

# Progetto Comunicazioni Ottiche B

Paolo Tosi, Nicolò Valsesia

March 14, 2021

## Contents

<b>1</b>	<b>Introduzione</b>	<b>2</b>
1.1	Il Mezzo Trasmissivo e lo Spettro . . . . .	2
1.2	Vantaggi . . . . .	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
<b>2</b>	<b>Implementazione e Codice Matlab</b>	<b>8</b>
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 . . . . .	11
2.5	Filtro a Transimpedenza . . . . .	12
2.6	Campionamento e Decisore . . . . .	13
2.7	SNR teorico e Probabilità di bit errato stimata . . . . .	13
2.8	BER e Eye Diagram . . . . .	14

# 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.

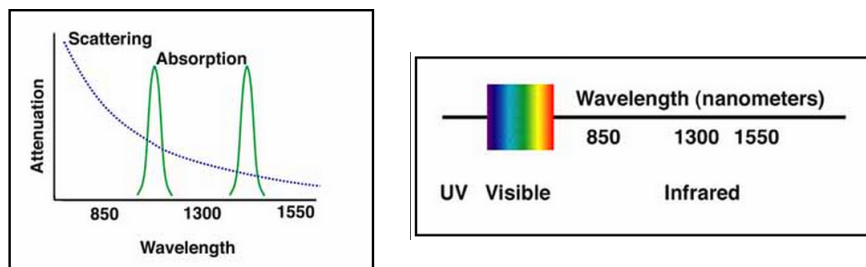
In alcuni casi le linee possono coprire distanze di diverse migliaia di chilometri come nel caso dell'infrastruttura di cavi sottomarini transoceanici.

## 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  $\eta$ .

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

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.
- La disponibilità di cavi in fibra ottica per trasmettere segnali a bassissima attenuazione. (minima attenuazione =  $0.2 \frac{dB}{Km}$ ).

Si trasmette con frequenze nell'intorno dell'infrarosso al di fuori degli intervalli d'assorbimento detti *watering bands*.

### 1.3 L'onda portante

L'onda luminosa portante può essere modulata secondo la modulazioni di ampiezza (ASK Amplitude Shift Keying), fase (PSK Phase Shift Keying) e frequenza (FSK frequency Shift Keying).

Nel nostro caso utilizziamo una 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. 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 l'effetto di moltiplicare l'ampiezza della componente spettrale per il termine  $A(f)$  e di aggiungere alla fase della componente spettrale il termine  $\beta(f)$ .

Questi due termini rappresentano rispettivamente:

- Coefficiente di Trasmissione in Ampiezza
- Sfasamento del canale

per la potenza considero  $A^2(f)$  detto *coefficiente di trasmissione in intensità* 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 data dalle caratteristiche fisiche del mezzo e scattering di Rayleigh.
2. Perdite dovute al *microbending*.
3. Perdite dovute allo *splicing* (connessione cavi in serie).

La perdita intrinseca consiste principalmente nell'assorbimento dovuto alle impurità di OH presenti nel mezzo (dovuti all'umidità inglobata nella matrice vetrosa). È una funzione di  $\lambda^{-6}$ , più lunga 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  $\lambda^{-4}$ .

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.

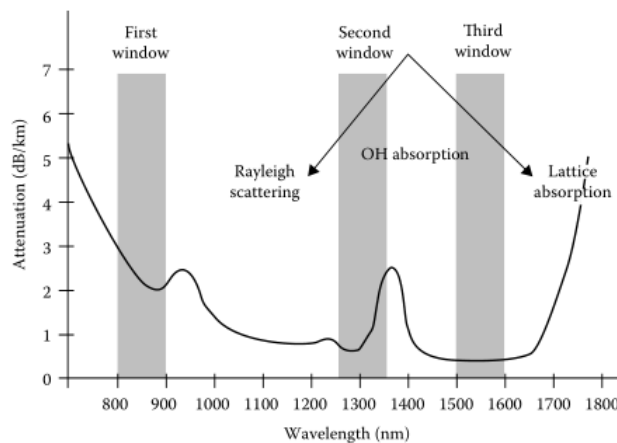


Figure 1: Attenuazione nel silicio in funzione della lunghezza d'onda

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.

