



## **TREBALL FINAL DE MÀSTER**

### **Adaptació i simulació del model de soroll gaussià per a OFDM òptic i la seva possible aplicació en la gestió de xarxes òptiques**

D. Juan Manuel Guasch Martínez

Director: Dr. Josep Maria Fàbrega Sánchez



## Índex

<b>Part I. Presentació del projecte</b> .....	5
<b>Capítol 1. Introducció</b> .....	8
<b>1.1 Introducció</b> .....	8
<b>1.2 Sistemes implicats</b> .....	8
<b>1.3 La memòria: estructura del document</b> .....	9
<b>Capítol 2. Estat de l'art</b> .....	10
<b>2.1 Introducció</b> .....	10
<b>2.2 Treballs més rellevants</b> .....	11
<b>2.3 Conclusions</b> .....	12
<b>Capítol 3. Objectius del treball</b> .....	13
<b>Capítol 4. Metodologia</b> .....	14
<b>4.1 Estudi teòric</b> .....	14
<b>4.2 Adaptació del model</b> .....	14
<b>4.3 Comprovació del funcionament: simulacions</b> .....	15
<b>Capítol 5. Tasques a realitzar</b> .....	16
<b>Capítol 6. Calendari temptatiu</b> .....	18
<b>Part II. Context del projecte</b> .....	22
<b>Capítol 7. Multiplexació per divisió ortogonal en freqüència (OFDM)</b> .....	24
<b>7.1 Introducció</b> .....	24
<b>7.2 OFDM</b> .....	25
7.2.1 Avantatges i inconvenients de OFDM .....	26
7.2.2 Fonaments de OFDM .....	27
<b>7.3 OFDM Òptic</b> .....	34
7.3.1 Introducció .....	34
7.3.2 Coherent Optical OFDM .....	40
7.3.3 Direct Detection OFDM .....	41
7.3.4 Comparació entre OFDM i OOFDM.....	44
<b>Capítol 8. Models de Soroll Gaussià (GN-Model)</b> .....	45
<b>8.1 Introducció</b> .....	45
<b>8.2 Model GN</b> .....	45
<b>8.3 Model IGN</b> .....	49
<b>8.4 Comparació entre el model GN i el model IGN</b> .....	50

<b>Part III. Desenvolupament pràctic del projecte</b> .....	53
<b>Capítol 9. Adaptació del model de Soroll Gaussià i simulacions de OFDM òptic</b> .....	55
<b>9.1 Introducció</b> .....	55
<b>9.2 Estimació del rendiment del sistema</b> .....	55
<b>9.3 Fórmula tancada del model GN</b> .....	57
9.3.1 Senyal d'espectre rectangular ideal sobre un únic tram.....	57
9.3.2 Senyal genèrica sobre un únic tram .....	58
<b>9.4 Adaptació i validació del model GN</b> .....	59
9.4.1 Estudi de l'abast màxim del sistema (MSR) .....	59
9.4.2 Estudi de la Gaussianitat del senyal a partir de l'avaluació de NLI .....	61
<b>9.5 Sistema OFDM Òptic</b> .....	63
9.5.1 Estudi de l'abastament màxim del sistema (MSR) a OFDM Òptic .....	68
<b>9.6 Simulacions definitives i comparació de resultats</b> .....	72
<b>9.6.1 Comparació entre el número de trams màxims per cada <math>\Delta f</math> a OFDM Òptic i al model GN</b> .....	73
<b>9.6.2 Comparació de la relació SNR del model GN i del sistema OFDM Òptic</b> .....	76
 <b>Part IV. Conclusions</b> .....	 79
<b>Capítol 10. Conclusions i futures línies d'investigació</b> .....	81
 <b>Part V. Apèndix, índex de figures i referències bibliogràfiques</b> .....	 84
<b>Referències bibliogràfiques:</b> .....	86



## **Part I**

### **Presentació del projecte**



## Agraïments

Aquesta memòria és el resultat de la dura feina duta a terme al llarg d'aquests últims mesos. L'entrega d'aquest treball final de màster suposa el fi d'aquests estudis, gràcies als quals s'obté el reconeixement d'Enginyer Superior de Telecomunicacions.

Al meu tutor, Josep Maria Fàbrega Sánchez, del qui he rebut ajuda i suport en tot moment, i que ha aconseguit guiar-me fins a la consecució d'aquest treball.

A la meva família, pare i mare i el meu germà, que sempre han confiat en mi i que m'han ofert tot el seu recolzament.

A la meva dona, Diana Sala Planells, que han comprés el que significava realitzar aquest treball final de màster i els altres anys d'estudi per arribar fins aquí, i que m'ha donat tota la seva ajuda i suport en els moments difícils.



## Capítol 1

### Introducció

Al llarg d'aquest primer capítol es realitzarà una breu explicació teòrica sobre tots els sistemes involucrats en l'execució d'aquest projecte, com són la multiplexació OFDM i en especial la multiplexació OFDM òptica, i els models de Soroll Gaussià que aplicarem sobre OFDM òptic. Finalment, també s'exposarà quina és l'estructura general de la memòria.

#### 1.1 Introducció

En aquest projecte s'ha dut a terme un estudi profund dels diferents models de Soroll Gaussià (Gaussian Noise –GN- i Incoherent Gaussian Noise –IGN-) per tal de ser capaç d'adaptar-ho a un sistema OFDM òptic. S'estudiaran els seus resultats en base a un conjunt de simulacions realitzades a partir del programari MATLAB, per tal que finalment en resulti una eina molt potent de cara a la gestió de xarxes òptiques.

Dins d'aquest projecte, s'ha establert un acord amb el Centre Tecnològic de Telecomunicacions de Catalunya (CTTC) per a la utilització d'alguns *scripts* com a punt de partida i com a base per al desenvolupament d'aquest treball final de màster. Aquests *scripts* s'han desenvolupat i modificat, però donades les clàusules de confidencialitat no s'inclouran els codis en aquesta memòria, tot i que sí es detallaran les parts de codi més rellevants i importants per entendre les simulacions obtingudes, que donen lloc a la elaboració del present document.

#### 1.2 Sistemes implicats

En aquest projecte s'han vist involucrats diferents sistemes com són OFDM, OFDM Òptic, i els models de soroll Gaussià, com el model GN i el model IGN. De tots ells es donarà una explicació ben detallada en l'apartat del context del projecte d'aquesta memòria.

### 1.3 La memòria: estructura del document

La memòria d'aquest Treball Final de Màster es troba dividida en onze capítols, agrupats en cinc grans blocs.

El primer bloc, **Presentació del projecte**, inclou els primers sis capítols d'aquesta memòria. En el capítol 1, es troba una introducció al projecte realitzat, a més d'una secció d'agraïments. Al segon capítol s'estudia l'estat inicial en el que es trobava aquest àmbit de coneixement; és a dir, els estudis que s'havien realitzat sobre aquesta temàtica. Al tercer capítol es detallen els objectius principals del treball. En el capítol 4 es dona un repàs a la metodologia emprada per a la consecució d'aquests objectius. Al cinquè capítol s'enumeren les diferents tasques a realitzar necessàries en el projecte i al capítol 6 es realitzarà una estimació temporal per a cada una d'aquestes tasques.

El segon bloc, **Context del projecte**, només inclou dos capítols que són els més teòrics de tots, on s'explicarà al capítol 7 els detalls de la Multiplexació per divisió ortogonal de freqüència (OFDM) i de la seva variant òptica (Optical OFDM) i al següent capítol els detalls dels models de soroll Gaussià, tant el GN com el IGN.

Al tercer apartat, **Desenvolupament pràctic del projecte**, és on s'explicarà en profunditat com s'aconsegueix dur a terme l'adaptació dels models de Soroll Gaussià per a la seva utilització en OFDM òptic, tot suportat amb les simulacions pertinents per tal de demostrar la seva correcta implementació.

El bloc 4, **Conclusions**, explica en un mateix capítol, el 10, les conclusions extretes d'aquest treball final de màster i les possibles futures línies d'investigació que podrien servir per a futurs treballs finals de màster per a futurs estudiants.

Per acabar, al cinquè bloc, s'inclou l'apèndix, l'índex de figures que apareixen al llarg del document i un conjunt de referències bibliogràfiques.

## Capítol 2

### Estat de l'art

El capítol es centra en la descripció dels diferents treballs realitzats fins a dia d'avui en aquest mateix context o similars ja que a dia d'avui encara no s'ha realitzat l'adaptació del model Gaussià per a OFDM òptic (però sí per altres sistemes). D'aquesta manera es tindrà un coneixement global de com es troba actualment l'estat de la utilització del model de soroll Gaussià i dels treballs previs que aconseguiren donar pas a aquest model.

#### 2.1 Introducció

El model de Soroll Gaussià, a partir d'ara model GN, és un dels molts de models pertorbatius que han set proposats al llarg dels darrers anys. Un dels punts forts d'aquest model és que ha set provat com una eina relativament senzilla i suficientment fiable per a la predicció del rendiment sobre una gran varietat d'entorns i efectiva tant per a l'anàlisi del sistema com per al seu disseny.

Aquest model es basa en tres suposicions molt importants, que determinaran les seves característiques, avantatges i limitacions:

- No-linealitat és relativament petita: Gràcies a aquesta suposició, el model de derivació pot explotar tècniques de pertorbació, que permeten trobar solucions analítiques aproximades a l'equació de Schrödinger no lineal (NLSE) o la Equació Manakov (ME).
- Senyalització Gaussiana: el senyal transmès estadísticament es comporta com a soroll gaussià estacionari.
- La pertorbació del senyal generada per la no linealitat, que anomenem al llarg d'aquest document, interferència no lineal (INT), es manifesta com a Soroll Gaussià Additiu (AGN)

## 2.2 Treballs més rellevants

Existeixen diferents models pertorbatius, però es comentaran només els més rellevants i que serviren per donar pas al model GN, tots ells basats en les suposicions analitzades a la secció 2.1. Un dels primers d'aquests models va ser introduït el 1993 per A. Splett, C. Kurzke, i K. Petermann [2] i es basava en postular que tota la no linealitat era produïda per l'actuació del FWM (Four Wave Mixing) sobre els components espectrals del senyal general WDM (Wavelength-Division Multiplexing), que suposaven com a "incoherent". Si es tenen en compte aquestes limitacions, els resultats del model GN són molt similars als d'aquest primer estudi. Deu anys després, basats en l'aproximació de la pertorbació derivada de [3], H. Louchet, A. Hodžić, i K. Petermann [4] demostraren que es podien obtenir resultats similars als obtinguts en els estudis de 1993. L'any 1997, K. V. Peddanarappagari and M. Brandt-Pearce [5] trobaren una solució aproximada a la NLSE en termes de les sèries de Volterra (VS) truncades en el domini freqüencial. Aquests resultats obtinguts foren utilitzats més endavant, al 2002, per trobar la PSD (Densitat Espectral de Potència) de NLI (Interferència no Lineal) [6] i per discutir la capacitat de la fibra [7] a un entorn de polarització simple. Una altra vegada, les equacions del model resultant, són molt similars a les del model GN sota les mateixes condicions. Més recentment, es va proposar una altra aproximació, basada en llescar l'espectre del senyal en components espectrals discrets. El problema que sorgia era la no linealitat durant la propagació. Aquesta solució rep el nom de llescat d'espectre (Spectral Slicing -SpS). Com no podia ser d'altra manera, aquesta tècnica la trobem a OFDM i derivat dels estudis del SpS a OFDM s'obtingué el que es podria veure com una versió especialitzada del model GN per a OFDM. La solució SpS es va tenir en consideració en els sistemes WDM en general i en específic a OFDM, com a cas especial de sistema WDM. L'evolució d'aquesta tècnica es basa en la transició cap a un espectre continu i són precisament aquests esforços (a partir del 2011 [8]-[11]) els que donaren pas a la primera aparició del model GN en la seva forma actual.

Dos estudis més recents, publicats entre 2011 i 2013 ([12]-[13]) estan dedicats a la redefinició del model GN. Aquests dos estudis, i de forma independent, confirmaren les equacions principals del model i oferiren algunes generalitzacions. En concret, [12], es basa en una versió modificada del mètode de pertorbació de primer ordre (RP1), que a [14] es mostra que és equivalent al mètode de VS (Volterra Series). Per la seva banda, [13] fa ús d'una variant de la tècnica SpS comentada prèviament.

Després del comentat, podria sorgir un dubte important en aquests models i és que no varen tenir una àmplia acceptació en el moment en que es publicaren anys enrere. El motiu sembla ser perquè no funcionaven correctament en els sistemes DM (Dispersion-Managed) del moment. La suposició de la Gaussaneïtat no encaixava bé amb els sistemes DM, al contrari que UT(Uncompensated Transmission), on la dispersió no es compensada.

Una altra classe de models introduïts el 2000 [15] i [16] empenen una aproximació de pertorbació en el domini temporal (TD). Dotze anys més tard, al 2012, aquesta solució va ser recisada i ampliada [17] i [18]. La característica més interessant d'aquests models TD és que no necessiten fer ús de la suposició de la Gaussaneïtat del senyal i això fa que puguin superar les limitacions del model GN induïdes per aquesta. La contrapartida radica en que sense utilitzar

aquesta assumpció, les equacions derivades del model són més complexes. Així, per tal d'aconseguir resultats més senzills, són necessàries altres aproximacions i suposicions. Per posar un exemple, [16] es va trobar una formulada tancada aproximada per a la potència de soroll de la interferència no lineal (NLI), però assumint una incoherència de fase (que realment es correspon amb la presumpció de Gaussianeïtat).

Durant el darrer any, s'han proposat un altre conjunt de models que inclouen normalment un model de canal simple en temps discret basat en evolucions de l'algoritme [19].

### **2.3 Conclusions**

Al capítol 8 del present document a part de presentar els diferents models Gaussians, es comentaran els rendiments d'aquests models en diferents entorns i a més, s'estudiaran les possibles inexactituds del model derivades de les suposicions realitzades, en particular de la suposició sobre la Gaussianeïtat del senyal.

El que queda clar és que, com no podia ser d'altra manera, encara no s'ha dut a terme una adaptació d'aquest model Gaussià per a ser utilitzat en OFDM òptic, que és precisament el que es du a terme en aquest projecte. I com s'ha exposat, nombrosos models estan sorgint dia a dia i per tant, esperem que es continuï en el futur.

## Capítol 3

### Objectius del treball

L'objectiu principal d'aquest projecte, com ja s'ha comentat, és l'adaptació del model de Soroll Gaussià a l'entorn de OFDM òptic. En aquest context s'adaptarà, tant el model GN com el seu equivalent model incoherent (IGN). Aquesta feina es recolzarà amb un conjunt de simulacions realitzades mitjançant software específic, com pot ser Matlab o el VPISystems, per tal de demostrar el seu correcte funcionament.

Una vegada aconseguit, la idea última del treball és que en resulti una eina molt potent de cara a la gestió de xarxes òptiques. En aquest sentit és rellevant recalcar que en les xarxes intel·ligents de nova generació s'espera que les entitats de control de recursos de xarxa puguin programar els diferents transmissors i receptors dels diferents nodes abans d'establir les connexions adients. Entre els paràmetres a establir s'inclouen la velocitat de bit, el format de modulació, longitud d'ona central, ample de banda i potència de sortida. Així s'espera que es disposi d'una eina que pugui estimar les prestacions d'un enllaç/connexió de forma acurada i sense la necessitat d'una gran potència de càlcul. En altres paraules, les entitats de control i gestió de xarxa haurien de ser capaces de determinar si un transmissor amb una determinada configuració és capaç o no de transmetre amb èxit en un enllaç determinat. Per això és molt important l'establiment i validació de models teòrics que evitin realitzar simulacions costoses en termes de temps de computació.

Per altra part i derivats de la realització del projecte, sorgeixen una sèrie d'objectius secundaris, com poden ser: l'aprenentatge de la realització de simulacions en programari específic; la comprensió dels models pertorbatius en general i en particular dels models GN i IGN; i la utilització de les habilitat per a l'aprenentatge continu desenvolupades al llarg d'aquests estudis per tal de ser capaç de resoldre problemes en entorns innovadors dins del camp de les comunicacions òptiques.

## Capítol 4

# Metodologia

La secció 4 del present document es troba dedicada a la presentació de la metodologia emprada durant el desenvolupament del projecte de forma cronològica.

### 4.1 Estudi teòric

Durant el primer mes, el que s'ha dut a terme és un profund estudi teòric de la situació actual del model GN i de les seves variants i d'altres estudis que el precediren per tal d'entendre correctament el seu funcionament i la seva raó de ser. La metodologia utilitzada en aquest punt ha estat recerques profundes d'informació, tant de documents tècnics especialitzats en Internet com a través de la biblioteca online de la Universitat Oberta de Catalunya sobre documents d'institucions tècniques com el IEEE i altres universitats. Seguidament es realitza una lectura detallada dels documents més rellevants i es documenta el que serà de més utilitat per aquest treball.

### 4.2 Adaptació del model

A continuació de l'estudi teòric arriba la part de desenvolupament del propi projecte, on es realitzarà l'adaptació dels model GN i IGN per tal que puguin ser utilitzats amb OFDM òptic. A partir de codi facilitat pel tutor del projecte i gràcies a les fórmules trobades durant el procés d'estudi teòric, que descriuen l'aparell matemàtic dels models, s'ha pogut realitzar les derivacions oportunes per tal que pugui funcionar amb OFDM òptic, que és un dels objectius principals del present projecte.

### **4.3 Comprovació del funcionament: simulacions**

Una vegada es té l'adaptació feta, s'han de realitzar les simulacions oportunes per tal de demostrar el seu correcte funcionament. És important tenir present que tot i que OFDM ofereix moltes possibilitats per canviar els formats de modulació de cada portadora, es realitzarà un anàlisi profund del model GN amb una constel·lació QPSK/4QAM.



## Capítol 5

### Tasques a realitzar

Aquest capítol pretén presentar un planning de les diferents tasques que es duran a terme per tal de realitzar el correcte seguiment del treball. Es realitzarà una diferenciació entre el que són tasques com a activitats amb entrega i les tasques a realitzar per al seguiment del projecte, com poden ser les lectures de la documentació necessària per a entendre què es necessita.

#### Tasques com a activitats amb entrega

- Assignació del tema de treball
- Pla de treball
- Execució del projecte
- Realització de la memòria
- Realització de la presentació

#### Assignació del tema de treball

La realització d'aquesta entrega inclou diferents activitats com són la investigació de possibles temes d'interès en el camp de les comunicacions òptiques per a realitzar un treball de final de màster, l'avaluació dels temes proposats pel tutor, triar-ne un i consensuar-ho amb el tutor amb les justificacions oportunes.

#### Pla de treball

En aquesta activitat es definirà de manera detallada què es farà i què no es farà, les fites i lliurables que corresponen a cada fita, i l'establiment del calendari i esforços que es dedicaran. També és important incloure una introducció i un estat de l'art per a que serveixi com a punt de partida del treball. Igualment recomanable és el fet d'incloure un apartat dedicat a la metodologia que es seguirà per a la realització de la feina. D'aquesta manera, es poden resumir el conjunt de tasques d'aquesta activitat com:

- Introducció al tema
- Estat de l'art
- Objectius del treball
- Metodologia a seguir

- Tasques a realitzar
- Calendari temptatiu

### Execució del projecte

Durant aquesta fase del projecte es duran a terme totes les decisions de requeriments, decisions de disseny en l'adaptació del model Gaussià, de la seva implementació per a ser utilitzat en OFDM i tot recolzat amb les simulacions necessàries. També serà important tenir sempre present que s'ha de realitzar una revisió dels plans elaborats a fases anteriors i una comprovació rigorosa sobre l'estat d'avenç i anar documentant de forma rigorosa tot el que es fa i els canvis soferts.

### Realització de la memòria

Es tracta de que, per tal de poder tancar el treball, no només es tingui en compte el lliurament del producte final (l'adaptació del model GN per a OFDM òptic) sinó també la seva detallada documentació. És per això que serà necessari realitzar una memòria que documenti tot el treball fet fins a la consecució del projecte. La memòria s'estructurà en cinc grans blocs (Presentació del projecte, Context del projecte, Desenvolupament pràctic del projecte, Conclusions i un apèndix amb l'índex de figures i les referències bibliogràfiques) cada un d'ells amb un conjunt de capítols necessaris per a la seva explicació.

### Realització de la presentació

Finalment, i després de l'entrega de la memòria es realitzarà una presentació més gràfica (mitjançant programari específic com podria ser el *Microsoft Power Point*) per tal de que l'estudiant pugui defensar el seu treball i el tribunal designat ho pugui avaluar.

## Capítol 6

### Calendari temptatiu

A la taula 1 es poden observar, tal i com s'ha comentat a la secció anterior, les cinc activitats principals juntament amb totes les tasques requerides per a cada activitat i les dates de començament i d'entrega, ordenades de forma cronològica.

Activitat	Data d'inici	Data de fi	Dies
<b>Assignació del tema de treball</b>			
Investigació de possibles temes d'interès	25-02-2015	28-02-2015	4
Avaluació dels temes proposats pel tutor	28-02-2015	30-02-2015	3
Escolliment d'opció	31-03-2015	02-02-2015	3
Assignació d'opció consensuada amb el tutor	03-03-2015	06-03-2015	4
<b>Pla de treball</b>			
Introducció	07-03-2015	08-03-2015	2
Estat de l'art	09-03-2015	13-03-2015	5
Objectius del treball	14-03-2015	14-03-2015	1
Metodologia a seguir	15-03-2015	16-03-2015	2
Tasques a realitzar	17-03-2015	19-03-2015	3
Calendari temptatiu	20-03-2015	21-03-2015	2
Pla de treball (entrega)	07-03-2015	23-03-2015	17
<b>Execució del projecte</b>			
Requeriments d'adaptació del model	24-03-2015	25-03-2015	2
Disseny de l'adaptació del model	24-03-2015	26-03-2015	3

Desenvolupament i implementació de l'adaptació del model	26-03-2015	19-04-2015	25
Realització de simulacions	08-04-2015	20-04-2015	13
Execució del projecte (entrega)	24-03-2015	25-04-2015	31
<b>Realització de la memòria</b>			
Documentació del treball	07-03-2015	30-05-2015	55
<b>Realització de la presentació</b>			
Presentació del projecte	15-05-2015	10-06-2015	16

Taula 1: Calendari temptatiu de les tasques a realitzar

Derivat de la taula 1 s'entén que l'activitat que més feina requereix és la de l'execució del projecte degut principalment a la realització de l'adaptació en sí del model GN i de la seva implementació en OFDM. També comportaran un temps considerable les simulacions a partir de Matlab i que es realitzaran en paral·lel amb el propi desenvolupament, per tal de demostrar que el funcionament és el correcte.

