

Progetto Comunicazioni Ottiche B

Paolo Tosi, Nicolò Valsesia

March 28, 2021

Contents

1	Introduzione	2
1.1	Il mezzo trasmissivo e lo spettro	2
1.2	Vantaggi della comunicazione su fibra	2
1.3	L'onda portante	3
1.4	Canale di trasmissione	3
1.5	Attenuazione	4
1.6	Dispersione cromatica	5
1.7	Ricevitore a rivelazione diretta	6
1.8	Campionamento e decisore a soglia	7
2	Implementazione e codice Matlab	8
2.1	Definizione parametri principali	8
2.2	Generazione del segnale	9
2.3	Definizione della risposta del canale	11
2.4	Fase di ricezione	12
2.5	Filtro a transimpedenza	13
2.6	Campionamento e decisore	14
2.7	SNR teorico e probabilità di bit errato stimata	15
2.8	BER e eye diagram	15
3	Risultati	16
3.1	Analisi dei diagrammi ad occhio	16
3.2	BER e probabilità di bit errato teorica	18

1 Introduzione

La comunicazione in fibra ottica utilizza impulsi luminosi per trasmettere l'informazione da un punto all'altro, solitamente in un raggio compreso tra le poche decine e le migliaia di chilometri.

In alcuni casi le linee possono coprire distanze di diverse migliaia di chilometri come nel caso dell'infrastruttura di cavi sottomarini transoceanici.

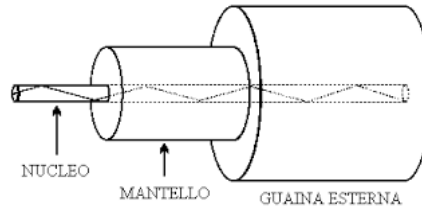


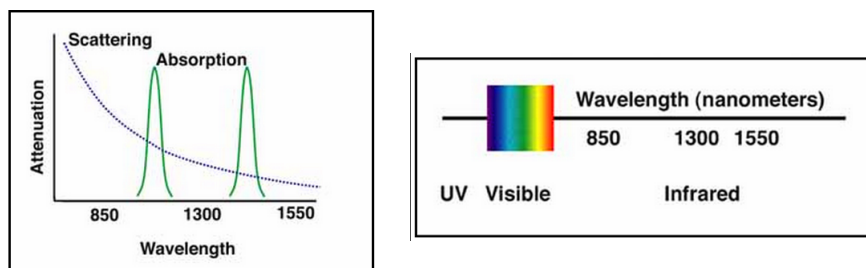
Figure 1: schema di un cavo in fibra ottica

1.1 Il mezzo trasmissivo e lo spettro

La frequenza dell'onda luminosa portante è generalmente intorno a 200 THz, per una lunghezza d'onda di 1550 nm ($10^{-9}m$). Questa parte della banda è la parte con minore attenuazione dello spettro della fibra di silice che è il mezzo sul quale viene trasmessa l'onda luminosa, con minimi effetti di distorsione di canale.

La lunghezza d'onda effettiva all'interno del mezzo trasmissivo dielettrico (considerato omogeneo e isotropo e con bassa attenuazione) è definita dall'indice di rifrazione del mezzo η .

Per il vuoto si ha $\eta = 1$ mentre per la silice vetrosa si ha per le lunghezze d'onda d'interesse $\eta = 1.46$. Si ha quindi $\lambda_m = \frac{\lambda}{\eta}$.



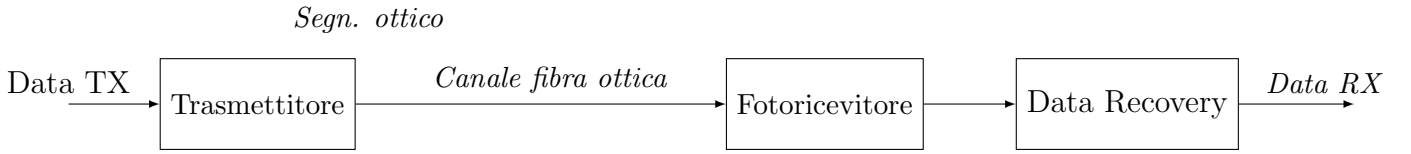
1.2 Vantaggi della comunicazione su fibra

Il bit-rate per l'informazione può raggiungere parecchie decine di Gb/s , attualmente la fibra Ethernet a $10Gb/s$ è lo standard industriale e $100Gb/s$ sarà introdotto nelle reti di fibra ottica globali.

Rispetto ad altri tipi di comunicazione la fibra ottica presenta due aspetti vantaggiosi:

- Elevata frequenza delle portanti ottiche che permette di considerare bande di modulazione con larghezza B molto elevata.
Si trasmette con frequenze nell'intorno dell'infrarosso al di fuori degli intervalli d'assorbimento detti *watering bands*.
- La disponibilità di cavi in fibra ottica permette di trasmettere segnali a bassissima attenuazione. (minima attenuazione = $0.2 \frac{dB}{Km}$, per $\lambda = 1550nm$).

1.3 L'onda portante



L'onda luminosa portante può essere modulata secondo le modulazioni di: ampiezza (ASK Amplitude Shift Keying), fase (PSK Phase Shift Keying) e frequenza (FSK frequency Shift Keying). Nella simulazione è implementata la ASK ON-OFF Non-Return-to-Zero.

Il segnale ottico trasmesso è definito dall'equazione:

$$u(t) = \sqrt{2}a(t) \cos [2\pi f_c t + \phi(t)] \quad (1)$$

con f_c frequenza della portante.

Il segnale considerato è un segnale a banda stretta con banda B tale che $B \ll f_c$.

Ciò ci consente di definire la rappresentazione complessa equivalente del segnale in banda base:

$$\tilde{u}(t) = a(t)e^{i\phi(t)} \quad (2)$$

e dell'onda portante, definita come:

$$\tilde{c}(t) = \cos(2\pi f_c t) + i \sin(2\pi f_c t) = e^{i2\pi f_c t} \quad (3)$$

Per la ricezione del segnale si considera la potenza ottica ricevuta a valle del canale di trasmissione. Questa è definita dal modulo quadro dell'involuppo complesso:

$$p(t) = |\tilde{u}(t)|^2 = a^2(t) \quad (4)$$

1.4 Canale di trasmissione

La risposta del canale è definita dalle caratteristiche del mezzo trasmissivo, in questo caso fibra di silice *step-index*. Per basse potenze ottiche (pochi mW) il suo comportamento è assimilabile a quello di un filtro lineare avente una funzione di trasferimento del tipo:

$$H(f) = A(f)e^{j\beta(f)} \quad (5)$$

dove:

- $A(f)$ è la risposta in ampiezza.
- $\beta(f)$ è la risposta in fase.

il segnale ottico all'uscita del canale è:

$$u_{out}(t) = h(t) * u_{in}(t) \quad (6)$$

Dato dalla convoluzione tra il segnale d'ingresso e la risposta impulsiva del canale.