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 2: disallineamento in due fibre ottiche

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

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

La risposta 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  $[\frac{1}{m}]o[\frac{1}{Km}]$  (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.

Risulta essere:

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

## 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:

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

È un'approssimazione della risposta in fase come una retta  $\beta_0 * L$

Nella simulazione si considera  $\beta_0$  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  $\tau_p$  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  $\tau_G$

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

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 del 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 presenta un che 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 permette di considerare nulla la risposta in fase del canale, 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 digitale 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,  $\mu_k$  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. In fase di progetto si è considerato il rumore equivalente in ingresso al TIA, 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  $[0; N - 1 \text{ simboli}]$ . 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  $\lambda$ , 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 3:

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(LEN,0);
34 -
35 - bit = randi([0 1], 1,LEN)
36 -
37 - dig_sig = zeros(size(t_s));
38 -
39 - %% creazione segnale digitale dai valori della serie di bit
40 -
41 - for i = 1:LEN
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) = 1/3;
46 -     end
47 - end
48 -
49 -
50 - if bit(LEN) == 1
51 -     dig_sig(tempo_totale/dt + 1) = bit(LEN);
52 - else
53 -     dig_sig( tempo_totale/dt +1) = 1/3;
54 - end
55 -
56 - figure (1); %%plotta il segnale rettangolare ideale
57 - plot(t_s, dig_sig);
58 - title('Segnale Rettangolare','color','blue');
59 - grid on;
60 -
```

Figure 4:

La funzione *randi* è utilizzata per generare un vettore di valori binari casuali di lunghezza *LEN*.

Il primo ciclo For utilizza il vettore *bit* per generare il segnale rettangolare con valori d'ampiezza 1 e 0 per i bit.

Per mantenere un rapporto d'estinzione lineare  $\epsilon \cong 10$ , il livello d'ampiezza 'basso' del bit 0 è stato posto a 1/3. (Figura 5).

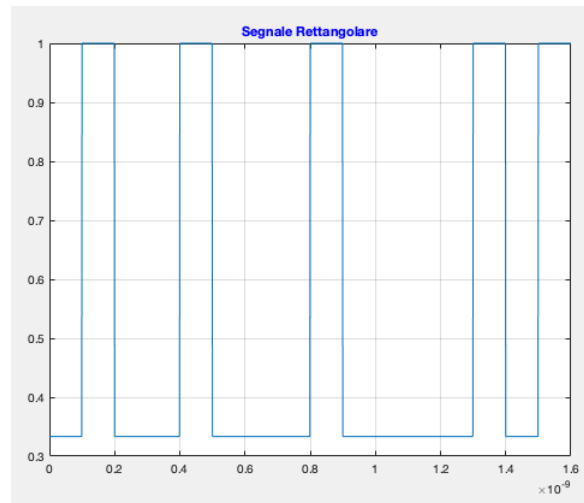


Figure 5: segnale digitale di 16 bit

```

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 6:

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*.

