Quest'ultimo segnale viene poi fatto passare attraverso un filtro passa-basso, in modo da eliminare le repliche di $m(t)$ presenti alle frequenze $f = \pm 2f_0$.
Tornando alla modulazione BPKS si ha:

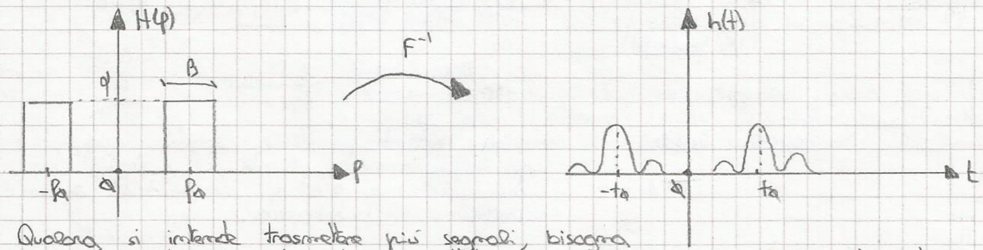
$$r(t) = b(t)\sqrt{2P_s}\cos(2\pi f_0 t) \qquad \text{con} \qquad f_0 >> f_b = \frac{1}{T_b}$$

La potenza $P_s = \frac{1}{2}A^2$ con A che è l'ampiezza della portante. La densità spettrale di potenza di $b(t)$ è:

$$G_b(f) = \frac{1}{T}|S(f)|^2$$

con $S(f)$ che è la trasformata di Fourier degli impulsi rettangolari in ingresso.

Si noti che in un mezzo passa-banda si ha:

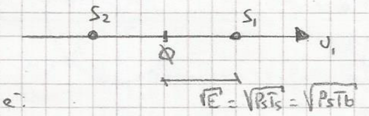


Qualora si intende trasmettere più segnali, bisogna usare un filtro in uscita dal trasmettitore al fine di eliminare le code dei segnali esterni alle due bande, evitando sovrapposizioni. In ricezione si usa poi un filtro passa-basso per eliminare le armoniche a frequenza $f = 2f_0$. Nei sistemi BPSK, per ridurre l'interferenza intersimbolica (renderla nulla) bisogna aumentare la banda passante. Quindi:

$$B = 2\frac{1}{2}f_b(1+\delta) = f_b(1+\delta) = f_s(1+\delta)$$ → la banda necessaria risulta essere doppia.

Si noti che $f_s = f_b$. Il segnale $r(t)$ può essere scritto come: $r(t) = b(t)\sqrt{2P_s}\cos(2\pi f_0 t) = \sqrt{P_s T_s}\, b(t) \cos(2\pi f_0 t)\sqrt{\frac{2}{T_b}}$. Il termine:

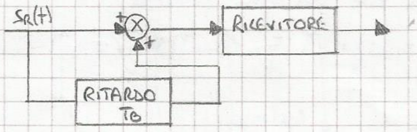
$\sqrt{\frac{2}{T_b}}\cos(2\pi f_0 t)$ indica la forma base $u_1(t)$ ad energia finita.



La probabilità di errore è:

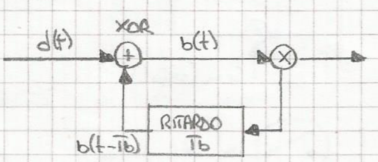
$$P(\varepsilon) = \frac{1}{2}\,\mathrm{erfc}\left(\frac{d^2}{4\eta}\right)^{\frac{1}{2}} = \frac{1}{2}\,\mathrm{erfc}\left(\frac{E_b}{\eta}\right)^{\frac{1}{2}} \qquad \text{NB: } R = \sqrt{E},\; d = 2R \rightarrow d^2 = 4R^2 = 4E.$$

• MODULAZIONE DPSK: Nella modulazione BPSK c'è lo svantaggio relativo al recupero di portante. Un piccolo errore nella modulazione della portante comporta un'errata demodulazione della portante. Sarebbe quindi interessante usare il segnale stesso come portante. Quindi:



Si moltiplica $s_R(t)$ per T_b in modo da evitare il recupero della portante.

Praticamente nel caso che $s_R(t)$ assume valore "1" per 2 bit fissati, allora si ottiene il valore "1", altrimenti "0".
Per quanto riguarda il ricevitore si ha:



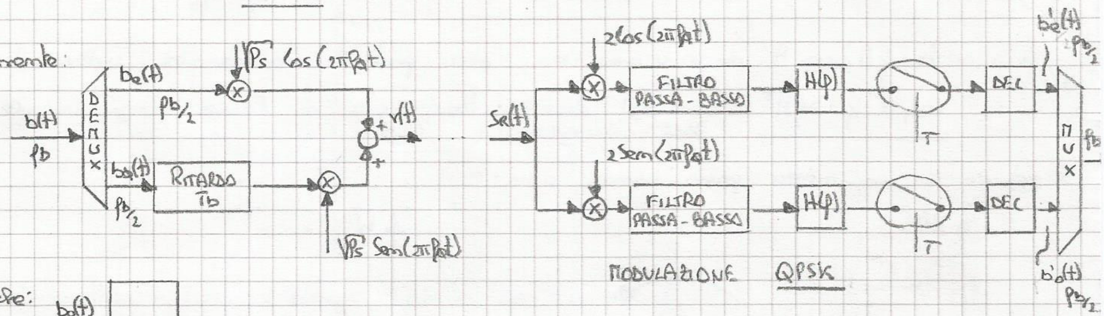
In particolare:

$$P_{DBPSK}(\varepsilon) \simeq 2P_{BPSK}(\varepsilon)$$

Per eliminare lo svantaggio della modulazione BPSK per quanto riguarda la banda, o si usano i sistemi multilivello oppure si usano le due portanti in quadratura. Per quest'ultima, posso trasmettere 2 bit utilizzando la metà della banda. Quindi:

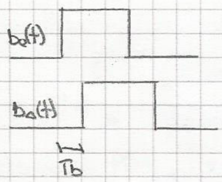
$$\underline{T_s = 2T_b}$$

Graficamente:



MODULAZIONE QPSK

Si noti che:



SEGNALI RITARDATI

* le due portanti parallele sono in quadratura perché sono moltiplicate per portanti (una cosinusoidale e l'altra sinusoidale) che sono tra loro in quadratura.

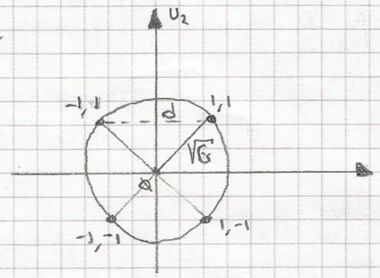
Per garantire interferenza intersimbolica nulla è necessario garantire una banda così:

$$B = 2\tfrac{1}{2} f_s(1+\delta) = \frac{f_b}{2}(1+\delta) \qquad \text{dove: } f_s = \tfrac{1}{2} f_b.$$

Quindi la banda necessaria per il sistema risulta essere la metà di quella per la modulazione BPSK. Vediamone la rappresentazione geometrica:

$$u_1(t) = \sqrt{\tfrac{2}{T_s}}\,\cos(2\pi f_0 t)$$
$$u_2(t) = \sqrt{\tfrac{2}{T_s}}\,\mathrm{Sen}(2\pi f_0 t)$$

NB: $\underline{T_s = 2T_b}$



Inoltre: $\underline{E_s = P_s T_s = P_s 2T_b = 2E_b}$

Per quanto riguarda la probabilità di errore:

$$P(\varepsilon) = 2\tfrac{1}{2}\,\mathrm{erfc}\left(\frac{d^2}{4\eta}\right)^{\frac{1}{2}} = \mathrm{erfc}\left(\frac{2E_s}{4\eta}\right)^{\frac{1}{2}} = \mathrm{erfc}\left(\frac{E_b}{\eta}\right)^{\frac{1}{2}}$$

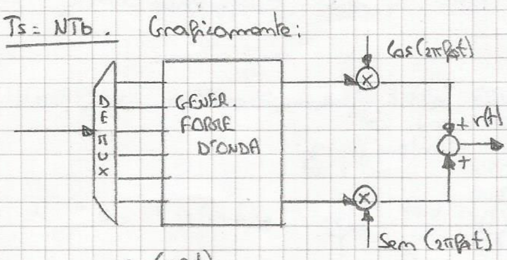
Usando una codifica GRAY ottengo: $\underline{P(\varepsilon) = \tfrac{1}{2}\,\mathrm{erfc}\left(\frac{E_b}{\eta}\right)^{\frac{1}{2}}}$ → stessa prob. di errore di un BPSK.

Purtroppo questa modulazione è sensibile a errori di recupero di segnali. Per ridurre ulteriormente la banda passante possiamo usare informazioni codificate in M fasi distinte (MODULATORI M-PSK). Gli M simboli usati sono composti da N bit. Quindi:

$\underline{M = 2^N}$. NB: una fase per ogni simbolo.

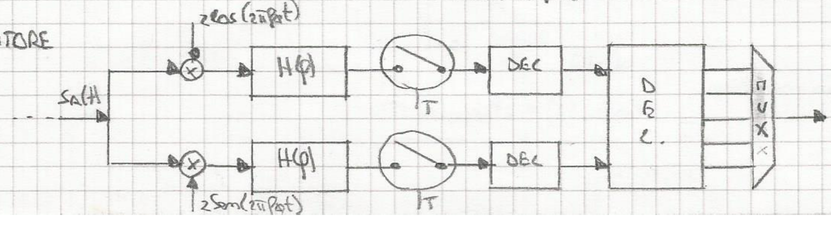
$$v_m(t) = \sqrt{P_s}\,\cos(\phi(m))\cos(2\pi f_0 t) + \sqrt{P_s}\,\mathrm{Sen}(\phi(m))\,\mathrm{Sen}(2\pi f_0 t) \qquad \text{con } \underline{\phi(m) = (2m-1)\frac{\pi}{M}}$$

Inoltre: $\underline{T_s = NT_b}$. Graficamente:



TRASMETTITORE

RICEVITORE



La banda necessaria per evitare interferenza intersimbolica è: $B = 2\frac{1}{2} R_s(1+\delta) = \frac{R_b}{N}(1+\delta)$

Quindi la banda aumenta o diminuisce in modo inversamente proporzionale a N. La probabilità di errore diventa:

$$P_s(\varepsilon) = 2\tfrac{1}{2}\,\text{erfc}\left(\frac{d^2}{4\eta}\right)^{\frac{1}{2}} = \text{erfc}\left(\frac{N E_b \sin^2 \pi/M}{\eta}\right)^{\frac{1}{2}}$$

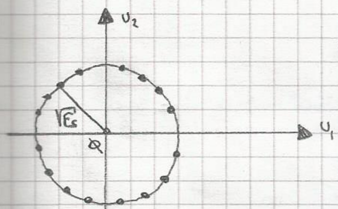
considerando $\begin{cases} d = 2\sqrt{E_s}\,\sin\frac{\pi}{M} \\ E_s = N E_b \end{cases}$

Usando una codifica GRAY si ottiene:

$$P(\varepsilon) = \frac{1}{N}\,\text{erfc}\left(\frac{N E_b (\pi/M)^2}{\eta}\right)^{\frac{1}{2}} = \frac{1}{N}\,\text{erfc}\left(\frac{E_b}{\eta}\frac{N\pi^2}{2^{2N}}\right)^{\frac{1}{2}}$$

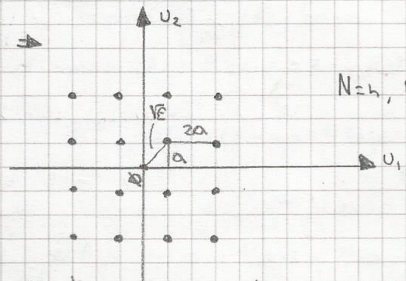
Per mantenere costante la probabilità di errore, occorre aumentare il raggio della circonferenza.

• MODULAZIONE QAM: Nei sistemi M-PSK aumentando N aumenta la probabilità di errore, a causa della vicinanza dei simboli sulla circonferenza.



Variando l'ampiezza dei segnali posso fare in modo che i simboli non cadano sulla circonferenza. Questa è la modulazione QAM. Nel caso si utilizzino M simboli la tecnica è nota come MQAM.

Es: 16-QAM ⇒



$N = 4$, $M = 16 = 2^4$, $d = 2a$

In particolare: E_s = energia di simbolo

$$E_s = \frac{1}{4}(2a^2 + 10a^2 + 10a^2 + 18a^2) = 10a^2$$

Per quanto riguarda la probabilità di errore si ha:

$$P_s(\varepsilon) = 4\tfrac{1}{2}\,\text{erfc}\left(\frac{d^2}{4\eta}\right)^{\frac{1}{2}} = 2\,\text{erfc}\left(\frac{d^2}{4\eta}\right)^{\frac{1}{2}} = 2\,\text{erfc}\left(\frac{a^2}{\eta}\right)^{\frac{1}{2}} = 2\,\text{erfc}\left(\frac{E_s}{10\eta}\right)^{\frac{1}{2}} = 2\,\text{erfc}\left(\frac{4E_b}{10\eta}\right)^{\frac{1}{2}}$$

Usando una codifica Gray si ha:

$$P(\varepsilon) = \frac{1}{4}2\,\text{erfc}\left(0{,}4\frac{E_b}{\eta}\right)^{\frac{1}{2}} = \frac{1}{2}\,\text{erfc}\left(0{,}4\frac{E_b}{\eta}\right)^{\frac{1}{2}}$$

• NB: $\sqrt{E} = \sqrt{a^2 + a^2} = \sqrt{2a^2}$

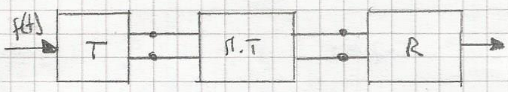
La banda risulta essere:

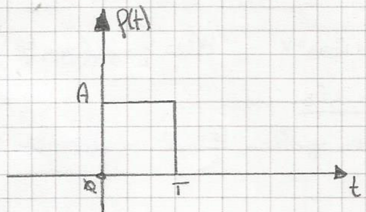
$$B = 2\frac{R_s}{2}(1+\delta) = R_s(1+\delta) = \frac{R_b}{N}(1+\delta)$$

Quest'ultima decresce linearmente con N. Vediamo degli esempi:

• Sistema di trasmissione numerica che invia seq. di simboli: $p(t)$, $-p(t)$, $p(t-T)$, $-p(t-T)$ con $p(t)$ e $p(t-T)$ tra loro ortogonali. Individuare forma per $p(t)$ e velocità di trasmissione (bit/sec). Al ricevitore giunge oltre al segnale anche rumore gaussiano bianco con media zero e densità spettrale di potenza $\eta/2$. $P(\varepsilon)$ su bit? (si utilizzi un filtro adattato).