Per la seva banda, la tasca de la realització de la memòria del treball també suposa molts dies de feina, però no de dedicació exclusiva i que, per tant, s'haurà de realitzar alhora que altres activitats.

En quant a la dedicació, és important ressaltar el fet que amb aquesta entrega ja s'està superant la segona de les cinc activitats establertes i en base a l'experiència del treball realitzat i les hores invertides, es poden establir les necessitats per setmana que suposarà realitzar aquest treball de final de màster. Les setmanes que es corresponen als dies inicials de cada activitat (on serà important la cerca d'informació i documentació) requeriran menys hores de dedicació que la resta de setmanes.

Dedicació setmanes dels dies inicials de l'activitat clau:

Hores de dedicació per setmana						
Dilluns	Dimarts	Dimecres	Dijous	Divendres	Dissabte	Diumenge
2	2	2	2	2	3	-

Dedicació setmanes de l'activitat clau:

Hores de dedicació per setmana						
Dilluns	Dimarts	Dimecres	Dijous	Divendres	Dissabte	Diumenge
3	3	2	3	4	5	5

Ja per acabar és important treballar els riscos que poden sorgir durant la realització de TFM. Hi ha dos riscos que són molt importants i són probables que es produeixin i per tant, serà important saber com reaccionar davant d'ells:

- **Conciliació de la vida acadèmica i personal/privada i laboral:** s'ha de tenir present que el responsable de la realització del present treball té una jornada laboral a l'empresa privada de 40 hores setmanals, a més de la pràctica d'algun esport i de la vida familiar. Com que a l'empresa privada, del sector hotelier, és molt possible que siguin necessàries jornades de fins a 60 hores s'hauran de detectar aquestes setmanes i avançar la planificació, tenint que dedicar més hores els caps de setmana.
- **Solapament d'entregues d'activitats d'altres assignatures:** És important ser conscient de que es poden produir solapaments amb entregues d'altres assignatures i actuar en conseqüència, com pot ser dedicar hores els diumenges (que en el Planning estan reservats sense hores de dedicació) i coordinar molt bé els esforços per a cada una de les entregues.
- **Necessitat de més hores per a realitzar una certa activitat:** pot passar que per a la realització d'una activitat en particular resultin necessàries més hores de les previstes, ja sigui per desconeixement de la matèria, per la seva dificultat o per l'abast d'aquella entrega en concret. En aquests casos serà important també actuar, i una bona manera és dedicar hores els diumenges.



**Part II**  
**Context del projecte**





## Capítol 7

# Multiplexació per divisió ortogonal en freqüència (OFDM)

En aquest capítol s'explicarà de forma detallada què és la multiplexació OFDM i es centrarà l'estudi en el cas particular del sistema OFDM Òptic.

### 7.1 Introducció

La multiplexació per divisió ortogonal en freqüència (OFDM) és una tècnica de transmissió de multiprotadora que es basa en la multiplexació per divisió de freqüència (FDM). En FDM convencional, els senyals de freqüències múltiples es transmeten simultàniament en paral·lel, on les dades contingudes en cada senyal són modulades en subportadores i per tant la senyal multiplexada típicament conté una àmplia gamma de freqüències. Cada subportadora està separada per una banda de guarda per evitar la superposició del senyal. Les subportadores són llavors desmodulades en el receptor mitjançant l'ús de filtres per separar les bandes de freqüència. Per contra OFDM emprava diverses freqüències subportadores ortogonals entre si (és a dir, perpendiculars) i per tant no es solapen. Així doncs, aquesta tècnica pot esbrèmer múltiples portadores modulades fermament junts en una amplada de banda reduïda sense la necessitat de bandes de guarda, mentre que al mateix temps, manté els senyals modulats ortogonalment de manera que no interfereixin l'una amb l'altra, com s'il·lustra a la figura 1:

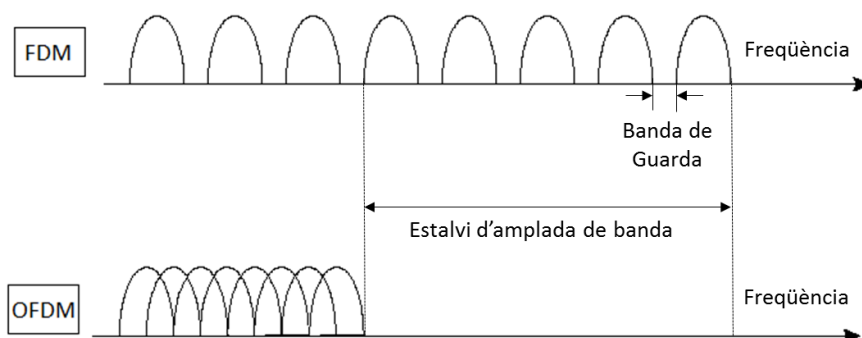


Figura 1: Comparació OFDM i FDM

## 7.2 OFDM

A la part superior del diagrama espectral de la figura 1 apareixen 8 senyals no superposats de freqüència subportadora disposats en paral·lel, que representa FDM convencional, cadascuna separada per una banda de guarda finita. OFDM es mostra en el diagrama espectral de la part inferior de la figura 1, on el pic d'un senyal coincideix amb la depressió d'un altre senyal. Cada subportadora, però, ha de mantenir el criteri de separació de Nyquist amb el període de temps mínim de  $T$  (és a dir, una separació de freqüència d' $1/T$ ) per a cada subportadora.

Quan es genera de forma digital, OFDM utilitza la transformada inversa ràpida de Fourier (IFFT) per al propòsit de la modulació i la transformada ràpida de Fourier (FFT) per a la desmodulació. Es pot observar que hi ha un gran estalvi en amplada de banda en comparació amb FDM convencional, resultant de la col·locació ortogonal de les subportadores. Atès que la ortogonalitat permet una alta eficiència espectral prop de la taxa de Nyquist, on es pot aconseguir l'ús d'ample de banda eficient, OFDM generalment exhibeix un espectre de freqüència gairebé blanc degut al solapament parcial de diferents bandes operant a baixa velocitat de símbol. OFDM també és tolerant a la dispersió del senyal, de manera que permet la transmissió de dades a alta velocitat a través d'un canal dispersiu i ha estat àmpliament utilitzat en tecnologia cablejada d'alta taxa de bits i en sistemes de comunicació sense fils.

### Tecnologia cablejada

- Accés de banda ampla ADSL i VDSL a través de cable de coure POTS
- DVB-C2, una versió millorada de la norma de televisió digital per cable DVB-C
- Power Line Communication (PLC)
- ITU-T G.hn, un estàndard que proporciona una xarxa d'àrea local d'alta velocitat sobre el cablejat de l'habitatge existent (línies elèctriques, línies telefòniques i cables coaxials).
- Mòdems de línia telefònica TrailBlazer
- Xarxes domèstiques Multimèdia over Coax Alliance (MoCA).

## Tecnologia sense fils

- Les interfícies de ràdio LAN sense fils (WLAN) IEEE 802.11a, g, n, CA i HIPERLAN / 2.
- Els sistemes de ràdio digital DAB / Eureka 147, DAB +, Digital Radio Mondiale, HD Ràdio, T-DMB i ISDB-TSB.
- Els sistemes de televisió digital terrestre DVB-T i ISDB-T.
- Els sistemes de televisió mòbil terrestre DVB-H, T-DMB, ISDB-T i MediaFLO per enllaç directe.
- La xarxa sense fils d'àrea personal (PAN) de banda ultra ampla (UWB) IEEE 802.15.3a suggerit per WiMedia Alliance.
- Tecnologia d'accés múltiple OFDMA basada en OFDM utilitzada en diverses xarxes 4G
- Estàndard IEEE 802.16e (o Mobile WiMAX).
- Accés sense fil de banda ampla mòbil (MBWA) estàndard IEEE 802.20.
- Enllaç descendent de l'estàndard de banda ampla mòbil de quarta generació LTE.

### **7.2.1 Avantatges i inconvenients de OFDM**

#### Avantatges

- Alta eficiència espectral en comparació amb altres esquemes de modulació de banda lateral doble, d'espectre eixamplat, etc.
- Pot adaptar-se fàcilment a les condicions del canal greus sense incrementar la complexitat de la equalització.
- Robustesa contra la interferència co-canal de banda estreta.
- Robustesa contra la interferència entre símbols (ISI) i els esvaïments del senyal causats per la propagació multicamí.
- Eficient implementació usant la Transformada Ràpida de Fourier (FFT).
- Baixa sensibilitat als errors de sincronització de temps.
- Filtres receptor sintonitzat sub-canal no són necessaris (a diferència de FDM convencional).
- Facilita xarxes de freqüència simple (SFN).

## Desavantatges

- Sensibilitat a l'efecte Doppler.
- Sensibilitat als problemes de sincronització de freqüència.
- Alta taxa de potència de pic mitja (PAPR), que requereix circuits de transmissió lineals, els quals pateixen d'una pobra eficiència d'energia.
- La pèrdua d'eficàcia causada per temps associat a prefix cíclic i símbols d'entrenament.

## 7.2.2 Fonaments de OFDM

Abans d'entrar en la descripció de OFDM Òptic, en aquest apartat es detallaran algunes de les característiques més fonamentals de la multiplexació OFDM i les seves expressions matemàtiques bàsiques. És ben conegut que OFDM és un tipus especial de modulació multiportadora (MCM), on a la figura 2 es pot observar la seva implementació genèrica. A la part inferior de la figura 2 també es mostra l'estructura d'un multiplicador complex (IQ modulador/desmodulador), que també és utilitzat als sistemes MCM.

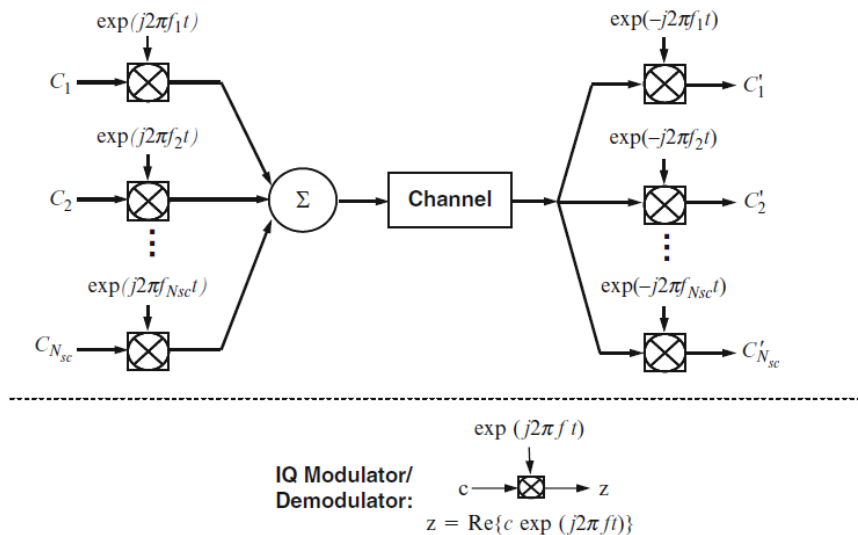


Figura 2: Diagrama conceptual d'un sistema de modulació multiportadora (MCM)

Així, el senyal  $s(t)$  transmès ve representat per:

$$s(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=1}^{N_{sc}} C_{ki} S_k(t - iT_s) \quad (7.1)$$

$$s_k(t) = \Pi(t) e^{j2\pi f_k t} \quad (7.2)$$

$$\Pi(t) = \begin{cases} 1, & (0 < t \leq T_s) \\ 0, & (t \leq 0, t > T_s) \end{cases} \quad (7.3)$$

On  $C_{ki}$  és el símbol d'informació i-éssim en la subportadora número  $k$ ;  $s_k$  és la forma d'ona de la subportadora número  $k$ ;  $N_{SC}$  és el número total de subportadores;  $f_k$  és la freqüència de la subportadora;  $T_s$  és el període del símbol; i  $\Pi(t)$  és funció del pols conformador. El detector òptim per a cada subportadora podria fer ús d'un filtre que coincidís amb la forma d'ona de la subportadora o amb un correlador ajustat a la subportadora tal i com es mostra a la figura 2. Així, el símbol d'informació detectat  $c'_{ik}$  a la sortida del correlador ve donat per:

$$c'_{ik} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} r(t - iT_s) s_k^* dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} r(t - iT_s) e^{-j2\pi f_k t} dt \quad (7.4)$$

On  $r(t)$  és el senyal rebut en el domini temporal.

La distinció clau entre OFDM i un esquema general de multiportadora és la utilització de la ortogonalitat entre les subportadores individuals.

### 7.2.2.1 Ortogonalitat entre les subportadores i subbandes OFDM

És ben conegut que OFDM és una multiplexació per divisió en freqüència (FDM) especial, on la característica principal és que tots els senyals portadors són ortogonals entre sí. A OFDM les freqüències subportadores són triades per tal que les subportadores siguin ortogonals les unes amb les altres, amb el que s'aconsegueix eliminar la diafonia entre els subcanals i, per tant, no es requereixen les bandes de guarda entre portadores. Aquest fet simplifica enormement el disseny tant del transmissor com del receptor. A diferència del FDM convencional, no és necessari un filtre separat per a cada subcanal.

La ortogonalitat requereix que l'espaiat de les subportadores sigui  $\Delta f = \frac{k}{T_U}$  Hertz, on  $T_U$  és la duració útil del símbol i  $k$  és un enter positiu (generalment 1). Així doncs, per a  $N$  subportadores tindrem una amplada de banda total de  $B \approx N \cdot \Delta f$  (Hz). Aquesta ortogonalitat ofereix una altra eficiència espectral amb una taxa de símbol total propera a la de Nyquist per a un senyal equivalent en banda base, ja que gairebé tota la freqüència disponible pot ser utilitzada.

Aquesta ortogonalitat sorgeix de la correlació entre dos subportadores qualsevols, donada per

$$\begin{aligned}\delta_{kl} &= \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} \delta_k s_l^* dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} \exp(j2\pi(f_k - f_l)t) dt \\ &= \exp(j\pi(f_k - f_l)T_s) \frac{\sin(\pi(f_k - f_l)T_s)}{\pi(f_k - f_l)T_s}\end{aligned}\quad (7.5)$$

Per tant, es veu que si la condició

$$(f_k - f_l) = m \frac{1}{T_s} \quad (7.6)$$

Se satisfà, les dos subportadores seran ortogonals l'una amb l'altra. Això significa que aquests conjunts de subportadores ortogonals, amb les seves freqüències espaiades a múltiples del període del símbol invers, podran ser recuperades amb els filtres de (7.4) sense tenir interferència entre portadores (ICI), tot i el fort solapament espectral dels senyals.

OFDM requereix una sincronització de freqüència molt precisa entre el receptor i el transmissor ja que amb una desviació de freqüència les subportadores ja no seran ortogonals, causant interferència entre portadores (ICI) (és a dir, la diafonia entre les subportadores). Aquests desplaçaments de freqüència, solen estar causats per incoherències entre els oscil·ladors emissor i receptor, o per desplaçament Doppler a causa del moviment. Mentre que l'efecte Doppler només pot ser compensat pel receptor, la situació s'agreuja quan es combina amb esvaïment multicamí, ja que apareixen reflexions en diversos desplaçaments de freqüència, el que és molt més difícil de corregir. Aquest efecte normalment empitjora a mesura que augmenta la velocitat i és un factor important que limita l'ús de OFDM en vehicles d'alta velocitat. Per tal de mitigar ICI en aquests escenaris, es pot donar forma a cada sub-portadora per tal de minimitzar la interferència que resulta en subportadores no ortogonals superposades.

El mètode de subdividir l'espectre en múltiples bandes OFDM ortogonals rep el nom de OBM-OFDM ("Orthogonal-Band-Multiplexed OFDM"). La figura 3 mostra el concepte de multiplexació de banda ortogonal, on l'espectre complet és compost per N subbandes OFDM. Per tal de mantenir la ortogonalitat, l'espaiat en freqüència entre dos bandes OFDM ha de ser un múltiple constant de la distància de la freqüència subportadora. Així, la condició d'ortogonalitat entre diferents bandes ve donada per  $\Delta f_G = m\Delta f$ , on m és un enter. Això garanteix que cada banda OFDM és una extensió ortogonal d'una altra, i resulta un mètode potent per a incrementar la capacitat del canal si s'afegeixen subbandes OFDM a l'espectre.

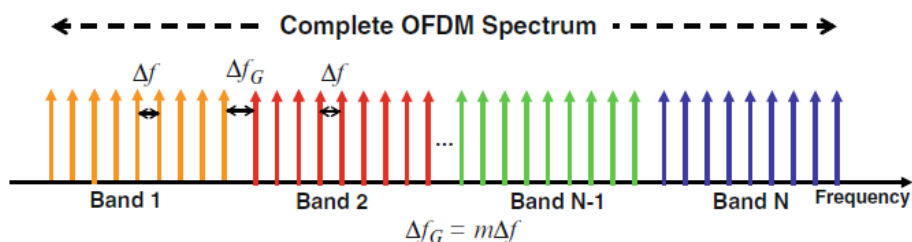


Figura 3: Principi de banda ortogonal multiplexada OFDM

A les figures 4 i 5 es poden trobar els esquemes de transmissió i recepció OFDM típics respectivament.

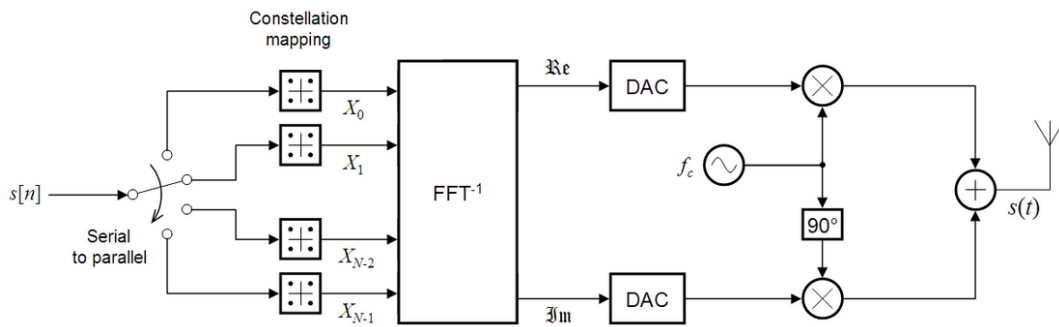


Figura 4: Esquema transmissor OFDM

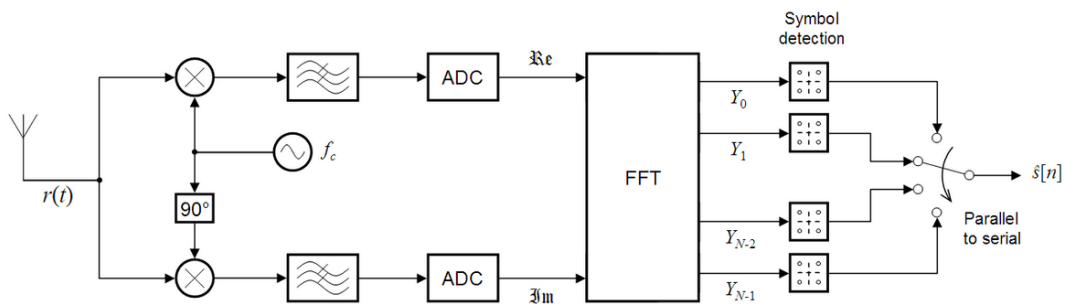


Figura 5: Esquema receptor OFDM

### 7.2.2.2 Implementació de la Transformada Discreta de Fourier a OFDM

Un repte fonamental a OFDM és la necessitat d'un gran nombre de subportadores ja que el canal de transmissió afecta a cada subportadora com un canal estret. Això condueix a una arquitectura extremadament complexa en la que intervenen nombrosos oscil·ladors i filtres, tant en el transmissor com en el receptor. Weinstein i Ebert [20] descobriren que la modulació/desmodulació OFDM podia ser implementada a partir de la Transformada Inversa de Fourier Discreta (IDFT) i de la Transformada de Fourier Discreta (DFT) respectivament. Resulta trivial si s'estudien les fórmules de la modulació (7.1) i desmodulació de OFDM (7.2). Si s'obvia l'índex  $i$ , es denoti  $N_{SC}$  com  $N$  a la fórmula (7.1) per tal de centrar l'atenció en un únic símbol OFDM, i que es mostreja  $s(t)$  a cada interval de  $T_s/N$ . Així, l'equació (7.1) queda com:

$$s_m = \sum_{k=1}^N c_k \cdot e^{j2\pi f_k \frac{(m-1)T_s}{N}} \quad (7.7)$$

Fent ús de la condició d'ortogonalitat (7.6) i la convenció que

$$f_k = \frac{k-1}{T_s} \quad (7.8)$$

I substituint ara la equació (7.8) a (7.37), es té

$$s_m = \sum_{k=1}^N c_k \cdot e^{j2\pi \cdot \frac{(k-1)(m-1)}{N}} = F^{-1}\{c_k\} \quad (7.9)$$

On  $F$  és la transformada de Fourier, i  $m \in [1, N]$ . De la mateixa forma, en el receptor s'arriba a l'expressió

$$c'_k = F\{r_m\} \quad (7.10)$$

On  $r_m$  es el senyal rebut mostrejat a cada interval de  $T_s/N$ . A partir de les equacions (7.9) i (7.10), es deriva que el valor discret del senyal  $s(t)$  transmès OFDM es simplement un punt  $N$  IDFT del símbol d'informació  $c_k$ , i el símbol d'informació rebut  $c'_k$  és un punt  $N$  DFT del senyal mostrejat rebut.

### 7.2.2.3 Interval de guarda per a eliminar la interferència intersimbòlica

Una clau principal de OFDM és que, degut als esquemes de modulació tenen una baixa taxa de símbol, pateixen menys de interferència intersimbòlica. Aquest fet suposa una avantatge important per a transmetre un gran nombre de fluxes de dades de baixa taxa de forma paral·lela, enlloc de transmetre un únic flux amb taxa elevada. Com que la duració de cada símbol és llarga, és recomanable insertar un interval de guarda entre els símbols OFDM i així eliminar la interferència intersimbòlica. Aquest interval també és útil per a eliminar la necessitat de tenir un filtre de pols conformador, i es redueix la **sensibilitat** als problemes de sincronització en temps.