Passando nel dominio della frequenza è possibile scrivere:

$$U_{out}(f) = H(f)U_{in}(f)$$

$$H(f) = \frac{U_{out}(f)}{U_{in}(f)}$$

Il canale di trasmissione ha quindi un effetto di attenuazione dato dal termine $A(f)$ e di dispersione cromatica definita da $\beta(f)$.

Questi due termini rappresentano rispettivamente:

- Coefficiente di trasmissione in ampiezza
- Sfasamento del canale

1.5 Attenuazione

La perdita di potenza ottica costituisce uno dei fattori limitanti per il dimensionamento di linee di trasmissione in fibra ottica, in quanto riduce la potenza media del segnale ottico alla ricezione.

Le perdite sono condizionate da tre principali fattori:

1. Perdita intrinseca e scattering di Rayleigh dati dalle caratteristiche fisiche del mezzo.
2. Perdite dovute al *microbending*.
3. Perdite dovute allo *splicing* (connessione cavi in serie).

1. La perdita intrinseca consiste principalmente nell'assorbimento dovuto alle impurità di OH presenti nel mezzo (dovuti all'umidità inglobata nella matrice vetrosa). É una funzione di λ^{-6} , più è grande la lunghezza d'onda minore è la perdita.

Lo scattering (cambiamento della direzione della radiazione) è dato dalla struttura molecolare disordinata del vetro ed è direttamente proporzionale a λ^{-4} .

Per il silicio si hanno tre finestre "ottime" per la trasmissione, la prima a 800 nm presenta attenuazione $\alpha = 1.5$ dB/Km, quelle usate più frequentemente sono le due a 1300 e 1550 nm, con tolleranze di 80 e 40 nm rispettivamente. in queste ultime fasce si hanno coefficienti di attenuazione più bassi $\alpha = 0.35$ dB/km e $\alpha = 0.2$ dB/km.

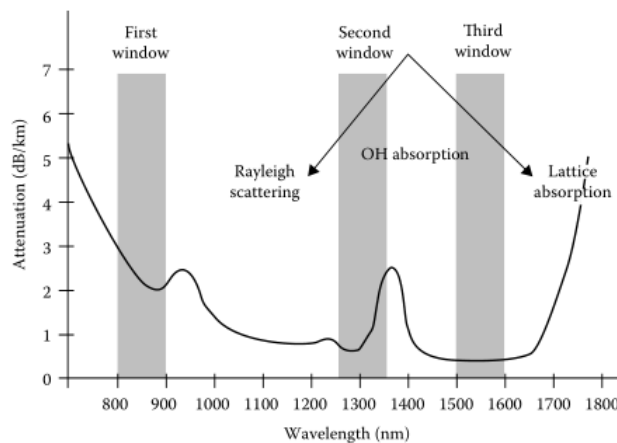


Figure 2: attenuazione nel silicio in funzione della lunghezza d'onda

2. Le piegature della fibra cambiano l'angolo di incidenza tra il fronte d'onda e il confine nucleo-mantello. Oltre un certo raggio di curvatura può venire a mancare l'angolo d'incidenza minimo per avere riflessione totale. Nel *microbending* le perdite sono causate da imperfezioni sul fronte nucleo-mantello formatesi durante la produzione della fibra.

3. Durante lo splicing due parti di fibra sono unite tra loro fondendo le estremità. Se queste non sono state tagliate e allineate correttamente prima della fusione si possono verificare disturbi alla trasmissione del segnale.

Offset dell'allineamento del valore di $1\mu\text{m}$ possono produrre perdite significative. Il disturbo è quindi una fuizione della distanza tra gli assi dei cavi connessi.



Figure 3: disallineamento in due fibre ottiche

Ogni componente spettrale alla generica frequenza f verrà attenuata con trasmissività in potenza:

$$A^2(f) = |H(f)|^2 = \frac{|U_{out}(f)|^2}{|U_{in}(f)|^2} \quad (7)$$

Il quadrato della risposta in ampiezza è una funzione esponenziale decrescente secondo la lunghezza L :

$$A^2(f) = e^{-\alpha(f)L} \rightarrow A(f) = e^{-\frac{1}{2}\alpha(f)L} \quad (8)$$

$\alpha(f)$ è il **coefficiente d'attenuazione in potenza** in $[\frac{1}{Km}]$ (è preferibile la notazione in decibel), $A(f)$ risposta in ampiezza del canale.

Si definisce l'**Attenuazione** come l'inverso del coefficiente di trasmissione:

$$Q(f) = \frac{1}{A^2(f)} = e^{\alpha(f)L} \quad (9)$$

Per la trasmissione considerata nel progetto con $\lambda = 1550nm$ si considera $\alpha = 0.2$ dB/Km.

$$\alpha = \frac{0.2}{4.343} Km^{-1} = 0.046 Km^{-1} = 4.6 * 10^{-5} m^{-1} \quad (10)$$

1.6 Dispersione cromatica

La dispersione cromatica è dovuta al fatto che in fibra, frequenze diverse si propagano a velocità diverse. La principale causa è la dipendenza dell'indice di rifrazione dalla frequenza dell'onda.

L'effetto della dispersione è tanto più grande quanto è più largo lo spettro del segnale trasmesso.

La risposta in fase nell'intorno di f_c può essere approssimata con lo sviluppo in serie di Taylor del secondo ordine:

$$\beta(f) \cong \beta(f_c) + \frac{d\beta(f_c)}{df}(f - f_c) + \frac{1}{2} \frac{d^2\beta(f_c)}{df^2}(f - f_c)^2 \quad (11)$$

Esplicitando la dipendenza di $\beta(f)$ dalla lunghezza L del tratto di fibra ottengo tre parametri $\beta_0, \beta_1, \beta_2$.

$$\beta(f) \cong \beta_0(f_c)L + \beta_1(f_c)L * (f - f_c) + \frac{1}{2} \beta_2(f_c)L * (f - f_c)^2 \quad (12)$$

1. Il termine di ordine 0 esprime la risposta in fase della portante:

$$\beta(f_c) = \beta_0(f_c)L \quad (13)$$

Nella simulazione si considera β_0 costante uguale per tutte le frequenze. Poichè del segnale equivalente in banda base si considera solamente l'involuppo, tale offset non influisce sul calcolo della risposta in fase del filtro di canale.