Innanzitutto:



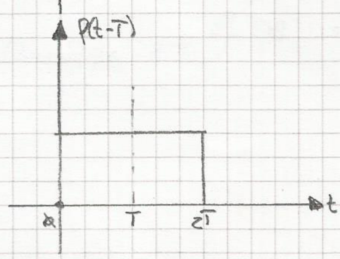


NB: $p(t-T) = p(-(T-t))$

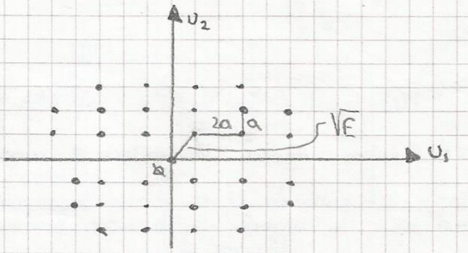
Quindi:

$$\begin{cases} R_b = 2\frac{1}{2T} = \frac{1}{T} \text{ bit/sec} \\ P(\varepsilon) = \frac{1}{2}\,\text{erfc}\left(\frac{E_b}{\eta}\right)^{\frac{1}{2}} \end{cases}$$

Perciò R_b rappresenta la velocità di trasmissione di $p(t)$.



- Sistema di trasmissione numerica a 200 Mbit/s. Si utilizza una modulazione 32 QAM. Teq all'ingresso del ricevitore = 1000 °K. L'attenuazione 'q' del mezzo trasmissivo è: 80 dB. P_M minima trasmessa per garantire $P(\varepsilon)$ su bit $> 10^{-10}$. Si utilizzi codifica Gray. Qual è la minima banda a radiofrequenza?



Innanzitutto $P_M = E_M / T$. L'energia media per simbolo è:

$$E_s = \frac{1}{8}\left[2a^2 + 10a^2 + 26a^2 + 10a^2 + 18a^2 + 34a^2 + 26a^2 + 34a^2\right] = 20a^2.$$

Inoltre:

$$E_s = 5E_b \Rightarrow d = 2a = 2\sqrt{\frac{1}{20}E_s} = \sqrt{0{,}2E_s} = \sqrt{E_b}$$

$P(\varepsilon)_{simbolo} = P(\varepsilon)_{bit} \cdot 5 \leq 5 \cdot 10^{-10}$. Utilizzando la codifica Gray si ha:

$$P(\varepsilon)_{simbolo} = 4 \cdot \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{d^2}{4\eta}\right)^{1/2} = 2 \operatorname{erfc}\left(\frac{E_b}{4\eta}\right)^{1/2} \leq 5 \cdot 10^{-10}$$

$$\Downarrow$$

$$E_b/\eta \geq (4 \cdot 4{,}5)^2 = 81$$

Poi:

$$S_R(f) = \frac{kT_{eq}}{2} = 1{,}37 \cdot 10^{-23} \cdot 1000 = 1{,}37 \cdot 10^{-20}\ W/Hz$$

NB: c'è anche $\frac{\eta}{2}$ che è la dens. del rumore.

$$E_b = 81 \cdot 1{,}37 \cdot 10^{-20} \cong 111 \cdot 10^{-20}\ W/Hz$$

$$P_R = E_b \cdot f_b = 111 \cdot 10^{-20} \cdot 2 \cdot 10^{+8} = 0{,}222 \cdot 10^{-9}\ W \Rightarrow P_T = P_R \cdot q = 0{,}222 \cdot 10^{-1}\ W \cong 20\ mW$$

Concludendo: $f_{simbolo} = \frac{f_{bit}}{5} = 40\ Mbit/s$ ed infine: $B = 2\frac{1}{2} f_{simbolo} = 40\ MHz$. $(\underline{\delta = 0})$

NB: $f = 1/T \Rightarrow E = P \cdot T \Rightarrow E/T = P = E \cdot f$. Se $E_s = 5E_b \Rightarrow P_s \cdot T_s = 5 P_b \cdot T_b \Rightarrow \frac{P_s}{f_s} = 5\frac{P_b}{f_b} \Rightarrow f_s = \frac{f_b}{5}$

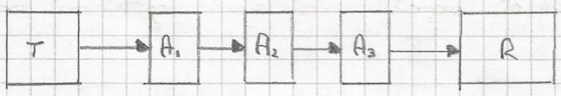
Inoltre: $E = P \cdot T = P/f \Rightarrow$ siccome $d^2 = d \cdot d : 2a \Rightarrow \sqrt{E} = \sqrt{P \cdot T} = \sqrt{2a^2} \Rightarrow$ ma $2a = d \Rightarrow \sqrt{d^2} = \sqrt{E}$

$$\Downarrow$$

$$\underline{E = d^2.}$$

- Informazioni binarie trasmesse a 100 Mbit/s. Il MT è composto da tre tratte di tipo amplificativo. Si usa un 16-QAM. La frequenza della portante è 10 GHz. Ogni tratta introduce un'attenuazione pari a 90 dB compensata dall'amplificatore successivo. Teq = 1000 °K per ricevitore e amplificatori intermedi. Si vuole $P(\varepsilon)_{bit} < 10^{-8}$. Si usa codifica Gray. Tracciare schema a blocchi, P_M per ogni tratta, e banda occupata nell'ipotesi di usare filtro che genera impulsi con interferenza intersimbolica nulla e $\underline{\delta = 0{,}5}$.