El prefix cíclic [21][22], que és transmès durant l'interval de guarda, consisteix en una còpia del final d'un símbol OFDM dins de l'interval de guarda, i aquest interval de guarda és transmès seguit per el símbol OFDM. El motiu pel qual l'interval de guarda consisteix en una còpia del final del símbol OFDM és per assegurar que el receptor integri sobre un nombre enter de cicles sinusoidals quan es realitza la modulació OFDM mitjançant la FFT malgrat els efectes d'esvaïment i dispersió que pugui introduir el canal.



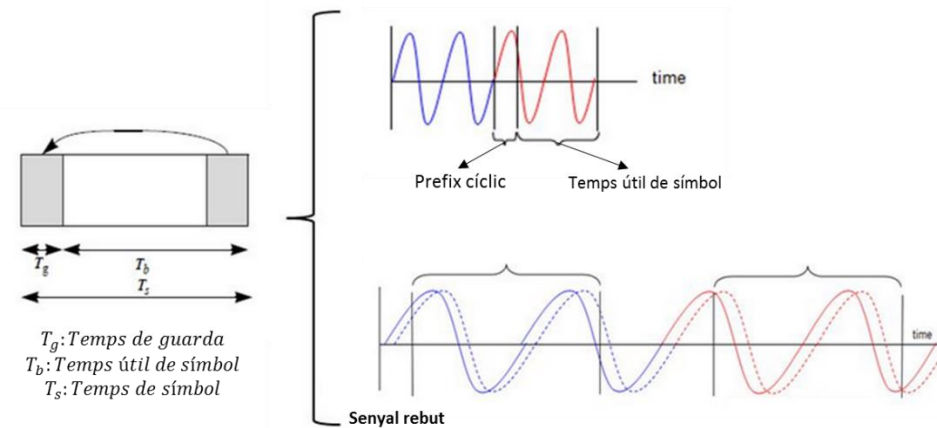


Figura 6: Diagrama prefix cíclic OFDM

En quant a si aquest mètode introdueix algun tipus d'ineficiència en la transmissió, tot i que la durada absoluta d'un símbol és major, donat que els símbols s'encavalquen, la durada del símbol OFDM serà la mateixa. Per tant, aquesta conformació no introdueix cap inefficiència en temps, donat que el símbol OFDM segueix tenint la mateixa duració. L'encavalcament no es pot fer, però, sense cap cost ja que la seva presència, que permet la millora de les radiacions fora de banda, té com a contrapartida que la màxima dispersió del canal permès sense que hi hagi interferència es veu reduïda.

#### 7.2.2.4 PAPR (Peak to Average Power Ratio) a OFDM

Una alta PAPR resulta ser un dels inconvenients del format de modulació OFDM. En els sistemes de RF, el principal problema rau en els amplificadors de potència a l'extrem transmissor, on el guany de l'amplificador es saturarà a una alta potència d'entrada. Una forma d'evitar els pics relatius del senyal OFDM és treballar amb la potència de l'amplificador en l'anomenat règim de "back-off" on la potència del senyal és molt inferior que la potència de saturació de l'amplificador. Per desgràcia, això requereix un gran excés de potència de saturació per l'amplificador de potència, el que condueix inevitablement a la baixa eficiència de potència.

D'altra banda, en el cas concret del canal òptic, un senyal OFDM amb pics molt alts de potència també és més sensible a les no-linealitats de la fibra, limitant enormement la longitud màxima d'un determinat enllaç.

L'origen d'alta PAPR d'un senyal d'OFDM es pot entendre fàcilment a partir de la seva naturalesa multiprotadora. La forma d'ona en el domini de temps de la transmissió d'un símbol OFDM es pot escriure com

$$s(t) = \sum_{k=1}^{N_{sc}} c_k e^{j2\pi f_k t}, \quad f_k = \frac{k-1}{T_s} \quad (7.11)$$

La relació PAPR d'un senyal OFDM es defineix com

$$PAPR = \frac{\max\{|s(t)|^2\}}{E\{|s(t)|^2\}}, \quad t \in [0, T_s] \quad (7.12)$$

Per simplicitat s'assumeix l'ús d'una codificació M-PSK, on  $|c_k| = 1$ . El màxim teòric de PAPR és  $10 \cdot \log(N_{sc})$  en dB, utilitzant  $c_k = 1$  i  $t = 0$  a l'equació (7.11). Així, per a un sistema OFDM amb 256 subportadores, el màxim teòric de PAPR serà de 24dB, que es tracta d'un valor molt elevat. Una altra manera de caracteritzar el PAPR és fer ús de la funció de distribució acumulativa complementària (CCDF) de PAPR,  $P_c$ , expressada com

$$P_c = P_r\{PAPR > \zeta_p\} \quad (7.13)$$

És a dir,  $P_c$  és la probabilitat que el PAPR superi un valor particular de  $\zeta_p$ .

És obvi que el PAPR d'un senyal OFDM és excessivament alt, ja sigui per sistemes òptics o per sistemes de RF. En conseqüència, la reducció de PAPR ha estat un camp intensament perseguit.

Els algorismes de reducció de PAPR proposats fins ara permeten compensacions entre tres figures de mèrit del senyal OFDM: PAPR, l'eficiència d'ample de banda, i la complexitat computacional. Els mètodes de reducció de PAPR més populars són:

- Reducció de PAPR amb distorsió del senyal: Això es fa simplement retallant el senyal OFDM ("hard-clipping") [23-25]. La conseqüència del clipping és un increment de la taxa d'error per bit (BER) i de la distorsió de fora de banda. La distorsió fora de banda pot ser mitigada mitjançant filtratge repetitiu.
- Reducció de PAPR sense distorsió del senyal: La idea darrere d'aquest enfocament és mapejar la forma d'ona original a un nou conjunt de formes d'ona que tenen un PAPR menor que el valor desitjable, molt sovint amb una certa reducció d'ample de banda.

## 7.3 OFDM Òptic

### 7.3.1 Introducció

Una de les grans fortaleeses d'OFDM és la seva gran variació i facilitat d'adaptació a un ampli rang d'aplicacions. Aquesta rica variació té a veure amb les avantatges d'OFDM com la seva robustesa a la dispersió, fàcil estimació de canal dinàmic i mitigació, alta eficiència espectral i la seva capacitat dinàmica de càrrega de bit i de potència. L'avenç en OFDM Òptic també es veu beneficiat per aquesta rica variació. Tot i que OFDM s'ha estudiat àmpliament en el domini de RF, és bastant sorprenent que el primer informe en OFDM òptic en la literatura oberta va aparèixer el 1996, on Pan i Green [26] van presentar una anàlisi de rendiment en profunditat dels sistemes de fibra òptica amb multiplexació de subportadora (SCM) híbrida AM/OFDM. La falta d'interès en OFDM òptic en el passat és degut en part al fet que la potència de processament del senyal no havia arribat al punt en què un sofisticat processament de senyals OFDM podria ser realitzat en un circuit integrat CMOS (IC); i en part també a la velocitat de mostreig tant de DACs com de ADCs, que feia poc pràctic el portar un OFDM a la òptica, on típicament es va a velocitats de símbol/bit entre un i dos ordres de magnitud per sobre dels sistemes RF.

L'OFDM òptic es classifica en dues categories principals: la detecció coherent i la detecció directa d'acord amb les seves característiques i aplicacions subjacents. Mentre que la detecció directa ha estat el pilar de les comunicacions òptiques durant les últimes dècades, els avenços recents en la investigació orientada cap al futur ha assenyalat inequívocament a la tendència de que el futur de les comunicacions òptiques és la detecció coherent.

#### 7.3.1.1 Diferències entre sistemes OFDM RF i OFDM Òptics

No resulta certa la idea que degut a que OFDM en RF ha estat extensament estudiat durant els darrers 20 anys, per a OFDM Òptic s'hagi de fer una traducció un a un des del domini ràdio al domini òptic. Tal i com es veurà al llarg d'aquest capítol, la comprensió de les característiques úniques del canal òptic i del sistema òptic fa possible un disseny eficient de sistemes CO-OFDM (Coherent Optical OFDM). La taula 7.1 resumeix les diferències entre els canals de comunicacions ràdio i òptics.

	<b>Model matemàtic</b>	<b>No linealitat</b>	<b>Velocitat</b>
<i>RF OFDM</i>	Domini temporal (esvaïment discret de Rayleigh)	Cap	Pot arribar a ser ràpida en entorns de mobilitat
<i>Optical OFDM</i>	Domini de freqüència continua (dispersió)	Significant	Molt més elevada

Taula 7.1: Comparació entre el canal ràdio i el canal òptic

Si es fa ús d'un sistema de comunicacions òptic (e.g. en fibra mono-mode SMF) i en un canal ràdio, es troben algunes diferències que tindran una rellevància important per al disseny de OFDM:

Model del canal: Un canal wireless típic pot ser modelat com un resum dels múltiples camins cada un dels quals està sotmès a un procés de Rayleigh, donat per

$$h(t, \tau) = \sum_{l=1}^L a_l \cdot g_l(t) \cdot \delta(\tau - \tau_l) \quad (7.14)$$

On  $a_l$  és una constant complexa,  $g_l(t)$  és el procés de degradació de Rayleigh, i  $\tau_l$  és el retard per al camí l-èssim. La fibra mono-mode es pot modelar més convenientment en el domini freqüencial per a les dos components ortogonals de polarització, expressat com

$$H(t, f) = e^{j\Phi_D(f)} \cdot T_k \quad (7.15)$$

$$\Phi_D(f) = \pi \cdot c \cdot D_t \cdot f^2 / f_{LD1}^2 \quad (7.16)$$

$$T_k = \prod_{l=1}^N \exp \left( \left( -\frac{1}{2} j \cdot \vec{\beta}_l(t) \cdot f - \frac{1}{2} \cdot \vec{\alpha}_l(t) \right) \cdot \vec{\sigma} \right) \quad (7.17)$$

On  $\Phi_D(f)$  és la distorsió de fase deguda a l'efecte de dispersió cromàtica de la fibra,  $T_k$  és la matriu Jones per a l'enllaç de fibra representant l'efecte de dispersió en el mode de polarització (PMD) i l'efecte de pèrdua depenent de polarització (PDL),  $N$  és el nombre d'elements PMD/PDL en cascada representat pel vector  $\vec{\beta}_l$  i pel vector  $\vec{\alpha}_l$  de PDL, i  $\vec{\sigma}$  és el vector de la matriu de Pauli. La importància del model del canal és que la majoria de la dispersió del canal  $e^{j\Phi_D(f)}$  pot ser primerament estimada i factoritzada fora del canal d'estimació. La PMD prové de la matriu de Jones,  $T_k$ , però es pot reduir eficaçment a una suma de només uns impulsos del model FIR (resposta impulsional finita) si el seu valor mitjà PMD és conegut. Per tant, depenent del valor de PMD i la velocitat de dades, l'estimació del canal es pot simplificar en gran mesura per als sistemes OFDM òptics.

No linealitat del canal: El canal wireless es troba en l'espai lliure i per tant no té cap no-linealitat. Per la seva banda, la fibra òptica és bastant no lineal. Juntament amb la dispersió de la fibra, PMD, i els efectes PDL, el canal òptic és possiblement més complicat que un canal sense fils. Molt sovint, no hi ha una solució analítica en forma tancada per a la transmissió no lineal en la fibra òptica, i, posteriorment, les solucions numèriques a l'equació de Schrödinger no lineal que descriu la propagació de les ones no lineals en la fibra són necessàries per analitzar el rendiment [27]. Malgrat que cal mitigar la PAPR per a transmetre OFDM a llargues distàncies, alguns experiments [28-30] han mostrat satisfactòriament la transmissió de 100Gb/s amb CO-OFDM sobre una fibra SSMF de 1000Km.

Variació en el temps de les característiques de canal: La dispersió en el temps es defineix com la velocitat a la qual les característiques del canal estan canviant. En els sistemes sense fils, dispersió en el temps es caracteritza per la freqüència Doppler dels usuaris mòbils que es mouen ràpidament, mentre que en els sistemes de fibra òptica es caracteritza per la rotació de la polarització de la pertorbació mecànica de l'enllaç de fibra òptica. L'extensió de la selectivitat de temps es caracteritza pel producte de la freqüència Doppler en els sistemes sense fil (o la taxa de rotació de la polarització en els sistemes de fibra òptica) i per la longitud de símbol OFDM. Així doncs, el canal òptic es pot considerar quasi-estàtic. Es pot adoptar una eficient estimació de canal per tal d'aprofitar aquest fet.

No linealitat de l'amplificador: En els sistemes sense fils, la principal no linealitat prové de l'amplificador de potència. És fonamental tenir un amplificador de potència de RF d'alta saturació o bé funcionar amb el back-off suficient. No obstant això, en els sistemes de fibra òptica, l'amplificador predominant és EDFA, que és perfectament lineal. Això és perquè el temps de resposta del EDFA és de l'ordre de milisegons, i per tant qualsevol variació de senyal més ràpida d'uns pocs milisegons no dona marge per a què l'amplificador hi doni resposta. Això és significatiu en el sentit que en el disseny de sistemes de CO-OFDM, quan es fa front a la disjuntiva entre la pèrdua òptica i la pèrdua RF, s'hauria d'escollir el primer perquè és més lineal. Malgrat això, també és cert que en els sistemes òptics hi ha altres elements que presenten característiques no lineals. Per exemple, qualsevol modulador (tant d'intensitat com IQ) basat en estructures Mach-Zehnder té una funció de transferència amb un marge lineal d'operació ben definit. També els fotodetectors es poden saturar en determinats moments si els pics de senyal són grans.

Tolerància a la emissió fora de banda: En els sistemes wireless, a causa de l'escassetat de l'espectre, el canal RF està empaquetat el més estretament possible. Per tant, hi ha un requisit estricte de restricció d'emissió fora de banda que s'aplica sobre el transmissor OFDM. La figura 7 mostra la màscara de transmissió d'un senyal Wi-Fi a la qual es detalla la màxima intensitat relativa a què l'emissió de la transmissió ha de ser restringida. Per exemple, per al senyal de Wi-Fi amb una separació entre canals de 20 MHz, la màxima intensitat d'emissió fora de banda a 11, 20, i 30 MHz és, respectivament, -20, -28, i -30 dB relatius a la densitat en banda.

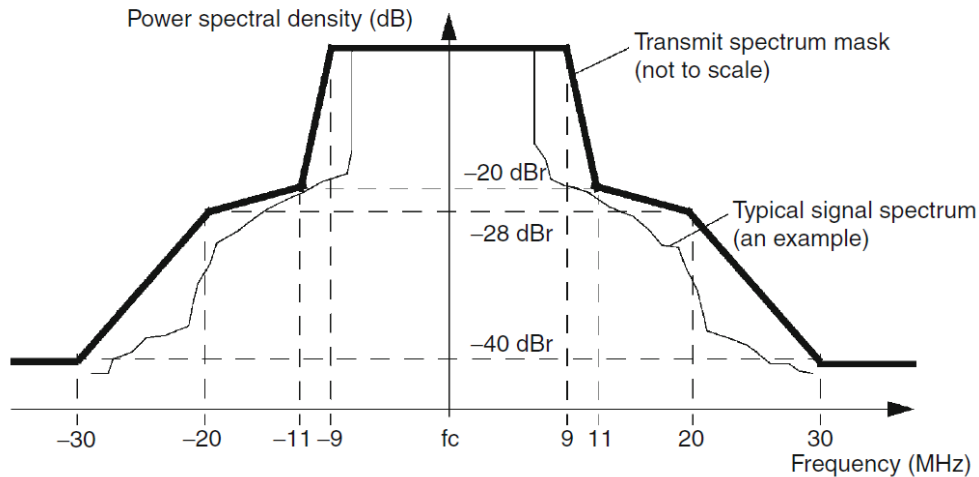


Figura 7: Màscara espectral de transmissió de senyal Wi-Fi

Hauria estat una tasca fàcil si un filtre de RF pogués ser utilitzat per eliminar qualsevol emissió fora de banda en el transmissor en un sistema sense fils. El problema és que l'amplificador de potència és un dels principals contribuents al consum total d'energia del xip, i la introducció d'un filtre de RF després de l'etapa de potència seria induir la pèrdua significativa i disminuir l'eficiència d'energia del xip. Per tant, s'evita comunament en els sistemes sense fil. Això col·loca un requisit estricte per al transmissor OFDM en termes del control de la no linealitat. En contrast, en els sistemes òptics, dispositius de multiplexació de divisió de longitud d'ona s'utilitzen comunament per combinar múltiples longituds d'ona, i qualsevol emissió fora de banda des del transmissor CO-OFDM s'elimina de manera efectiva. També és destacable que els transceptors CO-OFDM fan ús d'una detecció quasi homodina, pel que amb un bon filtrat elèctric després de la fotodetecció es pot rebutjar de forma eficient l'emissió fora de banda. Com a tal, la transmissió CO-OFDM és més tolerant a l'emissió fora de banda. Aquest fet s'ha d'aprofitar quan es tracta de la reducció de PAPR en sistemes de CO-OFDM.

### 7.3.1.2 Què pot aportar OFDM a les comunicacions òptiques

En aquest apartat es mostra que el OFDM òptic que combina els avantatges de la tecnologia de detecció i OFDM coherent ha arribat a temps per a les xarxes òptiques de nova generació.

**Escalabilitat per a la transmissió d'alta velocitat.** Per fer front a les actualitzacions a la següent velocitat de transmissió en sistemes òptics, l'equipament WDM necessita ser redissenyat significativament. De vegades, potser un nou tipus de fibra es requereix per a ser redistribuït. En concret, els sistemes de transmissió òptics han avançat de la modulació directa en fibra multimode a la modulació en fibra monomode, com per exemple la modulació NRZ, la modulació RZ, la modulació DPSK. Es requereix una important inversió de capital per a cada avanç tecnològic que impliquen el disseny de circuits d'alta velocitat i les proves i també proves de nivell del sistema i l'avaluació. Com que hi ha un risc significatiu pel que fa a si la inversió es pot recuperar o no, serà crític poder identificar una tecnologia que tindrà una durada màxima de la

vida i que es podrà adaptar a la següent generació del producte a partir d'una modificació mínima en maquinari i programari. En aquest sentit, OFDM òptic és la tecnologia ideal que serà escalable per a anar incrementant la velocitat de transmissió.

Degut a que la informació en OFDM òptic es gestiona en el domini de la freqüència, és relativament simple el dividir tot l'espectre OFDM en moltes sub-bandes cada vegada que es produeix el coll d'ampolla de l'ample de banda dels elements de processament del senyal DAC/ADC. Això assegura un camí de migració sense problemes de CO-OFDM fins a 1 Tb/s, augmentant l'espectre mitjançant OFDM multiplexació en banda. En fer-ho, el disseny de maquinari i programari desenvolupat per a 400 Gb/s és molt probable que sigui reutilitzats en Tb/s, sense una revisió important del disseny.

**Compatibilitat cap a les futures xarxes òptiques reconfigurables.** La xarxa òptica d'avui es basa principalment en les connexions punt a punt, amb la participació laboriosa de la intervenció humana en la instal·lació, manteniment i aprovisionament d'ample de banda. Les xarxes òptiques modernes estan evolucionant cap a aquelles que són altament adaptables i reconfigurables, similar a la LAN sense fils. Aquest concepte de xarxes òptiques "plug-and-play" minimitza l'elevat cost associat amb la intervenció humana i aquest fet serà fonamental per a les futures xarxes òptiques per tal de que puguin satisfer econòmicament la demanda de capacitat d'ample de banda per al trànsit de dades per Internet. Alguns atributs dels sistemes de comunicacions òptics que són essencials per a les futures xarxes òptiques podran ser assolits amb OFDM òptic i que amb altres formats de modulació convencionals no seria suficient:

- Transmissió agnòstica a l'enllaç físic subjacent: Els enllaços de fibra òptica desplegada al llarg de les últimes tres dècades comprenen fibres amb diferents dispersió cromàtica i la PMD, així com la variació de la distància de trams d'entre 40 i 120 km i variant l'estabilitat mecànica, en funció de si les fibres estan enterrats a terra, penjades de pols, o al costat vies del tren que provoquen distorsions. La gran divergència en la dispersió òptica i l'estabilitat mecànica fa que sigui difícil per formats de modulació convencionals, com ara la detecció directa NRZ / RZ o QPSK, per satisfer aquests reptes per a la transmissió d'alta velocitat a 100 Gb/s i més enllà. CO-OFDM, amb la seva capacitat de resistència intrínseca a qualsevol dispersió òptica i un mètode simple i convenient d'equalització adaptativa basada en les subportadores pilot/símbols, és un candidat ideal per a afrontar aquests reptes.
- Aprovisionament adaptatiu de la velocitat de dades: A causa de la gran diversitat d'enllaç físic, la velocitat de dades suportada per l'enllaç no pot ser predeterminada o podria ser massa costós de predeterminar. Gràcies a que CO-OFDM suporta el processament digital del senyal en el transmissor i el receptor, la velocitat de dades òptima es pot obtenir a través de la càrrega de bits i potència o de la manipulació a nivell de subportadora.
- Granularitat de sublongitud d'ona d'accés a l'amplada de banda: La velocitat de dades del canal de transmissió òptica es preveu per avançar a 400 Gb/s, o fins i tot 1 Tb/s en

la pròxima dècada. CO-OFDM proporciona un camí sense problemes a 1 Tb/s des de l'actual generació de 100 Gb/s. Aquesta enorme taxa de dades d'1 Tb/s pot tenir sentit entre els principals nodes, però seria beneficiós proporcionar una via per a un node intermedi més petit per accedir econòmicament el 1 Tb/s de trànsit a un taxa menor a causa de que alguns dels nodes intermedis podria no necessitar 1 Tb/s d'ample de banda però sí necessitar accedir al tràfic de multidifusió de 1 Tb/s. OFDM multiplexat en banda és ideal per a tal propòsit.

