



رسالة ماجستير بعنوان:

"دراسة نظرية وعملية لإيجاد حل لمشكلة التداخل Crosstalk بين القنوات عند نقلها بتقنية التجميع بتقسيم طول الموجة WDM المطبقة في الاتصالات"

إعداد المهندسة:  
فاطمة سميع اسماعيل

إشراف الدكتورة المهندسة:  
جمان أبو جيب

2014-2015

## إهداء

أهدي هذا الإنجاز المتواضع إلى ولدي أiéهم...

أتمنى منك يا صغيري أن تحب ماتفعل... وأن تتعلم في حياتك أمرين أساسيين:

..الأول.. أنه لاشيء يجب أن تخاف منه غير الخوف نفسه...

والثاني.. أن الفرق بين ماتفعله وبين ما يمكن أن تفعله يكفي حل معظم مشاكل العالم...

العين التي ترعاك.. أملك.

"دراسة نظرية وعملية لإيجاد حل لمشكلة التداخل CROSSTALK"

بين القنوات عند نقلها

بتقنية التجميع بتقسيم طول الموجة WDM المطبقة في الاتصالات"



## مقدمة:

دأب الإنسان عبر العصور إلى تطوير سبل حياته بوسائل عده، فكان شغله الشاغل تأمين مستلزماته بأبسط الطرق. ومع التطور الذي طرأ على العالم بأسره بعد ثورة الاتصالات التي حدثت في القرن العشرين وكل مراقبها من إبداعات واختراعات مذهلة صار هذا العالم عبارة عن قرية صغيرة من خلال عالم افتراضي في شكله ولكنه مؤثر وفعال في حقيقته، فأصبح مثلاً وجود الشبكة العنكبوتية ضرورة من ضرورات حياتنا وأصبح واحدنا لا يمكنه أن يتخيّل حياته بدون جهاز الهاتف الخلوي أو حاسبه الشخصي، والبعض الآخر لا يمكنه الاستغناء عن أجهزة أخرى كالمايكرويف أو الكاميرات الرقمية أو الخلايا الشمسية أو شاشات LCD مثلاً. ولأننا وكجزء من هذا العالم نعمل في مجال الاتصالات والالكترونيات فقد وقع اختيارنا على أحد المواضيع الهامة في حقل الاتصالات الضوئية ألا وهو التداخل الكلامي في أنظمة WDM، حيث أننا عملنا جاهدين على توضيح الأفكار الرئيسية المرتبطة بالموضوع منذ نشأة الاتصالات الضوئية وحتى معالجة أهم أنواع التداخل الكلامي وهي ظاهرة FWM نتمنى أن تكون قد وفقنا في إيصال أفكارنا بشكل علمي سلس وموضوعي.

كل الشكر لحضرتة **الدكتورة المهندسة جمان أبو جيب** التي تكرمت بالإشراف على هذه الأطروحة، فلأك يامعلمتي تقديرني وامتناني لسعة صدرك ولطف أسلوبك و كثير فضلك في كل جزء من هذه الرسالة.

المهندسة

فاتمة سميع اسماعيل

## الفهرس

iv.....	فهرس الأشكال
viii.....	فهرس الجداول
ix.....	فهرس المعدلات

### الفصل الأول:

#### **مقدمة عامة حول نظم الاتصالات الضوئية:**

1.....	1. لمحة تاريخية
3.....	2. نظام الاتصال بالألياف الضوئية:
8.....	3.1. قسم الإرسال: 1- المنبع الضوئي 2- المعدل الضوئي
11.....	3.2. قسم الاستقبال: 1- الكاشف الضوئي 2- فك التعديل
14.....	3.3. خط النقل (الكابل الضوئي):
15.....	3. أنواع الألياف الضوئية
17.....	4. مقارنة بين الألياف الضوئية وأنظمة الاتصال الأخرى

#### **5. شبكات الاتصال الضوئية:**

18.....	5.1. أنواع شبكات الاتصال الضوئية
18.....	1- شبكات الحاسوب المحلية LAN
21.....	2- الشبكات الواسعة WAN
22.....	3- الشبكات الإقليمية MAN
23.....	5.2. الأجهزة المستخدمة في الشبكات الضوئية
24.....	Multiplexers and Demultiplexers-1
24.....	Routers -2
24.....	Switches -3

### الفصل الثاني:

**نظام إرسال يعمل بطريقة النفاذ المتعدد عن طريق تقسيم طول الموجة : WDM**

1. مقدمة حول نشوء WDM ووضعها في الخدمة	27
2. مبدأ عمل نظام اتصال يستخدم WDM	28
2.1. العناصر الأساسية لنظام إتصال يعمل بتقنية WDM	28
2.2. آلية عمل نظام اتصال يستخدم WDM	28
3. معايير تصميم نظام اتصال WDM	30
3.1. تصميم المرسل	30
3.2. استقرار طول الموجة	30
3.3. تصميم المفكك والمجمع MUX, DEMUX	31
3.4. اختيار نوع الليف الضوئي	31
3.5. المضخم الضوئي	32
3.5.1. أصناف المضخمات الضوئية	32
3.5.2. بـ- مضخمات (EDFAs)	32
3.5.3. تصميم المستقبل	35
3.5.4. حدود الطاقة (Power Penalty)	35
4. فصل القنوات في نظام WDM	35
4.1. FBGs (Fiber Bragg Gratings)	35
4.2. Fabry Perot Filters	37
4.3. AWG (Array Waveguide Gratings)	38
5. الآثار اللاخطية (Nonlinear Effectives)	40
5.1. SBS (Stimulated Brillouin Scattering)	40
5.2. SRS (Stimulated Raman Scattering)	42
5.3. SPM(Self Phase Modulation), CPM(Cross Phase Modulation)	43
5.4. FWM (Four_ Wave Mixing)	44

الفصل الثالث:

**التداخل الكلامي Crosstalk في أنظمة WDM أنواعه وطرق إنقاذه:**

1. مقدمة عامة عن التداخل الكلامي Crosstalk	46
2. أنواع التداخل الكلامي Crosstalk	47
2.1. التداخل الكلامي الغير مترابط Incoherent Crosstalk	47
2.2. التداخل الكلامي المترابط Coherent Crosstalk	49
3. طرق إنقاذه التداخل بشكل عام	53

## الفهرس

54.....	:FWM (Four Wave Mixing) .3 FWM .1.3
55.....	55. أهمية التشتت الملون في ظاهرة FWM .2.3
57.....	57. فعالية FWM وال العلاقات الرياضية المرتبطة به .3.3
59.....	59. العوامل المؤثرة والمسببة للتداخل FWM .4.3
63.....	63. طرق إنقاص FWM .5.3
71.....	71. ملخص .Summary .4

### الفصل الرابع:

#### النتائج العلمية:

72.....	1. مقدمة عن العمل .
73.....	2. برنامج OptiSystem 12 .

#### 3. محاكاة ودراسة العوامل المؤثرة في ظاهرة FWM وإظهار النتائج المتعلقة بها:

75.....	75. تأثير الفراغ بين القنوات .1.3
80.....	80. تأثير معدل الإرسال .2.3
84.....	84. تأثير عامل التشتت .3.3
89.....	89. تأثير طاقة الإرسال .4.3
93.....	93. تأثير مسافة النقل .5.3

#### 4. تخفيض ظاهرة FWM :

99.....	99. اختيار القنوات عن طريق نظرية OCT .1.4
101.....	101. اختيار القنوات عن طريق نظرية OGR .2.4
104.....	104. اختيار القنوات عن طريق MATLAB .3.4
107.....	107. تعديل طور ومطال كل قناة في مرحلة الإرسال .4.4

110.....	5. نتائج المحاكاة ومقارنة بين طرق تخفيض FWM .
----------	---

110.....	6. خاتمة .
110.....	7. العمل المستقبلي .

112.....	المراجع .
115.....	115. مسرد المصطلحات .
120.....	120. الملحقات .

## فهرس الأشكال:

### **الفصل الأول:**

3.....	الشكل 1.1 مخطط عام لنظام الاتصالات بالألياف الضوئية
4.....	الشكل 2.1 ثانوي الاصدار الضوئي LED
4.....	الشكل 3.1 بنية الليزر
7.....	الشكل 4.1 ليزر Fabry-Perot
7.....	الشكل 5.1 ليزر DFB
7.....	الشكل 6.1 الشكل الخارجي لبعض أنواع ديود ليزر
9.....	الشكل 7.1 أنماط الترميز
9.....	الشكل 8.1 مخطط التعديل المباشر
10.....	الشكل 9.1 مخطط التعديل الخارجي
10.....	الشكل 10.1 التعديل الخارجي باستخدام ترميز NRZ
11.....	الشكل 11.1 المعدل ذو الوصلة المباشرة
11.....	الشكل 12.1 معدل MZI
12.....	الشكل 13.1 الكاشف الضوئي نوع PIN
13.....	الشكل 14.1 الكاشف الضوئي الانهياري (الجرافي)
14.....	الشكل 15.1 آلية فك التعديل
15.....	الشكل 16.1 مقطع الكابل الضوئي
15.....	الشكل 17.1 انتشار الضوء في الليف الضوئي
16.....	الشكل 18.1 مضخمات الألياف
17.....	الشكل 19.1 شكل نبضة السيلوتون
17.....	الشكل 20.1 الألياف الضوئية حول العالم
18.....	الشكل 21.1 الشبكة المحلية LAN
19.....	الشكل 22.1 شبكة Peer To Peer
19.....	الشكل 23.1 شبكة Client/ Server
20.....	الشكل 24.1 شبكة Host Terminal
21.....	الشكل 25.1 الشبكات الواسعة WAN
22.....	الشكل 26.1 شبكات الحاسوب الإقليمية MAN
23.....	الشكل 27.1 طريقة عمل MUX
23.....	الشكل 28.1 المعاملات الأساسية في طيف Mux/Demux
25.....	الشكل 29.1 البنية الداخلية للمبدل

### **الفصل الثاني:**

28.....	الشكل 1.2 المكونات الأساسية في نظام WDM
32.....	الشكل 2.2 أنواع المضخمات

## الفهرس

الشكل 3.2 مضخم EDFA في نظام اتصال WDM.....	33
الشكل 4.2 موقع المسوبي بالنسبة لمضخم EDFA.....	34
الشكل 5.2 العلاقة بين طاقة الإرسال المطلوبة والمسافة بين المضخمات.....	34
الشكل 6.2 شبكة Bragg.....	37
الشكل 7.2 طريقة Add/Drop.....	37
الشكل 8.2 مرشح Fabry- Perot.....	37
الشكل 9.2 مرشح TFMF.....	37
الشكل 10.2 المنحني البياني للممثل لتابع تحويل مرشح TFMF ذي ثلاثة فجوات.....	38
الشكل 11.2 طريقة عمل مرشح TFMF.....	38
الشكل 12.2 MZI (Mach_ Zehender _Introforometer).....	38
الشكل 13.2 عدة مراحل من MZI.....	39
الشكل 14.2 طريقة عمل AWG.....	39
الشكل 15.2 العلاقة بين عتبة SBS كتابع لطول الموجة وذلك بالنسبة لثلاثة ألياف ضوئية.....	41
الشكل 16.2 تشتت SRS.....	42
الشكل 17.2 العلاقة بين مستويات طاقة الإرسال القصوى بوجود تشتت رامان مع مسافة الإرسال.....	43
الشكل 18.2 ظاهرة Chirping.....	43
الشكل 19.2 العلاقة بين عرض النبضة chirped pulse (chirped pulse) مع مسافة الإرسال $L$ .....	44
الشكل 20.2 ظاهرة Four Wave Mixing عند إرسال موجتين $\omega_1, \omega_2$ .....	45
الشكل 21.2 تغير طاقة الأمواج المرسلة بسبب ظاهرة FWM.....	45

### الفصل الثالث:

الشكل 1.3 تداخل القنوات.....	46
الشكل 2.3 التداخل الكلامي غير المترابط.....	47
الشكل 3.3 العلاقة بين BER و القيمة NF.....	49
الشكل 4.3 التداخل الكلامي المترابط الناتج عن Demux/ Mux.....	50
الشكل 5.3 Wavelength Grating Routers.....	51
الشكل 6.3 حدود الطاقة بدلالة مستوى التداخل الكلامي.....	52
الشكل 7.3 انقاد التداخل الكلامي بطريقة التمديد المكاني (Spatial Dilation).....	53
الشكل 8.3 تخفيض التداخل الكلامي بطريقة تمديد طول الموجة.....	53
الشكل 9.3 Four-Wave Mixing.....	54
الشكل 10.3 تشكيل أمواج جديدة بسبب ظاهرة FWM.....	55
الشكل 11.3 تغير عرض النبضة مع المسافة.....	56
الشكل 12.3 العلاقة بين العامل $D$ و طول الموجة $\lambda$ .....	57
الشكل 13.3 العلاقة بين عدد الأمواج المرسلة والأمواج الناتجة عن ظاهرة FWM.....	60
الشكل 14.3 العلاقة بين طاقة FWM والفراغ بين القنوات.....	60
الشكل 15.3 العلاقة بين فراغ القناة وفعالية FWM عند قيم مختلفة لعامل التشتت.....	61

## الفهرس

الشكل 16.3 صورة جانبية لتوزع مثالي لقرينة الانكسار.....	62
الشكل 17.3 العلاقة بين طاقة FWM وطاقة كل قناة مرسلة.....	62
الشكل 18.3 العلاقة بين طاقة FWM ومساحة مقطع الليف.....	63
الشكل 19.3 العلاقة بين طول الموجة وكلا من عامل التشتت و التخادم بالنسبة لـألياف DSF و NZ-DSF و SMF.....	64
الشكل 20.3 التشتت كتابع لطول الموجة بالنسبة لأنواع مختلفة من الألياف.....	65
الشكل 21.3 التشتت الصفرى كتابع لطول الموجة باستخدام ألياف متعددة الطبقات.....	65
الشكل 22.3 العلاقة بين عامل التشتت و طول الموجة بالنسبة للألياف من نوع DSF.....	66
الشكل 23.3 العلاقة بين عامل التشتت ومسافة النقل وفق طريقة تعويض التشتت.....	66
الشكل 24.3 يظهر العلاقة بين طاقة FWM و مسافة النقل بالنسبة لأنواع الألياف الضوئية.....	67
الشكل 25.3 عامل التشتت بدالة طول الموجة في ألياف (Large Effective Area -&True Wave).....	67
الشكل 26.3 المخطط التدفقى لخوارزمية انتقاء القنوات ضمن عرض مجال ترددى محدد باستخدام لغة Matlab.....	68
الشكل 27.3 العلاقة بين فعالية FWM فرق الطور.....	70

### الفصل الرابع:

الشكل 1.4 .....OptiSystem 12	73
الشكل 2.4 .....نظام اتصال بثمانية قنوات يعمل بتقنية WDM	74
الشكل 3.4 .....تأثير الفراغ بين القنوات:	75
الشكل 4.4 .....تأثير معدل الإرسال:	76
الشكل 5.4 .....تأثير عامل التشتت:	77
الشكل 6.4 .....تأثير طاقة الإرسال:	78
الشكل 7.4 .....تأثير طاقة الإرسال:	79
الشكل 8.4 .....تأثير طاقة الإرسال:	81
الشكل 9.4 .....تأثير طاقة الإرسال:	82
الشكل 10.4 .....تأثير طاقة الإرسال:	83
الشكل 11.4 .....تأثير طاقة الإرسال:	84

### تأثير عامل التشتت:

الشكل 12.4 .....تأثير طاقة الإرسال:	85
الشكل 13.4 .....تأثير طاقة الإرسال:	86
الشكل 14.4 .....تأثير طاقة الإرسال:	87
الشكل 15.4 .....تأثير طاقة الإرسال:	88
الشكل 16.4 .....تأثير طاقة الإرسال:	90

## الفهرس

---

91.....	الشكل 17.4
92.....	الشكل 18.4
93.....	الشكل 19.4
	تأثير مسافة النقل:
94.....	الشكل 20.4
95.....	الشكل 21.4
96.....	الشكل 22.4
97.....	الشكل 23.4
98.....	الشكل 24.4
	اختيار القنوات عن طريق نظرية OCT:
100.....	الشكل 25.4
101.....	الشكل 26.4
	اختيار القنوات عن طريق نظرية OGR:
102.....	الشكل 27.4
103.....	الشكل 28.4
	اختيار القنوات عن طريق خوارزمية Matlab:
105.....	الشكل 29.4
106.....	الشكل 30.4
107.....	الشكل 31.4
	تعديل طور ومطال كل قناة في مرحلة الإرسال:
108.....	الشكل 32.4
109.....	الشكل 33.4

## فهرس الجداول:

### **الفصل الأول:**

8.....	الجدول 1.1 أنواع الليزر
16.....	الجدول 2.1 الحزم الضوئية
17.....	الجدول 3.1 مقارنة بين أنواع الكابلات
25.....	الجدول 4.1 مقارنة بين أنواع المبدلات (Switches) المفردة
25.....	الجدول 5.1 مقارنة بين أنواع المبدلات المدمجة

### **الفصل الثاني:**

40.....	الجدول 1.2 خصائص المرشحات المستخدمة كعناصر (Mux/Demux) في أنظمة WDM
---------	---

### **الفصل الثالث:**

65.....	الجدول 1.3 مواصفات ليف NZ-DSF عند الحزمة 1550nm حسب مقاييس ITU. Rec. G. 655
---------	---

### **الفصل الرابع:**

تأثير الفراغ بين القنوات:

80.....	الجدول 1.4
---------	------------

تأثير معدل الإرسال:

84.....	الجدول 2.4
---------	------------

تأثير عامل التشتت:

89.....	الجدول 3.4
---------	------------

تأثير طاقة الإرسال:

93.....	الجدول 4.4
---------	------------

تأثير مسافة النقل:

99.....	الجدول 5.4
---------	------------

اختيار القنوات عن طريق خوارزمية OCT:

101.....	الجدول 6.4
----------	------------

اختيار القنوات عن طريق خوارزمية OGR:

104.....	الجدول 7.4
----------	------------

اختيار القنوات عن طريق خوارزمية Matlab:

107.....	الجدول 8.4
----------	------------

تعديل طور ومطال كل قناة في مرحلة الإرسال:

109.....	الجدول 9.4
----------	------------

109.....	الجدول 10.4
----------	-------------

## فهرس المعادلات:

### **الفصل الثاني:**

30.....	المعادلة (1.2)
30.....	المعادلة (2.2)
36.....	المعادلة (3.2)
41.....	المعادلة (4.2)
41.....	المعادلة (5.2)
41.....	المعادلة (6.2)
41.....	المعادلة (7.2)
42.....	المعادلة (8.2)
42.....	المعادلة (9.2)
42.....	المعادلة (10.2)
42.....	المعادلة (11.2)
42.....	المعادلة (12.2)
45.....	المعادلة (13.2)

### **الفصل الثالث:**

48.....	المعادلة (1.3)
48.....	المعادلة (2.3)
48.....	المعادلة (3.3)
48.....	المعادلة (4.3)
48.....	المعادلة (5.3)
48.....	المعادلة (6.3)
48.....	المعادلة (7.3)
48.....	المعادلة (8.3)
49.....	المعادلة (9.3)
49.....	المعادلة (10.3)
49.....	المعادلة (11.3)
49.....	المعادلة (12.3)
51.....	المعادلة (13.3)
51.....	المعادلة (14.3)
51.....	المعادلة (15.3)
51.....	المعادلة (16.3)
52.....	المعادلة (17.3)
52.....	المعادلة (18.3)

## الفهرس

---

52.....	المعادلة (19.3)
54.....	المعادلة (20.3)
54.....	المعادلة (21.3)
56.....	المعادلة (22.3)
56.....	المعادلة (23.3)
56.....	المعادلة (24.3)
58.....	المعادلة (25.3)
58.....	المعادلة (26.3)
58.....	المعادلة (27.3)
58.....	المعادلة (28.3)
58.....	المعادلة (29.3)
58.....	المعادلة (30.3)
58.....	المعادلة (31.3)
58.....	المعادلة (32.3)
58.....	المعادلة (33.3)
58.....	المعادلة (34.3)
59.....	المعادلة (35.3)
59.....	المعادلة (36.3)
59.....	المعادلة (37.3)
62.....	المعادلة (38.3)
69.....	المعادلة (39.3)
69.....	المعادلة (40.3)
69.....	المعادلة (41.3)
70.....	المعادلة (42.3)
70.....	المعادلة (43.3)
70.....	المعادلة (44.3)
70.....	المعادلة (45.3)
70.....	المعادلة (46.3)
70.....	المعادلة (47.3)
71.....	المعادلة (48.3)
71.....	المعادلة (49.3)

## الفصل الأول

### مقدمة عامة حول نظم الاتصالات الضوئية

#### 1. لمحة تاريخية:

تعتبر الاتصالات الضوئية قديمة جداً وربما تكون من أقدم طرق الاتصال لأن يتفق شخصان يقان على مرتفعين على إرسال إشارة ضوئية تنقل عبر الهواء. لقد بدأت التجارب على الألياف الضوئية في عام 1930 في مختبر العالم الألماني Lamb، واستمر ذلك حتى عام 1958 حيث توصل العالم الانكليزي Kabani إلى أن الاتصال بالألياف الضوئية قد لا يكون ذو جدوى اقتصادية إذا لم يتم تخفيض الضياعات المرتفعة جداً، وفي عام 1966 نال العالم Charles Kuen Kao جائزة نوبل لتمكنه من إرسال الضوء في الألياف ووضع حجر الأساس الأول للاتصالات الضوئية، وذلك بالمناصفة مع العالمان Willard S.Boyle and George E.Smith وذلك لابتكارهما دارة التصوير المصنوعة من المواد النصف ناقلة والتي تدعى بحساسات CCD، في عام 1970 تمكن العالمان الأميركيان Kabron and Kick من إرسال ألياف بتخاذم 10dB/km، وفي عام 1976 استخدم العالمان اليابانيان Morgoushi and Ausania أليافا ذات تخاذم 0.47dB/km.

تعتبر الاتصالات بالألياف الضوئية أحد فروع الإلكترونيات الضوئية Optoelectronics التي تدمج نوعين أساسيين من العلوم هما الإلكترونيات والضوء. ويعتمد علم الإلكترونيات الضوئية على معالجة الإشارات الكهربائية وتحويلها إلى إشارات ضوئية وبالعكس بحيث تنقل المعلومات ضوئياً وذلك بتحميلها على إشارات ضوئية ذات طول موجي مناسب للإرسال ثم يتم استخلاصها من الإشارات الضوئية المستقبلة في طرف الاستقبال. لقد أدى التقدم العلمي والتكنولوجي الذي ظهر في القرن العشرين إلى ثورة هائلة في المعلومات وفي علوم الاتصالات حيث أصبح العالم قرية صغيرة ونتيجة لذلك كان لابد من إيجاد وسط نقل جيد يستوعب كميات كبيرة من المعلومات وهي مواصفات عالية، وكان هذا الوسط هو الليف الضوئي الذي يمتاز بمزايا جديرة بالاهتمام حيث يمكن نقل المعلومات ضمن الليف بعرض مجال من مرتبة Gbps بالإضافة إلى فعاليته ضد التشويش وسرعته العالية وصغر حجمه وخفته وزنه.

تتميز الألياف الضوئية بمزايا عديدة جعلتها تتفوق على النظم الأخرى المستخدمة في مجال الاتصالات ومن هذه المميزات ما يلي :

- 1- إن الميزة الرئيسية للألياف الضوئية هي الكفاءة العالية في نظم الاتصالات عريضة المجال (Broad Band) مما يوفر إمكانية نقل كمية كبيرة جداً من المعلومات بواسطة ليف ضوئي واحد، وقد تكون هذه المعلومات صوراً تلفزيونية أو مكالمات هاتفية أو معلومات للحواسيب أو مزيج منها، وللمقارنة نجد أنه من أجل نظام اتصالات بالترددات العالية (VHF) يعمل عند التردد 100MHz يكون عرض المجال المسموح به 10MHz، ومن أجل نظام اتصالات ميكروي يعمل عند التردد 6GHz يكون عرض المجال المسموح به 100MHz وهذا فإن الزيادة في تردد الحامل تقابلها زيادة في عرض المجال المسموح به وبالتالي زيادة في كمية المعلومات المتبادلة، إن تردد الضوء المستخدم في نظام الاتصالات بالألياف الضوئية يتراوح بين  $10^{14}$ Hz و  $10^{15}$ Hz، من هنا نجد أن عرض المجال المسموح به كبير. وتتجدر الإشارة إلى أن هناك نظم اتصالات بالألياف الضوئية تعمل بمعدل إرسال للمعلومات يبلغ 2.5Gbit/s، ويتجه التفكير نحو نظم الاتصالات التي تعمل بمعدل إرسال يبلغ 100Gbit/s، الأمر الذي يبين بوضوح

مدى كفاءة نظم الاتصالات بالألياف الضوئية في تلبية متطلبات نظم الاتصالات الحديثة، وبالنسبة لنفقات الإنشاء والتشغيل والصيانة نجد أنه من أجل الخطوط الطويلة تعتبر الكابلات الليفية أقل كلفة للنقل وأسهل للتركيب من الكابلات المعدنية، فمن أجل ليف ضوئي قطره  $125\mu\text{m}$  وبغلاف بلاستيكي ذي قطر  $2.5\text{mm}$  يبلغ وزن الكابل  $6\text{kg/km}$ ، كما يبلغ التخاذم فيه  $5\text{dB/km}$  وبالمقارنة مع الكابل المحوري U/RG-19، والذي يبلغ تخاذمه  $22.6\text{dB/km}$  عندما ينقال إشارة بتردد  $100\text{MHz}$ ، كما يبلغ قطره الخارجي  $28.4\text{mm}$  ويبلغ وزنه  $1110\text{kg/km}$ ، الأمر الذي يبين بوضوح أفضلية الليف الضوئي من حيث الحجم والوزن، ونظرًا لهذه الميزة فقد تم استبدال الكابلات النحاسية في كثير من الطائرات والبواخر بألياف ضوئية.

2- بإجراء مقارنة أخرى بين كابل معدني وأخر ضوئي، يبلغ قطر الكابل المعدني  $70\text{mm}$  ويحتوي على 900 زوج من الأسلاك المجدولة Twisted Pair Cables ويعمل كل منها بمعدل نقل  $2\text{Mbit/s}$  وبسعة 30 قناة هاتقية لكل زوج لتبلغ سعة الكابل المعدني الكلية  $2700$  قناة هاتقية، بينما نجد أن الكابل الضوئي يبلغ قطره  $12.7\text{mm}$ ، ويحتوي 32 ليفاً يعمل كل منهم عند المعدل  $140\text{Mbit/s}$  وبسعة  $1920$  قناة هاتقية لكل ليف فتبلغ السعة الإجمالية للكابل الضوئي  $61440$  قناة هاتقية، الأمر الذي يوضح تميز الكابل الضوئي على الكابل المعدني من حيث سعة المعلومات ومساحة مقطع الكابل، هذا مع العلم أن الكابل المعدني بإمكانه نقل الإشارة بمعدل  $2\text{Mbit/s}$  فقط لمسافات قصيرة تبلغ في أحسن الأحوال عدة مئات من الأمتار.

3- إن الألياف الضوئية سواء الزجاجية منها أو البلاستيكية هي عازل وبالتالي فهي تمتص بمناعة عالية ضد التداخل في مجال الترددات الراديوية Radio Frequency Interference (RFI) وضد التداخل الكهرومغناطيسي Electromagnetic Interference (EMI) لعدم وجود تيارات كهربائية تمر في الألياف الضوئية. يشير الـ (RFI) إلى التداخل الناتج عن محطات التلفزيون والراديو والإشارات الرادارية أو أي إشارات أخرى تنشأ في التجهيزات الكهربائية، ويشير (EMI) إلى التداخل الناتج عن خطوط نقل القدرة الكهربائية الموجودة في محيط الألياف الضوئية وكذلك الذي تسببه الظواهر الطبيعية كالبرق. نظرًا لأن الضوء هو الوسط الناقل للمعلومات في الألياف الضوئية ولا يولد هذا الضوء أية حقول كهرومغناطيسية خارج الليف فإنه من الصعوبة بمكان التجسس ومعرفة المعلومات التي يحويها الليف الضوئي، كما أنه من الصعوبة معرفة وجود الليف الضوئي بسبب المادة المصنوع منها ولا يوجد جزء معدني إلا في بعض الحالات عندما تتم إضافة سلك فولاذي لتقوية الكابل الضوئي، أو تسليح معدني لحماية الكابل من القوارض والأحمال الخارجية.

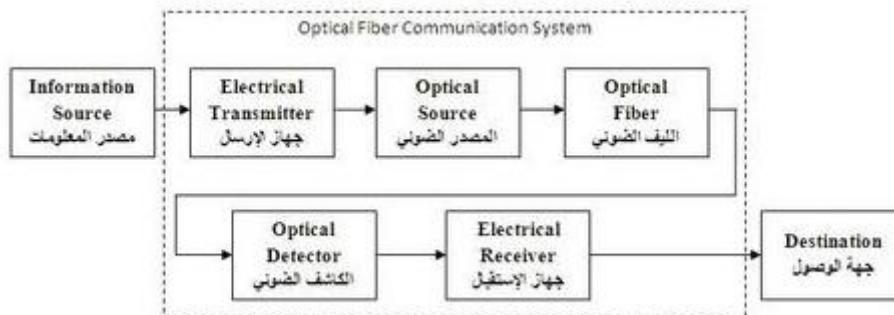
4- كما أن الألياف الضوئية تعتبر أكثر أماناً لكونها لا تحمل تيارات كهربائية وبالتالي تسهل صيانتها، ولذلك فهي تفضل في حالة الأوساط القابلة للاشتعال أو الانفجار. بالإضافة إلى أنه يمكن إصلاح الليف أثناء تشغيل النظام من غير إمكانية حدوث قصر للتيار عند المرسل أو المستقبل، الأمر الذي يمكن أن يحدث عند إصلاح كابل معدني.

5- رغم أن استخدام الألياف الضوئية لنقل المعلومات عبر المسافات الطويلة استحوذ على معظم الاهتمام إلا أنها تستخدم لنقل المعلومات عبر المسافات القصيرة أيضاً حيث تصل بين الكمبيوتر الرئيسي والكمبيوترات الجانبية أو الطابعة. بعيداً عن مجال الاتصالات ظهرت هناك استخدامات أخرى عديدة و مهمة لهذه الألياف فمثلاً نتيجة لمرونتها و دقتها دخلت في صناعة الكاميرات الرقمية المتعددة المستخدمة في التصوير الطبي مثل التصوير الشعاعي و المناظير. كما دخلت في تصنيع الكاميرات المستخدمة في التصوير الميكانيكي لفحص اللحام و الوصلات في الأنابيب و المولدات، و لفحص أنابيب المجاري الطويلة من الداخل.

6- استخدمت الألياف الضوئية أيضاً كمجسات لتحديد التغير في درجات الحرارة و الضغط حيث تفضل على المجسات العادية لصغر حجمها و حساسيتها للتغيرات الصغيرة و دقة أدائها. أحد التطبيقات المهمة لها كمجسات لقياس الضغط يكون بإدخالها في صناعة جرمان بعض الطائرات مما يمنحك الطائرة جدار مميز يحذر الطيار من الضغط الواقع على أجنه أو جسم الطائرة [1].

## **2. نظام الاتصال بالألياف الضوئية:**

يوضح الشكل 1.1 مخطط عام لنظام الاتصالات بالألياف الضوئية بشكله الأساسي، حيث تعدل إشارة المعلومات القادمة من المنشئ الضوئي بإشاره دخل كهربائية عن طريق معدل Modulator ثم تنتقل عبر الليف الضوئي وفي مرحلة الاستقبال تكشف الإشارة بواسطة الكاشف الضوئي ثم يفك التعديل بواسطة مفكك التعديل Demodulator لتخرج الإشارة بعده عن طريق وحدة الإخراج.



الشكل 1.1 مخطط عام لنظام الاتصالات بالألياف الضوئية.

سوف نقوم فيما يلي بشرح مكونات نظام الاتصال الرئيسي بشيء التفصيل:  
من المخطط السابق نجد أن العناصر الأساسية تتمثل بالمكونات التالية: المنشئ الضوئي و المعدل اللذان يشكلان قسم الإرسال الأساسي، الكاشف الضوئي ومفكك التعديل ويشكلان قسم الاستقبال بالإضافة إلى خط النقل المكون من الكابل الضوئي.

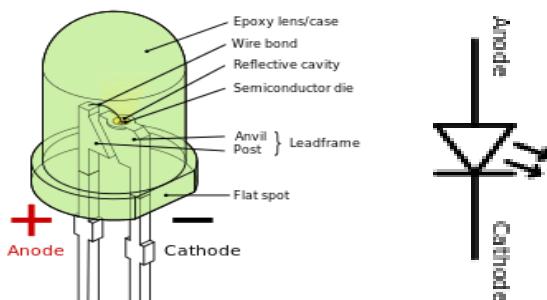
## **1.2. قسم الإرسال:**

ويتألف كما ذكرنا من جزأين أساسين: المنشئ الضوئي والمعدل الضوئي.

### **1- المنشئ الضوئي:**

تقوم المنشئ الضوئية بوظيفة تحويل الإشارة الكهربائية إلى إشارة ضوئية مع تقديم القدرة الكافية للتغلب على التخادم الذي يحدث للإشارة الضوئية لتصل إلى طرف الاستقبال بمستوى استطاعة أعلى من حساسية المستقبل. يتم اختيار المنشئ الضوئي وفقاً لنظام الاتصالات المراد إنشاؤه، أي حسب معدل الإرسال والمسافة المراد تغطيتها وكذلك نوع الليف الضوئي المستخدم، وفيما يلي نستعرض أهم أنواع المنشئ الضوئية المستخدمة في الاتصالات الضوئية:

آ- الثنائي المصدر للضوء ( LED ) :



الشكل 2.1 ثنائي الاصدار الضوئي LED.

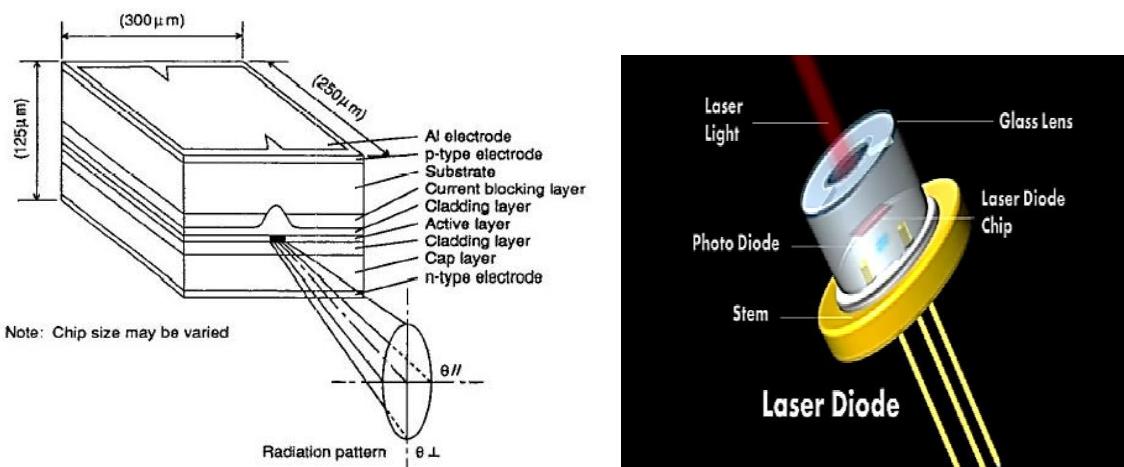
يتالف الثنائي المصدر للضوء بشكله البسيط من وصلة بين مادتين نصف ناقل مختلفتين، إحداهما (n) والأخرى (p-type)، عندما يطبق جهد انحياز أمامي على طرفيها فإن تياراً كهربائياً سيمر عبرها ويرافق هذا المرور تحرير فوتونات. الشكل 2.1.

عند ملاحظة مختلف نماذج الإشعاع للثائيات LEDs نجد أن الصفة التي تشتراك فيها جميع أنواع الثائيات LEDs هي توسيع الحزمة الضوئية الصادرة عنها بشكل سريع مما يؤدي إلى ضياعات كبيرة عند اقترانها مع الألياف الضوئية ولذلك يجب إضافة عدسة خارجية إلى النظام لكي تعيد تركيز الحزمة الضوئية بحيث تدخل بكمالها في قلب الليف ويشكل ذلك سلبيات من سلبيات استخدام الثائيات الضوئية في الاتصالات، السلبيات الأخرى مقارنة مع الليزرات هو عرض الطيف الكبير نسبياً [3].

## ب-الليزر : LASER

جاءت تسمية كلمة ليزر LASER من الأحرف الأولى لفكرة عمل الليزر والمتمثلة في الجملة التالية:  
Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation

وتعنى تكبير الضوء بواسطة الاصدار المحتوى للإشعاع الكهرومغناطيسي. وقد وضع الأساس النظري لعملية الاصدار المحتوى العالم البرت اينشتاين في 1917 وقد جرى تصميم أول جهاز ليزر عام 1960 بواسطة العالم تيد ميمان T.H. Maiman باستخدام بلورة الياقوت وعرف فيما بعد باسم ليزر الياقوت .Ruby Laser



### الشكل 3.1 بنية الليزر.

عندما تزود الذرة بطاقة حرارية أو طاقة من مصدر ضوئي أو كهربائي فإن بعض الإلكترونات في الذرة سوف تنتقل من المدار ذو مستوى الطاقة الأدنى إلى مدار طاقته أعلى وابعد من النواة. عندما ينتقل الإلكترون إلى المدار ذو مستوى الطاقة الأعلى فإنه ما يلبث إلى أن يعود وينتقل إلى المستوى الطاقة الأدنى، وعندها فإن الإلكترون يحرر طاقة في صورة فوتون (ضوء). فالضوء ينتج من الفوتونات المنبعثة من إثارة الكترونات الذرة ويعتمد لون الفوتون (لون الضوء) على طاقة الفوتون. بالاعتماد على الشرح السابق فالليزر عبارة عن جهاز يقوم بالتحكم في كيفية تحرير الذرات للفوتونات، الشكل 3.1.

بالرغم من وجود عدة أنواع من الليزر إلا أنها جميعاً تشتراك في نفس الخصائص. ففي الليزر توجد المادة التي تنتج الليزر حيث يتم إثارتها بواسطة عملية ضخ Pumping للإلكترونات من المستوى الأرضي إلى مستوى الإثارة، يساعد هذا الضخ على تزويد أكبر قدر ممكن من الإلكترونات لتنقل إلى مستويات الطاقة الأعلى فتصبح مادة الليزر مكونة من ذرات ذات إلكترونات مثارة ونسميها بالذرة المثارة. ومن الجدير بالذكر أنه من الضروري جداً إثارة عدد كبير من الذرات للحصول على ضوء الليزر وتسمى هذه العملية بانقلاب التعداد Population Inversion أي جعل عدد الذرات المثارة في مادة الليزر أكبر من عدد الذرات غير المثارة. قلب التعداد هو الذي يجعل الضوء الذي تنتجه المادة ليزراً وإذا لم نصل إلى مرحلة انقلاب التعداد نحصل على ضوء عادي، وكما امتصت الإلكترونات طاقة كبيرة من خلال عملية الضخ فإن الإلكترونات هذه تطلق الطاقة التي امتصتها في صورة فوتونات أي ضوء. يكون للفوتونات المنبعثة طول موجي محدد (ضوء بلون محدد) يعتمد على فرق مستويات الطاقة التي تنتقل بينها الإلكترونات المثارة. وإذا كان انتقال كافة الإلكترونات بين مستويي طاقة محددين فإن كل الفوتونات المنبعثة سيكون لها نفس الطول الموجي.

يختلف ضوء الليزر عن الضوء العادي حيث يكون له الخصائص التالية:

- 1- يكون الضوء المنبعث أحادي اللون Monochromatic و يحدد الطول الموجي لون الضوء الناتج وكذلك طاقته.
- 2- يكون الضوء المنبعث من الليزر متزامن، أي أن الفوتونات كلها في نفس الطور مما يجعل شدة الضوء كبيرة فلا تتفاوت الفوتونات الضوئية بعضها البعض نتيجة لاختلاف الطور بينها.
- 3- الضوء المنبعث له اتجاه واحد حيث يكون شعاع الليزر عبارة عن حزمة من الفوتونات في مسار مستقيم بينما الضوء العادي يكون مشتت وينتشر في أنحاء الفراغ.

المسؤول عن هذه الخصائص هي عملية الاصدار المحفوظ Stimulated Emission بينما في الضوء العادي يكون الانبعاث تلقائي حيث يخرج كل فوتون بصورة عشوائية لا علاقة له بالفوتون الآخر. تساعد المرايا المثبتة على جانبي مادة إنتاج الليزر على عكس بعض الفوتونات إلى داخل مادة الليزر عدة مرات لتعمل هذه الفوتونات على استimulation الكترونات مثارة أخرى لطلاق مزيداً من الفوتونات بنفس الطول الموجي ونفس الطور، وهذه هي عملية التكبير للضوء Light Amplification و تصمم إحدى هاتين المرآتين لتعكس الضوء بنسبة أقل من 100% لتسمح لبعض الفوتونات بالخروج عبرها وهو شعاع الليزر الذي نحصل عليه.

تصنف الليزرات حسب نوع المادة المستخدمة لإنتاجها، وبالتالي توجد ليزرات من المواد الصلبة والسائلة والغازية، ويمكن على سبيل المثال ذكر بعضأ منها:

- 1- ليزر الحالة الصلبة Solid-State Laser: هو الليزر الذي ينتج بواسطة مادة أو خليط من مواد صلبة مثل الياقوت Ruby أو خليط Yttrium-Aluminum Neodymium ويسمى بلزير الـ YAG اختصاراً ويكون طوله الموجي في منطقة الأشعة تحت الحمراء IR.

2- ليزر الغاز Gas Laser: وهو يعتمد على مادة غازية مثل الهيليوم والنيون أو غاز ثاني أكسيد الكربون. تكون أطوالها الموجية في مدى الأشعة تحت الحمراء IR وتستخدم في قطع المواد الصلبة لطاقتها العالية.  
3- ليزر الإكسимер Excimer Laser: وتطلق على أنواع الليزر التي تستخدم الغازات الخامدة مثل غاز الكلور أو الفلور أو الكربتون أو الأرغون وتنتج هذه الغازات أشعة ليزر ذات أطوال موجية في مدى الأشعة فوق البنفسجية UV.

4- ليزر الأصباغ Dye Laser: وهي عبارة عن مواد عضوية معقدة مثل الرودامين Rhodamine 6G مذابة في محلول كحولي وتنتج ليزر يمكن التحكم في الطول الموجي الصادر عنه.

5- ليزرات أنصاف النواقل: يطلق عليها أحياناً ليزر ثانوي الليزر. تصنع من مواد نصف ناقلة وتمتاز بحجمها الصغير واستهلاك منخفض للطاقة ولذلك تستخدم في الأجهزة الدقيقة مثل أجهزة CD وطبعات الليزر.

ستتوسع قليلاً بشرح ليزرات أنصاف النواقل باعتبار أن أنظمة الاتصالات الضوئية الحديثة بشكل عام تعتمد على هذا النوع من الليزرات كمنابع للإشارات المرسلة:

تحتلت ليزرات أنصاف النواقل عن ليزرات الحالة الصلبة الاعتيادية في طريقة الضخ الطيفي واحتواها على حزم عريضة من مستويات الطاقة بدلاً من المستويات المفردة التي تحدث بينها الانتقالات التي تشارك في عملية الانبعاث الليزري، حيث تحتوي كل حزمة على عدد كبير من المستويات الطيفية المتقاربة والتي لا يقتربن وجودها بذرات معينة وإنما تشتراك فيها المادة البولورية ويكون ازدياد قيمة عامل الكسب الضوئي متعلقاً بمقادير التيار الذي يمر عبر وصلة الوسط نصف الناقل. إن ليزر نصف الناقل (ديود ليزر) هو ليزر مصنوع من مادة نصف ناقلة وأكثر أنواعه شيوعاً هو ديود زرنيخ الغاليلوم GaAs) الذي يصدر إشعاعاً تحت أحمر بطول موجي  $0.85\mu\text{m}$ . يحدث الفعل الليزري في ديود الليزر نتيجة الانتقال المحثوث للإلكترونات بين المستويات الإلكترونية لحزمة التوصيل (Conduction Band) والمستويات الإلكترونية لحزمة التكافؤ (Valence Band)، ولذلك فإن الانتقالات التي تحدث بين أوضاع الكترونية ذات طاقات مختلفة ليست كالانتقالات التي تكون بين مستويات طيفية محددة. وقد اكتشف هذا النوع من الليزرات عام 1961 وله الكثير من التطبيقات أهمها في مجال الاتصالات، ويتميز هذا الليزر بعدة خصائص أهمها:

- 1- صغر الحجم.
- 2- إمكانية الضخ المباشر باستخدام تيار كهربائي صغير نوعاً ما (150-15mA).
- 3- الكفاءة العالية التي قد تصل إلى (32%).
- 4- إمكانية التحكم بالشعاع الخارج مباشرة بواسطة التيار الكهربائي.
- 5- رخيصة الثمن.
- 6- خاصية التوليف أو التغيم أي يمكن الحصول على أي طول موجي من بين أطوال موجية متعددة من الليزر نفسه.
- 7- تتميز بإمكانية الفتح والإغلاق بسرعة كبيرة مما يمكننا من التحكم به بشكل أفضل.
- 8- شدة الإضاءة العالية (أي أنه يصدر كمية كبيرة مرکزة من الضوء في منطقة ضيقة).
- 9- نصف قطر المنطقة المضاء صغير نسبياً لنصف قطر مقدمة الديود (على فرض أنه دائري في أغلب الأحيان).

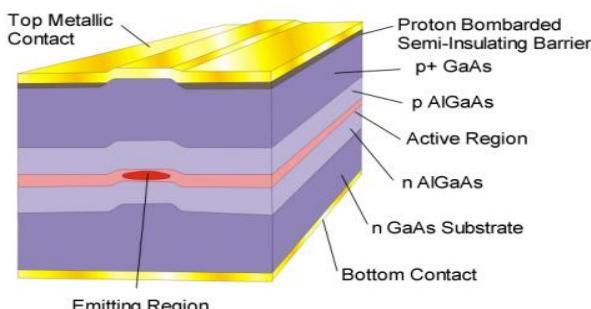
10- ذو عمر تشغيلي طويل مما يمكننا الاعتماد عليه في الاستخدامات التي يكون من الصعب القيام بعمليات تبديل القطع فيها أي أنه ذو كفاءة عالية [4].

### أنواع دiodات الليزر:

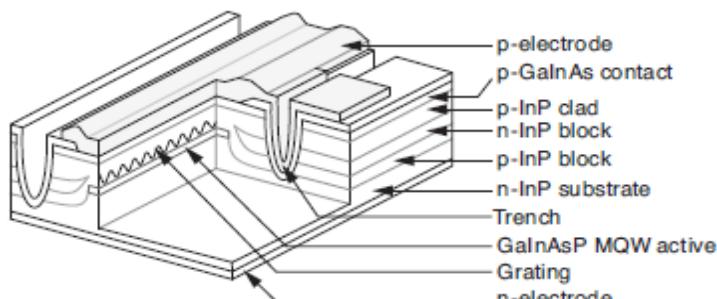
توجد بنية رئيسية لدiod الليزر هما:

1- بنية (FP) (Fabry Perot Laser)، الشكل 4.1.

2- البنية ذات التغذية العكسية المجزأة (DFB) (Distributed Feedback Laser)، الشكل 5.1. يتميز النوع الأول FP بأنه اقتصادي أكثر من الثاني ولكنه أكثر ضجيجاً واستجابته أبطأ بينما يتميز النوع الثاني DFB بأنه أهداً وأسرع و ذو طيف إصدار أضيق من الأول وهو وبالتالي ذو سرع أعلى ولكن يقدم أداءً أفضل ويتميز بإصداره لضوء نقى وحيد طول الموجة بينما يصدر FP ضوءاً ذو أطوال موجية مختلفة. وفي دراستنا العملية سنستخدم الليزر DFB لأنه أفضل عند العمل بسرعات عالية وخاصة في الدارات الرقمية [7].



.الشكل 4.1 بنية ليزر FP.



.الشكل 5.1 بنية ليزر DFB.

الشكل 6.1 يظهر عدة أنواع من دiodات الليزر المتوفرة حالياً [7]:



.لaser (b) Fabry-Perot



.لaser (a) DFB

الشكل 6.1 الشكل الخارجي لبعض أنواع دiodات الليزر.

يبين الجدول 1.1 التالي بعض أنواع الليزرات والأطوال الموجية العاملة عندها. يتم اختيار أحد الأنواع للعمل حسب التطبيق المرغوب.

نوع الليزر	الطول الموجي للليزر (nm)
Argon Fluoride (UV)	193
Krypton Fluoride (UV)	248
Xenon Chloride (UV)	308
Nitrogen (UV)	337
Argon (blue)	488
Argon (Green)	514
Helium Neon (Green)	543
Helium Neon (Red)	633
Rhoda mine 6G Dye (Tunable)	570-650
Ruby (CrAlO <sub>3</sub> ) (Red)	694
Nd: Yag (NIR)	1064
LD Laser	1550
Carbon Dioxide (FIR)	10600

الجدول 1.1 أنواع الليزر.

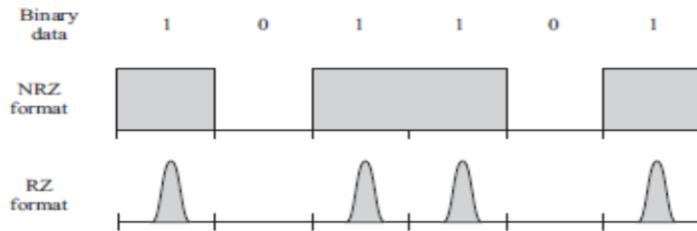
تصنف الليزرات حسب درجة الخطورة على الخلايا الحية وتعتمد على مستوى الطاقة المنبعثة من الليزر:

- التصنيف الأول Class1: هذا يعني أن شعاع الليزر ذو طاقة منخفضة ولا يشكل أي درجة من الخطورة.
- التصنيف الثاني Class2: هذا التصنيف يشير إلى أن الليزر يضر العين إذا نظرنا في اتجاه الشعاع ويستخدم في السوبرماركت كماسح ضوئي وتبلغ طاقة الليzer الذي يندرج تحت هذا التصنيف 4mW.
- التصنيف الثالث Class3: ويشير إلى ليزر ضوئه مرئي وطاقة لا تتعدي 1mW.
- التصنيف الرابع Class4: طاقة الليزر متوسطة وتبلغ 1-5mW وخطورته على العين إذا دخل الشعاع المباشر في العين. ومعظم الأقلام المؤشرة تقع في هذا التصنيف.
- التصنيف الخامس Class5: طاقة هذا الليزر أكثر من المتوسط.
- التصنيف السادس Class6: وهي أنواع الليزرات ذات الطاقة العالية وتصل إلى 500mW للليزر المستمر(CW) ويشكل خطورة على العين وعلى الجلد واستخدام هذا الليزر يتطلب العديد من التجهيزات وإجراءات الوقاية.

## 2- المعدل الضوئي: أ-تعريف التعديل:

التعديل بالتعريف وهو تحويل الإشارة من شكلها الكهربائي إلى إشارة ضوئية ترسل عبر الليف. يعد OOK أو (on/off Keying) نموذج التعديل الأكثر شيوعاً، حيث يولد 1bit عند ورود نبضة ضوئية خلال فترة زمنية تسمى زمن البت (bit Interval)، أو بوضع منبع الضوء (ليزر أو LED) بحالة العمل on، ويولد 0bit بوضع منبع الضوء بحالة off أو بحجب منبع الضوء. يستخدم التعديل OOK عدة أنماط

من الإشارة وأكثرها انتشاراً (Return to Zero) RZ و NRZ (Non-Return to Zero) والشكل 7.1 يوضح النمطين السابقين.



الشكل 7.1 أنماط الترميز.

والفرق بين النمطين أنه في نمط NRZ تشغيل النبضة كامل فترة البت ولا تولد نبضات عند ورود 0bit وعند ورود (1،0) متتاليين فإن النبضة تشغيل فترتين زمنيتين أي (زمن بين متتاليين)، أما في نمط RZ فإن النبضة المقابلة للبت (1) تشغيل فقط جزء من فترة البت ولا تولد نبضات مقابلة للبت (0). ومن الجدير بالذكر أن أنظمة الاتصال عالية السرعة التي تقع ضمن المجال (155Mb/s - 10Gb/s) تستخدم النمطين السابقين وفي هذه الأنظمة التي تعتمد النمط RZ فإن النبضة تشغيل تماماً نصف زمن البت.

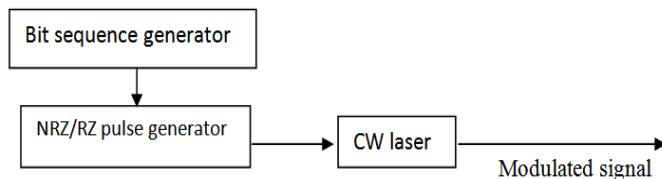
### بـ طرق التعديل:

يوجد طريقتين للتعديل:

- 1) التعديل المباشر.
- 2) التعديل الخارجي (غير مباشر).

1) التعديل المباشر: يعدل ضوء الثنائي LED أو ضوء ديود الليزر المستمر (LD) مباشرة دون الحاجة لمعدل خارجي.

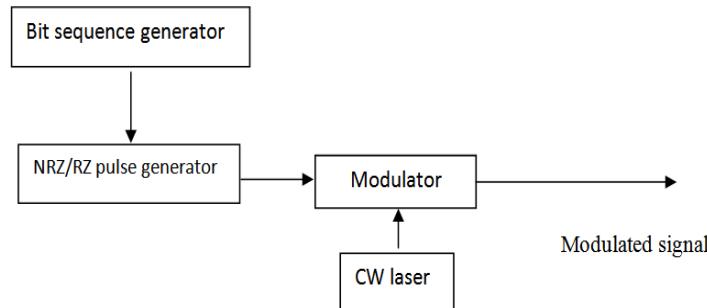
يستخدم التعديل المباشر مع الليزرات النصف ناقلة بسبب انخفاض زمن بقاء الذرات في المستوى E2 بالمقارنة مع ليزرات أخرى - مستمرة أيضاً. مثل ليزر Erbium، يبين الشكل 8.1 طريقة التعديل المباشر بشكل عام.



الشكل 8.1 مخطط التعديل المباشر.

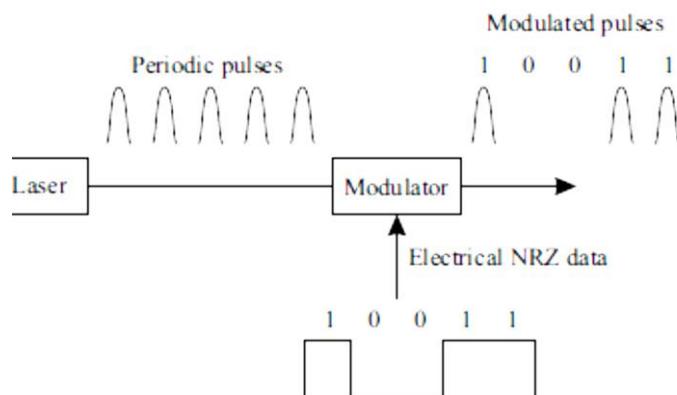
سيئة هذه الطريقة أن النبضات الناتجة تعاني من ظاهرة Chirping (وهي باللغة العربية تعني الزقفرقة) وبالتالي هي تغير تردد الحامل مع الزمن والتي تؤدي إلى اتساع غير مرغوب في طيف الإشارة، وإنقاصل Chirping نقوم بزيادة طاقة الليزر عند النبضة (0bit) وهذا يعني بقاء تيار الليزر أعلى من العتبة Threshold وبالتالي انخفاض نسبة الإخماد أو الانطفاء (Extinction Ratio) أي انخفاض في أداء النظام، لذلك تستخدم طريقة التعديل المباشر في أنظمة الاتصال ذات السرعات المنخفضة نسبياً بينما يتم استخدام التعديل الخارجي في أنظمة الاتصال ذات السرعات العالية.

2) التعديل الخارجي:  
يوضح الشكل 9.1 طريقة التعديل الخارجي بشكل عام.



الشكل 9.1 مخطط التعديل الخارجي.

من المخطط السابق نلاحظ أن المعدل الخارجي موجود بعد ضوء الليزر ويتم تبديله بين الوضعين on/off حسب المعلومات المطلوب إرسالها، يوضح الشكل 10.1 طريقة التعديل الخارجي باستخدام نمط التعديل .NRZ



الشكل 10.1 التعديل الخارجي باستخدام ترميز NRZ.

### ثـ-أنواع المعدلات الخارجية:

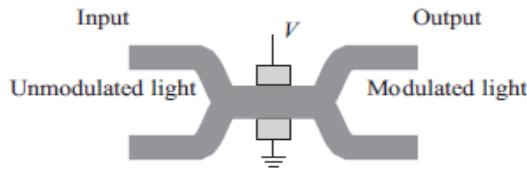
تنقسم المعدلات الخارجية الحديثة إلى نوعين:

1- معدل . Lithium Niobate

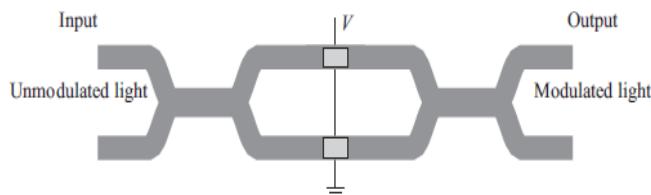
2- معدل (EA) النصف ناقل (Semiconductor Electro- Absorption). كل نوع ينقسم إلى نماذجين بحسب شكل الوصلة فالنموذج الأول يتكون من وصلة واحدة ويدعى عندها بالوصلة المباشرة أو الواحدة (Directional Coupler)، الشكل 11.1، أما الثاني يتكون من وصلتين متتاليتين ويدعى (MZI) (Mach-Zender interferometer)، الشكل 12.1.

في كلا النوعين يتتشكل الأثر الكهربائي عند تطبيق جهد على منطقة الاتصال Coupling Region والذى يؤدي إلى تغير قرينة انكسار المادة n، وبالتالي نقل الطاقة من طرف إلى الطرف المقابل، لكن يستخدم MZI أكثر من Directional Coupler لثلاثة أسباب الأول أن معدل الإخماد Extinction Ratio ذو قيمة مرتفعة تتراوح بين 20dB-15. السبب الثاني أن فرق الطور بين طرفي MZI يكون صفرأً عند عدم تطبيق جهد على الوصلة أي أن موجتي الدخل والخرج تتدخلاً بناًًاً وعند تطبيق جهد معين على الوصلة يصبح فرق

الطور بين الدخل والخرج ( $\pi$ ) أي تداخل موجتي الدخل والخرج تداخلاً هداماً ولا تظهر إشارة في الخرج، والسبب الثالث هو قدرة MZI العالية على الحد من ظاهرة Chirping.[1]



الشكل 11.1 المعدل ذو الوصلة المباشرة.



الشكل 12.1 معدل MZI.

تتوفر حالياً عدة أنواع من المعدلات الخارجية وقد أصبحت مدمجة مع الليزر ضمن قطعة واحدة مما خفض من التكلفة بشكل كبير، وحديثاً تتألف القطعة الواحدة من (منبع ضوء الليزر-المعدل الخارجي- دارة موازنة طول الموجة Wavelength Stabilization Circuits [1].