Il ritardo di fase τ_p è il ritardo temporale (sec) della portante, uguale al numero di cicli della portante per la durata temporale di un suo ciclo.

$$\tau_p = \frac{\beta(f_c)}{2\pi f_c} = \frac{\beta_0(f_c) * L}{2\pi f_c} \quad (14)$$

2. Il termine di ordine 1 contiene la derivata della risposta in frequenza valutata alla portante ed è legato al ritardo di gruppo τ_G

$$\tau_G = \frac{\beta_1(f_c) * L}{2\pi} \quad (15)$$

Il ritardo di gruppo indica il ritardo con cui l'energia dei segnali arriva al ricevitore, anch'esso non influisce sul calcolo delle prestazioni in quanto si considera che al ricevitore sia stato introdotto un meccanismo di recupero del sincronismo.

3. Il termine di ordine 2 è la derivata seconda della risposta in fase dle canale, è un indice della distorsione (espansione o compressione) dell'intervallo di trasmissione del bit.

L'effetto di questo termine può essere compensato introducendo un tratto di canale detto *Modulo di compensazione* realizzato con fibra speciale avente coefficiente di dispersione cromatica

$$D = -100 \frac{\text{ps}}{\text{nm} * \text{Km}}.$$

Questa compensa la dispersione cromatica del canale, ma rappresenta un'ulteriore fonte di attenuazione del segnale.

Considerando l'utilizzo di 1Km di fibra speciale ogni 6Km di fibra standard è possibile considerare nulla la risposta in fase del canale ($\beta(f) = 0$), a patto di introdurre un ulteriore termine d'attenuazione in potenza con coefficiente:

$$\alpha_{comp} = 0,5 \text{ dB/Km} \quad (16)$$

1.7 Ricevitore a rivelazione diretta

Il segnale giunto in fase di ricezione sarà caratterizzato dalla componente $a(t)$ (segnale dopo il filtro formatore) la quale viene attenuata secondo $Q(f)$ (eq. 9) e subisce un ritardo di fase per l'effetto del filtro di canale $h_c(t)$.

$$\tilde{u}_R(t) = a_R(t)e^{i\phi_r(t)} \quad (17)$$

L'implementazione dei ricevitori ottici dipende dal formato di modulazione del segnale: analogico o digitale, On-Off keying o a livelli multipli.

Nel progetto si è implementato un sistema DD-OOK (Direct Detection ON/OFF keying).

Un sistema di ricezione ottica diretta, *Fotoricevitore*, è costituito da:

- Un **Fotodiodo**, il cui scopo è quello di convertire la potenza dell'onda luminosa [Watt] in corrente elettrica [Ampère], secondo un fattore detto *responsivity* [A/W]. La sua implementazione introduce rumore *Shot*, prodotto dalle fluttuazioni casuali di natura quantistica della fotocorrente generata dal fotodiodo.

Trattandosi di un rumore gaussiano bianco questo ha media nulla e deviazione standard:

$$\sigma_k^{shot} = \sqrt{2e\mu_k B_n} \quad [A]$$

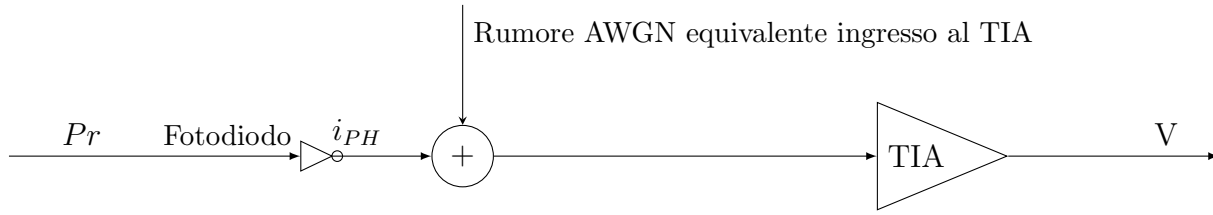
Dove $e = 1.6 * 10^{-19} [C]$ è la carica elementare, μ_k è il valore medio del segnale elettrico corrispondente al bit k, $B_n = 7.5 * 10^9 [Hz]$ è la Banda equivalente di rumore.

- Un **TIA** Amplificatore a Transimpedenza, che converte la corrente a bassa intensità in una tensione [V], introducendo una componente di rumore *Elettrico* determinata dal passaggio di corrente attraverso l'impedenza dell'amplificatore. Considerando il rumore equivalente in ingresso al TIA, questo risulta gaussiano bianco con media nulla e deviazione standard:

$$\sigma_n^{termico} = NEC \sqrt{B_n} \quad [A]$$

Dove il Rumore Equivalente di Corrente $NEC = 20 \left[\frac{\rho A}{\sqrt{Hz}} \right]$ e $B_n = 7.5 * 10^9 [Hz]$.

Nella progettazione del sistema è stato considerato solamente l'effetto del rumore equivalente in ingresso al TIA.



1.8 Campionamento e decisore a soglia

Il segnale prima di essere campionato è nella forma:

$$r(t) = v(t) + n(t) \quad (18)$$

Dove $v(t)$ rappresenta la componente di segnale utile e $n(t)$ è la componente di rumore introdotta dall'Amplificatore.

I valori da inviare al decisore sono ottenuti campionando il segnale ricevuto a istanti $(T_s/2 + kT_s)$ con k intero $[0; N-1]$, N numero di simboli. In questo modo il valore è letto nel punto di massimo al centro di ciascun intervallo di simbolo.

$$r_k = r(kT_s + \frac{T_s}{2}) = v(kT_s + \frac{T_s}{2}) + n(kT_s + \frac{T_s}{2}) \quad (19)$$

I valori ottenuti dal campionamento sono confrontati con il valore della soglia λ , definita come il valor medio del segnale, calcolato al ricevitore.

L'errore di trasmissione viene quantificato con il parametro BER *bit error rate*, ovvero:

$$\text{BER} = \frac{\text{n° bit errati}}{\text{n° bit trasmessi}}$$



2 Implementazione e codice Matlab

Il progetto è stato svolto attraverso il software Matlab.