- Control de l'autorrendiment: CO-OFDM depèn en gran mesura de l'estimació de canal per a la equalització, i posteriorment diversos paràmetres importants del sistema poden ser adquirits sense haver de recórrer a separar els dispositius de monitorització. Els paràmetres que es poden extreure dels receptors CO-OFDM inclouen la dispersió cromàtica, PMD, soroll de fase làser, OSNR, no linealitat, i factor Q. Aquests són paràmetres importants per al seguiment i manteniment de la xarxa. Per exemple, les estadístiques de factor Q es poden reunir per donar a l'operador una visió clara del marge per a l'enllaç, l'alarma avançada per a la substitució, o per indicar l'ajust de potència òptica abans que el sistema s'esfondri en tall.
- Consciència d'eficiència energètica: A mesura que la velocitat de la cadena i la capacitat global augmenten per satisfer el creixement exponencial del tràfic IP, hi ha una preocupació creixent pel consum d'energia dels equips de telecomunicacions en el context del seu impacte ambiental i social. S'ha reconegut que el consum d'energia elèctrica és un contribuent significatiu als sistemes de transmissió de gasos d'efecte hivernacle. Sistemes de transmissió convencionals són dissenyats per funcionar en el pitjor dels casos. En els sistemes basats en OFDM òptics, l'adaptació dinàmica de la càrrega de bits per símbol, la potència de l'amplificador de RF, el guany de FEC, així com la complexitat de la estimació de canal, inevitablement reduiran el processament de senyal innecessari i per tant milloren l'eficiència energètica respecte a sistemes RF. Per exemple, la majoria de les vegades l'enllaç òptic és bastant estable; atès que la taxa de variació de la PMD és lenta (<10 Hz). Per tant, l'estimació de canal es pot fer amb menys freqüència; i només necessita ser actualitzat a una taxa més ràpida quan l'enllaç de fibra és ocasionalment pertorbat a causa de les accions humanes en l'oficina central. De mitjana, la complexitat computacional i el seu consum d'energia associat a causa de l'estimació de canal estan dominats per la lenta dinàmica de la fibra òptica, i per tant l'eficiència energètica es millora sobre el del disseny que assumeix el canal variant tot el temps.



### 7.3.2 Coherent Optical OFDM

El CO-OFDM representa el màxim rendiment a la sensibilitat del receptor, l'eficiència espectral, i la robustesa contra la PMD, però requereix que la major complexitat resideixi en el disseny del transceptor. No obstant això, el principi fonamental del CO-OFDM segueix sent el mateix: aconseguir una alta eficiència espectral mitjançant la superposició d'espectre de subportadora evitant interferències amb detecció coherent i un conjunt ortogonal de senyals.

Principi de funcionament:

Les sinèrgies entre les comunicacions òptiques coherents i OFDM són dobles. OFDM ofereix sistemes coherents amb facilitat d'estimació de canal i fase i, per tant, d'eficiència de computació al DSP associat. Els sistemes coherents fan que l'OFDM necessiti més linealitat en la conversió de pujada de RF-to-optical (RTO up-conversion) i en la conversió de baixada Optical-to-RF (OTR down-conversion). Per tant, una transformació lineal serà un objectiu principal de la implementació d'OFDM. A continuació es mostra un sistema genèric OOFDM:

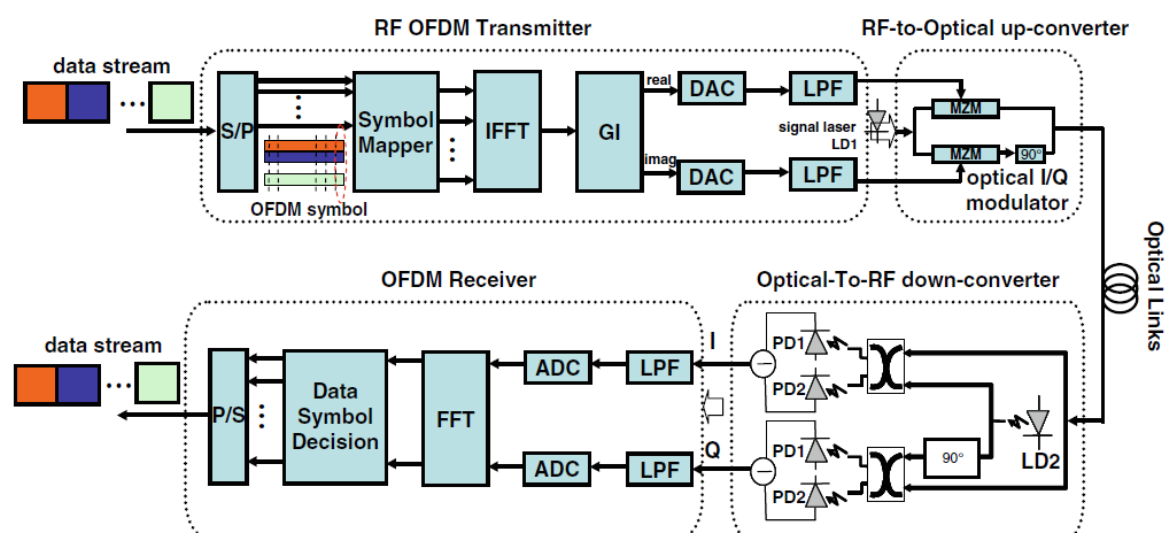


Figura 8: Diagrama conceptual d'un sistema Òptic Coherent OFDM

Aquest sistema es pot dividir en cinc blocs funcionals: transmissor RF-OFDM, RTO up-converter, canal òptic, OTR down-converter i el receptor RF OFDM.

Si es suposa un canal de fibra òptica lineal en què no es considera la no linealitat de la fibra, serà evident que els reptes per a la implementació del CO-OFDM seran obtenir un RTO up-converter lineal i un OTR down-converter lineal.

### 7.3.3 Direct Detection OFDM

L'OFDM per detecció directa (DDO-OFDM) té moltes més variants que la opció coherent, degut principalment a la àmplia gama d'aplicacions per a la OFDM per detecció directa a causa del seu menor cost. Com a exemple tenim que el DDO-OFDM s'aprofita del fet que el senyal OFDM és més immune al soroll d'impuls de retallada en l'accés a la xarxa de televisió per cable (CATV). Un altre exemple és el single-sideband OFDM (SSB-OFDM) per a la transmissió de llarga distància. També es va proposar una adaptively modulated Optical OFDM (AMO-OFDM) que utilitza la càrrega de bit i de potència. Això ha mostrat resultats prometedors per a la fibra multimode i enllaç de fibra SMF de curt abast. La característica comuna per DDO-OFDM és, per descomptat, l'ús de la detecció directa en el receptor, però es classifica el DDO-OFDM en dues categories en funció de com es genera el senyal d'OFDM òptica: linealment mapejat DDO-OFDM (LM-DDO-OFDM), on l'espectre OFDM òptic és una rèplica del OFDM en banda base, i no linealment mapejat DDO-OFDM (NLM-DDO-OFDM), on l'espectre OFDM òptic no mostra una rèplica del OFDM en banda base.

#### Linealment mapejat DDO-OFDM

Tal i com es pot observar a la figura 9, l'espectre òptic d'un senyal LM-DDO-OFDM a la sortida del transmissor OOFDM és una còpia lineal del RF OFDM afegint una portadora òptica que és en general el 50% de la potència total:

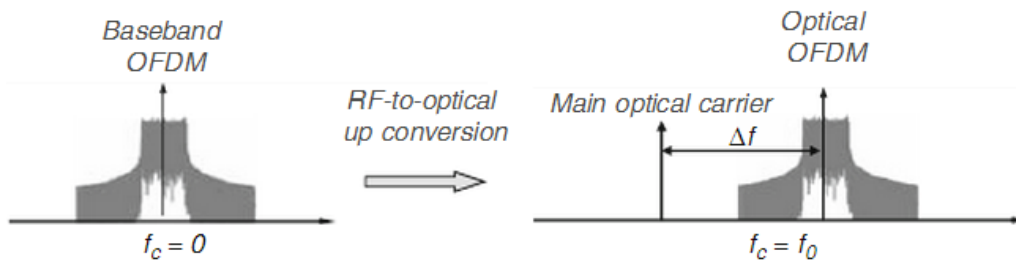


Figura 9: Sistema LM-DDO-OFDM, on l'espectre òptic OFDM és una rèplica de l'espectre OFDM en banda base

Aquest tipus de DDO-OFDM es pot descriure formalment com:

$$s(t) = e^{j2\pi f_0 t} + \alpha e^{j2\pi(f_0 + \Delta f)t} \cdot S_B(t) \quad (7.18)$$

On  $s(t)$  és el senyal òptic OFDM,  $f_0$  és la portadora de freqüència òptica principal,  $\Delta f$  la banda de guarda entre la portadora òptica principal i la banda OFDM, i  $\alpha$  és el coeficient d'escalabilitat que descriu la força de banda de OFDM relacionada amb la portadora principal.  $S_B(t)$  és el senyal en banda base OFDM que ve donat per:

$$S_B = \sum_{k=-\frac{1}{2}N_{SC}+1}^{\frac{1}{2}N_{SC}} c_k e^{j2\pi f_k t} \quad (7.19)$$

On  $c_k$  i  $f_k$  són la informació de símbol OFDM i la freqüència per a la subportadora  $k$ -èsima.

Per simplicitat, si s'utilitza un únic símbol en la equació 7.19, després que el senyal travessi l'enllaç de fibra amb dispersió cromàtica, el senyal OFDM es podrà aproximar com:

$$r(t) = e^{j(2\pi f_0 t + \Phi_D(-\Delta f) + \phi(t))} + \alpha e^{j(2\pi(f_0 + \Delta f)t + \phi(t))} \cdot \sum_{k=-\frac{1}{2}N_{sc}+1}^{\frac{1}{2}N_{sc}} c_{ij} e^{(j2\pi f_k t + \Phi_D(f_k))} \quad (7.20)$$

$$\Phi_D(f_k) = \pi \cdot c \cdot D_t \cdot f_k^2 / f_0^2 \quad (7.21)$$

On  $\Phi_D(f_k)$  és el retard de fase derivat de la dispersió cromàtica de la subportadora k-èsima;  $D_t$  és la dispersió cromàtica agrupada en unitats de picosegons per picòmetres (ps/pm);  $f_0$  és la freqüència central de l'espectre de OFDM òptic; i  $c$  és la velocitat de la llum. Així, al receptor el fotodetector es pot modelar com:

$$I(t) \propto |r(t)|^2 = 1 + 2\alpha \operatorname{Re} \left\{ e^{j2\pi\Delta f t} \sum_{k=-\frac{1}{2}N_{sc}+1}^{\frac{1}{2}N_{sc}} c_{ij} e^{(j2\pi f_k t + \Phi_D(f_k) - \Phi_D(\Delta f))} \right\} \quad (7.22)$$

$$+ |\alpha|^2 \sum_{k_1=-\frac{1}{2}N_{sc}+1}^{\frac{1}{2}N_{sc}} \sum_{k_2=-\frac{1}{2}N_{sc}+1}^{\frac{1}{2}N_{sc}} c_{k_2}^* c_{k_1} e^{(j2\pi(f_{k_1} - f_{k_2})t + \Phi_D(f_{k_1}) - \Phi_D(f_{k_2}))}$$

El primer terme és la component DC que pot ser fàcilment filtrada. El segon terme és el terme fonamental que consisteix de subportadores lineals de OFDM que seran recuperades. El tercer terme és el terme amb no linealitat de segon ordre que ha de ser eliminat. Alguns dels següents enfocaments es poden dur a terme per tal de reduir al mínim la pena causada per terme no lineal de segon ordre:

- Offset SSB-OFDM: una banda de protecció suficient s'assigna de manera que l'espectre RF del segon i del tercer terme no es puguin solapar. Com a tal, el tercer terme de l'equació (7.22) pot ser fàcilment eliminat amb l'ús d'un filtre de RF.
- Baseband optical SSB-OFDM: El coeficient  $\alpha$  es redueix tant com sigui possible per tal que la distorsió, com a resultat del tercer terme, es redueixi fins a un nivell acceptable.
- Subcarrier interleaving: De la Eq. (7.22), es dedueix que si només subportadores imparells són utilitzades (és a dir,  $c_k$  és diferent de zero només per a les subportadores senars) la intermodulació de segon ordre estarà en el les subportadores parelles, que són ortogonals al senyal original a les freqüències de les subportadores senars. Conseqüentment, el tercer terme no produirà cap interferència.

- Iterated distortion reduction: La idea bàsica és realitzar un nombre d'iteracions en l'estimació del terme lineal i calcular el terme de segon ordre utilitzant el terme lineal estimat, eliminant el terme de segon ordre de la banda de la dreta de l'equació (7.22).

Com sempre, hi ha avantatges i inconvenients a cada una d'aquestes aproximacions. Per exemple, la segona aproximació té com a avantatge una millor eficiència espectral però la sensibilitat del receptor es veu sacrificada. La quarta solució té una bona eficiència espectral i una bona sensibilitat al receptor, però amb una complexitat computacional elevada.

#### No linealment mapejat DDO-OFDM

En aquest cas el mapeig entre el RF OFDM i el camp òptic no és lineal. En comptes d'això, NLM-DD-OFDM té com a objectiu obtenir un mapatge lineal entre OFDM de banda de base i la intensitat òptica.

Per simplicitat expositiva, assumim generació de NLM-DD-OFDM utilitzant modulació directa d'un làser (e.g. DFB), la forma d'ona després de la modulació directa es pot expressar com:

$$E(t) = e^{j2\pi f_0 t} A(t)^{1+jC} \quad (7.20)$$

$$A(t) \equiv \sqrt{P(t)} = A_0 \sqrt{1 + \alpha \operatorname{Re}(e^{j(2\pi f_{IF} t)}) \cdot S_B(t)} \quad (7.21)$$

$$S_B = \sum_{k=-\frac{1}{2}N_{SC}+1}^{\frac{1}{2}N_{SC}} c_k e^{j2\pi f_k t} \quad (7.22)$$

$$m \equiv \alpha \sqrt{\sum_{k=-\frac{1}{2}N_{SC}+1}^{\frac{1}{2}N_{SC}} |c_k|^2} \quad (7.23)$$

On  $E(t)$  és el senyal òptic OFDM;  $A(t)$  i  $P(t)$  són l'amplitud instantània i la potencia del senyal òptic OFDM respectivament;  $c_k$  és la informació de símbol transmès per a la subportadora  $k$ -èssima;  $C$  és la constant de la modulació directa del làser DFB;  $f_{IF}$  és la freqüència IF del senyal elèctric de modulació OFDM;  $m$  és l'índex de modulació òptic;  $\alpha$  és la constant d'escalabilitat per configurar un índex de modulació  $m$  adient per tal de minimitzar el soroll de saturació i  $S_B(t)$  és el senyal en banda base OFDM.

A la figura 10 es mostra l'espectre òptic de un NLM-DDO-OFDM que utilitza modulació directa de un làser DFB amb coeficient  $C=1$  i un índex de modulació  $m=0.3$ :

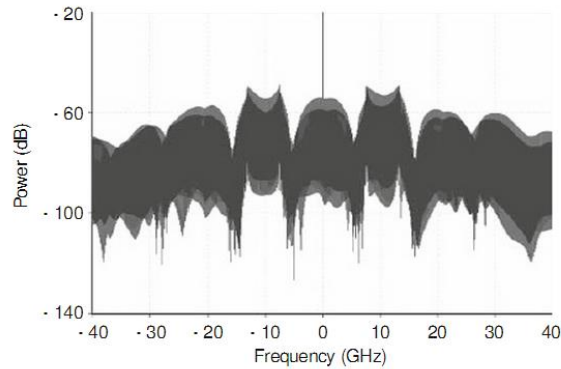


Figura 10: NLM-DDO-OFDM amb modulació directa d'un làser DFB

Es pot observar que NLM-DDO-OFDM té múltiples amplades de banda OFDM amb una distorsió espectral notable. Per tant, no hi ha cap assignació lineal entre la banda de base OFDM i l'OFDM òptic. La conseqüència d'aquest mapeig no lineal és fonamental perquè quan qualsevol tipus de dispersió (com ara dispersió cromàtica, la dispersió de polarització o dispersió modal) es produeix a l'enllaç, el fotocorrent detectat ja no pot recuperar el senyal de banda base lineal OFDM.

### 7.3.4 Comparació entre OFDM i OOFDM

OOFDM proporciona una sèrie d'avantatges: augment de la distància de transmissió, millora de l'eficiència espectral i la simplificació de l'enginyeria de compensació de la dispersió. Tot i això OFDM també té algunes desavantatges, les més importants de les quals són: elevada PAPR (peak-to-average power ratio) i la sensibilitat al soroll de fase i al offset en freqüència.

Un obstacle important en l'estudi de OFDM en entorns òptics ve de la mà de les diferències entre els sistemes OFDM convencionals i els sistemes òptics convencionals:

Sistemes OFDM típics	Bipolar	Informació en camp elèctric	Oscil·lador local al receptor	Detecció coherent
Sistemes òptics típics	Unipolar	Informació en intensitat òptica	No oscil·lador local (laser) al receptor	Detecció directa

A un sistema OFDM típic (no òptic), la informació és portada en el camp elèctric i el senyal pot tenir valors tant positius com negatius (bipolar). Al receptor hi ha un oscil·lador local on s'utilitza la detecció directa. Per la seva part, a un sistema òptic típic de detecció directa modulats en intensitat, la informació es portada en la intensitat del senyal òptic i per tant, només pot ser positiva (unipolar). No hi ha un làser al receptor que actuï com a oscil·lador local i s'utilitza la detecció directa en comptes de detecció coherent.

## Capítol 8

# Models de Soroll Gaussià (GN-Model)

### 8.1 Introducció

La fórmula de referència del model GN (GNRF) ofereix  $G_{NLI}(f)$  GN (f), és a dir, la densitat espectral de potència (PSD) de la interferència no lineal (NLI) a l'extrem de l'enllaç. En aquesta secció, la GNRF s'introdueix, per primera vegada en una forma general, capaç de treballar amb una molt àmplia varietat de sistemes, i després en una forma més simple, vàlid en virtut de les limitacions restrictives del sistema, però que fa que sigui fàcil per extreure una explicació física intuïtiva dels fenòmens que descriu. Finalment, es presentarà una variant simplificada per al model GN i es comentaran les seves característiques més rellevants.

### 8.2 Model GN

Abans de donar pas a la fórmula general del model GN, es presentaran els símbols més comuns:

- 1)  $z$ : coordinada espacial longitudinal, a través de l'enllaç [km]
- 2)  $\alpha$ : coeficient de pèrdua de camp de la fibra [ $km^{-1}$ ], ja que la potència del senyal és atenuada com  $\exp(-2\alpha z)$
- 3)  $g(z)$ : coeficient del guany del camp de la fibra [ $km^{-1}$ ], probablement dependent de  $z$ , ja que la potència del senyal és amplificada sobre una porció de  $z$  km com  $\int_0^z \exp(2g(z')) dz'$
- 4)  $\Gamma$ : guany de potència agrupat, degut al EDFA (Amplificador de Fibra Dopada amb Erbi)
- 5)  $\beta_2$ : coeficient de dispersió en [ $ps^2 \cdot km^{-1}$ ]
- 6)  $\beta_3$ : coeficient de dispersió en [ $ps^3 \cdot km^{-1}$ ]
- 7)  $\beta_{DCU}$ : dispersió acumulada agrupada en [ $ps^2$ ]
- 8)  $\gamma$ : coeficient de no linealitat de la fibra [ $W^{-1} \cdot km^{-1}$ ]

9)  $L_s$ : longitud del tram [km]

10)  $L_{eff}$ : longitud efectiva del tram [km]

11)  $N_s$ : número total de trams d'un enllaç

12)  $G_{WDM}(f)$ : densitat espectral de potència (PSD) del conjunt del senyal transmès amb multiplexació per divisió de longitud d'ona (WDM).

Per tal d'obtenir la fórmula general es realitzen les següents suposicions:

- 1) Els senyals transmesos estan multiplexats en polarització
- 2) Un tram consisteix d'un únic tipus de fibra (si l'enllaç actual té un tram amb diversos tipus de fibra, aquest tram es pot dividir en múltiples trams, cada un d'un únic tipus de fibra).

Així doncs, la fórmula general del model GN (GNRF) es pot expressar com [31]:

$$G_{NLI}(f) = \frac{16}{27} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} G_{WDM}(f_1) G_{WDM}(f_2) G_{WDM}(f_1 + f_2 - f) \quad (8.1)$$

$$\left[ \sum_{n=1}^{N_s} \gamma_n \left[ \prod_{k=1}^{n-1} \exp \left( \int_0^{L_{s,k}} 3g_k(\zeta) d\zeta \right) \exp(-3\alpha_k L_{s,k}) \Gamma_k^{\frac{3}{2}} \right] \left[ \prod_{k=n}^{N_s} \exp \left( \int_0^{L_{s,k}} g_k(\zeta) d\zeta \right) \exp(-\alpha_k L_{s,k}) \Gamma_k^{\frac{1}{2}} \right] \exp \left( j4\pi^2 (f_1 - f)(f_2 - f) \sum_{k=1}^{n-1} [\beta_{2,k} L_{s,k} + \pi(f_1 + f_2) \beta_{3,k} L_{s,k} + \beta_{DCU,k}] \int_0^{L_{s,n}} \left[ \exp \left( \int_0^z 2g_n(\zeta) d\zeta - 2\alpha_n z \right) \exp(j4\pi^2 (f_1 - f)(f_2 - f) [\beta_{2,n} + \pi \beta_{3,n} (f_1 + f_2)] z) \right] dz \right]^2 df_1 df_2 \right]$$

On  $\Gamma_k$  és el guany en potència agrupat just immediatament després del tram k-èssim i  $g_k$  és la possible distribució del camp de guany que té lloc a través del tram k-èssim. De forma general, els enters com  $k, n$ , indiquen a quin tram una certa quantitat és referenciada.

Aquesta equació pot tenir present elements dispersius agrupats situats al final de cada tram, gràcies al paràmetre  $\beta_{DCU}$ . Com que la presència d'aquest tipus d'elements podria provocar la degradació de la suposició de la gaussianeïtat del senyal (tal i com està explicat a la secció 2.2), en aquest projecte es tindrà només en compte el cas  $\beta_{DCU} = 0$ . Gràcies a aquest fet, i a dos suposicions més:

- 1) L'enllaç està format per trams idèntics (suposició d'homogeneïtat de l'enllaç).
- 2) La pèrdua a cada tram, incloent el darrer, és exactament compensada per l'amplificació òptica (suposició de transparència de l'enllaç).

La fórmula GNRF es pot reescriure com:

$$G_{NLI}(f) = \frac{16}{27} \gamma^2 L_{eff}^2 \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} G_{WDM}(f_1) G_{WDM}(f_2) G_{WDM}(f_1 + f_2 - f) \cdot \rho(f_1, f_2, f) \cdot \chi(f_1, f_2, f) df_2 df_1 \quad (8.2)$$

Gràcies a aquesta fórmula es pot donar una interpretació física del model. La densitat espectral de potència de la interferència no lineal generada a una freqüència  $f$ , que és  $G_{NLI}(f)$  és el resultat integrat de tots els productes infinitesimals FWM no degeneratius que tenen lloc a través de qualsevol dels tres components espectrals del senyal transmès, localitzat a  $f_1$ ,  $f_2$  i  $f_3 = (f_1 + f_2 - f)$ . De fet, el factor integrador  $G_{WDM}(f_1)G_{WDM}(f_2)G_{WDM}(f_1 + f_2 - f)$  està directament relacionat al procés FWM ja que és el producte de tres components freqüencials del senyal que bombegen potència al procés FWM en sí. A la figura 8.1 es mostren quatre instàncies d'aquests bombeigs, tots ells creant NLI a la freqüència  $f$ .