تستخدم المقاييس الهاتفية طريقة TDM/OOK (Time Division Multiplexing, on/off Keying) وبمعدل برات يمكن أن يزيد عن 400Mbps، وقد حققت شركة Bell الأمريكية أول نظام اتصالات بالألياف الضوئية عام 1981 باستخدام طريقة التعديل TDM/OOK على طول الموجة  $0.82\mu\text{m}$  بمعدل برات يقارب 45Mbps (من أجل 672 قناة كلامية هاتفية)، كما تمكنت شركة AT&T الأمريكية من تحقيق أول نظام للاتصالات بالألياف الضوئية عبر المحيط الأطلسي عام 1988 بثلاثة ألياف ضوئية على طول الموجة  $1.3\mu\text{m}$  بمعدل برات 280Mbps (من أجل 80000 قناة كلامية هاتفية) بطريقة TDM/OOK أيضاً وحققت شركة Alcatel الفرنسية نظام اتصالات بالألياف الضوئية عبر المحيط الأطلسي عام 1995 بستة ألياف على طول الموجة  $1.55\mu\text{m}$  بمعدل برات 5000Mbps (من أجل 20.000 قناة هاتفية كلامية) باستخدام طريقة التعديل السابقة نفسها [31].

## 2.2. قسم الاستقبال:

### 1- الكاشف الضوئي :Photo Detectors

تتجلى الوظيفة الأساسية للكاشف الضوئي في تحويل الإشارة الضوئية الساقطة عليه إلى إشارة كهربائية حيث يمكن استخلاص المعلومات المرسلة منها باستخدام دارات الكترونية مناسبة، وتعتمد الكاشف الضوئي نصف الناقلة في عملها على ظاهرة امتصاص أنصاف النواقل للفوتونات، مما يؤدي إلى توليد حوامل شحنات حرة تسبب مرور تيار كهربائي وتدعى هذه الظاهرة بالمفعول أو الأثر الكهربضوئي Photoelectric. فإذا تم تطبيق انحياز عكسي على الوصلة P-N وبدون ضوء، فإن تياراً صغيراً سيمر عبرها يسمى تيار الظلام Dark Current من ناحية أخرى، فإنه عندما يسقط الشعاع الضوئي على الثنائي فإنه يمتص طاقة فوتون ويتشكل زوج الكترون- ثقب، وإذا تشكلت مثل هذه الحوامل في منطقة النضوب Depletion Region أو بالقرب منها فإنها سوف تسير عبر الوصلة نتيجة لتأثير الحقل الكهربائي وهذه الحركة لحوامل الشحنات عبر الوصلة ستؤدي إلى سريان تيار في الدارة الخارجية للثنائي يتاسب طرداً

مع استطاعة الضوء الممتصة من قبل الثنائي وهذا يتم تحويل الضوء إلى تيار كهربائي. يتمتع الكاشف الضوئي بالخواص التالية:

1- الاستجابة Responsibility: وهي نسبة تيار خرج الكاشف إلى استطاعة الضوء الداخلة وتقاس بوحدة A/Watt، وتعطى لطول موجي محدد.

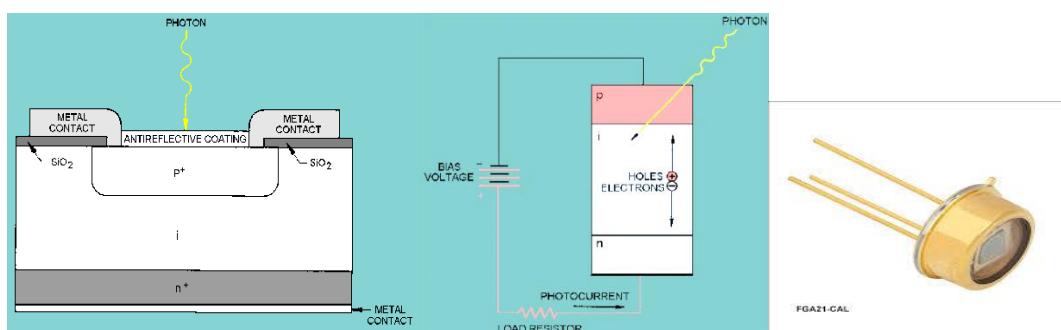
2- تيار الظلام Dark Current: ويمثل تيار التسرب من الثنائي الضوئي في حالة عدم التعرض للضوء سبب هذا التيار هو حوامل الشحنة المولدة بالتأثير الحراري.

3- سرعة الاستجابة Response Speed: وهي تحدد سرعة النقل العظمى الممكنة لكاشف ضوئي معين.

4- الاستجابة الطيفية Spectral Response: وهي تحدد علاقة استجابة الكاشف مع طول الموجة. من أهم الكواشف المستخدمة حالياً في أجهزة استقبال نظم الاتصال الضوئية هو الثنائي الضوئي PIN من APD(Avalanche Photo Diode)، وثنائي الانهيار الجرفى الضوئي (Positive-Intrinsic-Negative) تميز هذه العناصر بحجمها الصغير وحساسيتها الجيدة واستجابتها السريعة وضجيجها المنخفض.

فيما يلى نشرح بشيء من التفصيل هذين النوعين:

#### (1) الكاشف الضوئي نوع PIN:



الشكل 13.1 الكاشف الضوئي نوع PIN.

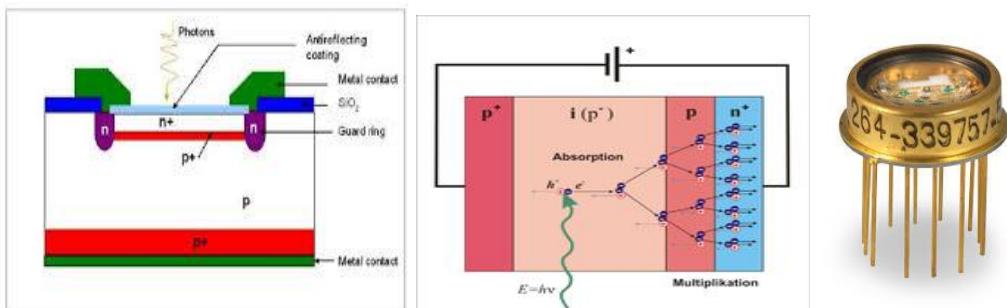
يعد هذا الثنائي أكثر أنواع الكواشف الضوئية انتشارا واستخداما في نظم الاتصالات الضوئية، وتتكون بنيته من طبقة نصف ناقلة نقية (Intrinsic) عريضة متوضعة بين طبقتين نوع n و p، لا تحتوي هذه الطبقة على حوامل شحنة حرة ولذلك تكون مقاومتها عالية ويهبط عليها معظم جهد الثنائي وتمتص هذه الطبقة الفوتونات الواردة وبذلك تحسن من المردود والسرعة بالمقارنة مع الثنائي الضوئي ذي الوصلة N-P. لكي يستطيع الفوتون الوارد أن ينقل الكترون التكافؤ إلى نطاق النقل و بالتالي إنتاج زوج (الكترون - ثقب) يجب أن يملك الطاقة الكافية التي تمكن الالكترون من اجتياز فجوة الطاقة، وبالتالي يكون شرط حدوث التأثير الكهربائي:  $E_g \geq hf$  ويكون أدنى تردد يمكن كشفه  $f = \frac{E_g}{h}$  والذي يطابق طول الموجة  $\lambda = \frac{h.c}{E_g}$  حيث  $E_g$  فجوة الطاقة بالجول و  $\lambda$  طول الموجة بالمتر. وإذا قدرنا طاقة الفجوة

بالإلكترون فولت (eV) وطول الموجة بالميكرومتر ( $\mu m$ ) فان المعادلة السابقة تصبح على الشكل التالي:  $\frac{1.24}{E_g} = \lambda$ . يدعى طول الموجة المحدد بهذه العلاقة (طول موجة القطع) Cutoff Wavelength، ولا يمكن

كشف الموجات التي يزيد طولها عن طول موجة القطع لأن طاقة الفوتون فيها لا تكون كافية لحدث التأثير الكهربائي. بالمقابل يمكن كشف الموجات التي يقل طولها عن طول موجة القطع لأن طاقة

الفوتون فيها تكون كافية لحدوث التأثير الكهرومغناطيسي، بحيث تتمكن الإلكترون من احتياز فجوة الطاقة  $E_g$ ، ونجد أن طول موجة القطع تساوي  $1.118\mu\text{m}$  من أجل ثنائي PIN المصنوع من السيليكون الذي يملك فجوة طاقة  $1.1\text{eV}$  ، بينما من أجل ثنائي PIN مصنوع من الجermanium تكون فجوة الطاقة  $0.67\text{eV}$  وبالتالي فإن طول موجة القطع  $1.835\mu\text{m}$ . لكي يمر تيار في الثنائي الضوئي يجب امتصاص ضوء كاف لإعطاء الإلكترونات طاقة كافية لاحتياز فجوة الطاقة، الشكل 13.1 يوضح تشكيلة الكاشف الضوئي PIN.

## 2) الكاشف الضوئي الانهياري (الجرافي) Avalanche Photo Diode :Avalanche Photo Diode

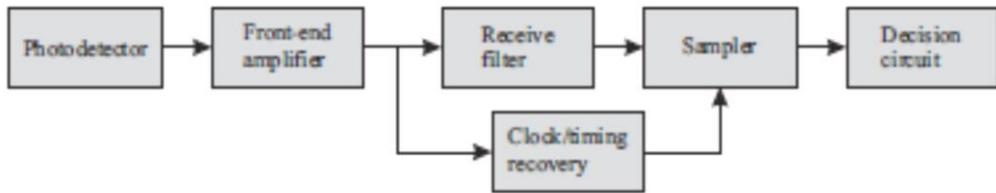


الشكل 14.1 الكاشف الضوئي الانهياري (الجرافي).

الثنائي الضوئي APD هو كاشف ذو وصلة N-P نصف ناقلة يتميز باستجابة (نسبة تيار خرج الكاشف إلى قدرة دخله الضوئية) أكبر من استجابة كواشف PN و PIN كما انه يعطي تكبيرا داخليا للإشارة المستقبلة مما يجعله أكثر حساسية من كواشف PIN. يعمل هذا الكاشف عند جهد انحياز عكسي قريب من جهد انهايار الوصلة، وعند هذا الجهد فان الإلكترونات يمكن أن تنتزع من بنية الذرة وتتحول إلى الكترونات حرقة وثقوب. يدخل الضوء إلى الثنائي ويتم امتصاصه في منطقة النضوب Depletion Region فينتج زوج(الكترون-ثقب)، وتنساع هذه الشحنات نتيجة لتأثير الحقل الكهربائي الكبير في منطقة النضوب مكتسبة طاقة حرارية، وتصطدم هذه الشحنات السريعة بذرات أخرى موجودة في منطقة الوصلة وتنتج أزواجا (الكترون-ثقب) إضافية. ويمكن لشحنة متسارعة واحدة أن تولد عدة شحنات ثانوية جديدة، كما يمكن للشحنات الثانوية ذاتها أن تتسارع وتنتاج المزيد من أزواج (الكترون-ثقب). وتعرف هذه العملية بعملية التضاعف الجرافي أو الانهياري في APD. وللحصول على عملية التضاعف الجرافي يجب أن يكون تيار الشحنات كبيرا لكي تستطيع إعطاء الطاقة الكافية لانتقال الإلكترونات التكافؤ إلى نطاق الفرق وإنتاج أزواج(الكترون-ثقب). ويتحقق ذلك بتطبيق جهد انحياز عكسي كبيرة على الثنائي تؤدي إلى زيادة عدد حالات التصادم بشكل كبير جدا.

يصنع الثنائي APD من نفس المواد التي يصنع منها الثنائي PIN، وبالتالي فإن طول موجة القطع هي ذاتها بالنسبة للثنائيين. والثنائي PIN ارخص وأقل حساسية للتغيرات درجة الحرارة ويتطلب جهد انهاizar عكسي اقل مما يتطلبه الثنائي APD. كما أن سرعة الاستجابة في الثنائيين متقاربة، ولذلك يفضل استخدام PIN في اغلب النظم، وتظهر الحاجة لاستخدام الثنائي APD عندما تؤثر الضبابيات الناتجة عن الليف وعن وصلات الربط على النظام بشكل كبير كما هو الحال في وصلات الربط للمسافات الطويلة حيث يزيد استخدام الثنائي APD المسافة الممكنة بين المكررات الموجودة على طول الليف البصري، الشكل 14.1 الكاشف الضوئي الانهياري (الجرافي) [31].

**2- فك التعديل:**  
يوضح الشكل 15.1 آلية فك التعديل.



الشكل 15.1 آلية فك التعديل.

يجب أن تستعاد الإشارة في المستقبل مع قيمة مقبولة للعامل BER والتي يجب أن تكون ضمن المجال ( $10^{-9} - 10^{-15}$ ) والقيمة النموذجية<sup>12</sup>-10، وهذا يعني وجود بت خاطئ على الأكثر في كل تيرابت من المعلومات المرسلة.

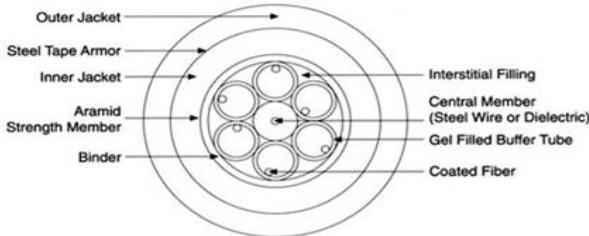
فك التعديل يعني فك تعديل إشارات OOK فمن الشكل السابق تكون مراحل فك التعديل كالتالي:  
تحول الإشارات المستقبلة إلى تيار كهربائي بواسطة الكاشف الضوئي ويكون التيار الناتج ضعيفاً لذلك نستخدم مضخم (Front-End Amplifier) لتضخيمه، ولأن التيار المضخم الناتج يحوي على الضجيج لذلك نضع مرشح يدعى باسم Equalizer (أو المسوبي) عندما يكون ملائماً لشكل النبضة ويقوم بتنحيف نداخل البتات، تحول الإشارة بعد ترسيحها إلى عينات وذلك في منتصف فترة البت ليعطى قرار ما إذا كان البت المرسل (0) أو (1) وهذا يتطلب معرفة الحد الزمني للبت المستقبل ولذلك نستخدم نبضات الساعة (Clock Pulses) حيث عرض نبضة الساعة يساوي تماماً عرض البت، ويتم توليد نبضات الساعة بواسطة (Clock Recovery) [1].

**3.2. خط النقل (الكابل الضوئي):**

يمتاز الكابل الضوئي بالمواصفات التالية:

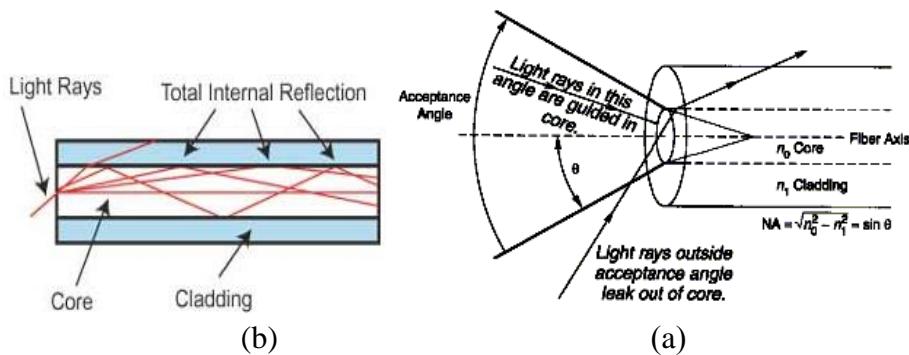
- 1- عرض حزمة تردديّة كبير مما يعني نقل كمية معلومات كبيرة.
- 2- تخميد إشارة قليل وبالتالي مسافات النقل كبيرة جداً.
- 3- الإشارة محصورة داخل الليف مما يعني صعوبة سرقة المعلومات.
- 4- الألياف عازلة وبالتالي لا يوجد دارات قصر أو خط انفجار.
- 5- لا تتأثر بالإشعاعات النووية فتبقى تعمل في حالة حدوث انفجار نووي.
- 6- لا تتأثر بالتدخلات الكهرومغناطيسية أي التشويش عليها يعتبر أمراً شبه معادوم.
- 7- توفر المواد الأولية لصناعتها و بسعر منخفض نسبياً.
- 8- وزن خفيف و حجم صغير نسبياً.

الليف عبارة عن خيط رفيع من الزجاج أو البلاستيك مؤلف من طبقتين: الأولى طبقة داخلية شفافة للضوء تدعى اللب Core والثانية غلاف ذو قرينة انكسار أقل يدعى الغلاف Cladding وبحسب بالطبقتين غلاف خارجي للحماية و يتميز اللب بمعامل انكسار  $n_1$  والغلاف بمعامل انكسار  $n_2$  حيث يكون دائماً  $n_1 > n_2$ .  
أما الكابل الضوئي فيحتوي على مجموعة من الألياف الضوئية، الشكل 16.1.



الشكل 16.1 مقطع الكابل الضوئي.

تنتشر الأشعة الضوئية في اللب منعكسة على الغلاف ويعتمد انتشار الضوء ضمن اللب على الزاوية التي يرد بها على السطح الفاصل بين اللب والغلاف، الشكل 17.1(a). فعندما تكون زاوية الورود أكبر من الزاوية الحرجة فإن الأشعة الضوئية الواردة على السطح الفاصل بين اللب والغلاف تتبعن كلياً لتبقي ضمن اللب، وتتكرر هذه الحادثة عدة مرات خلال انتشارها ضمن اللب إلى أن تخرج من الطرف الآخر، الشكل 17.1(b).



الشكل 17.1 انتشار الضوء في الليف الضوئي.

### 3. أنواع الألياف الضوئية:

يمكن تصنيف الألياف الضوئية وفقاً لمعيارين:

#### 1- نمط الانتشار:

يصف مسار انتشار الضوء في الليف الضوئي، فإذا كان هناك مسار وحيد لانتشار الضوء في الليف الضوئي سمي هذا الليف بوحيد النمط (Mono Mode) وإذا كان هناك أكثر من مسار لانتشار الضوء سمي بمتععدد الأنماط (Multi Mode). إن الليف متعدد الأنماط أكثر انتشاراً من الليف وحيد النمط لأن له خصائص عملية أفضل.

#### 2- شكل لب الليف الضوئي: وتصنف الألياف وفق ذلك إلى نموذجين رئисيين:

أ- الليف الضوئي ذو معامل الانكسار الدرجى (Step-Index Fiber (SI))

حيث يبقى معامل انكسار اللب  $n_1$  ثابت وكذلك الحال بالنسبة لمعامل انكسار الغلاف  $n_2$  ولكنه يكون كما أشرنا سابقاً أصغر من معامل انكسار اللب بحيث يكون هناك تغير مفاجئ عند السطح الفاصل بين اللب والغلاف ومخطط تغيرات معامل الانكسار هو العلاقة بين تغير معامل الانكسار مع تغير نصف قطر.

ب- الليف الضوئي ذو معامل الانكسار المترادج (Graded-Index Fiber (GRIN))

في هذا النموذج يكون اللب ذو معامل انكسار متغير تبعاً للبعد عن محور الليف حيث يكون له قيمة أعظمية عند محور الليف وتتحفظ تدريجياً بالابعد عن المحور.

ووفقاً للمعيارين السابقين فإنه يوجد في الواقع العلمي ثلاثة أنواع للألياف:

- 1- الليف وحيد النمط ذو معامل الانكسار الدرجى .Mono Mode Step-Index Fiber
- 2- الليف متعدد الأنماط ذو معامل الانكسار الدرجى . Multimode Step-Index Fiber
- 3- الليف متعدد الأنماط ذو معامل الانكسار المدرج .Multimode Graded-Index Fiber

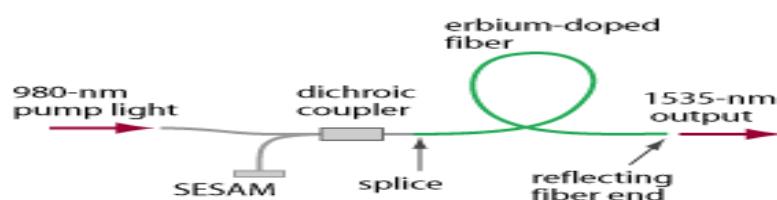
تستخدم عادة الحزم الضوئية المدرجة في الجدول 2.1 للإرسال في الليف الضوئي حيث أن التطور في أنواع الألياف الضوئية فتح النافذة على الحزمة E-band، فهذه الحزمة لم تكن ذات فعالية في السابق بسبب الفقد المرتفع في هذا المجال ولكن حديثاً تم تخفيض الفقد بشكل كبير عند استخدام الحزمة E، لذلك فإن الحزمة E-band هي الأكثر فاعلية من أجل التطبيقات على المسافات القصيرة.

Band	Descriptor	Wavelength range (nm)
O-band	Original	1260 to 1360
E-band	Extended	1360 to 1460
S-band	Short	1460 to 1530
C-band	Conventional	1530 to 1565
L-band	Long	1565 to 1625
U-band	Ultra-long	1625 to 1675

الجدول 2.1 الحزم الضوئية.

تقاس قدرة النقل في أنظمة الألياف الضوئية بكمية المعلومات لواحدة الطول والكلفة الموافقة لذلك، حيث أن زوج ألياف واحد يعمل بتردد 640MHz يمكن أن يحمل ما يعادل 10آلاف مكالمة هاتفية بنفس الوقت ولمسافة حوالي 200Km، كما يمكن لقابل يحوي 24 ليف أن يحمل حوالي 120 ألف مكالمة ولمسافة حوالي 200Km، وأنظمة التي تعمل على ترددات 40GHz ولمسافات 50-100 Km يمكنها أن تنقل حوالي مليون مكالمة هاتفية بنفس الوقت.

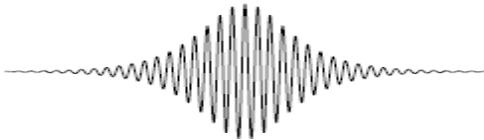
بالإضافة إلى استخدام الألياف في نقل المعلومات يمكن استخدامها كمضخمات الألياف، الشكل 18.1 و تستخدم أيضاً كحساسات وهي أنظمة لالتقط ظواهر مختلفة بهدف قياسها أو التحكم بها مثل مقياس التيار و مقياس الحرارة و مقياس الدوران و نظام حماية المناطق و نظم حماية خطوط الاتصال و نظم الإنذار، وقد دخلت حساسات الألياف بقوة في التطبيقات و في مجالات الطب والعلوم وال المجالات العسكرية كذلك في المجالات المدنية التي لا تقل أهمية عن المجالات العسكرية من حيث التطبيقات على الاتصالات.



الشكل 18.1 مضخمات الألياف.

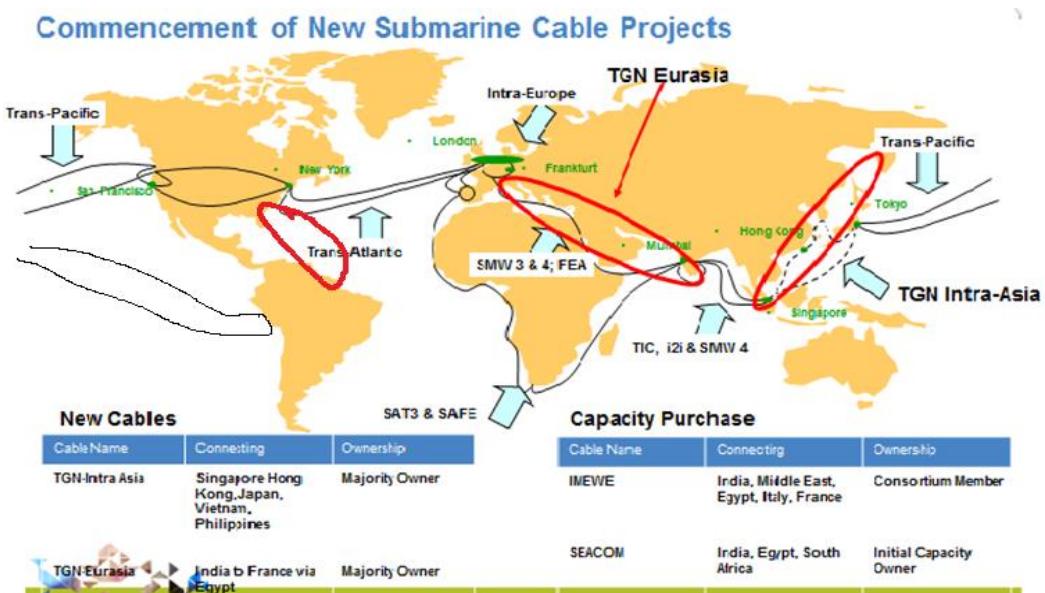
بالإضافة إلى استخدام المضخمات الضوئية بدل المكررات التقليدية فقد تم التوصل إلى فكرة الاتصالات بالسوليتونات وهي عبارة عن إحدى أهم مجالات الاتصال في المستقبل، و السيلوتون نبضات متقاربة جداً ذات طاقة عالية وشكل خاص موضح بالشكل 19.1 وتنتشر بدون تشويه أو تغيير في شكلها،

وتشتمل السيلوتوныات في أنظمة الاتصالات الحديثة ذات السرعات العالية جداً ولكن لمسافات قصيرة كما هي الحال في الأجهزة الطبية الإلكترونية الحديثة.



الشكل 19.1 نبضة السيلوتون.

يوضح الشكل 20.1 التالي الألياف الضوئية حول العالم:



الشكل 20.1 الألياف الضوئية حول العالم.

#### 4. مقارنة بين أنظمة الألياف و أنظمة الاتصال الأخرى:

الألياف ضوئية Fiber optic	كابلات محورية Coaxial cables	زوج أسلاك نحاسية Copper cables	الصفة
صغير	كبير	كبير	حجم وزن عند معدل نقل معين
لا يوجد	يوجد	يوجد	مشاكل التأريض
لا يوجد	يوجد	يوجد	مشاكل الكهرباء الساكنة
$10^{-9}$	$10^{-6}$	$10^{-6}$	معدل الأخطاء
لا يوجد	يوجد	يوجد	قابلية الانفجار
صعب جداً	سهل	سهل	سرقة المعلومات

الجدول 3.1 مقارنة بين أنواع الكابلات.

#### 5. شبكات الاتصال الضوئية (Optical Communication Networks )

تستعمل لتوصيل أجهزة الحاسوب الموجودة في مساحة ما مع بعضها البعض، مثلاً إذا كان 10 أشخاص

يعملون مع بعضهم في نفس المكتب فمن المنطقي أن يكونوا متصلين مع بعضهم. وبهذا يمكن للأشخاص العشرة استعمال طابعة واحدة فقط، وبنفس الطريقة يمكن مشاركة أجهزة أخرى مثل المودم و الماسحات الضوئية، والأهم من ذلك هو مشاركة المعلومات.

الأهداف التي نجنيها من شبكات الحاسب هي الاستفادة من الخدمات والتخفيف من سعر الأجهزة. حيث تتمكن الشبكات جميع الحواسيب الموجودة فيها من مشاركة بعضها البعض بمصادرها ومعداتها وذلك بتقديمها الخدمة لها عبر الشبكة، كالمشاركة بالملفات وأجهزة الطباعة و دعم وتنغيل الإدارية والأمن على الشبكة كذلك تفيد الشبكات في دعم برمجيات شبكة مثل البريد الإلكتروني و قواعد البيانات المشتركة وتتنوع شبكات الحاسوب من جوانب مختلفة سواء من ناحية أسلوب ربط المكونات مع بعضها البعض أو التغطية الجغرافية أو الوسائل المستعملة أو تطبيقاتها و استخدامها.

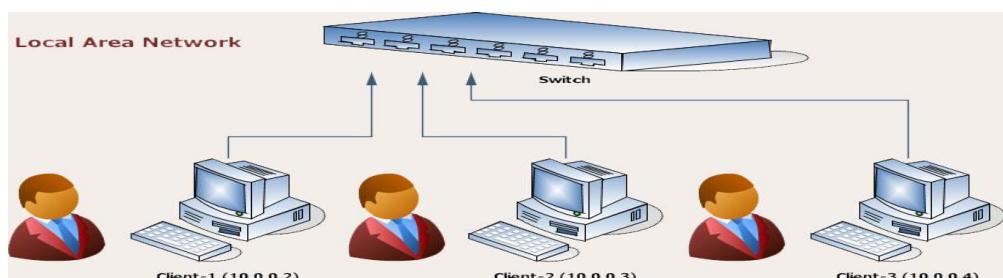
### **1.5. أنواع شبكات الاتصال الضوئية:**

تقسم شبكات الحاسوب من حيث التغطية الجغرافية إلى ثلاثة أنواع :

- 1) الشبكة المحلية (Local Area Network) (LAN)
- 2) الشبكة الواسعة (Wide Area Network) (WAN)
- 3) الشبكات الإقليمية (Metropolitan Area Network) (MAN)

#### **1- شبكات الحاسوب المحلية (LAN):**

الشبكة المحلية موضحة بالشكل 21.1 وهي شبكة من الحواسيب تنقل المعلومات بسرعة عالية ضمن مساحة جغرافية محدودة (مثلا: بناء واحدة أو عدة أبنية) وترتبط هذه الشبكة مجموعة من محطات العمل مع بعضها، وذلك بما يتيح لهذه المحطات تشارك موارد الشبكة من عتاد وبرمجيات إضافة إلى تمكين مستخدمي الشبكة من تبادل الملفات والاتصال فيما بينهم عبر البريد الإلكتروني والجلسات الحوارية .



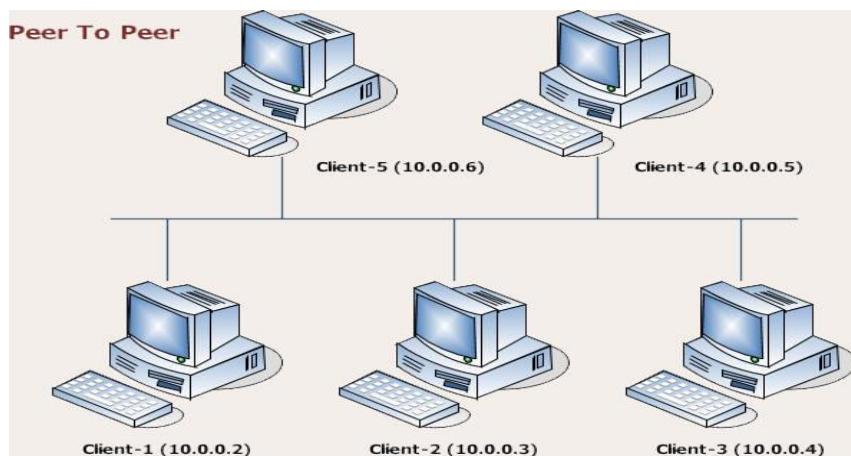
الشكل 21.1 الشبكة المحلية LAN.

الشبكات المحلية تميز بكونها محدودة جدا في المسافات (لا تتجاوز بعض الكيلومترات) بين الحاسوب التي تربطها أو كونها كذلك مملوكة من مؤسسة ما، إلا أنه يمكن ربط عدة شبكات محلية في أماكن مختلفة وذات استعمالات مختلفة ببعضها البعض بواسطة أجهزة ملحقة (مثل مسارات الربط).

تتميز شبكة الحاسوب المحلية بسرعتها الفائقة لنقل البيانات في الشبكات العالية السرعة والتي تتراوح سرعتها بين 10 إلى 100 أو 1000 ميجا بت في الثانية وذلك حسب الوسيط و التقنيات المستعملة (كوابيل محورية، ألياف ضوئية).

## 1.1 أنواع الشبكات المحلية:

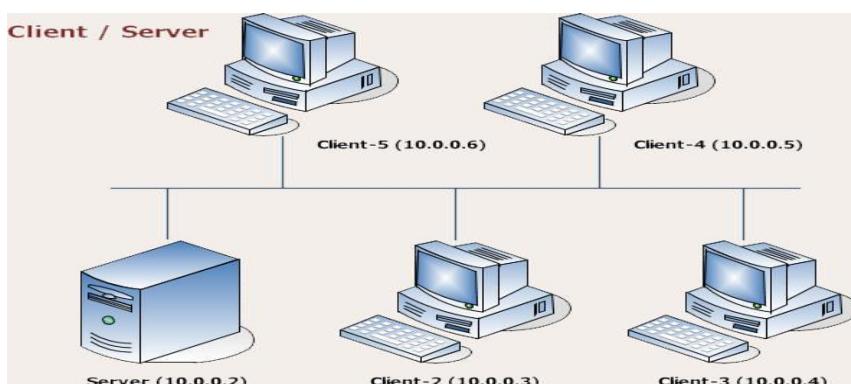
### 1- شبكة الند للند Peer To Peer



.الشكل 22.1 شبكة Peer To Peer

هي شبكة تتكون من مجموعة من أجهزة الحاسوب متصلة بعضها بغرض المشاركة في البيانات والمعلومات والموارد المتاحة في الشبكة وفيها لا ينفرد أي جهاز حاسوب بتقديم خدمة معينة أو بلعب دور مميز لا يقوم به غيره من الأجهزة بل أن جميع أجهزة الحاسوب في هذه الشبكة تكون متساوية في الدور الذي تلعبه و تكون جميع الأجهزة متساوية في الإمكانيات المادية والصلاحيات و يعمل كل جهاز كخادم لنفسه، الشكل 22.1.

### 2- شبكة الخادم والعميل Client / Server



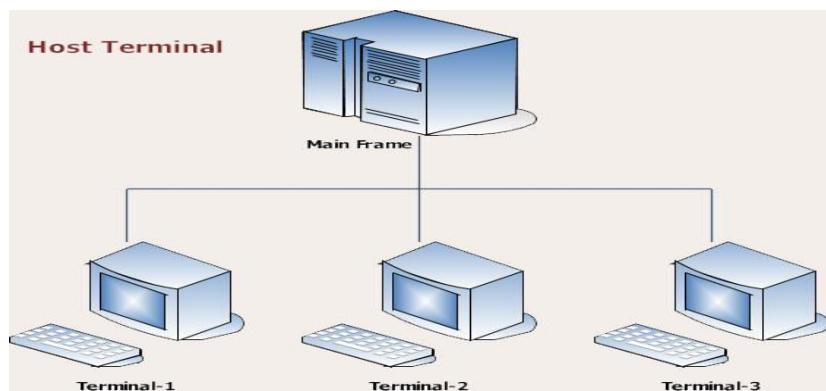
.الشكل 23.1 شبكة Client/ Server

و في هذا النوع من الشبكات ينفرد أحد الأجهزة بتقديم خدمة مميزة لا يقوم أحد غيره بتقديمها و في هذه الحالة يطلق على هذا الجهاز اسم Server و يلقب باسم الخدمة التي يقدمها على الشبكة فإذا كان يقدم خدمة الطباعة فيطلق عليه خادم الطباعة Print Server و إن كان يقدم خدمة البريد الإلكتروني فإنه يطلق عليه اسم خادم البريد Mail Server أما باقي الأجهزة التي تستفيد من الخدمات التي يقدمها Server يطلق

عليها Clients (عملاء) و يتطلب الجهاز الذي يعمل كخادم نظام تشغيل خاص مثل FreeBSD، الشكل

.23.1

### 3- شبكة النظم المضيفة : Host Terminal



الشكل 24.1 شبكة Host Terminal.

وهي شبكة تشبه شبكة الخادم والعميل و هي تحتوي على جهاز رئيسي Main Frame يحتوى على وحدة معالجه مركزيه ترتبط بها مجموعه من الوحدات الطرفية و هي (شاشة و لوحة مفاتيح) و كل وحده طرفية عبارة عن شاشه و لوحة مفاتيح فقط و تتم المعالجة داخل Main Frame لجميع الوحدات الطرفية، الشكل 24.1.

#### 2.1 طرق الوصول إلى الشبكة:

كي تتمكن الأجهزة الموجودة في الشبكة المحلية من تبادل المعلومات فيما بينها لا بد لها من مجموعة من قواعد الاتصال المعيارية المتفق عليها مسبقاً، وتدعى هذه القواعد بروتوكولاً فمن أجل إرسال رسالة من جهاز إلى آخر عبر الشبكة، تجراً الرسالة في الطرف المرسل إلى وحدات بيانات تدعى الحزم وترسل هذه الحزم عبر خطوط الاتصال ليعاد تجميعها في الطرف المستقبل وهناك عدة بروتوكولات تستخدم لحل مشكلة تشارك وسط النقل في الشبكات المحلية.

#### 3.1 مكونات الشبكة المحلية:

ت تكون شبكات المنطقة المحلية من أربعة مكونات أساسية:

1. أجهزة الخدمة : وهي كمبيوتر تقوم بتنظيم إدارة الشبكة ومركزية المعلومات وأمنها. ويقوم بالعمل على هذه الأجهزة أشخاص لهم الصلاحية بذلك.
2. أجهزة محطات العمل: وهي أجهزة يقوم مستخدمو الحاسب في الشبكة بأداء عملهم عليها.
3. نظام تشغيل الشبكة: وهو نظام تشغيل صمم خصيصاً لذلك، حيث يقوم بارسال واستقبال المعلومات خلال الشبكة.
4. أدوات وبرامج الربط: وهي وسائل مكونة من معدات مع برامجها، صممت لتقوم بتسهيل تنقل المعلومات.

كما أن هناك مكونات غير أساسية تربط مع الشبكة وتحتاج حسب الحاجة إليها مثل الطابعات والناسخات والفاكس والمساحات الضوئية ... الخ.

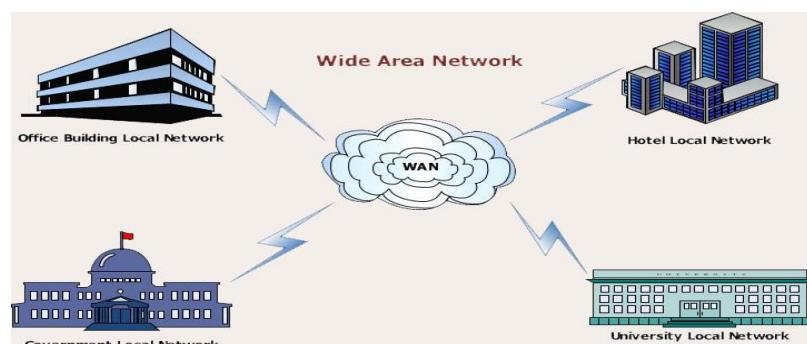
#### 4.1 مزايا الشبكة المحلية LAN:

1. سرعة نقل المعلومات.

2. محدودة التوسيع الجغرافي.

3. التقنية بشكل عام أقل تكلفة من غيرها من التقنيات مثل WAN(Wide Area Network).

#### 2- الشبكات الواسعة WAN (Wide Area Network)



الشكل 25.1 الشبكات الواسعة WAN.

الشبكة الواسعة WAN، الشكل 25.1 وهي شبكة كمبيوتر ضمن مساحة جغرافية أوسع من الشبكة المحلية LAN.

وقد تشمل الشبكة الواسعة عدداً من الشبكات المحلية، وقد تستخدم خطوط الهاتف والأقمار الصناعية وغيرها من وسائل نقل البيانات. وتتمكن فائدة الشبكات الواسعة في أنها تتيح نقل آمناً وسريعاً للمعلومات بين العقد المختلفة، ناهيك عمّا يمتاز به نقل المعلومات عبر الشبكة الواسعة من موثوقية عالية، وانخفاض الكلفة. ولعل المنظمات والشركات الكبيرة التي تنتشر فروعها في أرجاء العالم المختلفة هي من يحقق الاستفادة الكبرى من الشبكات الواسعة، لأن هذه الشبكات تتيح لها الاتصال مع موظفيها وزبائنها وشركائها عبر العالم. وللشبكات الواسعة دور كبير في تشجيع وتحفيز الأعمال الإلكترونية (E-business) التي انتشرت في عصر الانترنت. وفي الغالب، تقوم شركات الاتصالات الحكومية (Public Telecommunications Companies) في البلاد المختلفة بالإشراف على الشبكات الواسعة وصيانتها، كما تقدم هذه الشركات خدمات معينة لمستخدمي الشبكات الواسعة مثل خدمة الخط المستأجر Leased Line.

أما عن طريق توصيل الأجهزة ببعضها في الشبكات الواسعة. فأهمها ما يلي:

1- الوصل نقطة ب نقطة (Point-to-Point Connection): وتعتمد هذه الطريقة الخط المستأجر (leased line) لوصل مكانيين متبعدين على الشبكة بوساطة وصلة وحيدة. ويكون الإرسال عبر هذه الوصلة على نوعين، أما الأول فهو إرسال الحزم المعونة (Datagram Transmission) الذي ترسل فيه المعلومات حزمة اثراً حزمه، وأما النوع الثاني فهو الإرسال التدفقي للبيانات (Data-Stream Transmission) الذي ترسل فيه البيانات بآية اثراً بآية. وتتميز هذه الطريقة بأن الخط محجوز بشكل دائم للزبون،

ولكنها بالمقابل طريقة مرتفعة الكلفة، أما من كانت ميزانيته محدودة، فينبعي عليه استخدام طرق أخرى أقل كلفة، ومنها طريقة التحويل عبر دارة (أو دائرة محطة)، ونوضحها كما يلي:

2- التحويل عبر دارة (Circuit Switching): تختلف هذه الطريقة عن سابقتها في شغلها لخط الهاتف أثناء فترة الاتصال فقط، فهي تشبه طريقة إجراء المكالمة الهاتفية. وتستخدم هذه الطريقة دارة تشكل وصلة فعالية بين الأطراف المرسلة والمستقبلة عبر خط الهاتف، وتبقى هذه الوصلة فعالة من بداية الاتصال حتى نهايته حيث تلغى عندئذ، وهذا هو السبب الذي يجعل هذه الطريقة منخفضة الكلفة نسبياً. ومن البروتوكولات التي تستخدم هذا التحويل بروتوكول (ISDN).

3- التحويل بالحزم (Packet Switching): وتعد هذه الطريقة الأساس لمعظم شبكات الاتصالات حتى يومنا هذا، ويتلخص مبدأها في تجزئة رسائل المعلومات إلى وحدات صغيرة تدعى الحزم (Packets)، وترسل كل حزمة بمفردها إلى العقدة الوجهة (Destination Node) اعتماداً على بروتوكول يحدد للحزمة المسار (Route) الذي ستسلكه. وتتيح طريقة التحويل بالحزم إمكانية ربط جميع العقد المختلفة في الشبكة الواسعة ببعضها بواسطة وصلة فعلية، كما تتيح تشارك عرض الحزمة (Bandwidth) بين المستخدمين عوضاً عن تقسيمها في ما بينهم. ورغم سرعة هذه الطريقة نسبياً، إلا أنها أبطأ من طريقة التحويل عبر دارة (Circuit Switching)، ولكنها بالمقابل أقل كلفة منها، وهناك مجموعة من البروتوكولات التي تعتمد طريقة تحويل الحزم (Packet Switching).

### 3- الشبكات الإقليمية :MAN (Metropolitan Area Network)



.الشكل 26.1 شبكات الحاسوب الإقليمية MAN.

وهي شبكة تضم عدد من الشبكات في البلد الواحد أو تستخدم لربط المدينة بالعاصمة و يتاح في هذه الشبكة أن تكون ملكية خاصة أو عامة، الشكل 26.1، [32].

#### 2.5. الأجهزة المستخدمة في الشبكات الضوئية :

تستخدم الشبكات مجموعة من الأجهزة الأساسية في تكوينها وهذه الأجهزة هي:

Multiplexers and Demultiplexers-1

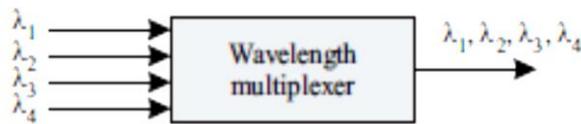
Routers-2

Switches-3

#### :Multiplexers and Demultiplexers -1

وندعوا هذه العناصر المجمع/ مفك التجميع وهو نوع من أنواع المرشحات (Filter) ويقوم Mux أو Multiplexers بتجمیع الإشارات ذات الأطوال الموجية المختلفة عند نقطة الدخل ويقوم

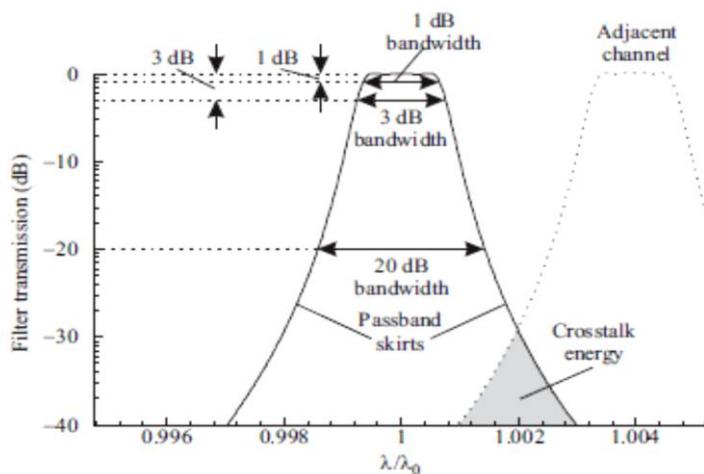
يأخرج هذه الأطوال وإرسالها عبر قناة واحدة الشكل 27.1، بينما يقوم Demux بعمل معاكس تماماً وستخدم هذه العناصر في أنظمة الاتصال التي تعتمد تقنية النفاذ المتعدد بتقسيم طول الموجة WDM و خاصة تلك التي تعتمد على Crossconnects أو Add/Drop Multiplexers والتي سنأتي على شرحها في الفصل الثاني.



الشكل 27.1 طريقة عمل MUX.

ويجب أن تميز هذه العناصر بالخواص التالية:

- ضياعات دخل/خرج منخفضة.
- فقد مستقل تماماً عن حالة استقطاب إشارات الدخل.
- يجب أن يبقى ازياد طول الموجة (Wavelength Shift) أقل من الفراغ بين القنوات Spacing في حالة ازدياد درجة حرارة الوسط إلى الدرجة C 100°.
- يجب أن يكون Pass band عريضاً بشكلٍ كافٍ بحيث إذا ازدادت عدد مراحل الشبكة تبقى الأمواج متباudeة بحيث لا يتعرض للتدخل فيما بينها، ومن ناحية أخرى يجب ألا يزيد انفراج Pass band بشكل كبير حتى لا تنتقل الطاقة عبر القنوات والتي تبدو كتدخل Crosstalk يقلل من فعالية نظام Mux، الشكل 28.1 يوضح المعاملات الأساسية في طيف Mux/Demux، حيث أن  $\lambda_0$  طول موجة المركزية و  $\lambda$  طول موجة الإشارة.
- التكلفة المقبولة، حيث جرى حديثاً دمج عدد من هذه العناصر ضمن شريحة واحدة مثل (السيليكون، InGaAs Polymer).



الشكل 28.1 المعاملات الأساسية في طيف Mux/Demux.

## :Routers -2

ويمكن أن يدعى بالموجه وهو عبارة عن جهاز الكتروني صغير يسمح بتطوير عمل الشبكات من خلال ربط جميع الشبكات معاً، وبالتالي فإن وجود Router ضمن الشبكة يمكن جميع الأجهزة من الاتصال مع

بعضها البعض والاتصال بالانترنت أيضاً، يقوم Router بفحص كل طرد Packet لمعرفة عنوان المرسل وعنوان الوجهة (Target). هناك عدة أنواع من Routers لكن النوعان الأكثر شيوعاً هما (Cisco)، (3com) من نموذج Wi-Fi. يستخدم Router في الشبكات الواسعة التي تعتمد وصلات (TI) وبروتوكول ترحيل الإطارات (Frame Relay)، كما يستخدم في ربط الشبكات المحلية بالشبكات الواسعة، ويقوم الكثير من هذه الموجهات بوظيفة الجدار النارى (Firewall) أيضاً، ويمكن الاستفادة من هذه الميزة لتوفير درجة عالية من الأمان (Security) عند ربط الشبكات الواسعة بالانترنت، كما يستفاد منها أيضاً في مراقبة السياسة الأمنية داخل الشبكات الواسعة. ومن الجدير بالذكر انه يمكن ربط موجهين (Routers) في موقعين متبعدين عن بعضهما داخل الشبكة الواسعة عبر جهاز له منافذ عددة (Multiport) بسمى محول الشبكات الواسعة (WAN Switch). وعند نقل المعلومات عبر الشبكة باستخدام الخطوط الهاتفية التواصلية (Analog)، يستخدم جهاز المودم (Modem) لتحويل الإشارات الرقمية التي يستخدمها الكمبيوتر إلى إشارات مستمرة (Analog) تنقل عبر الخطوط المذكورة، ومن ثم يجري عكس هذه العملية عند الطرف المستقبل.

وتشتمل الأن تقنية جديدة تدعى الشبكة الرقمية للخدمات المتكاملة (Integrated Services\_Digital Network-ISDN)، حيث تنقل الإشارات الرقمية دون تحويل عبر جهاز يسمى الموائم الطرفي للشبكات الرقمية ذات الخدمات المتكاملة (ISDN Terminal Adapter) ، وتصل سرعة النقل في هذه التقنية إلى [2] 128Kbps

### **:Switches -3**

ويمكن أن تدعى باسم المبدلات وتشبه Routers من ناحية العمل الذي تقوم به ولكنها غير قادرة على ربط شبكات LAN معًا إلى شبكة WAN، كما أن الشبكات التي تحوي Switches فقط يجب أن تنصب أحد حواسب الشبكة ليقوم بوظيفة Gateway لتمكن حواسب الشبكة من الوصول إلى الانترنت ويجب أن يتتوفر مع هذا الجهاز موائمه طرفيان Adapters أحدهما من أجل الوصول إلى شبكة LAN والأخر من أجل شبكة WAN، بينما يقوم Router بجميع وظائف Gateway [1].

#### **1.3 :Switches**

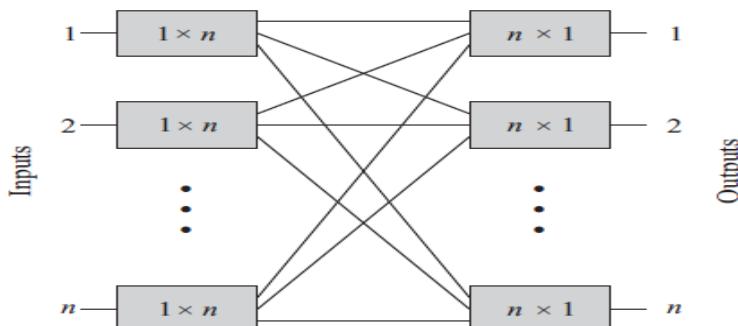
- 1- المبدلات النصف ناقلة .Semiconductor Optical Amplifier Switches
  - 2- المبدلات الالكتروضوئية .Electro Optic Switches
  - 3- مبدلات الكريستال السائل Liquid Crystal Switches
  - 4- مبدلات نظام العمل الميكروي .Micro Electro Mechanical System (MEMS) Switches
  - 5- المبدلات الميكانيكية .Bulk Mechanical Switches
- الجدول 4.1 يقارن بين هذه الأنواع وأنواع أخرى وذلك من حيث عدد Switches التي يتضمنها كل نوع والضياع والتدخل وزمن التبديل.

Type	Size	Loss (dB)	Crosstalk (dB)	Switching Time
Bulk mechanical	$8 \times 8$	3	55	10 ms
2D MEMS	$32 \times 32$	5	55	10 ms
3D MEMS	$1000 \times 1000$	5	55	10 ms
Thermo-optic silica	$8 \times 8$	8	40	3 ms
Liquid crystal	$2 \times 2$	1	35	4 ms
Polymer	$8 \times 8$	10	30	2 ms
Electro-optic $\text{LiNbO}_3$	$4 \times 4$	8	35	10 ps
SOA	$4 \times 4$	0	40	1 ns

الجدول 4.1 مقارنة بين أنواع المبدلات (Switches) المفردة، من حيث الحجم والفقد والتدخل وزمن التبديل.

### 2.3 بنية Switch الداخلية:

تدمج عدة مبدلات معاً لتشكل Large Switch لذلك وجدت عدة طرق لدمج تلك المبدلات مكونة عدة أشكال من البنى الداخلية فمثلاً البنية Spanke الموضحة في الشكل 29.1 يكون عدد Switches فيها  $2n$  وكل Switch له مدخل واحد ومخرج [1].



الشكل 29.1 البنية الداخلية للمبدل.

يوجد عدة نماذج من البنى الداخلية مثل Crossbar و Clos وغيرها والجدول 5.1 يوضح هذه النماذج مع مقارنة بينها من حيث عدد المبدلات التي تتضمنها وقيم الفقد المقابلة لكل نوع [1، 2].

Architect	No. Switches	Max. Loss	Min. Loss
Crossbar	$n^2$	$2n - 1$	1
Clos	$4\sqrt{2}n^{1.5}$	$5\sqrt{2n} - 5$	3
Spanke	$2n$	2	2
Beneš	$\frac{n}{2}(2\log_2 n - 1)$	$2\log_2 n - 1$	$2\log_2 n - 1$
Spanke-Beneš	$\frac{n}{2}(n - 1)$	$n$	$\frac{n}{2}$

الجدول 5.1 مقارنة بين أنواع المبدلات المدمجة.

و هناك أجهزة أخرى يمكن أن تشارك في الشبكة مثل- Channel Service Unit/Data Service Unit- CSU/Dsu وهذا الجهاز يربط الخط المستأجر (Leased Line) من شركة الاتصالات الحكومية مع تجهيزات الزيون مثل الموجة (Router)، فهو شبيه بالمودم إذ يحول هذا الجهاز حزم المعلومات الرقمية المعدة للنقل داخل الشبكات المحلية إلى حزم يمكن التعامل معها في الشبكات الواسعة [1].

الآن وبعد أن قدمنا شرحا موسعا عن الشبكات الضوئية، نطرح السؤال التالي، ما هي طريقة النفاذ التي تستخدمها تلك الشبكات للوصول إلى الزبائن؟  
إن إحدى هذه الطرق وأهمها هي النفاذ المتعدد باستخدام التجمييع بتقسيم طول الموجة

### **Wavelength Division Multiplexing (WDM)**

والتي سنأتي على شرحها بالتفصيل في الفصل الثاني من هذا البحث.

## الفصل الثاني

### نظام إرسال يعمل بطريقة النفاذ المتعدد عن طريق تقسيم طول الموجة WDM

#### 1. مقدمة حول نشوء WDM ووضعها في الخدمة:

تعتبر تقنية النفاذ المتعدد عن طريق تقسيم طول الموجة (Wavelength Division- Multiplexing) WDM نتاج بحث دام قرابة مئة عام على تكنولوجيا الاتصالات الضوئية، فمنذ بداية نشوء الليف الضوئي عام 1954 تعزز استخدامه مع التقدم الهائل لتكنولوجيا الليزر، ثم ظهرت عدة تحديات تجلت بالاتخام والتشتت وتم التغلب عليها من خلال تقنية WDM وما رافق ذلك من تطوير لعدة أنواع من الليزرات والمضخمات وغيرها من تقنيات ترشيح طول الموجة.

في عام 1791 ابتكر Clod Shabeい التلغراف الذي يعطي إشارة ضوئية والذي يعتبر الصيغة الأقدم من شبكات الاتصال عبر الألياف الضوئية، ويتكون التلغراف من لوحين من الخشب يدوران على محور بارتفاع خمسة أقدام ومطليان بالأسود والأبيض من الجهتين، ثم تمكن لاحقاً من إرسال المعلومات حتى عشرة أميال و وضع كتابه الأول حول الرموز التي كان يستخدمها، فقد تمكن هذا المخترع من إرسال تسعة كلمات في أربعة دقائق. ثم انتشر التلغراف بسرعة في فرنسا وغيرها وبعد تطوير هذه التقنية أصبح بالإمكان إرسال معلومات بمعدل 160 bps وتحويل الرموز إلى مرادفاتها من ASCII.

الاختراع اللاحق التالي كان عن طريق Ailcsander Graham Bill باختراعه المعروف "الهاتف ذو الصورة" عام 1876 الذي كان يسمح بإرسال الصوت والصورة بواسطة حزمة من الضوء، ثم تمت التحسينات على الهاتف حتى تمكن فريق من الباحثين في مختبرات (Corning Glass) عام 1970 من ابتكار ألياف الأدلة الموجية (Optical Waveguide)، التي يمكنها نقل كمية من المعلومات أكثر 65000 مرة من قدرة أي سلك نحاسي آخر و القادرة أيضاً على حمل الضوء المتماسك لمسافة تصل إلى آلاف الأميال، وهذه الأدلة الموجية تساهم بالتالي في تخفيض الضياعات. خلال عام 1977، تم توظيف الألياف الضوئية في الاتصالات عبر الهاتف حيث وصلت سرعتها إلى 6Mbps إلى جانب 672 قناة صوتية عن طريق الهواتف العادية والالكترونية وفي هذه الأثناء ظهرت الشبكات الحديثة التي تعتمد الاتصال عبر الألياف الضوئية، إن كل هذه التطورات مهدت الطريق أمام اكتشاف تقنية WDM [8],[9],[29].

كانت الأنظمة الضوئية التي ظهرت مبكراً ترسل حزمة واحدة فقط من الضوء في قلب الليف الزجاجي، الذي تتجاوز سرعة نقله Tb/s 160، وبما أن المحطات الالكترونية لديها قدرة معالجة تصل إلى فقط فإن السعة المستخدمة تقربياً هي ربع المجال الأعظمي من مساحة الليف، ومع بداية عام 1992 انتشرت WDM وتقنيات التضخيم الضوئية الحديثة ذات سرعات وصلت إلى مرتبة Tb/s في بعض المختبرات بالنسبة لليف ضوئي طوله 240km، كذلك استفادت شركات الاتصالات من البنية التحتية في تطبيق تقنية WDM حيث سرعات النقل تتراوح بين (40-100)Gbps، وبالتالي تعتبر WDM مستقبل الاتصالات الضوئية الحديثة [1].

كان أول استخدام تجاري لنظام يعمل بتقنية WDM مع بداية 1980s. حيث استخدمت في تشكيلة WDM إما موجتين أو أربعة أمواج فقط من المجال (0.8,1.3μm) وذلك ضمن ألياف من نوع (MMF) وفي ذلك

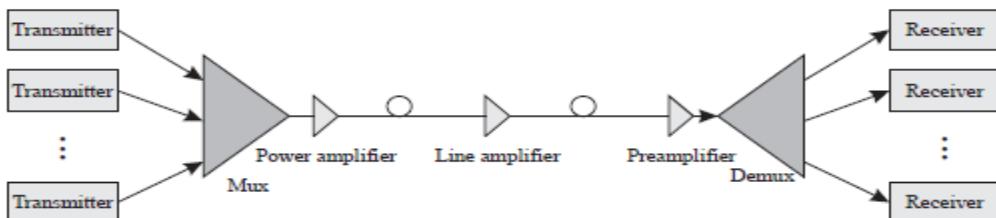
طبعاً هدراً كبيراً لقدرة نقل الليف، لذلك كان لابد من استخدام الليف وحيد النمط (SMF) لتحقيق فعالية أفضل، و لاتزال الأبحاث جارية من أجل الحصول على قدرة نقل عالية جداً باستخدام تقنية DWDM، وقد تمكن مؤخراً الفريق الياباني (NTTC) (Nippon Telegraph- and Telephone Corporation) من الوصول إلى سرعة نقل 69.1Tb/s على ليف ضوئي طوله 240 km حيث استخدمت 432 موجة مستقلة بسرعة وصلت إلى 171Gb/s لكل موجة. واستناداً إلى التقارير التي صدرت عن هذا الفريق فإنه يعمل على زيادة السرعة حتى 100Gb/s لكل موجة أي سرعة النقل عبر الليف ستصل إلى 10Tb/s [1].