2.1 Definizione parametri principali

```
1 %% Parametri
2
3 - ptx_bit1_dbm = 3-10; %potenza trasmessa sul bit 1 in dBm
4 - ptx_bit1 = 10^(-3)*10^(ptx_bit1_dbm/10); %conversione in watt
5 - epsilon = 10 %rapporto di estinzione lineare approssimato dal valore 9.69
6 - ptx_bit0 = ptx_bit1 / epsilon;
7 - Lcanale_km = 66; %lunghezza canale definita in km
8 - LEN = 8; %numero di bit
9 - dt = 1e-12; %risoluzione temporale
10 - tsimbolo= 100e-12; %tempo di bit
11 - tempo_totale = LEN*tsimbolo; %ampiezza dell'asse temporale
12 - numerocampioni = (tempo_totale/dt)+1; %numero di campioni
13
14
15 - Bn= 7.5e9; %banda equivalente del rumore
16 - responsivity= 1 % indice conversione [A/W]
17 - NEC= 20e-12; % [A/sqrt(Hz)] Noise Equivalency current
18 - f_portottica=2e14;
19 - N=tempo_totale/tsimbolo; %numero bit
20
21 - frequenza_totale = 1/dt; %ampiezza asse delle frequenze [Hz]
22 - df= (1/tempo_totale); %passo in frequenza o risoluzione frequenziale [Hz]
23
24 - f_s=[ 0 : df : frequenza_totale];
25 - f_simmetrico = [-(frequenza_totale / 2) : df : frequenza_totale / 2 ];
26
27 - bit_time = tempo_totale/LEN;%secondi
28 - bit_intervalli = bit_time/dt; %intervalli per bit
29
30 - t_s = 0:dt:tempo_totale; %array tempo-continuo
31
```

Figure 4:

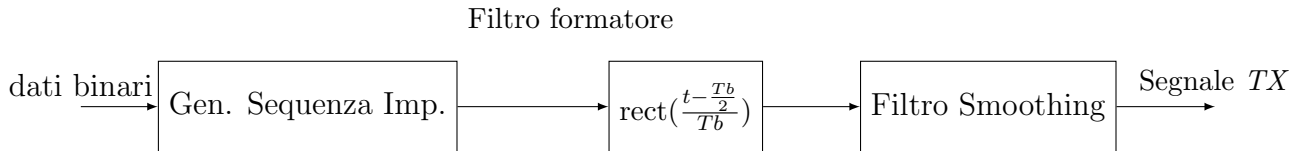
Variabili principali:

- Lcanale.Km: la lunghezza del canale in Km.
- LEN: numero di bit trasmessi

Vettore Tempo t_s : definito da un valore 0 a fino al valore $tempo_totale$ ottenuto dalla moltiplicazione tra numero di bit LEN e il tempo di simbolo $tsimbolo = 100ps$. Con passo $dt = 1ps$.

Vettore Frequenze f_s : definito da un valore 0 a fino al valore $frequenza_totale$ ottenuto dal rapporto $1/dt$. Con passo $df = 1/tempo_totale$.

2.2 Generazione del segnale



```

32 - %% sequenza di bit casuali
33 - bit = single.empty(LLEN,0);
34 -
35 - bit = randi([0 1], 1,LLEN);
36 -
37 - dig_sig = zeros(size(t_s));
38 -
39 - %% creazione segnale digitale dai valori della serie di bit
40 -
41 - for i = 1:LLEN
42 -     if(bit(i)) == 1
43 -         dig_sig(((i-1)*bit_intervalli) + 1 : i*bit_intervalli) = bit(i);
44 -     else
45 -         dig_sig(((i-1)*bit_intervalli) + 1 : i*bit_intervalli) = 1/sqrt(epsilon);
46 -     end
47 - end
48 -
49 -
50 - if bit(LLEN) == 1
51 -     dig_sig(tempo_totale/dt + 1) = bit(LLEN);
52 - else
53 -     dig_sig(tempo_totale/dt + 1) = 1/sqrt(epsilon);
54 - end
  
```

Figure 5:

La funzione *randi* è utilizzata per generare un vettore di valori binari casuali di lunghezza *LLEN*. Il primo ciclo For utilizza il vettore *bit* per generare il segnale rettangolare con valori d'ampiezza 1 e 0 rispettivamente per i bit 1 e 0. Per mantenere un rapporto d'estinzione lineare $\epsilon \cong 10$, il livello d'ampiezza 'basso' del bit 0 è stato posto a $1/\sqrt{10}$. (Figura 6). In questo caso

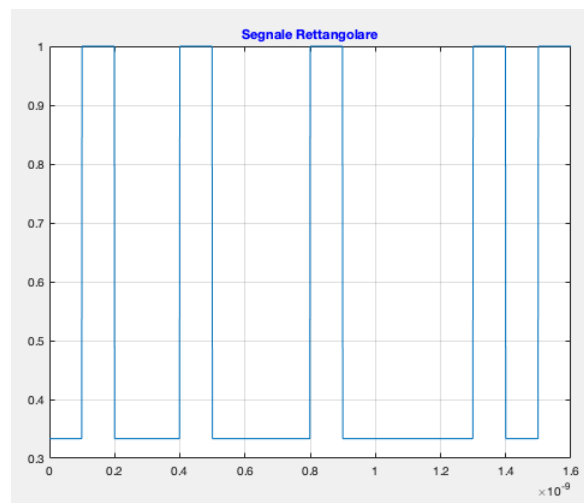


Figure 6: segnale digitale di 16 bit

```

61 %% creazione coseno rialzato
62
63 - rcos = zeros(size(t_s));
64 - singlercos = zeros(size(t_s));
65 - alpha=1;
66 - rcos = ((1/2)* (1+cos(2*pi*t_s/(alpha*tsimbolo)))) / 50 ;
67
68
69 - for i=51:151
70 -     singlercos(i) = rcos(i);
71 - end

```

Figure 7:

Poichè il segnale rettangolare generato è un'idealizzazione, ovvero non fisicamente realizzabile, si è implementato un filtro a coseno rialzato centrato in T_s .

Questo ha lo scopo di rendere le transizioni del segnale sinusoidali e non istantanee. Il filtro è definito di *Smoothing*.

