

CORSO DI LAUREA TRIENNALE
IN INGEGNERIA DELLE TELECOMUNICAZIONI
A.A. 2010/2011

OFDM OTTICO

RELATORE: Prof. Roberto Corvaja

LAUREANDO: *Alessandro Polizzotto*

Padova, 29 novembre 2010

Indice

1	Introduzione	5
2	OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing	7
2.1	IFFT e FFT	9
2.2	Sequenza dei simboli e Cyclic Prefix	11
2.3	Sottoportanti	14
2.4	L'OFDM in un ambiente dispersivo	14
2.5	Coding, interleaving and mapping	15
2.6	Front-end di trasmettitore e ricevitore	15
3	Fibre Ottiche	17
3.1	Ottica geometrica	17
3.1.1	Fibra ottica: geometria e cavi	20
3.2	Degrado in trasmissione del segnale	20
3.2.1	Attenuazione	21
3.2.2	Dispersione	22
3.2.3	Nonlinearità	24
4	WDM: Wavelength Division Multiplexing	29
5	O-OFDM: Optical OFDM	33
5.1	CO-OFDM: Coherent Optical - OFDM	38
5.1.1	Modulatore Mach-Zehnder	40
5.1.2	Efficienza ottica spettrale	43
5.1.3	Sperimentazioni di trasmissione in CO-OFDM	44
6	Conclusioni	47

Capitolo 1

Introduzione

La capacità di portare informazioni in una fibra ottica sottoforma di segnali luminosi è intrinsecamente molto più elevata che in un cavo elettrico; si ricordi che la banda passante in un segnale è teoricamente proporzionale alla frequenza della portante. Andando quindi da alcuni GHz o decine di GHz delle frequenze elettriche alle centinaia di THz della luce si ha un aumento di un fattore 10^4 . Determinanti per raggiungere nella pratica tali prestazioni sono però alcune caratteristiche:

- 1 la capacità di modulare e demodulare in modo veloce i segnali ottici;
- 2 la capacità della fibra di portare il segnale ottico senza attenuazione;
- 3 la capacità della fibra di non degradare l'elevata velocità di modulazione del segnale.

L'O-OFDM, un nuovo formato di modulazione, è proposto per sistemi di trasmissione a lungo raggio, il quale prevede una serie di vantaggi:

- incremento della distanza di trasmissione;
- miglioramento dell'efficienza spettrale;
- semplificazione dei metodi di compensazione della dispersione.

In questa tesina ci si focalizzerà soprattutto su una tipologia di O-OFDM, il CO-OFDM, che garantisce prestazioni più elevate rispetto ai concorrenti (DDO-OFDM) nella trasmissione su lunghe distanze.

Si darà innanzitutto una panoramica su quella che è la modulazione OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing), largamente impiegata nelle maggiori trasmissioni wired e

wireless attualmente in auge; una seconda parte riguarda le fibre ottiche, per concludere con le trasmissioni in fibra ottica ed in particolare su O-OFDM e CO-OFDM.

Capitolo 2

OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing

L' **Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)** è utilizzato per comunicazioni ad alta velocità con connessioni wired e wireless poiché tale tecnologia pone rimedio al problema dell'ISI (*intersymbol interference*) causata dal canale dispersivo. L'aumento del traffico dati richiesto ha accentuato questo problema al punto che, quando sono utilizzati schemi di modulazione convenzionali quali la QAM (Quadrature Amplitude Modulation) o l'NRZ, il segnale ricevuto dipende in ogni istante da più simboli trasmessi. In questo caso la complessità di schemi che utilizzano un'equalizzazione nel dominio del tempo incrementa rapidamente. Viceversa, la complessità dell'OFDM e di sistemi di modulazione seriali ma con equalizzazione nel dominio della frequenza, scalano bene rispetto all'incremento del data rate e della dispersione del canale. Un secondo grande vantaggio dell'OFDM è che la complessità di trasmettitore e ricevitore è trasferita dal dominio analogico a quello digitale.

Nell'OFDM i dati sono trasferiti simultaneamente in parallelo in un certo numero di frequenze, ottenendo come risultato che il periodo di simbolo è più lungo di quello per un sistema seriale di pari data rate. Visto che il periodo di simbolo è maggiore, l'ISI colpisce al più un simbolo, ottenendo un'equalizzazione più semplice. Nella maggior parte delle implementazioni dell'OFDM, l'ISI rimanente è rimossa tramite un intervallo di guardia chiamato *cyclic prefix*.

Tuttavia ci sono una serie di differenze teoriche e pratiche tra l'OFDM ed i sistemi convenzionali (FDM, WDM). Nell'OFDM le frequenze delle sottoportanti sono scelte in modo che i segnali siano matematicamente ortogonali nel periodo di un simbolo. Sia la modulazione che il multiplexing sono realizzati digitalmente utilizzando la trasformata inversa di Fourier

(IFFT), ottenendo il requisito di ortogonalità dei segnali in modo preciso e computazionalmente efficiente.

In FDM-WDM sono presenti delle bande di guardia tra le sottoportanti. Al ricevitore le sottoportanti sono recuperate utilizzando un opportuno filtro analogico.

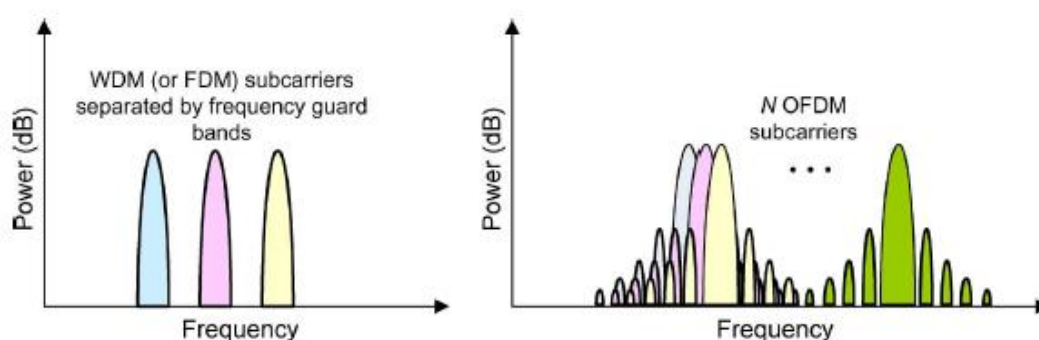


Figura 2.1: Spettro di segnali WDM o FDM e segnali OFDM

Nell'OFDM si ha una sovrapposizione dello spettro delle portanti, ma grazie alla condizione di ortogonalità, fin quando il canale ha un tempo di risposta impulsiva minore del prefisso ciclico (cyclic prefix), le sottoportanti possono essere demodulate senza interferenze e senza la necessità di ricorrere ad un filtro analogico per separarle. Demodulazione e demultiplexazione sono effettuate per mezzo della FFT (Fast Fourier Transform o DFT). Spesso lo spettro di una sottoportante ha la forma di

$$|\sin(x)/x|^2 \quad (2.1)$$

quindi ogni sottoportante ha dei lobi su una gamma di frequenze che includono molte altre sottoportanti: questa é la causa di uno svantaggio dell'OFDM, ovvero é molto sensibile alle deviazioni di frequenza ed al rumore di fase.

L'OFDM trova applicazioni in svariati campi di impiego, quali:

- digital audio broadcasting;
- HDTV terrestrial broadcasting;
- HDSL, ADSL e VSDL;
- IEEE 802.11;
- HIPERLAN/2 e MMAC wireless LANs.

2.1 IFFT e FFT

Poichè il blocco IFFT è il principale componente in trasmissione e il blocco FFT quello in ricezione, queste sono le componenti principali che distinguono l'OFDM da un sistema a singola portante, iniziamo a considerare il segnale all'ingresso ed all'uscita dei blocchi IFFT e FFT, considerando poi gli altri blocchi.

L'ingresso del blocco IFFT è il vettore complesso $\mathbf{X} = [X_0 X_1 X_2 \cdots X_{N-1}]^T$, di dimensione N , che è anche la dimensione dell'IFFT. Ogniuno degli elementi di \mathbf{X} rappresenta il dato da trasmettere tramite la corrispondente sottoportante, per esempio X_k rappresenta il dato da trasmettere dalla k -esima sottoportante. La modulazione usualmente utilizzata nell'OFDM è la QAM, quindi ogni elemento di \mathbf{X} è un numero complesso rappresentante un punto particolare della costellazione QAM. L'uscita del IFFT è il vettore complesso $\mathbf{x} = [x_0 x_1 x_2 \cdots x_{N-1}]^T$

$$x_m = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi km/N} \quad 0 \leq m \leq N-1 \quad (2.2)$$

La corrispondente FFT è

$$X_k = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{m=0}^{N-1} x_m e^{-j2\pi km/N} \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad (2.3)$$

Questa forma delle coppie di trasformate IFFT/FFT hanno l'importante vantaggio che i segnali discreti all'ingresso ed all'uscita delle trasformazioni per ciascun simbolo hanno la medesima energia totale e la medesima potenza media. Al ricevitore l'FFT esegue, sui dati ricevuti e poi campionati, l'antitrasformata per ogni simbolo:

$$Y_k = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{m=0}^{N-1} y_m e^{-j2\pi km/N} \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad (2.4)$$

dove $\mathbf{y} = [y_0 y_1 y_2 \cdots y_{N-1}]^T$ è il vettore rappresentante il segnale campionato nel dominio del tempo all'ingresso del FFT e $\mathbf{Y} = [Y_0 Y_1 Y_2 \cdots Y_{N-1}]^T$ è il vettore nel dominio della frequenza all'uscita del FFT. Si noti che sono necessari N campioni per un simbolo (escludendo il CP). Consideriamo preliminarmente cosa succede se non vi sono nè rumore nè distorsione nel canale così come al trasmettere ed al ricevitore, quindi essendo FFT e IFFT l'una inversa dell'altra, $\mathbf{Y} = \mathbf{X}$.

Se un rumore bianco Gaussiano (AWGN) è sommato al segnale, rimanendo il segnale non distorto,

$$y_m = x_m + w_m \quad (2.5)$$

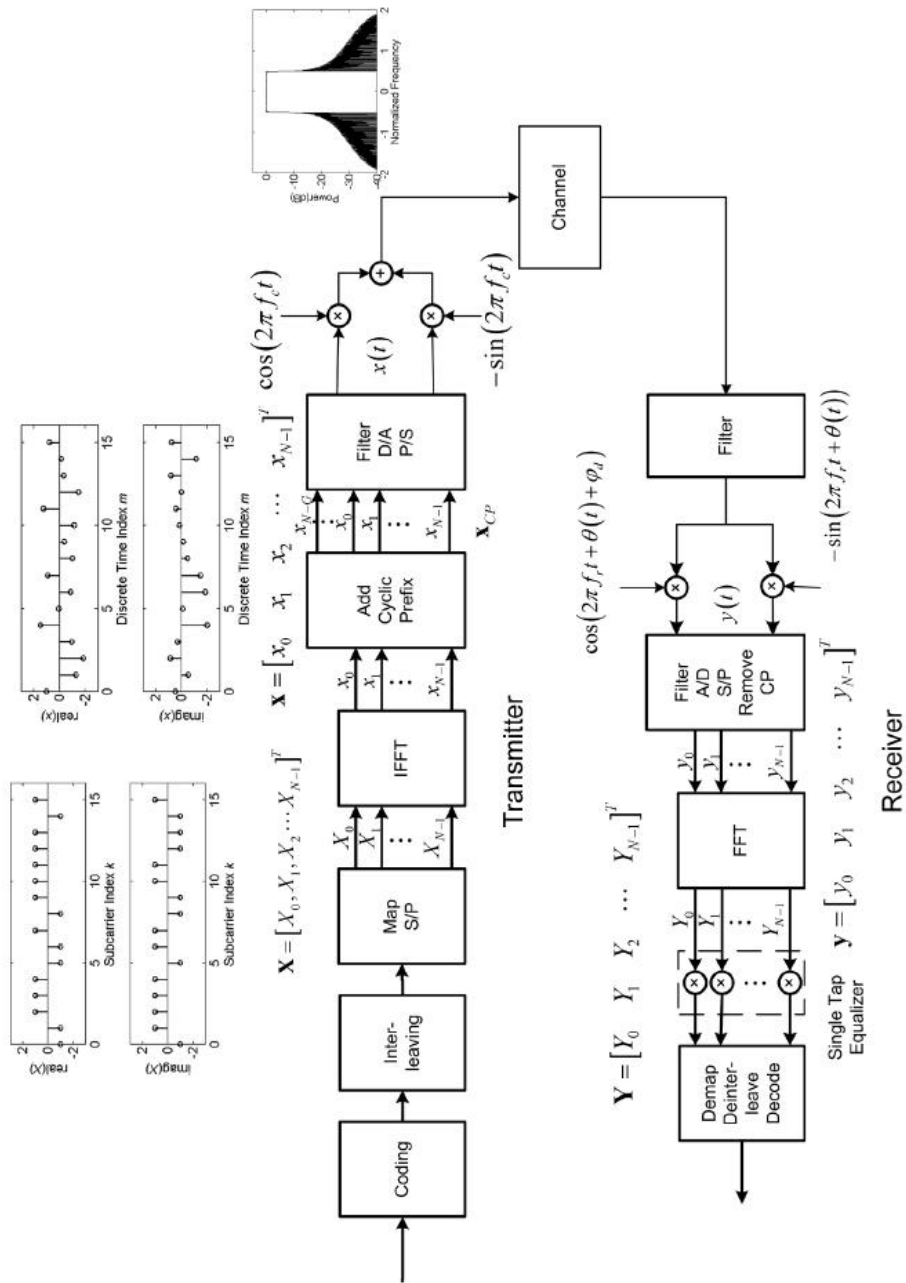


Figura 2.2: Diagramma a blocchi di un sistema di comunicazione OFDM per applicazioni wireless

dove w_m è un campione del rumore gaussiano, sostituendo (2.5) in (2.4) e riordinando si ottiene

$$Y_k = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{m=0}^{N-1} y_m e^{-j2\pi km/N} = X_k + W_k \quad (2.6)$$

con

$$W_k = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{m=0}^{N-1} w_m e^{-j2\pi km/N} \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad (2.7)$$