ولكن إذا تم الاعتماد على التقارير الصادرة عن فريق Ray Mota فإن الأداء الأعظم يكون في شركة Comcast التي وظفت في شبكتها العالمية أعظم IP-over-WD بمعدل 40Gb/s. ثم تجلّى الاستخدام الآخر في بصريات Cisco وأجهزة Nortel للإرسال، و التطبيق الآخر كان في شركة NTT الموجودة في اليابان والتي قدمت شبكة اتصال بسرعة وصلت إلى 40Gb والتي خدمت Wide-Area Ethernet Network. كما وظفت شركة Deutsche Telekom هذه التقنية في شبكة وصلت سرعتها إلى 40Gb/s في أجهزة Ericsson. و عملت شركة Sprint Nextel على زيادة سرعة الشبكات لديها من 40Gb/s إلى 10Gb/s باستخدام تقنية WDM. نذكر أيضاً شركات أخرى مثل AT&T التي تمكنت في عام 2008 من إتمام شبكة اتصال بطول 80.000 miles وبسرعة إرسال وصلت إلى 40Gb/s كما هي الحال في تطبيقات Nokia، و وظفت شركة Verizon الخطوط 40Gb/s حيث تتألف الشبكة من 128 قناة تعمل عند الحزم 1554nm وحتى 1608nm ومسافة الاتصال تمتد لتصل إلى 4000km [1].

## 2. مبدأ عمل نظام اتصال يستخدم WDM:

### 1.2. العناصر الأساسية لنظام إرسال يعمل بتقنية WDM:

يعتمد نظام WDM على تقسيم كامل عرض المجال الضوئي إلى عدد من الحزم الصغيرة أو القنوات، ثم ترسل هذه القنوات بشكل متزامن ومترا白衣 حيث تبقى كل إشارة مستقلة عن الأخرى [1].  
يبين الشكل 1.2 التالي المكونات الأساسية في نظام WDM:



الشكل 1.2 المكونات الأساسية في نظام WDM.

يتتألف النظام بشكل أساسى من قسم الإرسال ثم المجمع الضوئي، الليف الضوئي ثم مفكك التجميع الضوئي وأخيراً قسم الاستقبال، ويحتاج النظام بالإضافة إلى ذلك إلى مجموعة من المضخمات الضوئية التي تتوزع على طول مسافة الإرسال.

### 2.2. آلية عمل نظام اتصال يستخدم WDM:

بشكل عام يمكننا أن نلخص عمل نظام WDM بما يلى:

يتتألف المرسل من مجموعة من الليزرات DFB ذات تعديل مباشر أو خارجي وذلك حيث يكون لكل طول موجة المعدل الخاص بها، ثم يتم جمع الإشارات ذات الأطوال الموجية المختلفة بواسطة مجمع

ضوئي ويستخدم مضخم استطاعة ضوئي لزيادة طاقة الإرسال بعد مسافة معينة من المجمع ثم ترسل بعدها عبر الليف الضوئي ولأن الإشارة تتحامد أثناء النقل لذلك تستخدم المضخمات الضوئية عند مسافات محددة على طول خط النقل وفي كل مرحلة تضخيم نجد أن هناك حاجة لإضافة معلومات التشتيت وذلك وفقاً لمعدل الإرسال ونوع الليف الضوئي المستخدم، وقبيل مرحلة الاستقبال تضخم الإشارة مجدداً بواسطة مضخم أولي (Preamplifier) ثم تأتي مرحلة فك التجميع الضوئي وفي هذه المرحلة تكشف كل موجة بواسطة كاشف ضوئي خاص بها وتزود الإشارة إلى المستقبل المطلوب.

كما هو واضح من تصميم النظام WDM فإنه يمنحك قدرة عالية على نقل كمية كبيرة من المعلومات على نفس الليف الضوئي كما أنها من النق提ات الأكثر أماناً في مجال نقل المعلومات وتستخدم في نقل مقاطع الفيديو مع إمكانية كبيرة في التحكم بالمعالجة والتطبيق.

يمكن تقسيم WDM إلى قسمين أساسين : الأول WDM العادي، والثاني هو Dense WDM. تتطلب WDM طاقة أقل بالمقارنة مع DWDM، وتستخدم الليف وحيد النمط (SMF) أو الليف متعدد الأنماط (MMF)، ويمكنها استخدام منابع ضوء عادية مثل LEDs، ولكن بالمقابل فإن WDM ذات سعة أقل ومجال أضيق، بينما DWDM ذات سعة أكبر فيمكن إرسال 64-128 طول موجة على نفس الليف أي يكافئ ستة ملايين مكالمة هاتفية على كبل يتألف من 24 ليف، بالإضافة إلى أن سرعة DWDM أكبر من WDM في نقل المعلومات وقدرة التضخيم فيها تكون عالية بفضل المضخمات الحديثة التي تعتمد عليها. ولكن هذا يزيد من التكلفة لأن الليزرات العالية الدقة والمرشحات المتغيرة ومضخمات EDFAs المستخدمة كلها ذات تكلفة عالية، و مع أن النوعان يمتازان بكثافة الأمواج الضوئية المرسلة عبرهما إلا أن المسافة بين القنوات دوراً هاماً قد يؤدي تقاربها بشكل كبير كما في DWDM إلى تداخل غير مفيد بين القنوات وبالتالي تشوّه الإشارة المرسلة. ويكون التباعد بين القنوات في نظام الاتصال WDM العادي بحدود 4-10 nm، أما في DWDM فإن التباعد بين القنوات بحدود 1nm أو أقل، وقد يصل في بعض الحالات إلى 0.1nm، أي تكون كثافة الأمواج في DWDM أكبر. في WDM تقسم المنطة بين الموجتين 1540-1570 nm إلى 4 قنوات، وهي 1540nm، 1550nm، 1560nm، 1570nm، بينما خصصت أنظمة DWDM لاستخدامات أوسع، حيث يقسم عرض المجال الضوئي إلى 32 قناة أو أكثر وفي الوقت الراهن يستخدم الطول الموجي 1550nm في النوعان، فعند هذا الطول يكون التحامد أصغرياً وأن المضخمات الضوئية المستخدمة في DWDM و WDM تعمل بشكل فعال جداً عند الموجة 1550nm.

إذاً بعد استخدام نظام WDM أقل تكلفة من نظام DWDM ولكن أقل فاعلية بالمقابل، وأجل هذا السبب فإن شركات الاتصالات الحديثة تستخدم DWDM أكثر وتعتبرها بمثابة العمود الفقري لشبكات الاتصال

[3].

تخضع هذه الخطوات التي تم ذكرها لمعايير التصميم وباعتبار أن النظام الذي نقترحه هو نظام رقمي Digital System - مع أنه يمكن الإرسال بشكل تماثلي Analogue -، فإن كل بت مرسى يجب أن يصل إلى المستقبل المطلوب بدون تشويه ويكون المقياس المعتمد لجودة الإشارة هو معدل خطأ البت Bit Error Rate (BER) أو معامل الجودة Quality Factor (Q) وتعتبر قيمة معدل الخطأ المقبولة واقعة في المجال ( $10^{-9} - 10^{-15}$ ) أما قيمته المثالية فهي  $10^{-12}$  وتعتمد على كمية الضجيج التي يضيفها كل عنصر في نظام WDM.

وكذلك نعتبر أن تعديل المرسل خارجي وبطريقة (NRZ Non-Return to-Zero)، فالتعديل الخارجي لشعاع الليزر أفضل من التعديل المباشر الذي يسبب تغير تردد إشارة الحامل مع الزمن وحدث تعريض زائد غير مرغوب في طيف الإرسال بالمقارنة مع التعديل الخارجي [1].

### 3. معايير تصميم نظام اتصال WDM [1],[2]:

عند تصميم نظام إرسال يعمل بتقنية WDM يجب أخذ الاعتبارات التالية بعين الاعتبار:

#### 1.3. تصميم المرسل:

المعاملات التي يجب الانتباه إليها جيداً أثناء تصميم المرسل هي طاقة خرج المرسل  $P_{out}$ ، وزمن الصعود والهبوط، ونسبة الإطفاء ( $r$ ) الذي يعبر عن نسبة الطاقة المرسلة عند إرسال 1bit إلى الطاقة المرسلة عند إرسال 0bit، ونموج التعديل، ونسبة تخميد التواقيعات أو الحلقات الجانبية، ودقة واستقرار طول الموجة، وكذلك ضجيج الشدة النسبي (RIN) .Releatively Intensity Noise

تعتمد طاقة الإرسال  $P_{out}$  بشكل أساسي على نوع الليزر المستخدم، فإذا كان الليزر من النوع DFB فإن طاقة الخرج له بحدود (1mW) وحتى (10mW) أي من (0dBm) وحتى (10dBm)، ويقوم مضخم الاستطاعة الضوئي بزيادة قيمة طاقة الإرسال حتى (50mW) أي (17dB) ولكن عندما تصل الطاقة إلى الحدود العليا يجب الانتباه إلى الآثار اللاخطية الناجمة وكذلك تؤخذ شروط الأمان بعين الاعتبار. كما يجب أن تكون طاقة الإرسال في حالة وجود ضجيج يؤثر عليها أعلى من طاقة الإرسال في حالة عدم وجود ضجيج وتعتبر المضخمات من أهم العناصر المساعدة للضجيج.

ترتبط  $P_{out}$  إلى حد بعيد بالعامل  $r$ . نظرياً قيمة  $r$  تساوي  $\infty$  وعملياً تكون قيمة  $r$  ضمن المجال (10-20) وإذا فرضنا  $P$  معدل طاقة الإرسال و  $P_1$  طاقة إرسال 1bit، و  $P_0$  طاقة إرسال 0bit فإن أفضل حالة نظرياً

$$P_0 = 0, P_1 = 2P$$

وعملياً، طاقة إرسال (0 bit) :

$$(1.2) \quad P_0 = \frac{2P_{out}}{r+1}$$

طاقة إرسال (1 bit) :

$$(2.2) \quad P_1 = \frac{rP_{out}}{r+1}$$

تنجم تقلبات الشدة في خرج شعاع الليزر عن الانعكاسات عند نقاط الاتصال وعلى حواجز الفراغات في الليف [1].

#### 2.3. استقرار طول الموجة:

يؤثر على استقرار طول الموجة العوامل التالية: الحرارة، عمر الليزر وتيار تشغيل الليزر. من المعروف أن مادة تصنيع Mux/Demux هي السليكون أو السيليكا والتي معاملها الحراري  $C^0 = 0.01\text{nm}/\text{C}^0$  وهي قيمة صغيرة ومثالية نسبياً كذلك فإن استخدام ليزرات DFB ذو العامل الحراري  $C^0 = 0.1\text{nm}/\text{C}^0$  يعتبر جيداً، وجميع مكونات النظام الأخرى ذات عامل حراري صغير. كما ويوثر عمر الليزر على استقرار الموجة التي يصدرها ويقوم صانعو الليزر بإضافة هذا العامل إلى الشريحة ويوصف بالقيمة  $\pm 0.1\text{nm}$ . ولتيار تشغيل الليزر أثراً بالغ الأهمية على استقرار الموجة فقيمتها النموذجية من  $100\text{MHz}/\text{mA}$  وحتى  $1\text{GHz}/\text{mA}$ ، بحيث أن الليزر يعمل وفق أحد النمطين التاليين: "طاقة خرج ثابتة" أو "تيار تشغيل ثابت"؛ فيجب أن تبقى هذه القيم ثابتة ما أمكن، "ثبت تيار التشغيل" يعني أن موجة الليزر يجب أن تتحرف عن موضعها إذا تغيرت قيمة تيار التشغيل. أما طاقة خرج الليزر فتناقص مع مرور الزمن

ولإبقاءها ثابتة هذا يعني زيادة تيار التشغيل بعد فترة من الزمن مما يعني انحراف بسيط لطول الموجة، وهنا تظهر أهمية المسافة بين القنوات فإذا كانت كافية مثلاً 100GHz فإن انحراف بسيط لطول الموجة لا يعتبر أمراً ذا أهمية بالغة ولكن مع أنظمة DWDM حيث فراغ القناة ينخفض إلى 50GHz يكون من الضروري جداً جعل تيار التشغيل ثابتاً ما أمكن [1].

### **3.3. تصميم المفك والمجمع :MUX, DEMUX**

إن المبدأ الأساسي في عمل MUX/DEMUX هي اعتمادها على قطر لب الليف الضوئي في الدخل والخرج، فعملياً، يجب أن يكون قطر قلب ليف الخرج كبيراً وذلك لنضمن تسطح حزمة العبور Flat Band Pass، وانخفاض الضياعات أثناء عبور الموجة من الليف إلى MUX/DEMUX وبالعكس، كما يجب أن يكون كلاً من MUX/DEMUX حساساً لنمط استقطاب إشارة WDM التي ترد إليه، وببقى الأمر الأكثر أهمية هو في قدرة DEMUX على فصل القنوات دون حدوث تداخل بين الأمواج (Crosstalk). فلهذه الاعتبارات جميعها اعتمدت معظم أنواع MUX/DEMUX في تسعينيات القرن الماضي على الألياف ذات القلب متعدد النمط (Multimode Fibers)، ولكن وفي نهاية عام 1999 تم استخدام مصغوفة من العدسات المايكروية التي صنعت من الألياف وحيدة النمط (Single Mode Fibers) التي تدمج معاً على شريحة سيليكونية واحدة. واستخدمت هذه العدسات في تصنيع MUX ذو 32 قناة، حيث أصبح الليف الذي له قطر لب (10 $\mu\text{m}$ ) يسلك سلوك ليف ذو قطر لب (80 $\mu\text{m}$ )، وهذه الطريقة مكنت من الحصول على MUX ذو فراغ 1nm بينما يكون عرض حزمة القناة الواحدة 0.7nm عند العمل في المنطقة 1.55 $\mu\text{m}$ ، وهذا لابد من الإشارة إلى أنه ينطبق على MUX و DEMUX نفس شروط التصميم حيث يستخدم العنصر نفسه إما MUX أو DEMUX وذلك بحسب جهة انتشار الضوء، وذلك لأن الوسط العازل يمتاز بتلازم التبادلية مع الأمواج الضوئية [1].

### **4. اختيار نوع الليف الضوئي:**

في الواقع إن اختيار الليف المناسب يعتبر مسألة هامة فمن الضروري الانتباه إلى عدة أمور مثل الضياعات والأثار اللاخطية وسهولة الفك والتركيب. ومن المعروف أن الألياف نوعين الأول الليف وحيد النمط SMF والثاني الليف متعدد الأنماط MMF وهناك نوعان آخران ينتجان عن النوعين السابقين وهما DSF والليف DCF و سنوضح مزايا ومساوئ كل نوع.

بعد الليف DSF (Dispersion-Shifted Fiber) مثالياً عندما يستخدم في الأنظمة ذات القناة الواحدة ومع معدل الإرسال العالي جداً (10Gb/s) ولمسافات بعيدة أيضاً، ولكن من الصعب زيادة سعة الوصلة مع هذا النوع من الألياف فهو غير مناسب لأنظمة WDM عموماً، كما أن الليف DSF لا يعالج مشكلة التشتت الملون بالمقابل يعتبر الليف SMF أفضل لأنه حساس للأثار اللاخطية وينسجم إلى حد كبير مع طرق إيقاصها، ويستخدم مع الأنظمة التي تستخدم عدة قنوات في نفس الوقت مثل أنظمة WDM. لكن مهما كان نوع الليف المستخدم فلا بد من حل مشكلة التشتت الملون (Chromatic Dispersion)، (سنأتي بشرح مفصل حول هذا النوع من التشتت في الفصل الثالث) وهذا دفع الكثير من المصممين إلى ابتكار نوع جديد من الألياف والذي تمثل بالليف DCFs (Dispersion Compensating Fibers) حيث عامل التشتت الملون له ذو قيمة سالبة في مجال الموجة 1550nm فكان الحل الأمثل لتلك المشكلة، أما حديثاً فقد استخدمت أنظمة WDM ألياف (Non-ZeroDispersion-Shifted Fibers) NZ-DSF، والتي تمتاز

بانخفاض قيمة التشتت الملون ضمن الحزمة C-band، أيضاً فإن الليف NZ-DSF بعد جيداً مع جميع أنواع الأنظمة عند الحزمة L-band و مثاليأً عند طول الموجة 1550nm [1] ، [28].

### **5.3. المضخم الضوئي:**

أصبحت المضخمات من العناصر الهامة جداً في بنية أي نظام اتصال حديث لأنها تقوم بتعويض الضياع ولها عدة أصناف.

#### **أ- أصناف المضخمات الضوئية:**

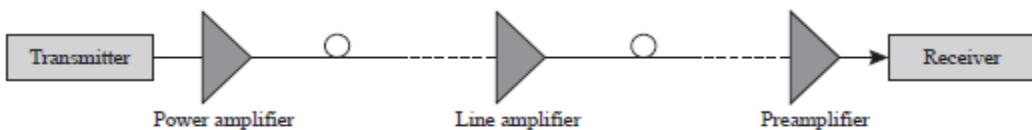
تصنف المضخمات بحسب وظيفتها ومكان توضعها على مسافة الإرسال إلى ثلاثة أنواع:

1- Power Amplifier: توجد بعد المرسل ووظيفتها زيادة طاقة الإرسال.

2- Line Amplifier: وتوجد في نقاط محددة على طول مسافة الاتصال ووظيفتها تعويض الضياع أثناء النقل.

3- Optical Preamplifier: وظيفته دعم وتطوير حساسية المستقبل.

أنواع المضخمات موضحة بالشكل 2.2 التالي:



الشكل 2.2 أنواع المضخمات.

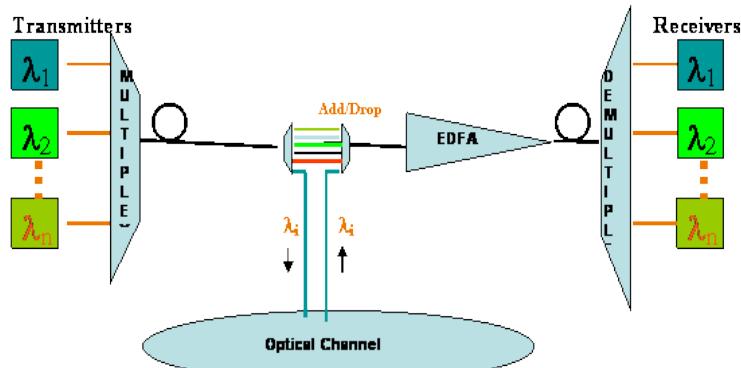
وتعد مضخمات EDFAs أهم أنواع المضخمات وأكثرها انتشاراً على الإطلاق وهي تعمل ضمن الحزمتين C-band و L-band وقد أصبحت البديل الأفضل بالنسبة لشركات الاتصال بالمقارنة مع المكررات، كما يستخدم مضخم رامان إلى جانب مضخم EDFAs في الأنظمة التي تمتد لمسافات بعيدة جداً.

سنقوم بشرح موسع حول EDFAs باعتبارها النوع الأهم والأكثر شيوعاً، ولأنها قادرة على تضخيم عدة فنوات في نظام WDM وبشكل متزامن بالإضافة إلى أنها تتميز بعرض مجال يصل إلى 35nm في مجال الموجة  $1.55\mu\text{m}$ .

#### **ب- مضخمات :Erbium-Doped Fiber Amplifiers (EDFAs)**

إن فكرة EDFA تم اختيارها في ستينيات القرن الماضي ولكن لم يتم تداولها تجاريأً إلا بعد أن تم التوصل إلى ليزرات الإصدار النصف الناقلة عالية الطاقة وذلك في أواخر الثمانينات وبداية التسعينات من القرن الماضي فعبر المسافات الكبيرة بعد الفقد مشكلة هامة تواجه العاملين في مجال الاتصالات الضوئية ولكن بعد استخدام تقنية EDFAs تضاءلت هذه المشكلة كثيراً، وهذا لابد أن نشير إلى أن المستقبلات ذات المجال القريب من الأطوال الموجية التي تنقل المعلومات ضمن الليف يمكن استخدامها ولكن هذا الأمر يعتبر مكلفاً و معقداً أثناء التطبيق في أنظمة DWDM حيث أن الأطوال الموجية تسير بالقرب من بعضها بشكل شبه متلاصق، لذلك عمدت أنظمة WDM إلى استخدام مضخمات EDFAs من أجل إعادة توليد الإشارة التي فقدت وبالتالي اعتبرت هذه المضخمات أكثر المضخمات فعالية حتى يومنا هذا فمثلاً هناك عدة ميزات لاستخدام EDFAs عوضاً عن استخدام المكررات الضوئية – الالكترونية (E/O/Es)، التي تكون معقدة التركيب و غير دقيقة بما يكفي و تعالج الأطوال الموجية فقط ، بينما EDFAs يمكنها أن

تضخم أي رسالة على خط الاتصال. كما أن (E/O/Es) مكلفة أكثر من EDFAs، ومنذ أن تم إضافة EDFAs إلى الليف الضوئي نفسه، لم يعد هناك أية أخطاء تذكر، يبين الشكل 3.2 نظام اتصال WDM يستخدم [1] EDFAs.

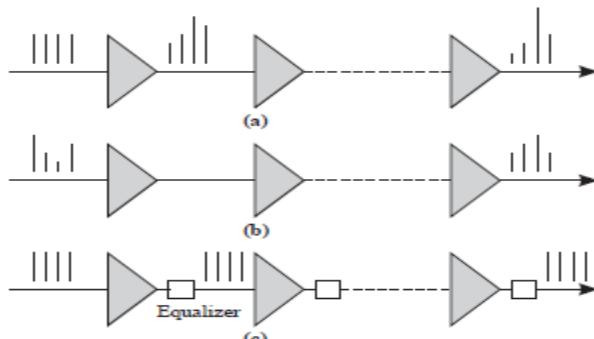


الشكل 3.2 مضخم EDFA في نظام اتصال WDM.

تتألف (EDFAs) بشكل أساسي من ليف ضوئي بطول محدد، وهذا الليف محقون مع مادة الايريببوم الترابي. حيث أن ذرات الايريببوم في الليف تضخ أو تثار من حالتها الساكنة إلى الحالة المثاره عند مستوى عالي من الطاقة مستخدمة منبع للضخ. ويقوم فوتون من الإشارة القادمة بقدح هذه الذرات وجعلها تهبط إلى السوية الأرضية وبالتالي فإن كل ذرة تصدر فوتون جديد، وبالمحصلة فإن فوتونات الإشارة القادمة تسبب إصدار المزيد من الفوتونات والنتيجة هي تضخيم ضوئي، وتجلت الفائدة الكبيرة من EDFA في أنها قادرة على تكبير الإشارات عند الأطوال الموجية المختلفة بشكل متزامن و هذا يؤدي إلى زيادة سعة النظام و تخفيض التكلفة في أنظمة الإرسال التي تمتد لمسافات بعيدة وهذا الأمر برهن بشكل قاطع أنه في كل نظام اتصال يمكنه مسافة طويلة لابد أن يوظف التضخيم بشكل واسع كما في أنظمة WDM في هذه الأيام.

مع تطور EDFA أصبح من الممكن أن يعاد توليد الإشارة عند مسافة تمتد لأكثر من 40km إلى 80km وقد وصلت قدرتها على المعالجة (سعتها) إلى 1Tb/s على نفس الليف مع معدلات إرسال 10 Gb/s وتباعد القناة أقل من 50 GHz وعندما تمتد المسافة بين المولدات الإلكترونية لأكثر من بضع آلاف من الكيلومترات. في الوقت نفسه، فإنه في تجارب حديثة وصلت السعات إلى أكثر من 10 Tb/s ولكن لمسافات صغيرة.

تعمل مضخمات EDFAs في الحزمتين (C-band, L-band)، ولكن عملياً، فإن أفضل مجال 1545-1560nm حيث يكون الربح متوازي، وهذا يفسر السبب في أن معظم شبكات الاتصال صممت لتعمل ضمن هذا المجال ولكن حديثاً تم التوصل إلى عدة تقنيات تتيح الاستفادة من العرض الكلي للحزمة التي تعمل عندها هذه المضخمات مثل المجال (1530-1545nm)، وهذه التقنيات الحديثة تتمثل باستخدام المسوبي الأولي بعد مضخم الاستطاعة (Preequalizer) أو المسوبي (Equalizer) بعد كل مرحلة تضخيم، كما هو موضح بالشكل 4.2 التالي:

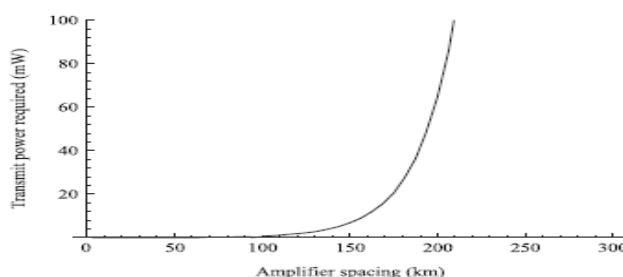


الشكل 4.2 موقع المسوبي بالنسبة لمضخم EDFA.

فمن الشكل السابق، نلاحظ في الحالة (a) وجود تباين في طاقة الإشارات بعد نهاية مرحلة التضخيم وفي (b) حيث يستخدم المسوبي الأولي بعد مضخم الاستطاعة ويتم تقدير شكل الربح الكلي للإشارات حيث أن الإشارات ذات الربح الأصغر ترسل بطاقة إرسال أعلى والهدف من ذلك هو جعل كل القنوات ترسل بنسبة SNR (Signal-To- Noise Ratio) متساوية وتستقبل ضمن المجال الفعال للمستقبل. وأما في الحالة (c) نجد أن المسوبي يجعل طاقات القنوات متساوية وذلك بعد كل مرحلة تضخيم.

من الخيارات الأخرى استخدام مرشح ذو قنوات متعددة مثل المرشح AOTE (Acoustic \_Optical Tunable Filter)، وتحتاج شبكات الحيوانات (Long-Period Fiber Bragg Grating) كأداة فعالة لتسوية طيف EDFAs وحديثاً جرى اعتماد طريقة تقوم بإضافة مرشح ضوئي مدمج مع المضخم على نفس الشريحة وذي عرض مجال محدد بدقة عالية وذلك لتعويض وتعديل ربح المضخم ليصبح الطيف متساوياً في الخروج وتعرف هذه الأنواع بمرشحات الأفلام الرقمية.

من الأمور الهامة التي لابد أن نتطرق إليها هي المسافة بين المضخمات حيث يجب أن يكون عدد المضخمات معقولاً ومناسباً لطول مسافة الاتصال الكلية، الشكل 5.2 التالي يوضح العلاقة بين طاقة الإرسال المطلوبة والمسافة بين المضخمات وذلك من أجل مسافة اتصال كلية تساوي 1000km، وعامل تخدام الليف  $\alpha$  يساوي 0.22dB/km ونسبة الإشارة الضوئية إلى الضجيج (OSNR) تساوي 50.



الشكل 5.2 العلاقة بين طاقة الإرسال المطلوبة والمسافة بين المضخمات.

فمن الشكل السابق نجد أن المسافة بين المضخمات يجب أن تقع ضمن المجال (80-200km) كي يكون المضخم أكثر فعالية وطاقة الإرسال مقبولة.

بالرغم من أن EDFAs من الخيارات التي تجذب تصميم الشبكات الحديثة إلا أن لها عدة مساوئ منها مثلاً أن الربح لا يكون متساوياً (مسطح) بما يكفي فوق كامل الحزمة التي يعمل عندها المضخم لذلك تتفاوت القنوات في قيمة الربح كما أن تغيرات بسيطة في الربح بين القنوات في مرحلة ما يؤدي إلى

تغيرات كبيرة في الطاقة بين القنوات عند الخرج النهائي وتزداد هذه المشكلة عندما تستخدم عدة مراحل من المضخمات، بالإضافة إلى أن ربح المضخم يعتمد على طاقة الدخل الكلية، فعندما تكون طاقة الدخل عالية يميل المضخم إلى الوصول إلى درجة الإشباع حيث يتضاعل الربح وتصبح طاقة الإرسال غير مقبولة، أيضاً يتراافق توليد الربح مع توليد ضجيج عالي [1]، [5].

### **6.3. تصميم المستقبل:**

أهم عاملين يحددان عمل المستقبل هما الحساسية وعامل التحميل الزائد، فالحساسية هي معدل الطاقة المطلوب للوصول إلى قيمة محددة للعامل BER بالنسبة لمعدل إرسال محدد وتقاس الحساسية عند قيمة  $BER=10^{-12}$  وباستخدام سلسلة بت عشوائية (Pseudorandom) تعطي  $1 - 2^{23}$  بت. أما عامل التحميل الزائد فهو طاقة الدخل العليا التي يستطيع المستقبل أن يعمل بكفاءة عندها دون أن يتآذى. ويعتبر كلاً من PIN وAPD من أهم أنواع المستقبلات المستخدمة ولكن APD أكثر حساسية من الأنواع الأخرى بالإضافة إلى أنها أي APD تستخدم مع الأنظمة ذات معدل الإرسال العالي أعلى من 2.5GHz.

### **7.3 حدود الطاقة :Power Penalty**

إن تصميم نظام اتصال ما يجب أن يأخذ بعين الاعتبار العناصر التي تضعف طاقة الإشارة فكل عنصر يتصرف بحدود للطاقة مختلفة عن بقية العناصر، وبوجود كل هذه العناصر يجب أن تتمتع الإشارة بمستوى جيد من الطاقة عند الاستقبال وذلك للحصول على معدل BER مقبول وتشتمل لهذا الغرض إحدى الطريقتين التاليتين:

- زيادة طاقة الإرسال- بواحدة (dB) - بحيث تكون طاقة الإشارة بعد اجتياز العنصر مساوية إلى قيمة الطاقة في حال عدم وجود هذا العنصر.
- زيادة نسبة الإشارة إلى الضجيج SNR [1].

### **4. فصل القنوات في نظام WDM:**

من الشكل 1.2 نلاحظ أن المجمع MUX يقوم بتجمیع الإشارات القادمة و بالمقابل يقوم المفک DEMUX بعمل معاكس تماماً، و في أنظمة WDM تستخدم شبکات الانتعراج لتقوم بعمل المجمع أو المفک وتعتمد شبکة الانتعراج في عملها على قوانین الضوء الهندسی (الانعکاس والانکسار) و عملها يجب أن يتميز بالدقة العالية لكي تصل كل موجة مرسلة إلى المستقبل المطلوب بأقل تشويه ممكن، وفيما يلي سنذكر أهم التقنيات المستخدمة في هذا المجال:

- .FBGs (Fiber Bragg Gratings) .1.4
- .Fabry-Perot Filters .2.4
- .AWG (Array Waveguide Gratings) .3.4

### **1.4 FBGs (Fiber Bragg Gratings)**

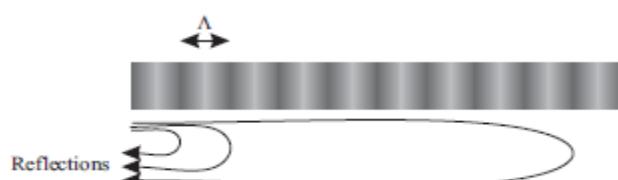
تستخدم شبكة Bragg بشکل واسع في أنظمة الاتصالات WDM حيث تقوم بعمل Demux، و تتشكل شبكة Bragg، بشکل عام في وسط الانتشار الذي تتغير قرینة انکساره بشکل دوري. تأتي أهمية شبكة Bragg من كونها تولف على طول موجي واحد وهذا يتحقق مع عمل الليزر الذي يصدر ضوء وحيد طول الموجة، وتستخدم في دليل الموجة وفي تعويض تشتت الضوء وفي مجمع add/drop وتميز بعامل فقد منخفض ويتم الاستفادة من هذه الشبکات في تصنيع مرشح Bragg وهو سهل التصنيع ويمكن دمجه مع

عناصر أخرى على نفس الشريحة، كذلك العامل الحراري له منخفض وبالتالي فهو جهاز منخفض التكلفة ويصنف إلى نوعين حسب الفترة الدورية التي يعمل وفقها فهو إما ذو دور قصير من فئة طول الموجة حوالي  $0.5\mu\text{m}$  وعندها يدعى Fiber Bragg Grating أو ذو دور طويل Long-Period Gratings والتي يقتصر عملها ميكرومترات وحتى بضع مليمترات وفي هذه الحالة يدعى Bragg وتحتاج لفترة أطول بـ 1000 مرة.

الشكل 6.2 يوضح آلية عمل شبكة Bragg فعند تسقط موجة الضوء على شبكة Bragg تقوم بعكس موجة واحدة ندعوها موجة Bragg وتسمح لباقي الأمواج بالعبور دون انعكاس ويجب أن يتحقق طول موجة العلاقة التالية حتى تتعكس بعد مسافة محددة تسمى مسافة التشتت:

$$(3.2) \quad n_{eff} \cdot \Lambda = \lambda_0 / 2$$

حيث  $n_{eff}$  قرينة انكسار المادة، و  $\Lambda$  دور الشبكة، و  $\lambda_0$  طول موجة Bragg وتدعى العلاقة السابقة (شرط Bragg).

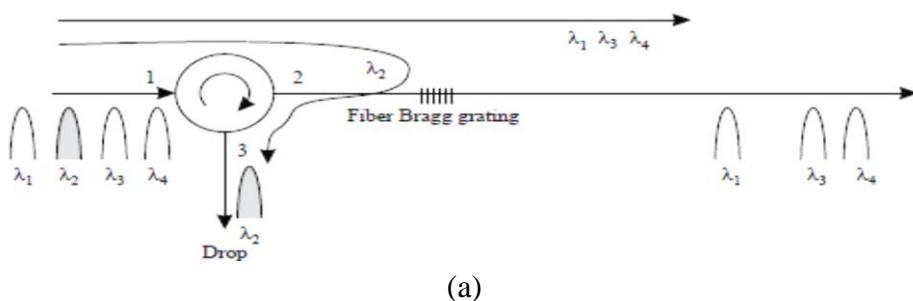


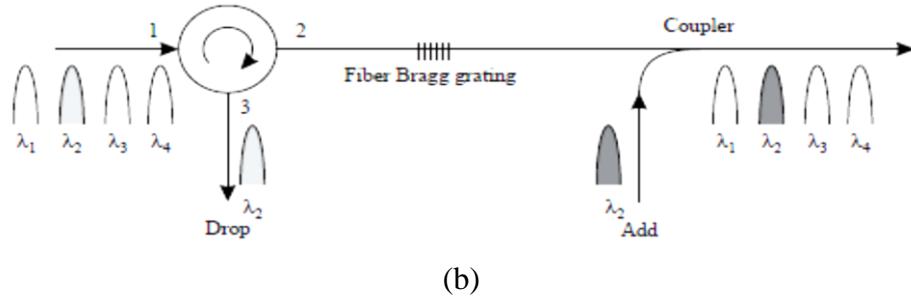
الشكل 6.2 شبكة Bragg.

ويتميز بعامل منخفض بحدود  $0.1\text{dB}$  وطول الموجة ينبع بدقه عاليه تصل إلى  $\pm 0.05\text{nm}$  و فصل التداخل الناتج بين موجتين متجلتين يصل إلى  $40\text{dB}$  ومجال التمرير مسطح بما يكفي، لكن العامل الحراري مرتفع وهو بحدود  $1.25 \times 10^{-2} \text{ nm/}^{\circ}\text{C}$  ويتم إنقاذه بإضافة مادة ذات عامل حراري منخفض  $0.07 \times 10^{-2} \text{ nm/}^{\circ}\text{C}$

وهذا يعني أن انحراف مركز الموجة يساوي  $0.07\text{nm}$  عند درجة حرارة عمل تساوي  $100^{\circ}\text{C}$  وبالتالي يعمل FBG بشكل فعال دون الحاجة إلى ضبط حرارة العمل.

يبين الشكل 7.2 إحدى تطبيقات FBG وهي Add/Drop حيث يظهر من الشكل أنه يتكون من Circulator ذو ثلاثة منافذ Ports بالإضافة إلى شبكة Bragg (Bragg Grating)، حيث يقوم Circulator بتمرير حزمة من الأمواج القادمة من port1 عبر port2 وعكس طول موجة محدد (مثلاً  $\lambda_2$ ) عند port2 وتمريرها إلى port3 وتدعى طريقة عمله هذه (drop)، الشكل 7.2 (a)، ولكن إذا أعيدت  $\lambda_2$  إلى خط النقل عن طريق وصلة Coupler يدعى عمل FBG عندها (Add/Drop)، الشكل 7.2 (b)، ولكن سيئة هذا التطبيق أنه يستهلك جزء من طاقة الموجة [1، 2].

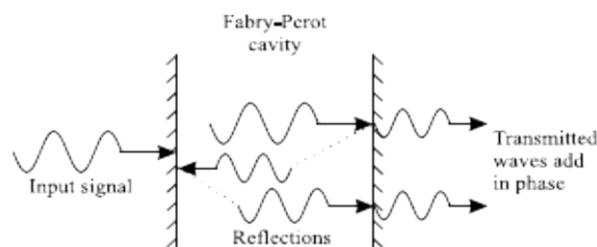




الشكل 7.2 طريقة Add/Drop

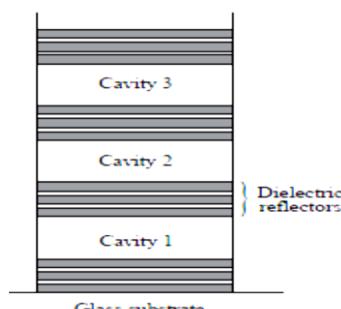
#### :Fabry- Perot Filters 2.4

ويتألف من فجوة تحيط بها مرآتين متوازيتين و شدة انعكاسهما عالية جداً الشكل 8.2، حيث يسمح لحزمة الضوء باختراق احدى المرآتين من خلال فتحة صغيرة وبشكل عمودي على السطح وبعد عدة انعكاسات على سطح المرآتين تخرج حزمتين من الضوء وبشكل عمودي بالنسبة لسطح المرآتين أيضاً.



الشكل 8.2 مرشح Fabry- Perot

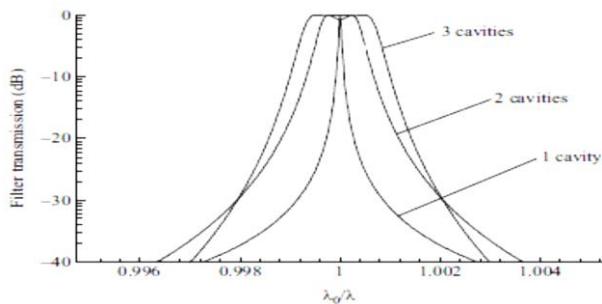
تستخدم هذه النوعية من المرشحات بشكل كبير في أنظمة WDM، والشكل 8.2 السابق يوضح أن الحزمة الواحدة تعطي حزمتين في خرج المرشح . عملياً تم التوصل إلى نموذج متطور يستخدم تقنية مرشح Fabry- Perot والتي تدعى (Thin-Film Resonant Multicavity Filters) TFMF حيث يكون المبدأ الأساسي لعمل هذه المرشحات هي الانعكاسات المتعددة والمتتالية وفق طول الموجة و الشكل 9.2 يوضح بنية هذه المرشحات.



الشكل 9.2 مرشح TFMF

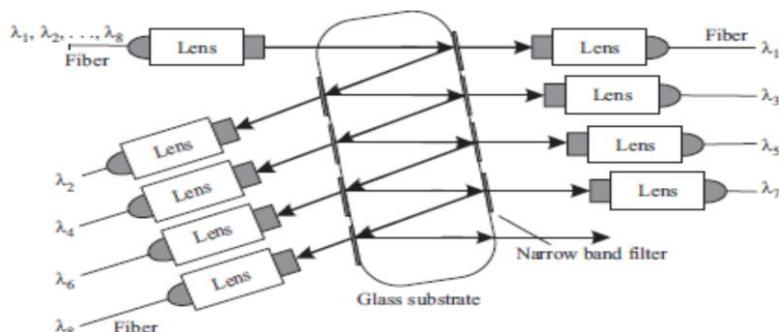
تتألف بنية المرشحات TFMF من فجوتين أو أكثر مقسمة بواسطة شرائح من الأفلام الرقيقة، ويمكن أن نسمي مرشح تمرير حزمة لأنه يسمح لأطوال موجية محددة بالعبور ويقوم بعكس بقية الأطوال وهذا يتوقف على طول الموجة وأيضاً على طول الفجوة Cavity، و تمتاز حزمة التمرير

بالتسطع لوجود عدة فجوات كما هو واضح في الشكل 10.2 وهو المنحني البياني الممثل لتابع تحويل مرشح TFMF ذي ثلاثة فجوات و كما نلاحظ أيضاً فإن حزمة تمرير المرشح ضيقة.



الشكل 10.2 المنحني البياني الممثل لتابع تحويل مرشح TFMF ذي ثلاثة فجوات.

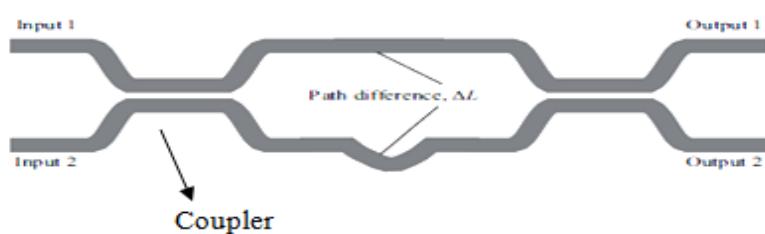
وعندما يقوم مرشح TFMF بعمل Demux يتم تشبیك عدة مرشحات TFMF معاً كما يظهر بالشكل 11.2 فيقوم المرشح الأول بتمرير الموجة  $\lambda_1$  ويعكس بقية الأطوال إلى المرشح التالي والذي يمرر بدوره الموجة  $\lambda_2$  ويعكس بقية الأمواج وهكذا ... [1].



الشكل 11.2 طريقة عمل مرشح TFMF.

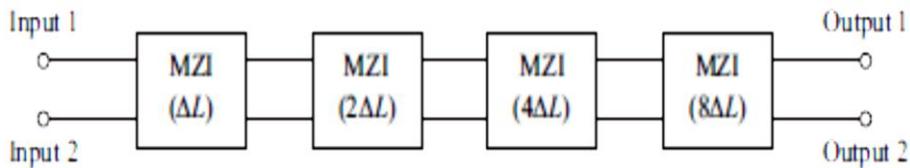
#### :AWG (Array Waveguide Gratings) .3.4

لفهم آلية عمل AWG (Mach-Zehender Array Waveguide Grating) نشير إلى أن MZI (Mach-Zehender Interferometer) الذي يستخدم كمعدل خارجي له استخدام آخر يتمثل بعمله كعنصر (Mux/Demux) حيث يقوم بكشف الحزم الضوئية الداخلة وتحويلها إلى أمواج منفصلة في الخرج النهائي وتتألف البنية الداخلية من وصلتين - تخامد الواحدة منها 3dB - ومرشدي أمواج يختلفان بالطول بمقدار ( $\Delta L$ ) كما يبين الشكل 12.2، ويتم تشكيل MZI على شريحة سليكونية مدمجة أما الغلاف ومرشدي الأمواج فمن السيليكا ( $\text{SiO}_2$ )، ويستخدم MZI مع الأطوال الموجية ( $1.3\mu\text{m}-1.55\mu\text{m}$ ).



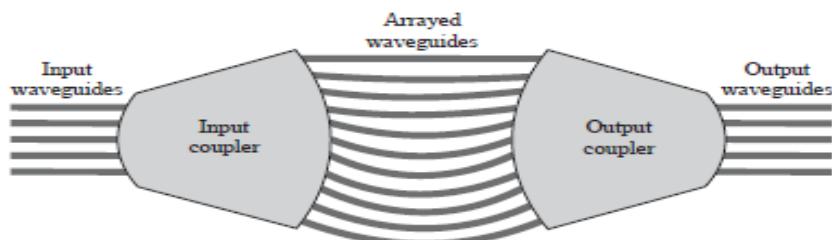
الشكل 12.2 MZI (Mach-Zehender Interferometer)

يعد MZI أقل استخداماً كعنصر Demux من TFMF لأن حزمة التمرير له غير مسطحة بما يكفي بالإضافة إلى اتساع عرضها بالمقارنة مع أنواع أخرى من المرشحات وإذا أردنا الحصول على عرض حزمة ضيق نستخدم عدة مراحل من MZI كما بالشكل 13.2 ولكن هذه التشكيلة ذات ضياعات كبيرة كما أن الوصلات لانقوم بفصل حزم الضوء بالنسبة 50:50 تماماً.



الشكل 13.2 عدة مراحل من MZI.

تظهر أهمية AWG كبديل أفضل عن MZI حيث تعمل AWG بطريقة مشابهة ولكنها ذات ضياعات أقل بكثير وحزمة التمرير أضيق وأكثر تسطحاً، الشكل 14.2.



الشكل 14.2 طريقة عمل AWG.

تتألف AWG من وصلتين إحداهما للدخل والأخرى للخرج ترتبطان معاً بواسطة مصفوفة من مرشدات الأمواج حيث تكون جميع المكونات مدمجة على شريحة سيليكونية واحدة، ويمكن أن يصل عدد القنوات إلى 32 قناة. يكون دخل كل وصلة وخرجها عبارة عن مصفوفة من مرشدات الأمواج (Input/ Output waveguides) أيضاً، فتعمل الوصلة الأولى عمل العدسة حيث تفصل الأشعة الواردة ثم توجهها إلى مرشدات الأمواج الواقعة في خرجها بينما تقوم مصفوفة مرشدات الأمواج هذه (Arrayed Waveguides) بعمل المنشور الذي ينثر الأشعة ولكن بفرق طور معين خاص بكل موجة ثم تقوم وصلة الخرج بتوجيه الأمواج المنفصلة الداخلة إليها وإخراجها عبر مصفوفة من مرشدات الأمواج أيضاً، أي يتم فصل الأمواج بسبب وجود فرق في الطور بينها.

إن سبيكة هذه الطريقة هي عاملها الحراري المرتفع نسبياً الذي يصل إلى  $0.01 \text{ nm/}^{\circ}\text{C}$  ولذلك يحتاج العمل بهذه الطريقة إلى ضبط درجة الحرارة دوماً. يوضح الجدول 1.2 خصائص أهم أنواع المرشحات المستخدمة كعناصر (WDM) في أنظمة Mux/Demux.

<b>AWG</b>	<b>TFMF</b>	<b>FBG</b>	<b>نوع المرشح</b>
0.22	0.4	0.3	عرض حزمة التمرير (nm)
25	25	25	ثابت العزل (dB)
5.5	7	0.2	عامل فقد أو الضياع (dB)
0.01	0.0005	0.01	العامل الحراري nm/°C

الجدول 1.2 خصائص المرشحات المستخدمة كعناصر (Mux/Demux) في أنظمة WDM.

وهناك أنواع أخرى من المرشحات التي تستخدم كعناصر (Mux/Demux) ولكن استخدامها يعد محدوداً في أنظمة WDM مثل Stimax Grating التي تميز بعرض حزمة ضيق (0.1nm) وثابت عزل جيد جداً 30 dB إلا أنها ذات حجم كبير وعامل فقدتها مرتفع (6dB) و كما أن العامل الحراري لها كبير نسبياً (0.01nm/ °C)، بالإضافة إلى أن تصنيعها يعد مكلفاً ومعقداً [1].

## 5. الآثار اللاخطية (Nonlinear Effects ) :

إن اعتبار أنظمة الاتصال الضوئية تعمل بشكل خطى (أي قرينة انكسار الوسط وثابت العزل والانتشار عوامل ثابتة لا تتغير) يعد مناسباً لفهم عمل هذه الأنظمة عند قيم متوسطة لطاقة الإرسال (عدة ميلليواط) وعندما لا يتجاوز معدل الإرسال 2.5Gb/s، ولكن مع ارتفاع طاقة الإرسال أو معدل الإرسال إلى 10Gb/s أو أكثر فعندما يصبح عمل هذه الأنظمة لخطياً.

وتصنف الآثار اللاخطية إلى قسمان فال الأول يحدث بسبب التفاعل بين الضوء و الفونونات (ذبذبات الجزيء) ضمن مادة السيليكا وما ينجم عن ذلك من أنواع متعددة للتشتت ومنها تشتت رaman (Raman Scattering) وتشتت برلويين (Brillouin Scattering). أما القسم الثاني من الآثار اللاخطية فيعتمد على شدة الحقل الكهربائي المطبق والتي تتناسب مع مربع مطال الحقل ومن أهمها SPM (Self-Phase Modulation) و CPM (Cross- Phase Modulation) و FWM (Four- Wave Mixing) وأخيراً FWM (Modulation) الأهم بالنسبة لأنظمة WDM لأن FWM يعد المسبب الأساسي لظاهرة التداخل الكلامي Crosstalk في هذا نوع من الأنظمة التي تستخدم عدد من القنوات كما سنرى لاحقاً [1].

وبالتالي فإن الآثار اللاخطية التي سنقوم بشرحها هي:

- SBS (Stimulated Brillouin Scattering).
- SRS (Stimulated Raman Scattering).
- SPM (Self- Phase Modulation), CPM (Cross- Phase Modulation).
- Four- Wave Mixing (FWM).

### 1.5 :SBS (Stimulated Brillouin Scattering)

تشتت برلويين المثار ويدعى اختصاراً SBS والذي يؤدي إلى إضعاف طاقة الموجة المرسلة ضمن القناة الواحدة ويحدث بسبب التفاعل بين الإشارة الواردة والфонونات ضمن وسط الانتشار وذلك بالنسبة لطول موجة محدد هو  $1.55\mu m$  و ضمن مجال ضيق من الترددات ( $\Delta f_B$ ) يتراوح بين 20MHz وحتى

فقط، ولا يؤدي SBS إلى حدوث تفاعل بين الأمواج المختلفة عندما يكون فراغ القناة أكبر من 100MHz. يولد SBS ربحاً معاكساً لاتجاه الانتشار أي بعكس المنشع، كما أن ازدياد هذا التفاعل مع الوقت يضعف شدة الإشارة بشكل كبير ويستنفذ طاقتها ونتيجة لتفاعل الأمواج الواردة مع مادة وسط الانتشار تنتج موجتين الأولى تدعى الموجة المفيدة (Pump) والثانية الموجة الغير مفيدة (Stokes) فالموجة Pump تفقد جزءاً من طاقتها تكتسبه الموجة Stokes التي نجمت عن تشتت SBS. يدعى عامل ربح هذا النوع من التشتت  $g_B$  ويساوي تقريباً  $W \times 10^{-11} \text{ m/W}$  وهذه القيمة مستقلة عن طول الموجة، وإذا كان Z محور الانتشار في الوسط و  $I_p$  شدة الموجة Pump و  $I_s$  شدة الموجة Stokes فتكون العلاقات التي تربط هذه المعاملات مع بعضها:

$$(4.2) \quad \frac{dI_s}{dL_Z} = -g_B I_p I_s + \alpha I_s$$

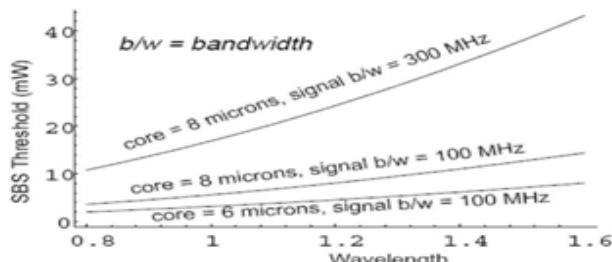
$$(5.2) \quad \frac{dI_p}{dL_Z} = -g_B I_p I_s + \alpha I_p$$

وترتبط الشدة مع الطاقة بالعلاقات التالية:  $P_s = A_e I_s$  و  $P_p = A_e I_p$  وذلك بعد إهمال الحد ( $g_B I_p I_s$ ) مع العلم أن طاقة الموجة Stokes أقل بكثير من طاقة الموجة Pump ولحل مشكلة SBS وبالاستعانة بالمعادلات السابقة نحصل على العلاقات التاليتين:

$$(6.2) \quad P_s(0) = P_s(L) e^{-\alpha L} e^{\frac{g_B P_p(0) L_e}{A_e}}$$

$$(7.2) \quad P_p(L) = P_p(0) e^{-\alpha L}$$

إذاً نوجد طاقة الموجة Pump عند المسافة  $L = z$  حيث تنتهي المسافة التي تقطعها هذه الموجة، وطاقة الموجة Stokes عند المسافة  $z = 0$  وهي بداية الليف الضوئي حيث تنتهي المسافة التي تقطعها الموجة Stokes. يبين المنحني البياني الموضح بالشكل 15.2 العلاقة بين عتبة SBS كتابع لطول الموجة وذلك بالنسبة لثلاثة ألياف ضوئية.



الشكل 15.2 العلاقة بين عتبة SBS كتابع لطول الموجة وذلك بالنسبة لثلاثة ألياف ضوئية.

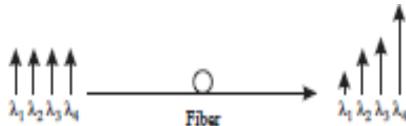
نلاحظ من المنحني السابق أن أفضل حالة تقابل قطر قلب الليف (6μm) وعرض حزمة الإشارة المرسلة (100MHz) حيث تكون عتبة SBS أقل من (0.5mW)، بينما نلاحظ أن العتبة تزداد مع ازدياد قطر القلب أو مع ازدياد عرض الحزمة [2].

من أجل إنقاص أثر برلوين نجعل الطاقة المخصصة لكل قناة أقل من عتبة SBS وفي الأنظمة التي تكون مسافة الإرسال فيها كبيرة يجب أن نقل من المسافة بين المضخمات. أيضاً من الأفضل أن ننقص عرض طيف المنشع لجعل عرض مجال الربح الناجم عن أثر SBS صغيراً وهذا يمكن أن يتم بالتعديل المباشر

لشعاع الليزر، كما أن استخدام الأنظمة التي تستخدم تعديل الطور أفضل من تلك التي تستخدم تعديل المطال عندما يكون إيقاص هذا الأثر مطلوباً [1، 2].

### **:SRS (Stimulated Raman Scattering) 2.5**

إذا انتشرت موجتان أو أكثر مختلفتان بالطول الموجي ضمن الليف فإن تشتت SRS يسبب انتقال جزء من طاقة القناة ذات الطول الموجي الأقصر(مثلاً  $\lambda_1$ ) إلى القناة ذات الطول الموجي الأطول( $\lambda_2$ )، كما يظهر الشكل 16.2، وحيث أن طاقة الفوتون هي  $hc/\lambda$  سرعة الضوء و  $h$  ثابت بلانك و  $\lambda$  طول موجة (الفوتون) لذلك فإن الفوتون الذي طول موجته صغير تكون طاقته عالية بالمقارنة مع الفوتونات ذات الطول الموجي الكبير.



الشكل 16.2 تشتت SRS

تقترن القنوات و تتعرض لأثر SRS عندما يكون الفراغ بينها (125nm) أو 150THz و يمكن أن يحدث هذا الأمر في نفس اتجاه الانتشار أو عكسه ويحدث الاقتران بين الموجتين اللتين تحملان 1bit فقط. يمكننا أن نحل أثر رامان بشكل رياضي إذا قمنا بتقريريه إلى الشكل المثلثي حيث نفترض أن  $(\Delta\lambda)$  عامل ربح رامان وهوتابع للمسافة بين القنوات وبال التالي يكون:

$$(8.2) \quad g(\Delta\lambda) = \begin{cases} g_R \frac{\Delta\lambda}{\Delta\lambda_c}, & \text{if } 0 \leq \Delta\lambda \leq \Delta\lambda_c \\ 0 & \text{otherwise.} \end{cases}$$

حيث  $\Delta\lambda_c$  عرض مجال ربح رامان و عملياً فإن  $g_R = 6 \times 10^{-14} \text{m/W}$  عند الموجة  $1.55\mu\text{m}$ ، وإذا فرضنا أن عدد القنوات الكلي  $N$  وبفرض المسافة بين القنوات  $\Delta\lambda_s$  متساوية فيكون عدد المسافات الكلي ( $N-1$ )، وإذا فرضنا أن جميع القنوات تتعرض لنفس المقدار من تشتت رامان نستنتج أن عرض حزمة النظام ( $\Lambda$ ) تعطى بالعلاقة التالية:

$$(9.2) \quad \Lambda = (N - 1) \cdot \Delta\lambda_s \leq \Delta\lambda_c$$

لإيجاد جزء الطاقة الذي تفقد إحدى القنوات وتكتسبه موجة أخرى نناقش أسوأ حالة وهي القناة الأولى (Channel 0) أي عند الطول الموجي الأقصر وذلك مع فرض أن طاقة الإرسال نفسها لجميع القنوات التي تحمل 1bit.

ووفقاً للفرضيات السابقة تكون  $(i) P_0$  تعبر عن جزء الطاقة الذي تفقد القناة (0) وتكتسبه القناة  $i$  حيث:

$$(10.2) \quad P_0(i) = g_R \frac{i \Delta\lambda_s P L_e}{\Delta\lambda_c 2 A_e}$$

وبشكل عام فإن الطاقة التي تفقدتها القناة (0) تذهب لجميع القنوات الأخرى أي:

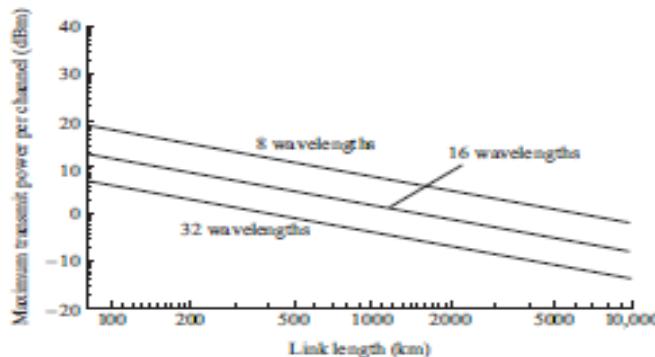
$$(11.2) \quad P_0 = \sum_{i=1}^{W-1} P_0(i) = \frac{g_R \Delta\lambda_s P L_e W(W-1)}{2 \Delta\lambda_c A_c}$$

عملياً، يجب أن تكون قيمة الطاقة الكلية التي تفقدتها إحدى القنوات أقل من 0.5dB وهذا الأمر يتطلب أن تتحقق الصيغة التالية:

$$(12.2) \quad P_{tot} \wedge L_e < 40,000 \text{ mW} - \text{nm} - \text{km}$$

حيث  $L_e$  يعبر عن الطول الفعال لمسافة الإرسال بوحدة km حيث  $l = e^{-al} L_e$  حيث  $a$  مع العلم أن  $l$  يعبر عن طول الوصلة [1].

للتشتت الملون (Chromatic Dispersion) أهمية بالغة في إنفاص الآثار اللاخطية عموماً وبالنسبة للتشتت رامان تنشأ الصيغة السابقة بفرض عدم وجود تشتت ملون في الليف ولكن بوجوده يصبح الطرف الأيمن من الصيغة السابقة  $80.000 \text{mW} \cdot \text{nm} \cdot \text{km}$ ، ما يعني أنه يمكن زيادة طاقة الإرسال دون أن يرافق ذلك زيادة في SBS (الفصل الثالث يناقش أهمية التشتت الملون في إنفاص الآثار اللاخطية). كما أن تشتت رامان لا يعد خطراً على الأنظمة التي يكون عدد القنوات فيها قليلاً وإنفاصه في الأنظمة ذات العدد الكبير من القنوات تبقى المسافة بين القنوات متساوية قدر الإمكان مع إبقاء مستويات طاقة الإرسال أقل من عتبة رامان وهذا الأمر يتطلب إنفاص المسافة بين المضخمات، يظهر الشكل 17.2 العلاقة بين مستويات طاقة الإرسال القصوى لكل قناة بوجود تشتت رامان مع مسافة الإرسال، حيث المسافة بين القنوات (0.8 nm) والمسافة بين كل مضخم وآخر هي (80 km) [1].

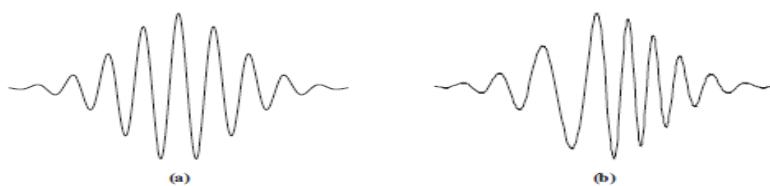


الشكل 17.2 العلاقة بين مستويات طاقة الإرسال القصوى بوجود تشتت رامان مع مسافة الإرسال.