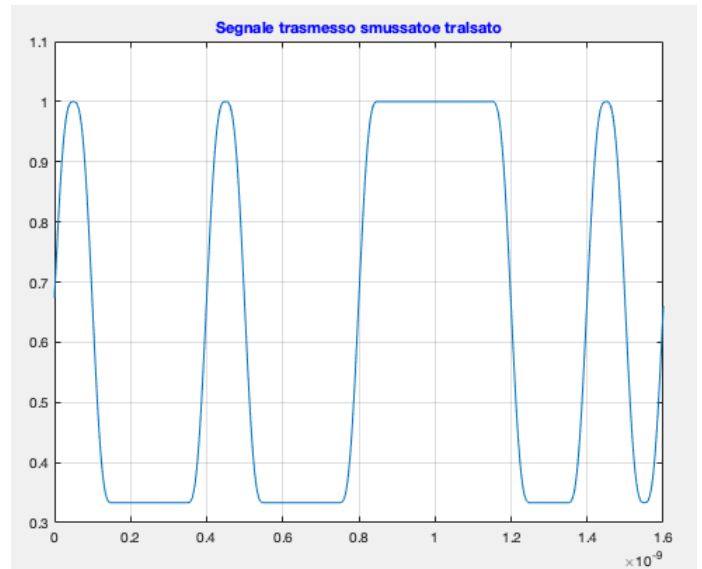
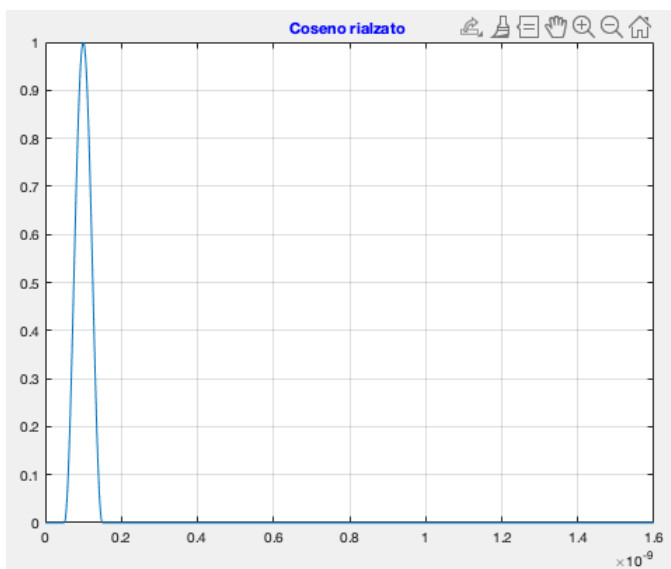
```

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 7:

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.

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_kspecial= exp((-1/2)*alpha_totale*Lcanale_km);
138
```

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

$A\_kspecial$  rappresenta il nuovo coefficiente di trasmissione in potenza.

## 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).

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

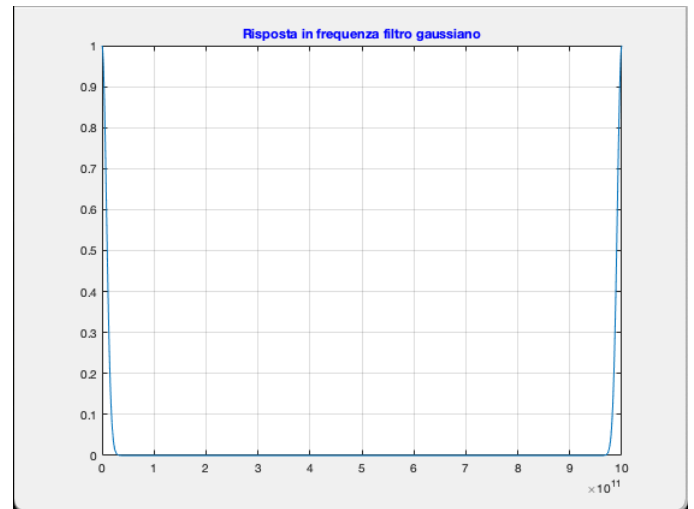
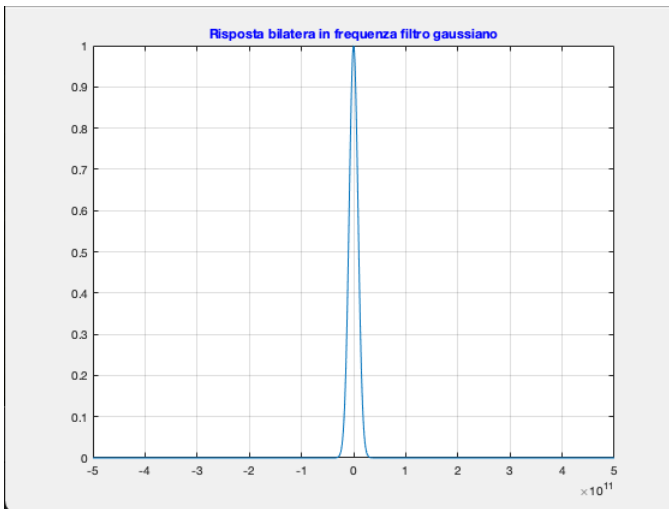
```
162 %% Fase di ricezione, introduzione rumore equivalente di ingresso al TIA
163
164 %Prx_bit1=ptx_bit1 * (A_kspecial)^2; %potenza ricevuta nel caso di compensazione
165 %Prx_bit0=ptx_bit0 * (A_kspecial)^2; %potenza ricevuta nel caso di compensazione
166 - Prx_bit1 = ptx_bit1 * (A_f)^2; %potenza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

Il Rumore Gaussiano introdotto dal TIA è rappresentato mediante il suo equivalente in ingresso  $w\_noise$ , avente deviazione standard  $\sigma$ .

## 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
```