W_k è la componente di rumore bianco della k -esima uscita del FFT. Siccome ogni valore di W_k è la somma di N campioni gaussiani indipendenti, è anch'esso un una variabile aleatoria gaussiana. Anche se nel dominio del tempo w_m non ha una distribuzione gaussiana, nella maggior parte dei casi, grazie al teorema del limite centrale, nel dominio della frequenza il rumore W_k è gaussiano. Questo, combinato all'uso di FEC, comporta che di solito le prestazioni di un sistema OFDM dipendono dalla potenza media del rumore, contrariamente ai convenzionali sistemi di trasmissione dove è il valore di picco del rumore a limitare le prestazioni.

2.2 Sequenza dei simboli e Cyclic Prefix

Il segnale trasmesso consiste in una sequenza di simboli OFDM. Per evidenziare la differenza tra i simboli OFDM di una sequenza piuttosto che di un singolo simbolo si estende la notazione esprimendo anche la dipendenza dal tempo, $\mathbf{x}(i) = [x_0(i)x_1(i)x_2(i) \cdots x_{N-1}(i)]^T$ (uscita del IFFT al tempo $t = i \cdot Ts$ con Ts periodo di simbolo).

Una delle tecniche che migliora prestazionalmente l'OFDM è l'inserimento del *cyclic prefix*. Consideriamo due simboli OFDM consecutivi sottoposti ad un canale dispersivo con ritardo di propagazione t_d . Per semplicità ogni simbolo OFDM include solo due sottoportanti, con ritardo "veloce" e ritardo "lento" differenziati di t_d , rappresentati dalla sottoportante più "veloce" e da quella "meno" veloce rispettivamente.

Una sottoportante arriva prima di un'altra a causa della maggiore velocità che possiede un'onda ad una data frequenza rispetto ad altre. Ciò è dovuto al fatto che la velocità di un'onda in un mezzo dipende dall'indice di rifrazione del mezzo stesso: se esso non è costante per le frequenze interessate, ogni sottoportante ha una velocità diversa. Questo effetto è accentuato se la trasmissione avviene su lunghe distanze (quali trasmissioni a lungo raggio che interessano il CO-OFDM). La figura 2.3a mostra che in ogni simbolo OFDM le due sottoportanti sono allineate al momento di essere trasmesse. La figura 2.3b mostra lo stesso segnale al ricevitore, dove la sottoportante "lenta" è in ritardo di t_d rispetto alla sottoportante

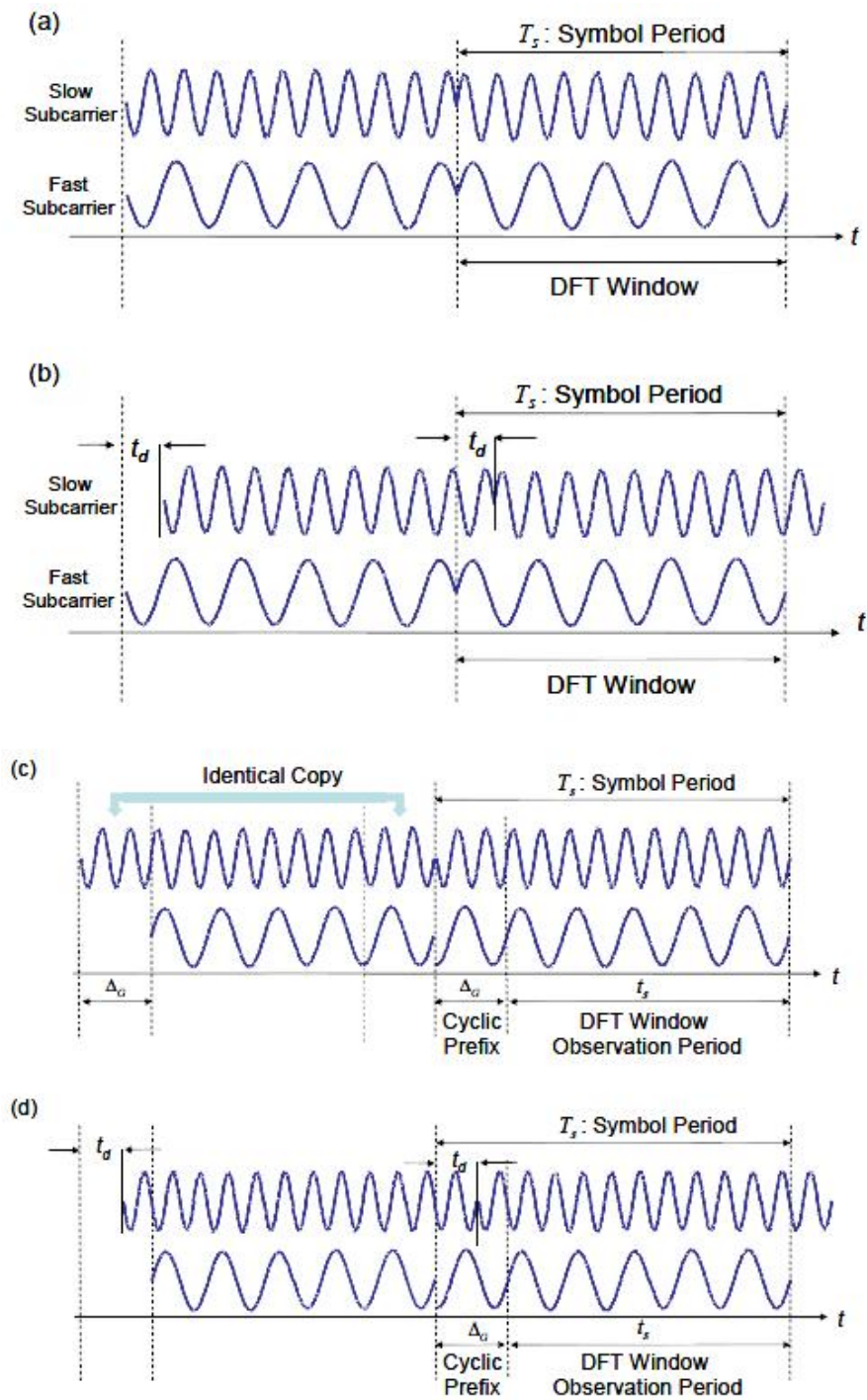


Figura 2.3: Segnali OFDM (a) senza cp al trasmettitore, (b) senza cp al ricevitore, (c) con cp al trasmettitore e (d) con cp al ricevitore.

“veloce”. Selezioniamo una finestra DFT contenente un simbolo OFDM completo per la sottoportante “veloce”. È evidente che a causa della dispersione di canale (channel dispersion) la sottoportante “lenta” eccede la finestra di simbolo causando interferenza con il simbolo successivo, formalmente, interferenza di intersimbolo (inter-symbol interference) o ISI. Inoltre, poichè la waveform della sottoportante “lenta” non è completa nella finestra, l’ortogonalità tra sottoportanti non è mantenuta, causando inter-carrier-interference, ICI.

Il *cyclic prefix* fu proposto al fine di porre rimedio alla channel dispersion (la quale introduce ISI ed ICI). La figura 2.3c mostra l’inserimento di tale cyclic prefix estendendo ciclicamente la waveform OFDM tramite l’intervallo di guardia (guard interval) Δ_G . Come mostrato in figura 2.3c, la waveform nell’intervallo di guardia è essenzialmente una copia identica di quello che c’è nella finestra DFT, traslato indietro di t_d . La figura 2.3d mostra il segnale OFDM con l’intervallo di guardia al momento della ricezione. Supponiamo che il segnale abbia viaggiato nel medesimo dispersive channel e la medesima finestra DFT contiene un simbolo completo della sottoportante “veloce”. Possiamo vedere in figura 2.3d che un simbolo completo della sottoportante “lenta” è anch’esso presente nella finestra DFT, questo perché una porzione del cyclic prefix è presente nella finestra per ripristinare la parte di waveform traslata fuori. Come tale, il simbolo OFDM per la sottoportante “lenta” è una copia quasi identica della waveform trasmessa con l’aggiunta di una phase shift. Questo sfasamento (phase shift) è trattato tramite una stima del canale e conseguentemente trascurato nella scelta del simbolo. La condizione necessaria affinché la trasmissione OFDM sia priva di ISI è:

$$t_d < \Delta_G \quad (2.8)$$

Si può vedere che al fine di recuperare correttamente il simbolo OFDM vi sono da seguire due operazioni:

- (i) selezionare una appropriata finestra DFT, chiamata DFT window synchronization
- (ii) stimare lo sfasamento (phase shift) per ogni sottoportante, ovvero stima di canale (channel estimation) o recupero della sottoportante (subcarrier recovery).

Nella maggior parte dei sistemi OFDM, il CP è aggiunto al principio di ogni simbolo. Quindi viene trasmessa la sequenza

$$\mathbf{x}(i) = [x_{-G} \cdots x_{-1}(i), x_0(i) \cdots x_{N-1}(i)]^T \quad (2.9)$$

dove G è la lunghezza del Cyclic Prefix. Anche se il CP introduce ridondanza e riduce il data rate globale, l’uso del CP riduce notevolmente sia l’ISI, sia l’ICI (intercarrier interference)

dal segnale ricevuto ed è la chiave di una equalizzazione piú semplice.

La figura 2.4 mostra una sequenza di simboli OFDM nel tempo.

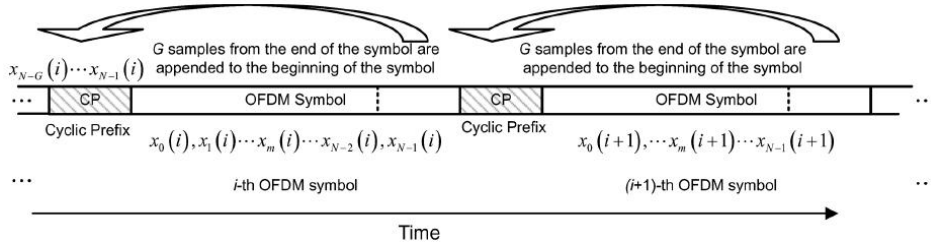


Figura 2.4: Sequenza di simboli OFDM nel dominio del tempo comprensivi di CP

2.3 Sottoportanti

Nei sistemi OFDM a causa del fatto che l'IFFT svolge contemporaneamente modulazione e multiplexing non c'è un punto nel trasmettitore o nel ricevitore dove una singola sottoportante possa essere osservata nel dominio del tempo. Le sottoportanti sono presenti individualmente solamente nel dominio della frequenza. La componente discreta associata alla k-esima sottoportante di un simbolo dato è

$$x_m = \frac{1}{\sqrt{N}} X_k e^{j2\pi km/N} \quad 0 \leq m \leq N - 1 \quad (2.10)$$

2.4 L'OFDM in un ambiente dispersivo

L'OFDM è così ampiamente utilizzato perchè, quando il CP è presente, ogni distorsione causata da un canale lineare dispersivo può essere corretta semplicemente utilizzando un equalizzatore single-tap (a singolo coefficiente).

L'Inter-Symbol Interference può essere altresì eliminata facendo precedere ad ogni simbolo un intervallo di guardia nel quale nessun simbolo è trasmesso, tuttavia questo comporterebbe un fenomeno chiamato intercarrier interference (ICI). Ogni valore di Y_k dipenderebbe dai valori di ingresso \mathbf{X} oltre a X_k . Quando è presente CP ogni sottoportante è rappresentata da una sinusoide di appropriata frequenza durante tutto il periodo di simbolo (comprensivo di CP). Fino a quando il ritardo non eccede CP e la finestra del ricevitore FFT è allineata con l'inizio del periodo di simbolo, non sono presenti nè ISI nè ICI.