يبين المنحني البياني السابق تناقص طاقة الإرسال المخصصة لكل قناة وذلك بزيادة عدد القنوات أو المسافة التي تقطعها الإشارة، وذلك بوجود تشتت SRS.

### : SPM (Self Phase Modulation), CPM(Cross Phase Modulation) .3.5

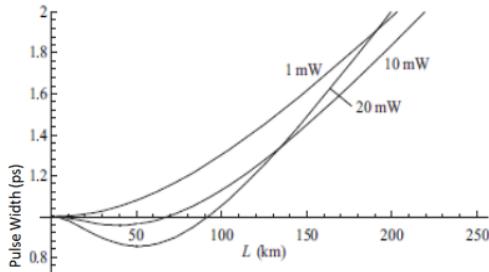
إن السبب وراء تشكيل (SPM) Self-Phase Modulation يعود إلى تغير قرينة انكسار الوسط مع تغير طاقة الإرسال. إن هذه التقلبات تسبب حدوث تغير في طور الإشارات التي تسير ضمن الليف الضوئي وبالتالي تغير تردد النبضة الحاملة مع الزمن وهذا يسبب اتساع غير مرغوب لطيف الإرسال وهذه الظاهرة يطلق عليها اسم (Chirping) وهي ذات أهمية بالغة في أنظمة الاتصال WDM، ندعى النبضة التي تتعرض لهذه الظاهرة Chirped Pulse ، أما تلك التي لا تتعرض لهذه الظاهرة فنسميها Unchirped Pulse، يوضح الشكل 18.2 هذه الظاهرة، حيث (a) شكل النبضة (Unchirped) عند  $z = 0$ ، و(b) شكل النبضة (Chirped) التي تتعرض لأثر SPM بعد مسافة معينة.



الشكل 18.2 ظاهرة Chirping

يعد SPM خطراً في حالتين الأولى عندما يكون معدل الإرسال 10Gbps أو أكثر والثانية عندما تتجاوز طاقة الإرسال 10mW وسنوضح ذلك كمالي:ـ

بفرض أن نظام WDM يستخدم ليف نوع SMF ومعدل الإرسال 10Gbps في مجال ( $1.55\mu m$ )، فمع ارتفاع طاقة الإرسال ستتعرض النبضات لظاهرة Chirping المذكورة آنفًا وبالتالي سيزداد عرضها بعد تجاوز الانضغاط، الشكل 18.2، وكلما ازدادت طاقة الإرسال سيزداد عرض النبضات المرسلة وستتدخل هذه النبضات مع بعضها ما يعني حدوث تشوه في المعلومات المرسلة كما يزداد هذا الأثر مع ازدياد مسافة الإرسال، سنتعيين بالشكل 19.2 الذي يظهر العلاقة بين عرض النبضة (Chirped Pulse) مع مسافة الإرسال  $L$ .



الشكل 19.2 العلاقة بين عرض النبضة (chirped pulse) مع مسافة الإرسال  $L$ .

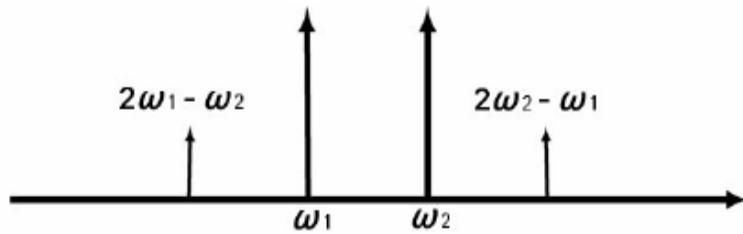
حيث عرض النبضة الابتدائي (50ps) ويساوي نصف فترة البث الواحد، ونستخدم ثلات قيم لطاقة الإرسال (1mW, 10mW, 20mW). من المحنني السابق نجد ازدياد عرض النبضة مع ازدياد مسافة الإرسال، وكما نلاحظ أنه عندما تكون طاقة الإرسال 20mW يزداد عرض النبضة بشكل أسرع بالمقارنة مع الأنظمة التي تعمل بطاقة أقل، وتجريبياً مجال طاقة الإرسال المثلية (1-10)mW عند المسافة 100km ومعدل إرسال 10Gbps.

يحدث SPM بين الأمواج التي تشتراك بقناة واحدة ولكن إذا حدث انتقال للطاقة إلى بقية القنوات فإن الأثر الناتج يسمى ((CPM(Cross-Phase Modulation)) والذي لا يعد خطراً إلا إذا كانت القنوات متقاربة بشكل كبير (بعض عشرات من الجيجاهرتز) ويمكن تخفيض CPM باستخدام ألياف من نوع DSF(Dispersion Shifted Fiber) مع معدل إرسال لا يتجاوز 10Gbps.

بالرغم من أن SPM يعد من الآثار اللاخطية الغير مرغوبة بشكل عام، ولكن قد يكون مفيداً في بعض الحالات لأنه يسبب ازدياد انضغاط النبضات وبالتالي يزيد من معدل الإرسال [1].

#### :Four Wave Mixing (FWM) 4.5

في أنظمة WDM التي تستخدم عدد كبير من الترددات الزاوية ( $\omega_1, \omega_2, \omega_3 \dots \omega_n$ ) فإن طاقة الإرسال لا تسبب تغير قرينة الانكسار فقط بل أيضاً تسبب ازدياد شدة الإشارة عند ترددات جديدة ( $\omega_j - \omega_i$ ) و ( $\omega_i + \omega_j$ ) هذه الظاهرة نطلق عليها اسم *Four-Wave Mixing* واختصاراً ندعوها FWM الشكل 20.2 يبين كيف تتشكل موجتين جديدتين عن ظاهرة FWM عند إرسال الموجتين  $\omega_1, \omega_2$ .

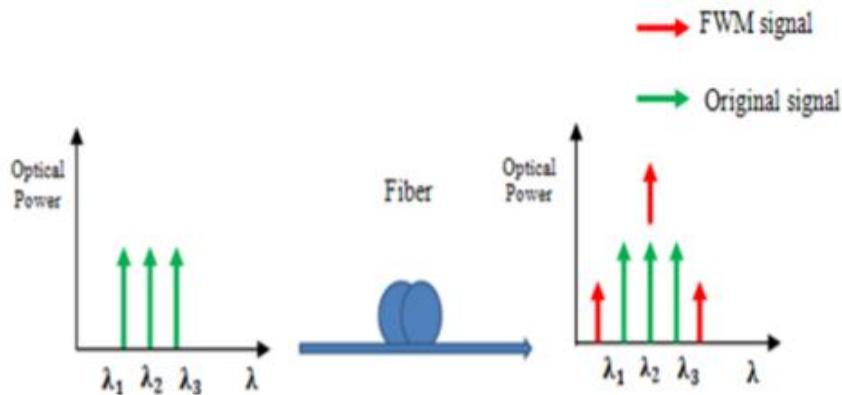


الشكل 20.2 ظاهرة Four Wave Mixing عند إرسال موجتين  $\omega_1, \omega_2$ .

عند إرسال ثلاثة أمواج أو أكثر يولد الاستقطاب اللاخطي ثلاثة إشارات عند الترددات  $\omega_i, \omega_j, \omega_k$  ، التي تتفاعل وتعطي إشارات جديدة عند الترددات  $\omega_i \pm \omega_j \pm \omega_k$  وإن الموجة الأكثر خطورة تلك التي ترددتها الزاوي  $\omega_{ijk}$  حيث أن:

$$(13.2) \quad \omega_{ijk} = \omega_i + \omega_j - \omega_k, \quad i \neq k, j \neq k.$$

وهذه الموجة تتوضع قريباً من إحدى الأمواج المفيدة مسبباً تداللاً Crosstalk كلامياً يسبب تغير المعلومات المرسلة عبر هذه الموجة وازدياد في طاقة إحدى القنوات. وهذا موضح في الشكل 21.2.



الشكل 21.2 تغير طاقة الأمواج المرسلة بسبب ظاهرة FWM.

لا ترتبط ظاهرة FWM بمعدل الإرسال حتى 2.5Gbps، وإنما تعتمد بشكل أساسي على ظاهرة التشتت الملون Chromatic Dispersion ويكون للمسافة بين القنوات الأثر الأكبر على ظاهرة FWM التي تزداد كلما اقتربت القنوات من بعضها، ويعود السبب في ذلك إلى ارتباط هذه الظاهرة بعلاقة الطور بين الأمواج المتدخلة، أيضاً تعد ظاهرة FWM خطرة في الأنظمة التي تستخدم ألياف من النوع DSF(Dispersion-Shifted)，ولا تسبب مشكلة كبيرة مع الأنظمة التي تستخدم ليف SMF قياسي، ولكن يفضل استخدام ليف من النوع NZ-DSF في أنظمة WDM لأسباب أخرى سيتم توضيحها بالتفصيل في الفصل الثالث [1، 5].

يمكن تخفيض أثر ظاهرة FWM باستخدام عدة طرق منها ما يتعلق بتقنيات اختيار القنوات والفراغ الترددي بينها ومنها ما يتعلق بإضافة عناصر صوتية إلى نظام الاتصال وهذه الطرق سنأتي على شرحها بالتفصيل في الفصل الثالث.

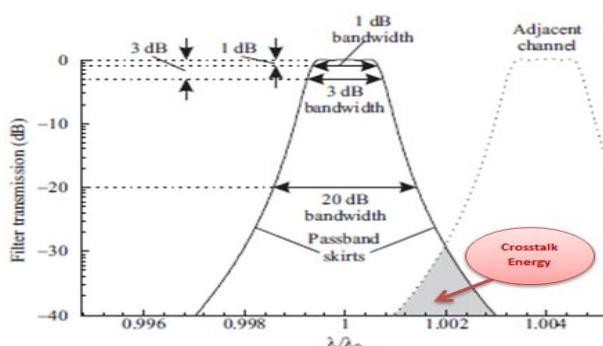
### الفصل الثالث

## التدخل الكلامي Crosstalk في أنظمة WDM أنواعه و طرق إنقاذه

### 1. مقدمة عامة عن التداخل الكلامي Crosstalk:

عرفت الآثار اللاخطية في أوائل القرن العشرين، إلا أنها لم تنتشر على نطاق واسع، ومع بداية العمل بشعاع الليزر على يد العالم ميمان عام 1960 فتح الطريق أمام البصريات اللاخطية ثم أوصلت التجارب التي قام بها العالم Franken وفريق عمله في ستينيات القرن الماضي إلى توليد المشتق الثاني لثابت الانبعاث وبرهن الفريق على أهمية هذا المشتق في البلورة عند استخدام ليزر الياقوت. ومنذ ذلك الحين أصبح مجال البصريات اللاخطية من أوسع وأضخم أصناف العمل في المجال الضوئي وقد جرت أبحاث كثيرة ومستفيضة في هذا المجال وتم التوصل إلى العديد من التقنيات الضوئية الحديثة التي تعتمد على الظواهر اللاخطية في الليف الضوئي [21].

بالرغم من أهمية هذه التقنيات إلا أن بعضها شكل عائقاً أمام نظم WDM من ناحية الاستفادة القصوى من قدرة الألياف الضوئية على نقل المعلومات، فزيادة معدل الإرسال أو طاقة الإرسال أو عدد القنوات المشاركة في عملية نقل المعلومات كلها أمر تسبب زيادة الآثار اللاخطية عامة والتداخل الكلامي Crosstalk خاصة. ويعود السبب في ذلك إلى أنه من متطلبات التصميم أن يكون عرض المجال الترددي المستخدم محدوداً وصغيراً قدر الإمكان، وكما أن زيادة معدل الإرسال يؤدي إلى زيادة احتمال الخطأ في نقل المعلومات أي زيادة Bit-Error-Rate (BER) وتناقص عامل الجودة Q. كما أن زيادة عدد القنوات ضمن مجال ترددي محدود يعني زيادة احتمال تداخل هذه القنوات مع بعضها كما يوضح الشكل 1.3.



الشكل 1.3 تداخل القنوات.

يعد التداخل الكلامي أحد أبرز الآثار اللاخطية ويسبب انخفاض أداء نظام الإرسال ويمكن أن يحدث التداخل حتى في حالة القناة النموذجية وذلك بسبب عدم مثالية عناصر WDM مثل المضخمات والمرشحات وعناصر المجمعات والمفككات Mux/Demux والمبدلات Switches.

يمكن تصنيف التداخل بشكل عام إلى نوعين أساسين؛ فال الأول يسمى التداخل الخطى اللامترابط Incoherent Crosstalk أو اللامتماثل Heterowavelength ويسمى أيضاً التداخل خارج القناة Interchannel Crosstalk أو التداخل بين القنوات Out- of –Band crosstalk

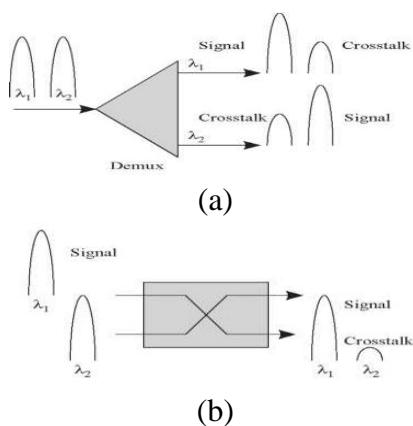
جميعها تعبّر عن نوع واحد من التداخل الذي يحدث بين الأمواج ذات الأطوال الموجية المختلفة، حيث تسبّب المرشحات، وعناصر المجموعات والمفكّات Mux/Demux تسرب جزء من طاقة الإشارة إلى القنوات المجاورة مما يعيق كشف الإشارة ومعالجتها بسهولة. أما النوع الثاني فيسمى التداخل المترابط Crosstalk أو المتماثل Coherent Crosstalk، ويسمى أيضاً التداخل داخل القناة In-Crosstalk أو المتماثل Band Crosstalk حيث تكون طول موجة إشارة التداخل بنفس طول موجة الإشارة المرسلة (إشارة المعلومات) أو قريبة منها إلى درجة كبيرة. وفي جميع الحالات يعتبر التداخل مشكلة هامة في أنظمة WDM لا بد من التخلص منها أو إنقاذهما ما أمكن [1]. سنقوم في الفقرة التالية بشرح مفصل لنوعي التداخل الكلامي وكيفية إنقاذه.

## 2. أنواع التداخل الكلامي :Crosstalk

### 1.2. التداخل الكلامي غير المترابط Incoherent Crosstalk

يحدث هذا النوع كما ذكرنا، عندما تكون إشارة التداخل الكلامي بطول موجة مختلف عن طول موجة إشارة المعلومات المطلوب إرسالها (وحيث يكون الفرق بين الطولين أكبر بما يكفي من عرض المجال الترددي الكهربائي للمستقبل). وهذا ما ندعوه بالـ التداخل الكلامي بين القنوات Interchannel Crosstalk، ومن الممكن أن يحدث التداخل الكلامي بين القنوات بسبب التفاعل الغير المباشر مثلاً يحدث عندما تسبّب إحدى القنوات ربح (كسب) مشاهد من قبل قناة أخرى وهذا ما يعرف بالآثار اللاخطية.

التداخل الكلامي بين القنوات يمكن أن يتولد من مصادر مختلفة، أبسط مثال هو المرشحات الضوئية أو المفكّات التي تقوم باختيار قناة وهي غير قادرة على تجاهل بقية القنوات تماماً، كما هو موضح في الشكل 2.3(a)، مثل آخر هو المفتاح أو المبدل الضوئي، حيث يكون التبديل بين عدة أطوال موجية وكما هو موضح بالشكل 2.3(b) يحدث التداخل الكلامي بسبب عدم مثالية العزل بين مخارج المبدل.



الشكل 2.3: التداخل الكلامي غير المترابط. (a) الناتج عن المفكّات. (b) الناتج عن المبدل الضوئي.

باعتبار أنّ نظام WDM يستخدم المرشحات الضوئية لانتقاء الإشارة المطلوبة ورفض باقي الإشارات، فإنّ الجزء الأساسي من التداخل يأتي من قناتين متقاربتين، والتداخل الآتي من بقية القنوات عادةً يهمّل. بفرض أن طاقة التداخل بحدود 0.5dB فإن طاقة أقرب قناة يجب أن تتجاوز 12.6dB حتى يتم تجاوز التداخل الكلامي [1].

بفرض أننا نستخدم مرشح (FBG) أو مرشح (Fabry\_Perot) لاختيار قناة واحدة  $m_{th}$  من بين عدة قنوات عددها الكلي ( $N$ )، فإن الطاقة الضوئية التي تصل إلى الكاشف تكتب بالشكل التالي:

$$(1.3) \quad P = P_m + \sum_{n \neq m}^N T_{mn} P_n$$

حيث أن  $P_m$  هي الطاقة الموجودة في القناة  $m_{th}$  والعامل  $T_{mn}$  عامل خاص بالمرشح ويعبر عن قدرة المرشح على اختيار القناة  $m_{th}$  من بين عدة قنوات عددها  $n$  [2].

يحدث التداخل عندما ( $T_{mn} \neq 0, m \neq n$ )، ويسمى التداخل *out-of band* لأنه يعود إلى القنوات التي تتوضع خارج طيف القناة التي تم كشفها، وطبيعته لامترابطة حيث أنه يعتمد على طاقة القنوات المجاورة فقط، ويدعى أيضاً بالتدخل الكلامي اللامتماثل *Crosstalk*. حتى نتمكن من إيجاد قيمة التداخل بالنسبة لنظام إرسال يجب أن نأخذ بعين الاعتبار حدود الطاقة *Power Penalty* والتي تعزف بأنها الطاقة التي يحتاجها المستقبل كي يقاوم أثر التداخل. الطريقة الأسهل لحساب حدود طاقة التداخل تعتمد على مخطط فتحة العين *EYE-diagram* أو معامل الجودة *Q Factor*. نبدأ من العلاقة التي تعطي التيار الضوئي المتولد في الكاشف والمقابل للاستطاعة الضوئية للقناة  $m_{th}$ :

$$(2.3) \quad I = R_m P_m + \sum_{n \neq m}^N R_n T_{mn} P_n \equiv I_{ch} + I_X$$

مع العلم أن  $R_m$  هي حساسية الكاشف بالنسبة لقناة  $m_{th}$  عند التردد  $v_m$  ، و  $\eta_m$  هي فعالية تكميم الكاشف (قيمة  $I$  من أجل كاشف *pin FET*) وتعطى  $R_m$  بالعلاقة التالية:

$$(3.3) \quad R_m = \eta_m q / h v_m$$

يشير  $I_X$  إلى تيار التداخل عند استقبال القناة  $m_{th}$  وقيمة هذا التيار تعتمد على حالة البت وتكون عظمى عندما تحمل القنوات المتداخلة البت (1) بشكل متزامن وهذه الحالة تمثل الحالة الأسوأ، وعندما يكون فتحة مخطط العين بأسوأ حالة وقيمة  $I_X$  عظمى [2].

عملياً، لتحسين نتائج مخطط العين ترفع قيمة تيار القناة  $I_{CH}$  لتحسين أداء النظام، والذي يزداد بالعامل  $\delta_X$  والذي يسمى بعامل حد طاقة التداخل، وبالتالي فإن التيار الموافق لقمة منحني العين هو:

$$(4.3) \quad I_1 = \delta_X I_{ch} + I_X$$

وتيار عتبة القرار  $I_D$  يكون:

$$(5.3) \quad I_D = I_1 / 2$$

تيار عتبة القرار يعبر عن المستوى المقبول الذي يجب أن يتجاوزه تيار القناة لتكون نتائج مخطط العين مقبولة، فمن قيمة  $I_D$  نتجه نحو أعلى المستوى العلوي بمقدار  $I_{CH}/2$ . والعامل  $\delta_X$  يمثل القيمة التي يجب أن يضرب بها التيار  $I_{CH}$  ليزداد إلى قمة مخطط العين، وذلك إذا كان:

$$(6.3) \quad \delta_X = 1 + I_X / I_{ch}$$

العامل  $\delta_X$  يسمى بعامل حد طاقة التداخل بالنسبة لقناة واحدة فقط هي  $m_{th}$  ، تحسب قيمة  $\delta_X$  من العلاقة التالية [2]:

$$(7.3) \quad \delta_X = 10 \log_{10} \left( 1 + \frac{\sum_{n \neq m}^N R_n T_{mn} P_n}{R_m P_m} \right)$$

أما إذا كانت طاقة القمة نفسها لجميع القنوات  $P_n = P_m$  تصبح حدود طاقة التداخل مستقلة عن الطاقة وأكثر من ذلك إذا كانت حساسية الكاشف نفسها لجميع القنوات  $R_n = R_m$  فإن  $\delta_X$  تكتب بالشكل التالي:

$$(8.3) \quad \delta_X \approx 10 \log_{10} (1 + X)$$

$$(9.3) \quad X = \sum_{n \neq m}^N T_{nm}$$

وهي قيمة التداخل غير المترابط أو غير المتماثل أو Out\_of\_band Crosstalk، ويعبر عن الطاقة الكلية المتسربة إلى القناة  $m_{th}$  من بقية القنوات، أما القيمة الرقمية للتدخل  $X$  فتعتمد على خواص المرشح المستخدم، فمثلاً بالنسبة لمرشح FP، يعتمد تحليل  $X$  على منحنيات مخطط العين أكثر من قيمة BER، فمع قيمة عشوائية للتيار  $I_X$  نحصل على وصف لعبارة BER باستخدام التحليل السابق [2]. ولكن من أجل قيمة محددة للتيار  $I_X$  تكون قيمة BER:

$$(10.3) \quad BER = p(1)P(0/1) + p(0)P(1/0)$$

وبشكل عام تؤخذ قيمة BER من العلاقة:

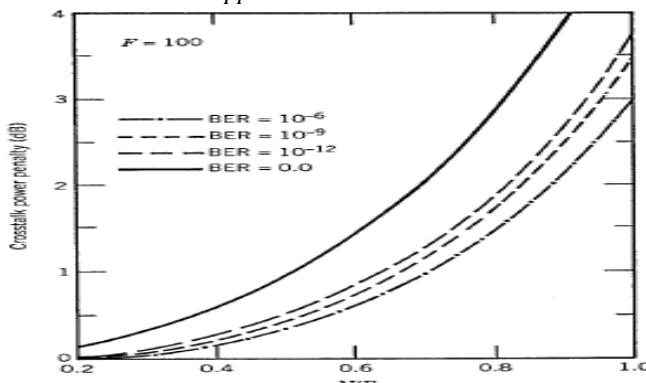
$$(11.3) \quad BER = \frac{1}{4} \left[ erfc \left( \frac{I_1 - I_D}{\sigma_1 \sqrt{2}} \right) + erfc \left( \frac{I_D - I_0}{\sigma_0 \sqrt{2}} \right) \right]$$

حيث:  $\sigma_1$ ،  $\sigma_0$  تغير الضجيج عند إرسال 0bit، 1bit على الترتيب.

هذه العلاقة من أجل تيار معلوم  $I_1$  مع حالة *on* أو *off*، ومن العلاقة  $I_1 = I_{CH} + I_X$  عندما ترسل القناة  $I_{CH} = 0$  يكون  $I_X = I_0$  وأسوأ حالة تقابل  $\{I_D = I_{CH}(1+X)/2\}$  حيث جميع القنوات بحالة *on* أي ترسل (1)، ونحصل على قيمة BER النهائية بإجراء متوسط حسابي للتوزع العشوائي الغوصي للمقدار  $I_X$  ويكون خاصاً بنوع المرشح المستخدم، وحدود طاقة التداخل  $\delta$  تحسب بإيجاد الزيادة في  $I_{CH}$  للحصول على قيمة BER.

يبين الشكل 3.3 العلاقة بين BER كتابع لقيمة NF، حيث  $N$  عدد القنوات و  $F$  عامل الدقة، فإذا كانت  $NF = 0.3$  فإن  $BER=0$  وعند  $N=30$   $F=100$  تسمى حالة Error Free Case وهي حالة خالية من الأخطاء، ويجب أن تبقى حدود الطاقة عند المستقبل أقل من  $0.2dB$  ليكون  $BER=10^{-9}$  حيث  $NF=0.33$ . فمن العلاقة التالية :

$$(12.3) \quad N < \eta_S \left( \frac{\Delta v_L}{\Delta v_{FP}} \right) = \eta_S F$$



الشكل 3.3 العلاقة بين BER والقيمة NF.

## 2.2. التداخل الكلامي المترابط :Coherent Crosstalk

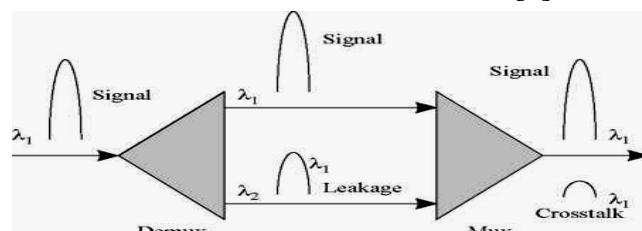
ويسمى أيضاً التداخل الكلامي داخل القناة In\_Band Crosstalking أو Intrachannel Crosstalking أو التداخل المتماثل Homowavelength Crosstalk و يحدث عندما تكون إشارة التداخل الكلامي لها نفس طول موجة المعلومات أو قريبة منها إلى درجة كبيرة - والتداخل يحدث ضمن عرض المجال الإلكتروني للمستقبل-. وهذا التداخل يسمى غالباً بالمترابط والذي يكون له أثر أكبر من النوع السابق، وفي كلتا الحالتين فإن التداخل محدود بمستويات الطاقة.

هذا النوع من التداخل الكلامي يزداد مع الانعكاسات في وصلات الإرسال، وفي الواقع إذا أمكن التحكم بهذه الانعكاسات فإن هذه المشكلة لاتعد أساسية في الوصلات. ومع ذلك يبقى هذا النوع من التداخل مشكلة هامة في الشبكات، ومصدرها الأساسي هي المفككات (Demux) والمجمعات (Mux).

تقوم المفككات بفصل الأطوال الموجية القادمة إلى ألياف مختلفة في الخرج. في الواقع أن جانباً من الموجة التي طولها  $\lambda_i$  تتسرب إلى موجة مجاورة طولها  $\lambda_{i+1}$  مما يسبب عدم مثالية فصل الأطوال الموجية في المفكك، وعندما تعود الأمواج لالربط ضمن الليف مجدداً عن طريق المجمعات، فإن فسماً من الموجة  $\lambda_i$  الذي تتسرب إلى قناة  $\lambda_{i+1}$  سوف يتتسرب مجدداً إلى ليف مجاور في الخرج ومع أن كلتا الموجتين تحملان نفس المعلومات إلا أنهما غير متفقان بالطور وفقاً للتأخير الذي تعرضت له كلاً منها، وهذا ما يسبب التداخل الكلامي.

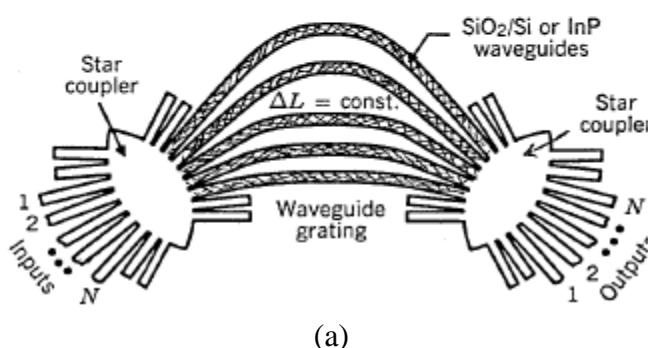
من المصادر الأخرى للتداخل الكلامي داخل القناة هو عنصري Demux / Mux كما هو موضح بالشكل 4.3 وذلك يعود لعدم مثالية العزل بين المنافذ، وفي هذه الحالة فإن الأمواج تتضمن معلومات مختلفة. حيث يظهر أن الموجة  $\lambda_1$  وبعد تجاوزها المفكك Demux فإن قسماً منها يتتسرب إلى  $\lambda_2$  وبعد Mux يتحول الجزء المتتسرب إلى إشارة تداخل.

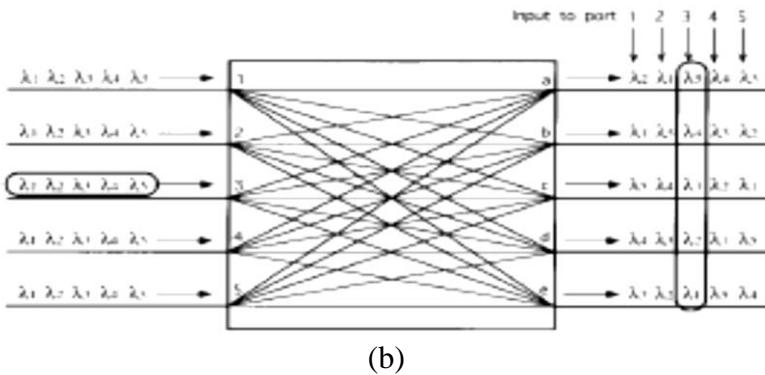
تزداد مشكلة التداخل عندما تكون حالة استقطاب موجة المعلومات SOP هي نفسها حالة استقطاب إشارة التداخل. كما أن مشكلة التداخل تزداد عندما يكون طور إشارة التداخل تعاكش تماماً طور إشارة المعلومات، مع العلم أن علاقة الطور بين الإشارتين يمكن أن تتغير عبر الزمن وذلك نتيجة عدة عوامل بما فيها تغيرات درجات الحرارة [1].



.الشكل 4.3 التداخل الكلامي المترابط الناتج عن Demux / Mux

من العناصر التي تصمم لتخفيض التداخل هي (WGR) Wavelength Grating Routers، الشكل 5.3 (a)، ولكن عند عدم تمام الترشيح تعد هذه العناصر سبباً لحدوث التداخل.





الشكل 5.3 : طريقة عمل WGR . (a) بنية WGR ، (b) طريقة عمل WGR .

يمكن أن نفهم ذلك من خلال عمل WGR (Wavelength Grating Routers ) (الشكل 5.3 (b))، فإذا كان عدد الموجات  $N \times N$  و إذا فرضنا الموجة  $\lambda_m$  تتعرض للتدخل من 1 -  $N^2$  إشارة، و يوجد 1 إشارة لها نفس طول الموجة الحاملة  $\lambda_m$  فيكون عدد الأمواج المتبقية  $(N-1)N$  التي تعود إلى أمواج مختلفة و تهمل عندما تمر في بقية عناصر WDM، وتتأتي إشارات التداخل عند عدم تمام الترشيح ضمن WGR. من الأسباب الأخرى التي تؤدي إلى حدوث التداخل المترابط هي عناصر Add/Drop.

لوضوح أثر التداخل المترابط على أداء نظام الاتصال يجب أن نحصل على التيار في المستقبل و يجب أن نعود إلى حدود الطاقة Power Penalty، ولأجل ذلك نحتاج العلاقة المعبرة عن الحقل الضوئي الكلي الذي يتضمن فقط تداخل مترابط (In-band Crosstalk) ([2]) و هي :

$$(13.3) \quad E_m(t) = (E_m + \sum_{n \neq m}^N E_n) \exp(-i\omega_m t)$$

حيث  $E_m$  تعود للإشارة المرسلة أو الحاملة للمعلومات، و من العلاقة السابقة تظهر الطبيعة المترابطة للتداخل الكلامي In-band Crosstalk . يعطى التيار الذي يصل إلى المستقبل بالعلاقة التالية:

$$(14.3) \quad I = R |E_m(t)|^2$$

تتضمن قيمة التيار السابق تداخل من نمط (Interference) أي التشويش كالذى تسببه المضخمات الضوئية، وهو نوعان الأول تداخل القناة مع بقية القنوات ( $E_m, E_n$ ) حيث  $m \neq n$  و النوع الآخر هو تداخل القنوات الأخرى مع بعضها والذي يهمل في هذه الحالة عملياً، وعندما تساوى قيمة التيار في المستقبل:

$$(15.3) \quad I(t) \approx RP_m(t) + 2R \sum_{n \neq m}^N \sqrt{P_m(t)P_n(t)} \cos[\phi_m(t) - \phi_n(t)]$$

حيث:

- $P_m$  : طاقة الإشارة المرسلة.
- $P_n = |E_n|^2$  : طاقة التداخل.
- $\phi_n(t), \phi_m(t)$  : طور الإشارة المرسلة وطور إشارة التداخل على الترتيب.

عمليا تكون طاقة إشارة التداخل أقل بكثير من طاقة الإشارة المرسلة. يمكننا أن نعيد كتابة التيار عند المستقبل بالشكل التالي، حيث تعالج التداخل كضجيج شدة التيار:

$$(16.3) \quad I(t) = R(P_m + \Delta P)$$

تعطى حدود الطاقة في هذه الحالة بالعلاقة التالية:

$$(17.3) \quad \delta_X = -10 \log_{10}(1 - r_X^2 Q^2)$$

حيث  $Q$  عامل الجودة و  $r_X^2$  يعطى بالعلاقة:

$$(18.3) \quad r_X^2 = \frac{\langle (\Delta P)^2 \rangle}{P_m^2} = X(N - 1)$$

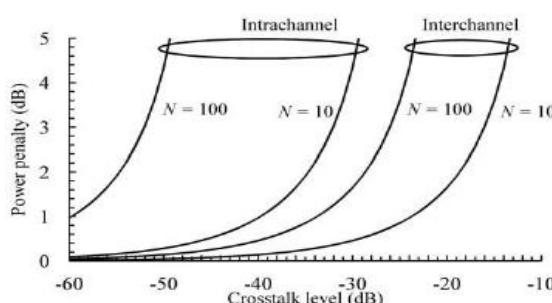
العلاقة المعتبرة عن التداخل المعرف بأنه جزء الطاقة المتسربة :

$$(19.3) \quad X = P_n/P_m$$

نعتبر قيمة التداخل نفسها لجميع المنابع المسببة للتداخل in\_band crosstalk وذلك بفرض الطاقة متساوية لجميع المنابع، لنبقى حدود الطاقة تحت 2dB يجب أن يكون  $r_X < 0.07$  والذى يعد شرط لإبقاء القيمة  $X(N - 1)$  أقل من 23dB، ويجب أن يبقى مستوى التداخل أقل من القيمة 38dB مع عدد قنوات  $N=16$  ويجب أن يكون أقل من 43dB مع  $N=100$  [2].

تصبح حدود التداخل في حالة استخلاص طول موجة معين في وصلات التداخل الضوئية معقدة تماماً بسبب تعدد وكثرة عناصر التداخل التي يمكن للموجة أن تعبر ضمنها كما هي الحال في شبكات WDM. ولكن وجد عملياً أن أسوأ حالة هي عندما يكون عدد عناصر التداخل أكثر من 25 ، ومستوى التداخل لكل عنصر أقل من 40dB- ولكن حدود الطاقة في الاستقبال أكبر من 3dB [2].

يظهر المنحني البياني المبين في الشكل 6.3 حدود الطاقة ويبين أنه إذا كان لدينا 10 عناصر تولد كل منها إشارة تداخل كلامي بمستويات متساوية من الطاقة، فعلينا أن نصمم جهازاً بحيث يكون كل عنصر فيه حدود التداخل أقل من 40dB- لكل عنصر، وذلك حتى تكون حدود الطاقة الكلية للتداخل الكلامي أقل من [1] 1dB.



الشكل 6.3 حدود الطاقة بدلالة مستوى التداخل الكلامي.

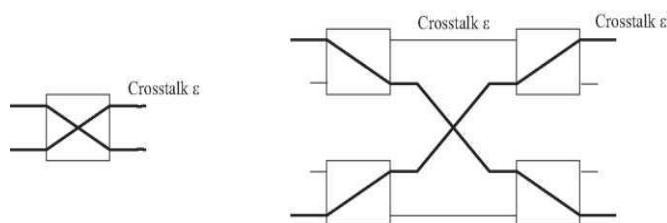
يتضح مما سبق أهمية ضبط التداخل الكلامي عند تصميم شبكات WDM، يساهم في ضبط التداخل اللاخطي بشكل عام وتستخدم تقنية بسيطة تمثل بتعديل حرف طور الإشارة المنبعثة من الليزر (في مرحلة الإرسال) إلى تردد معين يكون أكبر من عرض حزمة الليزر حيث يجب أن فيبقى مستوى التداخل أقل من 1% أي تقريراً 20dB- لنحصل على إشارة مقبولة في المستقبل [1].

يتجلى التداخل الكلامي بثلاثة أنواع رئيسية وهي SPM، FWM و CPM، وقد أجريت حديثاً أبحاث وتجارب كثيرة لتخفيض التداخل الكلامي Crosstalk بأنواعه الثلاث وهي (SPM, CPM, FWM) وسنذكر فيمايلي بعض هذه الطرق ونتوسع في معالجة النوع الأكثر شيوعاً وهو Four Wave Mixing (FWM).

### 3.2. طرق إنقاص التداخل بشكل عام:

إن أفضل طريقة لتخفيض أثر التداخل الكلامي يكون بتحديد مستويات الطاقة عند مستوى الجهاز، بمعنى آخر يجب على مصمم الجهاز أن ينتبه لهذا الأمر، أي أن يقوم المصمم بحساب وتحديد حدود التداخل المسموح بها لكل جهاز على حدا قبل أن يصبح ضمن الشبكة، وهناك اعتبارات تصميمية للحد من أشكال معينة من التداخل وبشكل خاص التداخل الناجم عن المبدلات الضوئية.

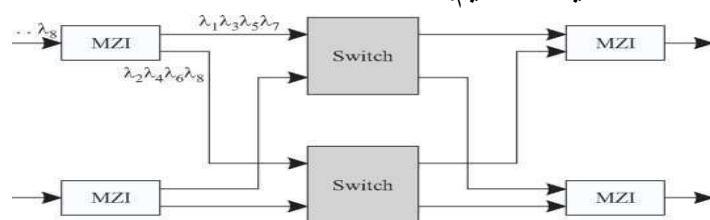
نستخدم هنا طريقتين الأولى تسمى التمديد المكاني (Spatial Dilation) و يوضح الشكل 7.3 الطريقة الأولى وفيها يظهر مبدل ضوئي  $\epsilon^2$ ، حيث يمكننا الحد من التداخل الكلامي بتوسيع المبدل، وذلك بإضافة مداخل و مخارج إلى المبدل وهذا يكون التداخل الكلامي قد خفض بمقدار 2. المشكلة في التمدد هي أنه لا بد من زيادة عدد المبدلات، وعادة ما يحدث مضاعفة لعدد المبدلات.



الشكل 7.3 إنقاص التداخل الكلامي بطريقة التمديد المكاني (Spatial Dilation).

الطريقة الثانية من أجل تخفيض التداخل الكلامي في أنظمة WDM ضمن مستوى المبدل هي تمديد طول الموجة، وهذا الأمر يعتبر فعالاً إذا كان المبدل الواحد يعالج عدة أطوال موجية. نستخدم مبدلين بدلًا من واحد كما هو مبين في الشكل 8.3 لإنقاص التداخل الكلامي داخل القناة المبدل الأول يستخدم للفتوت ذات الأرقام الفردية بينما الثاني يستخدم للفتوت ذات الأرقام الزوجية.

يجب هذا العمل التداخل الكلامي، ولكن سيئة هذه الطريقة أنها تضاعف من فراغ القناة ، و في حالة خاصة لتمديد طول الموجة يمكننا استخدام مبدل منفصل لكل طول موجة، ولكن لا تعد هذه الطريقة مناسبة لأنها ترفع الكلفة الاقتصادية للتصميم.



الشكل 8.3 تخفيض التداخل الكلامي بطريقة تمديد طول الموجة.

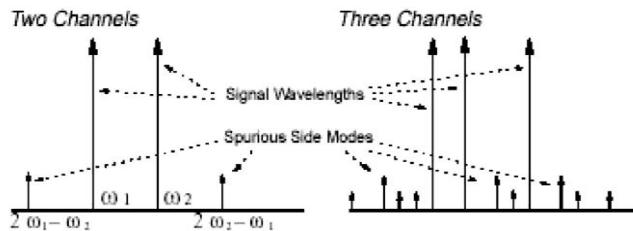
الطريقة الأسهل من أجل تخفيض التداخل الكلامي في Mux/Demux تكون بإضافة مرشح إلى كل طول موجة بين مراحل Mux/Demux. تشكل مرحلة المرشح الإضافية مستوى إضافي من العزل وتحسن من معالجة التداخل الكلامي بشكل تلقائي، ولكن تزيد من الكلفة الاقتصادية للعمل أيضًا [1].

### :FWM (Four Wave Mixing) .3

تسبب الترددات الجديدة الناتجة عن إرسال عدة أطوال موجية بأن واحد في الليف تداخل كلامي متراصط Coherent in\_band Crosstalk في حالة تساوي الفراغ بين القنوات، وفي حالة عدم تساوي الفراغ بين القنوات فإن معظم مكونات FWM تتوضع بين القنوات وتؤدي إلى تداخل غير متراصط خارج المجال Incoherent\_out of band Crosstalk، وفي كلتا الحالتين ينخفض أداء نظام الإرسال بسبب انخفاض طاقة القناة لكن يكون التداخل المتراصط أكثر تأثيراً على تراجع أداء النظام، إذاً ظاهرة FWM هي من أنواع التداخل الكلامي المتراصط [1]، [2].

#### 1.3. مفهوم FWM :

كما ذكرنا سابقاً، في أنظمة WDM التي تستخدم عدد كبير من الترددات الزاوية ( $\omega_1, \omega_2, \omega_3 \dots \omega_n$ ) فإن طاقة الإرسال لا تسبب تغير قرينة الانكسار فقط بل تسبب أيضاً ازدياد شدة الإشارة عند ترددات جديدة  $(\omega_i + \omega_j - \omega_k)$  و  $(2\omega_i - \omega_j)$  نطلق على هذه الظاهرة اسم Four-Wave Mixing و اختصاراً ندعوها FWM.



.Four-Wave Mixing 9.3

ترتبط طاقة الإرسال مع قرينة انكسار الليف اللاخطية بالعلاقة التالية:

$$(20.3) \quad \bar{n} = n_1 + n_2 \left( \frac{P}{A_{eff}} \right)$$

إذا كان الليف من السيليكا فإن قيمة قرينة الانكسار اللاخطية ( $m^2/W$ )  $10^{-20} \times 2.6$  وذلك عند طاقة الإرسال ( $1mW$ ) [5]، [12]، [15].

$P$  : الطاقة الضوئية المرسلة.

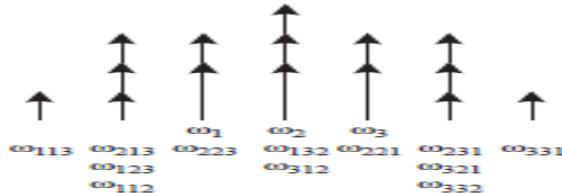
$A_{eff}$  : المساحة الفعالة لقلب الليف.

إن ظاهرة FWM في الأساس ناتج تشتت حيث تنتج من تصدام فوتونان كل منهما له الطاقة  $\hbar\omega_1$  و  $\hbar\omega_2$  و طاقتهما الناتجة تظهر على شكل فوتونان جديدين  $\hbar\omega_3$  و  $\hbar\omega_4$ . كما أن مصدر FWM هو الحساسية اللاخطية  $\chi^3$  التي تولد الحقل الرابع ذو التردد  $\omega_4$  عندما تنتشر ثلاثة أمواج  $\omega_i, \omega_j, \omega_k$ ، التي تتفاعل وتعطي إشارة رابعة جديدة عند الترددات  $\omega_k \pm \omega_i \pm \omega_j$  وإن الموجة الأكثر خطورة تلك التي ترددتها الزاوي  $\omega_{ijk}$  نعيد كتابة المعادلة (13.2) بشكلها العام التالي:

$$(21.3) \quad \omega_{ijk} = \omega_i \pm \omega_j \pm \omega_k, \quad i \neq k, j \neq k.$$

إذا فرضنا أن  $N$  عدد القنوات التي يستخدمها نظام WDM فإن عدد القنوات الممكن أن تحدث بسبب FWM هو  $N(N-1)^2$  وذلك أيًّا كان نظام WDM المفروض، فمثلاً إذا كان نظام WDM ذو ثلاثة قنوات فإن عدد القنوات الجديدة الممكن أن تتشكل هو (12)، الشكل 10.3 يوضح تشكيل الأمواج الجديدة

بسبب ظاهرة FWM [1]. نسمى الموجة  $\omega_{ijk}$  بالموجة المزيفة ويكون ترددتها مساوٍ تماماً للموجة المرسلة أو على مسافة تردديّة ثابتة منها وينتج عن ذلك تغيير المعلومات المرسلة عبر الموجة وهو تداخل كلامي متراّبط وكلما ازداد عدد القنوات المرسلة كلما ازداد عدد عناصر FWM والشكل 10.3 يوضح أنه من ثلاثة قنوات تتشكل اثنا عشرة موجة جديدة.



الشكل 10.3 تشكيل أمواج جديدة بسبب ظاهرة FWM.

### 2.3 أهمية التشتت الملون في ظاهرة FWM [1], [2], [15]

#### التشتت الملون : Chromatic Dispersion

وهي الظاهرة التي تتجلى بانتقال الأمواج بسرعات مختلفة في الليف وبالتالي وصولها في أوقات مختلفة عند المستقبل، والجدير بالذكر أن الليف المستخدم هو ليف وحيد النمط SMF ويحدث التشتت الملون بسببين:

- ارتباط قرينة انكسار مادة الليف (وهي السيليكا) بالتردد المستخدم وينتج عنها تشتت المادة Dispersion Material.
- تشتت الليف كمرشد للأمواج Waveguide، وهذا يتعلق بطاقة الإشارة التي تنقسم إلى جزأين أحدهما موجود في اللب والأخر في الغلاف وترتبط الطاقة المنتشرة في الليف بقرينة الانكسار الفعلية والتي قيمتها بين قيمة قرينة انكسار القلب وقرينة انكسار الغلاف، فإذا كانت معظم الطاقة منتشر في القلب فإن قرينة الانكسار الفعلية تكون قريبة من قرينة انكسار القلب، أما إذا كانت معظم الطاقة تسير في الغلاف فإن قرينة الانكسار الفعلية تكون قريبة من قرينة انكسار الغلاف، كذلك يرتبط توزيع الطاقة بطول الموجة التي تنتقل عبر الليف، إن تغير توزيع الطاقة يغير من ثابت الانتشار ويغير قرينة الانكسار الفعلية.

لا تحافظ النسبة على شكلها في التشتت الملون والعامل المعبر عن تشتت النسبة يدعى  $\beta_2$  وهو المشتق الثاني لثابت الانتشار  $\beta$  بالنسبة لطول الموجة  $\lambda$ ، يدعى التشتت الملون بتشتت سرعة المجموعة GVD وبالتالي فإن العامل  $\beta_2$  يعبر عن معدل تغير سرعة المجموعة أيضاً، وفي الحالة المثالية عندما لا يوجد تشتت فإن قيمة  $\beta_2$  تساوي الصفر، ولكن عملياً فإن قيمة  $\beta_2$  لا تساوي الصفر لأن عرض النسبة يتغير بعد انتشارها لمسافة  $Z$  عبر الليف.

في معظم أنظمة الاتصال الحديثة وخاصة WDM تستخدم النبضات ذات الشكل الغوصي Gaussian Pulse)، ولكن تتعرض هذه النبضات للانضغاط والاتساع والسبب هو تغير ترددتها مع الزمن، حيث يتغير موقع التردد المركزي للنبضة وهذا يسمى ظاهرة Chirp، (الشكل 18.2 في الصفحة 43 يوضح هذه الظاهرة).

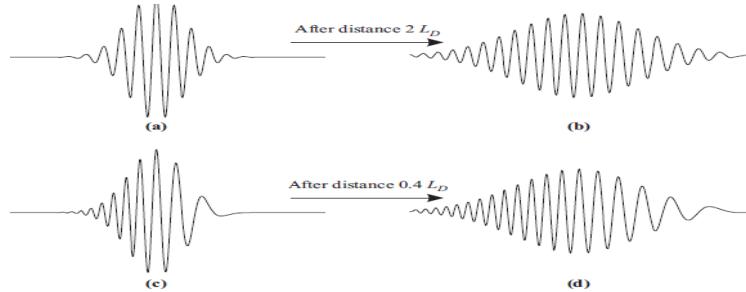
يحدث تغير في تردد النبضة نتيجة لتعديل المرسل بشكل مباشر أو نتيجة الآثار اللاخطية وخاصة (FWM)، فإذا كان عرض النبضة الأساسي  $T_0$  وعرض النبضة بعد مسافة  $Z$  هو  $T_Z$ ، وباعتبار  $k$  يعبر عن مقدار التغير في تردد النبضة (Chirp)، تكون العلاقة المعبرة عن نسبة  $T_Z/T_0$ :

$$(22.3) \quad \frac{T_z}{T_0} = \sqrt{\left(1 + \frac{k\beta_2 z}{T_0^2}\right)^2 + \left(\frac{\beta_2 z}{T_0^2}\right)^2}$$

عملياً إذا تم استخدام نظام إرسال بمعدل 2.5Gb/s وليف وحيد النمط قياسي SMF وطول موجة 1.55μm، وإذا كان عرض النبضة الأساسي  $T_0 = 0.2ns$ ، فإن طول مسافة التشتت  $L_D$  تكون بحدود 1800km في حالة تعديل المنبع بمعدل (RZ) وتتحفظ إلى 600km في حالة كان التعديل (NRZ)، ولكن مع نظام إرسال 10Gb/s تتحفظ مسافة التشتت حتى 115km وهنا يكون عرض النبضة  $T_0 = 0.05ns$ ، الشكل 11.3 يوضح ذلك.

يأخذ العامل  $k$  قيمة موجبة وأخرى سالبة فعندما يكون سالباً يعني أن تردد النبضة يتناقص مع الزمن والعكس في حالة كان العامل  $k$  موجباً.

عندما يكون  $0 > \beta_2$  يحدث انضغاط في شكل النبضة ويستفاد من هذه الحالة لزيادة سعة الإرسال، وعلى العكس يحدث اتساع في شكل النبضة عندما يكون  $0 < \beta_2$ .



الشكل 11.3 تغير عرض النبضة مع المسافة.

#### التحكم بالتشتت الملون باستخدام الألياف : DSF :

تطورت الألياف ذات اللب متدرج القرينة (Step Index) لتلاعيم مقاومة التشتت كذلك ظهرت الألياف ذات التشتت الملون السالب التي عالجت مشكلة التشتت وكانت فعالة جداً في ذلك.

إذا كان ( $D$ ) عامل التشتت الملون (وعندما نذكر التشتت فمعنى التشتت الملون فقط)، و( $\beta_2$ ) عامل تشتت سرعة المجموعة ( $GVD$ ) فتكون العلاقة المعتبرة عن ارتباط العاملين معاً:

$$(23.3) \quad D = -(2\pi c/\lambda^2)\beta_2$$

حيث:

$\lambda$  : طول الموجة.

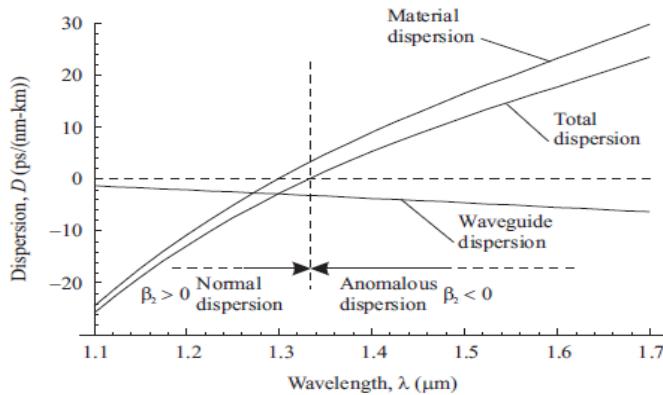
$c$  : سرعة الضوء.

يقارب عامل التشتت ( $D$ ) بالواحدة  $ps/nm\_km$  و يعرف بأنه زيادة عرض النبضة مقدراً بواحدة ps بعد انتقالها مسافة 1km حيث عرض طيف هذه النبضة 1nm و يتوقف عامل التشتت على نوع الليف المستخدم ومعدل الإرسال ومسافة النقل.

ويمكن أن نعبر عن العامل  $D$  بالعلاقة التالية:

$$(24.3) \quad D = D_m + D_w$$

حيث أن  $D_m$  تشتت المادة، و  $D_w$  تشتت الليف بوصفه دليل الموجة. الشكل 12.3 يوضح العلاقة بين العامل  $D$  وطول الموجة  $\lambda$  وذلك في حالة ليف (SMF) يحدث فيه نوعي التشتت العادي Normal والشاذ Anomalous حيث  $0 < \beta_2 < 0$  ،  $\beta_2 > 0$  على الترتيب.



الشكل 12.3 العلاقة بين العامل  $D$  وطول الموجة  $\lambda$ .

ونلاحظ من الشكل السابق أن  $D_m$  يزداد منفرداً مع ازدياد  $\lambda$  ويتساوي الصفر عندما تكون  $m = 1.276\mu m$ . كما أن  $D_w$  يتناقص منفرداً مع ازدياد  $\lambda$  وهو سالب دوماً.

قيمة التشتت تساوي الصفر عند طول الموجة  $\lambda = 1.31\mu m$  وهذا واضح في الشكل السابق ومن هنا نستنتج أن العامل  $D_w$  له الأثر في إزاحة موجة التشتت الصفري من القيمة  $1.276\mu m$  إلى القيمة  $1.31\mu m$ . ومن الشكل السابق نفسه نجد أن منحني التشتت الكلي هو تقريباً خط مستقيم ذو ميل موجب ثابت.

### 3.3. فعالية FWM وال العلاقات الرياضية المرتبطة به:

يتطلب حدوث FWM توافق بالطور بين الأمواج الثلاث  $\omega_i, \omega_j, \omega_k$  وتعتبر FWM من أهم مصادر التداخل الكلامي اللاخطي المترابط، حيث فراغ القناة وتشتت الليف يجب أن يكون صغيراً بما يكفي لتحقيق شرط توافق الطور. في هذه الحالة من التداخل يعمل نظام WDM بالقرب من طول موجة التشتت الصفري في ألياف DSF لهذا السبب عالجت عدة تقنيات مشكلة FWM في أنظمة WDM وعملت على إيقافها [2]. لا ترتبط ظاهرة FWM بمعدل الإرسال في الأنظمة التي تعمل بمعدل إرسال حتى (2.5GHz) وإنما تعتمد بشكل أساسى على ظاهرة التشتت الملون Chromatic Dispersion ويكون للمسافة بين القنوات الأثر الأكبر على ظاهرة FWM التي تزداد كلما اقتربت القنوات من بعضها، ويعود السبب في ذلك إلى ارتباط هذه الظاهرة بعلاقة الطور بين الأمواج المتداخلة، فإذا كانت الأمواج المسافرة عبر الليف تسير بسرعة مجموعة GV (Group Velocity) متساوية يكون احتمال حدوث FWM أكبر(هنا لا وجود للتشتت الملون)، ولكن إذا انتقلت هذه الأمواج بسرعات GV مختلفة فإنه يتناقص احتمال حدوث FWM (يوجد تشتت ملون) كما أن اختلاف سرعة الأمواج المسافرة يكون أكبر عندما تزداد المسافة بين القنوات [1].

يمكن ضبط FWM من خلال الربط بين أربع علاقات والتي تعطي حلًّا رقمياً [2]، فإذا أهلنا انزياحت الطور الناتجة عن SPM، CPM، وبفرض القنوات الثلاث ( $\omega_i, \omega_j, \omega_k$ ) المشاركة في ظاهرة FWM، لا يمكن نفيها تماماً، وبتضمين ضياعات الليف، فإن المطال ( $A_F$ ) - الذي يعبر عن مطال الإشارة التي ترددتها  $\omega_{ijk}$  أو  $\omega_F$ - يمكن ضبطه من خلال التحكم بالمعاملات المرتبطة به في المعادلة المعبرة عنه بشكل تقاضي بالنسبة لمسافة الانتشار:

$$(25.3) \quad \frac{dA_F}{dz} = -\frac{a}{2} A_F + d_F \gamma A_i A_j A_k^* \exp(-i \Delta k z).$$

حيث:

$\gamma$  : عامل الانتشار اللاخطي (2.6/W-km).

$d_F$  : عامل الانكفاء (عامل مرتبط بحدود طاقة التداخل بين القناتين  $i, j$  في الكاشف ويستخدم بكثرة في أدبيات FWM وهو ذو قيمة اصطلاحية).

$$(26.3) \quad A_m(z) = A_m(0) \exp\left(-\frac{az}{2}\right) \quad \text{for } m = i, j, k.$$

$$(27.3) \quad d_F = 2 - \delta_{ij}.$$

حيث يأخذ  $d_F$  (عامل الانكفاء) القيمة (1) عندما  $j=i$  ، ولكن تتضاعف قيمته عندما  $j \neq i$ . وبعد إجراء التكامل على المعادلة التفاضلية السابقة نحصل على مطال موجة FWM أي  $A_F(z)$ ، ثم يمكننا أن نجد الطاقة المنتقلة إلى موجة FWM في ليف طوله  $L$ .

تعطى الطاقة المنتقلة إلى موجة FWM بالعلاقة التالية [2]:

$$(28.3) \quad P_F = |A_F(L)|^2 = \eta_F (d_F \gamma L)^2 P_i P_j P_k e^{-aL}$$

حيث:

$P_m$  طاقة الإشارة المفيدة التي نحصل عليها عند الاستقبال.

أو تحسب الطاقة المنتقلة إلى موجة FWM من العلاقة التالية [1]:

$$(29.3) \quad P_{ijk} = \left(\frac{w_{ijk} \bar{n} d_{ijk}}{3cA_e}\right)^2 P_i P_j P_k L^2$$

الطاقة الكلية المنتقلة بفعل ظاهرة FWM [1]:

$$(30.3) \quad \sum_{w_i+w_j-w_k} P_{ijk}$$

فعالية FWM وتقدر بواحدة dB [2]:

$$(31.3) \quad \eta_F = \left| \frac{1 - \exp[-(a+i\Delta k)L]}{(a+i\Delta k)L} \right|^2$$

حيث:

$\alpha$  : عامل التخادم.

$L$  : طول الليف.

تعتمد الفعالية على فراغ القناة وذلك عن طريق عدم توافق الطور المضاف والمعطى بالعلاقات التالية:

$$(32.3) \quad \Delta k = \beta_F + \beta_k - \beta_i - \beta_j \approx \beta_2 (\omega_i - \omega_k) (\omega_j - \omega_k)$$

أو نعبر عن شرط عدم توافق الطور بالعلاقة التالية:

$$(33.3) \quad \Delta k = \beta(\omega_3) + \beta(\omega_4) - \beta(\omega_1) - \beta(\omega_2)$$

وهو شرط هام جداً عندما نريد إضعاف طاقة موجة FWM بشكل رياضي.

حيث:

: تغير ثابت الانتشار ونحصل عليه من توسيع سلسلة تايلور حول التردد  $\omega_c$  والمعرف بالعلاقة:

$$(34.3) \quad \omega_c = (\omega_i + \omega_j)/2$$

مع العلم أن المعادلة التالية تعبر عن توسيع سلسلة تايلور [1] :

$$(35.3) \quad \beta(\omega) = \bar{n}(\omega) \frac{\omega}{c} \approx \beta_0 + \beta_1 (\Delta\omega) + \frac{\beta_2}{2} (\Delta\omega)^2 + \frac{\beta_3}{6} (\Delta\omega)^3$$

في الحالة التي يكون فيها  $\omega_2 = \omega_1 \pm \Omega$  فإن  $\Omega$  هو فراغ القناة وبالاستعانة بمعادلة سلسلة تايلور السابقة نجد أن ثابت الانتشار  $\beta_0$  ومشتقه  $\beta_1$  يجب أن يتم إلغاؤهما ( $\beta_1 = 1/v_g = \beta_0$ ) و سرعة المجموعة. وبعد تعويض القيم المناسبة في المعادلة (36.3) يكون شرط عدم توافق الطور:

$$(36.3) \quad \Delta k = \beta_2 \Omega^2$$

$\beta_2$  هو عامل تشتت سرعة المجموعة  $GVD$  عند التردد  $\omega$  وواحدته ( $ps^2/km$ ) و عندما  $0 = \beta_2$  يكون  $\Delta = 0$  (شرط توافق الطور). ومن الواضح أنه يجب أن يكون  $GVD$  كبيرة في الليف ( $\beta_2 > 5ps^2/km$ ) حتى تختفي فعالية FWM أو  $\eta_F$  مع فراغ قناة يصل إلى  $50GHz$  أو أكثر. وإذا كانت  $1 \approx \eta_F$  عند موجة التشتت الصفرى في الليف تنتج طاقة لا يمكن إهمالها في عنصر FWM الناتج وذلك عندما تكون طاقة إرسال القناة كبيرة. في حالة تساوى الفراغ بين القنوات تزداد طاقة عنصر FWM ( $P_F$ ) مع القيمة  $P_{ch}^3$  وهذا القيمة المكعب هي السبب في تحديد طاقة القناة حتى قيمة أقل من (1mW) [2].