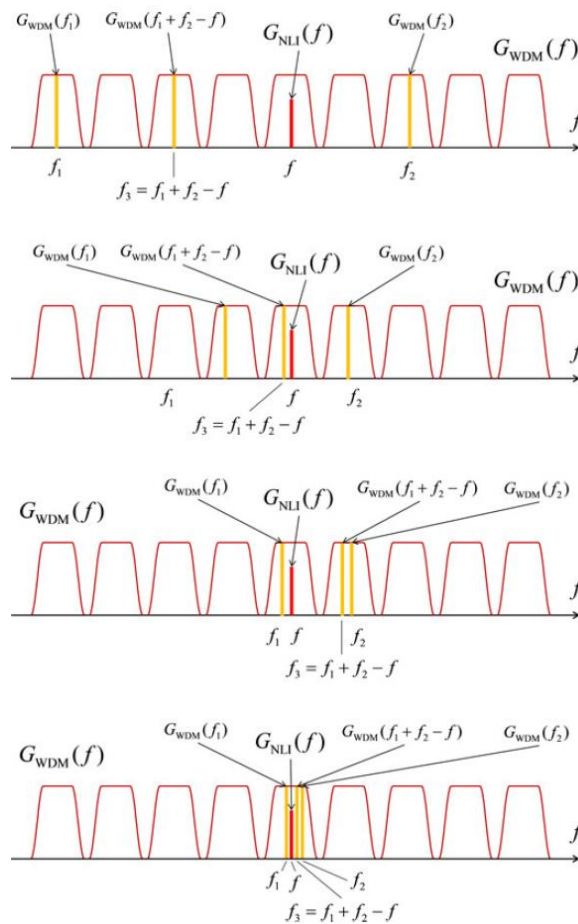


Figura 8.1: Quatre instàncies de senyals en component de freqüència (barres grogues), contribuint a la creació de FWM induït NLI a una freqüència  $f$  (barra vermella).



El factor integrador  $\rho(f_1, f_2, f)$  pot ser vist com la eficiència no degenerativa FWM del seu bateig, que s'assumeix per a ser normalitzat amb un valor màxim unitari. La seva definició general és:

$$\rho(f_1, f_2, f) = \left| \int_0^{L_s} e^{\int_0^z 2g(\zeta) d\zeta} e^{-2\alpha z} e^{j4\pi^2(f_1-f)(f_2-f)[\beta_2+\pi\beta_3(f_1+f_2)]z} dz \right|^2 / L_{eff}^2 \quad (8.3)$$

Amb

$$L_{eff}^2 = \left| \int_0^{L_s} e^{\int_0^z 2g(\zeta) d\zeta} e^{-2\alpha z} dz \right|^2 \quad (8.4)$$

És important tenir present que la forma concreta de  $\rho$  dependrà del tipus d'amplificació utilitzada.

Finalment, el factor  $\chi$  és:

$$\chi(f_1, f_2, f) = \frac{\sin^2(2N_s\pi^2(f_1-f)(f_2-f)[\beta_2+\pi\beta_3(f_1+f_2)]L_s)}{\sin^2(2\pi^2(f_1-f)(f_2-f)[\beta_2+\pi\beta_3(f_1+f_2)]L_s)} \quad (8.5)$$

Com es pot desprendre de la fórmula, si l'enllaç està format per un únic tram,  $\chi = 1$ . Per tant, aquest factor té clarament el paper de la comptabilitat d'acumulació de la interferència no lineal (NLI) en enllaços de diversos trams. De fet, es té en compte la interferència coherent a la ubicació de Rx de la NLI produïda en cada tram. De vegades es diu "factor de array en fase", ja que és formalment idèntic al patró de radiació d'una antena d'agrupació en fase. Un patró d'interferència similar va sorgir en el context del càlcul FWM convencionals i es va analitzar en detall en [32] en el context de sistemes de OFDM.

És important remarcar que la fórmula GNRf no s'obté a partir de la suposició que el fenomen no lineal sigui FWM. És més, els estudis recents només apliquen les tres suposicions esmentades a la secció 2 d'aquest treball, que no pressuposen específicament que sigui FWM.

### 8.3 Model IGN

A la secció anterior s'ha demostrat que la GNRF representa la interferència coherent que es produeix en el receptor a través de la interferència NLI generada en cada tram individual. A l'escenari d'enllaç transparent i homogènia aquesta interferència apareix a la fórmula GNRF com el factor integrant  $\chi$ . Existeix un model alternatiu que coincideix amb el model GN sobre cada tram però que realitza una aproximació d'ignorar completament la interferència coherent a través de la interferència NLI generada en diferents trams. Aquest model es diu el model GN-incoherent, o IGN-model. D'acord amb ell, el PSD total de NLI a l'extrem de l'enllaç és simplement:

$$G_{NLI}^{inc}(f) = \sum_{n=1}^{N_s} G_{NLI}^n(f) \quad (8.6)$$

On  $G_{NLI}^n(f)$  és la densitat espectral de potència de la interferència no lineal generada únicament en el tram  $n$ -èssim, i que serà propagada després sobre tot l'enllaç de camí cap al receptor. Així, es pot reescriure com:

$$G_{NLI}^n(f) = \frac{16}{27} \gamma_n^2 L_{eff,n}^2 \prod_{k=1}^{n-1} e^{6 \int_0^{L_{s,k}} g_k(\zeta) d\zeta} e^{-6\alpha_k L_{s,k} \Gamma_k^3} \prod_{k=n}^{N_s} e^{2 \int_0^{L_{s,k}} g_k(\zeta) d\zeta} e^{-2\alpha_k L_{s,k} \Gamma_k} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} G_{WDM}(f_1) G_{WDM}(f_2) G_{WDM}(f_1 + f_2 - f) \cdot \rho_{n_s}(f_1, f_2, f) df_1 df_2 \quad (8.7)$$

On els enters  $n, k$  indiquen a quin tram es refereix una certa quantitat.

Les equacions anteriors constitueixen la fórmula generalitzada de GNRF incoherent, o IGNRF. Si s'assumeix un enllaç homogeni i transparent, la fórmula IGNRF es simplifica:

$$G_{NLI}^n(f) = \frac{16}{27} \gamma_n^2 N_s \cdot \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} G_{WDM}(f_1) G_{WDM}(f_2) G_{WDM}(f_1 + f_2 - f) \cdot \rho(f_1, f_2, f) df_1 df_2 \quad (8.8)$$

#### 8.4 Comparació entre el model GN i el model IGN

Sembla que l'aproximació anterior cap al model IGN sigui dràstica i arbitrària, però en realitat pot ser justificada mitjançant diversos arguments. De fet, es pot assumir que tenim enllaços transparents i homogenis i a més, que  $\beta_3 = 0$ .

El factor d'array de fase  $\chi$  es pot escriure en la forma de suma finita de la forma:

$$\chi(f_1, f_2, f) = N_s + 2 \sum_{n=1}^{N_s} (N_s - n) \cdot \cos(4n\pi^2 \beta_2 L_s (f_1 - f)(f_2 - f)) \quad (8.9)$$

Si s'introdueix aquesta expressió en la fórmula general GNRF, aquesta es pot dividir en dues contribucions:

$$G_{NLI}(f) = G_{NLI}^{inc}(f) + G_{NLI}^{cc}(f) \quad (8.10)$$

On  $G_{NLI}^{inc}(f)$  fa referència a la fórmula de IGNRF. Aquest fet mostra que el model IGN es basa en retenir només la primera contribució de la fórmula anterior. Així, aquesta aproximació només tindrà sentit quan la segona contribució (anomenada *coherence correction*), pot ser considerada com petita. La seva expressió és:

$$G_{NLI}^{cc}(f) = \frac{32}{27} \gamma^2 L_{eff}^2 \sum_{n=1}^{N_s-1} (N_s - n) \cdot \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} G_{WDM}(f_1) G_{WDM}(f_2) G_{WDM}(f_1 + f_2 - f) \cdot \rho(f_1, f_2, f) \cdot \cos(n \cdot 4\pi^2 \beta_2 L_s (f_1 - f)(f_2 - f)) df_2 df_1 \quad (8.11)$$

La conjectura que  $G_{NLI}^{cc}(f)$  serà petita front  $G_{NLI}^{inc}(f)$  es pot justificar basat en el fet que la funció integrand de  $G_{NLI}^{cc}(f)$  té els mateixos factors (sempre positius) que  $G_{NLI}^{inc}(f)$ , però a  $G_{NLI}^{cc}(f)$  aquests són multiplicats les vegades que el factor de cosinus del oscil·lador tendeix a cancel·lar les seves contribucions. Una manera de confirmar aquesta conjectura és comparar directament les prediccions en general dels model GN i IGN en termes del soroll MLI acumulat amb el nombre de trams.

$$G_{NLI}^{inc}(f) = G_{NLI}^{1tram}(f) \cdot N_s \quad (8.12)$$

$$G_{NLI}(f) = G_{NLI}^{1tram}(f) \cdot N_s^{1+\epsilon} \quad (8.13)$$

On  $G_{NLI}^{1tram}$  és la interferència NLI produïda en un únic tram:

$$G_{NLI}^{1tram}(f) = \frac{16}{27} \gamma_n^2 L_{eff}^2 \cdot \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} G_{WDM}(f_1) G_{WDM}(f_2) G_{WDM}(f_1 + f_2 - f) \rho(f_1, f_2, f) df_1 df_2 \quad (8.14)$$

Es pot definir  $\epsilon$  com:

$$\epsilon = \log_e \left( 1 + \frac{G_{NLI}^{cc}(f)}{G_{NLI}^{inc}(f)} \right) \cdot \frac{1}{\log_e(N_s)} \quad (8.15)$$

En general, els valors de  $\epsilon$  seran petits, cosa que indica que la diferència entre el mode IGN (que prediu l'acumulació purament lineal de NLI front  $N_s$ ) i el model GN (que prediu l'acumulació lleugerament super-lineal de NLI front  $N_s$ ), és bastant petita.

Així, en essència, el model IGN es pot esperar que pràcticament coincideixi amb el model GN per als sistemes amb un gran nombre de canals. En aquests escenaris, el model IGN es torna molt atractiu per la seva forma més simple analítica fa que sigui molt més fàcil de manejar i explotar que el model GN. Per als sistemes d'un sol canal, el Model IGN pot ser bastant inexacta i no ha de ser utilitzat.



## **Part III**

### **Desenvolupament pràctic del projecte**



## Capítol 9

# Adaptació del model de Soroll Gaussià i simulacions de OFDM òptic

### 9.1 Introducció

Aquest capítol representa el desenvolupament més pràctic del projecte, on es detallarà el codi Matlab implementat amb un conjunt de raonaments de per què s'ha realitzat d'una manera i no d'altra. Així, s'explicarà per separat la implementació d'un sistema de transmissió sobre OFDM Òptic i la implementació del model de Soroll Gaussià. Posteriorment s'estudiarà l'aplicabilitat d'aquest model per a senyals OFDM òptics, atès, que permet el càlcul de forma ràpida i senzilla de l'abast d'un determinat transeptor i/o format de modulació.

Els apartats 9.2 i 9.3 es dedicaran a l'explicació de com es pot dur a terme l'avaluació del rendiment del sistema i com es pot arribar a una fórmula tancada del model GN derivat de les dificultats de fer ús de la fórmula general GNRf.

### 9.2 Estimació del rendiment del sistema

Fins ara, s'ha demostrat que el model GN permet estimar la PSD de NLI al receptor. Ara s'abordarà el tema de com utilitzar aquesta informació per a l'avaluació del rendiment del sistema. Habitualment, el rendiment dels sistemes òptics coherents linealment s'estima mitjançant la relació senyal soroll òptic (OSNR) com:

$$OSNR = \frac{P_{ch}}{P_{ASE}} \quad (9.1)$$

On  $P_{ch}$  és la potència mitjana per canal i  $P_{ASE}$  representa la potència de soroll ASE que recau amb una amplada de banda de soroll òptic convencional,  $B_N$ . Per tal de trobar la taxa d'error per bit, BER, s'introdueix el OSNR a una fórmula adequada que depèn del format de transmissió, la taxa de símbol ( $R_s$ ) i del valor escollit de  $B_N$ . En aquest cas, per a una modulació PM-QPSK, la fórmula del BER és:



$$BER_{PM-QPSK} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{B_N}{2R_s} OSNR} \right) \quad (9.2)$$

A partir de la fórmula 8.17 s'assumeix que la recepció opera filtrant el senyal entrant a través d'una funció de transferència en banda base,  $H_{Rx}(f)$ , que es correspon amb el pols dels senyal transmès en banda base. També es contempla que no existeix interferència intersimbòlica, ISI, ja que del contrari no seria vàlid degut a la penalització que es produiria en la seva predicció.

Si es considera  $B_N = R_s$ , tota OSNR en funció del BER romandrà invariant amb la taxa de símbol. Així, assumint aquest fet i per evitar ambigüitats, enlloc de OSNR s'utilitzarà l'acrònim SNR per indicar:

$$SNR = \frac{P_{ch}}{P_{ASE}|_{B_N=R_s}} \quad (9.3)$$

Fins al moment s'ha abordat el rendiment en la linealitat i tal i com ja s'ha comentat, el soroll NLI se suposa que és aproximadament Gaussià i additiu, similar a ASE. Per altra banda, se suposa que ASE i NLI són correlacionades i per tant, es pot argumentar que les seves potències simplement poder afegir-se en el denominador la SNR donant pas a una SNR de no linealitat:

$$SNR_{NL} = \frac{P_{ch}}{P_{ASE} + P_{NLI}} \quad (9.4)$$

On  $P_{NLI}$  és una potència calculada convenientment del soroll NLI.

Mentre la PSD del soroll ASE,  $G_{ASE}(f)$ , és realment estreta sobre l'amplada de banda d'un únic canal, això no és realment així per al PSD de NLI. Per tant, la fórmula correcta per a  $P_{ASE}$  en (8.18) és simplement:

$$P_{ASE} = G_{ASE}(f_{ch}) \cdot R_s \quad (9.5)$$

On  $f_{ch}$  representa la freqüència central del canal sota estudi.

La fórmula correcta per a  $P_{NLI}$  és:

$$P_{NLI} = \frac{R_s}{B_H} \int_{-\infty}^{\infty} G_{NLI}(f + f_{ch}) |H_{Rx}(f)|^2 df \quad (9.6)$$

On  $B_H$  és:

$$B_H = \int_{-\infty}^{\infty} |H_{Rx}(f)|^2 df \quad (9.7)$$

### 9.3 Fórmula tancada del model GN

Com ja s'ha esmentat, la fórmula general GNRF no es pot solucionar analíticament, però no obstant això, es pot arribar a solucions aproximades de forma tancada, que poden ser d'ajuda en la realització d'avaluacions preliminars de rendiment, o per convertir-se en la base de la computació en temps real a la capa física de xarxes flexibles d'enrutament per longitud d'ona.

#### 9.3.1 Senyal d'espectre rectangular ideal sobre un únic tram

En primer lloc, és important remarcar que es tindrà en compte un sistema on cada canal té un espectre perfectament rectangular d'amplada igual a  $R_s$  i l'espaiat del canal també coincideix amb  $R_s$ .

Sobre un únic tram, assumint transparència, amb amplificació acumulada al final, una solució aproximada a GNRF, a la freqüència  $f = 0$  que se sol correspondre amb el centre de l'espectre, seria:

$$G_{NLI}^{1\text{tram}}(0) \approx \frac{8}{27} \gamma^2 G_{WDM}^3 L_{eff}^2 \frac{\operatorname{asinh}\left(\frac{\pi^2}{2} |\beta_2| L_{eff,a} B_{WDM}^2\right)}{\pi |\beta_2| L_{eff,a}} \quad (9.8)$$

On  $\operatorname{asinh}$  és la funció arcsin hiperbòlica;  $L_{eff,a} = 1/2\alpha$  és la longitud efectiva asimptòtica i  $G_{WDM}$  és el valor de la PSD del senyal.

Per a derivar la fórmula (9.8) és necessari realitzar la següent aproximació amb l'integrand de GNRF:

$$\left| 1 - e^{-2\alpha L_s} e^{j4\pi^2 \beta_2 L_s f_1 f_2} \right|^2 \approx 1 \quad (9.9)$$

On  $f_1$  i  $f_2$  són les variables d'integració. Aquesta aproximació causa una pèrdua menyspreable d'exactitud si la pèrdua del tram és major que uns 10dB. Si és així, la fórmula 9.9 és molt exacta,

amb un màxim d'error d'uns 0.35dB a  $x \approx 1$ , on  $x$  és l'argument general de la funció asinh. Així doncs, serà important remarcar que en un sistema de fibra monomode SMF amb una longitud  $L_s = 100\text{km}$ ,  $x=1$  es correspon amb un valor molt petit  $B_{WDM} = 20\text{ GHz}$ . Així, per  $x>10$  l'error estarà per sota de 0.1 dB i asimptòticament tendirà a 0.

### 9.3.2 Senyal genèrica sobre un únic tram

Es suposarà que el tram és transparent, amb amplificació acumulada a l'extrem, i que tots els canals són idèntics. També s'assumeix el mateix nombre de canals a l'esquerra i a la dreta del canal central. El número total de canals WDM resultants  $N_{ch}$  és imparell. Es defineix  $B_{ch}$  com l'ample de banda a -3dB de cada canal i  $\Delta f$  com l'espaiat entre canals. Així, el PSD de NLI al centre del canal central serà:

$$G_{NLI}^{1\text{tram}}(0) \approx \frac{\gamma^2 G_{WDM}^3 L_{eff}^2 \left(\frac{2}{3}\right)^3}{\pi |\beta_2| L_{eff,a}} \cdot \left\{ \sum_{k=-(N_{ch}-1)/2, k \neq 0}^{(N_{ch}-1)/2} [\text{asinh}(\pi^2 |\beta_2| L_{eff,a} B_{ch} [k\Delta f + B_{ch}/2]) - \text{asinh}(\pi^2 |\beta_2| L_{eff,a} B_{ch} [k\Delta f - B_{ch}/2])] + \text{asinh}\left(\frac{1}{2} \pi^2 |\beta_2| L_{eff,a} B_{ch}^2\right) \right\} \quad (9.10)$$

Pel que fa a (9.8), aquesta fórmula també es basa en l'aproximació mostrada a (9.9), que comença a causar un error no menyspreable si la pèrdua al tram fos  $< 10\text{ dB}$ . La derivació també assumeix que l'espectre del canal és rectangular, així que apareixerà algun error si els canals se surten significativament d'aquesta forma. Assumint un error suficientment gran en la pèrdua del tram i en l'espectre rectangular, l'equació 9.10 es mantindrà per sota de 0.5 dB d'error a través de pràcticament tots els valors del paràmetre, per a qualsevol número de canals. Si, a més,  $R_s$  és major que 25 GBaud, l'error serà encara inferior, per sota de 0.3 dB.

Així doncs, aquesta fórmula tancada del model GN (9.10) serà la utilitzada al llarg d'aquest projecte ja que ens permetrà calcular de forma ràpida i senzilla l'abast d'un determinat transceptor i/o format de modulació.

## 9.4 Adaptació i validació del model GN

Es realitzaran una sèrie d'experiments per a la validació del model GN i es veurà com existeix una bona concordança entre aquests resultats i les prediccions. (SERAN DISCUTITS EN LA SECCIO 7). Aquesta validació serà basada des d'un enfocament de simulació, per tal de fer front a una àmplia gamma de configuracions de sistema. L'enfocament es podrà considerar fiable si s'acompleixen dos condicions clau:

- El procediment d'integració NLSE/ME ha de ser comprovat i verificat.
- La transmissió de senyals simulades ha d'ocórrer amb la suficient diversitat estadística per tal que la mitjana de Monte Carlo produeixi resultats fiables.

En primer lloc s'utilitzarà el model GN per tal d'estudiar l'abast màxim del sistema (MSR) amb una simulació per a un sistema de fibra mono-mode (SMF), amb el que es tindrà una idea general del rendiment del model.

Després, el model GN serà utilitzat per a l'estudi de la suposada Gaussianeitat del senyal a partir de l'avaluació directa de NLI.

### 9.4.1 Estudi de l'abast màxim del sistema (MSR)

A la taula 9.1 es mostren els valors considerats per al cas de SMF.

<b>Camp</b>	<b>Valor</b>	<b>Mesura</b>
Velocitat de la llum	299792458	$m/s$
lambda0	1550e-9	$m$
alphadB	0.2	$dB/km$
Dispersió	16.23e-6	$s/m^2$
Dispersió slope	0.057e3	$s/m^3$

Taula 9.1: Valors típics de fibra òptica monomode (SMF) considerats

La taxa de símbol ( $R_s$ ) s'ha establert a 32 GBaud i l'espaiat entre canals ( $\Delta f_{ch}$ ) pren valors des de 33.6 fins a 50 GHz. Així, el valor inferior de la taxa de símbol és correspon amb  $1.05 \cdot R_s$ , que representa l'espaiat mínim que assegura que no hi hagi interferència lineal entre canals. El número de canals WDM transmesos s'estableix a 15.

Aquest esforç de validació es centra, doncs, en comparar el MSR trobat a través de les simulacions amb la predicció del model en sí. Per MSR s'entén el següent. Es defineix l'abast del sistema (SR) com el nombre màxim de trams que es poden aconseguir mantenint un valor de BER per sota d'un valor objectiu, donada una certa potència de llançament. Així, el MSR serà el valor màxim del SR enfront aquesta potència de llançament, és a dir, és el SR que s'obté utilitzant la potència òptima de llançament. En aquest cas, per a una modulació PM-QPSK i per tal de proveir un marge de 2 dB per sota del límit d'un "Soft-Decision FEC (Forward Error-Correcting Code)", el BER haurà de complir que  $BER < 1.7e-3$ . Amb l'objectiu d'agafar un valor raonable de longitud del tram, es considerarà un tram de 120 Km per a PM-QPSK.

Així, gràcies a l'aplicació de totes les condicions esmentades i a la utilització de l'equació tancada del model GN (9.10), s'obté el resultat mostrat a la figura 9.1; on es veu que quadra perfectament el MSR obtingut per a SMF en format PM-QPSK amb el comportament que hauria de tenir segons la gràfica 6 a [33], tenint en compte les aproximacions que es proposen al capítol.