2.5 Coding, interleaving and mapping

I primi blocchi del trasmettitore sono il codificatore e l'inter-leaver. Tutti i sistemi OFDM utilizzano un sistema di correzione od individuazione degli errori perchè se c'è un fading selettivo ad una data frequenza nel canale, alcuni dati del flusso ne soffriranno. La codifica è di solito preceduta dall'inter-leaver perchè un numero di sottoportanti adiacenti potrebbe cadere nell'intervallo di frequenza afflitte da fading. Nella maggior parte delle applicazioni a banda larga dell'OFDM sono presenti due livelli di inter-leaving e codifica, in modo che possa essere ottenuto un bit error rate (BER) molto piccolo anche su un canale molto rumoroso. Dopo la codifica il segnale è mappato su un numero complesso rappresentante un punto della costellazione QAM utilizzata per la trasmissione. La dimensione delle costellazioni tipiche va da 4QAM fino a 64QAM. Seppure la PSK é compatibile con l'OFDM, é raramente utilizzata. La sequenza di numeri complessi passa ad un convertitore S/P al fine di essere adatta per essere elaborata dal IFFT.

2.6 Front-end di trasmettitore e ricevitore

La figura 2.2 mostra un singolo blocco composto da filtraggio, conversione P/S e conversione D/A, questo perchè ci sono diverse opzioni riguardo l'ordine degli elementi prima citati. Nei sistemi OFDM wireless, $x(t)$ è un segnale complesso input di un modulatore IQ per la traslazione alla frequenza della portante; in questi casi il segnale trasmesso è dato da

$$s(t) = \Re\{x(t)\} \cos(2\pi f_c t) - \Im\{x(t)\} \sin(2\pi f_c t) = \Re\{x(t)e^{2\pi f_c t}\} \quad (2.11)$$

In sistemi in banda base quale l'ADSL, $x(t)$ è un segnale reale. In questi sistemi, \mathbf{X} , il segnale d'ingresso del IFFT, ha simmetria Hermitiana: $X_{N-k} = X_k^*$. Risulta quindi che la componente complessa non è presente.

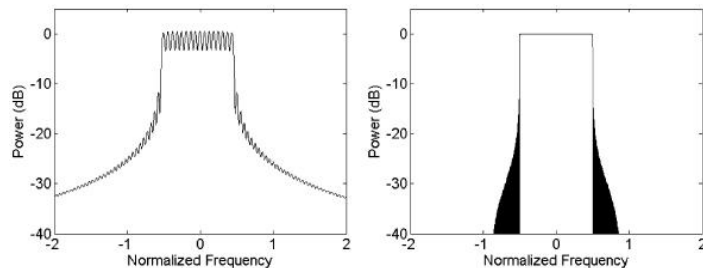


Figura 2.5: Spettro del segnale trasmesso: a) N=16, G=4 e b) N=256, G=0

La figura 2.5 mostra lo spettro di un segnale in banda base per due diverse dimensioni della lunghezza di CP ed N.

Capitolo 3

Fibre Ottiche

Il percorso ottico in un sistema di comunicazione consiste in una serie di guide d'onda: le fibre stesse, cosiccome i vari componenti utilizzati per accoppiare il segnale all'ingresso ed all'uscita dalla fibra e per passare da una fibra ad un'altra. Le comunicazioni ottiche si riferiscono a segnali di informazione trasmesse a frequenze ottiche. Per ragioni storiche le oscillazioni ottiche sono descritte tramite la loro lunghezza d'onda nel vuoto rispetto alla loro frequenza, correlate da:

$$\lambda = c/f \quad (3.1)$$

dove f è la frequenza in [Hz], λ la lunghezza d'onda [m] e c è la velocità della luce nel vuoto ($3 \cdot 10^8 m/s$).

3.1 Ottica geometrica

Come è mostrato nella sezione in figura 3.1, una fibra *step-index* ha il core di raggio a con un indice di rifrazione costante n_1 , un circostante rivestimento (*cladding*) in vetro di raggio esterno b con indice di rifrazione n_2 . L'aria circostante il rivestimento ha un indice di rifrazione n_0 .

Fibre *single-mode* hanno usualmente core di diametro compreso tra $8 \mu m$ e $12 \mu m$ ed un rivestimento del diametro di $125 \mu m$, mentre le fibre *multimode* hanno core di approssimativamente $50 \mu m$ di diametro. Riflessione e rifrazione al confine tra due superfici sono mostrate in figura 3.2, la quale mostra l'esempio in cui $n_1 > n_2$. Le relazioni tra l'angolo di incidenza θ_i , l'angolo di riflessione θ_r e l'angolo di rifrazione (o trasmissione) θ_t sono

$$\theta_r = \theta_i \quad (3.2)$$

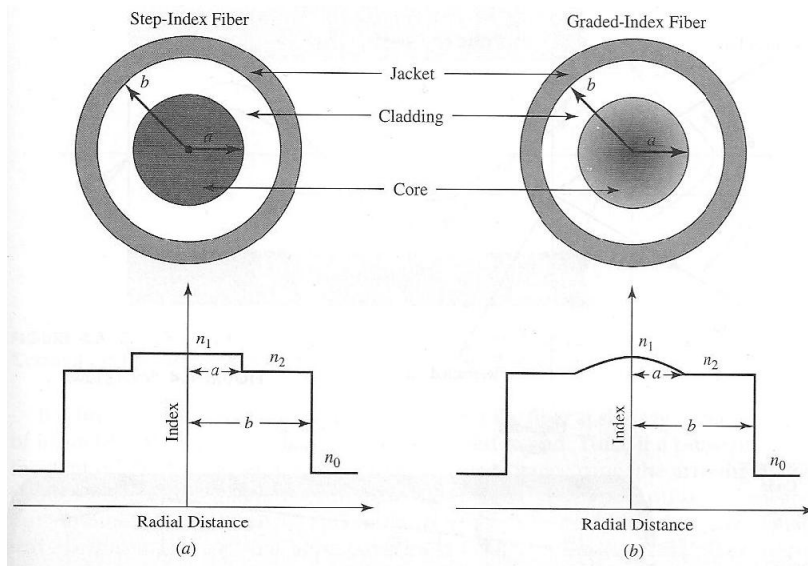


Figura 3.1: profili degli indici di rifrazione di due tipologie di fibra

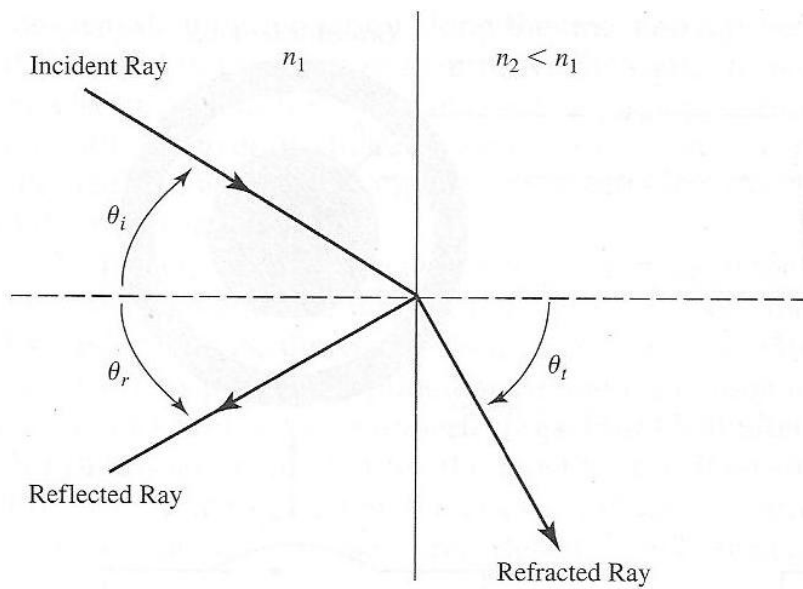


Figura 3.2: leggi dell'ottica geometrica

e

$$n_1 \sin \theta_i = n_2 \sin \theta_t \quad (3.3)$$

dove l'equazione (3.3) è chiamata *legge di Snell*.

Ciò che fa sì che la fibra ottica funzioni è la *riflessione totale interna*. L'equazione (3.3) mostra che c'è un *angolo critico* $\theta_c = \sin^{-1} n_c/n_f$, per il quale il raggio trasmesso giace sulla superficie di separazione dei due mezzi. Ad angoli di incidenza maggiori di θ_c , tutta l'energia è totalmente riflessa, ottenendo un raggio guidato. Sono questi raggi, guidati all'interno del *core* della fibra, che trasportano il segnale ottico. La figura 3.3 mostra dei raggi guidati e non. Un

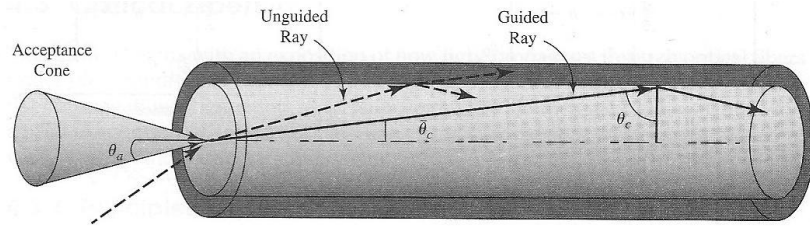


Figura 3.3: raggi guidati e non guidati

raggio che entra in fibra con un angolo di incidenza sufficientemente piccolo viene totalmente riflesso, rimbalzando avanti ed indietro tra le pareti interne della fibra nella direzione di propagazione, mentre un raggio incidente al di fuori del cono di accettazione della fibra viene parzialmente rifratto ad ogni salto. Per raggi entranti nella fibra dall'aria, l'angolo più grande possibile di incidenza per raggi guidati viene detto *angolo di accettazione* θ_a , ottenuto da

$$\theta_a = \sin^{-1} \sqrt{(n_f^2 - n_c^2)} \quad (3.4)$$

L'*apertura numerica NA* della fibra è definita come

$$NA = \sin \theta_a = \sqrt{(n_f^2 - n_c^2)} \quad (3.5)$$

Il quadrato dell'apertura numerica indica la capacità della fibra di raccogliere luce. Siccome $\sin \phi_{max} < 1$ e $n_0 \cong 1$, il massimo valore di NA è 1. I valori di NA nelle fibre variano da 0.2 ad 1.

È importante notare che raggi guidati che entrano in fibra ad angoli di incidenza leggermente diversi percorrono anche diversi cammini per giungere a destinazione. Così, se un impulso di energia incide nella fibra in tutto il cono di accettazione, l'energia in uscita viene dispersa a causa delle diverse lunghezze di percorso, ottenendo che l'impulso è spalmato nel tempo. Questa *multipath* o *dispersione intermodale* peggiora per una grande apertura numerica.

Per ridurre gli effetti della dispersione intermodale, le fibre sono fabbricate con un profilo *graded-index*. Con un tale profilo, i raggi vengono flessi man mano che si avvicinano al cladding come mostrato in figura 3.4. Questa flessione, insieme al fatto che i raggi nella periferia del core viaggiano più velocemente (a causa di un minor indice di rifrazione), riducono la dispersione intermodale di diversi ordini di grandezza.

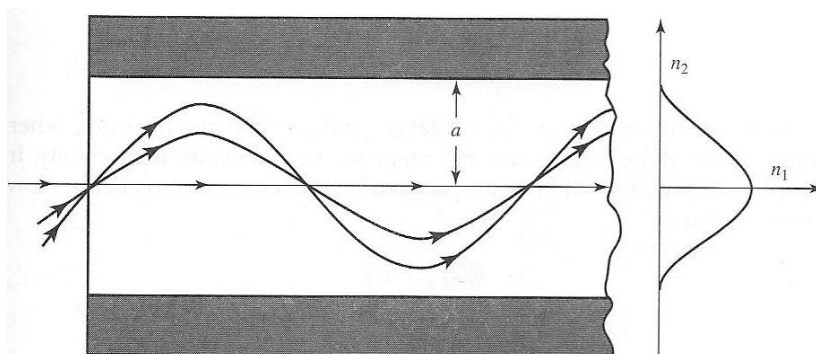


Figura 3.4: propagazione dei raggi in una fibra graded-index

3.1.1 Fibra ottica: geometria e cavi

Le fibre ottiche utilizzate per le telecomunicazioni sono tipicamente a base di silicio, costruite in diverse geometrie. Certi dopanti (per esempio GeO_2 e P_2O_5) sono utilizzati nel core per aumentare l'indice di rifrazione, altri (B_2O_3) sono presenti nel cladding per diminuire n .

I cavi contenenti le fibre sono concepiti per resistere a stress meccanici ed ambientali. I cavi più larghi contengono anche oltre 100 singole fibre.