#### 4.3 العوامل المؤثرة والمسببة للتداخل FWM:

مما سبق، ومن الدراسات المستفيضة التي جرت على ظاهرة FWM يمكننا أن نجمل العوامل المؤثرة على ظاهرة FWM بالأمور التالية:

1. عدد القنوات.
2. الفراغ بين القنوات أو المسافة التردديّة بين القنوات.
3. عامل تشتت الليف.
4. طاقة الإرسال.
5. المساحة الفعالة لقلب الليف.

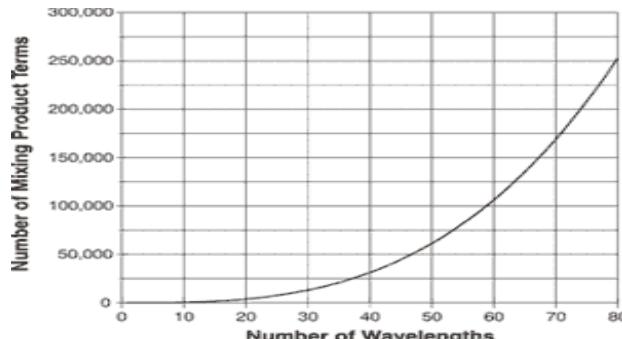
فيما يلي شرح مبسط حول هذه العوامل:

##### 1. عدد القنوات:

يرتبط عدد القنوات الناتجة عن ظاهرة FWM والذي ندعوه  $M$  بعدد القنوات المرسلة  $N$  وذلك وفق العلاقة التالية:

$$(37.3) \quad M = N(N - 1)^2$$

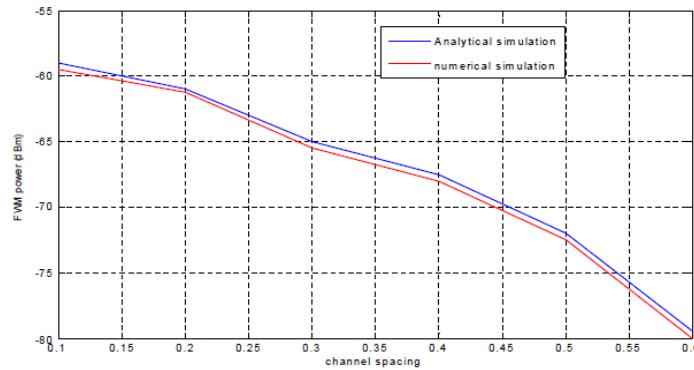
وبالنظر إلى المنحني التالي الموضح بالشكل 13.3 يتضح ازدياد عدد القنوات الناتجة عن FWM بازدياد عدد القنوات المرسلة. لذلك عند تصميم نظام WDM يعتمد على إرسال عدة قنوات بأن واحد يجب أن يؤخذ بعض الاعتبار عدد القنوات المرسلة بحيث لا تؤثر القنوات الإضافية الناتجة على أداء النظام.



الشكل 13.3 العلاقة بين عدد الأمواج المرسلة والأمواج الناتجة عن ظاهرة FWM.

## 2. الفراغ بين القنوات:

العامل المؤثر الثاني في ظاهرة FWM هو الفراغ بين القنوات حيث تزداد فعالية FWM كلما اقتربت القنوات أكثر من بعضها البعض وبالتالي يمكن تخفيض FWM بجعل الفراغ بين القنوات كبيراً نوعاً ما ولكن هذه الطريقة لاتعد مجده من ناحية الاستفادة من عرض المجال الترددي، كما أن زيادة عدد القنوات ضمن نفس المجال يزيد من FWM فلذلك يكون من الأفضل جعل الفراغ بين القنوات غير متساوي وبالتالي تصبح طاقة قنوات FWM أقل، كذلك يكون احتمال تساوي الترددات الجديدة مع الترددات المرسلة أقل، وبالتالي يصبح ترشيح القنوات أسهل، الشكل 14.3 التالي يوضح العلاقة بين طاقة FWM والفراغ بين القنوات.

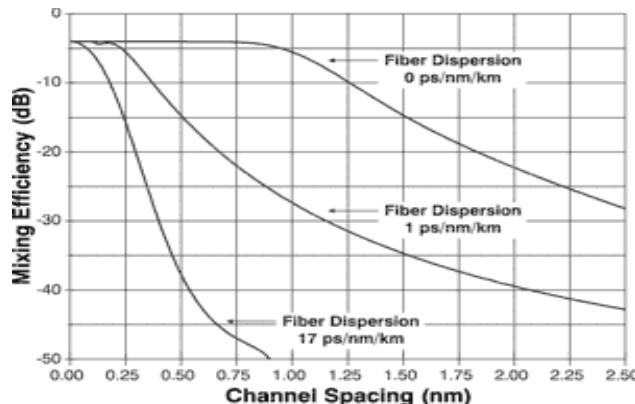


الشكل 14.3 العلاقة بين طاقة FWM والفراغ بين القنوات.

يبين الشكل أنه بزيادة الفراغ بين القنوات تنخفض طاقة FWM، فعندما يكون الفراغ (0.3nm) تكون طاقة FWM تساوي تقربياً (-65dBm) بينما عندما يزداد الفراغ حتى (0.45nm) تنقص قيمة طاقة FWM وتصبح قريبة من (-70dBm).

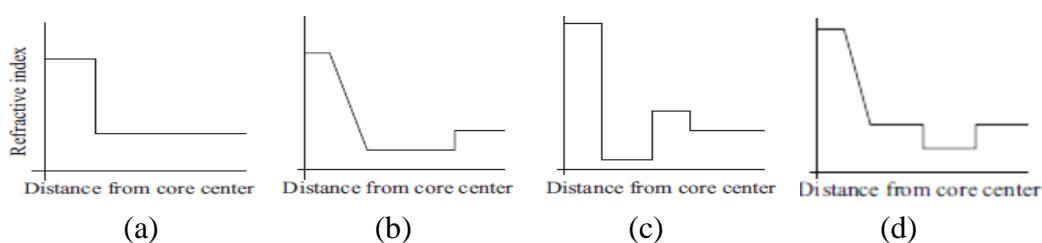
## 3. عامل تشتت الليف:

تتأثر FWM كثيراً بعامل تشتت الليف فعند استخدام ليف ذو عامل تشتت (17 ps/nm-km) ووفقاً لفراوغ القنوات القياسي (0.8 nm، أو 100GHz) الذي حددته اتحاد الاتصالات الهاتفية العالمية ITU لأنظمة DWDM فإن فعالية FWM تكون منخفضة جداً وتتساوى تقربياً (-48dB) وتقدر FWM بواحدة dB. القيمة السالبة هي الأفضل لأنها تشير إلى انخفاض تأثير FWM على أداء نظام الإرسال. أما إذا كان عامل التشتت 1ps/nm/km وفراوغ القناة (0.4nm)، أو (50GHz) تكون فعالية FWM بحدود (-12dB) ويكون تأثير القنوات الجديدة  $\omega_{FWM}$  خطراً على أداء نظام الإرسال ويمكن أن يكون استرداد الموجة المرسلة أمراً مستحيلاً في هذه الحالة. يوضح الشكل 15.3 العلاقة بين فراغ القناة وفعالية FWM عند قيم مختلفة لعامل التشتت [15].



الشكل 15.3 العلاقة بين فراغ القناة وفعالية FWM عند قيم مختلفة لعامل التشتت.

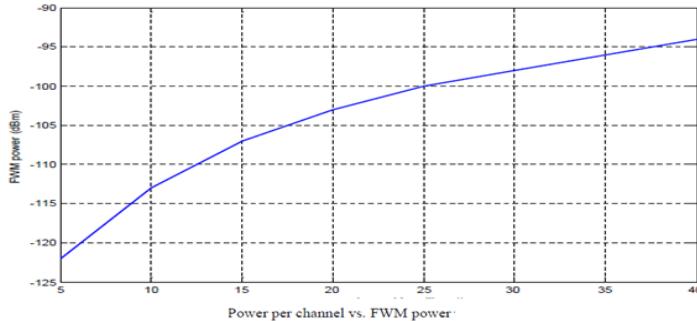
تجه أنظمة WDM الحديثة لاستخدام تقنية حديثة تسمى إدارة التشتت (Dispersion Management) وتعتمد هذه التقنية على سرعة تشتت المجموعة GVD، جرى حديثاً تصميم نوع خاص من الألياف الضوئية تدعى NZDSF أو Non-Zero Dispersion Shifted Fiber وتتميز بأن الفعالية ( $\eta_F$ ) مهملاً في كل أجزاء الليف وتبقى GVD عالية في كل جزء من الليف ولكن متوسط قيمتها (Average) منخفض على طول الليف وقيمة عامل التشتت (4-8 ps/nm-km) تعد طريقة تصنيع هذا النوع من الألياف معقدة ومكلفة جداً. وهناك نوع آخر من الألياف تسمى ألياف التشتت المزاح DSF أو Dispersion Shift Fiber ولصناعة ألياف DSF يقوم مصممو أنظمة الاتصالات الحديثة بإزاحة التشتت الصفرى حتى الموجة 1.55 $\mu\text{m}$  لأن التخادم يكون أصغرياً عند هذه القيمة ولأن مضخمات EDFA تعمل بكفاءة عالية حول هذه الحزمة. فمثلاً يمكننا وببساطة معينة لقلب الليف الضوئي الحصول على قيمة مناسبة للعامل  $D_m$ ، ولكن يمكن للعامل  $D_w$  أن يتغير بحيث تزاح قيمة العامل D الكلية إلى الحزمة 1.55 $\mu\text{m}$  ومن المفيد أن نذكر أن ألياف DSF و NZDSF هي ألياف من نوع SMF. من الشكل 12.3 يمكننا القول أن النبضات عند الموجة 1.3 $\mu\text{m}$  تتعرض لتشتت عادي وعند الحزمة 1.55 $\mu\text{m}$  تتعرض لتشتت شاذ. يتغير نموذج قرينة الانكسار في الليف (القلب و الغلاف)، يوضح الشكل 16.3 (b) صورة جانبية لتوزع مثالي لقرينة الانكسار في ليف DSF ، وبمقارنته هذه الصورة مع الشكل 16.3 (a) الذي يعبر عن قرينة انكسار ليف نموذج Step\_Index Fiber، نجد أنه في حالة DSF يكون التغير في قرينة انكسار الليف بشكل شبه منحرف في قلب الليف بينما يكون التغير خطوة واحدة باتجاه الغلاف. يمكن الاستفادة من خواص التشتت الملون في مسألة التخلص من أنواع التداخل المختلفة وخاصة FWM وذلك إذا كان التشتت سالباً وهذا يكون باستخدام ليف يدعى ليف تعويض التشتت (DCF) Dispersion-Compensating Fiber ذو قطر أقل بكثير من قطر ليف من نوع SMF نموذجي ولكن قرينة انكسار أكبر وهذا القلب محاط بحلقة ذات قرينة انكسار أقل وبدورها (أي هذه الحلقة) تكون محاطة بحلقة ذات قرينة انكسار أعلى منها وهذه التغييرات تعطي ميلاً سالباً للتشتت الملون، الشكل 16.3 (c).



الشكل 16.3: صورة جانبية لتوزع مثالي لقرينة الانكسار. (a) ليف نموذج *Step\_Index Fiber*. (b) ليف *NZDSF* (c) ليف *DCF* (d) ليف *DSF*.

#### 4. طاقة الإرسال:

من العوامل المؤثرة بشدة على ظاهرة FWM هي طاقة الإرسال فمع ازدياد طاقة الإرسال للقنوات تزداد FWM كثيراً، والمنحنى البياني التالي يوضح ذلك الشكل 17.3.



الشكل 17.3 العلاقة بين طاقة FWM وطاقة كل قناة مرسلة.

يبين الشكل السابق العلاقة بين طاقة القناة وطاقة FWM. نلاحظ مثلاً عندما تكون طاقة القناة تساوي تقريباً 6dBm تكون طاقة FWM حوالي -120dBm، بينما عند زيادة طاقة القناة إلى 25dBm تزداد طاقة FWM وتصبح -100dBm.

#### 5. المساحة الفعالة للب الليف:

من العوامل الأخرى التي لها تأثير على ظاهرة FWM هي المساحة الفعالة لقلب الليف التي يؤدي ازديادها إلى تناقص طفيف في FWM وتحسن في نسبة الإشارة إلى الضجيج (OSNR) وذلك عندما تكون طاقة الإرسال ثابتة حيث أن زيادة المساحة الفعالة ينقص من كثافة الطاقة والتي ترفع من عتبة الطاقة لتوافقيات FWM ويصبح أثرها أقل على أداء نظام الإرسال، يظهر الشكل 18.3 المنحنى الذي يعبر عن العلاقة بين طاقة FWM ومساحة مقطع الليف [15]، وترتبط المساحة الفعالة بعلاقة رياضية مع فعالية FWM:

$$(38.3) \quad \eta = n_2 / (A_{eff} \times D \times \Delta\lambda^2)$$

حيث:

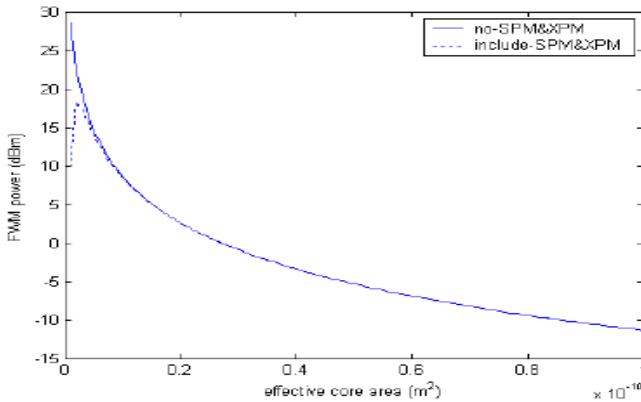
$\eta$  : فعالية FWM تقدر بواحدة (dB).

$n_2$  : معامل اللاخطية واحدته ( $m^2/W$ ).

$\Delta\lambda$  : عرض الطيف (nm).

$A_{eff}$  : المساحة الفعالة لقلب الليف ( $\mu m^2$ ).

$D$  : عامل التشتت (ps/nm-km).



الشكل 18.3 العلاقة بين طاقة FWM ومساحة مقطع الليف.

تعد معالجة ظاهرة FWM هامة في أنظمة WDM لأنها تسبب انخفاض أداء نظام الإرسال وقد جرت أبحاث كثيرة لدراسة أسبابها وطرق معالجتها وذلك بشكل رياضي تحليلي فتم وضع المعادلات الرياضية المطابقة لها، وأخيراً تم التوصل إلى أنه بجعل المسافة بين القنوات غير متساوية يمكن معالجة FWM وإنقاصها، إلى جانب طرق أخرى نذكر أهمها فيما يلي:

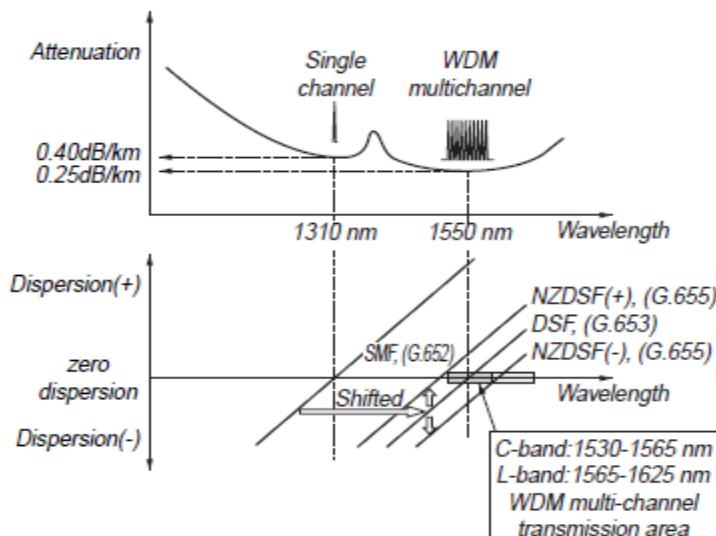
### 5.3. طرق إنقصاص أثر FWM

يمكن التخفيف من ظاهرة FWM في أنظمة WDM بإتباع الخطوات التالية:

1. **زيادة المسافة بين كل قناة وأخرى:** هذه الطريقة تؤدي إلى زيادة الفرق في السرعة GV بين القنوات وهذا يتطلب زيادة عرض المجال الكلي وبالتالي تزداد الحاجة إلى استخدام مضخمات ذات مجال تمرير أكثر تسطحاً فوق حزمة واسعة من الترددات ونتيجة لهذه الأسباب لم نستخدم هذه الطريقة في دراستنا العملية.
2. **استخدام عناصر مجمع/مفكك (Mux/Demux) إضافية:** وتوصى هذه العناصر مع خط النقل في منتصف مسافة الإرسال ويتمثل دور هذه العناصر بإضافة تأخير زمني محدد لكل موجة يكون مختلفاً عن الموجة الأخرى ولكن هذه الطريقة معقدة ومكلفة.
3. **تخفيض طاقة الإرسال ما أمكن:** في هذه الطريقة قد يتطلب تخفيض طاقة الإرسال زيادة عدد المضخمات على طول مسافة الإرسال وبالتالي ارتفاع التكلفة، ومن الممكن أن تحل هذه المشكلة بجعل المساحة الفعالة للياف أكبر مما يسمح باستخدام طاقة إرسال عالية ومسافة إرسال أكبر ولكن هذا يزيد من التكلفة بالإضافة إلى أن مستوى طاقة الإرسال يعد العامل الأكثر تأثيراً على جميع الآثار اللاخطية التي ذكرت في الفصل الثاني.
4. **استخدام الأمواج التي طولها أكبر من 1560nm وتقع في الحزمتين (L-band أو U-band) مع ليف من نوع NZ-DSF:** وذلك بسبب تواجد التشتت الملون بشكل كبير في مجال هذه الحزم، سنقوم بشرح هذه الطريقة بشيء من التفصيل:

### استخدام ألياف (NZ-DSF(Non-Zero Dispersion Shifted Fibers ))

وهي أحدث الطرق المستخدمة لمعالجة مشكلة FWM حيث تتبع طريقة تعرف باسم إدارة التشتت (Dispersion Management) وذلك على كامل الليف والسبب يعود إلى الارتباط الوثيق بين عامل التشتت وطول الموجة، حيث تميز هذه الألياف بعامل تشتت منخفض ولا يساوي الصفر وقيمة التقريبية تتراوح بين (4-8ps/nm/km) وذو ميل موجب وسالب على التناли بحيث تصبح القيمة المتوسطة لعامل التشتت على كامل الليف تساوي الصفر ضمن مجال عمل EDFA وهو النافذة الثالثة (1530-1565nm)، الشكل 19.3 يبين العلاقة بين عامل التشتت وطول الموجة ، نلاحظ من هذا الشكل أن التشتت يساوي الصفر في النافذة الثانية (1.34μm) ولكن يزاح التشتت صفر إلى النافذة الثالثة (1.5μm) ذات التخادم المنخفض ويدعى الليف في هذه الحالة بالليف ذو التشتت المزاح DSF (يتم ذلك من خلال زيادة الفرق بين قربتي انكسار القلب والغلاف وهذا يزيد من تردد القطع  $v_0 = \frac{2\pi\alpha}{\lambda_0} \sqrt{n_1^2 - n_2^2}$  ولكن هذا يسبب أثراً غير مرغوب من ناحية انتشار أنماط متعددة في الليف فيتوجب إيقاف نصف قطر القلب ( $\alpha$ ) من (8μm) مثلاً إلى (5μm) في الليف من نوع DSF ويدعى الليف عندها ليف تعويض التشتت Dispersion Compensation Fiber (DCF).



الشكل 19.3 العلاقة بين طول الموجة وكل من عامل التشتت والتخادم بالنسبة لألياف NZ-DSF و DSF و SMF.

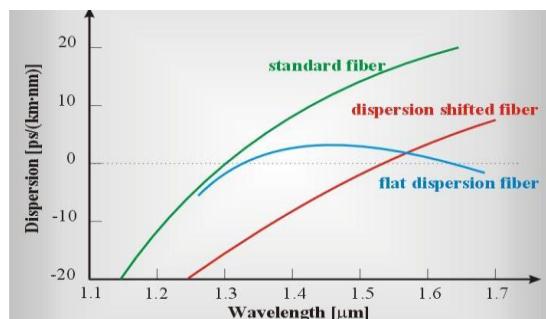
من الشكل السابق ووفق معيار G.655 فإن الليف NZDSF له قيمة سالبة لعامل التشتت وأخرى موجبة وذلك ضمن الحزمتين (C-L Band).

الجدول 3.1 يتضمن المواصفات العالمية لليف NZ-DSF حسب مقاييس ITU-T Rec. G. 655 [28].

Fiber type	Non-zero dispersion-shifted single mode fiber with positive dispersion at 1550nm, reduced slope type
Mode field diameter at 1550nm	8.4±0.6 microns
Chromatic dispersion at 1550nm	+4.3±2.0 ps/nm/km
Dispersion slope at 1550nm	Less than 0.05 ps/nm/km <sup>2</sup> (Ave. 0.045)
Attenuation at 1550nm	Max. 0.25 dB/km
Cladding diameter	125±1 microns
Coating diameter	Approx. 0.25mm

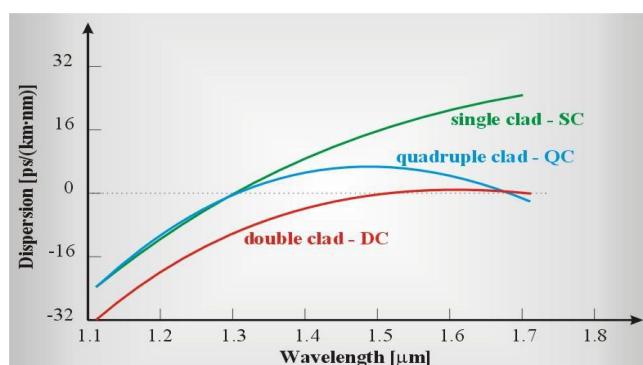
الجدول 1.3 مواصفات ليف NZ-DSF عند الحزمة 1550nm حسب مقاييس ITU-T Rec. G. 655 لعام 2009.

أيضاً نلاحظ أن الشكل 20.3 يميز بين الليف SMF القياسي والليف DSF والليف من نموذج التشتت المنخفض (المسطح) أو ما يعرف باسم Flat Dispersion Fiber [29]، حيث أن هذه الألياف خفت من الارتباط الوثيق بين عامل التشتت وطول الموجة وكانت البداية نحو اكتشاف ألياف NZ-DSF.



الشكل 20.3 التشتت كتابع لطول الموجة بالنسبة لأنواع مختلفة من الألياف.

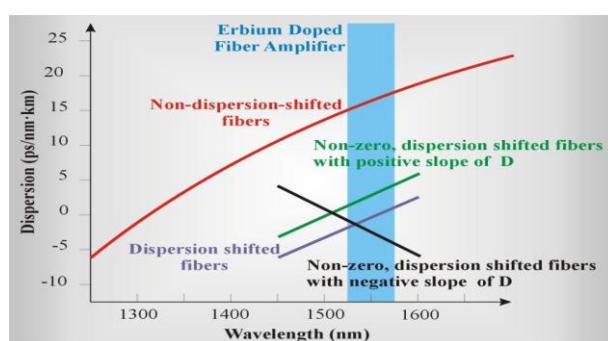
- يتم التوصل إلى ألياف NZDSF باستخدام غلاف متعدد الطبقات ، الشكل 21.3 التالي يوضح العلاقة بين طول الموجة وعامل التشتت عندما يكون الليف متعدد الطبقات:



الشكل 21.3 التشتت الصفرى كتابع لطول الموجة باستخدام ألياف متعددة الطبقات.  
نلاحظ الخط باللون الأزرق الذي يعبر عن الليف NZ-DSF بأربع أغلفة (QC) والذي عامل التشتت له منخفض بشكل عام أقل من (6ps/nm/km) ولا يساوي الصفر ضمن النافذة الثالثة.

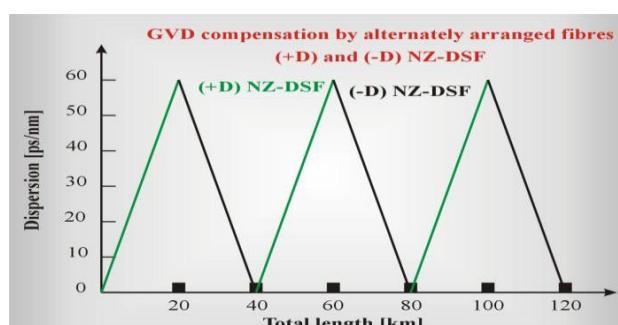
إن الربط بين عامل التشتت المنخفض والميل المنخفض يساعدنا على استخدام مجال أكبر من الترددات دون الحاجة لتعويض التشتت في شبكات WDM التي سرعتها 2.5-10Gbps ويصبح هذا الأمر غاية في الأهمية مع الأنظمة التي سرعتها تزيد عن 40Gbps إن هذا الابتكار المتمثل بالألياف NZ-DSF يفتح المجال أمام خيارات متعددة مثل النقل لمسافات طويلة بدون تعويض التشتت أو النقل ضمن الحزمة ذات التشتت والتاخذ المنخفضين أو النقل بسرعات تصل إلى 40Gbps.

الشكل 22.3 يوضح الفرق بين ألياف NZDSF وألياف DSF من خلال تغير عامل التشتت مع طول الموجة، ويظهر أن ألياف NZ-DSF التي نصحت بها G.655 وهي ألياف من نموذج SMF ذات ميل موجب أو سالب ومتوسط قيمته تساوي الصفر على طول الليف. أما الليف DSF ذو تشتت صفر عند الموجة 1500μm ويزداد عامل التشتت له بشكل كبير في منطقة عمل WDM (1550μm)، كذلك فإن الليف NDSF عامل التشتت له يزداد بشكل كبير مع ازدياد طول الموجة.



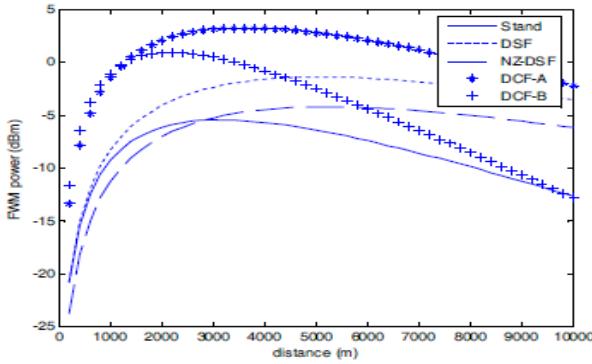
الشكل 22.3 العلاقة بين عامل التشتت و طول الموجة بالنسبة للألياف من نوع DSF.

تمتاز ألياف NZ-DSF بنمطين من التشتت سالب وآخر موجب ويكون عامل GVD لهما متعاكس ويستخدمان معاً بشكل متالي وفي أنظمة DWDM يتم جعل قيمة GVD مهملة تقريباً فينخفض تأثير عناصر FWM حيث يكون التشتت الملون أكبر، الشكل 23.3 يوضح ذلك ويظهر العلاقة بين عامل التشتت ومسافة النقل التي تعطي نتيجة جيدة عند (100km) [29].



الشكل 23.3 العلاقة بين عامل التشتت ومسافة النقل وفق طريقة تعويض التشتت.

في الواقع العملي ترتبط طاقة FWM بمسافة النقل ولكن تختلف هذه العلاقة حسب نوع الليف المستخدم، وتكون طاقة توافقيات FWM أقل ما يمكن في ليف NZDSF ، في الشكل 24.3 يظهر الفرق بين ألياف DCF و NZDSF و DSF من حيث تأثر طاقة عناصر FWM بمسافة النقل.

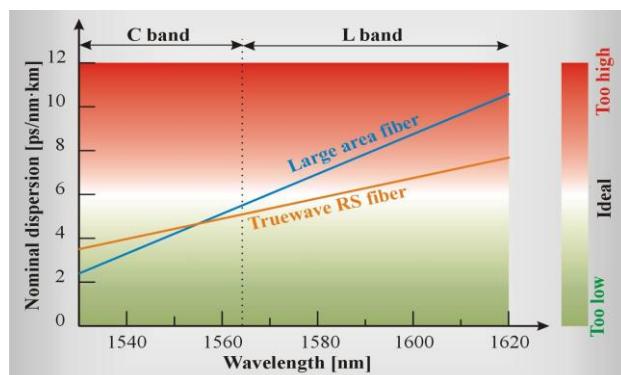


الشكل 24.3 يظهر العلاقة بين طاقة FWM و مسافة النقل بالنسبة لأنواع الألياف الضوئية.

يظهر من المنحني السابق أن طاقة FWM تكون أعظم ما يمكن في ألياف من نوع DCF وتبلغ طاقتها في هذه الألياف 3dBm عند مسافة النقل 3000Km، بينما تختفي إلى -8dBm في ألياف NZDSF [16].

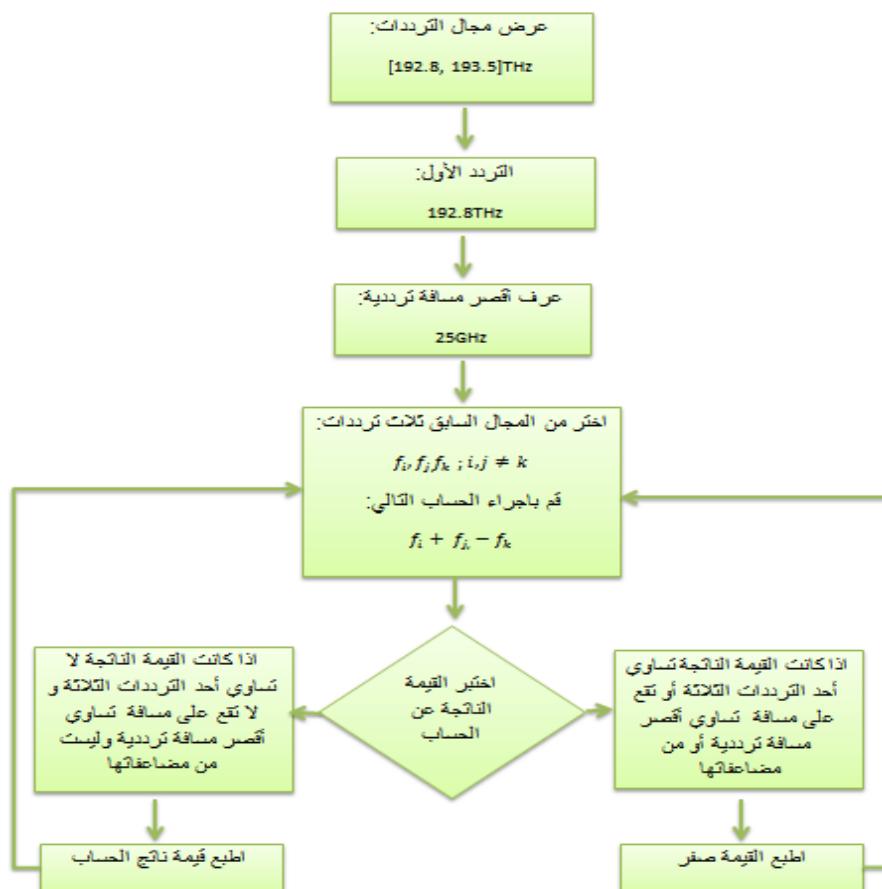
#### أمثلة على ألياف: NZ-DSF

- 1- ليف True Wave RS: الذي أنتجته شركة True Wave عام 1994 وفق المعايير العالمية ITU-T G.655 ويتميز هذا الليف بانخفاض ميل عامل التشتت بشكل كبير حيث يصل إلى  $2\text{ps/nm-km}$  ضمن الحزمة 1460-1625nm، ومسافة الإرسال تصل إلى 1000km مع معدل إرسال 2.5GB/s ولكن مع معدل إرسال 10GB/s تختفي مسافة الإرسال إلى 300km.
- 2- أنتج مخبر Bell ألياف قادرة على العمل والإرسال ضمن النواخذة الأربع II, III, IV, V ولكن في النافذة (~1600nm) يكون التخادم أعظمياً بسبب امتصاص أيونات -OH<sup>-</sup>، ويكون التخادم أصغرياً ولا يتجاوز 0.31dB/km وهذا الليف يوافق المعايير العالمية التي وضعتها ITU-T G.652.D.
- 3- الألياف ذات مساحة المقطع الكبير (Large Effective Area) والتي أنتجت عام 1998 وهي ذات ضجيج منخفض وتسمح ب المجال واسع ضمن مجال EDFAs وتصل مسافة النقل إلى 100km.
- 4- في عام 1999 أنتجت شركة Alcatel ألياف ذات تشتت يساوي الصفر عند الموجة 1440nm وذات ميل موجب صغير ضمن مجال عمل EDFAs وهي ألياف مثالية للعمل مع المسافة الطويلة وذات القنوات المتعددة من نوع UDWDM، الشكل 25.3 يوضح العلاقة بين طول الموجة وعامل التشتت في ألياف المدعومة بـ TrueWave رقم (5) [29]. الملحق رقم (5) يظهر مقطع عرضي لألياف من نوع NZDSF مصنعة حديثاً للعمل في أنظمة DWDM وفق معيار G.655.



الشكل 25.3 عامل التشتت بدلالة طول الموجة في ألياف (Large Effective Area -&TrueWave)

5- نجعل المسافة بين القنوات غير متساوية: وهي أحد أهم الطرق المتبعة لإنفاص FWM حيث يتم اختيار مكان توضع القنوات بدقة بحيث لا تقع القنوات الحاملة للمعلومات في موقع حدوث التداخل وهذا الأمر يعد ممكناً مع الأنظمة ذات العدد المنخفض من القنوات ولكن يعد عملاً معقداً كلما ازداد عدد القنوات، و لتحقيق هذه الغاية جرت أبحاث كثيرة من قبل عدة مراكز تقنية عالمية بهدف الوصول إلى طريقة نموذجية لتخفيض ظاهرة FWM وتوصل الباحثون إلى عدة طرق كان أبرزها Golomb\_Ruler (OGR)، وطريقة Orthogonal Coding Theory (OCT) (الملحق رقم (1)), حيث يحفظ البرنامج بالقنوات خلال تصميم برنامج باستخدام لغة البرمجة MATLAB (الملحق رقم (1)), حيث يتحقق البرنامج بالقنوات التي لا تتحقق المعادلة 21.3 و يطبع "0" عندما تتحقق المعادلة، يوضح الشكل 26.3 المخطط التدفقي الموافق لعمل البرنامج:



الشكل 26.3 المخطط التدفقي لخوارزمية انتقاء القنوات ضمن عرض مجال تردد محدد باستخدام لغة Matlab.

في الفصل الرابع سنذكر الترددات الناتجة عن هذه الطريقة وندرس النتائج المترتبة عنها.

كما ذكرنا سابقاً فقد جرت معالجة مشكلة FWM من خلال نظريتين الأولى تكون باستخدام طريقة GOLOMB\_RULER أو (OGR)، والطريقة الثانية هي نظرية Orthogonal Coding Theory و يمكننا أن ندعواها اختصاراً (OCT)، وتعتمد هاتين الطريقتين على تقسيم مجال من الترددات بشكل غير متساوٍ ثم حساب التردد اللاحق من التردد السابق.

## • تقسيم عرض المجال باستخدام طريقة GOLOMB RULER(OGR)

تعتمد هذه الطريقة على مسطرة Golomb المستخدمة كثيراً في علم الرياضيات (الملحق رقم (2))، وقد طبقت هذه الطريقة في نظم الاتصالات الضوئية الحديثة بهدف إنقاص ظاهرة FWM، حيث يجري اختيار مسطرة Golomb التي عدد عناصرها يوافق عدد الفراغات الموجودة بين القنوات، فمثلاً إذا كان نظام الاتصال متعدد القنوات يستخدم 8 قنوات فيجب استخدام المسطرة التي عدد عناصرها 7، وأما إذا كان النظام يستخدم 16 قناة نستخدم المسطرة التي عدد عناصرها 15. وقد توصل فريق من الباحثين إلى المعادلة 39.3 التي توجد تردد القناة التالية من القناة السابقة وفق العلاقة التالية [22]:

$$Channel\ N\ frequency = Channel\ (N-1)\ frequency + Initial\ Channel\ Spacing + (Nth\ element\ of\\ OGR\ vector / Sum\ of\ elements) \times Post-allocate\ Bandwidth. \quad (39.3)$$

حيث:  
 Initial Channel Spacing- فراغ القناة الأساسي ويكون متساوياً بين جميع القنوات مثلاً (25GHz أو 50GHz أو 100GHz).  
 Nth element of OGR vector- شعاع OGR من المسطرة.  
 Sum of Elements- مجموع عناصر المسطرة.  
 Post-allocate Bandwidth- عرض المجال الترددية وهو أكبر بمقدار الفراغ الأساسي من عرض المجال الأساسي الناتج عن جداء فراغ القناة الأساسي بعد القنوات فمثلاً لو كان فراغ القناة الأساسي (25GHz) وعدد القنوات (8) لكان عرض المجال الأساسي ( $7 \times 25 = 175\text{GHz}$ )، بينما يكون allocate\_Bandwidth يساوي (200GHz).  
 مثل: إن مسطرة OGR المستخدمة مع نظام اتصال بثمانية قنوات هي التالية:  
 $[1,4,9,15,22,32,34]$ .

مجموع حدود مسطرة OGR يساوي (117)، ونفترض الفراغ الأساسي بين القنوات (25GHz)، تصبح العلاقة المطبقة لحساب الترددات هي:

$$(40.3) \quad CH_N = CH_{N-1} + 0.25 + \left( \frac{N^{th}}{117} \right) \times 0.2$$

في الفصل الرابع سنذكر الترددات الناتجة عن هذه الطريقة والنتائج المترتبة عنها.

## • تقسيم عرض المجال باستخدام طريقة Orthogonal Coding Theory (OCT)

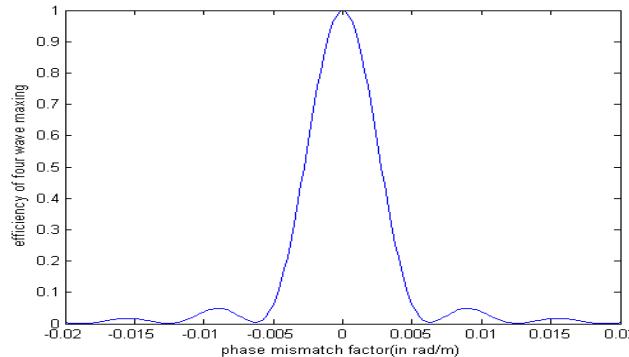
فيما بعد درست ظاهرة FWM وفق نظرية جديدة هي Orthogonal Coding Theory وتدعى اختصاراً (OCT)، وتعتمد هذه النظرية على تطبيق العلاقة التالية لإيجاد القنوات:

$$(41.3) \quad f_n = f_0 + n \cdot \Delta f$$

حيث تفترض هذه النظرية وجود تردد مرجعي  $f_0$  تحسب منه بقية القنوات  $f_n$  وذلك بعد إضافة أحد مضاعفات الفراغ الأساسي والذي هو ( $\Delta f = 25\text{GHz}$ )، مع العلم أن  $n$  عبارة عن عدد صحيح يأخذ القيم التالية (...1,2,3,...) بشرط ألا تتوضع قناتين على مسافة متساوية [19].

سنقوم في الفصل الرابع بتطبيق ترددات القنوات الناتجة عن هذه الطريقة على نظام اتصال WDM يستخدم ثمانية قنوات، و إجراء مقارنة بين النتائج التي سنحصل عليها.

**6. تعديل طور ومطال كل قناة في مرحلة الإرسال:** ترتبط فعالية الأمواج الناتجة عن ظاهرة FWM بطور الأمواج المرسلة وفق المنحنى التالي [21]:



الشكل 27.3 العلاقة بين فعالية FWM فرق الطور.

حيث تكون الفعالية عظمى عندما لا يوجد فرق طور بين الإشارات التي تحمل المعلومات المرسلة وتتضاءل بشكل كبير كلما ازداد فرق الطور بين تلك الإشارات، الملحق رقم (3) يشرح فكري تعديل الطور وتعديل المطال وجميع المعادلات الرياضية ذات الصلة بشكل موسع [33]، وفيما يلي شرح موجز لذلك:

#### • تعديل الطور:

في تعديل الطور يتغير طور الموجة الحاملة الجيبية وهي شاعر الليزر في نظام WDM حسب تغير إشارة التعديل (المعلومات)، حيث العلاقة المعبرة عن الموجة الحاملة تكتب بالشكل:

$$(42.3) \quad v(t) = A_c \cos(\omega_c t).$$

العلاقة المعبرة عن إشارة التعديل:

$$(43.3) \quad v_m(t) = A_m \cos(\omega_m t).$$

يصبح الطور بعد التعديل:

$$(44.3) \quad \phi(t) = k_p v_m(t).$$

حيث  $k_p$  ثابت التعديل الطوري واحدته  $\text{rad/V}$

ونكتب العلاقة المعبرة عن الإشارة الحاملة المعدلة طورياً بالشكل التالي:

$$(45.3) \quad v_{PM}(t) = A_c \cos[\omega_c t + k_p v_m(t)].$$

#### • تعديل المطال:

تصبح العلاقة المعبرة عن الموجة الحاملة بعد تعديلها مطالياً

$$(46.3) \quad v_{AM}(t) = A(t) \cos(\omega_c t).$$

وذلك بافتراض:

$$(47.3) \quad A(t) = A_c [1 + \mu v_m(t)].$$

حيث  $\mu$  ثابت موجب.

في الطريقة التي نعرضها في الفصل الرابع و التي جرى اتباعها لانقاص ظاهرة FWM نستخدم التعديل الطوري ثم التعديل المطالي.

إذا كانت العلاقة التي تعبّر عن إشارة منبع المعلومات هي نفسها العلاقة المعبّر عنها بالمعادلة (44.3) فإن الإشارة الناتجة بعد تعديل إشارة المعلومات طورياً ثم مطاليًّا لها الشكل التالي:

$$(48.3) \quad v_{PM-AM}(t) = A(t) \cos(\omega_c t + \phi(t)).$$

نعرض المعادلات (45.3) و (48.3) فنحصل على العلاقة النهائية التي تعبّر عن الإشارة المعدلة طورياً ومطاليًّا:

$$(49.3) \quad v_{PM-AM}(t) = A_c(1 + \mu v_m(t)) \cdot \cos(\omega_c t + k_p v_m(t)).$$

سنقوم في الفصل الرابع بتطبيق هذه الطريقة وثم سنعرض النتائج المترتبة عن ذلك.

#### **4. ملخص**

في هذا الفصل قمنا بشرح مفهوم التداخل الكلامي وذكرنا أنواعه المختلفة وال العلاقات الرياضية المعبّرة عن كل نوع، ثم توسعنا بشرح ظاهرة FWM كواحدة من أهم أنواع التداخل الكلامي المترابط و بينا كيف يمكننا إيقاص أثر هذه الظاهرة رياضيًّا، ثم شرحنا أفضل الطرق العملية التي توصلنا إليها بهدف إيقاص وتخفيض FWM وذلك بما ينسجم مع ما يجري دراسته حالياً في أهم المختبرات العالمية و سنترك للفصل الرابع دراسة أسباب هذه الظاهرة وطرق معالجتها وتخفيضها من خلال إجراء محاكاة لنظام اتصال يعمل بتقنية WDM يستخدم قيم قياسية عالمية لجميع العناصر المكونة له وجميع المتحولات التي تدخل في تصميم تلك العناصر هي القيم التي يعتمدها اتحاد الاتصالات العالمي ITU مما يجعل الدراسة التي قمنا بها مناسبة جداً للتطبيق العملي وهذه المحاكاة ستكون باستخدام برنامج OptiSystem 12 الذي طرحته شركة Optiwave العالمية عام 2013.



## الفصل الرابع

### النتائج العلمية

#### 1. مقدمة عن العمل:

في هذا الفصل قمنا بتصميم نظام اتصال يعمل بتقنية WDM وذلك بإجراء محاكاة عن طريق برنامج OptiSystem 12 كما قمنا بمعالجة ظاهرة FWM كواحدة من أهم أنواع التداخل الكلامي اللاخطي الذي يحد من كفاءة أنظمة الاتصالات الضوئية الحديثة واقترحنا عدة طرق لتخفيفها لما لها من آثار سلبية على أداء تلك الأنظمة.

يستخدم نظام الاتصال المقترن من قبلنا ثمانية ترددات جميعها تقع في الحزمة C-band أي أن أطوالها الموجية ضمن المجال (1530-1565nm) ثم يجري تجميعها عن طريق المجمع MUX لترسل بعد ذلك عبر الليف الضوئي فتنقل مجموعة الأمواج ضمنه مسافة معينة ليجري في نهايته فك التجميع عن طريق DEMUX. ويتألف نظام الاتصال من ثلاثة أقسام أساسية وهي قسم الإرسال و خط النقل و قسم الإستقبال، نبين فيما يلي المواصفات العامة لكل قسم:

#### 1.1. قسم الإرسال:

(1) منبع رقمي عشوائي Pseudo Generator .  
 (2) مرمز NRZ: جرى استخدام هذا النموذج من الترميز لأن تعرض النبضات لظاهرة Chirp يكون أقل مما هو عليه في حالة استخدام النموذج RZ، كذلك فإن الإشارة تشغّل حيزاً أقل من عرض المجال في النموذج NRZ وتقربياً تشغّل نصف المجال الذي يحتاجه RZ بالإضافة إلى أن النموذج NRZ يتطلّب طاقة أقل من تلك التي يحتاجها RZ بالنسبة لنفس النوع من المنابع. عملياً، فإن جميع أنظمة الاتصالات الضوئية الرقمية عالية السرعة من 1.55Mbps وحتى 10Gbps تستخدم النمط NRZ بينما يفضل استخدام النمط RZ من أجل أنظمة معينة كأنظمة السيلوتونات [1]، الملحق رقم (4) يقدم فكرة شاملة وموسعة عن أنماط الترميز والفرق بينها.

(3) منبع ضوئي وهو ليزر نصف ناقل نوع DFB طاقة إرساله (0dBm) مالم يذكر غير ذلك.

(4) معدل خارجي نوع MZI مالم يذكر غير ذلك.

(5) مجمع ذو ثمانية مدخل.

#### 2.1. خط النقل:

(1) ليف ضوئي نوع SMF من السيليكا له المواصفات التالية:

1- قرينة الانكسار اللاخطية ( $\bar{n}=26e-21m^2/W$ ).

2- طول الليف (50km) مالم يذكر غير ذلك.

3- عامل التشتيت (16.7 ps/nm-km) مالم يذكر غير ذلك.

4- المساحة الفعالة  $.80\mu m^2$

.EDFA (2)

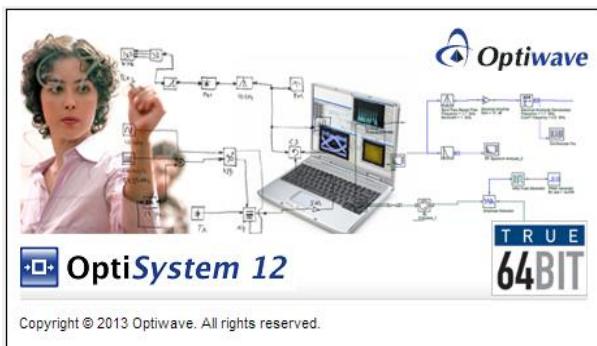
### 3.1. قسم الاستقبال:

- (1) مفكك تجميع ذو ثمانية مخارج.
- (2) كاشف ضوئي نوع PIN.
- (3) مرشح بيسيل.
- (4) محلل معدل خطأ البت BER Analyzer.
- (5) محلل مخطط فتحة العين Eye Diagram Analyzer.

### 2. برنامج OptiSystem 12 :

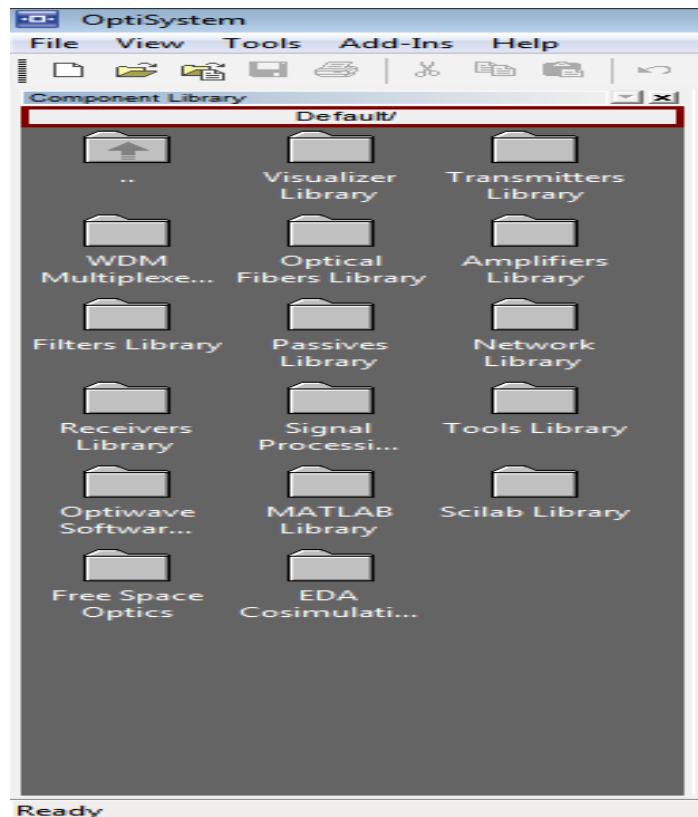
تحرص شركات الاتصالات عموماً على إجراء محاكاة لأي عمل تقني قبل البدء بتنفيذه على أرض الواقع وتعد المعاكسة وسيلة أساسية وأولية وخاصة بالنسبة لأنظمة المعقدة والمترددة القنوات لأنظمة WDM وذلك نظراً لصعوبة إجراء تعديل أو تحديث مباشرة على هكذا أنظمة. وتمكن المعاكسة سهولة في تحليل أداء النظام كما يمكن لمصممي هذه الأنظمة إجراء تغييرات على أي جزء أو معامل في النظام ثم اختبار العمل والنتائج بمرونة فائقة.

إن المعاكسة التي نجريها في هذا البحث تمت عن طريق برنامج OptiSystem 12 المنتج من قبل شركة Optiwave وهي شركة عالمية متخصصة في مجال الاتصالات الالكتروضوئية، الشكل 1.4.



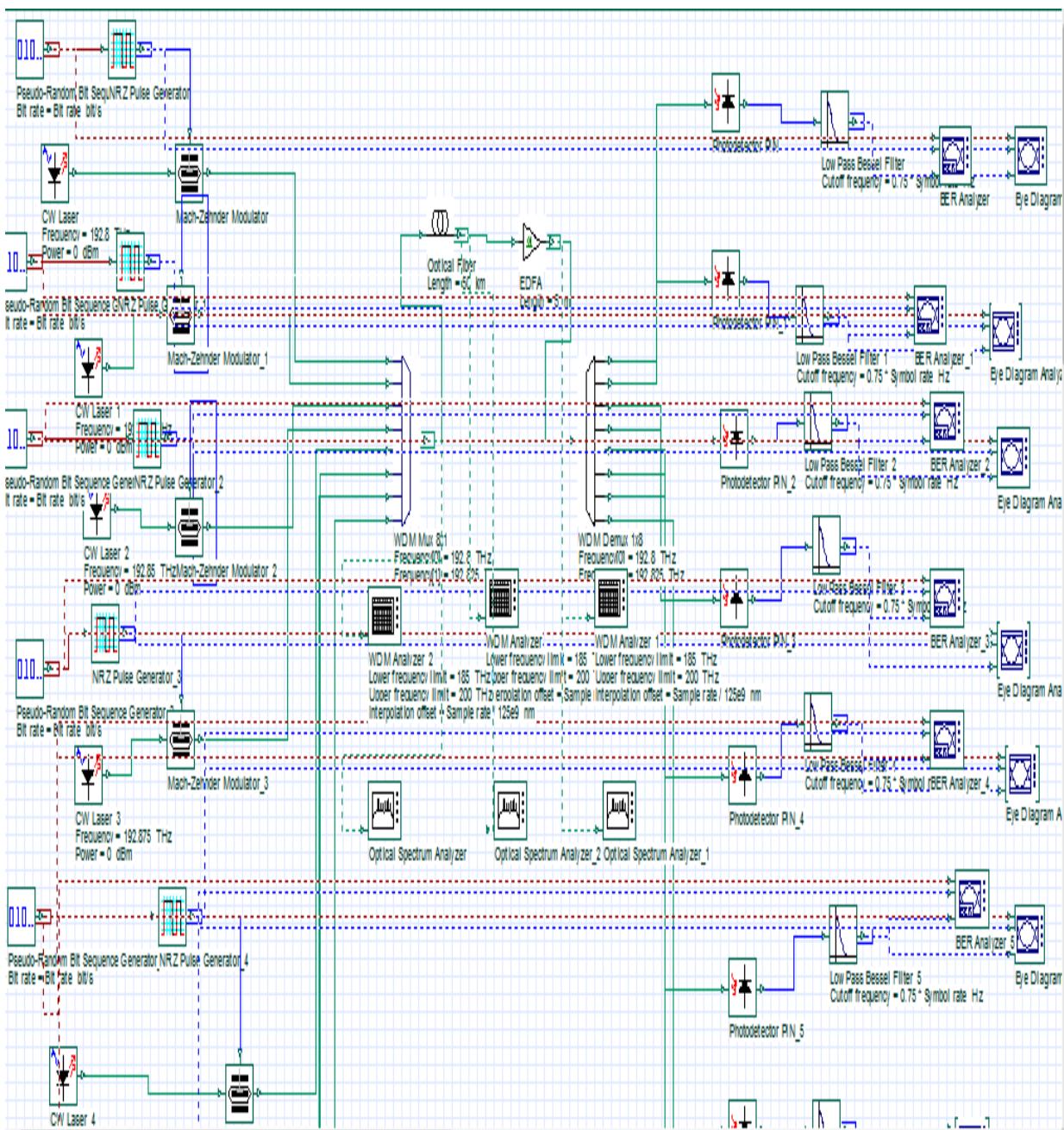
الشكل 1.4

يمتاز البرنامج بملاءمته لأنظمة WDM و OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) وأنظمة السيلوتونات أيضاً ويحتوي على مكتبة واسعة جداً تتضمن خيارات متنوعة ومختلفة من العناصر والأجهزة مع إمكانية تغيير معاملات ومحددات كل عنصر. نذكر من هذه العناصر المنابع الضوئية بأنواعها المختلفة كالديود العادي وديود الليزر بأنواعه المختلفة. كذلك يحتوي البرنامج على قائمة كبيرة من المرشحات الضوئية والكهربائية وعناصر Mux/Demux ذات عدد المنافذ المتغير ويحتوي أيضاً على عناصر التعديل والترميز ووحدات إظهار النتائج كمحلل الطيف وجهاز قياس الاستطاعة الضوئية والكهربائية ومحلل معدل خطأ البت ومحلل إظهار فتحة العين. يظهر الشكل 2.4 جانباً من مكتبة برنامج OptiSystem 12.



الشكل 2.4 مكتبة برنامج OptiSystem 12.

قمنا بتصميم نظام اتصال WDM يعمل بثمانية قنوات ويطبق شعاع الليزر DFB كمنبع للإشارة الحاملة ونضع على خط النقل محلل طيف ضوئي (Optical Spectrum Analyzer) بعد المجمع ومحلل طيف آخر بعد الليف وثالث بعد مضخم EDFA كذلك نضع ثلاثة مقاييس للاستطاعة (WDM Analyzer) الأول بعد المجمع والثاني بعد الليف والثالث بعد مضخم EDFA. يعمل نظام الاتصال بمعدل إرسال يتراوح بين Gbps (2.5-10) كما أن الفراغ بين القنوات التي يتم اختيارها يبدأ من 25GHz أو 0.2nm ويمكن أن يصل إلى 100GHz أو 0.8nm كحد أقصى. يوضح الشكل 3.4 التالي نظام الاتصال الذي يعمل بتقنية WDM.



الشكل 3.4 نظام اتصال بثمانية قنوات يعمل بتقنية WDM.

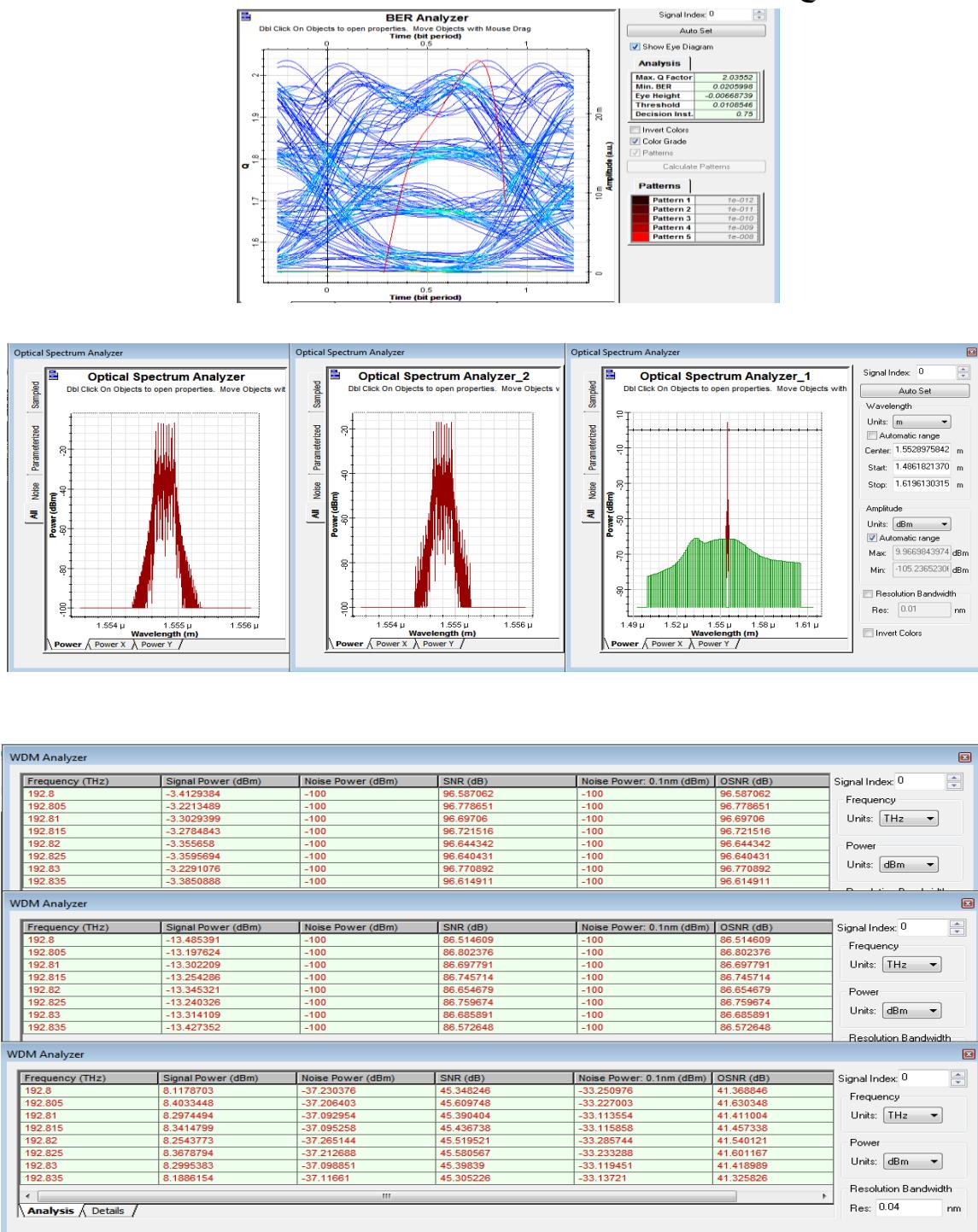
### 3. دراسة العوامل المؤثرة في ظاهرة FWM وإظهار النتائج المتعلقة بها:

كما ذكرنا في الفصل الثالث فإن ظاهرة FWM تتأثر بعدة عوامل وفيما يلي نوضح تأثير هذه العوامل بشكل عملي.