Prima del passaggio attraverso il filtro al segnale viene sommato il rumore equivalente in ingresso ottenendo *rx\_awgn*.

Si esegue poi il prodotto nel dominio delle frequenze per avere *RX\_tia*, riportato nel dominio temporale.

```
201 %% Passaggio del segnale per il TIA
202 - rx_awgn= PI + w_noise ; %somma del mio segnale al rum.eq. TIA in ingresso
203 - RX_awgn = fft(rx_awgn); %passaggio nel dominio delle freq.
204 - RX_tia = RX_awgn .* gaussian_shifted; %segnale post filtro gaussiano TIA
205 - rx_tia= ifft(RX_tia); %segnale riportato nel tempo
```

Figure 8:

## 2.6 Campionamento e Decisore

```
224     %% Campionamento
225 -   vettorecampioni = zeros(size(bit)); %vettore di campioni estratti
226 -   j=0;
227 -   for k= 1 : LEN
228 -       vettorecampioni(k) = real(rx_tia((tsimbolo/dt)/2 + j*(tsimbolo/dt)));
229 -       j=j+1;
230 -   end
231
232     %% Decisore con soglia posta mean
233
234 -   bit_stima = zeros(size(bit));
235 -   soglia2 = real(mean(rx_tia));
236 -   for scorri= 1: LEN
237 -       if( vettorecampioni(scorri) > soglia2 )
238 -           bit_stima(scorri) = 1 ;
239 -       end
240 -   end
```

Figure 9:

La soglia di decisione è ottenuta calcolando il valor medio dei valori ricevuti attraverso la funzione *mean*.

Il confronto avviene con *vettorecampioni*, ottenuto mediante il processo di campionamento.

Il vettore *bit\_stima* è il vettore dei valori stimati dal decisore.

## 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*.

```
215     %% SNR teorico e P_be
216 -   prx_mediateenuata = (Prx_bit1 + Prx_bit0)/2;
217 -   SNR = prx_mediateenuata/sigma^2;
218 -   SNR_dB = 10*log(SNR);
219 -   mu1 = ptx_bit1 * (A_f)^2;
220 -   mu0 = ptx_bit0 * (A_f)^2;
221 -   Q = (mu1 - mu0)/ (2*sigma);
222 -   P_be = qfunc(Q)
223
```

Figure 10:

## 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.

```
242 %% BER e EyeDiagram
243
244 - numerobiterrati = 0;
245 - for scorri= 1: LEN
246 -     if( bit(scorri) ~= bit_stima(scorri) )
247 -         numerobiterrati= numerobiterrati+1 ;
248 -     end
249 - end
250
251 - BER = numerobiterrati / LEN
252
253
254 - vettoretsimbolo= 0 : dt : tsimbolo;
255 - for i= 0 : LEN-1
256 -     for k= 1:101
257 -         j=k+(100*i);
258 -         vettoresupporto(k) = rx_awgn(j);
259 -     end
260 -     figure(11);
261 -     title('EYE-diagram ','color','blue');
262 -     scatter(vettoretsimbolo,vettoresupporto);
263 -     hold on;
264 - end
```

Figure 11:

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  $T_s$  valori del segnale ricevuto *rx\_awgn* 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.