Innanzitutto:



$T_{eq} = 3 \cdot 1000\ °K$, $P(\varepsilon) = \frac{1}{2}\operatorname{erfc}\left(0{,}4\frac{E_b}{\eta}\right)^{1/2} < 10^{-8}$. Infatti: $P(\varepsilon) = \frac{1}{4} 2 \operatorname{erfc}\left(\frac{d^2}{4\eta}\right)^{1/2} = \frac{1}{2}\operatorname{erfc}\left(\frac{E_s}{4\eta}\right)^{1/2} =$

NB: $\underline{E_s = 4E_b}$.

$$= \frac{1}{2}\operatorname{erfc}\left(\frac{E_b}{10\eta}\right)^{1/2} = \frac{1}{2}\operatorname{erfc}\left(0{,}4\frac{E_b}{\eta}\right)^{1/2}.$$

NB: $E_s = 10 d^2 \Rightarrow \frac{E_s}{10} = d^2$ Quindi: $0{,}4\frac{E_b}{\eta} \geq 16 \Rightarrow E_b = 1{,}6 \cdot 10^{-18}$.

$$P_{TR} = P_{RIC} \cdot 1/q \cong 0{,}2\ W$$

Infine: $f_s = \frac{f_b}{4} \Rightarrow B = 2\frac{1}{2} f_s(1+\delta) = f_s(1+\delta) = \frac{f_b}{4}(1+0{,}5) = \underline{37{,}5\ MHz}$.

- Si considera un sistema BPSK, premessa una trasmissione binaria antipodale. Effetto di un errore $\beta = 40°$ sulla fase portante in ricezione? $P(\varepsilon) = ?$

In un sistema BPSK si ha: $\underline{f_b = f_s}$, $P(\varepsilon) = \frac{1}{2}\,\mathrm{erfc}\left(\frac{d^2}{4\eta}\right) = \frac{1}{2}\,\mathrm{erfc}\left(\frac{E_b}{\eta}\right)^{\frac{1}{2}}$ visto che: $d^2 = (2\sqrt{E})^2 = \underline{4E}$.
Si ricordi infatti che i 2 segnali sono antipodali. Quindi:

$$\frac{1}{2}\,\mathrm{erfc}\left(\frac{d^2}{4\eta}\right)^{\frac{1}{2}} = \frac{1}{2}\,\mathrm{erfc}\left(\frac{4E_b}{4\eta}\right)^{\frac{1}{2}} = \frac{1}{2}\,\mathrm{erfc}\left(\frac{E_b}{\eta}\right)^{\frac{1}{2}}.$$

In presenza di un errore sulla banda si ha:

$$\underline{P(\varepsilon) = \frac{1}{2}\,\mathrm{erfc}\left(\frac{E_b \cdot \cos^2(40°)}{\eta}\right)^{\frac{1}{2}}}$$

- Sistema di trasmissione binario antipodale. I bit viaggiano di $1/T$ b/sec. Si usano impulsi con:

$$\begin{cases} |S(f)| = 100\sqrt{1-|f|T} & \text{con } -\frac{1}{T} \le f \le \frac{1}{T} \\ |S(f)| = 0 & \text{altrove.} \end{cases}$$

Il mezzo trasmissivo attenua di 20 dB, con rumore in ingresso con $E(f) = \frac{\eta}{2}$. $P(\varepsilon)$, usando filtro adattato?

Usando un filtro adattato si ha: $P(\varepsilon) = \frac{1}{2}\,\mathrm{erfc}\left(\frac{d^2}{4\eta}\right)^{\frac{1}{2}} = \frac{1}{2}\,\mathrm{erfc}\left(\frac{E_b}{\eta}\right)^{\frac{1}{2}}$
Ma:

$$E_b = \int_{-1/T}^{1/T} |S(f)|^2\,df = 10^4 \cdot 2\int_0^{1/T} (1-|f|T)\,df.$$ Infatti: $S(f) = 100\sqrt{(1-|f|T)} \Rightarrow |S(f)|^2 = 100^2(1-|f|T)$

Quindi:

$$E_{b_T} = \int_{-1/T}^{1/T} 100^2(1-|f|T)\,df = 100^2\int_{-1/T}^{1/T} df - 100^2 T\int_{-1/T}^{1/T} |f|\,df = 10^4 \cdot 2\int_0^{1/T} df - 10^4 \cdot 2T\int_0^{1/T} |f|\,df =$$

$$= 2\cdot\frac{10^4}{T} - \cancel{2}10^4 \cancel{T} \cdot \frac{1}{\cancel{2}T^{\cancel{2}}} = \frac{2\cdot 10^4}{T} - \frac{10^4}{T} = \frac{10^4}{T}$$

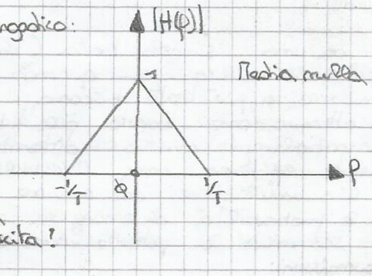
Perciò:

$$E_b = E_{b_T} \cdot \frac{1}{q} = \frac{100}{T}$$ NB: $q = 20\,\text{dB} \Rightarrow q = \frac{20}{6} = n$ e $\Pi = 2^{2n}$ e quindi: $\Pi = 2^{6,6} \cong 100 = 10^2$