#### 1.3. تأثير الفراغ بين القنوات:

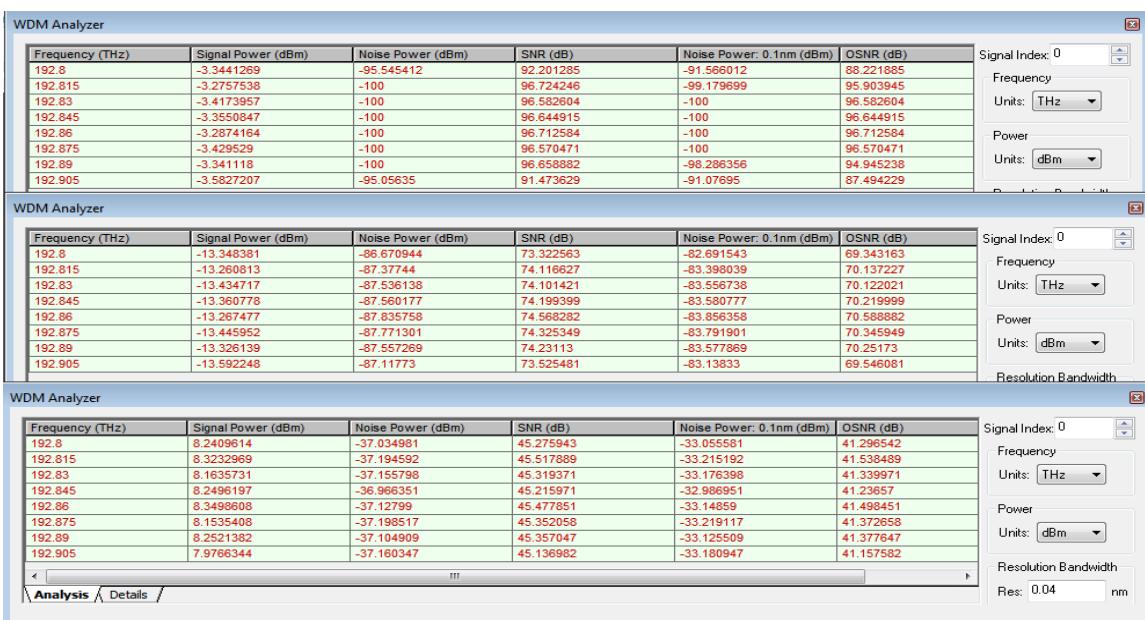
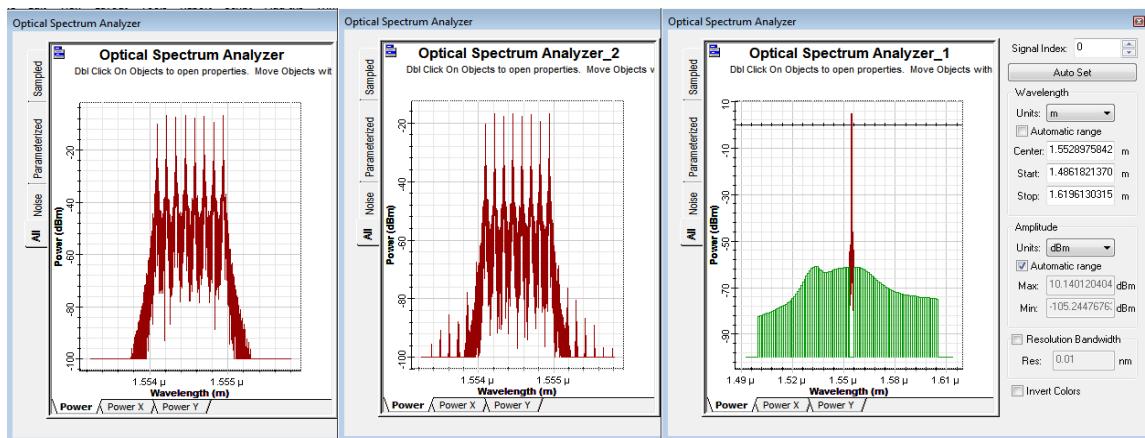
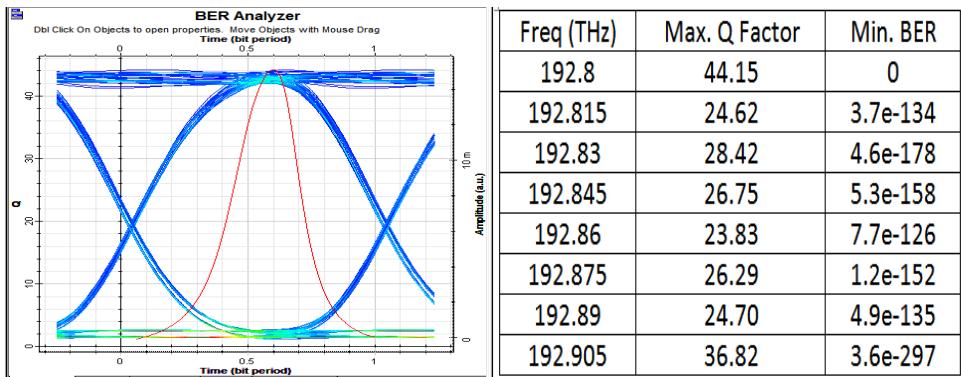
من أجل النظام المقترن أجرينا المحاكاة لمعرفة تأثير الفراغ بين القنوات من أجل 5GHz، 10GHz، 15GHz، 20GHz، 25GHz على مخطط فتحة العين وعامل الجودة Q وعلى طيف الإشارة وذلك عند معدل الإرسال 2.5Gbps وكانت النتائج كالتالي:

• عندما يكون الفراغ بين القواف 0.04nm، أو 5GHz



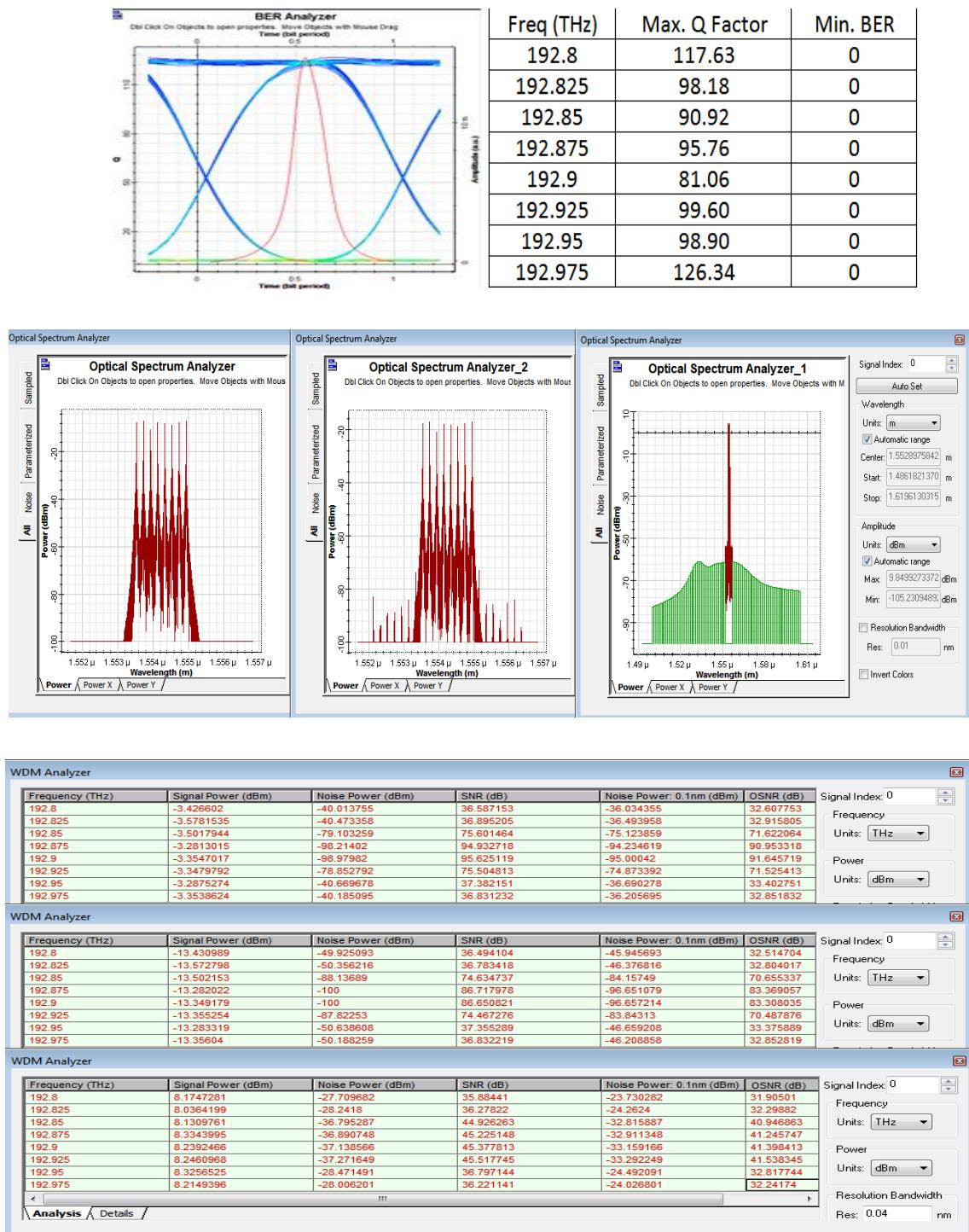
الشكل 4.4

- عندما يكون الفراغ بين القنوات 0.12nm، أو 15GHz



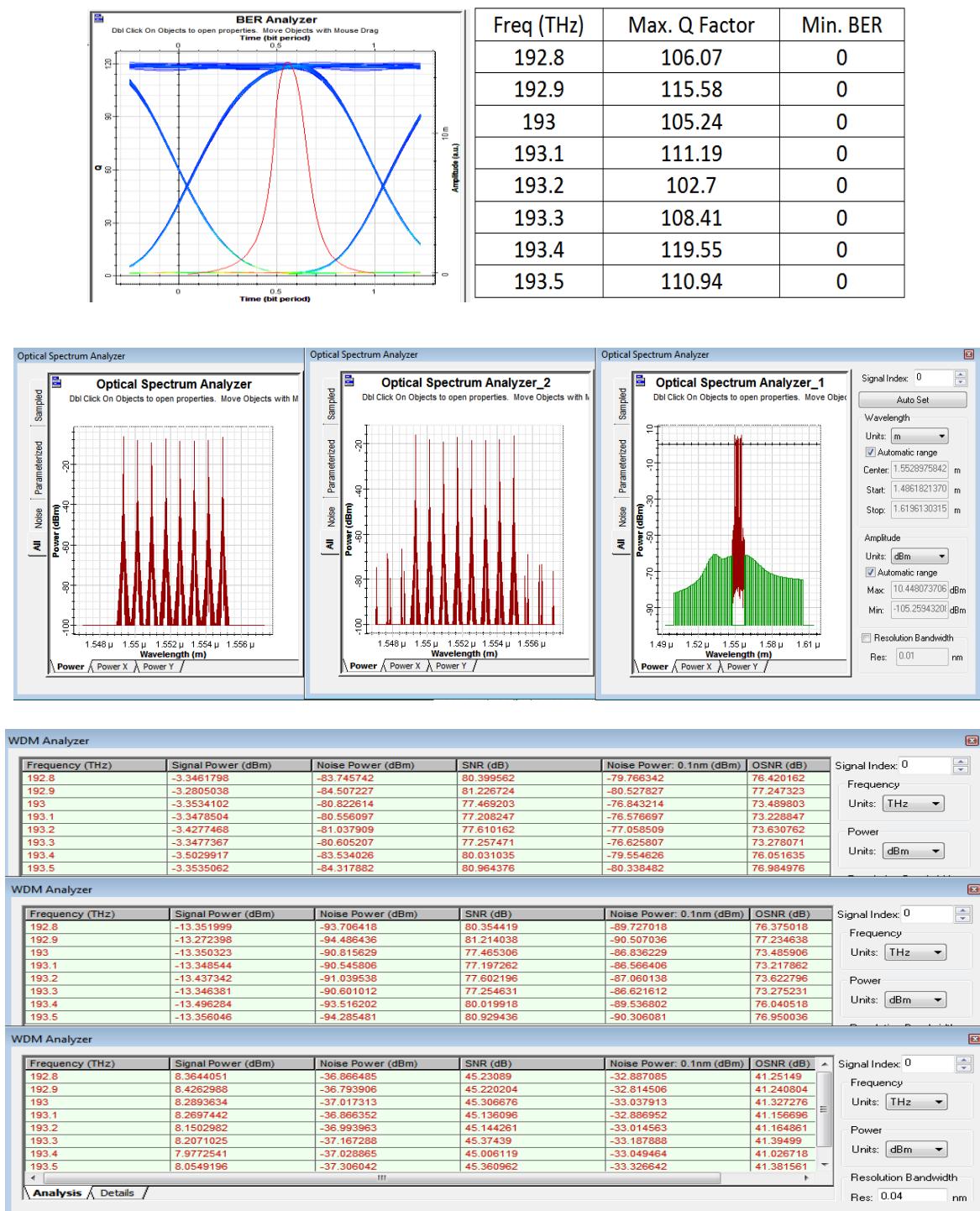
الشكل 5.4

- عندما يكون الفراغ بين القواعد 0.2nm، أو 25GHz



الشكل 6.4

- عندما يكون الفراغ بين القنوات 0.8nm، أو 100GHz



الشكل 7.4

## لخلص النتائج السابقة بالجدول 1.4 التالي:

Space Channel (GHz)	Max. Q Factor	Min. BER	Side Frequencies Power (dBm)
5	> 2	~ 0.02	~ -50
15	~ 25	~ e-120	~ -65
25	~ 90	0	~ -95
100	~ 105	0	~ -70

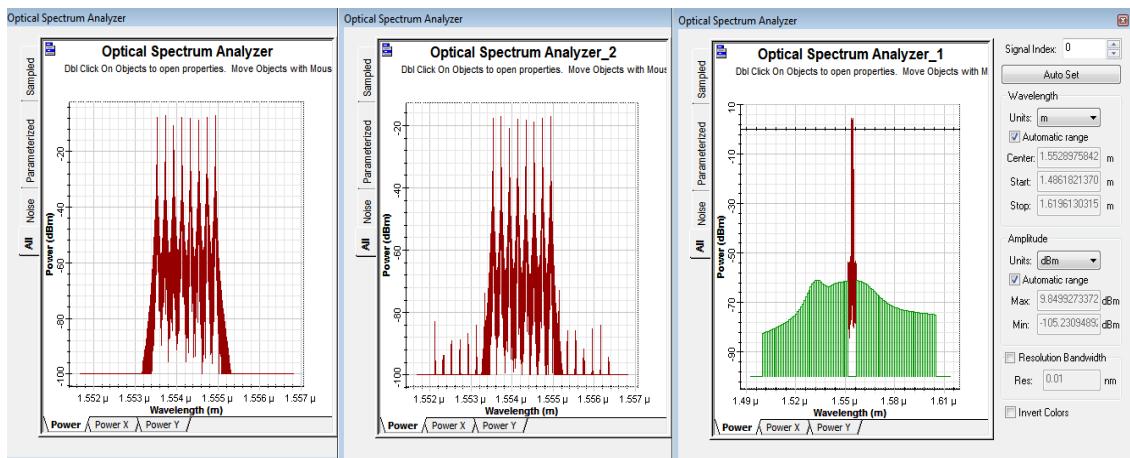
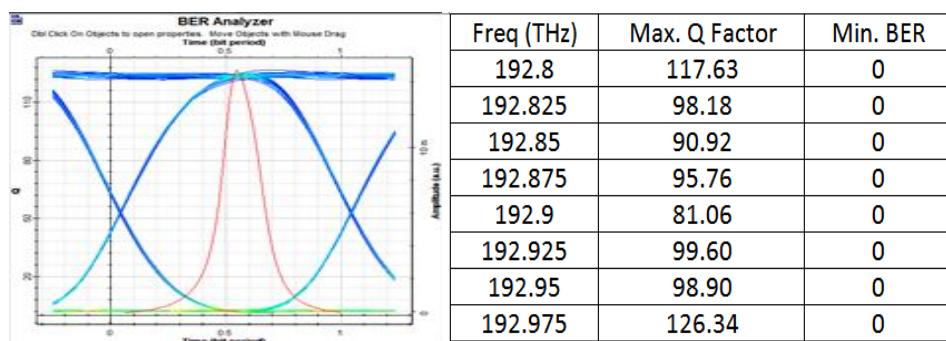
الجدول 1.4

من الجدول السابق نلاحظ أنه كلما ازداد الفراغ بين القنوات كلما كانت قيم Q و BER أفضل كذلك فإن طاقة التوافقيات الجانبية تتناقص كلما أصبح الفراغ بين القنوات أكبر حيث تكون 50dBm عند فراغ 5GHz وتصبح 70dBm عند فراغ قناة 100GHz.

### 2.3. تأثير معدل الإرسال:

من أجل دراسة تأثير معدل الإرسال اعتمدنا فراغ بين القنوات 25GHz وأجرينا محاكاة للنظام من أجل عدة معدلات للإرسال تتراوح بين 2.5Gbps وحتى 20Gbps وكانت النتائج على النحو التالي:

- معدل الإرسال 2.5Gbps



WDM Analyzer

Frequency (THz)	Signal Power (dBm)	Noise Power (dBm)	SNR (dB)	Noise Power: 0.1nm (dBm)	OSNR (dB)
192.8	-3.426602	-40.013755	36.587153	-36.034355	32.607753
192.825	-3.5781535	-40.473358	36.895205	-36.493958	32.915805
192.85	-3.5017944	-79.103259	75.601464	-75.123859	71.622064
192.875	-3.2813015	-98.21402	94.932718	-94.234619	90.953318
192.9	-3.3547017	-98.97982	95.625119	-95.00042	91.645719
192.925	-3.3479792	-78.852792	75.504813	-74.873392	71.525413
192.95	-3.2875274	-40.669678	37.382151	-36.690278	33.402751
192.975	-3.3538624	-40.185095	36.831232	-36.205695	32.851832

WDM Analyzer

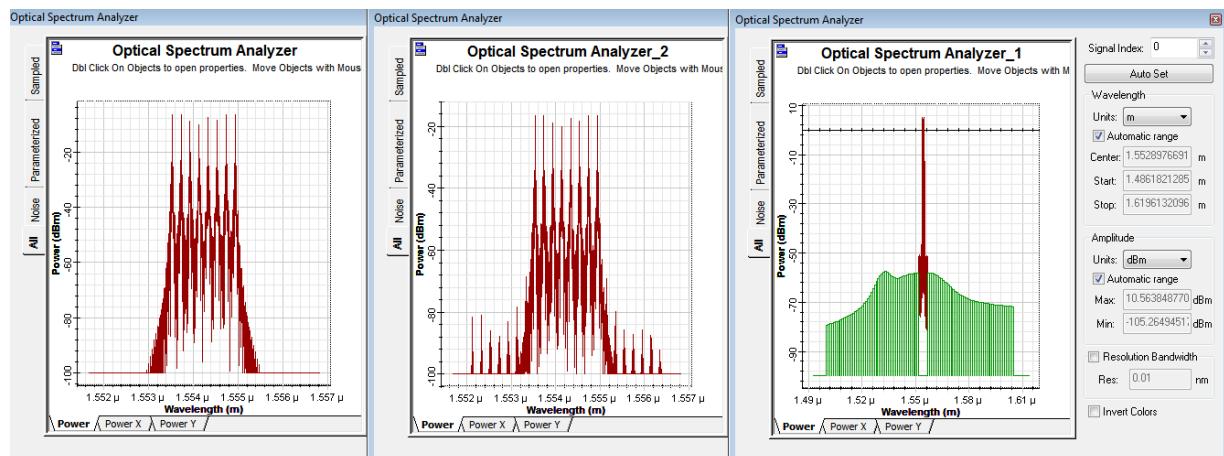
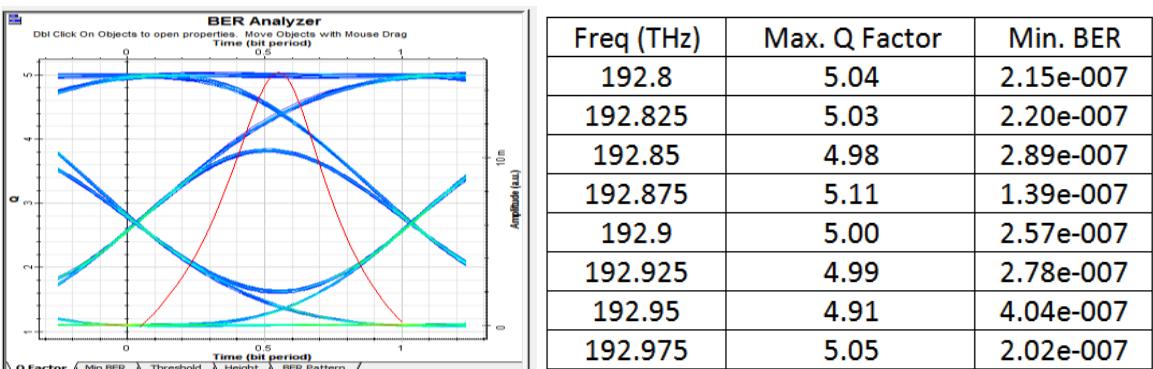
Frequency (THz)	Signal Power (dBm)	Noise Power (dBm)	SNR (dB)	Noise Power: 0.1nm (dBm)	OSNR (dB)
192.8	-13.430989	-49.925093	36.494104	-45.945693	32.514704
192.825	-13.572798	-50.356216	36.783418	-46.376816	32.804017
192.85	-13.502153	-88.13689	74.634737	-84.15749	70.655337
192.875	-13.282022	-100	86.717978	-96.651079	83.369057
192.9	-13.349179	-100	86.650821	-96.657214	83.308035
192.925	-13.355254	-87.82253	74.467276	-83.84313	70.487876
192.95	-13.283319	-50.638608	37.355289	-46.659208	33.375889
192.975	-13.35604	-50.188259	36.832219	-46.208858	32.852819

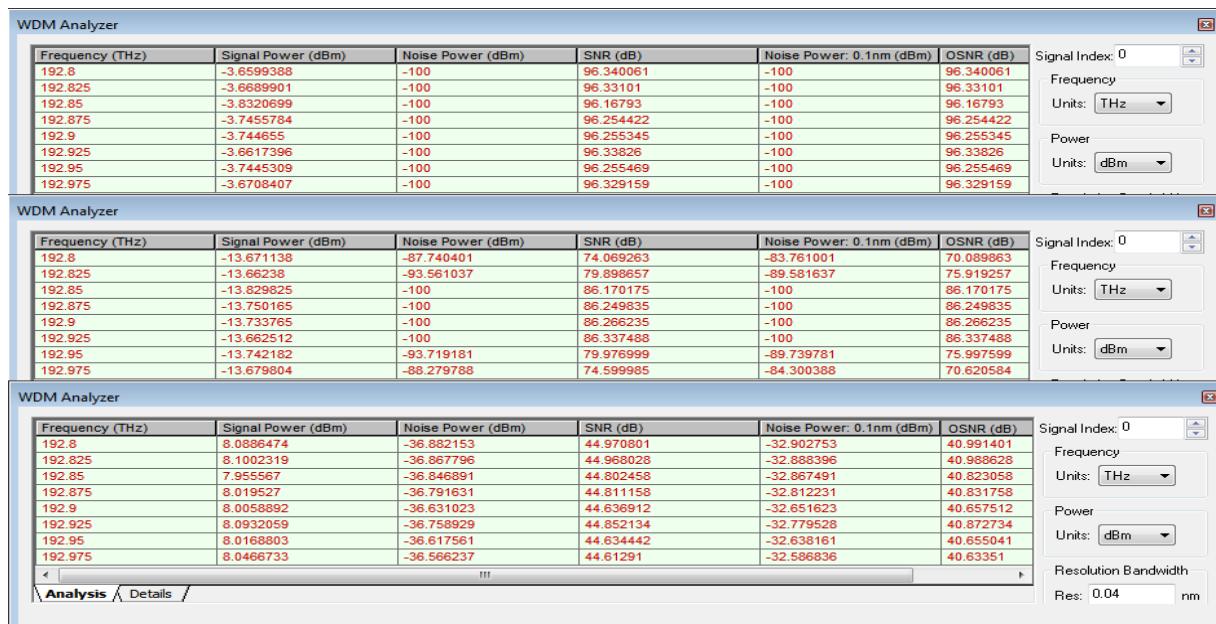
WDM Analyzer

Frequency (THz)	Signal Power (dBm)	Noise Power (dBm)	SNR (dB)	Noise Power: 0.1nm (dBm)	OSNR (dB)
192.8	8.1747281	-27.709682	35.88441	-23.730282	31.90501
192.825	8.0364199	-28.2418	36.27822	-24.2624	32.29882
192.85	8.1309761	-36.795287	44.926263	-32.815887	40.946863
192.875	8.3343995	-36.890748	45.225148	-32.911348	41.245747
192.9	8.2392466	-37.138566	45.377813	-33.159166	41.398413
192.925	8.2460968	-37.271649	45.517745	-33.292249	41.538345
192.95	8.3256525	-28.471491	36.797144	-24.492091	32.817744
192.975	8.2149396	-28.006201	36.221141	-24.026801	32.24174

الشكل 8.4

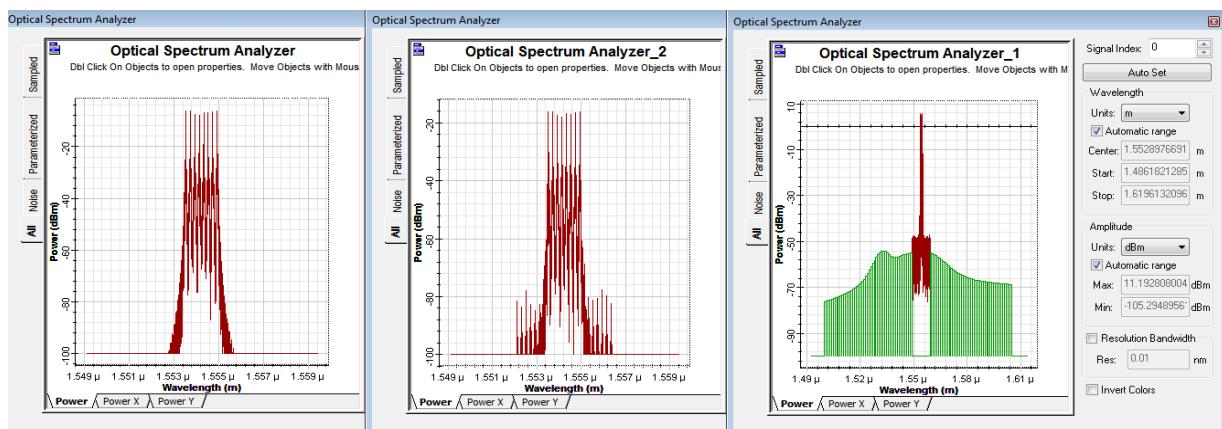
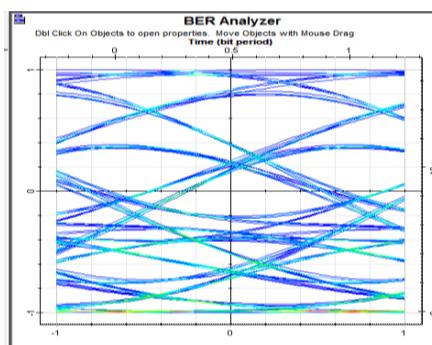
• معدل الإرسال : 5Gbps

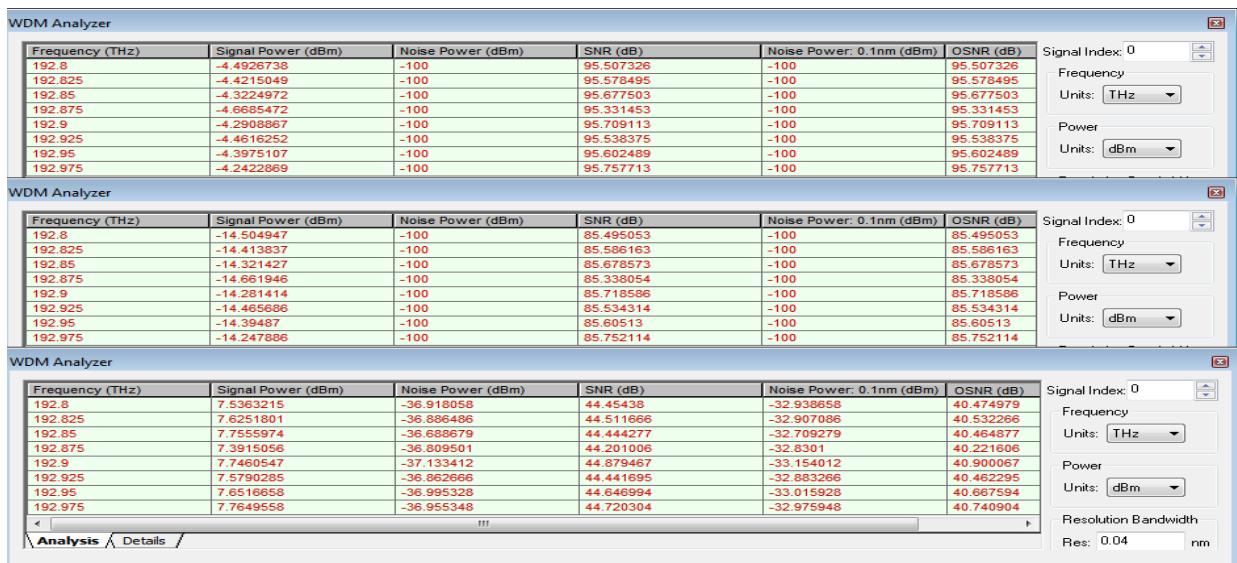




الشكل 9.4

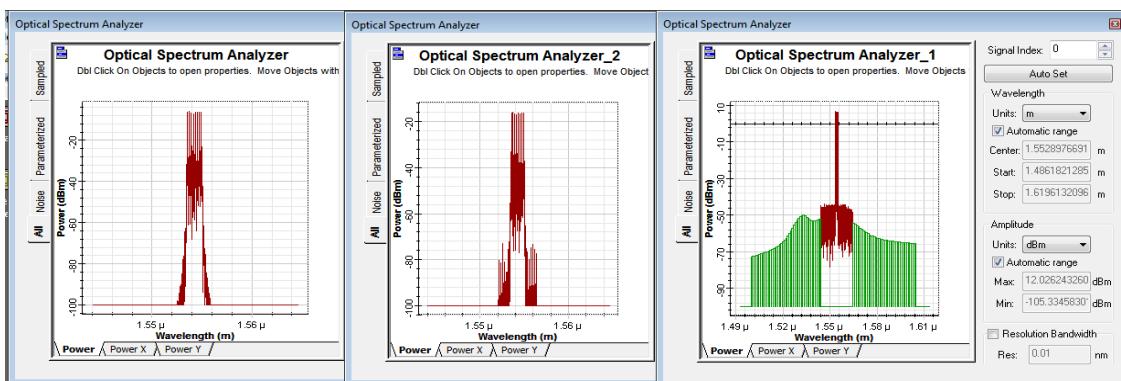
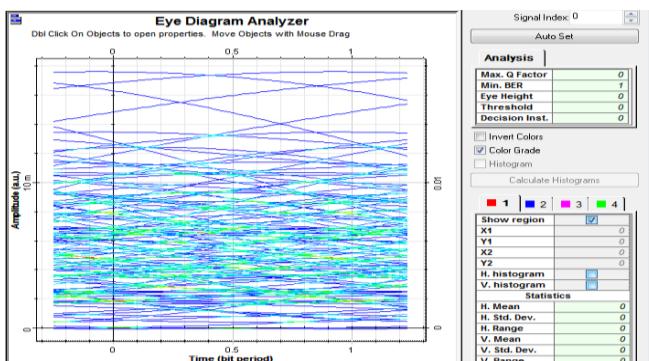
• معدل الإرسال 10Gbps





الشكل 10.4

• معدل الإرسال :20Gbps •





الشكل 11.4

لخص النتائج السابقة بالجدول 2.4 التالي:

Bit Rate (Gbps)	Max. Q Factor	Min. BER	Side Frequencies Power (dBm)
2.5	~ 90	0	~ -95
5	~ 5	~ e-007	~ -90
10	/	/	~ -70
20	/	/	~ -85

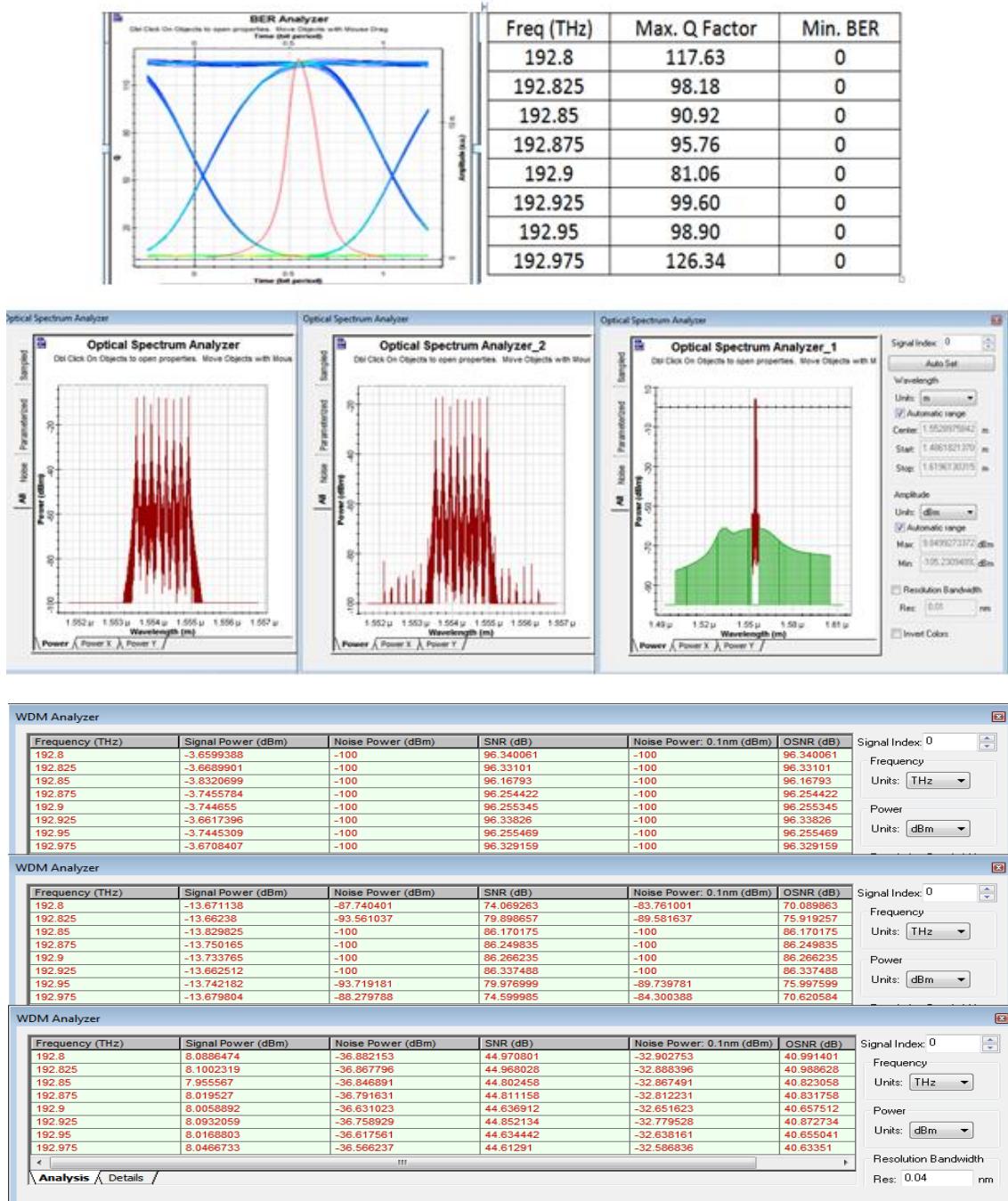
الجدول 2.4

من الجدول السابق نلاحظ تأثير كلاً من العاملين Q و BER كثيراً بمعدل الإرسال فنجد أنه كلما ازداد معدل الإرسال تتناقص Q و ازداد BER وهذا يدل على وجود تداخل أكبر بين القنوات كلما ازداد معدل الإرسال.

### 3.3. تأثير عامل التشتيت:

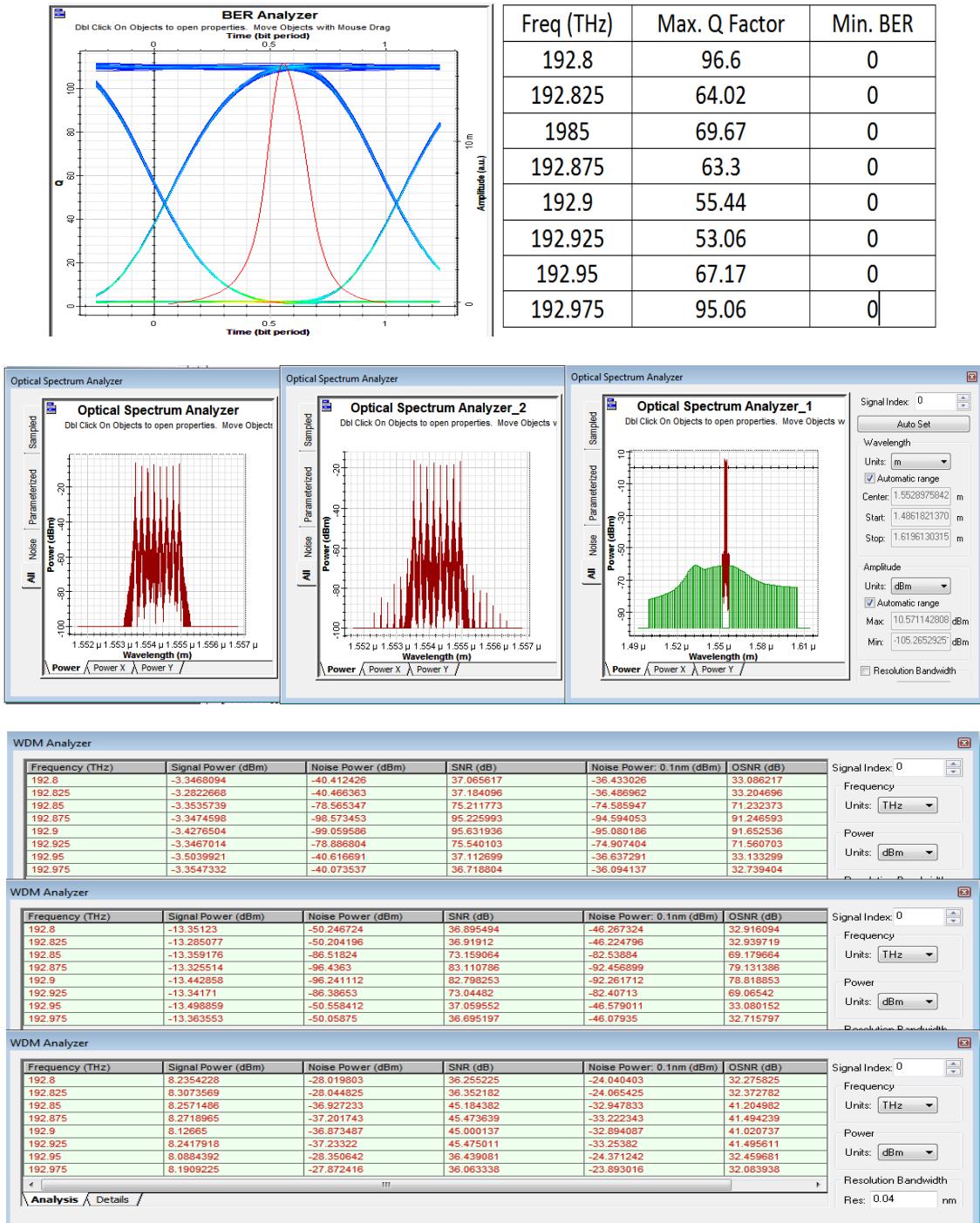
من أجل دراسة تأثير عامل التشتيت وبالتالي معرفة نوع الليف المناسب للحد من ظاهرة التداخل الكلامي، أجرينا المحاكاة من أجل أربعة أنواع من الألياف المستخدمة حالياً بشكل عملي والتي لها معاملات تشتيت بالقيمة الاسمية التالية (16.75 ps/nm-km ، 2.5 Gbps ، 3 ، 6 ، 0.2) وذلك عند معدل إرسال ثابت عند 2.5GHz بين القنوات

• عندما يكون عامل التشتت : 16.75ps/nm-km



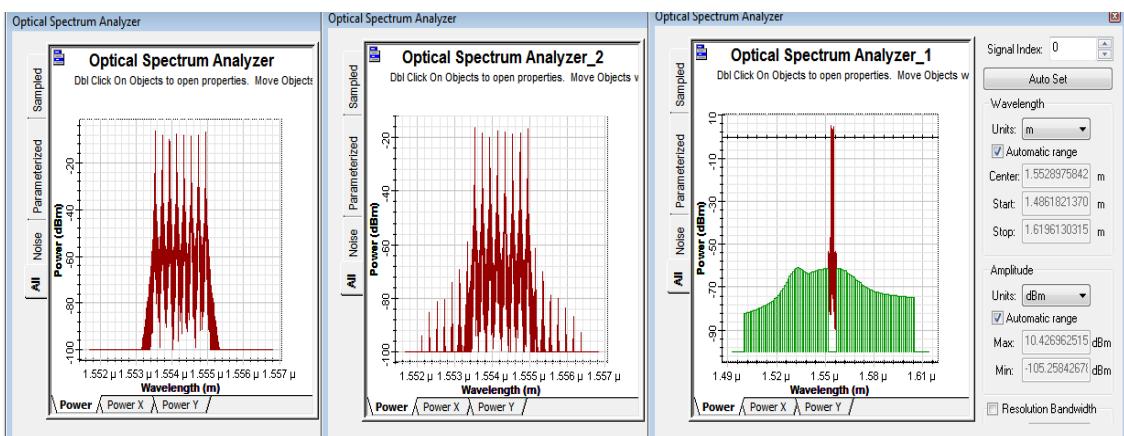
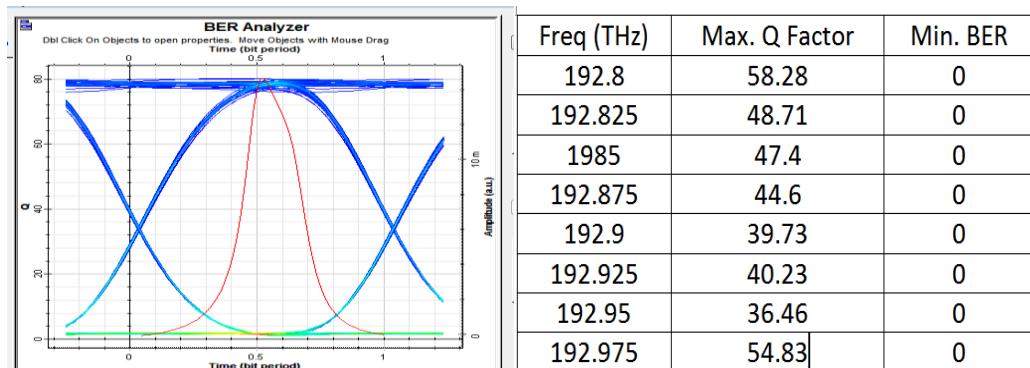
الشكل 12.4

• عندما يكون عامل التشتت :  $6 \text{ps/nm-km}$



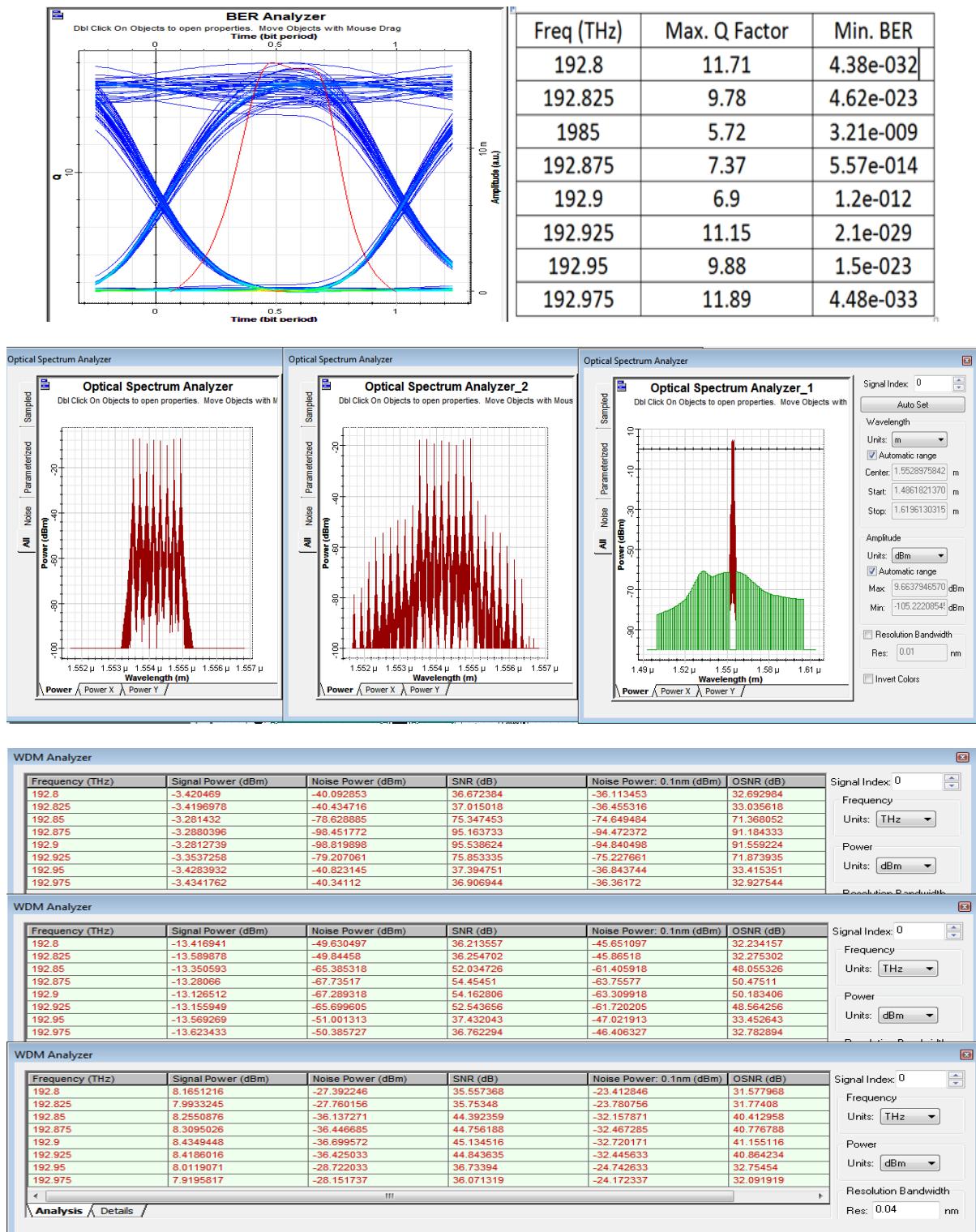
الشكل 13.4

• عندما يكون عامل التشتت :  $3\text{ps/nm-km}$



الشكل 14.4

• عندما يكون عامل التشتت  $-0.2 \text{ps/nm-km}$



الشكل 15.4

لخلص النتائج السابقة بالجدول 3.4 التالي:

Dispersion (ps/nm-km)	Max. Q Factor	Min. BER	Side Frequencies Power (dBm)
16.75	~90	0	~-95
6	~65	0	~-65
3	~45	0	~-60
-0.2	~10	~e-012	~-40

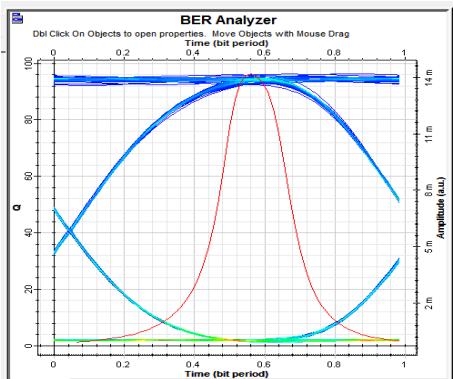
الجدول 3.4

من الجدول نستنتج أنه كلما ازداد عامل التشتت كلما كانت قيمة Q و BER أفضل، أيضا تكون طاقة التواقيعات الجانبية أقل كلما كان عامل التشتت كبيراً ما يعني انخفاض طاقة عناصر FWM مع ازدياد عامل التشتت.

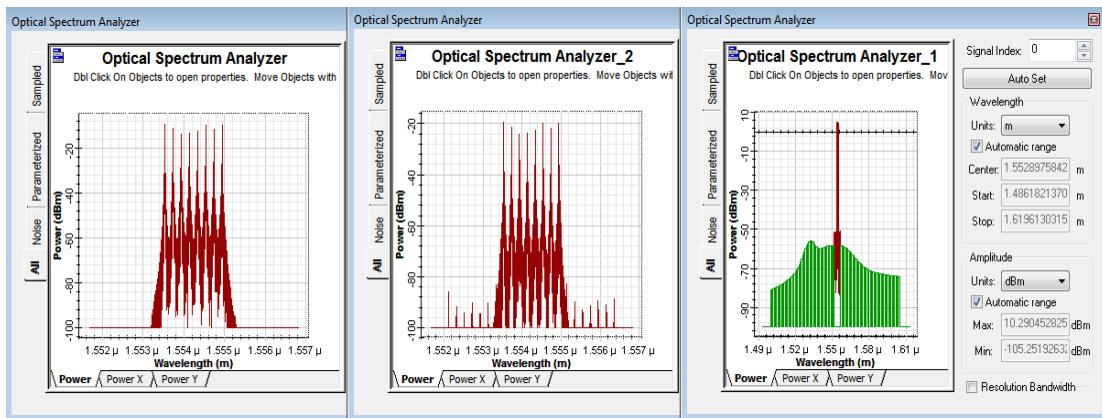
#### 4.3. تأثير طاقة الإرسال:

تؤثر طاقة الإرسال كما ذكرنا سابقاً على المعاملات Q و BER ومن أجل الدراسة ثبتنا في هذه الحالة معدل الإرسال على 2.5Gbps والفراغ بين القنوات 25GHz، وقمنا بتغيير طاقة الإرسال من -3dBm وحتى 10dBm وكانت النتائج على الشكل التالي:

- عندما تكون طاقة الإرسال -3dBm



Freq (THz)	Max. Q Factor	Min. BER
192.8	105	0
192.825	97.8	0
1985	105.4	0
192.875	95.11	0
192.9	104.2	0
192.925	94.6	0
192.95	91	0
192.975	92.6	0



WDM Analyzer

Frequency (THz)	Signal Power (dBm)	Noise Power (dBm)	SNR (dB)	Noise Power: 0.1nm (dBm)	OSNR (dB)
192.8	-6.3471904	-43.286077	36.938887	-39.306677	32.959487
192.825	-6.4275943	-43.616125	37.188531	-39.636725	33.209131
192.85	-6.2800613	-81.848284	75.568223	-77.868884	71.588822
192.875	-6.3534611	-100	93.646539	-97.300572	90.94711
192.9	-6.4944969	-100	93.505003	-97.926519	91.431522
192.925	-6.5009416	-81.859545	75.358603	-77.880144	71.379203
192.95	-6.5013036	-43.76869	37.267387	-39.78929	33.287986
192.975	-6.3530188	-43.386394	37.033375	-39.406994	33.053975

WDM Analyzer

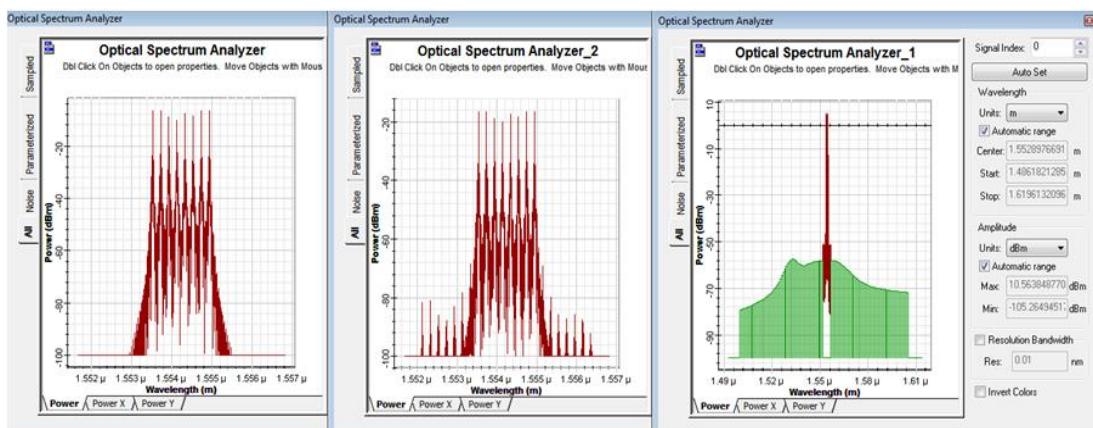
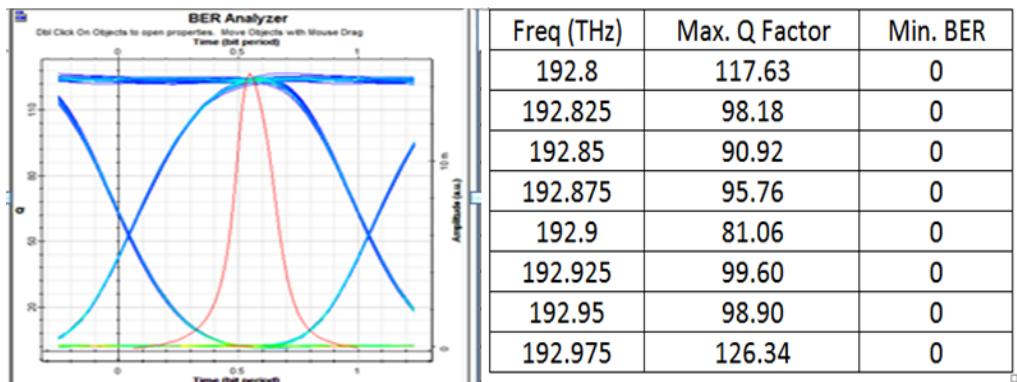
Frequency (THz)	Signal Power (dBm)	Noise Power (dBm)	SNR (dB)	Noise Power: 0.1nm (dBm)	OSNR (dB)
192.8	-16.349781	-53.251533	36.901751	-49.272133	32.922351
192.825	-16.42546	-53.550868	37.125407	-49.571468	33.146007
192.85	-16.282087	-91.253447	74.97136	-87.274047	70.99196
192.875	-16.350908	-100	83.649092	-98.558425	82.207516
192.9	-16.494493	-100	83.505507	-98.994609	82.500117
192.925	-16.496923	-91.306269	74.809346	-87.326869	70.829946
192.95	-16.503652	-53.755519	37.251867	-49.776119	33.272467
192.975	-16.354781	-53.389001	37.034219	-49.409601	33.054819

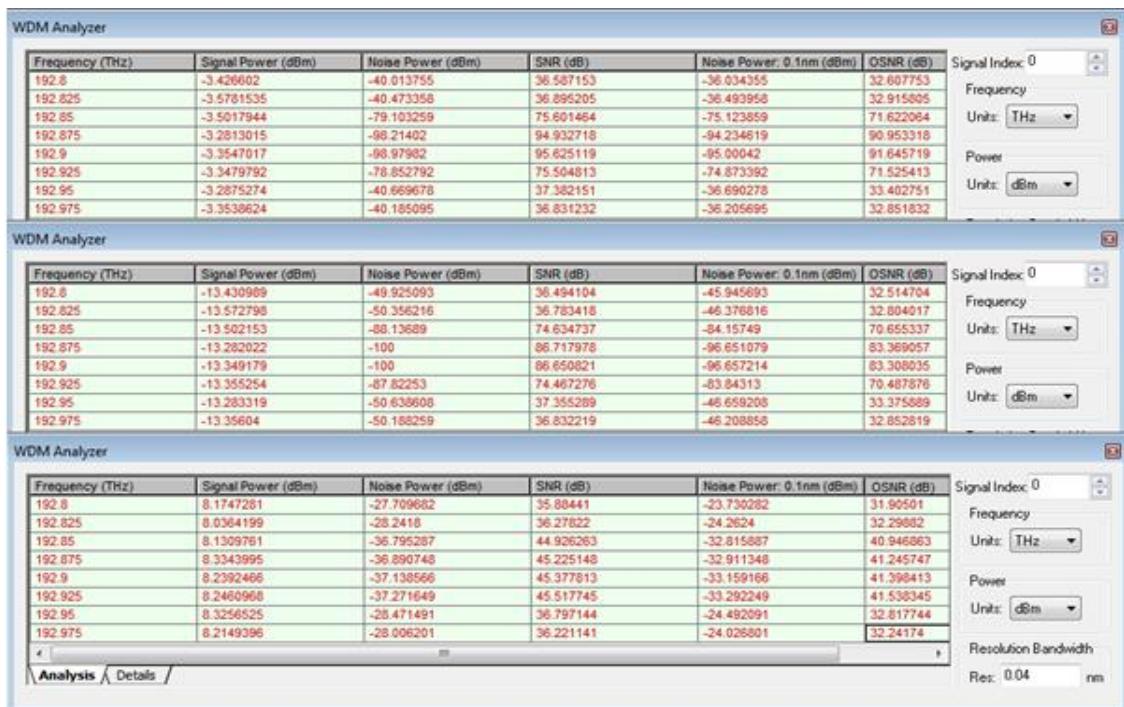
WDM Analyzer

Frequency (THz)	Signal Power (dBm)	Noise Power (dBm)	SNR (dB)	Noise Power: 0.1nm (dBm)	OSNR (dB)
192.8	8.0265693	-27.767896	35.794467	-23.788498	31.815067
192.825	7.9627106	-27.910759	35.87347	-23.931359	31.89407
192.85	8.1476419	-34.233674	42.381316	-30.254274	38.401916
192.875	8.0723814	-34.427476	42.499857	-30.448076	38.520457
192.9	7.9082384	-34.209477	42.117715	-30.230076	38.138315
192.925	7.9261427	-34.419265	42.345407	-30.439865	38.366007
192.95	7.9386204	-28.013633	35.952253	-24.034233	31.972853
192.975	8.0613436	-28.016361	36.077705	-24.036961	32.098305