3.2 Degrado in trasmissione del segnale

L'aumento della domanda di alte prestazioni di trasmissione comporta il dover ridurre gli effetti negativi indotti dalla fibra, questo sia migliorando il design della fibra stessa sia compensando tali effetti negativi.

Il degrado del segnale in fibra è dovuto principalmente a:

- **Attenuazione**
- **Dispersione**
- **Nonlinearità**

3.2.1 Attenuazione

Il modo più semplice per esprimere le attenuazioni è una relazione della forma

$$\partial P/\partial z = -\alpha P \quad (3.6)$$

dove P è la potenza ottica che si propaga nella fibra al punto z , α è il *coefficiente di attenuazione*. Integrando l'equazione (3.6) si ottiene

$$P_R = e^{-\alpha L} P_T \quad (3.7)$$

dove P_T è la potenza in ingresso e P_R la potenza in uscita da una fibra di lunghezza L . Il coefficiente di attenuazione è di solito espresso in decibel per kilometro; ovvero

$$\alpha_{dB} = -\frac{10}{L} \log \frac{P_R}{P_T} \quad (3.8)$$

dove L è espresso in [km]. In questo caso l'esponente dell'equazione (3.7) diviene $-0.23\alpha_{dB}L$. Il coefficiente α è una funzione della lunghezza d'onda, come mostrato in 3.5. Come si può notare la minima attenuazione si ha vicino a 1550 nm ed è approssimativamente di 0.2 dB/Km nelle odierne fibre. Come indicato in figura 3.5, l'attenuazione sono dovute principalmente a

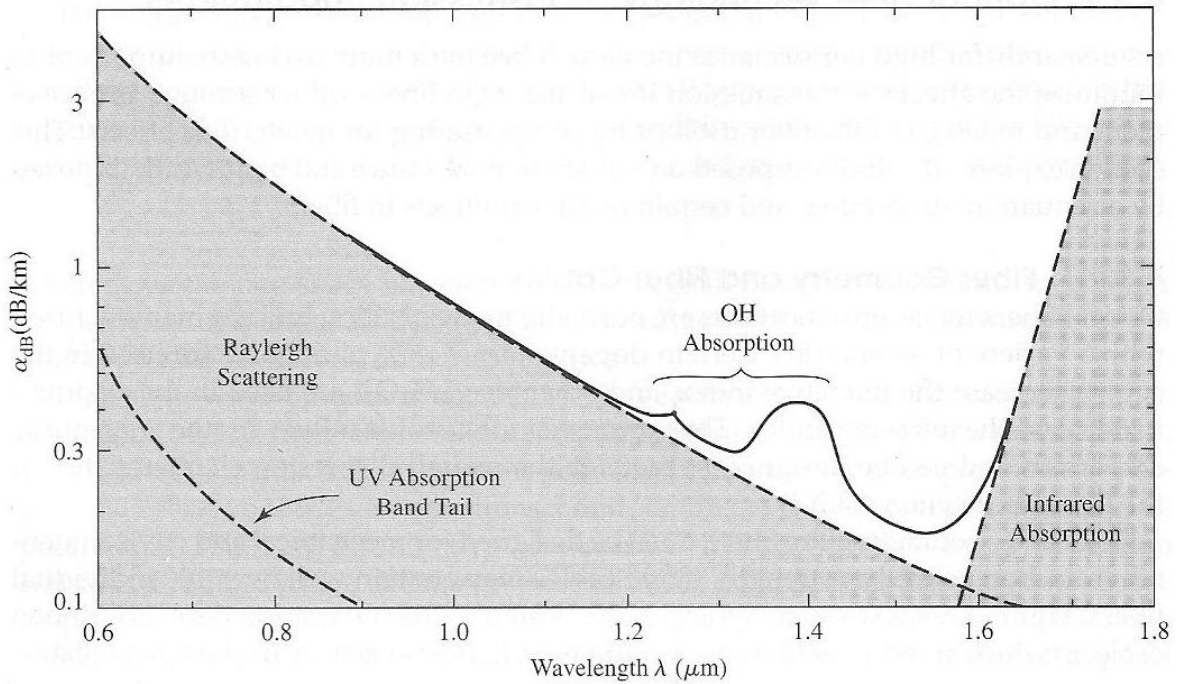


Figura 3.5: l'attenuazione in funzione della lunghezza d'onda

tre fenomeni: assorbimento da parte del materiale, Rayleigh scattering ed imperfezioni della

guida d'onda.

Assorbimento da parte del materiale è dovuto alla risonanza delle molecole di silicio come a quella delle impurità nella fibra. La risonanza di assorbimento è indicata in figura come ultraviolet (UV) absorption e come infrared absorption. L'effetto peggiore dovuto alle impurità è quello degli ioni OH (dovuti alla presenza di acqua nella fibra) che causano il picco a 1390 nm ed altri picchi minori.

Rayleigh scattering è dovuto a causa del mezzo non perfettamente uniforme, il che causa piccole fluttuazioni dell'indice di rifrazione della fibra. Questo causa che la luce sia scatterata, attenuando l'onda che si propaga. Siccome lo scattering varia come λ^{-4} , Rayleigh scattering è il fattore dominante di attenuazione a corte lunghezze d'onda. Questo, assieme all'infrared absorption alle lunghezze d'onda maggiori, limitano lo spettro ottico utilizzabile nel range 800 - 1700 nm (escludendo i picchi di attenuazione dovuti agli ioni OH), avendo quindi a disposizione una banda di approssimativamente 20 THz.

Le imperfezioni della guida d'onda sono dovute alla geometria della fibra, che si verificano a causa di imperfezioni di lavorazione, piccole curve e distorsioni delle fibre. Normalmente portano un contributo relativamente piccolo all'attenuazione.

3.2.2 Dispersione

Se l'amplificazione ottica pone rimedio agli effetti dell'attenuazione, gli effetti della dispersione divengono importanti. Se un impulso è lanciato in fibra tende a spalmarsi man mano che si propaga in fibra, allargandosi lungo il percorso. Quando un impulso si allarga al punto che si sovrappone a impulsi limitrofi, la risultante ISI aumenta nettamente il BER. Questa dispersione impone un limite al bitrate che può essere supportato in una fibra dispersiva di lunghezza data. Ci sono di base due effetti dispersivi in una fibra: la *intermodal dispersion* (dispersione intermodale) e la *chromatic dispersion* (dispersione cromatica).

Intermodal Dispersion

La peggiore forma di dispersione si verifica nelle fibre multimodo perchè diversi modi hanno diverse velocità di gruppo. Siccome la potenza dell'impulso è distribuita sui diversi modi (in genere non uniformemente), repliche dell'impulso, una per ogni modo, arrivano a destinazione con differenti ritardi, spalmando l'energia ricevuta. La figura 3.6 illustra questo fenomeno

per diverse tipologie di fibra. A causa di questa dispersione intermodale, le fibre multimode sono utilizzate per trasmissioni a breve distanza ed a non elevato bitrate.

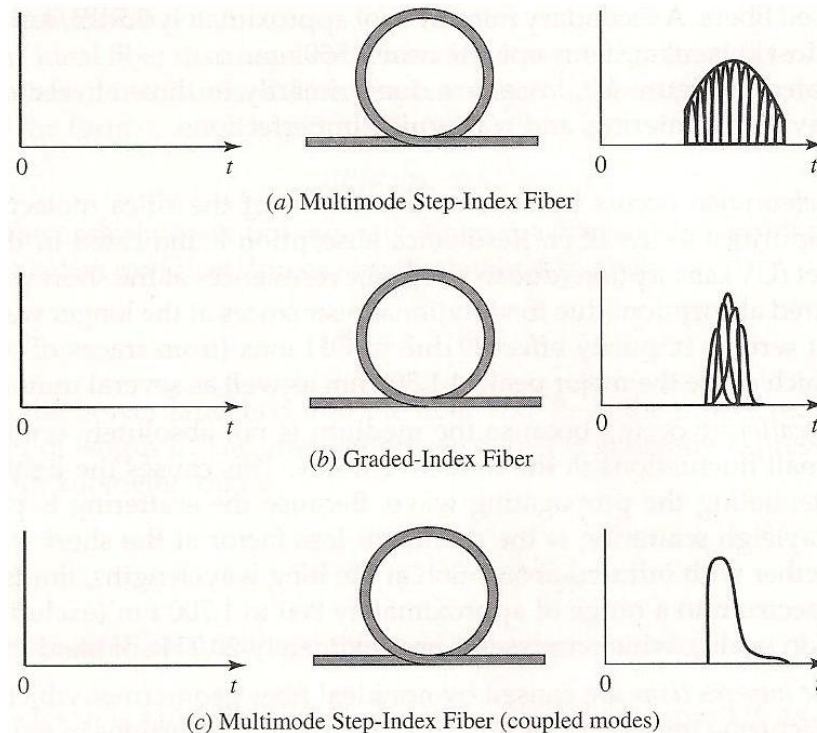


Figura 3.6: broadening dell'impulso dovuto alla dispersione

Chromatic Dispersion

Anche se la dispersione intermodale è assente nelle fibre single-mode, c'è un altro effetto -la dispersione cromatica- che si verifica a causa della dipendenza dalla frequenza della velocità di gruppo. L'impulso luminoso immesso nella fibra ottica è formato, in genere, da una banda di frequenza, che pertanto è soggetta a sia pur piccole differenze di velocità nell'attraversare il vetro della fibra. A destinazione queste diverse frequenze arrivano separate, costituendo un altro limite alla massima portata della fibra ottica.

Polarization Mode Dispersion

I due stati di polarizzazione del modo base possono propagarsi a leggermente diverse velocità di gruppo, a causa dalle asimmetrie della fibra. Ciò è conosciuto come *polarization mode dispersion* (PMD), il quale produce anch'esso l'allargamento dell'impulso. Gli effetti del

PMD sono considerati trascurabili in una trasmissione digitale se la differenza media di tempo, ΔT_{PMD} , tra i due modi è minore di un decimo del periodo di bit del segnale.

Effetti della Dispersione al massimo bitrate

L'ISI è dovuto a questo allargamento dell'impulso il quale limita il bitrate in una fibra dispersiva. Una buona stima del bitrate massimo è ottenuta assumendo che il bitrate R non possa superare il valore $R_{max} = k/\sigma_T = k/|D|L\sigma_\lambda$, dove un ragionevole valore di k è 0.25 con k numero d'onda ($k = \omega/c$) indicante una sovrapposizione dell'impulso nel successivo periodo di bit di circa il 25%; D è il coefficiente di dispersione PMD in $[ps/\sqrt{Km}]$. σ_λ dipende in maniera complessa dalle caratteristiche del laser, dal modo in cui è modulato e dalla lunghezza d'onda dell'impulso.

3.2.3 Nonlinearità

Così come gli effetti della dispersione divengono rilevanti quando i problemi di attenuazione sono risolti, gli effetti della non linearità divengono dominanti quando gli effetti della dispersione sono ridotti. Anche se gli effetti della non linearità sono minimi, divengono notevoli per trasmissioni su lunghe distanze con segnali amplificati ma non rigenerati. I seguenti effetti della non linearità si riferiscono a sistemi a più lunghezze d'onda:

- Stimulated Raman Scattering (SRS)
- Stimulated Brillouin Scattering (SBS)
- Four-wave mixing (FWM)
- Self- and Cross-phase modulation (SPM - XPM)

Stimulated Raman Scattering

In ognuno dei due scattering, l'interazione della luce con la fibra produce delle collisioni inelastiche, durante le quali la lunghezza d'onda del fotone scattered è maggiore di quella del fotone incidente, a causa della perdita di energia nella collisione. In ogni caso, un segnale con lunghezza d'onda del fotone scattered può produrre emissione di altri fotoni alla stessa lunghezza d'onda e quindi amplificazione.

In altri termini, siccome l'SRS comporta il trasferimento di energia da un'onda a maggior

frequenza ad una a minor frequenza, ciò può essere sfruttato nel campo delle amplificazioni ottiche, in cui la luce a frequenza superiore funge da “pompa”, amplificando l’onda di frequenza inferiore che trasporta il segnale da amplificare.

Stimulated Brillouin Scattering

In SBS la potenza persa nel processo di scattering è trasferita in un’onda acustica. In questo caso l’onda scattered e l’onda acustica si propagano entrambe verso la sorgente.

Four-wave mixing

Gli effetti del FWM e della modulazione di fase possono essere spiegati in termini di una relazione non lineare tra P (densità di polarizzazione) ed E (campo elettrico), le quali producono una rifrazione non lineare. La relazione produce una dipendenza dall’intensità, portando alla distorsione dell’impulso quando un solo segnale è presente, e al cross-talk quando diversi segnali sono presenti, come in un sistema multiwave. Anche se questi effetti sono trascurabili, si possono accumulare su collegamenti in fibra lunghi ed amplificati.