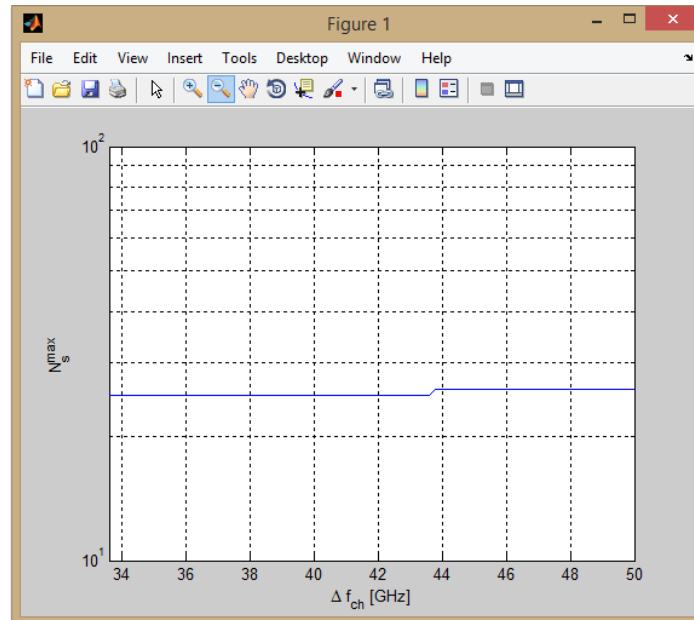


Figura 9.1: MSR en nombre de trams  $N_s^{max}$  de SMF en format PM-QPSK en funció de l'espaiat del canal  $\Delta f_{ch}$

La línia blava de la gràfica 9.1 s'obté a partir de la fórmula tancada del model GN (equació 9.10) realitzada a partir de codi interpretat amb el software Matlab, tenint en compte el número de canals:

```

Deltaf=33.6e9:.2e9:50e9; % Espaiat entre canals
for kf=1:length(Deltaf),
    BER=0;
    Ns=0;
    while BER<1.7e-3, % BER máxima a considerar
        Ns=Ns+1
        Potencia_ase = Ns*Flin*h*nu0*Lspan*BN;
        % Implementem Eq. 9.10 per a trobar la Popt.
        factor=(8/27)*(gamma^2)*(Gwdm^3)*(Leff^2)/(pi*abs(beta2)*Leffa); % Factor comú al
sumatori de l'eq. 9.10
        G_nli_lspan=0;
        for k=- (Nch-1)/2:1:(Nch-1)/2,
            if k~=0,
                arg1=(pi^2)*abs(beta2)*Leffa*Bch*(k*Deltaf(kf)+0.5*Bch);
                arg2=(pi^2)*abs(beta2)*Leffa*Bch*(k*Deltaf(kf)-0.5*Bch);
                arg3=0.5*(pi^2)*abs(beta2)*Leffa*(Bch^2);
                G_nli_lspan=G_nli_lspan+factor*(asinh(arg1)-asinh(arg2)+asinh(arg3));
            end
        end
        G_nli(Ns)=G_nli_lspan*Ns;
        Potencia_nli = G_nli(Ns)*Rs;
        eta=G_nli(Ns)*Rs/(Potencia_canal^3);
        Popt=(Potencia_ase/(2*eta))^(1/3); %Calcul de la potencia optima de transmissio
        Gwdm_new=Popt/Rs; %Nova PSD d'acord amb Popt
        Potencia_nli_opt=(Gwdm_new^3/Gwdm^3)*Potencia_nli; %Reescalat P_nli d'acord amb
Popt.
        SNR_nli = abs(Popt/(Potencia_ase+Potencia_nli_opt)); %eq. 9.4
        BER = (1/2)*erfc(sqrt((BN./(2*Rs))*abs(SNR_nli))) %((BN/2*Rs)*SNR_nli).^(1/2))
    %equacio 9.2
    end
    Nsmax(kf)=Ns;
end
semilogy(Deltaf/1e9, Nsmax);

```

#### 9.4.2 Estudi de la Gaussianeitat del senyal a partir de l'avaluació de NLI

Per a dur a terme un estudi de l'assumpció de Gaussianeitat del senyal, aquest es centrarà en l'avaluació directa de NLI, en comptes de l'estimació dels paràmetres de rendiment relacionats amb el sistema. El motiu principal és per què això últim normalment emmascara o suavitza els errors en l'estimació de NLI. Els mateixos formats de simulació detallats a la secció 9.4.1 s'utilitzaran ara, amb algunes petites variacions. Només s'utilitzarà un espaiament:  $\Delta f_{ch} = 33.6 \text{ GHz}$ , que és  $1.05 \cdot R_s$ , i un nombre inferior de canals,  $N_{ch} = 9$  en comptes de 15. La longitud del tram s'ha configurat a 100Km. El soroll ASE ha estat eliminat, així que l'única distorsió del senyal serà deguda a NLI. La estimació de la variància de NLI es realitza sobre el canal central. La variància de soroll elèctric en recepció de cada punt del senyal de la constel·lació ha estat avaluada en ambdues quadratures i polaritzacions. Dels resultats es fa una mitjana per a obtenir un únic valor de variància  $\sigma_{tot}^2$ . Així doncs, la variància de NLI ha estat calculada com:

$$\sigma_{NLI}^2 = \sigma_{tot}^2 - \sigma_{lin}^2 \quad (9.11)$$

És important remarcar que, idealment,  $\sigma_{lin}^2 = 0$  ja que tant NLI com ASE s'han obviat. Tot i això, a la pràctica  $\sigma_{lin}^2$  mai serà exactament zero possiblement degut a que es reflecteix una petita interferència inter simbòlica.

La quantitat de potència  $P_{NLI}$  es pot trobar a partir de  $\sigma_{NLI}^2$  degut a que estan relacionades a partir d'una constant:

$$P_{NLI} = \frac{R_s}{B_H} \sigma_{NLI}^2 \quad (9.12)$$

On  $B_H$  ve donat per la fórmula (9.7).

Per altra part, la estimació de  $P_{NLI}$  pot quedar afectada per diversos errors, ja sigui per inexactituds del model GN en sí o per aproximacions realitzades per tal de simplificar-ne els càlculs. Aquests errors influeixen el SNR no lineal i afecten també l'aprovisionament del rendiment del sistema. Així doncs, serà important trobar el valor òptim de la potència de llançament per canal ( $P_{ch}$ ) que maximitzi la relació  $SNR_{NL}$ . S'assumeix canals espaiats de forma equitativa, tots amb el mateix format, mateixa taxa de símbol i potència de llançament. D'aquest mode, la dependència de  $P_{NLI}$  a  $P_{ch}$  serà:

$$P_{NLI} = \eta P_{ch}^3 \quad (9.13)$$

On  $\eta$  ens dona una idea de l'eficiència de la no-linealitat i és independent de  $P_{ch}$ .

Així doncs, derivat de la equació (9.13) es podrà calcular la quantitat  $\eta = P_{NLI}/P_{ch}^3$ , ja que és teòricament independent de  $P_{ch}$ . Les simulacions s'han realitzat tenint en compte un valor relativament baix de  $P_{ch}$  de -6 dBm per tal de facilitar l'algoritme d'integració. Així, el codi Matlab necessari per al càlcul de la quantitat de variància de soroll  $\eta$  en funció del nombre de trams és:

```

for Ns = 1:1:50, %numero total de trams d'un enllaç de fibra
Rs = 32e9;% 32 Gbaud
BN=12.5e9;% En cas de OSNR a 12.5 GHz (0.1 nm)
Potencia_canal=.25e-3;% -6 dBm
Gwdm=Potencia_canal/Rs;%PSD quadrada
Bch=32e9; % Ample de banda de cada canal ~Rs
Deltaf=33.6e9; % Espaiat entre canals
Nch=9; % Num. total de canals

% Implementem Eq. 38
factor=(8/27)*(gamma^2)*(Gwdm^3)*(Leff^2)/(pi*abs(beta2)*Leffa); % Factor comú al
sumatori de l'eq. 38
G_nli_lspan=0;
for k=-(Nch-1)/2:1:(Nch-1)/2,
    if k~=0,
        arg1=(pi^2)*abs(beta2)*Leffa*Bch*(k*Deltaf+0.5*Bch);
        arg2=(pi^2)*abs(beta2)*Leffa*Bch*(k*Deltaf-0.5*Bch);
        arg3=0.5*(pi^2)*abs(beta2)*Leffa*(Bch^2);
        G_nli_lspan=G_nli_lspan+factor*(asinh(arg1)-asinh(arg2)+asinh(arg3));
    end
end

G_nli(Ns)=G_nli_lspan*Ns;
Potencia_nli = G_nli(Ns)*Rs;
eta(Ns)=G_nli(Ns)*Rs/(Potencia_canal^3);
end;

```

A la figura 9.2 es pot observar el resultat gràfic del càlcul de  $\eta$  en funció del nombre de trams  $N_{span}$  per a PM-QPSK sobre SMF, on la línia blava representa el valor calculat basat en el model GN.

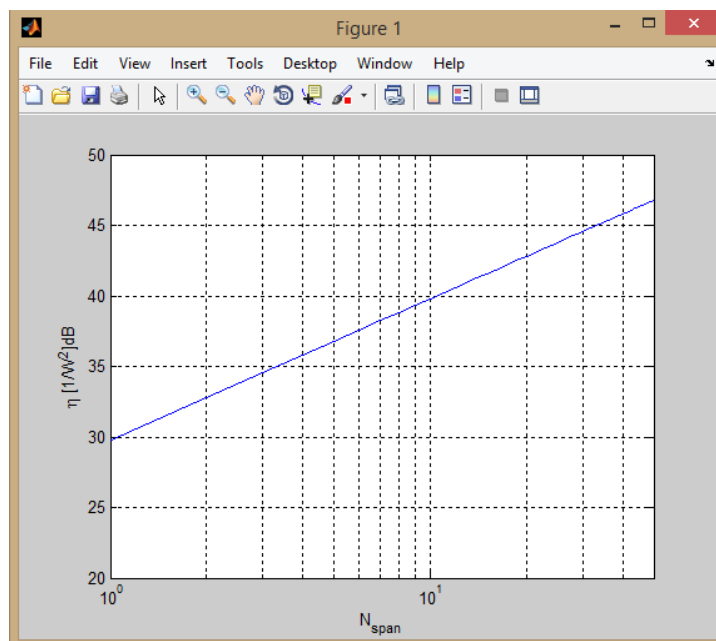


Figura 9.2: Variància  $\eta$  de soroll normalitzat NLI en funció del nombre de trams  $N_{trams}$

Els resultats de NLI de la figura 9.2 llancen llum sobre els resultats obtinguts a la figura 9.1. La bona adherència del model GN al comportament del senyal es confirma en el nivell fonamental de  $\eta$ . Com que els errors que es troben a la figura 9.1 venen derivats de la sobreestimació que fa el mode GN de NLI especialment sobre els primers trams, quan la distribució estadística del senyal està més allunyada de ser Gaussiana. La sobreestimació de NLI desemboca en una subestimació del MSR, que és el que es pot apreciar en la figura 9.1.

## 9.5 Sistema OFDM Òptic

En aquesta secció, el primer objectiu serà aconseguir la transmissió i recepció de senyals òptics sobre OFDM. Una bona manera de demostrar que es pot realitzar és mitjançant la comparació entre la teoria i la pràctica (simulació) de la taxa d'error per bit (BER) en funció de la relació senyal-soroll (SNR) de un sistema OFDM Òptic.

En primer lloc, s'inicialitzen les variables:

```
BitRate=10e9; % Velocitat de transmissio
Ncarriers=64; % No. de portadores de l'OFDM
bps=2; % Bits per símbol

CP=0.1; % "Cyclic prefix"
k=3; % Factor de clipping

NTS=50; % No. de símbols d'entrenament
Nsymbols=1024; % No. de símbols de "payload"
NsymbolsTS=Nsymbols+NTS*Ncarriers; % No. de símbols totals
SNR=0:.1:13; % SNR

M=8; % factor de remostreig (en termes de mostres per símbol)

%Valors filtre a aplicar després de remostrejar
N=32; %Ordre del filtre
fc=BitRate/2; %frecuència de tall
r=0.15; %roll-off
fm=M*2*fc; %frecuència de mostratge

h1 = firrcos(N,fc,r,fm,'rolloff','sqrt');
```



A continuació, es dissenya el mòdul de transmissió a partir del qual es pot transmetre un senyal OFDM, al que després se li afegirà l'efecte del canal de fibra òptica, amb valors típics de fibra monomode SMF:

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
% Transmissor
%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

% 1) Generar les dades de "payload"
data=randint(1, bps*Nsymbols,[0 1]);

% 2) Generar el símbol d'entrenament
TS=randint(1, Ncarriers*bps, [0,1]) ;

% 3) Ajuntar les dades amb el símbol d'entrenament
%dataTS=data;
for knts=1:1:NTS,
    data=[TS data];
end

% 4) Mapejar les dades resultants amb la constel·lació que toca
hModulator=comm.QPSKModulator('BitInput',true);
cdata=step(hModulator, data'); % Modulem els símbols en QAM

% 5) Paral·lelitzar
cdatar=transpose(reshape(cdata, Ncarriers, NsymbolsTS/(Ncarriers)));

% 6) Fer la transformada inversa
fftdata=ifft(cdatar, Ncarriers, 2);

% 7) Afegir el "cyclic prefix"
fftdata_cp=[fftdata fftdata(:,1:round(CP*Ncarriers))];

% 8) serialitzar
Cx=reshape(transpose(fftdata_cp), round((1+CP)*Ncarriers)*(NsymbolsTS/Ncarriers), 1);

% 9) Clipping
deviation=std(Cx);

%Per dalt
index= Cx>=k*deviation;
Cx_c=Cx;
Cx_c(index)=k*deviation;
clear index;

%Per baix
index=find(Cx<=-k*deviation);
Cx_c(index)=-k*deviation;

% 10)Upsampling i filtratge
Cx_cm=upsample(Cx_c,M); % Augmentem a 8 mostres/símbol
Cx_cm_aux=[Cx_cm; zeros(N/2,1)]; % Afegir zeros al final
Cx_cm_auxf=filter(h1,1,Cx_cm_aux); % Filtrar
Cx_cmf=Cx_cm_auxf(N/2+1:end);

Etx=transpose(Cx_cmf);

```

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
% Efecte canal fibra òptica
%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%Valors típics fibra òptica monomode
c = 3e8; % [m/sec] velocitat de la llum
lambda0 = 1550e-9; % [m] longitud d'ona central
alphadB = 0.2; % [dB/m] atenuació de la fibra
alpha = (alphadB*1e-3)/(10*log10(exp(1))); % pas a linial
Dp = 16.5e-6; % [s/m^2] dispersió
S = 0.057e3; % [s/m^3] dispersion slope
Dpmd=0.04e-12;%[s/m^0.5] dispersió PMD
birref=1e-7; %Birrefringència

% Càlcul dels coeficients de dispersió
beta2=-((Dp*(lambda0^2))/(2*pi*c));
beta3=((S*lambda0^4)/(4*(pi^2)*(c^2)))-beta2*lambda0/(pi*c);

n2=2.4e-20; % [m^2/W] index de no-linialitat
%Aeff&#8364;e-12; % [m^2] area efectiva
Aeff = 6.8364e-12;
gamma = 2*pi*n2/(Aeff*lambda0); % Coeficient de no linialitat de la fibra

fiber_length=30e3; % [m] Longitud de la fibra
max_deltaz=1e3;% [m] Màxima longitud de pas per al Split-Step
max_phase_change=.05; % [degrees] Màxim canvi de fase

betap=[0, 0, beta2, beta3]; % array de dispersió

% Definim l'increment i el número de passos
deltaz=max_phase_change*(pi/180)/(gamma*max(abs(Etx).^2));

if deltaz>max_deltaz
    deltaz=max_deltaz;
end

step_num=fiber_length/deltaz;

% Entrem a la fibra

Ef= ssprop2(Etx,1/fm,deltaz,step_num,alpha,betap,gamma,100,1e-5);
Er=Ef/(alpha*fiber_length);

```

Segons Proakis i Salehi [34], aquesta taxa d'error per bit per a una modulació QPSK es pot obtenir com:

$$BER = \frac{1}{N_{bits_{simbol}}} \cdot \operatorname{erfc} \left( \sqrt{E_b/N_o} \right) \cdot \left( 1 - \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{E_b/N_o} \right) \right) \quad (9.13)$$

On:

$$E_b/N_o = SNR - 10 \cdot \log(N_{bits_{simbol}}) \quad (9.14)$$

Seguidament, s'afegeix una càrrega de soroll al codi Matlab en la recepció per tal de poder realitzar el càlcul de la taxa d'error per bit en funció de la relació SNR:

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
% Carrega soroll
%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

for ks=1:length(SNR),
    Cx_r=awgn(Er, SNR(ks)-10*log10(M), 'measured'); % El factor 10*log10(M) es per a
    tenir en compte el remostreig

    %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
    %
    % Receptor
    %
    %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

    % Filtratge i downsampling
    Cx_r_aux=[Cx_r zeros(1, N/2)]; % afegir zeros al final
    Cx_r_auxf=filter(h1,1,Cx_r_aux); % filtrar
    Cx_rf=Cx_r_auxf(:,N/2+1:end);

    Cr=downsample(Cx_rf.',M); %Delmació 1/8

    % 1) parallelitzar

    rxdata_cp=transpose(reshape(Cr, round((1+CP)*Ncarriers), NsymbolsTS/Ncarriers));

    % 2) Treure el cyclic prefix

    rxdata=rxdata_cp(:, 1:Ncarriers);

    % 3) calcular la FFT
    fftdatarx=fft(rxdata, Ncarriers, 2);

    % 4) Equalitzar

    TS=cdatar(1,1:Ncarriers); % Extraiem el símbol d'entrenament transmes
    Hs=fftdatarx(1:NTS,:); % Extraiem el símbol d'entrenament que rebem
    H=mean(Hs)./TS; % Estimem el canal
    A=H;
    B=1./H;
    IW=diag(B); % Matriu d'equalitzacio
    % tambe es pot calcular fent la inversa de la matriu diagonal de A
    % IW=inverse(diag(A));

    fftdatarx_eq=fftdatarx*IW;

    % 10) serialitzar
    cdatarx=reshape(transpose(fftdatarx_eq), NsymbolsTS, 1);

    % 11) demapejar
    hDemod = comm.QPSKDemodulator('BitOutput',true);
    rec = step(hDemod, cdatarx);
    [Nerr, BER(ks)]=biterr(data(NTS*Ncarriers:end), rec(NTS*Ncarriers:end).');

end

```

Finalment, s'aplica la fórmula teòrica del BER (9.13) en funció del SNR i es compara amb la BER obtinguda de forma experimental, tal i com es mostra a la figura 9.3, on la línia verda representa el valor teòric i la blava el resultat de la simulació:

```

ebno=SNR-10*log10(bps); % Calcul de la Eb/No d'acord amb doc. Matlab
ebnolin=10.^(ebno/10); % Passa Eb/No a linial
BERteorica=(1/bps)*erfc(sqrt(ebnolin)).*(1-.25*erfc(sqrt(ebnolin))); % Formula teorica
(Proakis/Salehi 5a ed; cap. 4, pags. 193/195)
semilogy(SNR, BER, SNR, BERteorica);
grid on;
xlabel('SNR (dB)');
ylabel('BER');
legend('Simulacions', 'Teoria')

```

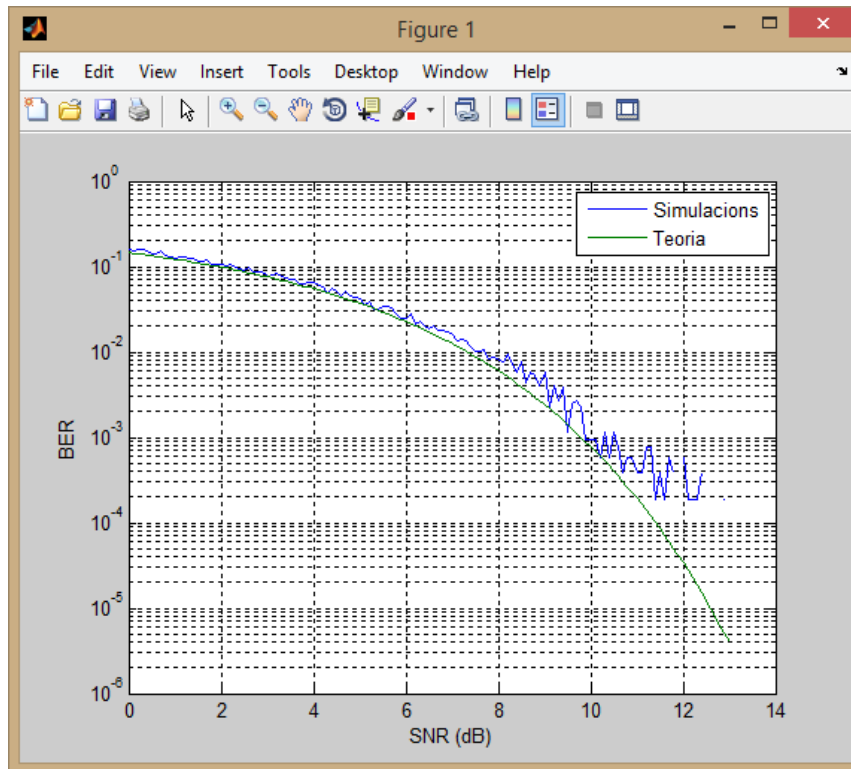


Figura 9.3: Comparació teòrica i simulada de la taxa d'error per bit (BER) en funció de la relació SNR a un sistema OFDM Òptic

De la figura 9.3 es pot veure que els resultats de les simulacions van en línia amb el que s'esperaria de la teoria. L'arissat que es veu és degut al número de bits que es fan servir per a estimar el número d'errors en les simulacions. Com que es conten els bits rebuts (l es mira si són erronis o no), d'una seqüència de 2048 bits (2 bits per símbol per un total de 1024 símbols transmesos), és normal que per a BER per sota de  $10^{-3}$  es tingui un arissat bastant gran. D'altra banda, no és convenient pujar el número de bits totals de la simulació, per tal de no incrementar-ne excessivament el temps d'execució.

### 9.5.1 Estudi de l'abastament màxim del sistema (MSR) a OFDM Òptic

En aquest apartat s'estudiarà si les figures obtingudes a partir del model GN es poden obtenir mitjançant la simulació de OFDM Òptic. També s'explicaran les mesures preses per tal d'ajustar els resultats i demostrar la compatibilitat del model GN amb OFDM Òptic.

A la taula 9.2 s'observen els resultats obtinguts de la simulació per a la obtenció del BER del sistema OFDM Òptic i del model GN vists en aquest mateix capítol en funció del nombre de trams (de 1 fins a 100). Per altra part, a la taula 9.1 apareixen els valors dels paràmetres més rellevants utilitzats.

Paràmetre	Descripció	Valor
$N_{TS}$	Número de símbols d'entrenament	4
CP	Prefix cíclic	0.1
$N_{ch}$	Número de canals	5
$\Delta_f$	Separació entre canals	40GHz
Bps	Bits per símbol	2
$N_{symbols}$	Número de símbols de payload	4*1024

9.1 Valors emprats en la simulació

Noteu que el número de canals s'ha fixat a un número relativament modest, atès que l'augment del número de canals implica augmentar el número de mostres totals a processar per a cada simulació i, per tant, també el temps d'execució de les simulacions.

A partir dels resultats obtinguts, es pot observar com no és fins a partir del tram número quinze que es té una taxa de BER a OFDM òptic. S'ha de tenir present que, intentem reproduir a menor escala els resultats reportats a la gràfica 9.1. Per això, definim una BER objectiu de  $BER < 1.7e - 3$ . A més, també és important remarcar que els resultats obtinguts amb el model són millors que a partir de la simulació de OFDM Òptic.

$N_{\text{trams}}$	BER amb CP=0.1; NTS=4; Nspans=100	BER Model	$N_{\text{trams}}$	BER amb CP=0.1; NTS=4; Nspans=100	BER Model	$N_{\text{trams}}$	BER amb CP=0.1; NTS=4; Nspans=100	BER Model
1	0.00e+000	1.15e-122	35	4.14e-003	3.50e-005	69	3.17e-002	2.31e-003
2	0.00e+000	1.97e-062	36	5.09e-003	4.41e-005	70	3.27e-002	2.46e-003
3	0.00e+000	2.57e-042	37	6.27e-003	5.50e-005	71	3.25e-002	2.62e-003
4	0.00e+000	3.06e-032	38	6.51e-003	6.78e-005	72	3.70e-002	2.78e-003
5	0.00e+000	3.48e-026	39	6.63e-003	8.26e-005	73	3.83e-002	2.95e-003
6	0.00e+000	3.86e-022	40	7.10e-003	9.98e-005	74	3.99e-002	3.12e-003
7	0.00e+000	3.02e-019	41	7.93e-003	1.19e-004	75	3.99e-002	3.30e-003
8	0.00e+000	4.51e-017	42	7.46e-003	1.42e-004	76	4.47e-002	3.48e-003
9	0.00e+000	2.23e-015	43	8.40e-003	1.67e-004	77	4.37e-002	3.67e-003
10	0.00e+000	5.07e-014	44	8.40e-003	1.95e-004	78	4.47e-002	3.87e-003
11	0.00e+000	6.57e-013	45	8.52e-003	2.27e-004	79	4.44e-002	4.06e-003
12	0.00e+000	5.57e-012	46	1.02e-002	2.62e-004	80	4.72e-002	4.27e-003
13	0.00e+000	3.41e-011	47	9.00e-003	3.00e-004	81	4.82e-002	4.48e-003
14	0.00e+000	1.62e-010	48	1.01e-002	3.43e-004	82	4.77e-002	4.69e-003
15	1.18e-004	6.24e-010	49	1.04e-002	3.89e-004	83	5.02e-002	4.91e-003
16	2.37e-004	2.04e-009	50	1.18e-002	4.39e-004	84	5.21e-002	5.13e-003
17	3.55e-004	5.80e-009	51	1.27e-002	4.94e-004	85	5.42e-002	5.36e-003
18	2.37e-004	1.47e-008	52	1.27e-002	5.53e-004	86	5.34e-002	5.60e-003
19	2.37e-004	3.39e-008	53	1.29e-002	6.16e-004	87	5.53e-002	5.83e-003
20	2.37e-004	7.20e-008	54	1.46e-002	6.84e-004	88	5.65e-002	6.08e-003
21	3.55e-004	1.42e-007	55	1.55e-002	7.57e-004	89	5.79e-002	6.32e-003
22	5.92e-004	2.65e-007	56	1.47e-002	8.35e-004	90	5.91e-002	6.58e-003
23	8.29e-004	4.67e-007	57	1.69e-002	9.17e-004	91	5.88e-002	6.83e-003
24	1.30e-003	7.86e-007	58	1.69e-002	1.00e-003	92	5.99e-002	7.09e-003
25	1.18e-003	1.27e-006	59	1.78e-002	1.10e-003	93	6.19e-002	7.36e-003
26	9.47e-004	1.98e-006	60	1.89e-002	1.19e-003	94	6.20e-002	7.63e-003
27	1.78e-003	2.99e-006	61	1.96e-002	1.30e-003	95	6.40e-002	7.90e-003
28	2.13e-003	4.38e-006	62	2.02e-002	1.41e-003	96	6.25e-002	8.18e-003
29	2.49e-003	6.26e-006	63	2.41e-002	1.52e-003	97	6.47e-002	8.46e-003
30	3.55e-003	8.74e-006	64	2.45e-002	1.64e-003	98	6.66e-002	8.74e-003
31	3.55e-003	1.19e-005	65	2.59e-002	1.76e-003	99	6.81e-002	9.03e-003
32	3.31e-003	1.60e-005	66	2.62e-002	1.89e-003	100	6.75e-002	9.33e-003
33	4.38e-003	2.11e-005	67	3.01e-002	2.03e-003			
34	4.50e-003	2.74e-005	68	3.17e-002	2.17e-003			

Figura 9.2 Resultats BER en funció del nombre de trams per a OFDM Òptic vs model GN

Així doncs, es modificaran els paràmetres de la taula 9.1 per tal d'optimitzar les simulacions de OFDM òptic. Així, amb els paràmetres de la taula 9.3, on només caldrà que es modifiquin el número de símbols d'entrenament (de 1 fins a 10) i el prefix cíclic (fins no més de 40%) s'obtingran uns resultats més acurats. A la taula 9.3 es veu una comparació entre els resultats obtinguts per a NTS des de 1 fins a 10 i per a un prefix cíclic des de 10% fins a 40%. D'aquesta taula es pot extreure la conclusió que els paràmetres idonis per a les simulacions proposades pel sistema OFDM òptic són els mostrats a la taula 9.4.

	<b>CP=0.1</b>		<b>CP=0.2</b>		<b>CP=0.3</b>		<b>CP=0.4</b>	
<b>NTS=1</b>	Millor BER	Span	Millor BER	Span	Millor BER	Span	Millor BER	Span
	4.14e-01	-	-	-	-	-	4.10e-01	-
<b>NTS=2</b>	Millor BER	Span	Millor BER	Span	Millor BER	Span	Millor BER	Span
	1.56E-3	27	1.44e-003	27	1.56e-003	28	1.56e-003	23
<b>NTS=3</b>	Millor BER	Span	Millor BER	Span	Millor BER	Span	Millor BER	Span
	1.55e-03	29	-	-	-	-	1.55e-03	28
<b>NTS=4</b>	Millor BER	Span	Millor BER	Span	Millor BER	Span	<b>Millor BER</b>	<b>Span</b>
	9.47e-004	26	1.18e-003	27	1.66e-003	31	<b>1.54e-003</b>	<b>33</b>
<b>NTS=5</b>	Millor BER	Span	Millor BER	Span	Millor BER	Span	Millor BER	Span
	1.29e-003	28	-	-	-	-	1.29e-003	28
<b>NTS=6</b>	Millor BER	Span	Millor BER	Span	Millor BER	Span	Millor BER	Span
	1.52e-03	29	1.52e-03	27	1.52e-03	32	1.63e-03	28
<b>NTS=7</b>	Millor BER	Span	Millor BER	Span	Millor BER	Span	Millor BER	Span
	1.62e-003	30	-	-	-	-	1.39e-003	31
<b>NTS=8</b>	Millor BER	Span	Millor BER	Span	Millor BER	Span	Millor BER	Span
	1.38e-03	28	1.61e-03	28	1.61e-03	32	1.61e-03	31
<b>NTS=9</b>	Millor BER	Span	Millor BER	Span	Millor BER	Span	Millor BER	Span
	1.60e-003	29	-	-	-	-	1.60e-003	31
<b>NTS=10</b>	Millor BER	Span	Millor BER	Span	Millor BER	Span	Millor BER	Span
	1.47e-03	30	1.70e-03	28	1.58e-03	29	1.70e-03	29

9.3 Comparació de resultats en funció del valor aplicat de NTS i del Prefix cíclic

Paràmetre	Descripció	Valor
$N_{TS}$	Número de símbols d'entrenament	4
<b>CP</b>	Prefix cíclic	0.4
$N_{ch}$	Número de canals	5
$\Delta_f$	Separació entre canals	40GHz
<b>Bps</b>	Bits per símbol	2
$N_{symbols}$	Número de símbols de payload	4*1024

9.4 Modificació dels paràmetres per a ajustar les simulacions al model GN

Amb els paràmetres òptims de prefix cíclic i de número de símbols d'entrenament s'ha realitzat la simulació del número màxim de trams per a OFDM Òptic que fa que no se superi una taxa de BER major de  $1.7E-3$ , en funció de la separació entre canals. Aquests resultats estan disponibles a la taula 9.5.

<b>CP=0.4 i NTS=4</b>		
<b><math>\Delta_f = 33.6 \text{ GHz}</math></b>	Millor BER	Span
	1.54e-003	27
<b><math>\Delta_f = 35 \text{ GHz}</math></b>	Millor BER	Span
	1.54e-03	28
<b><math>\Delta_f = 40 \text{ GHz}</math></b>	Millor BER	Span
	1.54e-003	33
<b><math>\Delta_f = 45 \text{ GHz}</math></b>	Millor BER	Span
	9.47e-004	30
<b><math>\Delta_f = 50 \text{ GHz}</math></b>	Millor BER	Span
	1.42e-03	29

Taula 9.5: Trams màxims amb  $BER < 1.7E-3$  en funció de la separació entre canals



Finalment, a la imatge 9.4 es pot observar la gràfica del resultat de la simulació de OOFDM amb els paràmetres aportats a la taula 9.4.

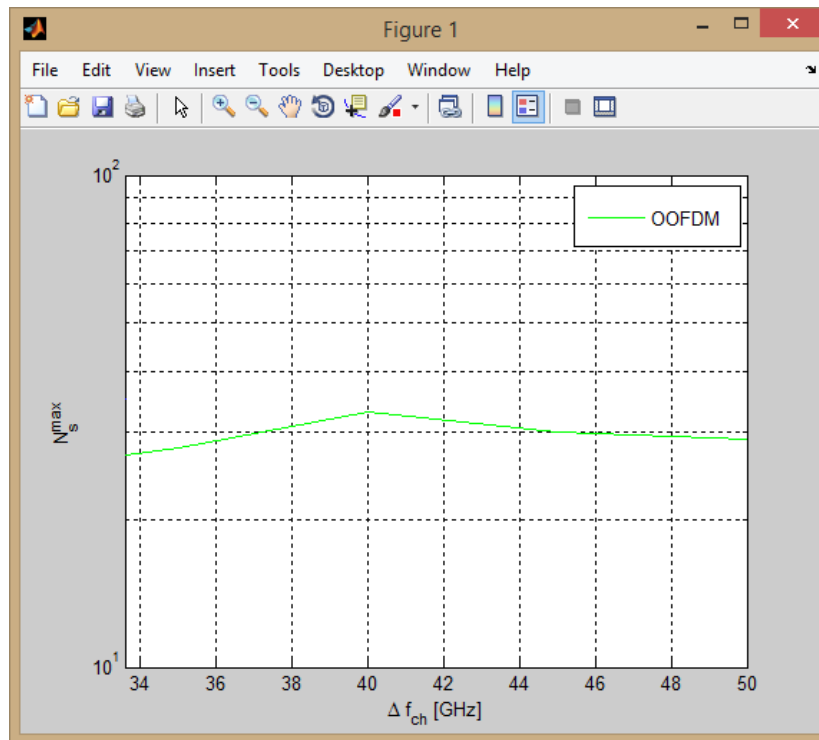


Figura 9.4: Número de trams màxims per cada  $\Delta f$  a OOFDM Òptic

## 9.6 Simulacions definitives i comparació de resultats

L'objectiu principal d'aquesta secció és la comparació dels resultats obtinguts a partir del model GN i dels resultats obtinguts a partir de les simulacions de OFDM òptic per tal de poder extreure'n les conclusions oportunes al pròxim i últim capítol del present document.

Així, aquest objectiu s'assolirà bàsicament mitjançant la realització de dos comparacions rellevants:

- Comparació entre el nombre de trams màxims en funció de l'espaiat entre canals, respectant un valor límit de taxa d'error per bit.
- Comparació de la relació SNR

### 9.6.1 Comparació entre el número de trams màxims per cada $\Delta f$ a OFDM Òptic i al model GN

La primera comparació que es realitza en aquest treball per posar de manifest el comportament del model GN i el d'un sistema OFDM òptic PM-QPSK és en l'àmbit del nombre màxim de trams que es poden arribar a utilitzar mantenint una taxa de  $BER < 1.7 \cdot 10^{-3}$ , d'acord amb les simulacions prèvies que s'han fet en els apartats anteriors. Per aquesta comparació es triaran valors similars als exposats a l'apartat 9.4.1 d'aquest mateix projecte, però tenint en compte que el número de canals s'establirà a 5, d'acord amb els límits que imposa l'execució de les simulacions. Els resultats numèrics es veuen a la taula 9.6, mentre que la gràfica d'aquesta primera comparació es pot observar a la figura 9.5 en detall.

El codi font de Matlab utilitzat per a la realització dels càlculs del número òptim de trams per a OOFDM que compleixen amb una taxa de  $BER < 1.7E-003$  tenint un prefix cíclic de 0.4 i un número de símbols d'entrenament de quatre es pot veure a continuació:

```
Ncarriers=64; % No. de portadores de l'OFDM
Rs=32e9; % Velocitat de símbol (baudrate)
bps=2; % Bits per símbol
BitRate=bps*Rs; % Velocitat de transmissió

Nch=5; % Numero de canals
Deltaf=33.6e9; % Separació entre Canals, variant entre 33.6e9, 35e9, 40e9, 45e9 i 50e9

linewidth=5e6; % amplada de línia per a fer l'scrambling de fase als canals interferents
CP=0.4; % "Cyclic prefix" del 40% en base a les simulacions
k=3; % Factor de clipping

Nsymbols=4*1024; % No. de símbols de "payload"
NTS=4; % No. de símbols d'entrenament en base a les simulacions realitzades
NsymbolsTS=Nsymbols+NTS*Ncarriers; % No. de símbols totals
%SNR=100:1:100; % SNR

M=8; % factor de remostreig (en termes de mostres per símbol)
fm=M*Rs; %freqüència de mostratge

% Fibra
Nspans=100; % Numero de trams defibra entre amplificadors
fiber_length=100e3; % [m] Longitud de la fibra

%Valors típics fibra òptica monomode
c = 3e8; %[m/sec] velocitat de la llum
lambda0 = 1550e-9; %[m] longitud d'ona central
alphadB = 0.2; % [dB/km] atenuació de la fibra
alpha = (alphadB*1e-3)/(10*log10(exp(1))); % pas a linial
Dp = 16.24e-6; % [s/m^2] dispersió
S = 0.057e3; % [s/m^3] dispersion slope
Dpmd=0.04e-12;%[s/m^0.5] dispersió PMD
birref=1e-7; %Birrefringència
```

	CP=0.4 i NTS=4			
	OOFDM		Model GN	
$\Delta_f = 33.6 \text{ GHz}$	Millor BER	Span	Millor BER	Span
	1.54e-003	27	1.7e-003	34
$\Delta_f = 35 \text{ GHz}$	Millor BER	Span	Millor BER	Span
	1.54e-03	28	1.7e-003	34
$\Delta_f = 40 \text{ GHz}$	Millor BER	Span	Millor BER	Span
	1.54e-003	33	1.6e-003	35
$\Delta_f = 45 \text{ GHz}$	Millor BER	Span	Millor BER	Span
	9.47e-004	30	1.6e-003	35
$\Delta_f = 50 \text{ GHz}$	Millor BER	Span	Millor BER	Span
	1.42e-03	29	1.6e-003	36

Taula 9.6: Comparació numèrica de trams màxims amb BER<1.7E-3 en funció de la separació entre canals, per al model GN i per a OOFDM

Les sensibles variacions que s'observen entre la figura 9.1 i la línia blava de la figura 9.5 es deuen principalment a que, com ja s'ha comentat, en aquesta ocasió la simulació amb Matlab s'ha realitzat amb un número de canals igual a cinc.

Seguidament, per tal d'obtenir els resultats de la simulació de la figura 9.5 es realitzarà una única gràfica que contengui tant els resultats del model GN com els de la simulació de OFDM, a partir de:

```

Deltaf=33.6e9:.2e9:50e9; % Espaiat entre canals
for kf=1:1:length(Deltaf),
    BER=0;
    Ns=0;
    while BER<1.7e-3, % BER màxima a considerar
        Ns=Ns+1
        Potencia_ase = Ns*Flin*h*nu0*Lspan*BN;

        % Implementem Eq. 9.10 per a trobar la Popt.
        factor=(8/27)*(gamma^2)*(Gwdm^3)*(Leff^2)/(pi*abs(beta2)*Leffa); % Factor comú al
sumatori de l'eq. 9.10
        G_nli_lspan=0;
        for k=-((Nch-1)/2):1:(Nch-1)/2,
            if k~=0,
                arg1=(pi^2)*abs(beta2)*Leffa*Bch*(k*Deltaf(kf)+0.5*Bch);
                arg2=(pi^2)*abs(beta2)*Leffa*Bch*(k*Deltaf(kf)-0.5*Bch);
                arg3=0.5*(pi^2)*abs(beta2)*Leffa*(Bch^2);
                G_nli_lspan=G_nli_lspan+factor*(asinh(arg1)-asinh(arg2)+asinh(arg3));
            end
        end
        G_nli(Ns)=G_nli_lspan*Ns;
    end
end

```

```

Potencia_nli = G_nli(Ns)*Rs;
eta=G_nli(Ns)*Rs/(Potencia_canal^3);
Popt=(Potencia_ase/(2*eta))^(1/3); %Calcul de la potencia optima de transmissio
Gwdm_new=Popt/Rs;%Nova PSD d'acord amb Popt
Potencia_nli_opt=(Gwdm_new^3/Gwdm^3)*Potencia_nli; %Reescalat P_nli d'acord amb
Popt.
SNR_nl = abs(Popt/(Potencia_ase+Potencia_nli_opt));%eq. 9.4
BER = (1/2)*erfc(sqrt((BN./(2*Rs))*abs(SNR_nl))) %((BN/2*Rs)*SNR_nl).^(1/2))
%equacio 9.2
end
Nsmax(kf)=Ns;
disp(sprintf('BER = %d. para un DELTA_F = %d. y un NSPANS = %d.',BER,kf,Ns));
end

Delta_2 = [33.6e9 35e9 40e9 45e9 50e9];
Nsmax_2 = [27 28 33 30 29];

semilogy(Deltaf/1e9, Nsmax);
hold on;
axis([Deltaf(1)/1e9, Deltaf(kf)/1e9, 10, 100]);
ylabel('N_s^{max}');
xlabel('\Delta f_{ch} [GHz]');
grid on;
semilogy(Delta_2/1e9, Nsmax_2,'g');
legend('GN model','OOFDM');

```

El que donarà com a resultat la figura 9.5.

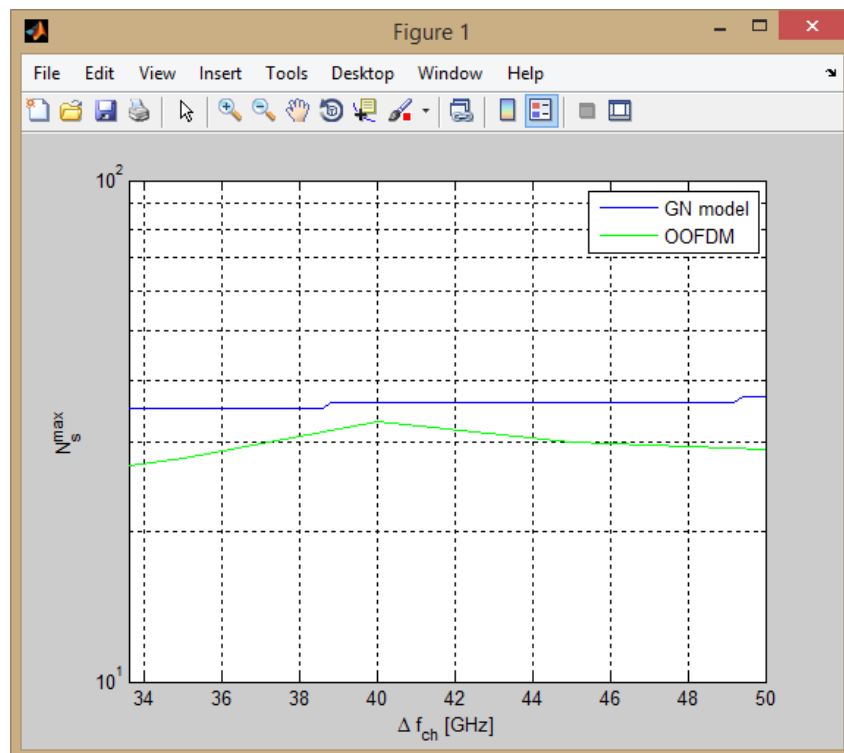


Figura 9.5 Comparació de trams màxims amb  $BER < 1.7E-3$  en funció de la separació entre canals, per al model GN (en blau) i per a OOFDM (en color verd).

Es pot observar perfectament com els resultats obtinguts a partir del model estan per sobre dels que s'han obtingut a partir de la simulació d'un sistema OFDM Òptic amb format de modulació PM-QPSK. Al llarg del capítol 10 comentarem aquest efecte, també a partir dels resultats que presentarem a continuació.

## 9.6.2 Comparació de la relació SNR del model GN i del sistema OFDM Òptic

L'altra comparació remarcable per a poder entendre els resultats que acabem d'obtenir és la relació senyal soroll subjacent d'ambdues corbes.

En aquest cas, la part del codi Matlab desenvolupat amb el propòsit de comparar la relació senyal soroll del model GN i del sistema OOFDM és:

```
% 11) demapejar
hDemod = comm.QPSKDemodulator('BitOutput',true);
rec = step(hDemod, cdatarx);
[Nerr, BER]=biterr(data(NTS*Ncarriers:end), rec(NTS*Ncarriers:end).');

%%%CALCUL DE OSNR%%

if kn>=18,
OSNR(kn)=(erfcinv(2*BER))^2;
OSNR_dB(kn) = 10*log(OSNR(kn));
end

disp(sprintf('BER simulacio: %.2e', BER));

% Model GN

Gwdm=powertx/Rs;%Densitat espectral de potencia
Leff=(1-exp(-2*alpha*fiber_length))/(2*alpha);% Longitud efectiva
Leffa=1/(2*alpha);% Longitud efectiva assintòtica
Bch=Rs;
BNch=Rs; % Ample de banda de soroll del canal
Pasech=kn*Pase*BNch/fm; % Per comptes de calcular la Pase de tota la simulacio, només
tenim en compte el canal central
factor=(8/27)*(gamma^2)*(Gwdm^3)*(Leff^2)/(pi*abs(beta2)*Leffa); % Factor comú al
sumatori de l'eq. 38
G_nli_lspan=0;
for k=- (Nch-1)/2:1:(Nch-1)/2,
    if k~=0,
        arg1=(pi^2)*abs(beta2)*Leffa*Bch*(k*Deltaf+0.5*Bch);
        arg2=(pi^2)*abs(beta2)*Leffa*Bch*(k*Deltaf-0.5*Bch);
        arg3=0.5*(pi^2)*abs(beta2)*Leffa*(Bch^2);
        G_nli_lspan=G_nli_lspan+factor*(asinh(arg1)-asinh(arg2)+asinh(arg3));
    end
end

G_nli=G_nli_lspan*kn;

Potencia_nli = G_nli*Rs;

eta=G_nli*Rs/(powertx^3);

Popt=(Pasech/(2*eta))^(1/3); %Calcul de la potencia optima de transmissio

Gwdm_new=Popt/Rs;%Nova PSD d'acord amb Popt

Potencia_nli_opt=(Gwdm_new^3/Gwdm^3)*Potencia_nli; %Reescalat P_nli d'acord amb Popt.
```

```

SNR_n1 = abs(powertx/(Pasech+Potencia_nli));%eq.22

BER_model = (1/2)*erfc(sqrt((BNch./(2*Rs))*abs(SNR_n1)));

if kn>=18,
SNR_model(kn)=(erfcinv(2*BER_model))^2;
SNR_model_dB(kn) = 10*log(SNR_model(kn));
end

disp(sprintf('BER model GN: %.2e', BER_model));

end

semilogy(SNR_model_dB);
grid on;
hold on;
semilogy(OSNR_dB);
xlabel('Nspans');
ylabel('SNR model (dB) vs OSNR (dB)');
legend('SNR model','SNR OOFDM');

```

Així, a partir del codi anterior es té com a resultat la figura 9.6, a la que es pot veure com la relació SNR del model GN es manté més estable amb el número de trams que en el cas de la simulació d'un sistema OFDM òptic, en el que aquesta relació va decaient amb el número de trams fins que a partir de 85 trams decreix de forma sobtada.

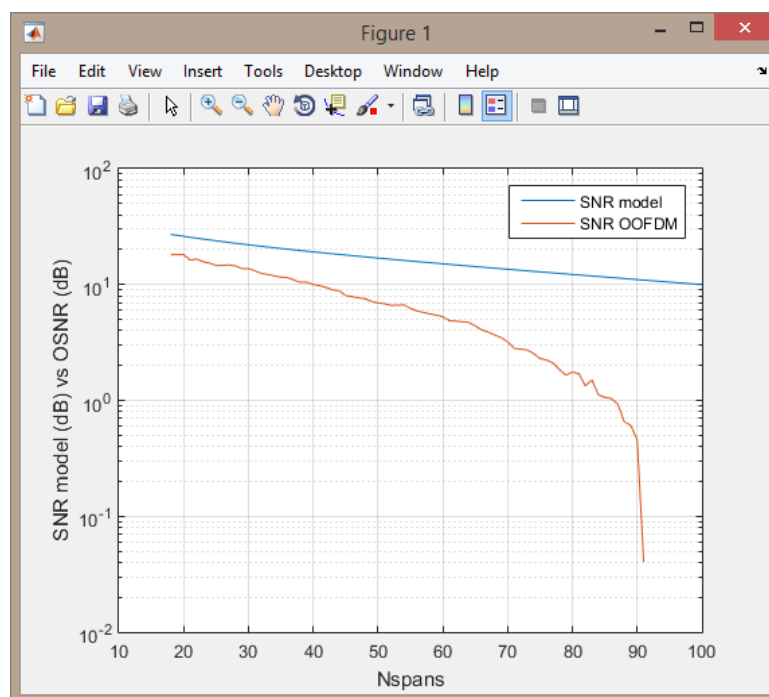


Figura 9.6: Comparació relació SNR del model GN i del sistema OOFDM

Les diferències observades entre els dos sistemes seran valorades i detallades en el pròxim capítol d'aquest document.



**Part IV**  
**Conclusions**





## Capítol 10

# Conclusions i futures línies d'investigació

Al llarg del present capítol es presenten les conclusions d'aquest treball final de màster i les futures línies d'investigació que es podrien seguir a estudis posteriors.

En primer lloc, és important destacar que els objectius marcats al capítol 3 del present document s'han aconseguit en la seva majoria. Es farà una menció especial en els objectius principals de l'adaptació del model GN i la seva utilització en la gestió de xarxes dins del món de les comunicacions òptiques.

Gràcies a les simulacions realitzades al llarg del capítol 9 i en especial a les gràfiques 9.5 i 9.6 obtingudes, podem afirmar que s'ha aconseguit adaptar el model GN i comparar-lo amb un sistema OFDM òptic en format PM-QPSK. No ha estat una tasca senzilla, però després de moltes hores programant els scripts de Matlab necessaris, s'ha arribat a la correcta consecució d'aquest objectiu.

Si s'observen en detall ambdues figures el que es veu és que no quadren en el mode en que haurien de fer-ho, ja que s'esperaria que les línies casi es superposessin. A la gràfica 9.5 es mostra que OFDM té un abast màxim de 33 trams (per a una separació entre canals de 40 GHz), mentre que en el model és de 36 trams. Per altra banda, a la figura 9.6 tenim que per al model GN hi ha una SNR de 26 dB i per a OFDM 18 dB a 20 trams; 21 dB per al model i 12 dB per a OFDM a 33 trams; i 12 dB per al model i 1.7 dB per a OFDM a 80 trams. De fet, el model sembla una mica optimista en les prestacions que obtenim de les simulacions. Aquest fet és degut principalment a que, com es detalla en la secció vuitena, el model de Soroll Gaussià es basa en FWM (Four-Wave-Mixing), fenòmen d'intermodulació en sistemes òptics no lineals que provoca que les interaccions entre dos longituds d'ona generin dos longituds d'ona extra en el senyal; mentre que OFDM, a part tenir present també FWM, té també una forta contribució de SPM (Self Phase Modulation), que resulta ser un efecte òptic no lineal de la interacció de la llum amb la matèria, on un pols de llum que viatja en un medi induirà un índex de refracció variable que produirà un canvi de fase i que és conseqüència de l'alta relació entre la potència de pic i la potència mitja (PAPR) pròpia del senyal OFDM.

És precisament degut a aquesta contribució de SPM a OOFDM que un dels futurs treballs de màster per a possibles estudiants, derivats d'aquesta mateixa línia d'investigació, podria ser la realització d'una ampliació del model GN que inclogués aquest efecte per tal d'ajustar encara més el model a OOFDM i obtenir unes gràfiques 9.5 i 9.6 molt més ajustades.

Altres possibles projectes futurs podrien estar orientats en realitzar l'adaptació per a diferents formats de modulació, com PM-16QAM o PM-64QAM. A part, també es podrien fer nombroses simulacions en multitud d'entorns de transmissió i recepció òptica, amb taxes de velocitat més elevades, diferents longituds de fibra, etc i fer-ne una exhaustiva comparació entre ells per tal de determinar quin seria l'escenari més idoni. Aquestes línies d'investigació venen derivades principalment de la falta de temps i a que s'escapaven de l'abast d'aquest treball de final de màster, degut a la necessitat d'un profund estudi teòric previ sobre el model, l'adaptació del model i la simulació tant d'un sistema OFDM òptic com del model en sí i de la seva comparació. Així, si altres projectes comencen on ha acabat aquest, es podria anar molt més enllà.

Per acabar es presentaran una sèrie d'aplicacions que podria tenir el model de Soroll Gaussià dins del món de les comunicacions òptiques, gràcies a aquest estudi.

- i) Avaluació del rendiment d'un sistema òptic fent ús del model GN. Tot i que un dels paràmetres més importants en el camp de les comunicacions òptiques és la determinació de la capacitat del canal òptic, el model podria servir per a realitzar avaluacions reals del rendiment d'un sistema òptic sota diferents condicions i escenaris, tal i com ja s'ha plantejat.
  
- ii) Combatre la no linealitat del sistema a partir del model GN. Un altre exemple molt significatiu d'aplicació d'aquest model i amb un gran impacte seria el fet de combatre la no linealitat d'un sistema òptic. Com s'ha comentat, en sistemes coherents les degradacions en la transmissió lineal poden ser pràcticament compensades en la seva totalitat utilitzant DSP (Processament Digital de Senyals), amb un cost computacional raonable. Es per això que recentment s'estan realitzant estudis sobre la possibilitat d'usar DSP per mitigar els efectes no lineals. En aquest sentit, s'han publicat diversos algoritmes de compensació no lineal com la tècnica BP (Back-Propagation) o altres tècniques basades en les sèries de Volterra. La limitació fonamental de tots aquests algoritmes és que només poden mitigar la interferència NLI que es genera estrictament dins de la mateixa finestra espectral a la que l'algoritme té accés. Això significa que si un algoritme opera en el DSP d'un únic receptor, en el que l'amplada de banda abasta un únic canal, només el NLI produït per el canal en sí pot ser mitigat, sense esperar cap efecte sobre el NLI produït per els altres canals WDM. Aquest problema es podria combatre proveint al DSP d'una major visibilitat espectral, o una amplada de banda de compensació òptica. Això es pot fer de dues maneres: incrementant l'amplada de banda de cada receptor o mitjançant l'intercanvi de mostres del senyal rebut sobre alguns o tots els receptors de WDM. Tot això requereix un gran cost, tant computacional com de complexitat afegida i per tant, és requerida una acurada avaluació del cost front el benefici. I és precisament en aquest estudi del cost/benefici que pot ser dut a terme mitjançant la utilització del model GN.



## **Part V**

### **Apèndix, índex de figures i referències bibliogràfiques**



## Referències bibliogràfiques:

- [1] Vázquez, Luis, Streit, Ludwig, & Pérez-García, Víctor M. (eds). 1996. Nonlinear Klein Gordon and Schrödinger systems: theory and applications. River Edge, NJ: World Scientific Publishing Co. Inc.
- [2] A. Splett, C. Kurzke, and K. Petermann, "Ultimate transmission capacity of amplified optical fiber communication systems taking into account fiber nonlinearities," in *Proc. Eur. Conf. Opt. Commun.*, 1993, vol. 2, pp. 41–44.
- [3] E. E. Narimanov and P. P. Mitra, "The channel capacity of a fiber optics communication system: Perturbation theory," *J. Lightw. Technol.*, vol. 20, no. 3, pp. 530–537, Mar. 2002.
- [4] H. Louchet, A. Hodžić, and K. Petermann, "Analytical model for the performance evaluation of DWDM transmission systems," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 15, no. 9, pp. 1219–1221, Sep. 2003.
- [5] K. V. Peddanarappagari and M. Brandt-Pearce, "Volterra series transfer function of single-mode fibers," *J. Lightw. Technol.*, vol. 15, no. 12, pp. 2232–2241, Dec. 1997.
- [6] J. Tang, "The channel capacity of a multispans DWDM system employing dispersive nonlinear optical fibers and an ideal coherent optical receiver," *J. Lightw. Technol.*, vol. 20, no. 7, pp. 1095–1101, Jul. 2002.
- [7] J. Tang, "A comparison study of the Shannon channel capacity of various nonlinear optical fibers," *J. Lightw. Technol.*, vol. 24, no. 5, pp. 2070–2075, May 2006.
- [8] P. Poggiolini, A. Carena, V. Curri, G. Bosco, and F. Forghieri, "Analytical Modeling of Non-Linear Propagation in Uncompensated Optical Transmission Links," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 23, no. 11, pp. 742–744, Jun. 2011.
- [9] A. Carena, V. Curri, G. Bosco, P. Poggiolini, and F. Forghieri, "Modeling of the impact of nonlinear propagation effects in uncompensated optical coherent transmission links," *J. Lightw. Technol.*, vol. 30, no. 10, pp. 1524–1539, May. 2012.
- [10] P. Poggiolini, G. Bosco, A. Carena, V. Curri, Y. Jiang, and F. Forghieri, "A detailed analytical derivation of the GN model of non-linear interference in coherent optical transmission systems," posted on arXiv, [www.arxiv.org](http://www.arxiv.org), paper identifier 1209.0394. First posted Sept. 2012
- [11] P. Poggiolini, "The GN Model of Non-Linear Propagation in Uncompensated Coherent Optical Systems," *J. Lightw. Technol.*, vol. 30, no. 24, pp. 3857–3879, Dec. 2012.
- [12] A. Bononi and P. Serena, "An alternative derivation of Johannisson's regular perturbation model," posted on arXiv, [www.arxiv.org](http://www.arxiv.org), paper identifier 1207.4729, Jul. 2012
- [13] P. Johannisson and M. Karlsson, "Perturbation analysis of nonlinear propagation in a strongly dispersive optical communication system," *J. Lightw. Technol.*, vol. 31, no. 8, pp. 1273–1282, Apr. 15, 2013.

- [14] A. Vannucci, P. Serena, and A. Bononi, "The RP method: A new tool for the iterative solution of the nonlinear Schrodinger equation," *J. Lightw. Technol.*, vol. 20, no. 7, pp. 1102–1112, Jul. 2002.
- [15] A. Mecozzi, C. B. Clausen, and M. Shtaif, "Analysis of intrachannel nonlinear effects in highly dispersed optical pulse transmission," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 12, no. 4, pp. 392–394, Apr. 2000.
- [16] A. Mecozzi, C. B. Clausen, and M. Shtaif, "System impact of intrachannel nonlinear effects in highly dispersed optical pulse transmission," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 12, no. 12, pp. 1633–1635, Dec. 2000.
- [17] A. Mecozzi and R.-J. Essiambre, "Nonlinear Shannon limit in pseudolinear coherent systems," *J. Lightw. Technol.*, vol. 30, no. 12, pp. 2011–2024, Jun. 15, 2012.
- [18] A. Bononi, P. Serena, N. Rossi, E. Grellier, and F. Vacondio, "Modeling nonlinearity in coherent transmissions with dominant intrachannel-fourwave-mixing," *Opt. Exp.*, vol. 20, pp. 7777–7791, 26 Mar. 2012.
- [19] L. Beygi, E. Agrell, P. Johannisson, M. Karlsson, and H. Wymeersch, "A discrete-time model for uncompensated single-channel fiber-optical links," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 60, no. 11, pp. 3440–3450, Nov. 2012.
- [20]. Weinstein SB, Ebert PM. Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete Fourier transform. *IEEE Trans Commun* 1971;19:628–34.
- [21]. Hara S, Prasad R. *Multicarrier Techniques for 4G Mobile Communications*. Boston: Artech House; 2003.
- [22]. Hanzo L, Munster M, Choi BJ, Keller T. *OFDM and MC-CDMA for Broadband Multi-User Communications, WLANs and Broadcasting*. New York: Wiley; 2003.
- [23]. O'Neil R, Lopes LN. Envelope variations and spectral splatter in clipped multicarrier signals. In: *Proc. IEEE 1995 Int. Symp. Personal Indoor Mobile Radio Commun*; 1995. pp. 71–5.
- [24]. Li X, Cimini Jr LJ. Effects of clipping and filtering on the performance of OFDM. *IEEE Commun Lett* 1998;2:131–3.
- [25]. Armstrong J. Peak-to-average power reduction for OFDM by repeated clipping and frequency domain filtering. *IET Elect Lett* 2002;38:246–7.
- [26]. Pan Q, Green RJ. Bit-error-rate performance of lightwave hybrid AM/OFDM systems with comparison with AM/QAM systems in the presence of clipping impulse noise. *IEEE Photon Technol Lett* 1996;8:278–80.
- [27]. Agrawal G. *Nonlinear Fiber Optics*. 3rd ed. San Diego: Academic Press; 2001.
- [28]. Shieh W, Yang Q, Ma Y. 107 Gb/s coherent optical OFDM transmission over 1000-km SSMF fiber using orthogonal band multiplexing. *Opt Express* 2008;16:6378–86.



- [29]. Kobayash T, Sano A, Yamada E. Electro-optically subcarrier multiplexed 110 Gb/s OFDM signal transmission over 80 km SMF without dispersion compensation. *Elect Lett* 2008;44:225–6.
- [30]. Jansen SL, Morita I, Tanaka H. 10 \_ 121.9-Gb/s PDM-OFDM transmission with 2-b/s/Hz spectral efficiency over 1000 km of SSMF. In: *Opt. Fiber Commun. Conf.*, paper no. PDP2. San Diego; 2008.
- [31]. P. Poggiolini, G. Bosco, A. Carena, V. Curri, Y. Jiang, and F. Forghieri, “A detailed analytical derivation of the GN model of non-linear interference in coherent optical transmission systems,” posted on arXiv, [www.arxiv.org](http://www.arxiv.org), paper identifier 1209.0394. First posted Sept. 2012
- [32]. M. Nazarathy, J. Khurgin, R. Weidenfeld, Y. Meiman, P. Cho, R. Noe, I. Shpantzer, and V. Karagodsky, “Phased-array cancellation of nonlinear FWM in coherent OFDM dispersive multi-span links,” *Opt. Exp.*, vol. 16, pp. 15778–15810, 2008.
- [33] Y. Jiang, and F. Forghieri, “The GN-Model of Fiber Non-Linear Propagation and its Applications”. *Journal of lightwave technology*, vol. 32, No. 4, February, 2014.
- [34] John G. Proakis, and Masoud Salehi, “Digital Communications” 5th Edition, chapter 4, pp. 193-195.

## Pàgines web consultades

[http://www.ieee.li/pdf/viewgraphs/introduction\\_to\\_orthogonal\\_frequency\\_division\\_multiple\\_x.pdf](http://www.ieee.li/pdf/viewgraphs/introduction_to_orthogonal_frequency_division_multiple_x.pdf)

[http://bwrcs.eecs.berkeley.edu/Classes/EE225C/Lectures/Lec16\\_ofdm.pdf](http://bwrcs.eecs.berkeley.edu/Classes/EE225C/Lectures/Lec16_ofdm.pdf)

<http://0-ieeeexplore.ieee.org.cataleg.uoc.edu/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=7029018>

<http://www.see.ed.ac.uk/~hxxh/pubs/pdf/dsh1102.pdf>

[http://publications.lib.chalmers.se/records/fulltext/204518/local\\_204518.pdf](http://publications.lib.chalmers.se/records/fulltext/204518/local_204518.pdf)

<http://arxiv.org/pdf/1205.2193.pdf>

[http://www.opticsinfobase.org/view\\_article.cfm?gotourl=http%3A%2F%2Fwww%2Eopticsinfobase%2Eorg%2FDirectPDFAccess%2F9D4CC316-E88E-1421-06380253C5946F90\\_205307%2Foe-18-18-19039%2Epdf%3Fda%3D1%26id%3D205307%26seq%3D0%26mobile%3Dno&org](http://www.opticsinfobase.org/view_article.cfm?gotourl=http%3A%2F%2Fwww%2Eopticsinfobase%2Eorg%2FDirectPDFAccess%2F9D4CC316-E88E-1421-06380253C5946F90_205307%2Foe-18-18-19039%2Epdf%3Fda%3D1%26id%3D205307%26seq%3D0%26mobile%3Dno&org)

[http://people.eng.unimelb.edu.au/shieh/ElectronicLetterVersionpdf\\_COFDm.pdf](http://people.eng.unimelb.edu.au/shieh/ElectronicLetterVersionpdf_COFDm.pdf)

[http://people.eng.unimelb.edu.au/shiehw/ElectronicLetterVersionpdf\\_COFDm.pdf](http://people.eng.unimelb.edu.au/shiehw/ElectronicLetterVersionpdf_COFDm.pdf)

[http://people.eng.unimelb.edu.au/shiehw/ElectronicLetterVersionpdf\\_COFDm.pdf](http://people.eng.unimelb.edu.au/shiehw/ElectronicLetterVersionpdf_COFDm.pdf)

<http://www.math.nus.edu.sg/~bao/PS/fudan.pdf>

<http://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/25599-ofdm-trasmitter-and-receiver-matlab-code/content/OFDm.m>

<http://es.mathworks.com/help/comm/examples/ofdm-synchronization.html>

<http://www.rfwireless-world.com/source-code/MATLAB/OFDm-matlab-code.html>

<https://github.com/SheffieldML/GPmat#demregression1>

[https://riunet.upv.es/bitstream/handle/10251/35000/Melo%20Mi%3B1ana\\_Borja.pdf?sequence=1](https://riunet.upv.es/bitstream/handle/10251/35000/Melo%20Mi%3B1ana_Borja.pdf?sequence=1)

<http://www.iasj.net/iasj?func=fulltext&ald=29681>

[http://bibing.us.es/proyectos/abreproy/11254/fichero/5\\_CAPITULO+1.pdf](http://bibing.us.es/proyectos/abreproy/11254/fichero/5_CAPITULO+1.pdf)

[http://research.microsoft.com/en-us/um/people/pcosta/cn\\_slides/ofdm.pdf](http://research.microsoft.com/en-us/um/people/pcosta/cn_slides/ofdm.pdf)

[http://bwrcs.eecs.berkeley.edu/Classes/EE225C/Lectures/Lec16\\_ofdm.pdf](http://bwrcs.eecs.berkeley.edu/Classes/EE225C/Lectures/Lec16_ofdm.pdf)

[http://www.ieee.li/pdf/viewgraphs/introduction\\_to\\_orthogonal\\_frequency\\_division\\_multiple\\_x.pdf](http://www.ieee.li/pdf/viewgraphs/introduction_to_orthogonal_frequency_division_multiple_x.pdf)