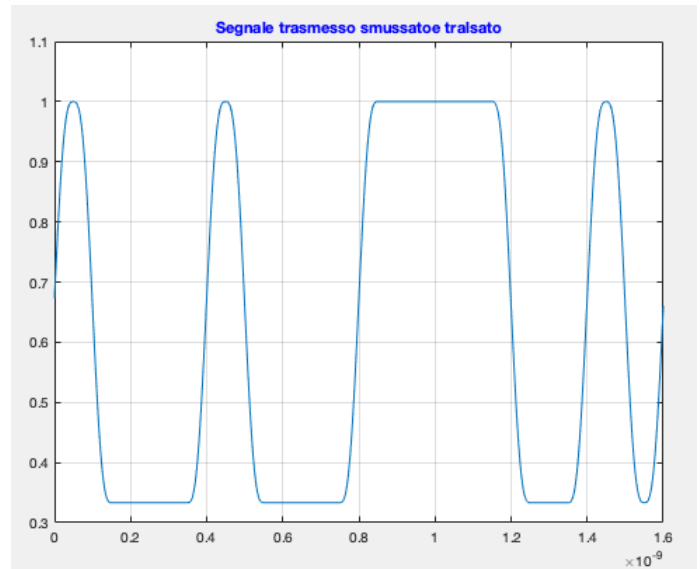
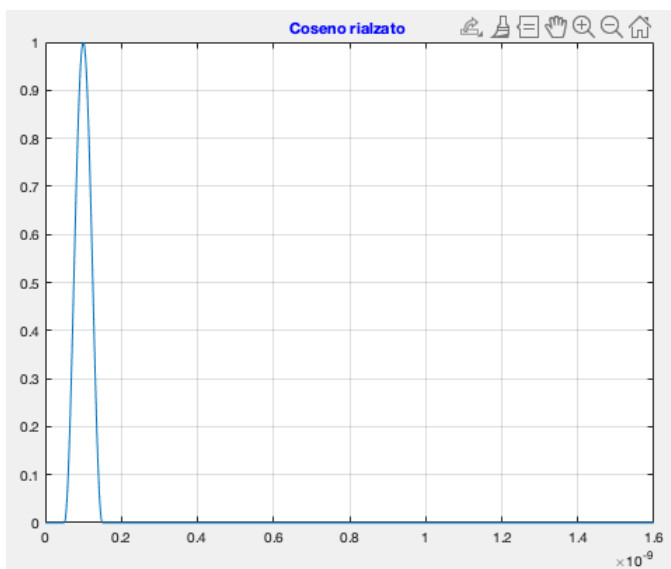
```

78 %% convoluzione discreta nel dominio del tempo/ segnale trasmesso
79
80 - DIG_SIG= fft(dig_sig);           %fft del mio segnale rettang.
81 - RCOS= fft(singlercos);          %fft del mio coseno rialzato singolo
82 - TX= DIG_SIG .* RCOS;            %prodotto nel d.spettrale delle frequenze
83
84 - tx=ifft(TX); %fft inversa per riporta nel dominio temporale(segnale tx.)

```

Figure 8:

Attraverso l'uso della Fast Fourier Transform *fft* si ottiene la risposta in frequenza del filtro, che moltiplicata per la trasformata del segnale digitale *DIG_SIG* definisce il segnale trasmesso *TX* nel dominio della frequenza.



Il segnale viene poi traslato di mezzo periodo per compensare la traslazione dovuta agli effetti di bordo della convoluzione circolare con il coseno.

2.3 Definizione della risposta del canale

Vengono definite le risposte d'ampiezza $A(f)$ e di fase $\beta(f)$, equivalenti in banda base.

- $A^2(f)$ è considerato come il coefficiente di trasmissione in *intensità* (potenza), perciò il suo effetto di attenuazione è calcolato in fase di ricezione.
- $\beta(f)$ introduce lo sfasamento del canale.

```
113      %% Definizione della risposta in frequenza del CANALE
114 -   lungonda = 1550e-9; %lunghezza d'onda in [m]
115 -   c = 3e8; %velocità della luce in [m/s]
116 -   eta_eff = 1.46; %indice di rifrazione del silicio
117 -   D = 16.7e-6; %coefficiente di dispersione cromatica definito in [s/(m^2)]
118 -   beta2 = -D*((lungonda^2)*2*pi/c) ; %derivata seconda della risposta in fase
119 -   alpha_dbkm = 0.2; %coefficiente di attenuazione [dB/Km]
120 -   alpha = (1/4.343)* alpha_dbkm; %coefficiente attenuazione in [1/Km]
121
122 -   A_f = exp((-1/2)*alpha*Lcanale_km); %termine utilizzato per l' attenuazione
123
124
125 -   B_f = zeros(size(f_simmetrico));
126 -   freq_diappoggio = f_simmetrico ; %vettore copia f_simmetrico
127 -   % B_f(k)= 0.5* beta2.*((freq_diappoggio(k))^2).*Lcanale_km * 10^3);
128 -   for k= 1: length(f_simmetrico);
129 -       B_f(k)= beta2 *((freq_diappoggio(k)).^2)* Lcanale_km * 10^3 ;
130 -   end
131
```

Figure 9:

Compensazione:

```
132      %% Compensazione con fibra speciale
133
134 -   alpha_specialdbkm = 0.5/6 %coef.di attenuazione in dB/Km
135 -   alpha_slineare = alpha_specialdbkm*(1/ 4.343);
136 -   alpha_totale = alpha_slineare + alpha;
137 -   A_fspectral= exp((-1/2)*alpha_totale*Lcanale_km);
138
139 -   B_f= zeros(size(f_simmetrico));
140
```

Figure 10:

$\alpha_specialdbkm$ rappresenta l'attenuazione aggiuntiva in dB/Km introdotta dall'uso di 1 Km di fibra speciale ogni 6 Km di fibra regolare.

$A_fspectral^2$ rappresenta il nuovo coefficiente di trasmissione in potenza complessivo.

```

143 - Hc_f0 = complex(cos(B_f) , sin(B_f)); %ris.freq.canale equiv.in b.base
144 - Hc_f= fftshift(Hc_f0); %shift della risposta in banda monolatera
145
146 - figure (13); %plotto la risposta in frequenza del canale traslata
147 - plot(f_s, Hc_f);
148 - title('risposta in frequenza canale','color','blue');
149 - grid on;
150
151 - RX = TX_s .* Hc_f; %filtraggio segnale attraverso il canale
152 - rx= ifft(RX); %segnale post canale riportato nel dom. temporale
153
154 - rx_intensity= abs(rx).^2; %intensità luminosa

```

Figure 11:

Si definisce la risposta in frequenza del canale Hc_f0 simmetrica rispetto alla frequenza $f = 0$. Attraverso la *fftshift* la si riporta nelle frequenze positive d'interesse. Il prodotto tra il segnale in ingresso e la risposta del canale nel dominio delle frequenze restituisce la risposta del segnale post canale RX .

2.4 Fase di ricezione

In fase di ricezione il segnale è considerato sotto forma di potenza istantanea ricevuta *rx_intensity* (modulo quadro del segnale post canale).

Le componenti di potenza ricevuta *Prx_bit1* e *Prx_bit0* rispettivamente del bit 1 e 0 sono definite in relazione alla presenza o assenza del modulo di compensazione.