Self- and Cross-phase modulation

La nonlinearità dell’indice di rifrazione in funzione della frequenza può produrre piccole variazioni della costante di propagazione in funzione dell’intensità. Oltre una lunghezza della fibra, ciò produce una certa quantità di sfasamento, che varia con l’intensità. Tale sfasamento rappresenta la SPM, la quale produce un corrispondente allargamento degli impulsi ottici mentre si propagano lungo la fibra. Quando più di un segnale è presente nella fibra, le relazioni non lineari tra i vari segnali producono un corrispondente fenomeno -XPM- il quale dipende dalla potenza congiunta di tutti i segnali. Questo diventa più problematico quanto più segnali sono sovrapposti gli uni sugli altri in segnale multiwavelength.

A causa della dipendenza all’intensità degli effetti non lineari, questi non sono significativi se l’intensità dell’onda decresce. Quindi l’effetto della non linearità tende ad essere trascurabile man mano che l’onda avanza lungo la fibra.

La figura 3.7 mostra la relazione tra la massima potenza per canale ed il numero di canali di un sistema tipico, considerando i vari effetti della nonlinearità singolarmente. Oltre agli schemi elettronici di moltiplicazione, come la frequency division multiplexing (FDM) e il time division multiplexing (TDM) di segnali analogici, numerose tecniche di moltiplicazione ottiche esistono per trarre vantaggio per la notevole banda disponibile alle frequenze otti-

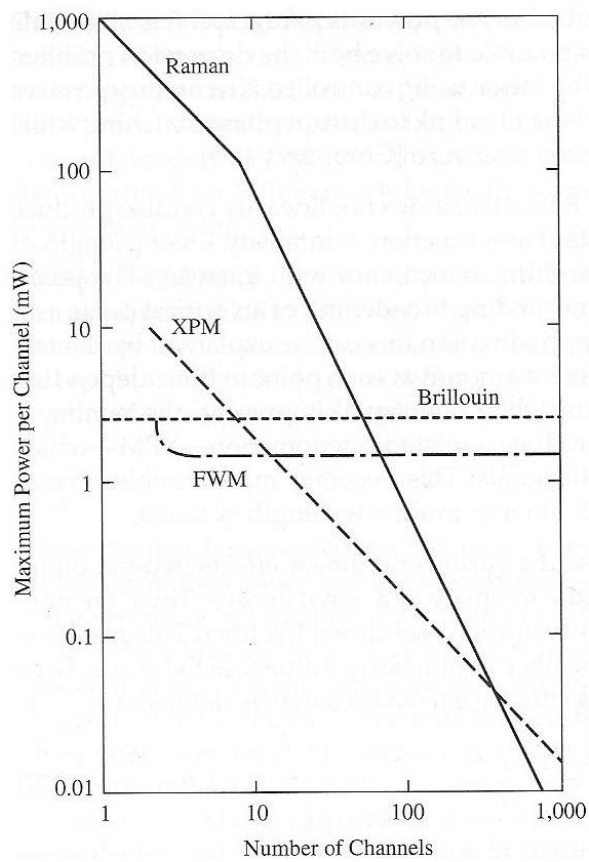


Figura 3.7: Limitazioni della potenza dovuti agli effetti delle nonlinearità

che (400-790 THz). Queste includono wavelength-division multiplexing (WDM) e optical frequency-division multiplexing (O-OFDM).

Capitolo 4

WDM: Wavelength Division Multiplexing

Lo studio della tecnologia wavelength-division multiplexing è nato dal desiderio di valorizzare la grande larghezza di banda disponibile per le trasmissioni in single-mode in fibra. Il range di lunghezze d'onda a bassa attenuazione attorno $1.55 \mu m$ può da solo supportare 10 THz di banda passante. WDM offre molte soluzioni praticabili di moltiplicazione di molti sotto-canali a diverse frequenze e la relativa trasmissione delle stesse in fibra.

I sistemi WDM sono sovente classificati in tre grandi gruppi basati sulla scelta della spaziatura tra i canali e l'aggregata capacità di trasmissione. La configurazione più semplice è conosciuta come *coarse WDM*. Una maggiore capacità può essere ottenuta da sistemi *dense WDM*.

D-WDM utilizza la medesima finestra di trasmissione ma con una spaziatura tra i canali più densa (inferiore). Un sistema tipico utilizza 40 canali con spaziatura di 100 GHz od 80 canali con 50 GHz di spaziatura. Certe tecnologie sono capaci di spaziature nell'ordine di 20 GHz (a volte chiamate *ultra dense WDM*). Nuove opzioni di amplificazione (Raman amplification) rendono possibile l'utilizzo delle lunghezze di banda della L-band, raddoppiando o quasi il numero di canali disponibili.

C-WDM in contrasto con la tradizionale WDM o la D-WDM utilizzano una maggiore spaziatura tra i canali per sopperire alla minor qualità e sofisticatezza dei dispositivi utilizzati. Fornisce 8 canali su singola fibra, utilizzando tutta la gamma di frequenze tra la seconda e la terza finestra di trasmissione (1310 e 1550 nm rispettivamente) incluse entrambe le finestre; evitando la regione dove è presente scattering dovuto ai gruppi OH presenti in fibra, i canali 31, 49, 51, 53, 55, 57, 59 e 61 rimangono i più comunemente usati.

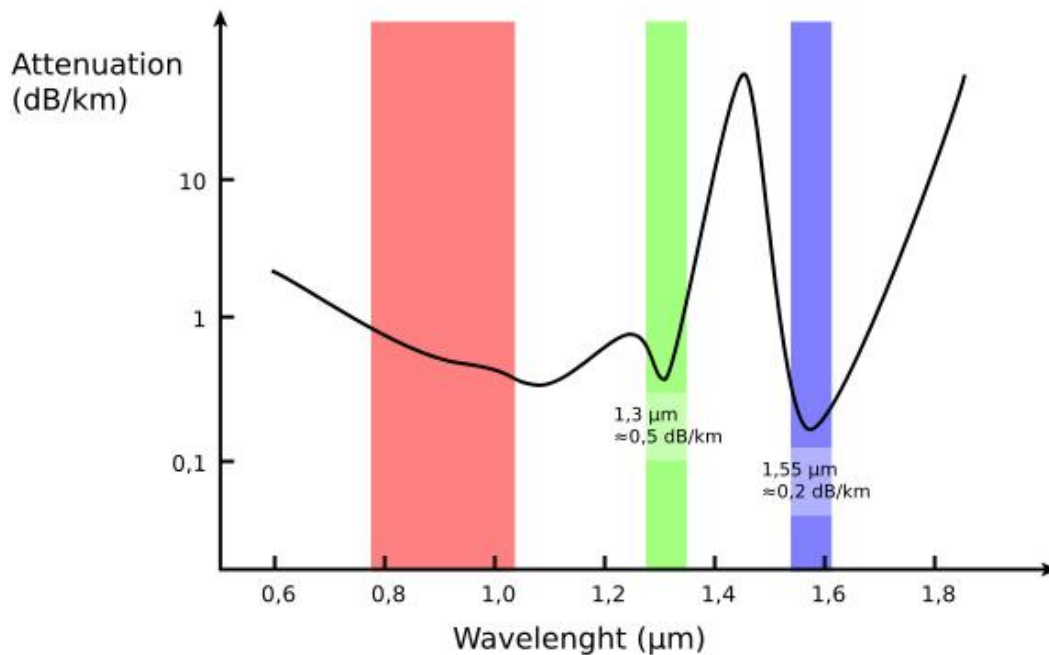


Figura 4.1: Finestre di trasmissione: prima finestra, seconda finestra e terza finestra.

Sistemi *optical orthogonal frequency-division multiplexing* (O-OFDM) supportano un elevato numero di canali con una separazione nell'ordine di 0.1 nm (circa 10 GHz).

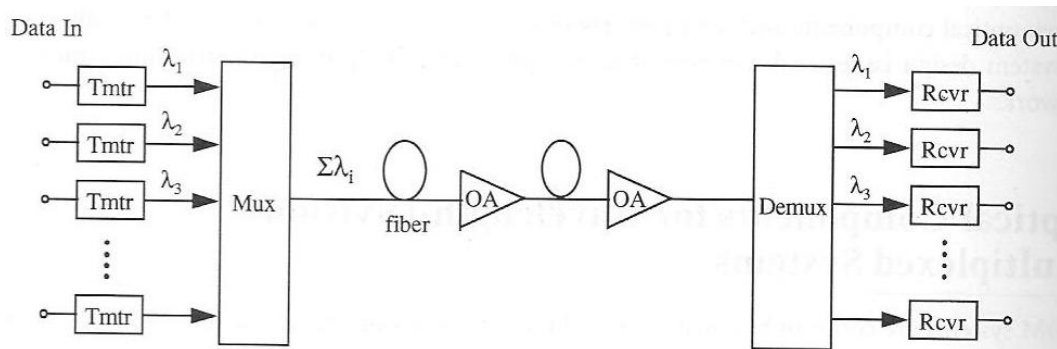


Figura 4.2: Configurazione base per un sistema WDM

La figura 4.2 mostra un sistema WDM per trasmissione punto punto ad alta capacità. I segnali a differenti lunghezze d'onda sono multiplexati otticamente affinché le N lunghezze d'onda siano simultaneamente trasmesse in una singola fibra ottica. Possono essere utilizzati amplificatori ottici per compensare l'attenuazione in fibra. Al ricevitore, il segnale è demultiplexato e rilevato da ricevitori optoelettronici.

Per ogni singola portante si utilizza la modulazione di intensità. Il successo del design dei sistemi WDM ha comportato un trade-off sulla spaziatura tra i canali, il bitrate per canale e una distanza di trasmissione calcolata in base a vincoli fisici e pratici. La massima distanza di trasmissione che si può ottenere senza rigenerare il segnale ottico è limitata dalle caratteristiche della fibra.

Capitolo 5

O-OFDM: Optical OFDM

Il rapido avanzamento tecnologico nel campo dell'elaborazione digitale dei segnali ad alta velocità ha recentemente consentito (suggerito) l'uso dell'OFDM per applicazioni in fibra ottica.

L'OFDM ottico fu proposto nel 2006 per trasmissioni a lungo raggio e rapidamente divenne un attivo campo di ricerche. I principali vantaggi dei sistemi OFDM ottici sono:

- **Tolleranza ai disturbi lineari**

L'OFDM offre il grande vantaggio di essere capace di compensare disturbi lineari nel dominio elettrico, permettendo una tolleranza superiore contro la dispersione e PMD.

- **Operazioni elaborate nel dominio RF**

Quasi tutte le operazioni (eccetto quelle realizzate tramite modulatore Mach-Zhender (MZM), laser e fotodiodi) sono elaborate nel dominio RF. Ciò è un vantaggio perchè i dispositivi che operano a tali frequenze hanno una tecnologia molto più matura della controparte ottica e perchè la selettività in frequenza dei filtri e la stabilità degli oscillatori sono notevolmente migliori rispetto alle corrispondenti controparti ottiche.

- **Scalabilità per modulazioni di ordine superiore**

L'OFDM è facilmente scalabile a formati di modulazione di ordine superiore poichè la stima del canale è realizzata tramite dei training symbols. Questi training symbols sono indipendenti dalla dimensione della costellazione per cui la complessità dell'equalizzazione non scala come la dimensione della costellazione.

Un vantaggio ulteriore dell'OFDM è che differenti costellazioni possono essere assegnate a diverse sottoportanti.

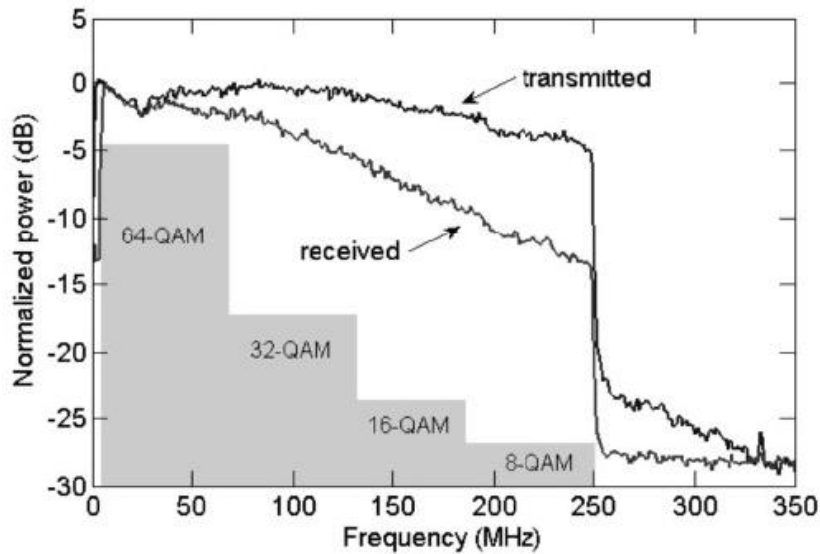


Figura 5.1: Spettro del segnale elettrico trasmesso e ricevuto applicando una mappatura adattiva del QAM

Questo concetto è illustrato in figura 5.1. Per canali selettivi in frequenza la modulazione adattiva delle sottoportanti comporta una massimizzazione del data rate. Comunque, i sistemi di trasmissione a lungo raggio consistenti in una fibra single-mode nella quale la selettività in frequenza è trascurabile. L'uso della modulazione adattiva fu suggerito per attenuare la selettività in frequenza che risultava dalla cascata di filtri ottici come (de)interleavers e switch ottici.