الشكل 16.4

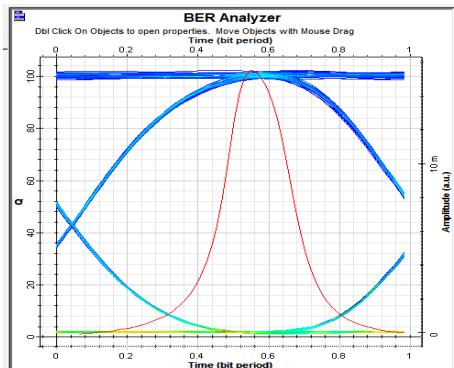
• عندما تكون طاقة الإرسال 0dBm



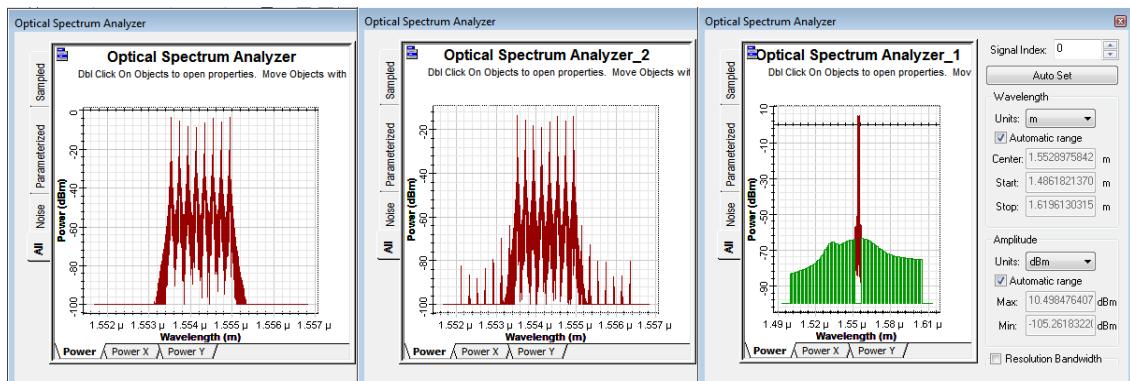


الشكل 17.4

عندما تكون طاقة الإرسال • 3dBm



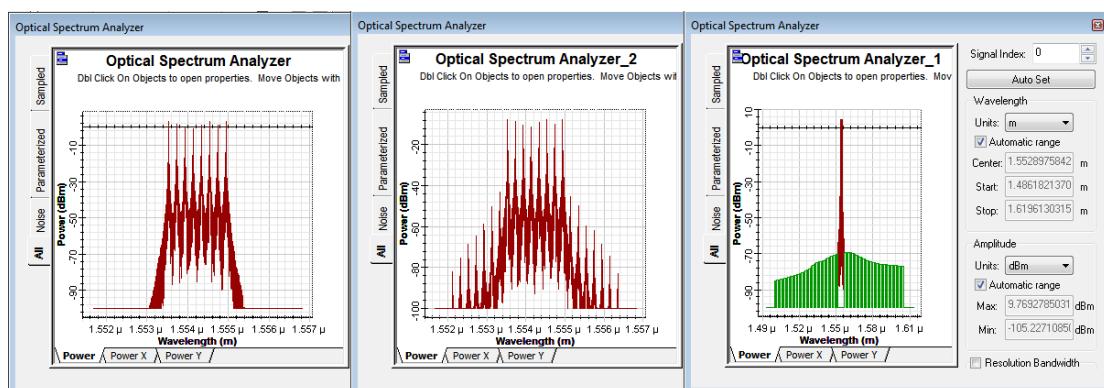
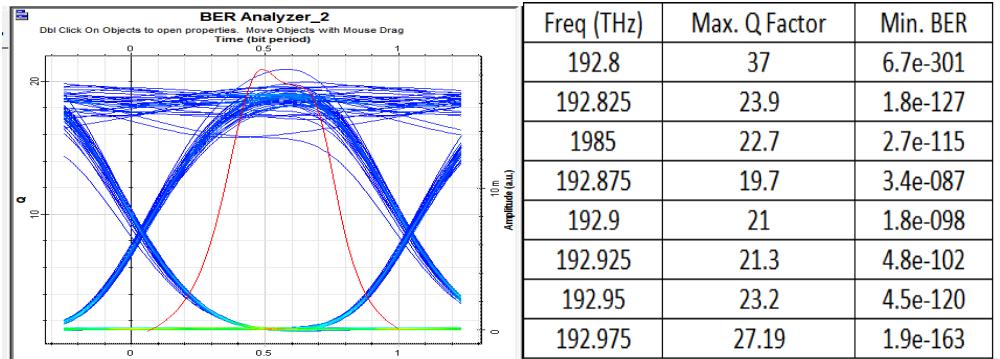
Freq (THz)	Max. Q Factor	Min. BER
192.8	107	0
192.825	81	0
192.85	72	0
192.875	74	0
192.9	70	0
192.925	75	0
192.95	77	0
192.975	99	0





الشكل 18.4

• عندما تكون طاقة الإرسال : 10dBm





الشكل 19.4

**لخص النتائج السابقة بالجدول 4.4 التالي:**

Signal Power (dBm)	Max. Q Factor	Min. BER	Side Frequencies Power (dBm)	Noise Power (dBm) (After Fiber Optic)
-3	~ 100	0	~-98	~-53
0	~ 90	0	~-95	~-50
3	~ 80	0	~-60	~-47
6	~ 55	0	~-50	~-43
10	~ 20	~e-301	~-40	~-38

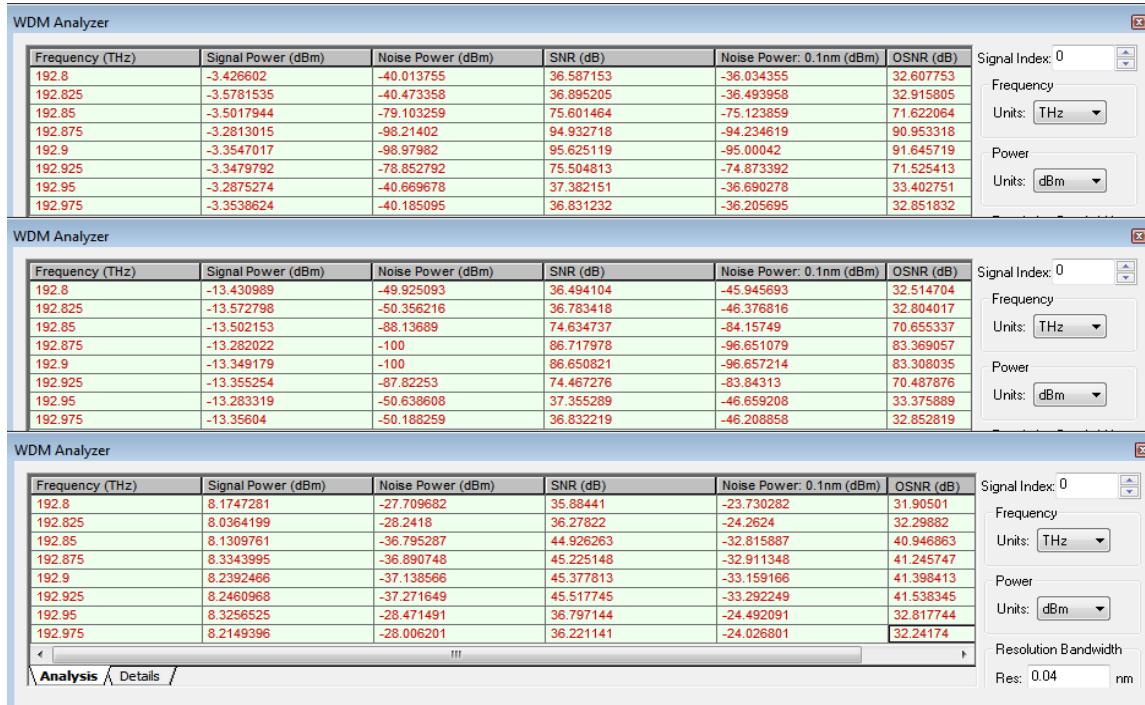
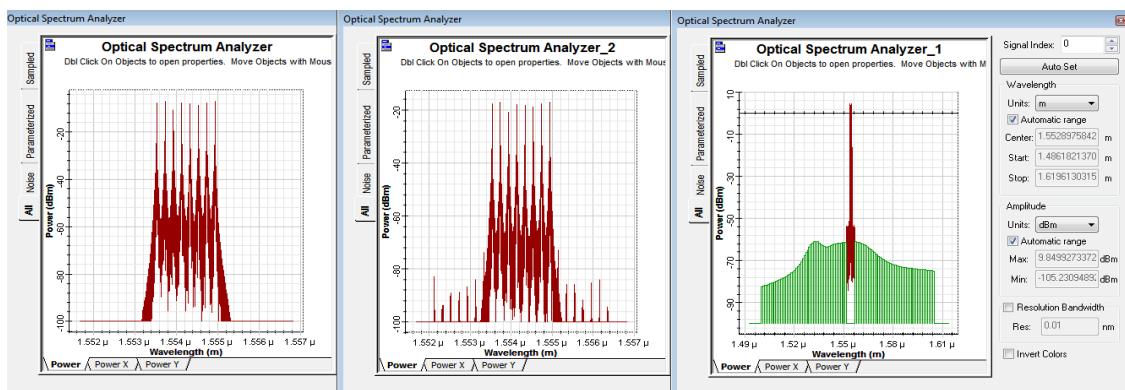
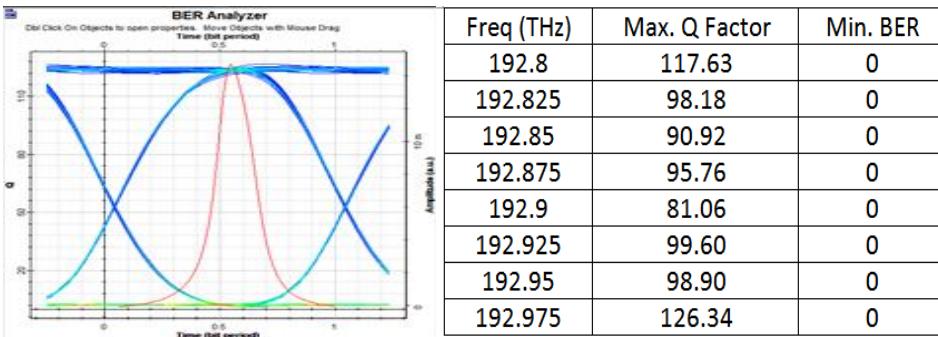
الجدول 4.4

من الجدول نلاحظ أنه كلما ازدادت طاقة الإرسال تتناقص قيمة العامل  $Q$  ويزداد وبالتالي معدل خطأ البت BER بالإضافة إلى ازدياد طاقة التوافقيات الجانبية بشكل كبير وكذلك تردد الضجيج مع ازدياد طاقة الإرسال مايدل على ازدياد طاقة عناصر FWM، مع ملاحظة أن جميع القيم تبقى جيدة.

### 5.3. تأثير مسافة النقل:

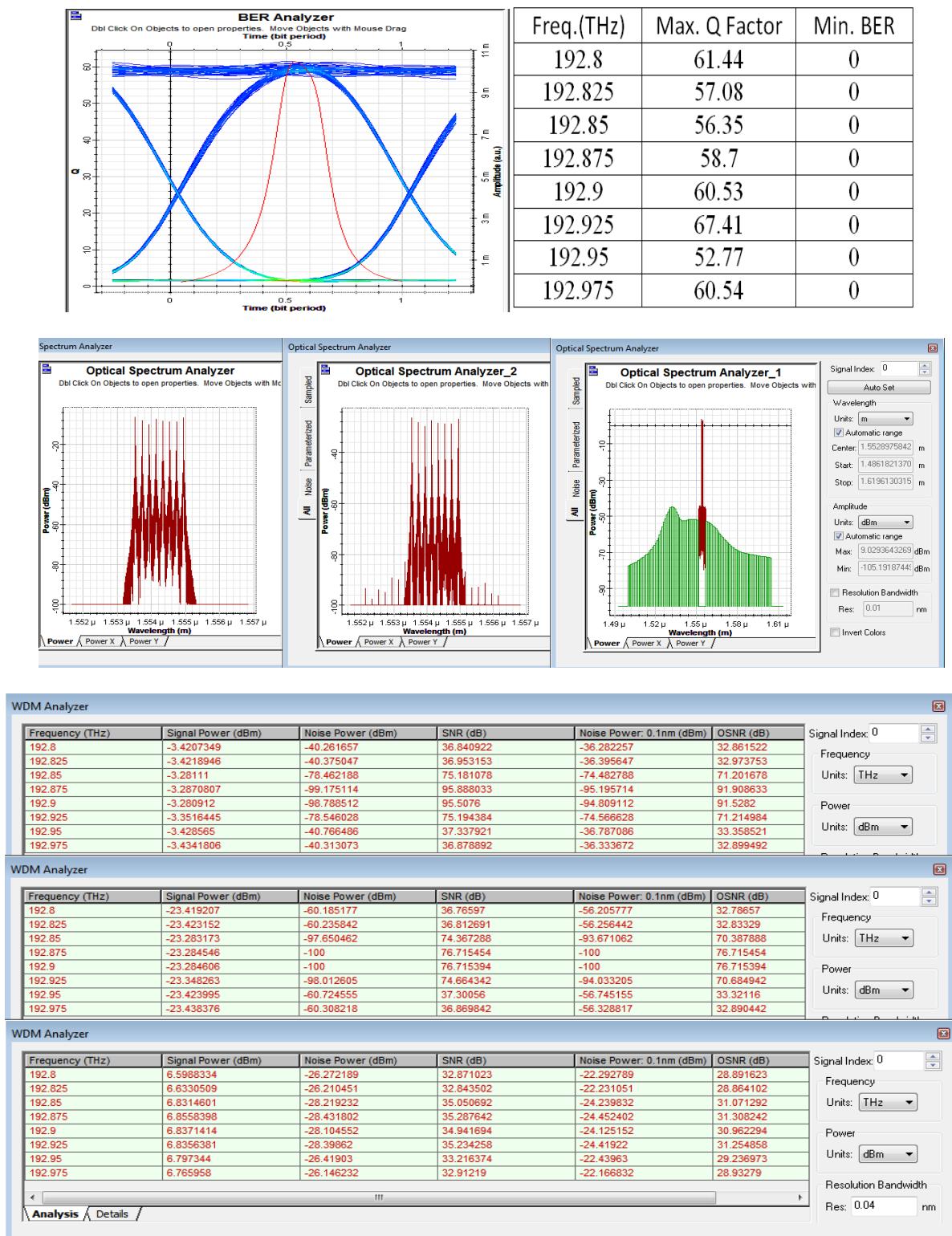
تؤثر مسافة النقل على ظاهرة التداخل الكلامي عموماً وعلى ظاهرة FWM خصوصاً وهذا ما أكدته المحاكاة التي أجريناها من أجل مسافة نقل تتغير من 50km وحتى 250km وذلك عند معدل إرسال 2.5Gbps وفراغ بين القنوات 25GHz.

• عندما تكون مسافة النقل : 50km



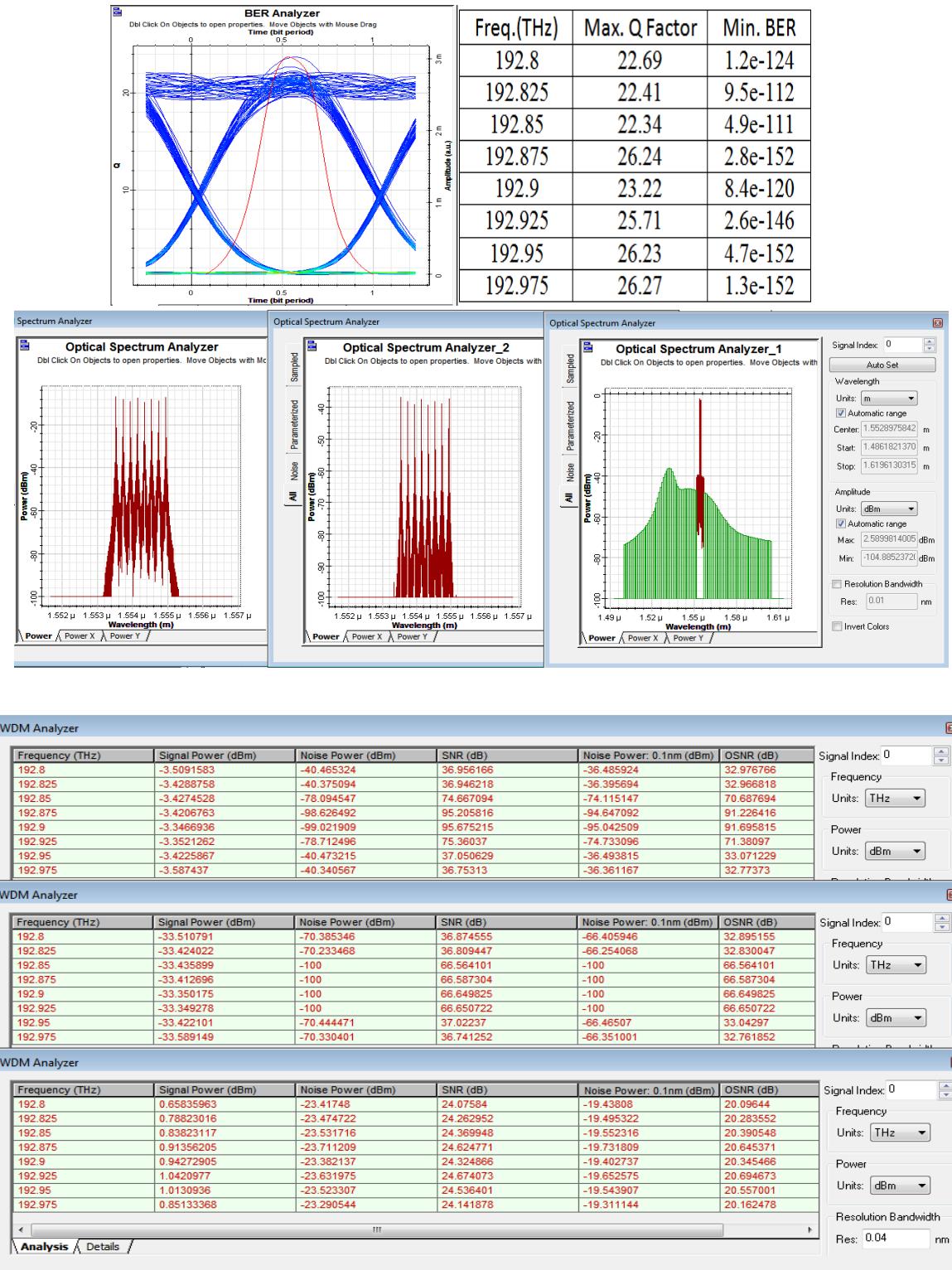
الشكل 20.4

• عندما تكون مسافة النقل : 100km



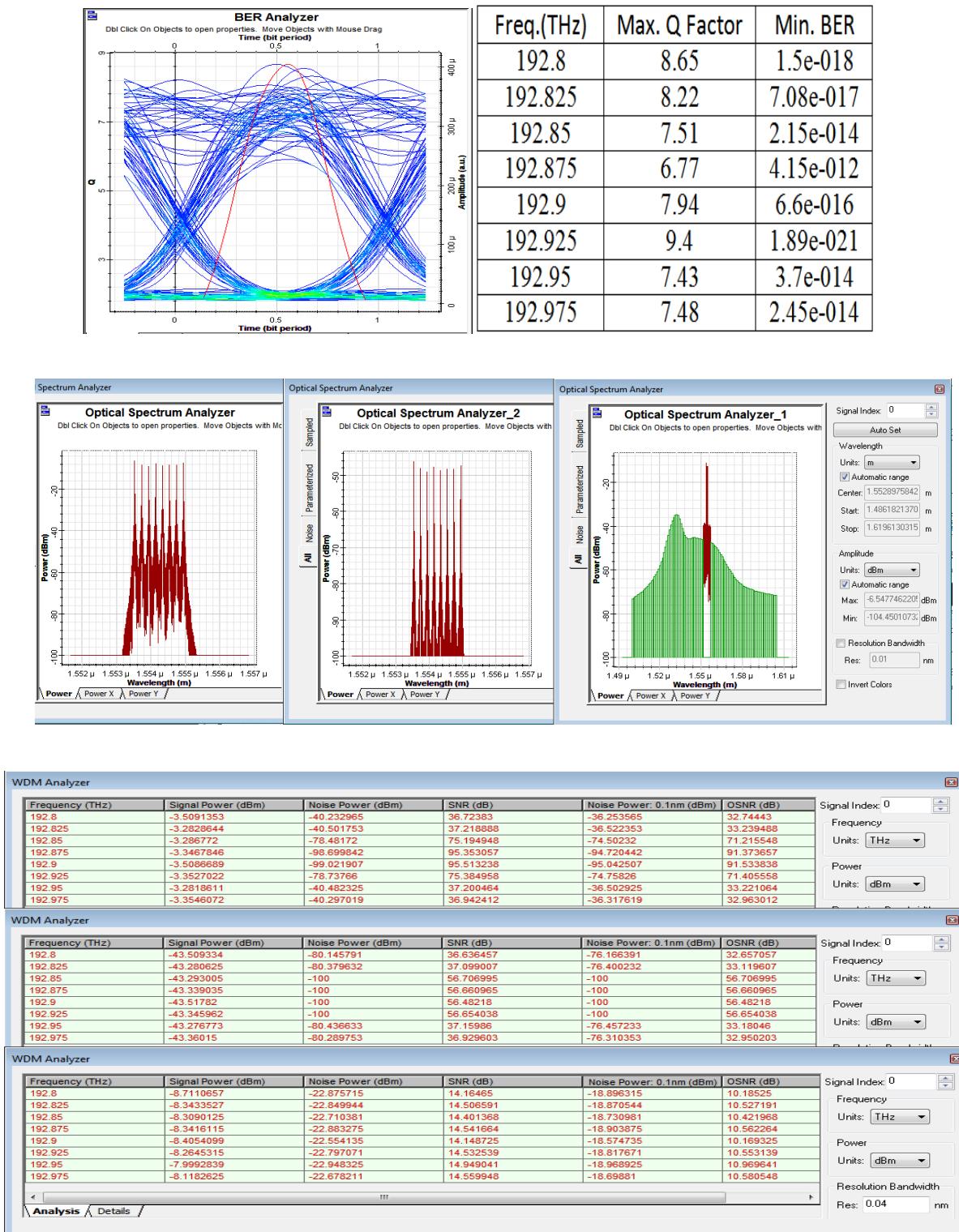
الشكل 21.4

• عندما تكون مسافة النقل : 150km



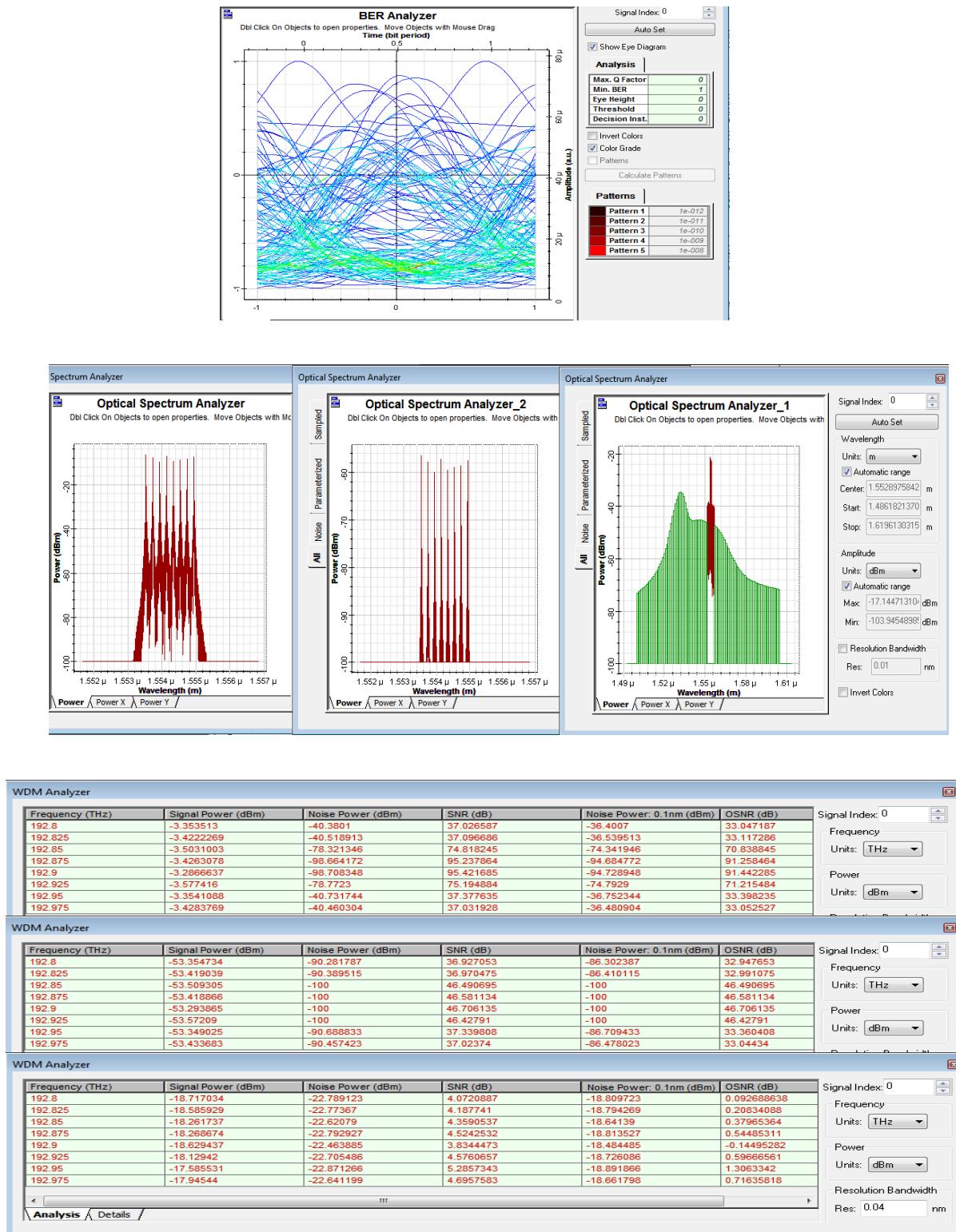
الشكل 22.4

• عندما تكون مسافة النقل: 200km



الشكل 23.4

• عندما تكون مسافة النقل 250km



الشكل 24.4

لخلص النتائج السابقة بالجدول 5.4 التالي:

Factor	50km	100km	150km	200km	250km
BER	0	0	$\sim e-120$	$\sim e-012$	1
Q	$\sim 90$	$\sim 50$	$\sim 20$	$\sim 7$	0
OSNR	$\sim 30$	$\sim 25$	$\sim 20$	$\sim 10$	$\sim 0.5$

الجدول 5.4

من الجدول، وكما هو متوقع، فإن زيادة مسافة النقل تسبب تناقص العاملين BER و Q و تناقص النسبة OSNR ذلك يدل على ازدياد طاقة التداخل من النوع FWM كلما ازدادت مسافة النقل، وهذه النتائج تفسر استخدام مضخمات EDFAs بعد مسافة 200km من أجل ضمان وصول إشارة جيدة عند الاستقبال.

#### 4. تخفيض ظاهرة FWM:

كما ذكرنا سابقاً هنالك عدة طرق لانقاص التداخل الكلامي بشكل عام وفيما يلي سنقوم باختبار أربعة طرق لتخفيض ظاهرة FWM وذلك من خلال إجراء محاكاة ثم مقارنة النتائج.

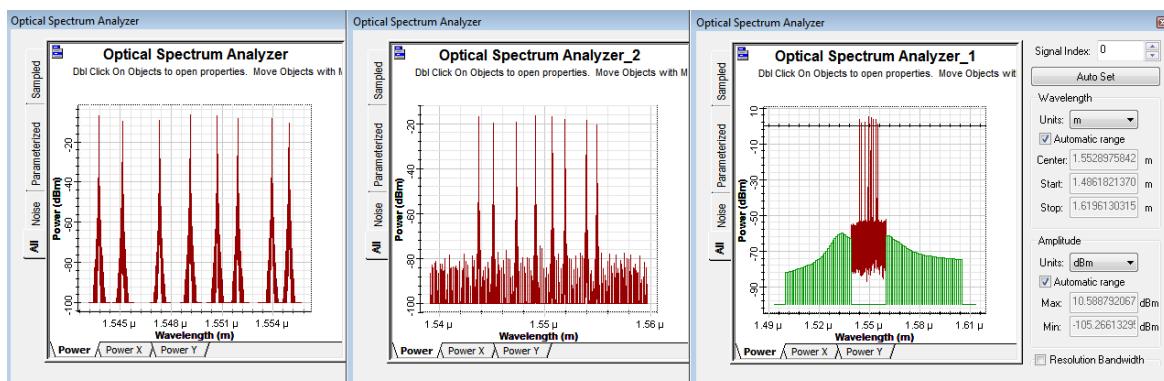
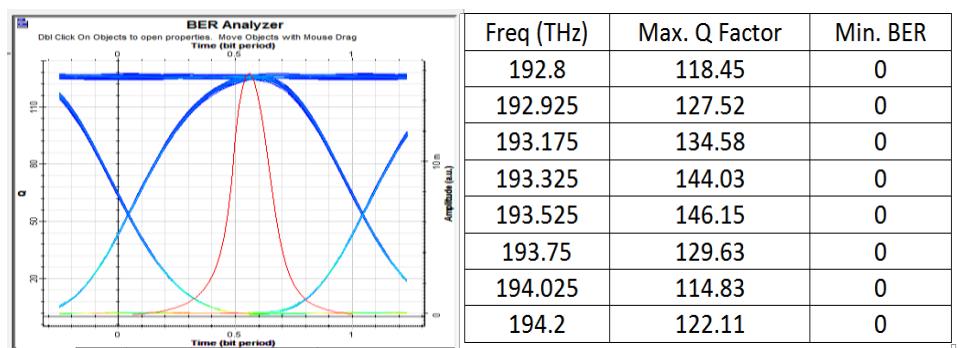
##### 1.4. اختيار القتوات عن طريق نظرية OCT:

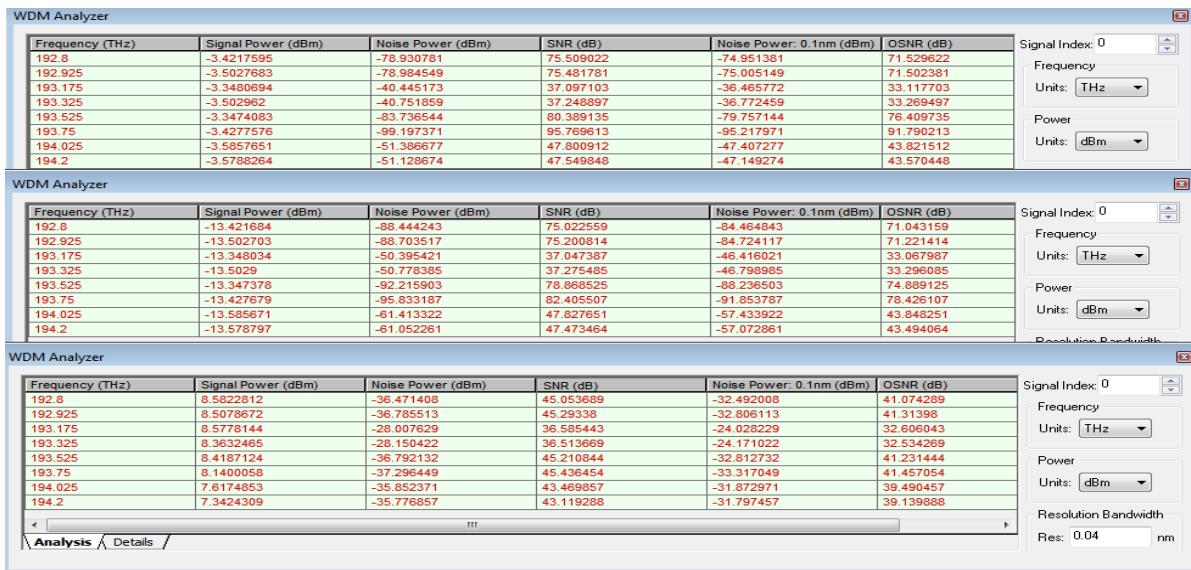
سوف نستخدم الترددات التي حصلنا عليها بعد تطبيق هذه الطريقة كماجاء في الفصل الثالث مع فراغ بين القتوات :25GHz

Frequency (THz): 192.8, 192.925, 193.175, 193.325, 193.525, 193.75, 194.025, 194.2.

طبق هذه الطريقة ونغير معدل الإرسال فنحصل على النتائج التالية:

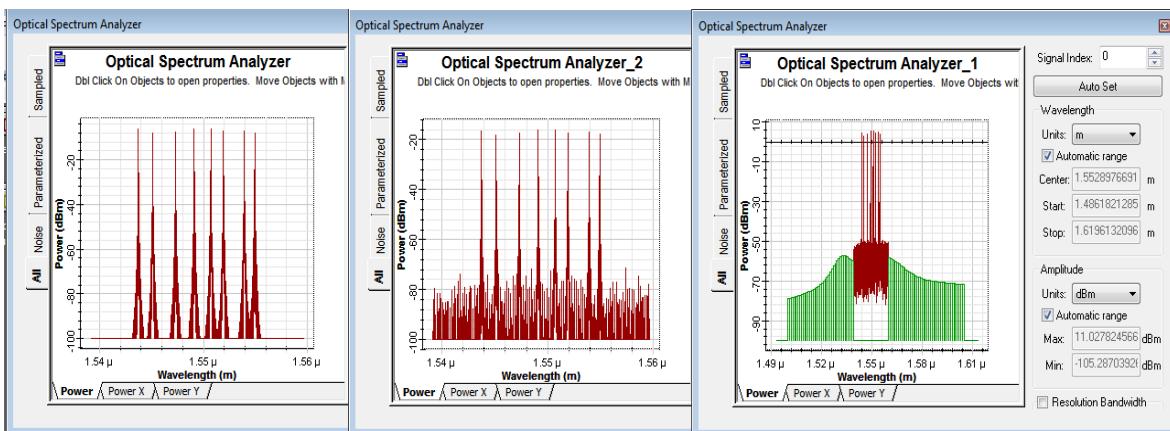
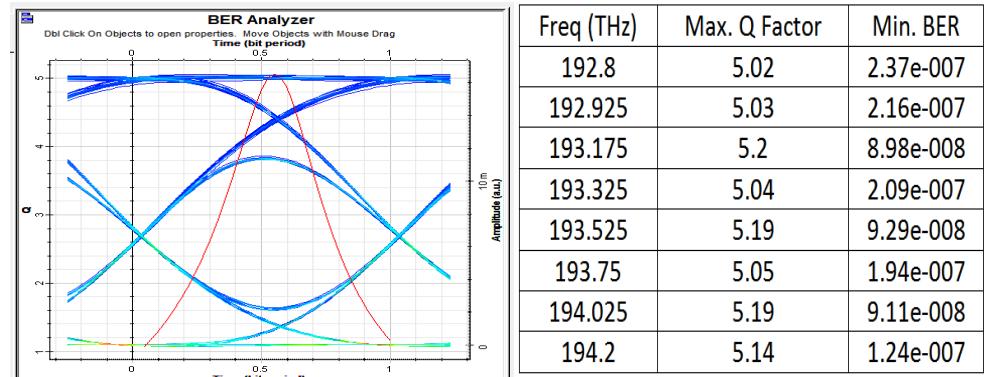
- عند معدل إرسال 2.5Gbps

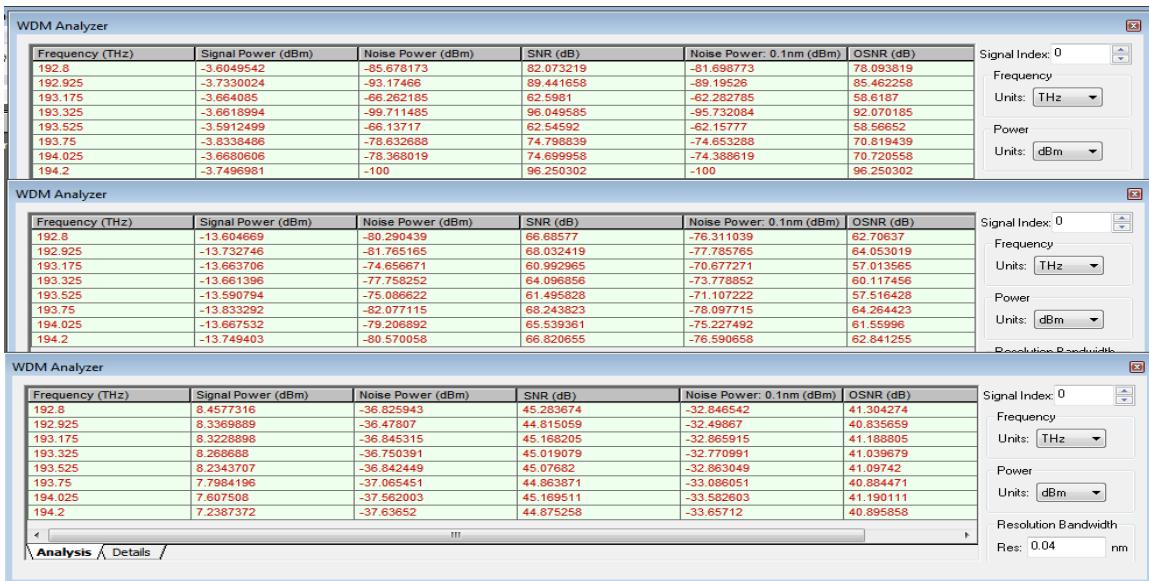




الشكل 25.4

• عند معدل إرسال : 5Gbps





الشكل 26.4

لخيص النتائج السابقة بالجدول 5.4 التالي:

Bit Rate (Gbps)	Max. Q Factor	Min. BER	Side Frequencies Power (dBm)
2.5	~120	0	~-80
5	~5	~e-007	~-70

الجدول 6.4

نلاحظ أن عرض المجال كبير في هذه الطريقة و يصل إلى 1400GHz، ومن الجدول السابق نجد أنه كلما ازداد معدل الإرسال تتناقص Q ويزداد BER و طاقة التوافقيات.

نتتож:

في هذه الطريقة يكون عرض المجال اللازم لإرسال ثمانية قنوات كبيراً ونلاحظ تزايد طاقة عناصر FWM مع زيادة معدل الإرسال إلى 5Gbps.

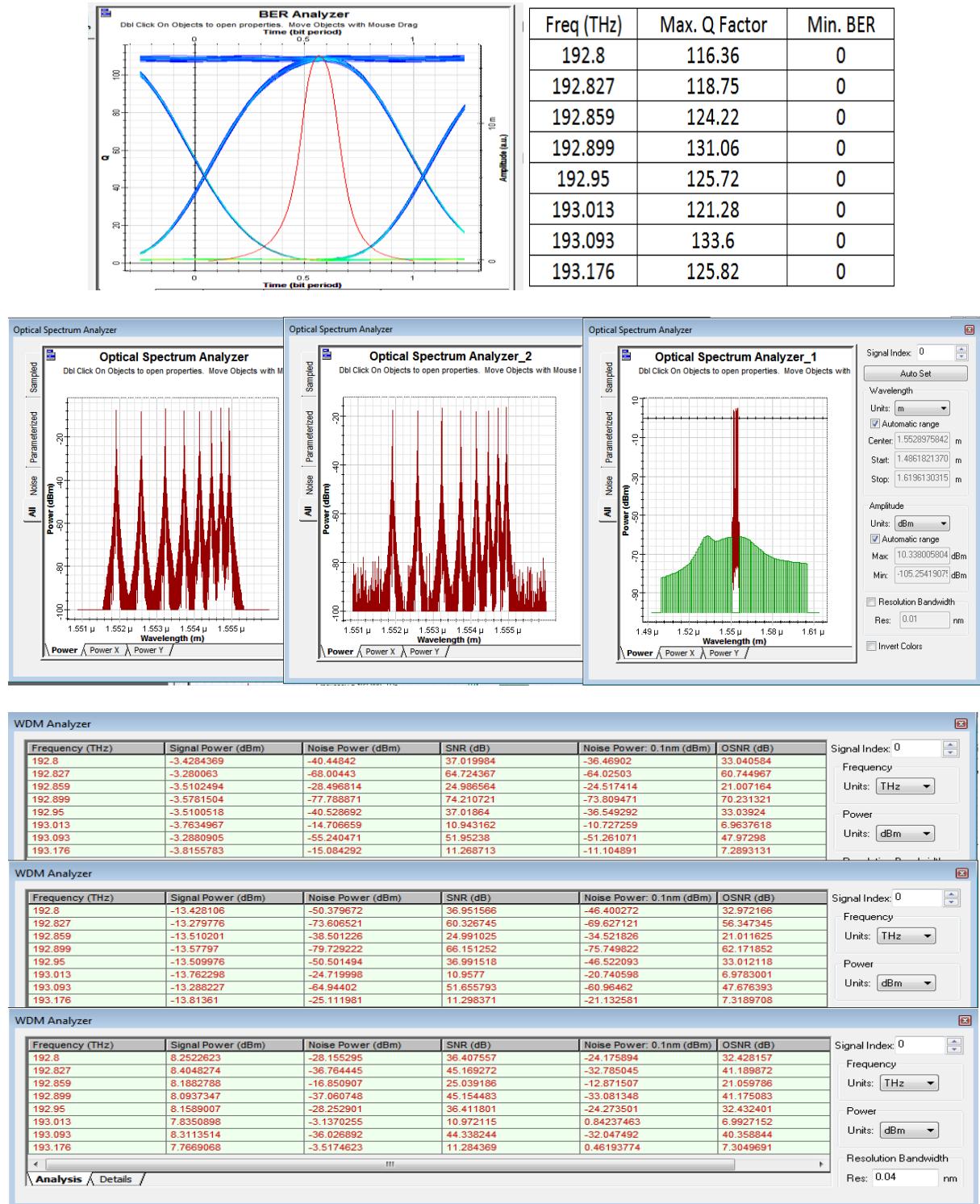
#### 2.4. اختيار القنوات عن طريق نظرية OGR:

نفترض أن الفراغ الأساسي بين القنوات 25GHz وسنستخدم الترددات التي حصلنا عليها بعد تطبيق هذه الطريقة كماجاء في الفصل الثالث:

Frequency (THz): 192.8, 192.827, 192.859, 192.899, 192.95, 193.013, 193.093, 193.176.

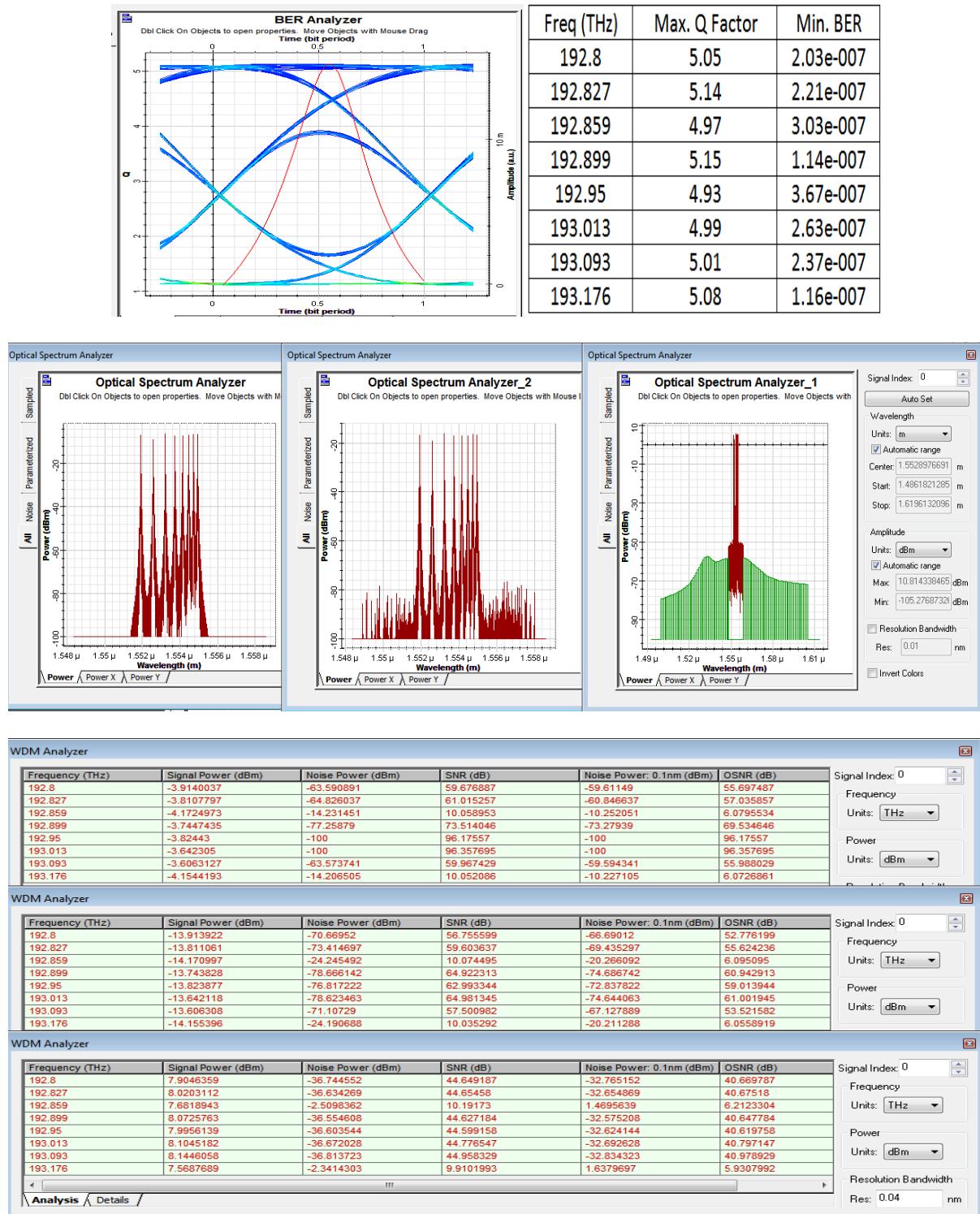
نطبق هذه الطريقة ونغير معدل الإرسال فنحصل على النتائج التالية:

• عند معدل إرسال : 2.5Gbps



الشكل 27.4

• عند معدل إرسال 5Gbps



الشكل 28.4

لخلص النتائج السابقة بالجدول 6.4 التالي:

Bit Rate (Gbps)	Max. Q Factor	Min. BER	Side Frequencies Power (dBm)
2.5	~116	0	~-80
5	~5	~e-007	~-75

الجدول 7.4

نلاحظ أن عرض المجال في هذه الطريقة يصل إلى 376GHz، ومن الجدول السابق نجد أنه كلما ازداد معدل الإرسال تتناقص BER، أيضاً تزداد طاقة التوافقيات مع ازدياد معدل الإرسال.

نستنتج:

هذه الطريقة أفضل من سابقتها من حيث عرض المجال والذي يكون أقل في طريقة OGR، مع تقارب في نتائج Q و BER في الحالتين.

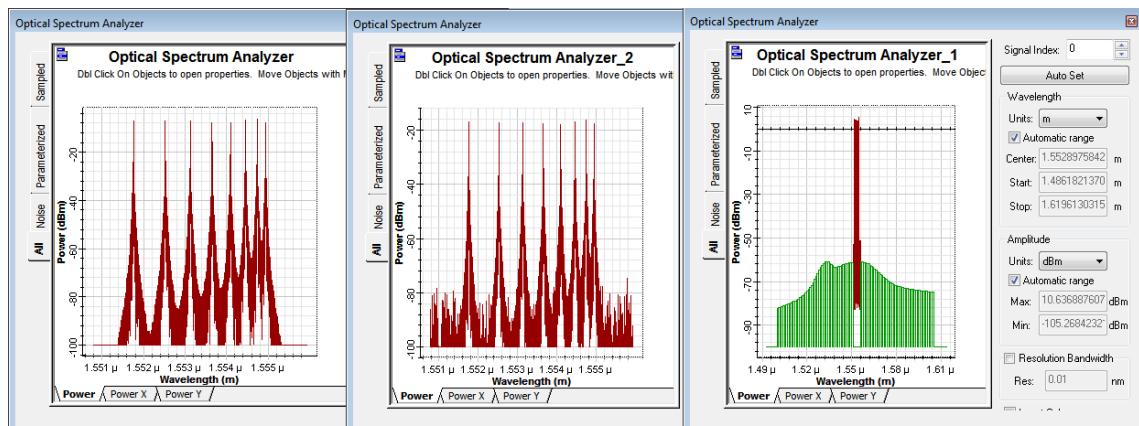
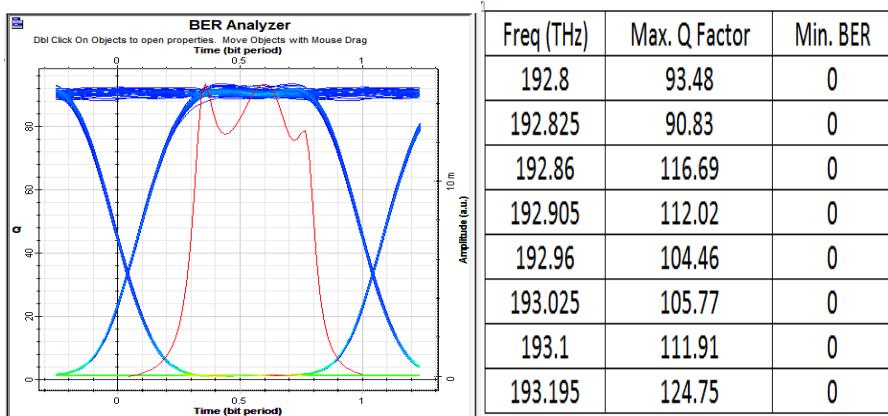
### 3.4. اختيار القتوات عن طريق خوارزمية MATLAB

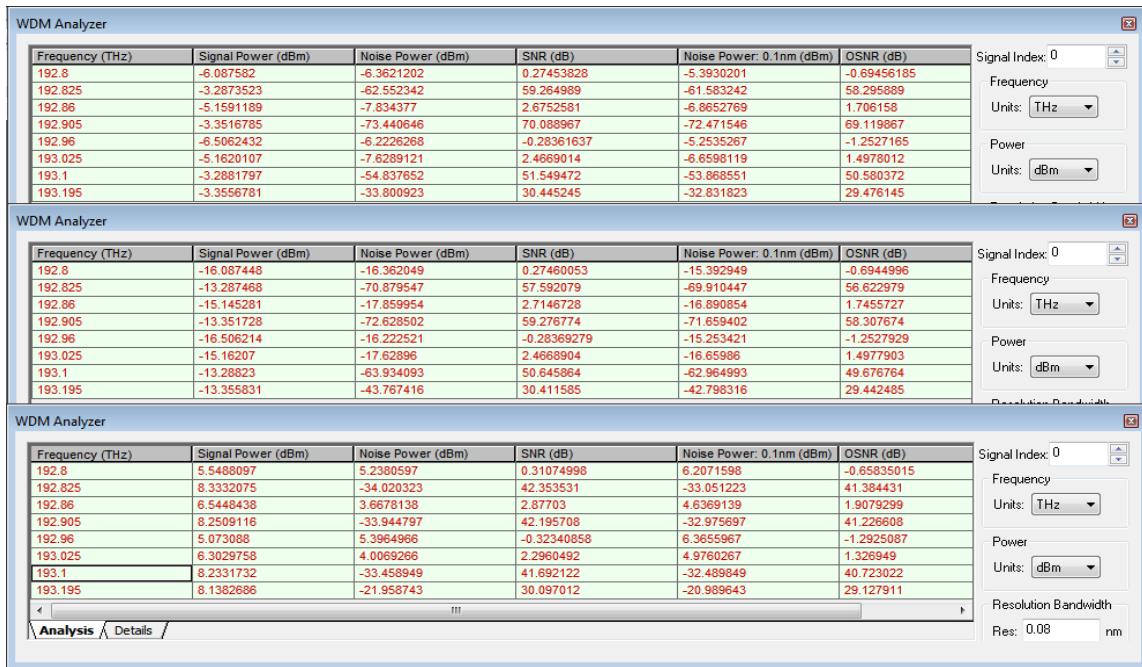
بعد تطبيق الخوارزمية المصممة باستخدام لغة MATLAB حصلنا على الترددات التالية:

Frequency (THz): 192.8, 192.825, 192.860, 192.905, 192.960, 193.025, 193.1, 193.195.

نطبق هذه الطريقة ونغير معدل الإرسال وبالتالي نحصل على النتائج التالية:

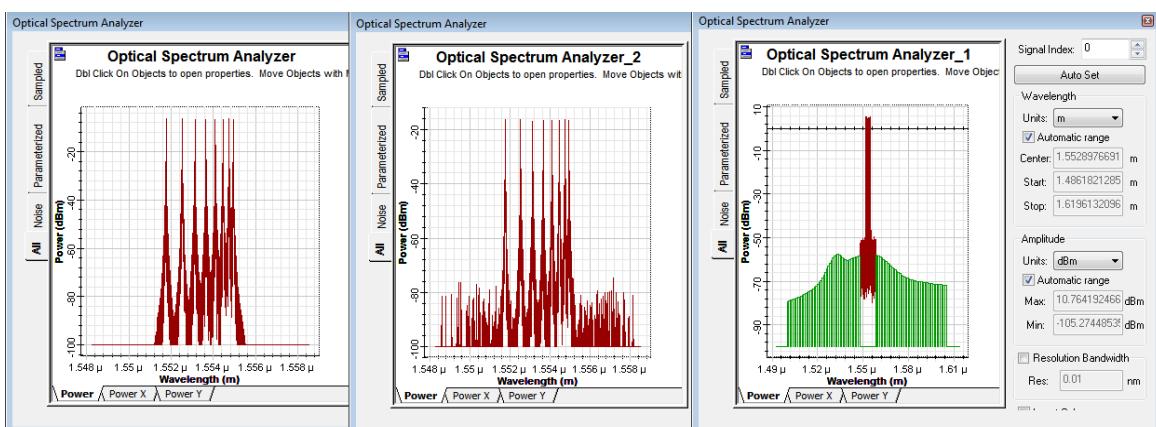
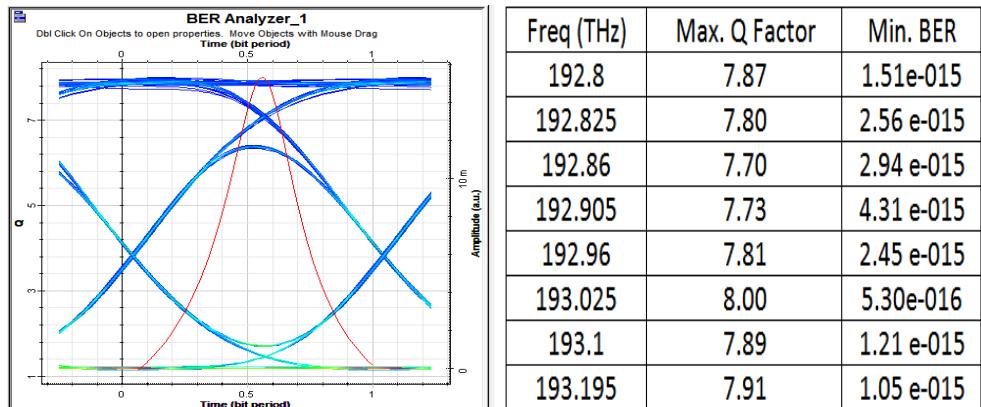
• عند معدل إرسال 2.5Gbps

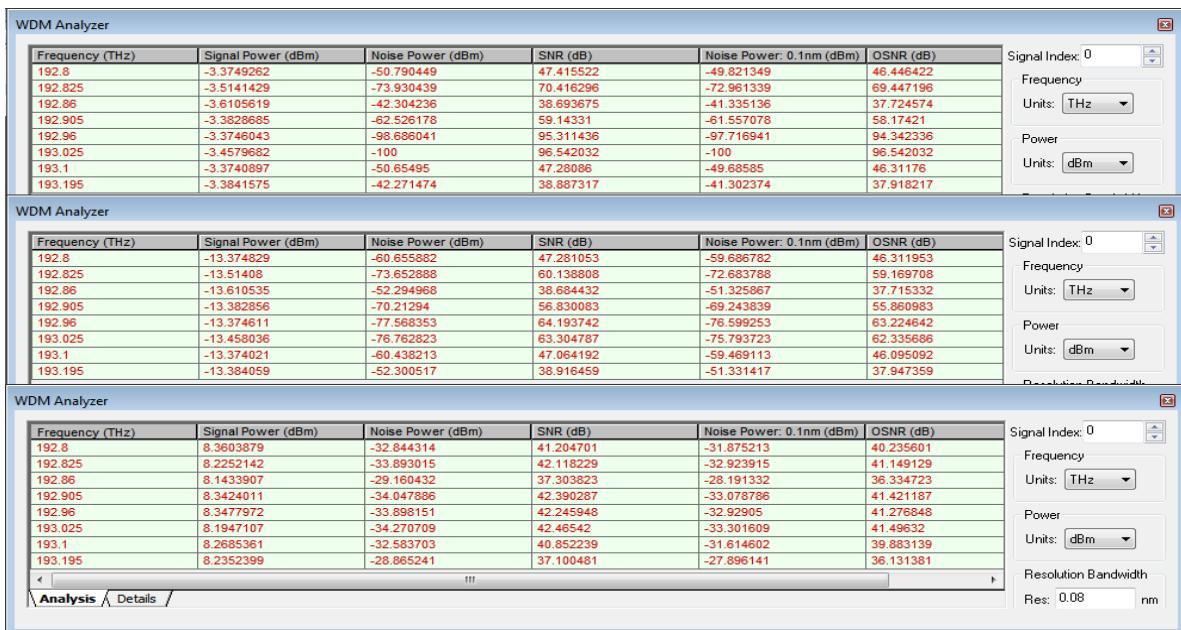




الشكل 29.4

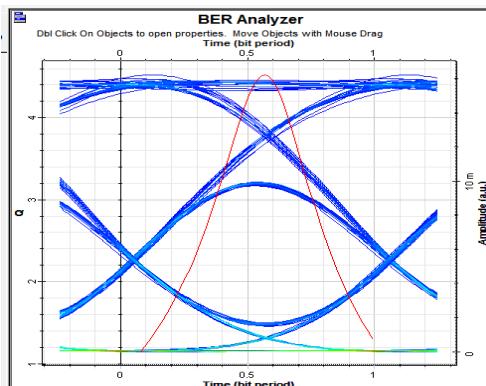
عند معدل إرسال 5Gbps •



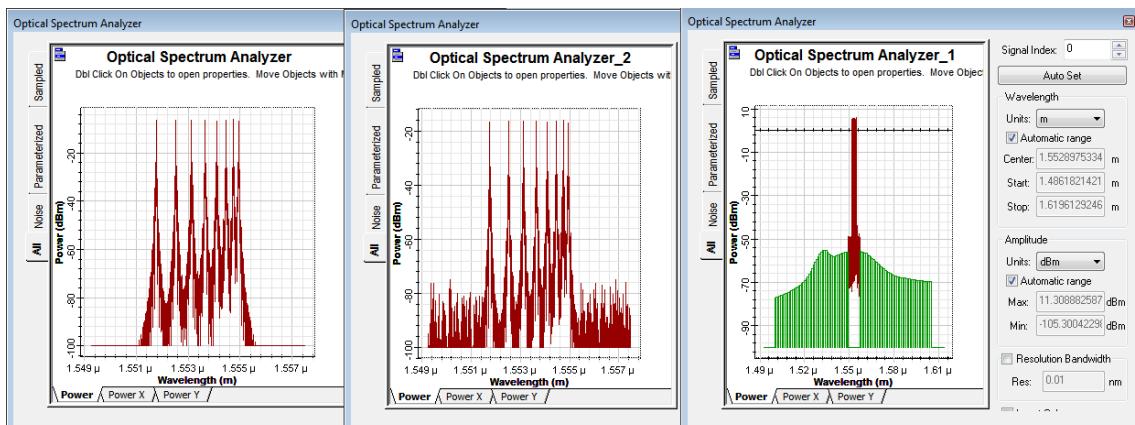


الشكل 30.4

• عند معدل إرسال : 8Gbps



Freq (THz)	Max. Q Factor	Min. BER
192.8	4.45	3.47e-006
192.825	4.51	2.62 e-006
192.86	4.48	2.97 e-006
192.905	4.53	2.37 e-006
192.96	4.42	3.88 e-006
193.025	4.54	2.27 e-006
193.1	4.77	3.35 e-006
193.195	4.47	3.11 e-006





الشكل 31.4

لخص النتائج التي حصلنا عليها من طريقة MATLAB بالجدول 7.4 التالي:

Bit Rate (Gbps)	Max. Q Factor	Min. BER
2.5	~ 93	0
5	~ 7	~ e-015
8	~ 4	~ e-006

الجدول 8.4

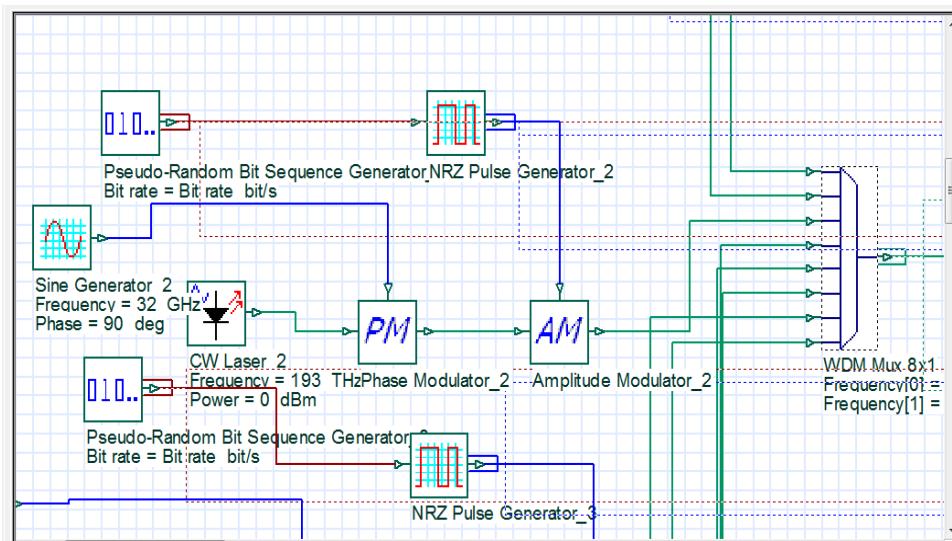
نلاحظ أن عرض المجال في هذه الطريقة يصل إلى 395GHz، ومن الجدول السابق نجد أنه كلما ازداد معدل الإرسال تتناقص Q ويزداد BER.

