,25	0,2
64		0,5	1,3	0,5	0,4
128		0,9	2,6	1	0,65

Вплив лінійності спотворень АЧХ та ГЧП



Вплив комбінаційних складових і подібних до сигналу перешкод у передавальних пристроях рівень сигналу повинний бути знижений відносно рівня насичення

- для ВФМ-4 на 3 дБ,
- для КАМ-16 на 7 дБ,
- для КАМ-64 на 10 дБ,

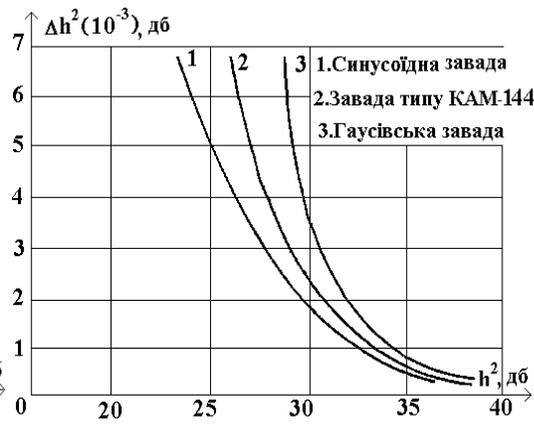
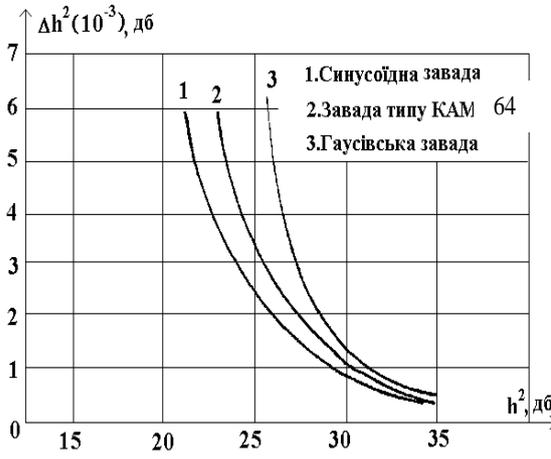
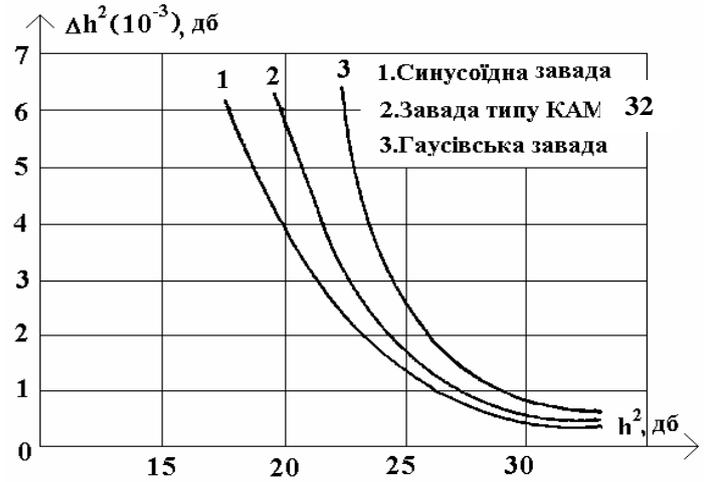
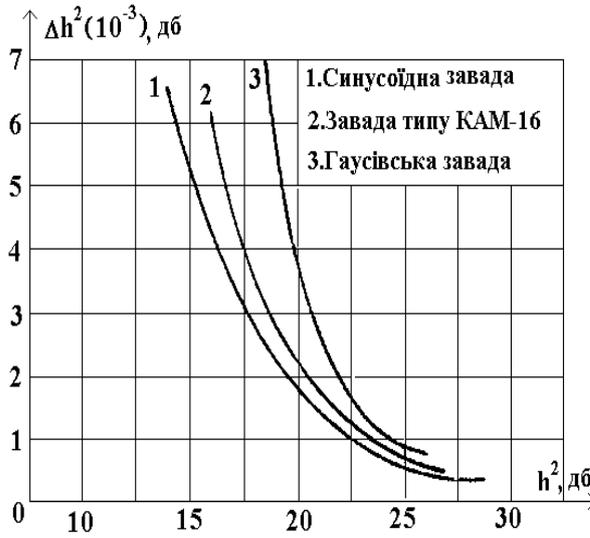
для КАМ-256 на 12 дБ.

Вплив інтермодуляційних складових

Таблиця 3. Рівень інтермодуляційних складових для різних методів багаторівневої модуляції

Метод модуляції	Максимальна спектральна ефективність	Відношення С/Ш, дБ при $P_{\text{пом}} = 10^{-9}$	Допустимий рівень інтермодуляційних складових 3-го порядку	Допустиме відхилення АЧХ тракту від оптимального, дБ
ВФМ-4	2	16	-30	1,0
КАМ-16	4	23	-35	0,3
КАМ-64	6	29	-40	0,2
КАМ-256	8	35	-50	0,1

Енергетичний вплив на заводозахищеність сигналоподібних чи гармонічних перешкод .



Таким чином для того, щоб утрати через зазначені перешкоди не перевищували 0,5 дБ, необхідно забезпечити перевищення сигналу над перешкодою [5, 6, 8]:

- для КАМ-16 – 28дБ;
- для КАМ-32 – 32 дБ;
- для КАМ-64 – 35 дБ;
- для КАМ-144–38 дБ.