La fotocorrente I è ottenuta moltiplicando la potenza istantanea per un valore di conversione *responsivity* [Ampère/Watt].

```

161 %% Fase di ricezione, introduzione rumore equivalente di ingresso al TIA
162
163 - Prx_bit1=ptx_bit1 * (A_fspecial)^2; %potenza ricevuta nel caso di compensazione
164 - Prx_bit0=ptx_bit0 * (A_fspecial)^2; %potenza ricevuta nel caso di compensazione
165 %Prx_bit1 = ptx_bit1 * (A_f)^2; %potenza ricevuta con att. no f.speciale
166 %Prx_bit0 = ptx_bit0 * (A_f)^2; %potenza ricevuta con att. no f.speciale
167
168 - PI = (rx_intensity) .* Prx_bit1; %potenza istantanea considerando la potenza ricevuta
169 - I = PI .* responsivity; % fotocorrente[A]
170 - sigma= NEC * sqrt(frequenza_totale/2); %deviazione stand.del filtro t.impedenza
171 - sigmateorica=NEC * sqrt(Bn); %già considerato rumore filtrato
172 - varianza= sigmateorica.^2;
173 %w_noise= wgn(1,(LEN*100)+1,varianza,'linear'); %AWGN con varianza sigma.^2
174 - w_noise = sigmateorica*randn(1,(LEN*100)+1); %wnoise ridefinito con randi

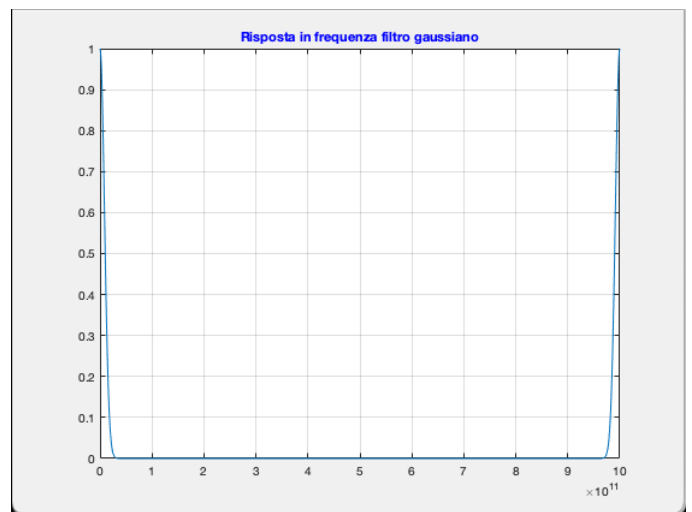
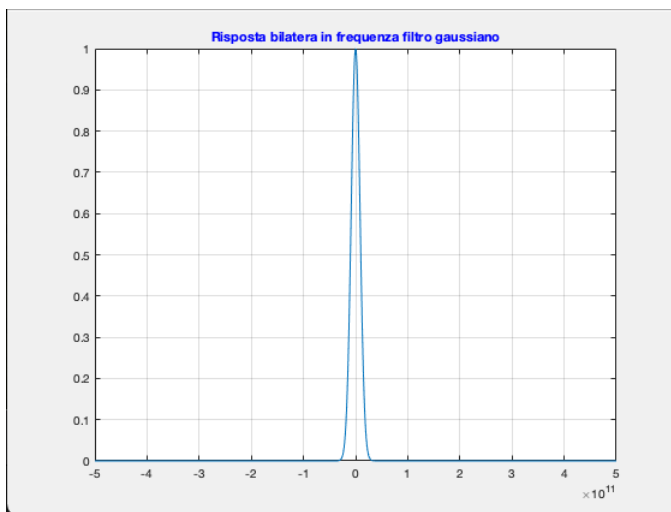
```

Il rumore gaussiano introdotto dal TIA è rappresentato dalla variabile *w_noise*, avente deviazione standard *sigmateorica*. Tale rumore è da considerarsi già filtrato.

2.5 Filtro a transimpedenza

La risposta del filtro a transimpedenza è di tipo gaussiano *gaussian*, quest'ultima viene traslata per poter isolare la banda monolaterale destra.

```
182 %% filtro gaussiano "TIA"
183
184 - sigmaauss = 1.2e10; %dev.standard calcolata in modo da avere f_taglio a 10GHz
185 - A = 1; %altezza nell'origine della gaussiana
186
187 - gaussian = A*exp(-(f_simmetrico).^2 / sigmaauss^2); %gaussiana d.frequenze
188
189 - gaussian_shifted=fftshift(gaussian); %shift della gaussiana a monobanda
```



Il segnale in ingresso al TIA viene filtrato dal filtro gaussiano, mediante il prodotto nel dominio delle frequenze, per poi essere riportato nel dominio temporale *rx_tia*, dove viene sommata la componente di rumore *w_noise*. (Figura 12)

```
201 %% Passaggio del segnale per il TIA
202 - rx_noawgn= I ; %segnale in ingresso al TIA [A]
203 - RX_noawgn = fft(rx_noawgn); %passaggio nel dominio delle freq.
204 - RX_tia = RX_noawgn .* gaussian_shifted; %segnale post filtro gaussiano TIA
205 - rx_tia= ifft(RX_tia);
206 %mediateorica=((ptx_bit1+ptx_bit0)/2)*responsivity*(A_f)^2; senza compensaz
207 - mediateorica = ((ptx_bit1+ptx_bit0)/2)*responsivity*(A_fspecial)^2;
208 - rx_tia=mediateorica * rx_tia/real(mean(rx_tia));
209
210 - rx_tia= rx_tia + w_noise ; %segnale riportato nel tempo con aggiunta AWGN
211
```

Figure 12:

2.6 Campionamento e decisore

```
229     %% Campionamento
230 -    vettorecampioni = zeros(size(bit)); %vettore di campioni estratti
231 -    j=0;
232 -    for k= 1 : LEN
233 -        vettorecampioni(k) = real(rx_tia((tsimbolo/dt)/2 + j*(tsimbolo/dt)));
234 -        j=j+1;
235 -    end
236
```

Figure 13:

La soglia di decisione è ottenuta calcolando la media dei valori ricevuti attraverso la funzione *mean*. Il confronto avviene con *vettorecampioni*, ottenuto mediante il processo di campionamento. I valori da inviare al decisore sono ottenuti campionando il segnale ricevuto a istanti $(T_s/2 + kT_s)$ con k intero $[0; N - 1]$, N numero di simboli. In questo modo il valore è letto nel punto di massimo al centro di ciascun intervallo di simbolo. Il vettore *bit_stima* è il vettore dei valori stimati dal decisore.

```
237     %% Decisore con soglia posta mean
238
239 -    bit_stima = zeros(size(bit));
240 -    soglia2 = real(mean(rx_tia));
241 -    for scorri= 1: LEN
242 -        if( vettorecampioni(scorri) > soglia2 )
243 -            bit_stima(scorri) = 1 ;
244 -        end
245 -    end
246
```

Figure 14:

2.7 SNR teorico e probabilità di bit errato stimata

Si è in grado di calcolare l'SNR teorico SNR conoscendo la potenza ricevuta sui bit 1 e 0, e la varianza del rumore termico introdotto dal TIA.

