4. ОПТИМАЛЬНЫЙ ПРИЁМ СИГНАЛОВ В КАНАЛАХ С АБГШ

4.1. Непрерывная и векторная модели каналов

4.2. Непрерывный и векторный каналы с АБГШ

4.3. Оптимальный приём и помехоустойчивость сигналов с ограниченной полосой частот

4.4. Оптимальный приём и помехоустойчивость сигналов с ограниченной мощностью

4.5. Оптимальный приём в условиях неопределённости: некогерентный приём

4.6. Сравнение методов передачи информации с цифровой модуляцией

4.7. Решётки и созвездия, основанные на решётках

4.8. Приём сигналов, построенных на модуляционных схемах с памятью

4.9. Оптимальный приём сигналов, построенных на модуляционных схемах с непрерывной фазой

- 4.9.1. Оптимальный приём сигналов с МНФ
- 4.9.2. Зависимость эффективности приёма сигналов с МНФ от параметров модуляции
- 4.9.3. Подоптимальный приём сигналов с МНФ

4.10. Анализ эффективности проводных и беспроводных систем передачи информации

- 4.10.1. Регенеративные ретрансляторы
- 4.10.2. Бюджет радиолинии

4.10. АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПРОВОДНЫХ И БЕСПРОВОДНЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ

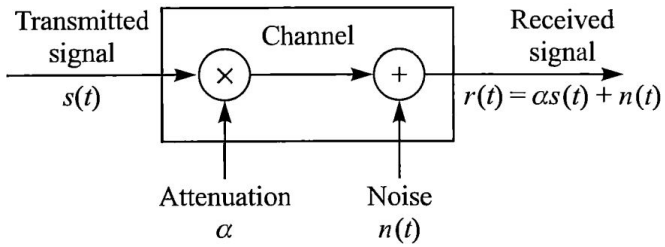
Как следует из изложенного ранее материала, помехоустойчивость приёма зависит от отношения сигнал/шум $h^2 = E_b/N_0$, где E_b – энергия, приходящаяся на передачу одного информационного бита, $N_0/2$ – спектральная плотность средней мощности АБГШ.

Таким образом, аддитивный шум является фактором, ограничивающим качество работы системы передачи информации.

Дополнительным фактором является эффект ослабления сигнала при передаче по каналу связи – все физические среды вносят по

$$r(t) = \alpha s(t) + n(t), \quad 0 < \alpha \le 1$$

$$\frac{E_b}{N_0} \to \frac{\alpha^2 E_b}{N_0}$$



В случае протяжённой линии связи обычно используют ретрансляторы.

В аналоговых системах передачи информации ретрансляторы усиливают как сигнал, так и шум.

В цифровых системах связи возможно использовать **регенеративные ретрансляторы (regenerative repeater)**

4.10.1. РЕГЕНЕРАТИВНЫЕ РЕТРАНСЛЯТОРЫ

Регенеративный ретранслятор осуществляет:

1. перенос на нулевую частоту и демодуляцию принятого сигнала (demodulation and detection)
2. модуляцию демодулированной последовательности, перенос на несущую частоту, передачу в канал.

Благодаря регенерации сигнала шум не накапливается при передаче через ретрансляторы. Однако в демодуляторах сигналов могут происходить ошибки, которые будут передаваться далее по каналу связи.

Рассмотрим для примера случай сигналов с АИМ (PAM), для которой

$$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right)$$

Рассмотрим линию связи с K ретрансляторами. Без потери общности можно считать, что ошибка в одном бите может произойти не более, чем один раз. Тогда для цифровой системы связи с регенеративными ретрансляторами получим:

$$P_b \approx KQ\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right)$$

Для цифровой системы связи с обычными ретрансляторами: $P_b \approx Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{KN_0}}\right)$

4.10.1. РЕГЕНЕРАТИВНЫЕ РЕТРАНСЛЯТОРЫ

Пример. Линия связи имеет протяжённость 1000 км. Ретрансляторы устанавливаются каждые 10 км. Какое потребуется отношение сигнал/шум в передатчике для получения вероятности ошибки $P_b = 10^{-5}$ при использовании обычных и регенеративных ретрансляторов? По-прежнему, рассматриваем сигналы с АИМ.

Очевидно, что число ретрансляторов $K = 1000 / 10 = 100$.

Регенеративные ретрансляторы:

$$10^{-5} = 100Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right)$$

$$10^{-7} = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right)$$

$$\frac{E_b}{N_0} \approx 11{,}3 \text{ дБ}$$

Обычные ретрансляторы:

$$10^{-5} = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{100N_0}}\right)$$

$$\frac{E_b}{N_0} \approx 29{,}6 \text{ дБ}$$

Разница составляет $29{,}6 - 11{,}3 = 18{,}3$ дБ ≈ 70 раз!