- **Sovracampionamento**

Uno dei principali vantaggi dell'OFDM è che il sovracampionamento può essere realizzato da sottoportanti non modulate. Comparato con una trasmissione a singola portante con coherent detection, l'OFDM ottico riduce i requisiti del rate di campionamento del convertitore analogico digitale (ADC). Mentre in un ricevitore a singola portante il 2-times oversampling è utilizzato per l'ADC, la risoluzione minima pratica dell'oversampling è 1,5-times. Con il PDM-QPSK (polarization division multiplexed (PDM-) quadrature phase shift keying (QPSK)) questo risultato comporta una velocità di campionamento ADC nella gamma di 42GSPS (Giga Sample Per Second) per la 100GbE. Nell'OFDM la ridondanza è introdotta tramite il cyclic prefix e i training symbols. Questo sovracampionamento può essere usato non solo per prevenire l'ISI, ma anche per semplificare la sincronizzazione e portare il sampling rate dell'ADC ad essere ridotto a

circa 1,3-volte il baud rate.

- **CrossTalk lineare trascurabile**

A causa del suo spettro ben definito, l'OFDM rende trascurabile il cross-talk (lineare). In sostanza, questo permette la trasmissione a banda (quasi) continua in cui la spaziatura tra i canali è praticamente trascurabile; si deve però rilevare che, in pratica, l'uso di questa tecnica è molto difficile da realizzare. Nei sistemi odierni di trasmissione sono utilizzati dispositivi switch quali optical add e drop multiplexer¹ e quindi una banda di guardia tra canali è richiesta per sopperire all'inaccuratezza rispetto alla lunghezza d'onda di laser e filtri ottici. Quando per esempio viene utilizzata una spaziatura tra i canali di 50GHz, l'efficienza spettrale dell'OFDM e della equivalente modulazione a singola portante è la medesima (a parità di costellazione).

Come ogni modulazione, anche l'OFDM ha certi svantaggi. Uno dei principali è che sono necessari DAC e ADC per la generazione e la rivelazione del segnale. Alti data rate sono richiesti per sistemi di trasmissione in fibra ottica e conseguentemente lo sviluppo di ADC e DAC è sia complesso che costoso.

Anche il PAPR² è relativamente alto; se il segnale non è distorto, il trasmettitore, il ricevitore ed il canale devono avere un ampio range dinamico. La nonlinearità causa due effetti negativi: out-of-band (OOB) power e distorsione in-band. Nei sistemi wireless l'OOB è il problema più importante, cosa che però non si verifica nei sistemi ottici. Spesso le componenti di distorsione sono correlate in un modo che porta ad una distorsione prevedibile della costellazione.

¹Un *OADM (Optical add/drop multiplexer)* è un dispositivo utilizzato nei sistemi WDM (wavelength division multiplexing) per multiplexare ed instradare (routing) differenti canali ottici dentro o fuori una single mode fiber (SMF). È un tipo di nodo ottico, utilizzato generalmente nella costruzione di sistemi di telecomunicazione ottici. Add e drop si riferiscono alla capacità del dispositivo di aggiungere una o più nuove lunghezze d'onda in un sistema WDM e/o togliere (estrarre) uno o più canali, i quali hanno la possibilità di essere instradati in un altro percorso.

²Peak-to-Average Power Ratio è una misura della forma d'onda, calcolata dall'ampiezza di picco della forma d'onda diviso per il valore RMS della stessa. Conosciuto anche come Fattore di cresta o peak-to-average ratio (PAR)

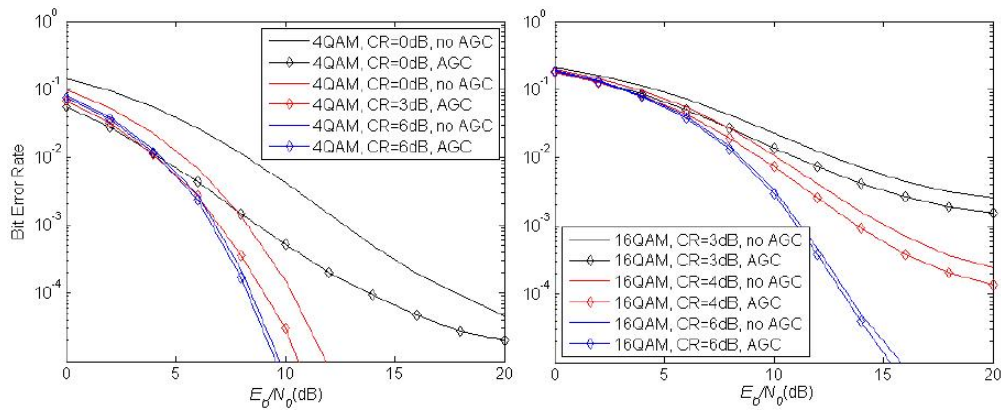


Figura 5.2: Effetti del clipping con e senza AGC

Ciò è mostrato in figura 5.2 dove si vedono gli effetti della limitazione dell'ampiezza con un limitatore clipper, con un clipping ratio (CR) impostato a diversi livelli rispetto alla potenza media del segnale non clipped. Se il controllo automatico del guadagno (AGC) corregge la distorsione della costellazione il BER viene ridotto.

La sensibilità all'offset di frequenza ed al rumore di fase è un altro svantaggio: quanto questi offset influiscono sulle prestazioni complessive dipende dalle performance del ricevitore in merito alla stima e correzione di tali parametri.

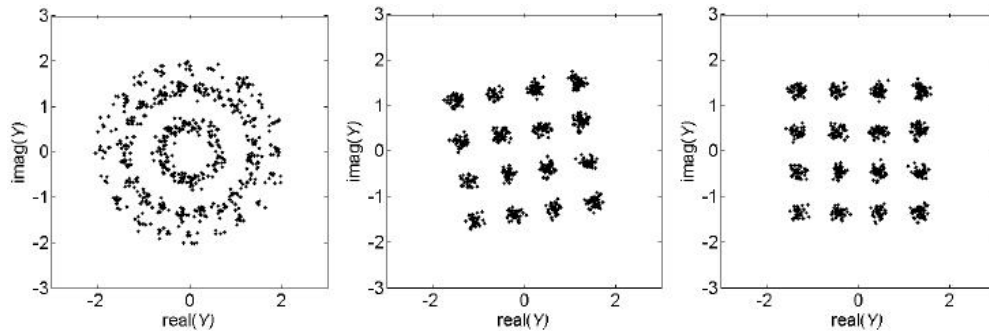


Figura 5.3: Effetti dell'offset di frequenza: (a)senza correzione di fase; (b)correzione di fase all'inizio di ogni simbolo; (c)correzione di fase a metà del simbolo

Se l'offset di frequenza non è completamente corretto, la costellazione ruota continuamente (figura 5.3a) e nessun dato può essere recuperato. Se la fase dell'oscillatore locale è corretta ad ogni nuovo periodo di simbolo la costellazione risultante assume la forma in figura 5.3b. I dati possono essere recuperati ma il BER sarà necessariamente elevato. Se la rotazione

della costellazione è corretta (figura 5.3c) l'offset di frequenza causa un disturbo chiamato inter-carrier interference (ICI) ma il BER è inferiore rispetto agli altri casi.

Vi sono due tipologie di trasmissione tramite modulazione OFDM per sistemi ottici, chiamate

- *direct-detected optical OFDM (DDO-OFDM)*
- *coherent optical OFDM (CO-OFDM)*.

DDO-OFDM è realizzato inviando anche la portante ottica insieme al segnale OFDM, quindi la rivelazione diretta può essere eseguita tramite l'uso di un singolo fotodiodo al fine di convertire il segnale dal dominio ottico a quello elettrico. Questo significa che non è richiesto un laser al ricevitore e quindi i problemi della sensibilità dell'OFDM al rumore di fase e all'offset di frequenza sono eliminati. Tuttavia DDO-OFDM ha un'efficienza di banda inferiore rispetto al CO-OFDM e parte della potenza trasmessa è sprecata per la trasmissione della portante. Nei sistemi CO-OFDM, la portante ottica non è trasmessa ed il ricevitore è realizzato tramite un rivelatore coerente che utilizza un oscillatore locale.

Le superiori performance ottenute dal CO-OFDM relative ai requisiti di rapporto signal-to-noise ottico, tolleranza al PMD ed efficienza spettrale lo rendono un eccellente candidato per sistemi di trasmissione a lungo raggio, mentre il DDO-OFDM è più adatto per applicazioni minori.

5.1 CO-OFDM: Coherent Optical - OFDM

Come già visto nella prima parte della tesina, nella modulazione OFDM i dati sono trasmessi attraverso un elevato numero di sottoportanti ortogonali tra loro. La figura 5.4 mostra la struttura del segnale OFDM nel dominio temporale ed in frequenza. Nel dominio del tempo il segnale OFDM consiste in un flusso continuo di simboli aventi un periodo regolare t_s . Il segnale in banda base è dato da

$$s(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=1}^{N_{SC}} c_{ki} e^{j2\pi f_k(t-iT_s)} f(t-iT_s) \quad (5.1)$$

con

$$f_k = \frac{k-1}{t_s} \quad \Delta f = \frac{1}{t_s} \quad f(t) = \begin{cases} 1 & \text{se } -\Delta_G < t \leq t_s \\ 0 & \text{se } t \leq -\Delta_G, t > t_s \end{cases} \quad (5.2)$$

dove c_{ki} è l' i -esimo simbolo di informazione associato alla k -esima sottoportante, f_k è la frequenza di una sottoportante, Δf è lo span tra le sottoportanti e T_s, Δ_G e t_s sono rispettivamente il periodo di simbolo, intervallo di guardia e periodo di osservazione.

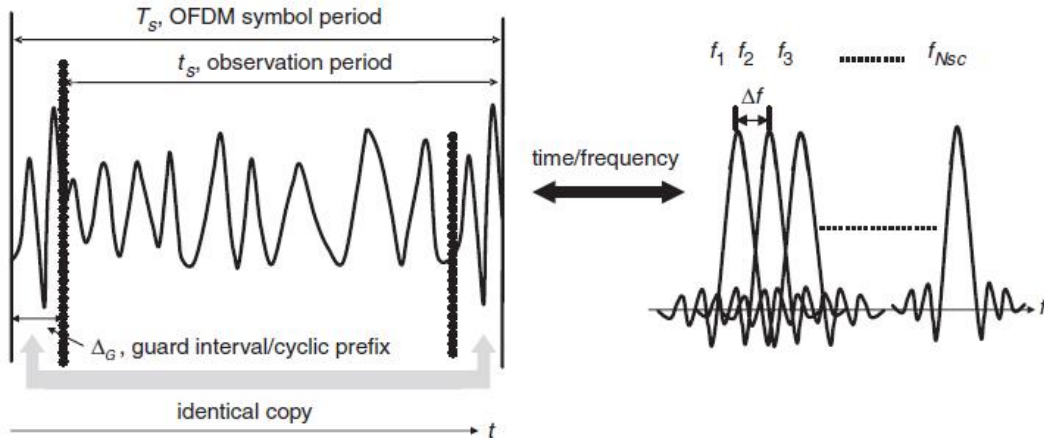


Figura 5.4: Simbolo OFDM nel dominio del tempo e della frequenza

Il cyclic prefix associato all'intervallo di guardia è aggiunto ciclicamente al simbolo OFDM e si è visto che, se il delay massimo dovuto al fading multipath è inferiore all'intervallo di guardia Δ_G , il cyclic prefix può eliminare perfettamente l'ISI (intersymbol interference). Nel contesto delle trasmissioni ottiche, il ritardo di propagazione dovuto alla dispersione cromatica tra le sottoportanti non dovrebbe eccedere l'intervallo di guardia e la condizione fondamentale per la completa cancellazione in fibra dell'ISI è data da:

$$\frac{c}{f^2} |D_t| N_{SC} \Delta f \leq \Delta_G \quad (5.3)$$

con f frequenza della portante ottica, D_t dispersione cromatica totale accumulata (in [ps/pm]) ed N_{SC} è il numero di sottoportanti.