Inoltre si definisce la probabilità di bit errato stimata utilizzando la funzione *qfunc* applicata alla variabile Q .

```
220 %% SNR teorico e P_be
221 - prx_mediateenuata = (Prx_bit1 + Prx_bit0)/2;
222 - SNR = prx_mediateenuata/sigmateorica^2;
223 - SNR_dB = 10*log(SNR);
224 - mu1 = Prx_bit1;
225 - mu0 = Prx_bit0;
226 - Q = (mu1 - mu0)/ (2*sigmateorica);
227 - P_be = qfunc(Q)
228
```

Figure 15:

2.8 BER e eye diagram

Il BER viene calcolato confrontando la sequenza dei bit stimati *bit_stima* con la sequenza di bit trasmessi *bit*.

La variabile *numerobiterrati* tiene conto del numero di confronti errati, divisa per il numero di bit totali *LEN* restituisce il valore di BER.

```
247 %% BER e EyeDiagram
248
249 - numerobiterrati = 0;
250 - for scorri= 1: LEN
251 -     if( bit(scorri) ~= bit_stima(scorri) )
252 -         numerobiterrati= numerobiterrati+1 ;
253 -     end
254 - end
255
256 - BER = numerobiterrati / LEN
257
258
259 - vettoretsimbolo= 0 : dt : tsimbolo;
260 - for i= 0 : LEN-1
261 -     for k= 1:101
262 -         j=k+(100*i);
263 -         vettoresupporto(k) = rx_tia(j);
264 -     end
265 -     figure(11);
266 -     title('EYE-diagram ','color','blue');
267 -     scatter(vettoretsimbolo,vettoresupporto);
268 -     hold on;
269 - end
270
```

Figure 16:

L'Eye diagram è ottenuto attraverso la ripetizione della funzione *scatter*, che permette di tracciare su un grafico, sovrapposti in un'unica finestra di ampiezza T_s , i valori del segnale ricevuto *rx_tia* per intervalli di tempo T_s successivi.

L'apertura verticale dell'Eye diagram è un indicatore della qualità della trasmissione: ad una maggiore ampiezza dell'occhio corrisponde un BER minore.

3 Risultati

3.1 Analisi dei diagrammi ad occhio

L'analisi del diagramma ad occhio consente di valutare rapidamente la qualità della trasmissione, di seguito si riportano gli eye diagram per i valori delle lunghezze di canale 0,40,60,90 Km. In particolare si noti che, nella tabella 1: nel caso A non è presente la fibra speciale e di conseguenza si osserva l'effetto di dispersione cromatica; nel caso B invece, la compensazione è attiva, perciò l'effetto di dispersione è nullo, tuttavia l'attenuazione del segnale risulta superiore.

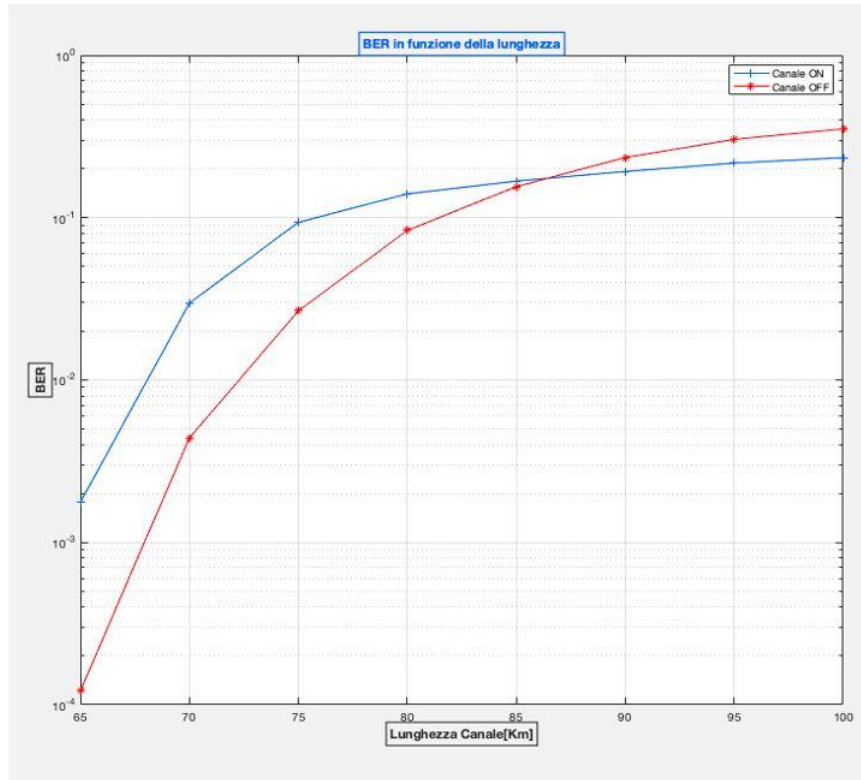


Figure 17:

Nel grafico a figura 17 viene riportato l'andamento del BER in funzione della lunghezza in due casi differenti:

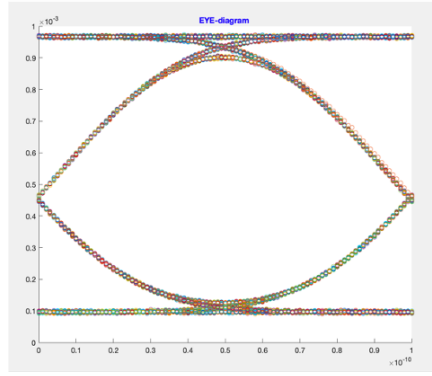
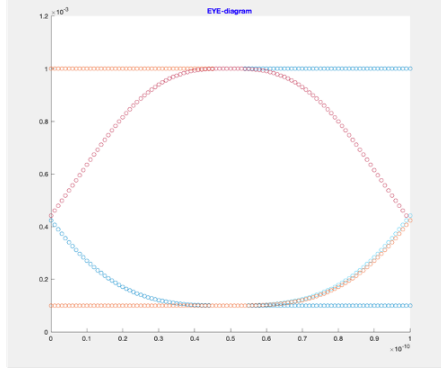
- Canale ON (Blu), senza modulo di compensazione, presenza di dispersione cromatica.
- Canale OFF (Rosso), fibra di compensazione attiva, assenza di dispersione cromatica.