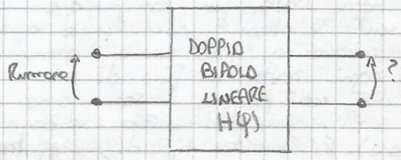
$$\Downarrow$$

$$\frac{10^{\cancel{4}\,2}}{T} \cdot \frac{1}{10^{\cancel{2}}} = \frac{10^2}{T}$$

- Rumore casuale ergodico:



Media nulla e $S_x(f) = \eta/2$.



Media e varianza del processo di uscita?

Innanzitutto: $G_u(f) = G_i(f)\cdot|H(f)|^2$ con $G_i(f) = \eta/2$. La media del processo di uscita è zero.
Inoltre:

$$\int_{-\infty}^{\infty} G_u(f)\,df = \sigma_u^2 = \int_{-1/T}^{1/T} G_u(f)\,df = \int_{-1/T}^{1/T} G_i(f)\cdot|H(f)|^2\,df = \int_{-1/T}^{1/T} \frac{\eta}{2}\cdot|H(f)|^2\,df =$$

varianza processo di uscita $\quad = \frac{\eta}{2}\int_{-1/T}^{1/T} |H(f)|^2\,df$

Quindi:

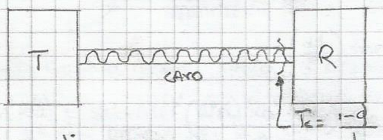
$$\sigma_u^2 = \frac{\eta}{2}\int_{-1/T}^{1/T}\left(1-\frac{|f|}{1/T}\right)^2 df = \frac{\eta}{2}\int_{-1/T}^{1/T}\left(1+\frac{f^2}{1/T^2} - 2\frac{f}{1/T}\right)df = \frac{\eta}{2}\int_{-1/T}^{1/T} df + \frac{\eta}{2}\int_{-1/T}^{1/T}\frac{f^2}{1/T^2}\,df - \frac{\eta}{2}\int_{-1/T}^{1/T}$$

$$2\frac{f}{1/T}\,df = \frac{\eta}{2}\left[f\right]_{-1/T}^{1/T} + \frac{\eta}{2}T^2\int_{-1/T}^{1/T} f^2\,df - \frac{\eta}{\cancel{2}}\cdot\cancel{2}\int_{-1/T}^{1/T}\frac{f}{1/T}\,df =$$

$$= \frac{\eta}{2}\left(\frac{1}{T}+\frac{1}{T}\right) + \frac{\eta T^2}{2}\left[\frac{f^3}{3}\right]_{-1/T}^{1/T} - \eta T\int_{-1/T}^{1/T} f\,df = \eta/T + \frac{\eta T^2}{\cancel{2}}\frac{1}{3}\left(\frac{\cancel{2}}{T^3}\right) - \eta T\left[\frac{f^2}{2}\right]_{-1/T}^{1/T} =$$

$$= \eta/T + \frac{\eta}{3T} - \eta T\frac{1}{2}\frac{2}{T^2} = \cancel{\eta/T} + \frac{\eta}{3T} - \cancel{\frac{\eta}{T}} = \frac{\eta}{3T}$$

- Cavo coassiale da 100 tratte. Una ogni R è rigenerativa, mentre le altre sono amplificative. Attenuazione pari a 100dB. Temperatura fisica cavo pari a $T_a = 300°K$. Le apparecchiature presentano fattore di rumore pari a $F_R = 6dB$.
$f_b = 50\, Mbit/s$, usando 16QAM, $P_R = 4W$ ⇒ $P(\varepsilon) = ?$ e $P(\varepsilon) = ?$ per $\underline{R = 10}$.



$T_l = \frac{1-\alpha}{\alpha} \cdot \alpha \cdot T_a$. Infatti: T $\xrightarrow{\text{cavo}}$ T_a = temperatura fisica del cavo.

T_l = temperatura di rumore equivalente.

Quindi:

$$T_l = \frac{\alpha T_a}{\alpha} T_a \Rightarrow \text{Però:}$$

$$T_l = \frac{\alpha - 1}{\alpha} T_a \cdot \alpha$$

con $\alpha = 10^{-10}$ $(-100dB)$ ⇒ $\underline{T_l = T_a = 300°K}$. Si nota che

$$S_i(f) = \frac{k(T_l + T_a)}{2} = \frac{kT_a}{2} \cdot \frac{1}{\alpha}$$

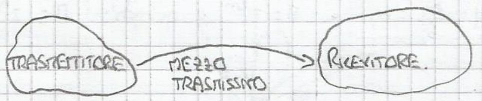
$$\Downarrow$$

$$\frac{k(T_l + T_a)}{2} = \frac{kT_a}{2\alpha} \Rightarrow \alpha(T_l + T_a) = T_a \Rightarrow \alpha T_l + \alpha T_a = T_a$$

$$\Downarrow$$

$$T_l = \frac{T_a - \alpha T_a}{\alpha}$$

Consideriamo un sistema di comunicazione del seguente tipo:



Il mezzo trasmissivo è il mezzo su cui viaggiano i dati da trasferire.