4.10.2. БЮДЖЕТ РАДИОЛИНИИ

При построении системы связи необходимо производить так называемый **расчёт бюджета радиолинии (link budget analysis)**. Бюджет радиолинии позволяет определить достижимые значения отношения сигнал/шум в приёмнике в зависимости от:

- параметров передающей и принимающих антенн;
- длины линии связи;
- параметров среды распространения и т.д.

Передающая антенна

Предположим, что передающая антенна изотропно излучает P_T Ватт. Тогда, очевидно, плотность потока мощности на расстоянии d от передающей антенны составит $P_T / 4\pi d^2$ Вт/м^2.

Если антенна обладает направленностью (directivity), то в разных направлениях она обеспечивает разные коэффициенты усиления (диаграмма направленности). Максимальное значение коэффициента усиления (antenna gain) обозначается G_T. В направлении максимального усиления имеем $P_T G_T / 4\pi d^2$ Вт/м^2.

Произведение $P_T G_T$ называется эквивалентной изотропно-излучаемой мощностью ЭИИМ (ERP – Effective Radiated Power / EIRP — Equivalent Isotropically Radiated Power).

ЭИИМ равна мощности, которую должен излучать изотропный излучатель ($G_T = 1$), чтобы на одинаковом удалении плотность потока мощности создаваемого им радиоизлучения равнялась плотности потока мощности радиоизлучения, создаваемого данной радиостанцией в направлении максимума диаграммы направленности её антенны. ЭИИМ измеряется в единицах мощности (Вт, дБВт, дБм).

Приёмная антенна

Приёмная антенна по возможности должна быть направлена на пик диаграммы направленности передающей антенны.

Мощность принимаемого сигнала пропорциональна площади части фронта принимаемой волны:

$$P_R = \frac{P_T G_T A_R}{4\pi d^2},$$

где A_R – эффективная площадь антенны (effective area of the antenna). Из теории электромагнитного поля известна связь коэффициента усиления и эффективной площади антенны:

$$A_R = \frac{G_R \lambda^2}{4\pi} \text{ м}^2,$$

где $\lambda = c/f$ – длина волны, c – скорость света ($3 \cdot 10^8$ м/с), f – частота сигнала. Объединим:

$$P_R = \frac{P_T G_T G_R}{(4\pi d / \lambda)^2} = P_T G_T G_R L_s, \quad L_s = \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2$$

где L_s – потери при распространении в свободном пространстве (free-space path loss). Если необходимо, рассматривают дополнительные потери – L_a:

$$P_R = P_T G_T G_R L_s L_a \quad \rightarrow \quad (P_R)_{\text{dB}} = (P_T)_{\text{dB}} + (G_T)_{\text{dB}} + (G_R)_{\text{dB}} + (L_s)_{\text{dB}} + (L_a)_{\text{dB}}$$

Частый пример приёмной антенны – **параболическая антенна (тарелка) (parabolic / dish antenna)** диаметром D. Для неё:

$$A_R = \frac{1}{4}\pi D^2 \eta,$$

где $\pi D^2/4$ – это фактическая (физическая) площадь антенны и $0{,}5 \le \eta \le 0{,}6$ – это коэффициент использования поверхности КИП (illumination efficiency factor), т.е. $A_R = \eta A$. Таким образом,

$$\boxed{\text{Rem: } A_R = \frac{G_R \lambda^2}{4\pi}}$$

$$G_R = \frac{A_R 4\pi}{\lambda^2} = \eta \left(\frac{\pi D}{\lambda} \right)^2$$

Другой пример – **рупорные антенны (horn antenna)**. Формулы коэффициента усиления для них такие же, но КИП больше $\eta \approx 0{,}8$. Тогда коэффициент усиления может быть рассчитан так:

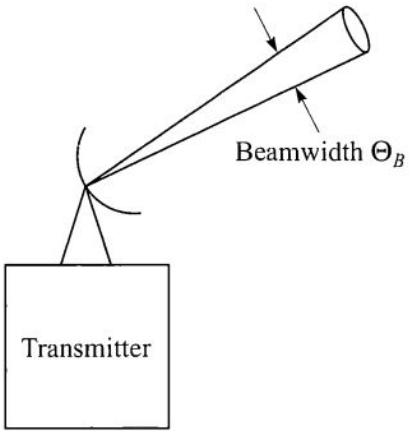
$$G_R = \frac{\eta A 4\pi}{\lambda^2} \approx \frac{10A}{\lambda^2}$$

Ширина диаграммы направленности (beamwidth), Θ_B – обычно вычисляется по уровню –3 дБ для диаграммы направленности. Для параболической антенны имеем:

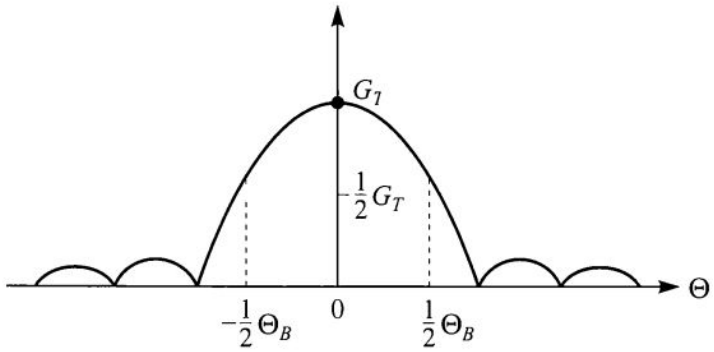
$$\text{Rem: } G_R = \frac{A_R 4\pi}{\lambda^2} = \eta\left(\frac{\pi D}{\lambda}\right)^2$$

$$\Theta_B = 70(\lambda / D)^{\circ},$$

т.е. коэффициент усиления антенны обратно-пропорционален Θ_B и сужение ширины диаграммы направленности в 2 раза приводит к увеличению коэффициента усиления антенны в 4 раза (на 6 дБ).



(a) Beamwidth of antenna



(b) Antenna pattern

4.10.2. БЮДЖЕТ РАДИОЛИНИИ

Пример расчёта бюджета радиолинии. Спутник находится на геостационарной орбите (36 000 км над поверхностью земли) и излучает сигнал мощностью 100 Вт (т. е. 20 дБВт); коэффициент усиления антенны 17 дБ. Следовательно, $EIRP = 20 + 17 = 37$ дБВт.

Предположим, что в наземной станции установлена параболическая антенна диаметром $D = 3$ м, передача ведётся на частоте 4 ГГц, $\eta = 0{,}4$. Тогда:

$$G_R = \eta\left(\frac{\pi D}{\lambda}\right)^2 \approx 39 \text{ дБ} \qquad L_s = \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2 \approx -195{,}6 \text{ дБ}$$

И принимаемая мощность сигнала равна:

$$(P_R)_{\text{dB}} = (P_T)_{\text{dB}} + (G_T)_{\text{dB}} + (G_R)_{\text{dB}} + (L_s)_{\text{dB}} + (L_a)_{\text{dB}}$$

$$= 20 + 17 + 39 - 195{,}6 = -119{,}6 \text{ дБВт} \qquad = \cdot^{-12}$$

Шум вплоть до частот 10^{12} Гц имеет плоский энергетический спектр и $N_0 = k_B T_0$ Вт/Гц, где k_B – постоянная Больцмана ($1{,}38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К) и T_0 – шумовая температура в Кельвинах.

Помехоустойчивость систем передачи информации прежде всего определяется отношением сигнал/шум, причём

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{T_b P_R}{N_0} = \frac{1}{R}\frac{P_R}{N_0} \rightarrow \frac{P_R}{N_0} = R\left(\frac{E_b}{N_0}\right)_{req}$$

Тогда, вычислив значение P_R/N_0 и зная требуемое ОСШ, можно определить

Добавка к примеру расчёта бюджета радиолинии.

$P_R = 1{,}1 \cdot 10^{-12}$ Вт = –119,6 дБВт. Пусть $T_0 = 300$ К. Тогда

$$N_0 = k_B T_0 = 4{,}1 \cdot 10^{-21} \text{ Вт/Гц} = 203{,}9 \text{ дБВт/Гц}$$

Наконец:

$$\frac{P_R}{N_0} = -119{,}6 + 203{,}9 = 84{,}3 \text{ дБГц}$$

Допустим, что для достижения заданной вероятности ошибки достаточно $h^2 = 10$ дБ, тогда можно вычислить максимальную достижимую скорость передачи информации:

$$\boxed{\text{Rem: } \frac{P_R}{N_0} = R\left(\frac{E_b}{N_0}\right)_{req}}$$

$$R_{\text{дБ}} = \left(\frac{P_R}{N_0}\right)_{\text{дБ}} - \left(\frac{E_b}{N_0}\right)_{req,\text{дБ}}$$

$$= 84{,}3 - 10 = 74{,}3 \text{ дБ бит/с} = 26{,}9 \text{ Мбит/с}$$

Объединив все результаты и рассматривая бюджет радиолинии относительно достижимой скорости передачи информации, а также вводя дополнительную поправку на другие потери – M, получим:

$$(R)_{\text{dB}} = (P_T)_{\text{dBW}} + (G_T)_{\text{dB}} + (G_R)_{\text{dB}} + (L_s)_{\text{dB}} + (L_a)_{\text{dB}}$$

$$-(N_0)_{\text{dBW/Hz}} - \left(\frac{E_b}{N_0}\right)_{\text{req,dB}} - M_{\text{dB}}$$