Dopo circa 87 Km si osserva che l'effetto dell'attenuazione complessiva dovuta alla fibra regolare e al modulo di compensazione ha un effetto di disturbo maggiore rispetto a quello dovuto all'attenuazione regolare più dispersione cromatica. (Figura 17)

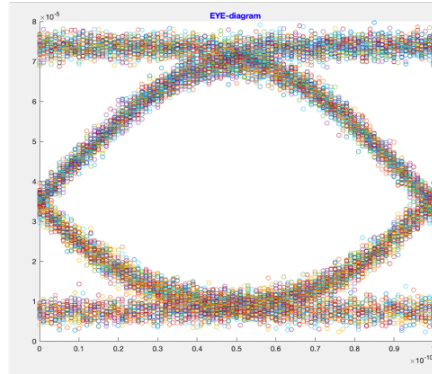
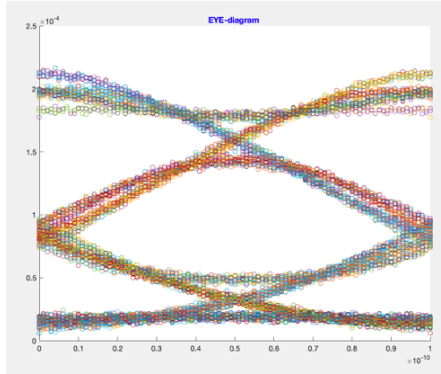
CASO A

CASO B

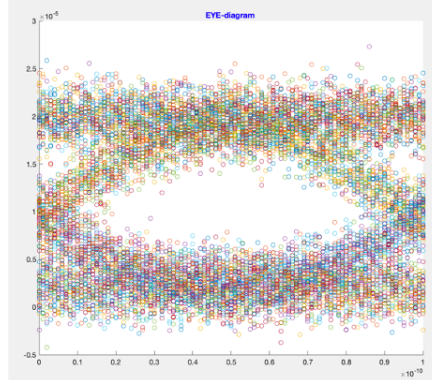
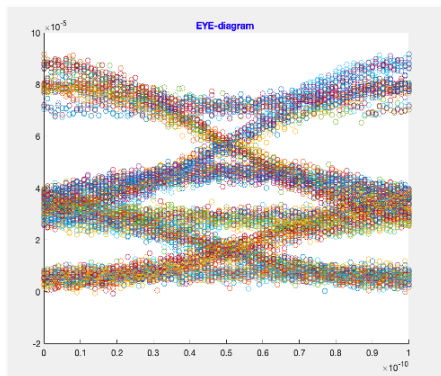
0 Km



40 Km



60 Km



90 Km

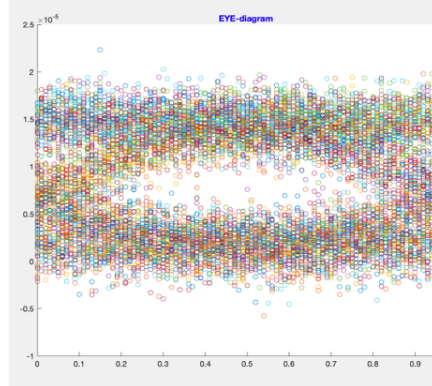
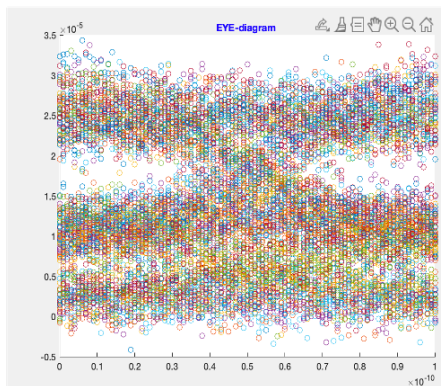


Table 1: Confronto degli eye diagram

3.2 BER e probabilità di bit errato teorica

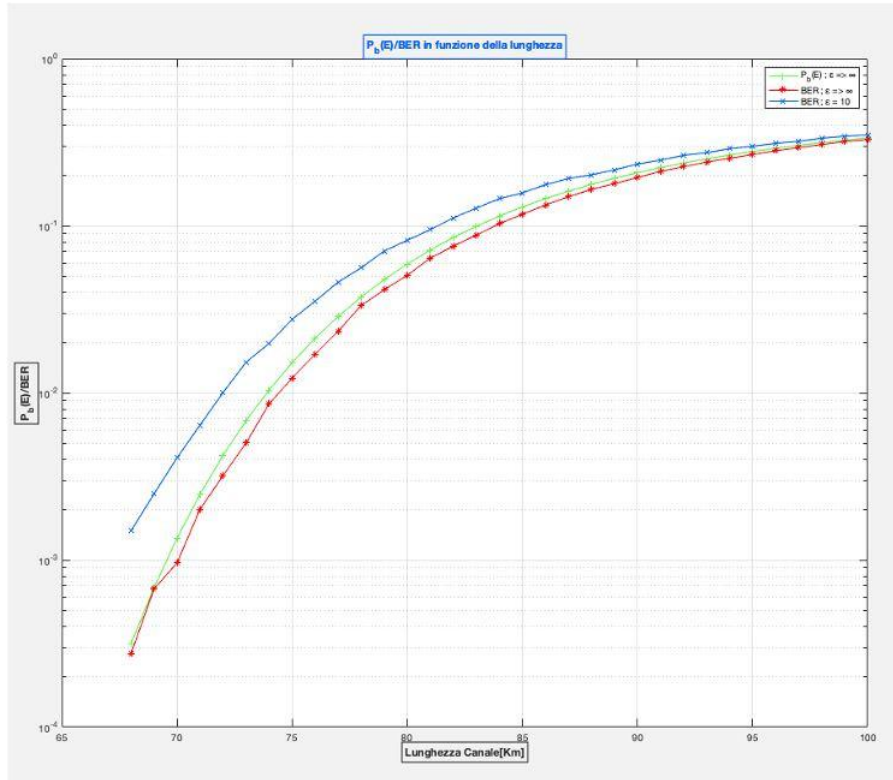


Figure 18:

Il Grafico in figura 18 riporta l'andamento del BER misurato in due casi distinti della simulazione, confrontandolo con l'andamento della probabailità di bit errato teorica.

- Il primo caso (curva Blu) considera un rapporto d'estinzione ϵ pari a 10, ottenendo dunque una potenza trasmessa sul bit 0 pari a $P_{tx}^0 = P_{tx}^1/\epsilon$. Dove $P_{tx}^1 = 1\text{mA}$.
- Il secondo caso (curva Rossa) considera invece ϵ tendente a infinito, in modo da avere $P_{tx}^0 = 0\text{mA}$.

La curva Verde riporta la probabilità di bit errato teorica. Quest'ultima non è definita a partire dal campionamento e dagli errori verificati, ma è ottenuta tramite la *qfunc* cosiderando solamente le potenze ricevute e la deviazione standard del rumore AWGN. ($\epsilon \rightarrow \infty$).