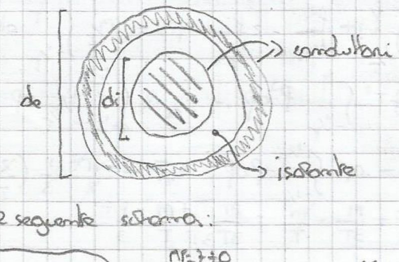
Il mezzo trasmissivo può essere composto da una singola tratta (unico blocco) quando le distanze da coprire sono piccole, o da più tratte in cascata quando la trasmissione avviene su grandi distanze. Usando un mezzo trasmissivo a più tratte bisogna usare dei ripetitori alla fine di ogni tratta per compensare l'attenuazione dovuta alla tratta stessa. Nei mezzi trasmissivi l'attenuazione cresce esponenzialmente con la distanza. Nel caso della trasmissione numerica può essere conveniente effettuare una RIGENERAZIONE del segnale alla fine di ogni tratta al fine di evitare l'accumulazione del rumore sommato al segnale utile. Si noti che così facendo si sommano le probabilità di errore su ogni singola tratta. Con ripetitori non rigenerativi invece vengono sommate le potenze medie delle singole tratte (di rumore). Esistono tre tipi di mezzi trasmissivi:

1) DOPPINI

2) CAVI COASSIALI

3) FIBRE OTTICHE

I doppini sono costituiti da conduttori intrecciati tra loro per ridurre la mutua interferenza.
I cavi coassiali sono costituiti da due conduttori concentrici separati da materiale isolante.



i cavi coassiali sono caratterizzati da un'elevata immunità ai disturbi.

$\begin{cases} d_i = 2,6mm \rightarrow \text{DIAMETRO CONDUTTORE INTERNO.} \\ d_e = 9,5mm \rightarrow \text{DIAMETRO CONDUTTORE ESTERNO.} \end{cases}$

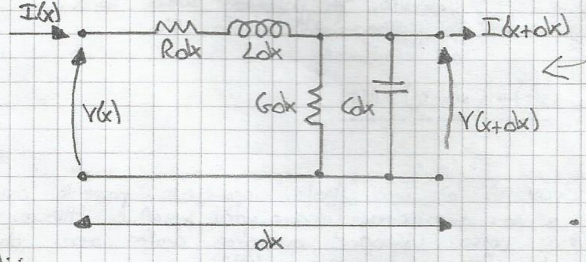
Consideriamo ora il seguente schema:

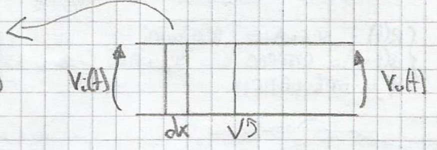
x = distanza dalla sorgente.

Supponiamo che la sorgente invii segnali sinusoidali di frequenza f. Quindi si avranno:

$$\begin{cases} V(x)e^{j\omega t} \\ I(x)e^{j\omega t} \end{cases}$$ dove $V(x)$ e $I(x)$ sono rispettivamente le ampiezze di tensione e corrente a distanza x.

Possiamo considerare tratti della linea di lunghezza dx. Possiamo inoltre modellare il tutto con il seguente doppio bipolo:





- NB: G è quasi sempre zero.
- NB: $\begin{cases} V_i(t) = e^{j2\pi f t} \\ V = V(x)e^{j2\pi f t} \end{cases}$

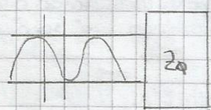
Quindi:

$$\begin{cases} dV = -(R+j\omega L)I\,dx \\ dI = -(G+j\omega C)V\,dx \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} V(x) = V_0 e^{-\gamma x} \\ I(x) = \dfrac{V(x)}{Z_0} e^{-\gamma x} \end{cases}$$

dove: $\gamma = \sqrt{(R+j\omega L)(G+j\omega C)}$ = costante di propagazione.

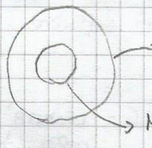
Si noti che γ rappresenta lo sfasamento e l'attenuazione dell'onda nella propagazione lungo la linea.
Z_0 è il rapporto tensione e corrente. Se la linea è finita si ha:

$Z_0 = \sqrt{\dfrac{R+j\omega L}{G+j\omega C}}$ = impedenza caratteristica

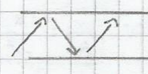


L'onda è assorbita completamente dal carico.

L'attenuazione, nei cavi metallici, è espressa in dB/km (20-40 dB/km). Le fibre ottiche sono usate per trasmissioni a lunga distanza. Esse hanno banda larghissima e attenuazione molto bassa. Esse inoltre sono immuni da interferenze elettromagnetiche. La guida d'onda è costituita da filamento cilindrico di dielettrico (nucleo). I raggi di luce iniettati al suo interno subiscono riflessione totale quando l'angolo di incidenza sia superiore al valore critico.