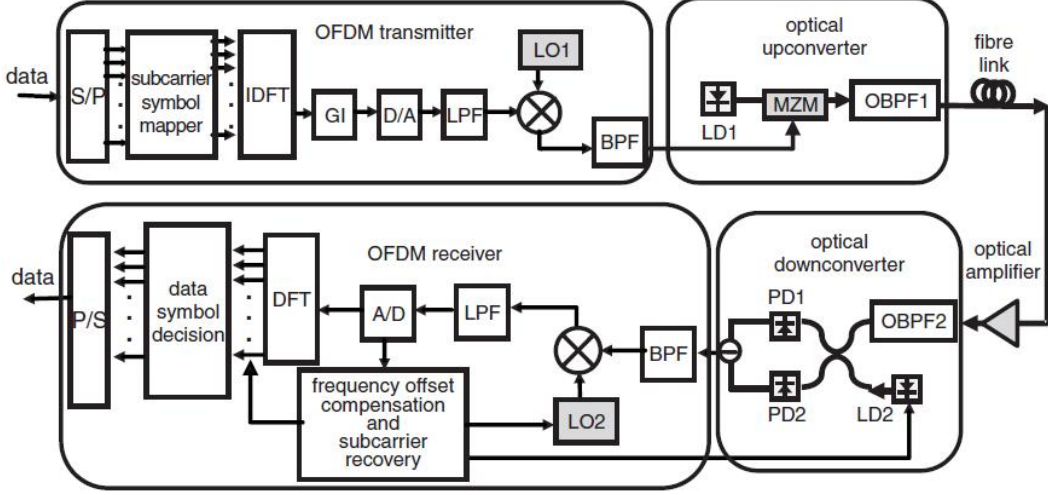


Figura 5.5: Diagramma concettuale di un sistema CO-OFDM

La figura 5.5 mostra il diagramma concettuale di un sistema CO-OFDM. La funzione del trasmettitore OFDM è quella di mappare sequenze di bit di dati (incluso l'intervallo di guardia) in simboli OFDM, tramite IDFT, quindi portare il segnale ottenuto ad una radio frequenza RF appropriata per essere successivamente convertita a frequenze ottiche. La funzione del convertitore ottico è quella di traslare linearmente lo spettro del segnale OFDM dal dominio RF al dominio ottico (in figura 5.5 ciò avviene tramite un modulatore Mach-Zehnder). L'indice di modulazione può valere anche 0.5. Il campo elettrico all'uscita del convertitore ottico è dato da

$$E_S = e^{j[2\pi(f_{LD1}+f_{LO1})t+\phi_{LD1}]} \cdot \sum_{k=1}^{N_{SC}} c_k e^{j2\pi f_k t} \quad (5.4)$$

dove f_{LD1}/f_{LO1} sono le frequenze della portante ottica e dell'oscillatore locale (LO1), ϕ_{LD1} è il rumore di fase del diodo laser LD1. Per semplicità la formula (5.4) identifica un solo simbolo OFDM. Il segnale ottico ricevuto può essere approssimato come

$$E_S \cong e^{j[2\pi(f_{LD1}+f_{LO1})t+\phi_{LD1}]} \cdot \sum_{k=1}^{N_{SC}} c_k e^{j2\pi f_k t} e^{j\Phi_D(k)} \quad (5.5)$$

$$\Phi_D(k) = \frac{\pi c}{f_{LD1}^2} D_t f_k^2 \quad (5.6)$$

dove $\Phi_D(k)$ è la dispersione di fase di ogni sottoportante causata dalla dispersione cromatica della fibra. Il segnale giunge quindi ad un convertitore (downconverter), consistente in una coppia di fotodetector bilanciati. È molto importante utilizzare un OBPF (Optical Band Pass Filter) prima dei fotodetectors al fine di eliminare interferenze e rumore ottico dalla frequenza immagine dello spettro OFDM. Il segnale rilevato all'uscita del ricevitore bilanciato può essere espresso come:

$$P_S \propto e^{j[2\pi(f_{LO}+f_{LD1}-f_{LD2})t+\phi_{LD1}-\phi_{LD2}]} \cdot \sum_{k=1}^{N_{SC}} c_k e^{j2\pi f_k t} e^{j\Phi_D(k)} \quad (5.7)$$

dove f_{LD2}/ϕ_{LD2} è il rumore di frequenza/fase di LD2. Il segnale entra quindi nel ricevitore OFDM (OFDM receiver), viene ulteriormente convertito (downconverted) il banda base tramite un demodulatore RF I/Q, campionato con frequenza di campionamento N_{SC}/t_s ed il simbolo di informazione $c_k^|$ per ogni sottoportante k è quindi estratto tramite DFT ed è dato da

$$c_k^| = e^{j(\phi_{LD1}-\phi_{LD2})} c_k e^{j\Phi_D(k)} \quad (5.8)$$

Il vantaggio della coherent detection diviene ovvio nell'equazione (5.8): il sistema è semplicemente un canale lineare con uno sfasamento costante $\Phi_D(k)$ per ogni k-esima sottoportante interessata. Questa fase costante è automaticamente inclusa nella decisione dei simboli in ogni base delle sottoportanti, risultando così la CO-OFDM maggiormente tollerante alla dispersione.

5.1.1 Modulatore Mach-Zehnder

Nel blocco optical upconverter di figura 5.5 è presente il *modulatore Mach-Zehnder*: tale modulatore si basa sull'interferenza tra due segnali la cui fase cambia con la tensione applicata a causa dell'effetto elettroottico ³.

³L'effetto elettro-ottico consiste nella modifica dell'indice di rifrazione di un materiale, causata dalla presenza di un campo elettrico esterno, le cui linee attraversano il detto materiale. Se un campo E di data intensità causa una variazione Δn dell'indice di rifrazione del materiale e Δn è proporzionale ad E, l'effetto elettro-ottico è anche noto come effetto Pockels.

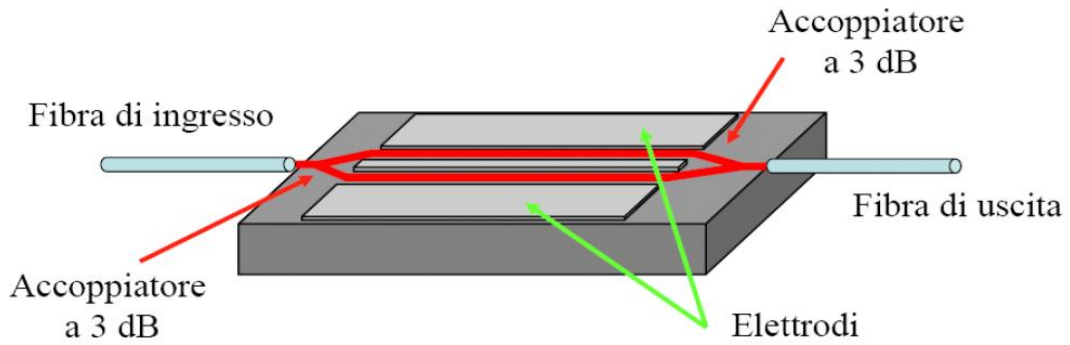


Figura 5.6: Struttura del modulatore Mach-Zehnder

Il principio di funzionamento è il seguente: dato un campo elettrico E applicato ad un materiale di indice di rifrazione n_0 e coefficiente non lineare r , il cambiamento di indice di rifrazione a causa della non linearità sarà

$$\Delta n = n_0^3 r \frac{E}{2} \quad (5.9)$$

Se gli elettrodi sono lunghi L e distanti d e V è la tensione applicata, la variazione di fase risultante sarà

$$\Delta \phi = \omega \cdot \Delta t = k_0 \cdot \Delta n \cdot L = \frac{\pi}{\lambda} n_0^3 r \frac{V}{d} L \quad (5.10)$$

Se la variazione di fase è π , cioè se la tensione applicata vale

$$V_\pi = \frac{d\lambda}{n_0^3 r L} \quad (5.11)$$

allora l'uscita dall'interferometro avremo interferenza distruttiva e quindi il segnale

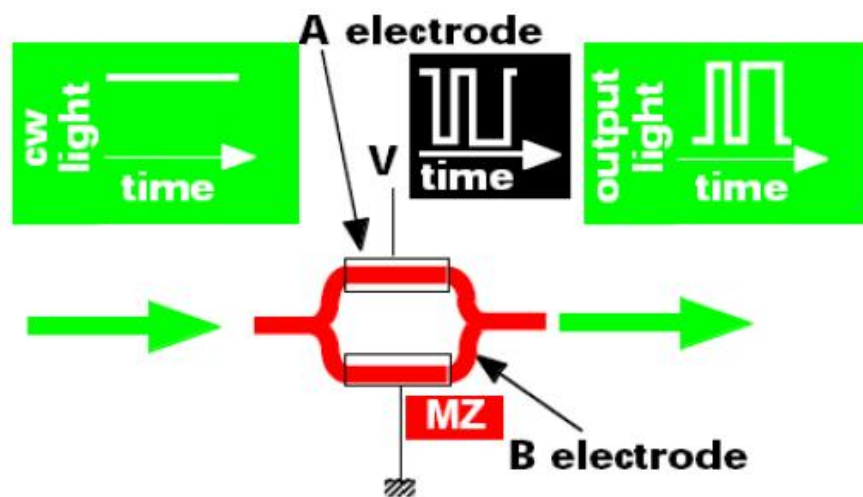


Figura 5.7: Principio di funzionamento

La funzione di trasferimento è quindi

$$P_0 = P_i \cos^2 \left[\frac{\pi}{2} \frac{V(t)}{V_\pi} \right] \quad (5.12)$$

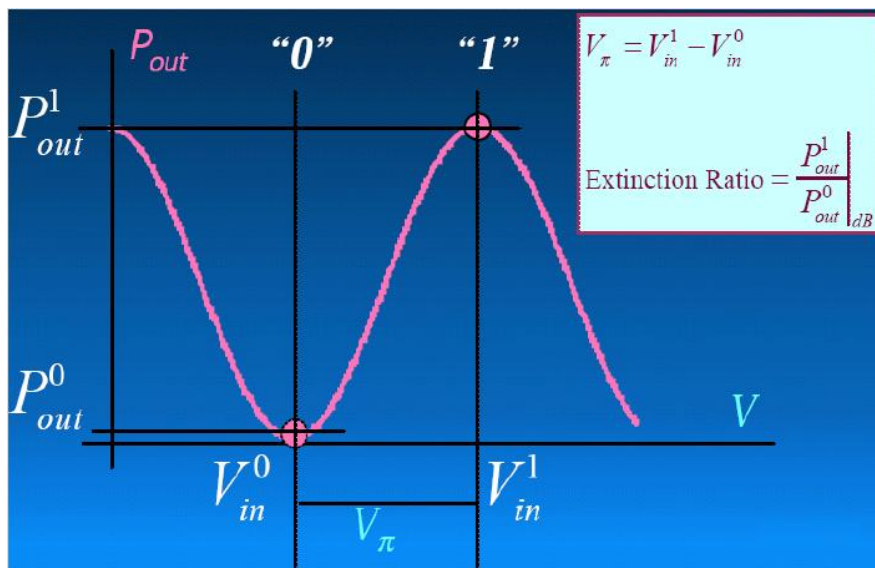


Figura 5.8: Caratteristica P-V

La modulazione si ottiene ponendo il punto di lavoro al centro della zona lineare

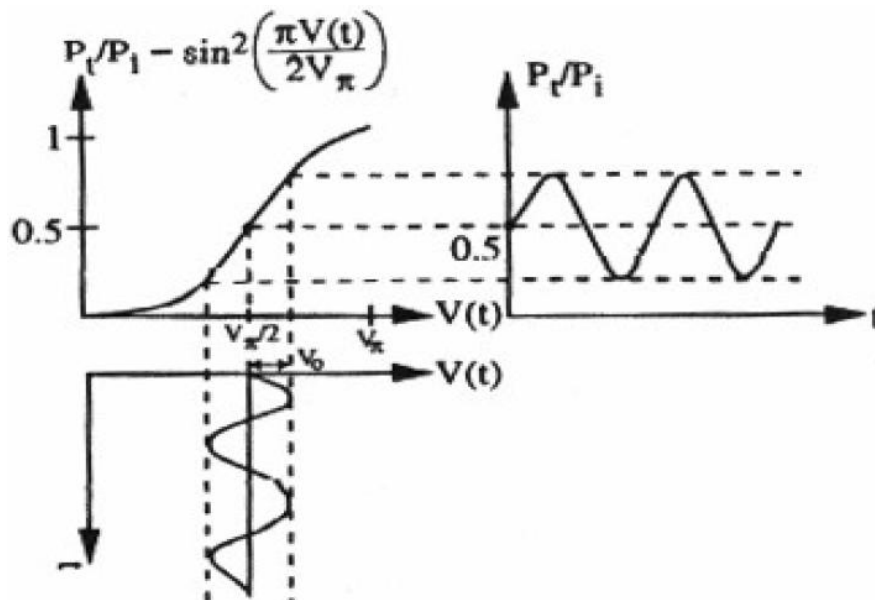


Figura 5.9: Punto di lavoro

5.1.2 Efficienza ottica spettrale

Nei sistemi CO-OFDM, N_{SC} sottoportanti sono trasmesse in ogni periodo di simbolo T_S . Quindi il symbol rate complessivo R per i sistemi CO-OFDM è dato da

$$R = N_{SC}/T_S \quad (5.13)$$

La figura 5.10a) mostra lo spettro dei canali WDM ognuno con modulazione CO-OFDM,

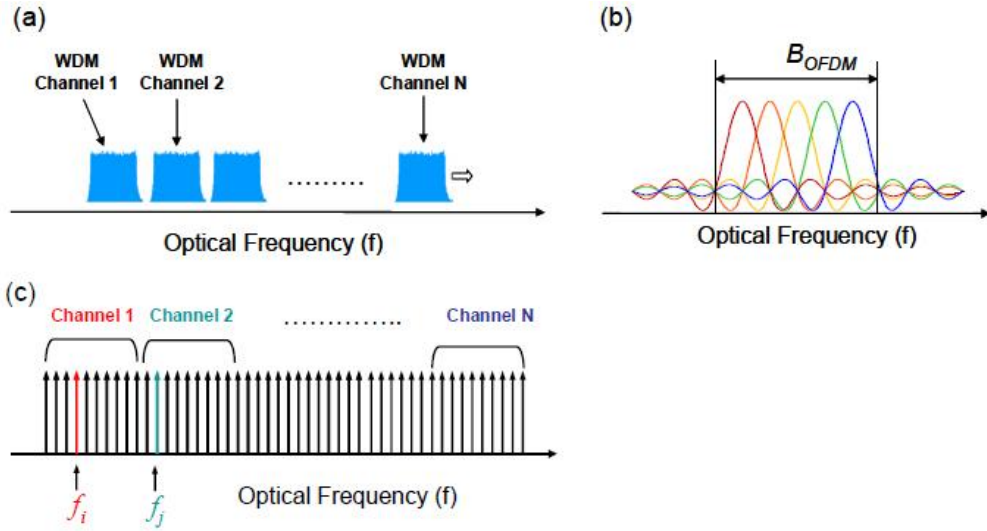


Figura 5.10: Lo spettro ottico di (a) N canali WDM CO-OFDM, (b) zoom-in di un singolo canale e (c) CO-OFDM senza banda di guardia

mentre la figura 5.10b) è uno zoom sullo spettro di ogni canale. Si utilizza la larghezza di banda del primo zero per evidenziare i limiti di ogni canale. La larghezza di banda OFDM, B_{OFDM} è così data da

$$B_{OFDM} = \frac{2}{T_S} + \frac{N_{SC} - 1}{t_S} \quad (5.14)$$

con t_S periodo di osservazione. Assumendo che un discreto numero di sottoportanti siano utilizzate, l'efficienza spettrale η si trova come

$$\eta = 2 \frac{R}{B_{OFDM}} = 2\alpha \quad \alpha = \frac{t_S}{T_S} \quad (5.15)$$

Si può incrementare l'efficienza spettrale utilizzando una modulazione QAM con alto ordine. In questo caso le formule per l'efficienza spettrale vanno corrette moltiplicando N_{SC} per $\log_2 M$ dove M è il numero di simboli dell'alfabeto QAM.

5.1.3 Sperimentazioni di trasmissione in CO-OFDM

Diverse pubblicazioni riguardano studi su simulazioni di trasmissione in fibra ottica utilizzando la modulazione CO-OFDM, di seguito ne vengono elencate alcune.

1. *W. Shieh, C. Athaudage [4]*

Hanno dimostrato che utilizzando il CO-OFDM, l'OSNR a 10 Gbps è mantenuto inferiore a 2 dB con una dispersione cromatica massima di 51000 ps/nm.

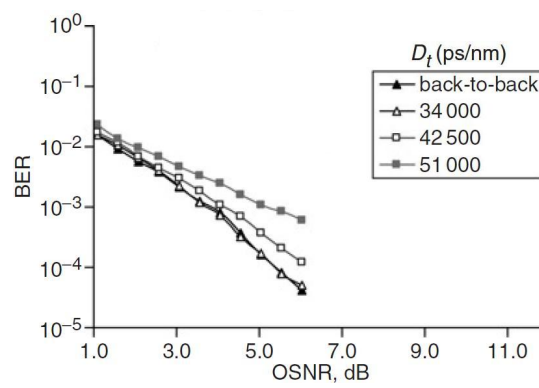


Figura 5.11: Performance BER in funzione dell'OSNR con risoluzione di banda di 0.1 nm.

2. *W. Shieh, X. Yi and Y. Tang [8]*

Hanno dato la prima dimostrazione sperimentale di un sistema CO-OFDM. 128 sottoportanti con rate nominale di 8 Gbps sono state decodificate con successo dopo 1000 km di fibra SSMF senza compensazione della dispersione.

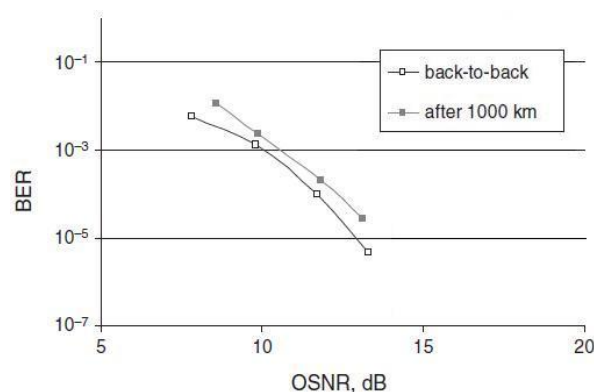


Figura 5.12: Performance BER di un segnale CO-OFDM al data rate nominale di 8 Gbps

3. *E. Yamada, A. Sano, H. Masuda, et al. [9]*

Hanno dimostrato una trasmissione con rate di 1 Tbps totale ottenuto da 10 canali dense WDM (DWDM) a 111 Gbps ciascuno con una modulazione di canale CO-OFDM senza intervallo di guardia con spaziatura tra i canali WDM di 50 GHz. Dopo una trasmissione di 2100 km, è stato ottenuto un valore di Q migliore di 9.6 dB.

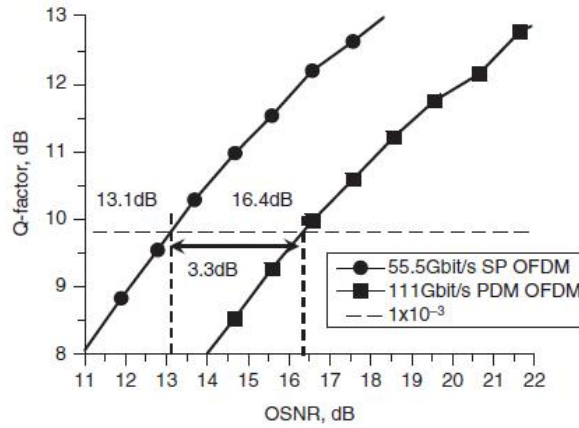


Figura 5.13: OSNR di un segnale OFDM a 111 Gbit/s

4. *Yiran Ma, Qi Yang, Yan Tang, Simin Chen, and William Shieh [10]*

Hanno raggiunto il record di efficienza spettrale con rate di 1 Tbps su una trasmissione su fibra con lunghezza di 600 km e modulazione CO-OFDM.

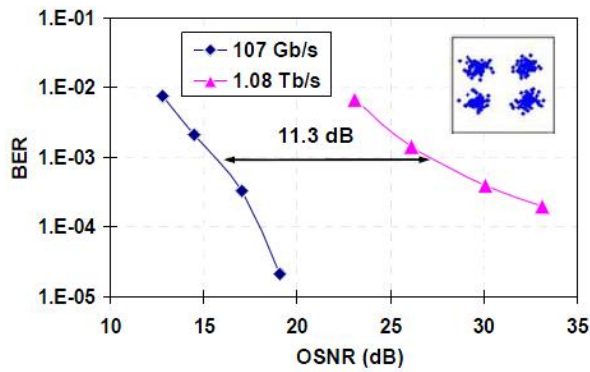


Figura 5.14: OSNR di un segnale CO-OFDM a 1 Tbit/s. Il segnale a 107 Gb/s è aggiunto come riferimento

5. *Yiran Ma, Qi Yang, Yan Tang, Simin Chen, and William Shieh [11]*

Un singolo canale a 1 Tbps con multiplazione CO-OFDM consistente in 4101 sotto-

portanti con spettri sovrapposti ed efficienza spettrale di 3.3 bit/s/Hz. È stato efficacemente ricevuto dopo una trasmissione in fibra SSMF di 600 km senza utilizzare la compensazione della dispersione né amplificazione Raman.

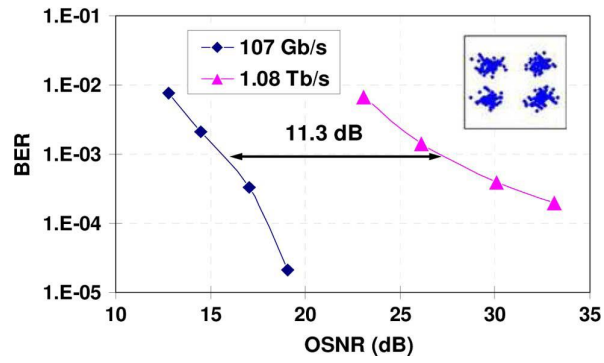


Figura 5.15: OSNR di un segnale CO-OFDM a 1 Tbit/s. Il segnale a 107 Gb/s è aggiunto come riferimento

Capitolo 6

Conclusioni

In trasmissioni a medio-lungo raggio l'O-OFDM (ed in particolare il CO-OFDM) offre ottime prestazioni e scala bene per ordini di modulazione maggiori. Non è comunque ancora stato commercializzato. Per le trasmissioni a lungo raggio il CO-OFDM è un candidato per la 100 GbE (100 Gigabit Ethernet), Ethernet ad alta capacità per network backbone; offre le caratteristiche per poter sopperire alle imperfezioni del canale ottico quali dispersione cromatica, PMD (polarization mode dispersion) ed il suo spettro la rende robusta rispetto al filtraggio ed a dispositivi di switch (quali l'OADM).

In conclusione la multiplazione O-OFDM offre notevoli vantaggi in applicazioni a media-lunga distanza di trasmissione nei sistemi su fibra ottica della prossima generazione.

Bibliografia

- [1] J.Armstrong. *OFDM for optical communication*. Journal of lightwave tecnology Vol.27 No.3.
- [2] J.Armstrong. *OFDM for next generation optical communication systems*. COIN2008 (2008 Conference on Optical Internet).
- [3] I.B.Djordjevic, B.Vasic. *OFDM for high-speed optical transmission*. Optics express Vol.14 No.9.
- [4] W.Shieh, C.Athaudage. *Coherent optical orthogonal frequency division multiplexing*. Electronics letters Vol.42 No.10.
- [5] Wikipedia:
- http://it.wikipedia.org/wiki/Effetto_elettro-ottico;
 - <http://it.wikipedia.org/wiki/OFDM>;
 - http://it.wikipedia.org/wiki/Wavelength_Division_Multiplexing;
 - http://en.wikipedia.org/wiki/Add-drop_multiplexer;
 - <http://en.wikipedia.org/wiki/OFDM>;
 - http://en.wikipedia.org/wiki/Wavelength-division_multiplexing;
 - http://en.wikipedia.org/wiki/Fiber-optic_communication#Transmission_windows;
- [6] Pelizzo Maria-Guglielmina. *Lezione 3 di ottica applicata*. Lezioni di Ottica Applicata, aa2008-09.
- [7] M. Bernardello. *Comunicazioni ottiche in spazio libero*. UniPd, aa2010-11.
- [8] W. Shieh, X. Yi and Y. Tang. *Transmission experiment of multi-gigabit coherent optical OFDM systems over 1000km SSMF fibre*. ELECTRONICS LETTERS Vol.43 No.23.

- [9] E. Yamada, A. Sano, H. Masuda, E. Yamazaki, T. Kobayashi, E. Yoshida, K. Yone-naga, Y. Miyamoto, K. Ishihara, Y. Takatori, T. Yamada and H. Yamazaki. *1 Tbit/s (111 Gbit/s/ch x 10 ch) no-guard-interval CO-OFDM transmission over 2100 km DSF* ELECTRONICS LETTERS Vol.44 No.24.
- [10] Yiran Ma, Qi Yang, Yan Tang, Simin Chen, and William Shieh. *1-Tb/s per Chan-nel Coherent Optical OFDM Transmission with Subwavelength Bandwidth Access*. OSA/OFC/NFOEC. 2009.
- [11] Yiran Ma, Qi Yang, Yan Tang, Simin Chen, and William Shieh. *1-Tb/s Single-Channel Coherent Optical OFDM Transmission With Orthogonal-Band Multiplexing and Sub-wavelength Bandwidth Access*. JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY. VOL.28 NO. 4. 2010