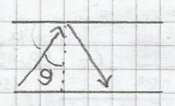


⇒



* La sorgente emette raggi i quali hanno differenti traiettorie.

Sia:



θ: ANGOLO DI INCIDENZA ⇒ Se tale angolo è piccolo allora il raggio si propaga più lentamente.

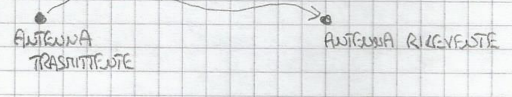
Siccome la lunghezza d'onda è: $L = \dfrac{\text{VIAGGIO}}{\text{FREQ}} \Rightarrow \lambda = \dfrac{c}{f}$

c → velocità della luce
f → freq. segnale.

Il segnale che si propaga nelle fibre può essere così rappresentato:

$$v(t) = m(t)\cos(2\pi f_0 t)$$

Si noti che è difficile costruire una portante stabile nel tempo. Purtroppo esiste un limite nelle fibre ottiche. Questo limite si chiama DISPERSIONE CROMATICA IN FIBRA. Praticamente se invio un impulso nella fibra in uscita avrò un impulso basso e più largo.
Vediamo ora la TRASMISSIONE RADIO. Si hanno SISTEMI DI DIFFUSIONE quando si ha un trasmettitore e più ricevitori. Consideriamo un'antenna che trasmette uniformemente verso lo spazio libero.



In questo caso la densità di potenza per unità di superficie è:

$$\frac{P_T}{4\pi R^2}$$

dove P_T è la POTENZA TRASMESSA, R è la distanza dal trasmettitore.
Quindi l'attenuazione del segnale cresce proporzionalmente al quadrato della distanza.

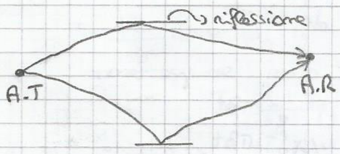
Quindi se consideriamo:

* Dopo un pò di tempo le informazioni saranno distribuite a mo' di sfera attorno all'antenna trasmittente.

$$\underbrace{\frac{P_T}{4\pi\rho^2}}_{\text{densità di potenza sulla sfera.}} \cdot \underbrace{A}_{\text{area su cui l'antenna ricevente raccoglie il segnale.}}$$

Questa formula ci dice come varia l'attenuazione del collegamento radio. Sia:

$$\begin{cases} R(t) = \text{SEGNALE RICEVUTO} \\ s(t-\tau) = \text{RITARDO DEL SEGNALE} \\ \alpha = \text{ATTENUAZIONE} \end{cases} \Rightarrow \underline{s(t) + \alpha\, s(t-\tau) = R(t)}$$



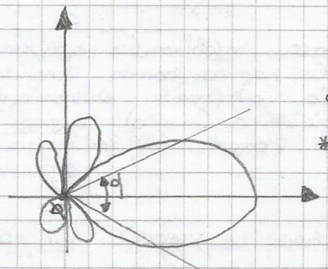
La IONOSFERA è uno strato ionizzato presente nell'atmosfera e che funziona come uno specchio. Attraverso la ionosfera posso collegare antenne anche non direttamente visibili fra loro.

NB: le frequenze superiori a 1 GHz vengono denominate MICROONDE.

L'antenna svolge la funzione di irradiare e captare onde elettromagnetiche, portatrici del segnale. Un'antenna ISOTROPA è un'antenna che irradia uniformemente in tutte le direzioni. Quindi la densità del flusso di potenza è data da:

$$\underline{P_T/4\pi\rho^2}.$$

Purtroppo le antenne sono direttive e ci si posiziona dove si vuole concentrare la potenza trasmessa. Quindi la densità di potenza irradiata ad una certa distanza e dipenderà allora dalla direzione e sarà descritta da un diagramma di radiazione.



α: ANGOLO DI TRASMISSIONE $= 70\lambda/d$

* Tanto più λ è piccolo tanto più facile è costruire antenne.

d = diametro del riflettore

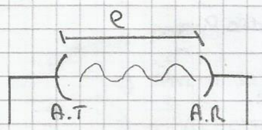
Si chiama GUADAGNO dell'antenna il rapporto: $\underline{\dfrac{G}{A} = \dfrac{4\pi}{\lambda^2}}$ dove G = DENSITÀ DI POTENZA nella direzione di massima irradiazione.

A: densità corrispondente a radiazione isotropa.

L'attenuazione che la potenza irradiata subisce propagandosi nello spazio, è:

$$\underline{\frac{P_R}{P_T} = \frac{G_T A_R}{4\pi\rho^2} = \frac{G_T G_R}{\left(4\pi\frac{\rho}{\lambda}\right)^2}}$$

NB: $\underline{P_R = P_T \cdot \dfrac{1}{4\pi\rho^2} \cdot G_T}$ (ANTENNA ISOTROPA)



Infine ci sono i PONTI RADIO per il collegamento a larga banda e operano nella banda delle microonde. Alcuni ponti radio sono composti da più tratte.