نستنتج:

لا تختلف هذه الطريقة كثيراً عن طريقة OGR من حيث عرض المجال المستخدم ولكنها أفضل من الطريقتين السابقتين من حيث معدل الإرسال الذي يمكن أن نصل إليه عند تطبيق خوارزمية Matlab حيث وصل معدل الإرسال إلى 8Gbps في هذه الطريقة وبالمقابل كانت قيم العاملين BER و Q مقبولة جداً.

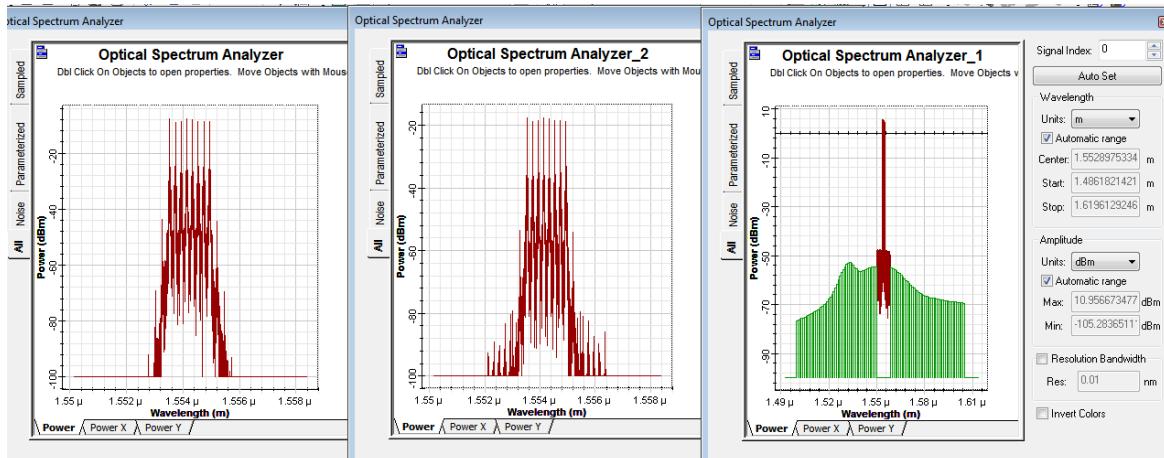
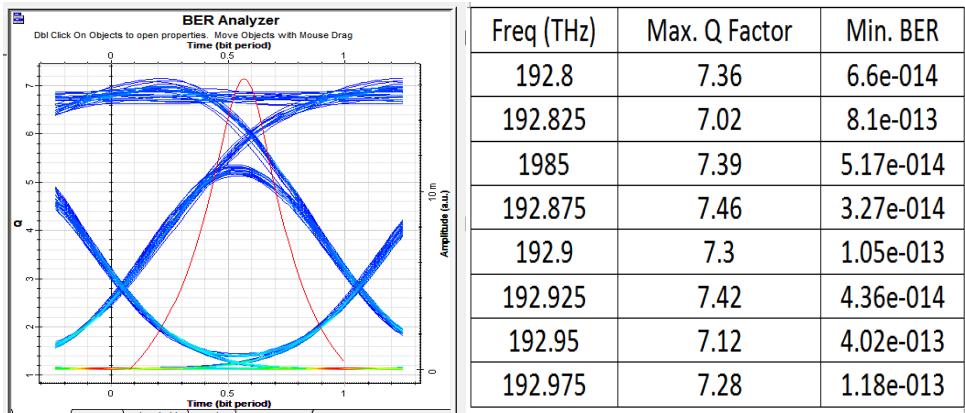
#### 4.4. تعديل طور ومطال كل قناة في مرحلة الإرسال:

فيما يلي سنغير المعدل المستخدم سابقاً ونضع عنصري التعديل PM، AM بدلاً منه على الت التالي في مرحلة الإرسال بعد المنبع الليزر، وهذا موضح في الشكل 28.4 التالي:



الشكل 32.4

• نطبق هذه الطريقة عند معدل الإرسال 8GHz و الفراغ بين القنوات 25GHz ونحصل على النتائج التالية:





الشكل 33.4

لخيص النتائج السابقة في الجدول 8.4 التالي:

Bit Rate (Gbps)	Max. Q Factor	Min. BER	Side Frequencies Power (dBm)	OSNR (dB)
8	~7	~e-013	~-80	84

الجدول 9.4

في طريقة PM-AM نجد أن عرض المجال لا يتجاوز 175GHz، ونلاحظ أن قيمة Q و BER جيدة عند معدل إرسال 8Gbps بالإضافة إلى قيمة منخفضة لطاقة التوافقيات الجانبية مع تحسن كبير في قيمة النسبة OSNR بالمقارنة مع الطرق الثلاث السابقة، يمكننا توضيح الفرق بين الطرق الأربع من خلال الجدول 9.4 التالي:

	OCT	OGR	MATLAB	PM-AM
Bandwidth (GHz)	1400	376	395	175
Bit Rate (Gbps)	>5Gbps	>5Gbps	>8Gbps	8Gbps

الجدول 10.4

## 5. نتائج المحاكاة ومقارنة بين طرق تخفيض FWM:

- 1- تعد طريقة OCT مناسبة للعمل عند معدل إرسال 2.5Gbps وهي طريقة بسيطة نوعاً ما ولكنها تتطلب عرض مجال كبير.
- 2- تعتبر طريقة OGR مناسبة جداً للعمل عند معدل إرسال 2.5Gbps ولكن العلاقة الرياضية التي تعتمد عليها أكثر تعقيداً، كما ترتبط مباشرة بمسطرة Golomb والتي عد تطويرها عاماً بعد عام اختراعاً حقيقياً بحد ذاته.
- 3- تمثل طريقة انقاء القنوات باستخدام برنامج Matlab حلًّا جذرياً لمشكلة FWM حتى معدل إرسال 5Gbps وهذه الطريقة أقل تكلفة من غيرها وأكثر دقة أيضاً عندما نريد زيادة عدد القنوات مع معدل إرسال ثابت وتنسجم هذه الطريقة مع عمل برنامج OptiSystem الذي يعتمد على مكتبة Matlab في بعض الأنظمة.
- 4- إن الطرق الأربع تعمل عند معدل إرسال عالي ولكن تبقى طريقة PM-AM الأفضل حيث أنها الطريقة الوحيدة التي تعطي نتائج جيدة عندما يصل معدل الإرسال إلى 8Gbps.
- 5- تعتبر طريقة PM-AM مناسبة جداً للعمل عند زيادة معدل إرسال ولكنها أكثر تكلفة من الطرق الأخرى التي تعتمد على تطبيق خوارزمية معينة لاختيار الترددات المناسبة.
- 6- تعد تقنية PM-AM الأفضل من ناحية عرض المجال المستخدم حيث لا يتجاوز (175GHz) عند العمل بثمانية قنوات.

## 6. خاتمة:

بعد تخفيض ظاهرة WDM في أنظمة FWM أمراً بالغ الأهمية حيث تعتبر هذه الظاهرة من أبرز عوامل التداخل الكلامي المترابط الذي يحد من فعالية الأنظمة متعددة القنوات وتتجه معظم شركات الاتصالات الحديثة إلى إجراء أبحاث متقدمة في هذا المجال.

في هذا البحث أجرينا محاكاة لنظام WDM عن طريق برنامج OptiSystem 12 ثم قمنا باقتراح حلول لظاهرة FWM بعد معاينة ومحاكاة العوامل المؤثرة فيها كالفراغ بين القنوات وطاقة الإرسال وعامل التشتت ومسافة النقل، وتوصلنا إلى أن اختيار القنوات بشكل مناسب ضمن مجال تردد معين يجعل تعرضها أقل لظاهرة FWM وهذا ما أظهرته نتائج المعالجة باستخدام برنامج MATLAB وكذلك نظرتي OCT و OGR، أخيراً، قمنا باقتراح حل مناسب لتخفيض هذه الظاهرة والذي تمثل بإجراء تعديل PM-AM على كل إشارة مرسلة بحيث يزاح طور كل قناة عن الأخرى و النتيجة كانت أننا حصلنا على قيمة جيدة للعاملين Q و BER عند معدل الإرسال 8Gbps وفراغ القناة 25GHz، وبذلك تكون قد تمكنا من إرسال ثمانية قنوات بمعدل إرسال مرتفع وضمن مجال تردد لا يتجاوز 175GHz.

## 7. العمل المستقبلي:

تمت الدراسة السابقة على نظام اتصال ذو وصلة WDM أي (Point-to-Point) ولكن ماذا عن الشبكات الضوئية التي تعتمد تقنية WDM وما هو تأثير التداخل الكلامي بأنواعه المختلفة على عمل تلك الشبكات؟.

من المعروف أن الشبكات الضوئية تتطلب اعتبارات تصميمية ذات مستوى عالي من الدقة والمرنة بالإضافة إلى أن تصميمها أكثر تعقيداً من تصميم الوصلة الواحدة، فكيف يمكننا أن نصمم شبكة ضوئية

تعتمد تقنية WDM ذات تداخل كلامي منخفض ومعدل إرسال مرتفع ونمط تعديل مناسب مع الأخذ بعين الاعتبار البروتوكولات المرافقة لعمل الشبكة وعدد القنوات ومسافة النقل وانحناءات الليف.

أيضاً، كيف يمكننا ضبط الطاقة في كل عقدة من الشبكة مع الحفاظ على استقرار شعاع الليزر وقيمة جيدة لنسبة الإشارة إلى الضجيج؛ كل ذلك عندما يسلك الضوء مسارات مختلفة في الطول بين نقاط الشبكة.

هذه الأفكار وغيرها نأمل أن تجد طريقها إلى الدراسة والتطبيق في المستقبل القريب إن شاء الله.

**Reference and Links:**

- [1] "Optical Networks" Rajiv Ramaswami Kumar N.n Sivarajan Galen H. Sasaki A Practical Perspective Third Edition, Morgan Kaufmann Publishers is an imprint of Elsevier, 2010.
- [2] "Fiber-Optic Communications Systems", Govind P. Agrawal ,Third Edition. Copyright , John Wiley & Sons, Inc. ISBNs: 0-471-21571-6 (Hardback); 0-471-22114-7 (Electronic), 2002.
- [3] "Light-emitting diode",From Wikipedia.2014.
- [4] "Injection in Anti-Reflection Coated Diode Lasers", Sarah Campbell, SUNY Stony Brook, Optics Rotation Project 1. Advisor: Prof. Harold Metcalf, Fall 2002.
- [5] "optical communications systems, wavelength division multiplexing", Dr. Yaliya Semenova, Dublin Institute of Technology, 2003.
- [6] "Fiber-Optic Communication Systems", Govind P. Agrawal,Institute of Optics, University of Rochester ,email: [gpa@optics.rochester.edu](mailto:gpa@optics.rochester.edu), 2006.
- [7] "Development of Semiconductor Laser for Optical Communication" Tsukuru KATSUYAMA, SEI TECHNICAL REVIEW · NUMBER 69 · OCTOBER, 2009.
- [8] "Using Wavelength Division Multiplexing (WDM) to Upgrade Infrastructure Optical Fiber Communication Systems". Dr. Sawsan A. Abdul-Majid, Ph. D. E. University of Koya/College of Engineering/Sulymania/Iraq, Dr. Ahmed A. Abdulla. Ph.D. E. University of Tufayla/Jordan. Mr. Essa Ibrahim Essa M. Sc. Computer Networks and Communications Dept. of Computer Science/College Science/UOK/Kirkuk/Iraq. Misan. Journal for Academic Studies Vol. 8 No. 15 December, (2009).
- [9] "A Wavelength-Division-Multiplexed Passive Optical Network With Simultaneous Centralized Light Source and Broadcast Capability", Fangzheng Zhang, Student Member, IEEE. Songnian Fu. Jian Wu, Member, IEEE. Kun Xu Jintong Lin Ping Shum, Senior Member, IEEE. Volume 2, Number 3, June, 2010.
- [10] "Method Of Increasing Number Of Dense Wavelength Division Multiplexing", U.S.Patent. Documents. Patent No.:US 6,917,736 B1.Date of Patent: Jul. 12,2005.
- [11] "NONLINEAR EFFECTS IN OPTICAL FIBERS": ORIGIN, MANAGEMENT AND APPLICATIONS S. P. Singh † and N. Singh Department of Electronics and Communication University of Allahabad, Allahabad-211002, India, Progress In Electromagnetics Research, PIER 73, 249–275, 2007.
- [12] "Nonlinear Effect of Four Wave Mixing for WDM in Radio-over-Fiber Systems" A.Panda, Department of Electronics and Communication, GIET, Bhubaneswar, Odisha. D.P.Mishra, Department of Electrical and Electronics, IIIT, Bhubaneswar, Odisha. Received 21 March, 2014; Accepted 12 May, 2014 © The author(s) 2014. Published with open access at www.questjournals.org. Quest Journals Journal of Electronics and Communication Engineering Research Volume 2 ~ Issue 4 (2014) pp: 01-06 ISSN(Online) : 2321-5941 www.questjournals.org. Received 21 March, 2014; Accepted 12 May, 2014 © The author(s), 2014.
- [13] "Nonlinear Effects in Optical Fibers". By Ma'rio F. S. Ferreira. John Wiley & Sons, Inc. Published, Copyright\_ 2011.
- [14] "REDUCTION OF CROSSTALK IN WAVELENGTH DIVISION MULTIPLEXED FIBER OPTIC COMMUNICATION SYSTEMS". R. Tripathi Northern India Engineering College Lucknow, India R. Gangwar and N. Singh Department of Electronics & Communication University of Allahabad, Allahabad, 211002, Progress In Electromagnetics Research, PIER 77, 367–378, India, 2007.
- [15] "Four Wave Mixing nonlinearity effect in wavelength division multiplexing Radio Over Fiber system"- Hafez Abd Ellatif Habib, University Technology Malizia, July 2007.

- [16] “Effect of FWM Output Power Induced by Phase Modulation in Optical Fiber Communication”. Li Wang, Wenzheng Ban, Yang Song, Jiangbo Chen, and Xinping Zhang College of Applied Sciences, Beijing University of Technology, Beijing 100124, China, PIERS Proceedings, Moscow, Russia, August 18-21, 2009.
- [17] “Asynchronous Phase Modulation for the Suppression of FWM”. Marco Forzati, Anders Berntson, Jonas Martensson, and Anders Djupsjobacka, India, 2010.
- [18] “Effects of Four Wave Mixing on an Optical WDM System by using Dispersion Shifted Fibre”. Nahyan Al Mahmud, Bobby Barua Department of IEEE, Ahsanullah University of Science and Technology Dhaka, Bangladesh, International Journal of Engineering and Technology , IJET Publications UK. All rights reserved. 1126, ISSN: 2049-3444 , UK. Volume 2 No.7, July 2012.
- [19] “ Reduction of Four Wave Mixing Effect in Hybrid Optical CDMA/WDMA System”-A Simulation Study K.Suresh. Assistant Professor, Department of Information Technology, Sri Venkateswara College of Engineering International Journal of Engineering Research and Development e-ISSN: 2278-067X, p-ISSN: 2278-800X, www.ijerd.com, , PP. 42-50. Volume 2, Issue 1 , August, 2012.
- [20] “Suppression of Four Wave Mixing in 8 Channel DWDM System Using Hybrid Modulation Technique” Rekha Mehra1 and Abhimanyu Joshi, Government Engineering College Ajmer, Rajasthan, India. International Journal of Electronic and Electrical Engineering. International Research Publication. House.http://www.irphouse.com. ISSN 0974-2174, pp. 97-108. Volume 7, Number 2, 2014.
- [21] “NUMEREICAL ANALYSIS OF FOUR WAVE MIXING AND EXTRACTION OF DISPERSION PARAMETERS OF THE FIBRE”. S.Sugumaran et al. / International Journal of Engineering and Technology (IJET). S.Sugumaran1, Sabyasachi Goswami2, Saurabh Palsania3, Arun Raj, P.Arulmozhivarman School of electronics engineering, Vellore institute of technology, [ssugumaran@vit.ac.in](mailto:ssugumaran@vit.ac.in) [.sabbs1990@gmail.com](mailto:sabbs1990@gmail.com). [saurabh.palsania@gmail.com](mailto:saurabh.palsania@gmail.com). [rajarun40@gmail.com](mailto:rajarun40@gmail.com). parulmozhivarman@vit.ac.in. Vellore 632014, Tamil Nadu, India, ISSN : 0975-4024 Vol 5 No 2, Apr-May, 2013.
- [22] “Effect of Four-wave Mixing on WDM System and its Suppression Using Optimum Algorithms”. S.Sugumaran et al. / International Journal of Engineering and Technology (IJET). S.Sugumaran1, Sabyasachi Goswami2, Saurabh Palsania3, Arun Raj, P.Arulmozhivarman School of electronics engineering, Vellore institute of technology, [ssugumaran@vit.ac.in](mailto:ssugumaran@vit.ac.in) [.sabbs1990@gmail.com](mailto:sabbs1990@gmail.com). [saurabh.palsania@gmail.com](mailto:saurabh.palsania@gmail.com). [rajarun40@gmail.com](mailto:rajarun40@gmail.com). parulmozhivarman@vit.ac.in. Vellore 632014, Tamil Nadu, India, ISSN : 0975-4024 Vol 5 No 2, Apr-May 2013.
- [23] “Degenerate four wave mixing in large mode area hybrid photonic crystal fibers”. Sidsel R. Petersen,1,Thomas T. Alkeskjold,2 and Jesper Lægsgaard1. DTU Fotonik, Department of Photonics Engineering, Technical University of Denmark, Ørstedes Plads Building 343, 2800 Kgs. Lyngby, Denmark. NKT Photonics A/S, Blokken 84, 3460 Birkerød, Denmark [srpe@fotonik.dtu.dk](mailto:srpe@fotonik.dtu.dk). Optical Society of America OCIS codes: (060.5295) Photonic crystal fibers; (060.4370) Nonlinear optics, fibers, 2013.
- [24] “Channel allocation algorithm for WDM systems”. Vrizlynn L. L. Thing, P. Shum, and M. K. Rao School of Electrical and Electronic Engineering, Nanyang Technological University, Block S2, S2-B3c-23, Nanyang Avenue, Singapore 639798.[vriz@i2r.a-star.edu.sg](mailto:vriz@i2r.a-star.edu.sg), [epshum@ntu.edu.sg](mailto:epshum@ntu.edu.sg), [emkrao@ntu.edu.sg](mailto:emkrao@ntu.edu.sg). Optical Society of America. OCIS codes: (060.4510) Optical communications; (190.4380) Nonlinear optics, four-wave mixing, 2003.

- [25] "Reduction of Four Wave Mixing Effect in an Optical WDM System by Controlling Channel Spacing and Chromatic Dispersion". Md. Forkan Uddin, A. B. M. Nasirud Doulah, Abul Bashar Mohammad Ishtek Hossain, Muhammad Zulfiker. Alam and Mohammed Nazrul Islam. Department of Electrical and Electronic Engineering, Bangladesh University of Engineering and Technology, Dhaka-1000, Bangladesh, E-mail: [nazrul@eee.buet.ac.bd](mailto:nazrul@eee.buet.ac.bd). Second International Conference on Electrical and Computer Engineering. ICECE 2002, 26-28, Dhaka, Bangladesh, December, 2002.
- [26] "Amplified reflection, phase conjugation, and oscillation in degenerate four-wave mixing". Amnon Yariv and David M. Pepper. California Institute of Technology, Pasadena, California 91125. OPTICS LETTERS / Vol. 1, No. 1 / July 1977. Received March 3, 1977.
- [27] "Threshold based Bit Error Rate Optimization in Four Wave Mixing Optical WDM Systems". Er. Karamjeet Kaur, Er. Chakshu Goel. American Journal of Engineering Research (AJER). e-ISSN : 2320-0847 p-ISSN : 2320-0936 Volume-03, Issue-03, pp-225-229 [www.ajer.org](http://www.ajer.org). 2014.
- [28] "Cabling Validation of NZDSF G.655 for ULH / DWDM Transmission Network". Hiroyasu Oki, Yasunori Suzuki, Akihiro Tanaka, Hitaka Works, Information Systems Group, Hitachi Cable, Ltd. U.D.C. [681.7.068.3:621.394.74]:621.394.441. HITACHI CABLE REVIEW No.20 ,August , 2001.
- [29] "Wavelength Division Multiplexing: CWDM vs. DWDM." Communication Consultants. Fargo, ND, July 2006. Lecture. < <http://www.ccfargo.com/pdf/WDM.pdf>>. Accessed 1 May, 2010.
- [30] OptiSystem Program, Modeling Simulation Product from Optiwave Company, Version 12, Copyright© 2013.

- [31] "أسس هندسة الاتصالات -1-". أ. د. م. عصام عبود، د.م. ديب خليفة، منشورات جامعة دمشق- كلية الهندسة الميكانيكية والكهربائية، 2005.
- [32] "أسس تصميم الشبكات الحاسوبية"- د. م. بسام محمد، دار الرضا للنشر 174 ،دمشق، 2002.
- [33] "أسس هندسة الاتصالات -2-". أ. د. م. عصام عبود، د.م. ديب خليفة. منشورات جامعة دمشق- كلية الهندسة الميكانيكية والكهربائية، 2011.
- [34] "MATLAB لغة المهندسين" - د. م. أسامة أسعد بحبوح- دار الأنس للنشر - دمشق - 2005.

## مسرد المصطلحات:

المصطلحات حسب ورودها في البحث:

باللغة الانكليزية	باللغة العربية
Optical Communications.	.1 الاتصالات الضوئية.
Optical Fiber.	.2 الليف الضوئي.
Transmitter.	.3 جهاز الارسال.
Receiver.	.4 جهاز الاستقبال.
Wavelength.	.5 طول الموجة.
Bandwidth.	.6 عرض المجال.
Frequency.	.7 التردد.
Efficiency.	.8 الكفاءة.
Maintenance.	.9 الصيانة.
Core.	.10 قلب الليف الضوئي.
Clad.	.11 غلاف الليف الضوئي.
Radio Frequency.	.12 الترددات الراديوية.
Interference Electromagnetic.	.13 التداخل الكهرومغناطيسي.
Reliability.	.14 الوثوقية.
Accuracy.	.15 الدقة.
Modulator.	.16 المعدل.
Multiplexer.	.17 المجمع.
Demultiplexer.	.18 مفكك التجميع.
Amplifier.	.19 المضخم.
Photo detector.	.20 الكاشف الضوئي.
Spectral Analyzer.	.21 محلل الطيف.
Bit Error Rate.	.22 معدل خطأ البت.
Eye-diagram.	.23 منحني فتحة العين.
Light Source.	.24 المنبع الضوئي.
Signal.	.25 الاشارة.
Diode.	.26 الثنائي.
Light Emitting Diode.	.27 الثنائي المصدر للضوء.
Light Amplification by Stimulated Emission.	.28 الليزر.
Crystal.	.29 بلوره.
Orbit.	.30 مدار.
Nucleus.	.31 نواة.
Atom.	.32 ذرة.
Photon.	.33 فوتون.
Stimulation.	.34 إثارة.
Pumping.	.35 ضخ.
Population Inversion.	.36 انقلاب التعداد.
Monochromatic.	.37 أحادي اللون.

Simultaneous.	متزامن.	.38
Phase Difference.	اختلاف الطور.	.39
Matching.	توافق.	.40
Beam Light.	حرمة الضوء.	.41
Propagation.	الانتشار.	.42
Dispersion.	التشتت.	.43
Ray.	شعاع.	.44
Stimulated Emission.	الانبعاث الاستثنائي.	.45
Automatic Emission.	النباعث التلقائي.	.46
Solid State Laser.	ليزر حالة الصلبة.	.47
Infrared.	الأشعة تحت الحمراء.	.48
Gas Laser.	ليزر الغاز.	.49
Excimer Laser.	ليزر الاكسيرم.	.50
Ultraviolet.	الأشعة فوق البنفسجية.	.51
Dye Laser.	ليزر الاصباغ.	.52
Semiconductor Laser.	ليزرات انصاف النواقل.	.53
Operational Age.	عمر التشغيل.	.54
Digital Transmission System.	نظام اتصال رقمي.	.55
Analog signal.	إشارة تماثلية.	.56
Power.	طاقة.	.57
Direct Modulation.	التعديل المباشر.	.58
External Modulation.	التعديل الخارجي.	.59
Extinction ratio.	نسبة الانطفاء.	.60
Performance.	الأداء.	.61
Junction.	منطقة الاتصال.	.62
Destructive Interference.	التدخل الهدام.	.63
Constructive Interference.	التدخل البناء.	.64
Compact Layer.	شريحة مدمجة.	.65
Bitrate.	معدل الارسال.	.66
Absorption.	الامتصاص.	.67
Forward Bias.	الانحياز الامامي.	.68
Reverse Bias.	الانحياز العكسي.	.69
Leakage (Dark) Current.	تيار التسريب (الظلام).	.70
Depletion Region.	منطقة النضوب.	.71
Electrical Field.	الحقل الكهربائي.	.72
Frequency Response.	الاستجابة الترددية.	.73
Spectrum.	الطيف.	.74
Spectrum Response.	الاستجابة الطيفية.	.75
Avalanche Photo Diode.	ثنائي الانهيار الجرافي.	.76
Energy Gap.	فجوة الطاقة.	.77
Cutoff Wavelength.	طول موجة القطع.	.78
Repeater.	المكرر.	.79

Noise.	الضجيج.	80
Clock pulse.	نبضات الساعة.	81
Equalizer.	المتساوي.	82
Filter.	المرشح.	83
Isolator.	العازل.	84
Confusion.	التشویش.	85
Critical Angle.	الزاوية الحرجة.	86
Single Mode Fiber.	ليف وحيد النمط.	87
Multimode Fiber.	ليف متعدد الأنماط.	88
Step-Index Fiber.	الليف ذو معامل الانكسار الدرجى.	89
Graded Index Fiber.	الليف ذو معامل الانكسار المترادج.	90
Conventional/Normal.	عادى.	91
Extended.	موسوع.	92
Copper Cables.	كابلات نحاسية.	93
Coaxial Cables.	كابلات محورية.	94
Local Area Network.	الشبكة المحلية.	95
Wide Area Network.	الشبكة الواسعة.	96
Metropolitan Area Network.	الشبكة الإقليمية.	97
Peer to Peer Network.	شبكة الند للند.	98
Client/Server Network.	شبكة الخادم والعميل.	99
Host Terminal Network.	شبكة النظم المضيفة.	100
Public Telecommunication Companies.	شركات الاتصالات الحكومية.	101
Leased Line.	الخط المستأجر.	102
Datagram Transmission.	إرسال الحزم المعونة.	103
Data Steam Transmission.	الإرسال التدفقى للبيانات.	104
Packet.	طرد (حزمة).	105
Shift Phase.	انزياح الطور.	106
Spacing Channel.	الفراغ بين القتوات.	107
Loss.	الفقد (الضياع).	108
Polarization.	الاستقطاب.	109
Input Signal.	إشارة الدخل.	110
Output Signal.	إشارة الخرج.	111
Pass Band Signal.	مجال التمرير.	112
Router.	الموجة.	113
Multiport.	متعدد المنافذ.	114
Target Address.	عنوان الوجهة.	115
Politics Security Supervisor.	مراقبة السياسة الأمنية.	116
Integrated Services Digital Network.	الشبكات الرقمية للخدمات المتكاملة.	117
Terminal Adapter.	المواائم الطرفى.	118
Gateway.	البوابة.	119
Semiconductor Optical Amplifier Switching.	المبدلات الضوئية النصف ناقلة.	120
Electro Optic Switching.	المبدلات الالكتروضوئية.	121

Liquid Crystal Switching.	مبدلات الكريستال السائل.	122
Micro Electro Mechanical System Switching.	مبدلات نظام العمل المايكرو ميكاترونิก.	123
Bulk Mechanical Switching.	المبدلات الميكانيكية.	124
Multi Access.	النفاذ المتعدد.	125
Attenuation.	التخادم.	126
Distributed Feedback Laser.	ليزرات التغذية العكسية المجزأة.	127
Preamplifier.	مضخم أولى.	128
Erbium Drop Fiber Amplifier.	الليف المضخم المشاب بالايربيوم.	129
Distortion.	تشويف.	130
Rise Time.	زمن الصعود.	131
Fall Time	زمن الهبوط.	132
Side Mode Suppression Ratio.	نسبة تخميد الحلقات الجانبية.	133
Stability.	الاستقرار.	134
Relatively Intensity Noise.	ضجيج الشدة النسبي.	135
Nonlinear Effects.	الأثار اللاخطية.	136
Micro Lens Array.	مصفوفة العدسات المكرورة.	137
Signal to Noise Ratio.	نسبة الإشارة إلى الضجيج.	138
Overload Factor.	عامل التحميل الزائد.	139
Sensitivity.	الحساسية.	140
Power Penalty.	حدود الطاقة.	141
Gratings.	شبكة الانعراج.	142
Waveguide.	دليل الموجة.	143
Gain.	الربح.	144
Energy Gap.	فجوة الطاقة.	145
Curved/diagram.	المنحني البياني.	146
Scheme.	مخطط.	147
Coupler	وصلة.	148
Prism.	موشور.	149
Lens.	عدسة.	150
Interaction.	تفاعل.	151
Chromatic Dispersion.	التشتت الملون.	152
Nonlinear Polarization.	الاستقطاب اللاخطي.	153
Incoherent Crosstalk.	تداخل لامترابط.	154
Heterowavelength Crosstalk.	تداخل لامتماثل.	155
Interchannel Crosstalk.	تداخل بين القنوات.	156
Coherent Crosstalk.	تداخل مترابط.	157
Homowavelength Crosstalk.	تداخل متماثل.	158
Intrachannel Crosstalk.	تداخل داخل القناة.	159
Spatial Dilation.	التمدد المكاني.	160
Propagation Constant.	ثابت الانتشار.	161
Group Velocity Dispersion.	تشتت سرعة المجموعة.	162
Pulse Width.	عرض النبضة.	163

Gaussian Pulse.	نبضة غوسيه.	164
Central Frequency.	التردد المركزي.	165
Normal Dispersion.	تشتت عادي.	166
Anomalous Dispersion.	تشتت شاذ.	167
Zero Dispersion.	تشتت صفرى.	168
Degeneracy Factor.	عامل الانكفاء.	169
International Transmission Union.	اتحاد الاتصالات الهايئية العالمية.	170
Dispersion Management.	ادارة التشتت.	171
Refractive Index.	قرينة الانكسار.	172
Slop.	الميل.	173
Harmonics.	التوافقيات.	174
Dispersion Shifted Fibers	الألياف ذات التشتت المزاح.	175
Dispersion-Compensating Fiber	ليف تعويض التشتت.	176
Signal to Noise Ratio.	نسبة الإشارة إلى الضجيج.	177
Phase Modulation.	تعديل الطور.	178
Amplitude Modulation.	تعديل المطال.	179

الملحق رقم (1)

**Matlab Program:**

```
-----  
clc  
clear all  
close all  
%.....  
step_freq=25e+9;  
start_range=192.8e+12;  
end_range=193.5e+12;  
shortest_distance=25e+9;  
num_chanel=8;  
arr_right_freq=[];  
h1=end_range-(shortest_distance*(num_chanel-1));  
prop=(h1-start_range)/step_freq)^num_chanel;  
tested=0;  
used_percent=1e+9;  
for f1=start_range:step_freq:h1  
    f1  
    for f2=(f1+shortest_distance):step_freq:(h1+1*shortest_distance)  
        f2  
        for f3=(f2+shortest_distance):step_freq:(h1+2*shortest_distance)  
            f3  
            for  
                f4=(f3+shortest_distance):step_freq:(h1+3*shortest_distance)  
                    f4  
                    for  
                        f5=(f4+shortest_distance):step_freq:(h1+4*shortest_distance)  
                            f5  
                            for  
                                f6=(f5+shortest_distance):step_freq:(h1+5*shortest_distance)  
                                    %f6  
                                    tested_percent=tested*used_percent/prop  
                                    for  
                                        f7=(f6+shortest_distance):step_freq:(h1+6*shortest_distance)  
                                            %f7  
                                            for  
                                                f8=(f7+shortest_distance):step_freq:(h1+7*shortest_distance)  
                                                    %f8  
                                                    tested=tested+1;  
                                                    arr_freq=[f1;f2;f3;f4;f5;f6;f7;f8];  
                                                    freq_fwm=find_freq_fwm(arr_freq);  
                                                    if any_equal_any(arr_freq,freq_fwm)==0  
                                                        arr_right_freq=[arr_right_freq  
arr_freq];  
                                                    end  
                                                end  
                                            end  
                                        end  
                                    end  
                                end  
                            end  
                        end  
                    end  
                end  
            end  
        end  
    end  
end  
end
```

```

-----
function [answer]=any_equal_any(vector1,vector2)

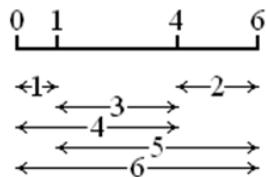
answer=0;
for i=1:length(vector1)
    for j=1:length(vector2)
        if vector1(i)==vector2(j)
            answer=1;
        end
    end
end
-----

function [freq_fwm]=find_freq_fwm(vector1)
freq_fwm=[];
for i=1:length(vector1)
    for j=1:length(vector1)
        for k=1:length(vector1)
            if (k~=j) & (k~=i)
                freq_fwm=[freq_fwm ; vector1(i)+vector1(j)-vector1(k)];
            end
        end
    end
end
-----
```

## الملحق رقم (2)

### Golomb Ruler (OGR):

."OGR" redirects here:



Golomb ruler of order 4 and length 6. This ruler is both optimal and perfect.

In mathematics, a Golomb ruler is a set of marks at integer positions along an imaginary ruler such that no two pairs of marks are the same distance apart. The number of marks on the ruler is its order, and the largest distance between two of its marks is its length. Translation and reflection of a Golomb ruler are considered trivial, so the smallest mark is customarily put at 0 and the next mark at the smaller of its two possible values.

The Golomb ruler was named for Solomon W. Golomb and discovered independently by Sidon and Babcock.

There is no requirement that a Golomb ruler be able to measure all distances up to its length, but if it does, it is called a perfect Golomb ruler. It has been proven that no perfect Golomb ruler exists for five or more marks. A Golomb ruler is optimal if no shorter Golomb ruler of the same order exists. Creating Golomb rulers is easy, but finding the optimal Golomb ruler (or rulers) for a specified order is computationally very challenging.

Distributed.net has completed distributed massively parallel searches for optimal order-24 through order-27 Golomb rulers, each time confirming the suspected candidate ruler. In February 2014, distributed.net began the search to find optimal Golomb rulers (OGRs) of order-28.

Currently, the complexity of finding OGRs of arbitrary order  $n$  (where  $n$  is given in unary) is unknown. In the past there was some speculation that it is an NP-hard problem. Problems related to the construction of Golomb Rulers are provably shown to be NP-hard, where it is also noted that no known NP-complete problem has similar flavor to finding Golomb Rulers.

Golomb rulers assets:

A set of integers

$$A = \{a_1, a_2, \dots, a_m\} \quad a_1 < a_2 < \dots < a_m$$

is a Golomb ruler if and only if

$$\forall i, j, k, l \in \{1, 2, \dots, m\}, a_i - a_j = a_k - a_l \iff i = k \wedge j = l. \text{[9]}$$

The order of such a Golomb ruler is  $m$  and its length is  $a_m - a_1$ . The canonical form has

$a_1 = 0$  and, if  $m > 2$ ,  $a_2 - a_1 < a_m - a_{m-1}$ . Such a form can be achieved through translation and reflection.

Golomb rulers as functions:

An injective function:

$$f : \{1, 2, \dots, m\} \rightarrow \{0, 1, \dots, n\}$$

with  $f(1) = 0$  and  $f(m) = n$  is a Golomb ruler if and only if

$$\forall i, j, k, l \in \{1, 2, \dots, m\}, f(i) - f(j) = f(k) - f(l) \iff i = k \wedge j = l.$$

The order of such a Golomb ruler is  $m$  and its length is  $n$ . The canonical form has

$$f(2) < f(m) - f(m-1) \text{ if } m > 2$$

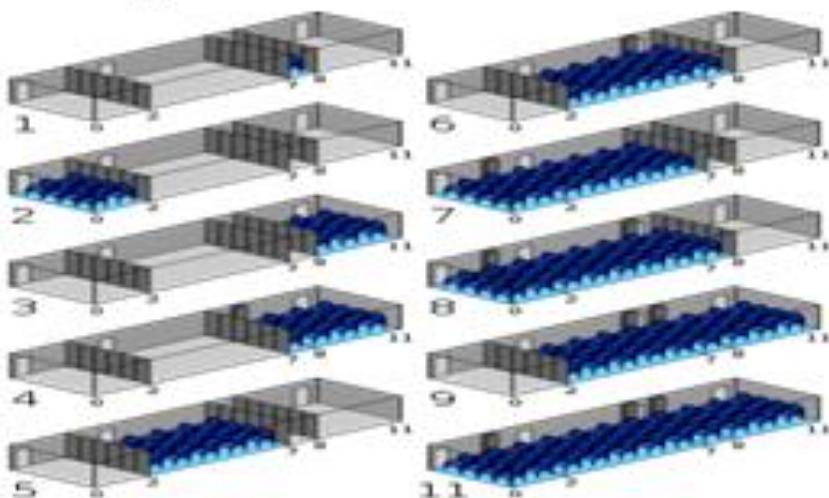
Optimality:

A Golomb ruler of order  $m$  with length  $n$  may be optimal in either of two respects:

- it may be optimally dense, exhibiting maximal  $n$  for the specific value of  $m$ .
- it may be optimally short, exhibiting minimal  $n$  for the specific value of  $m$ .

The general term optimal Golomb ruler is used to refer to the second type of optimality.

#### A. Practical applications:



Example of a conference room with proportions of a  $[0, 2, 7, 8, 11]$  Golomb ruler, making it configurable to 10 different sizes.

Information theory and error correction:

Golomb rulers are used within Information Theory related to error correcting codes

Radio frequency selection:

Golomb rulers are used in the selection of radio frequencies to reduce the effects of intermodulation interference with both terrestrial and extraterrestrial applications.

Radio antenna placement:

Golomb rulers are used in the design of phased arrays of radio antennas. Antennas in a [0,1,4,6] Golomb ruler configuration can often be seen at AM tower or cell sites. In radio astronomy one-dimensional synthesis arrays can have the antennas in a Golomb ruler configuration in order to obtain minimum redundancy of the Fourier component sampling.

Current Transformers:

Multi-ratio current transformers use Golomb rulers to place transformer tap points.

#### A. Methods of construction:

A number of construction methods produce asymptotically optimal Golomb rulers.

Erdős–Turán construction:

The following construction, due to Paul Erdős and Pál Turán, produces a Golomb ruler for every odd prime  $p$ .

$$2pk + (k^2 \bmod p), k \in [0, p - 1]$$

#### B. Known optimal Golomb rulers:

The following table contains all known optimal Golomb rulers, excluding those with marks in the reverse order. The first four are perfect.

Order	length	Marks	discovered	Discoverer
1	0	<b>0</b>		
2	1	<b>0 1</b>		
3	3	<b>0 1 3</b>		
4	6	<b>0 1 4 6</b>		
5	11	0 1 4 9 11 0 2 7 8 11	1967	John P. Robinson and Arthur J. Bernstein
6	17	0 1 4 10 12 17 0 1 4 10 15 17 0 1 8 11 13 17 0 1 8 12 14 17	1967	John P. Robinson and Arthur J. Bernstein
7	25	0 1 4 10 18 23 25 0 1 7 11 20 23 25 0 1 11 16 19 23 25 0 2 3 10 16 21 25 0 2 7 13 21 22 25	1967	John P. Robinson and Arthur J. Bernstein
8	34	0 1 4 9 15 22 32 34	1972	William Mixon

9	44	0 1 5 12 25 27 35 41 44	1972	William Mixon
10	55	0 1 6 10 23 26 34 41 53 55	1972	William Mixon
11	72	0 1 4 13 28 33 47 54 64 70 72 0 1 9 19 24 31 52 56 58 69 72	1972	William Mixon
12	85	0 2 6 24 29 40 43 55 68 75 76 85	1979	John P. Robinson
13	106	0 2 5 25 37 43 59 70 85 89 98 99 106	1981	John P. Robinson
14	127	0 4 6 20 35 52 59 77 78 86 89 99 122 127	1985	James B. Shearer
15	151	0 4 20 30 57 59 62 76 100 111 123 136 144 145 151	1985	James B. Shearer
16	177	0 1 4 11 26 32 56 68 76 115 117 134 150 163 168 177	1986	James B. Shearer
17	199	0 5 7 17 52 56 67 80 81 100 122 138 159 165 168 191 199	1993	W. Olin Sibert
18	216	0 2 10 22 53 56 82 83 89 98 130 148 153 167 188 192 205 216	1993	W. Olin Sibert
19	246	0 1 6 25 32 72 100 108 120 130 153 169 187 190 204 231 233 242 246	1994	Apostolos Dollas, William T. Rankin and David McCracken
20	283	0 1 8 11 68 77 94 116 121 156 158 179 194 208 212 228 240 253 259 283	1997	Mark Garry, David Vanderschel and others (web project)
21	333	0 2 24 56 77 82 83 95 129 144 179 186 195 255 265 285 293 296 310 329 333	8 May 1998	Mark Garry, David Vanderschel and others (web project)
22	356	0 1 9 14 43 70 106 122 124 128 159 179 204 223 253 263 270 291 330 341 353 356	1999	Mark Garry, David Vanderschel and others (web project)
23	372	0 3 7 17 61 66 91 99 114 159 171 199 200 226 235 246 277 316 329 348 350 366 372	1999	Mark Garry, David Vanderschel and others (web project)
24	425	0 9 33 37 38 97 122 129 140 142 152 191 205 208 252 278 286 326 332 353 368 384 403 425	13 October 2004	distributed.net
25	480	0 12 29 39 72 91 146 157 160 161 166 191 207 214 258 290 316 354 372 394 396 431 459 467 480	25 October 2008	distributed.net
26	492	0 1 33 83 104 110 124 163 185 200 203 249 251 258 314 318 343 356 386 430 440 456 464 475 487 492	24 February 2009	distributed.net
27	553	0 3 15 41 66 95 97 106 142 152 220 221 225 242 295 330 338 354 382 388 402 415 486 504 523 546 553	19 February 2014	distributed.net

The optimal ruler would have been known before this date; this date represents that date when it was discovered to be optimal (because all other rulers were proven to not be smaller). For example, the ruler that turned out to be optimal for order 26 was recorded on 10 October 2007, but it was not known to be optimal until all other possibilities were exhausted on 24 February 2009.

#### References:

- S. Sidon, "Ein Satz über trigonometrische Polynome und seine Anwendungen in der Theorie der Fourier-Reihen", *Mathematische Annalen* 106 (1932), pp. 536–539  
doi:10.1007/BF01455900

- Wallace C. Babcock. "Intermodulation Interference in Radio Systems/Frequency of Occurrence and Control by Channel Selection", *Bell System Technical Journal* 31 (1953), pp. 63–73.
- "In Search Of The Optimal 20 & 21 Mark Golomb Rulers (archived)". Mark Garry, David Vanderschel, et al. Retrieved 2013-11-28.

### الملحق رقم (3)

## التعديل

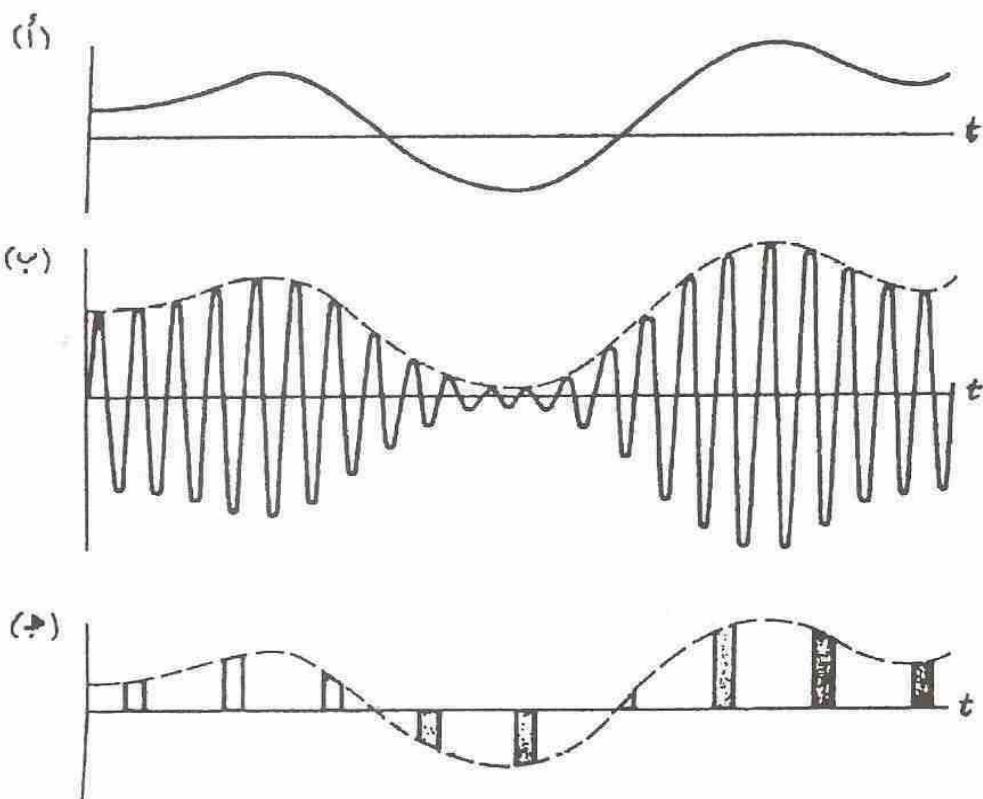
### *Modulation*

## ١-٥ مقدمة

يعد التعديل من العمليات الأساسية في أي نظام اتصال. وتعلق عملية التعديل عموماً بإشارتين هما:

- ١ إشارة التعديل أو الإشارة المُعَدّلة *Modulating Signal*، وهي تمثل إشارة منبع المعلومات أو إشارة الرسالة *Message* كالإشارة الصوتية أو السمعية في الإرسال الإذاعي العادي.
- ٢ الموجة الحاملة *Carrier Wave* التي تكون عبارة عن إشارة حبيبة في حالة الإرسال اللاسلكي وكثير من نظم الاتصالات السلكية أيضاً، ويمكن أن تكون أيضاً عبارة عن قطار من النبضات في الاتصالات التبصري والرقمية.  
تقوم دارة التعديل بتغيير إحدى القيم المميزة للموجة الحاملة (مثلاً مطال الموجة الحاملة الحبيبة) تبعاً لتغيرات إشارة التعديل. ونحصل بنتيجة ذلك على موجة معدّلة *Modulated Wave* تحمل المعلومات المحتواة في إشارة التعديل. ويفترض عادة أن عملية التعديل عكوسية، يعني أن إشارة التعديل الأصلية يمكن أن تستعاد في جهة الاستقبال بعملية معاكسة تسمى كشف التعديل *Demodulation* أو باختصار الكشف *Detection*. وي بين الشكل (١-٥-أ) جزءاً من إشارة تعديل، كما يبين الشكل (١-٥-ب) الموجة المعدّلة التي نحصل عليها بتغيير مطال موجة حاملة حبيبة.

وهذا هو التعديل المطالي (AM) المستخدم في الإرسال الإذاعي العادي وفي تطبيقات أخرى.



الشكل (١-٥)

أ-إشارة التعديل.

ب-إشارة معدلة مطالية.

ج-إشارة PAM.

يمكن تحويل إشارة التعديل على حامل جيبي أيضاً بالتعديل التردددي FM الذي تستخدمه محطات بث Frequency Modulation (FM)، ويمكن ذلك أيضاً

بتعدیل الطور (PM). وتعزف الطرق الثلاثة لتعديل حامل جيبي بطرق تعديل الموجة المستمرة (CW) تجذباً لها عن طرق التعديل النبضي Pulse Modulation التي يستخدم فيها كموجة حاملة قطار نبضات. ويسين الشكل (١-٥-ج) الإشارة المعدلة بطريقة تعديل مطال النبضات Pulse Amplitude Modulation (PAM). وبدلأ من تعديل مطال النبضات تستخدم أحياناً طرق تعديل مدة النبضات أو موضع النبضات، كما تستخدم طرق تعديل نبضي رقمية مثل التعديل الترميزي النبضي (PCM) الذي يعتمد على عملية التبدل التماشي-الرقمي لكل من نبضات PAM.

يمكن نقل إشارات التعديل النبضي سلكياً أحياناً، ولكن لا يمكن نقلها لاسلكياً إلا بعد تحميلها على موجة جيبية. وفي هذه الحالة تكون قد استخدمنا التعديل النبضي وتعديل الموجة المستمرة CW معاً.

يوجد سببان أساسيان لاستخدام التعديل في نظم الاتصالات:

- يعتمد مردود إشعاع الموجات الكهربائية في حالة الإرسال اللاسلكي على نسبة طول هوائي الإرسال ( $I$ ) إلى طول الموجة المرسلة ( $\lambda$ ). ولكي يكون الإشعاع فعالاً يجب أن يكون  $I \approx \lambda/4$ . فإذا أردنا إرسال الإشارة السمعية مثلاً مباشرة بواسطة إشعاعها على شكل موجة كهربائية، فإن طول هوائي الإرسال يجب أن يختار وفق الشرط المذكور، على أن نحدد  $\lambda$  للتترددات السمعية ضمن المجال بين 20Hz-20kHz، وهي تكون بين 15km-15000km. ولو أردنا تحقيق الشرط  $I \approx \lambda/4$  من أجل أعلى تردد سمعي نجد أن الطول المطلوب للهوائي نحو 4km، ومن غير المقبول تحقيقه عملياً. وبالمقابل إذا أرسلنا الإشارة السمعية بعد "تحميلها" على حامل جيبي ذي تردد 100MHz مثلاً (وهذا التردد من ضمن ترددات FM)، تكون  $\lambda = 3m$  وبالتالي يمكن استخدام هوائي قصير بطول  $I \approx \lambda/4 = 75cm$ .

٢- نحتاج إلى التعديل من أجل إرسال عدة إشارات في آن واحد لاسلكياً أو سلكياً بخط نقل واحد دون حدوث تداخلات بينها. ويوضح ذلك مثلاً عند الحاجة لإرسال عدة إشارات سمعية لها المجال التردد نفسه، حيث يمكن إرسال تلك الإشارات باستخدامها لتعديل موجات حاملة ذات ترددات عالية مختلف كل منها عن الآخر بمقدار كافٍ، ويمكن استقبال أي منها دون أن تتدخل معها الإشارات الأخرى. ومن أجل ذلك تستخدم دارة انتخاب (عدة دارات رنين) تتناسب فقط الموجة المعدلة المطلوبة، كما هو الحال عندما نقوم بتوليف جهاز راديو على إحدى المطبات الإذاعية. وبالمثل يمكن إرسال عدة إشارات هاتفية بخط نقل واحد، بعد تحميلها على موجات حاملة ذات ترددات مختلفة حيث يمكن فرزها بـ دارات انتخاب (دارات رنين أو مرشحات تمرير مجال) في طرف الاستقبال.

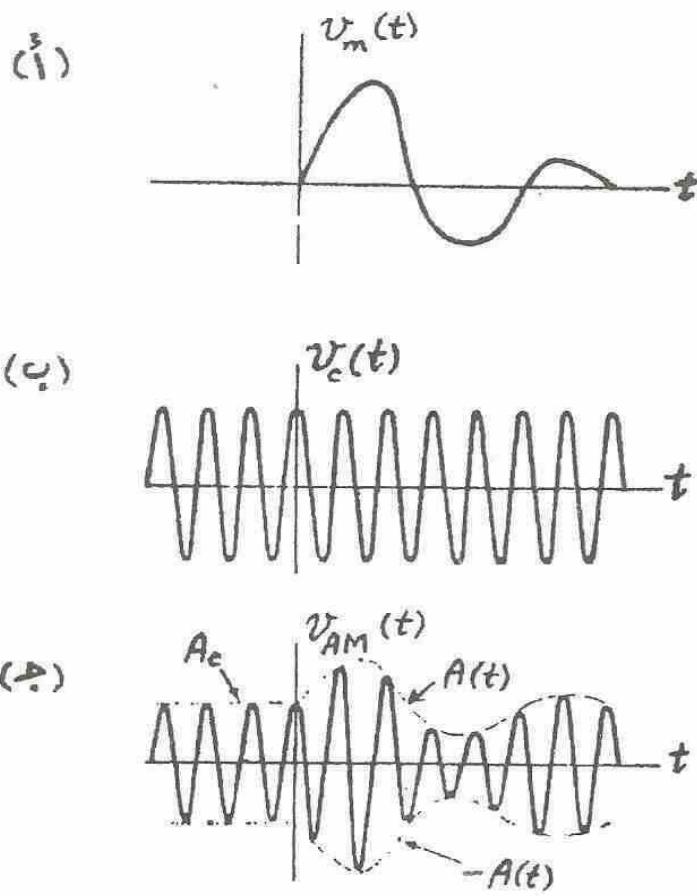
سوف نخصص البند التالي لدراسة طرق تعديل الموجات الحاملة الحية، أي طرق التعديل المطالي والترادي والطوري وطرق الكشف المناسبة لكل منها.

## ٤-٥ التعديل المطالي *Amplitude Modulation*

يقصد بالتعديل المطالي تغيير مطال الموجة الحاملة تبعاً لإشارة التعديل، مع بقاء التردد والتطور ثابتين. ويوضح الشكل (٤-٥) طريقة التعديل المطالي *AM*. ونرمز بـ  $v_m(t)$  لإشارة التعديل، ونفترض مثلاً أنها كما في الشكل (٤-٢-أ). ونفترض أيضاً أن الموجة الحاملة دون تعديل هي المبينة في الشكل (٤-٢-ب):

$$v_c(t) = A_c \cos \omega_c t \quad (5-1)$$

حيث  $A_c$  مطال الموجة الحاملة و  $\omega_c$  التردد الزاوي لها، أي  $\omega_c = 2\pi f_c$  حيث  $f_c$  ترددتها بالهرتز.



الشكل (٢-٥) الموجة المعدلة مطالياً

أ-إشارة التعديل.

ب-الموجة الحاملة.

ج-موجة AM

تقوم دارة التعديل المطالي بتغيير مطال الموجة الحاملة تبعاً لتغير  $v_m(t)$  لتحصل على الموجة المعدلة المبينة في الشكل (٢-٥-ج) وفق العبارة:

$$v_{AM}(t) = A(t) \cos \omega_c t \quad (5-2)$$

وذلك بافتراض:

$$A(t) = A_c [1 + \mu v_m(t)] \quad (5-3)$$

حيث  $\mu$  ثابت موجب. وعلى هذا النحو:

$$v_{AM}(t) = A_c [1 + \mu v_m(t)] \cos \omega_c t \quad (5-4)$$

يشترط عادة أن يكون  $\mu V_{max} < 1$  حيث  $V_{max}$  القيمة العظمى لـ  $|v_m(t)|$ . ويعنى ذلك أن  $A(t)$  يجب أن يبقى موجياً (وسنوضح أدناه الغاية من ذلك لحالة التعديل بإشارة جيبية). ويسمى  $\mu$  ثابت التعديل المطالي، بينما يسمى المقدار  $\mu V_{max}$  دليل أو عامل التعديل المطالي *AM Index*, ويرمز له بـ  $m$ . ونلاحظ أن المنحنى المتقطع الذي يصل بين القيم الموجية للموجة المعدلة في الشكل (٥-٢-ج) يمثل المطال المعجل  $(A(t))$  ويسمى الغلاف الموجب *Positive Envelope* للموجة المعدلة، وهو يشبه إشارة التعديل  $v_m(t)$ . وبالمقابل يسمى المنحنى المتقطع الذي يصل بين القمم السالبة في الشكل (٥-٢-ج) الغلاف السالب وهو يمثل  $[-A(t)]$  ويشبه  $[-v_m(t)]$ . وفي حالة الإرسال الإذاعي تمثل إشارة التعديل  $v_m(t)$  الإشارة السمعية التي تؤخذ من ميكروفون عن طريق مكبرات سمعية. وتستخدم محطات الإذاعة بمتباينة  $(1)$  في حالة البث التجريبي عادة إشارة جيبية ترددتها  $1000Hz$ ، وهي تسمع من أجهزة الراديو كنغمـة *tone* بسيطة. ويسمى التعديل في مثل هذه الحالة التعديل بنغمة *Tone Modulation*، وهي التي سنفترضها أدناه من أجل تبسيط التحليل ووضاحتها في الشكل (٣-٥).

سنفترض أن إشارة التعديل توصف بالعبارة:

$$v_m(t) = A_m \cos \omega_m t \quad (5-5)$$

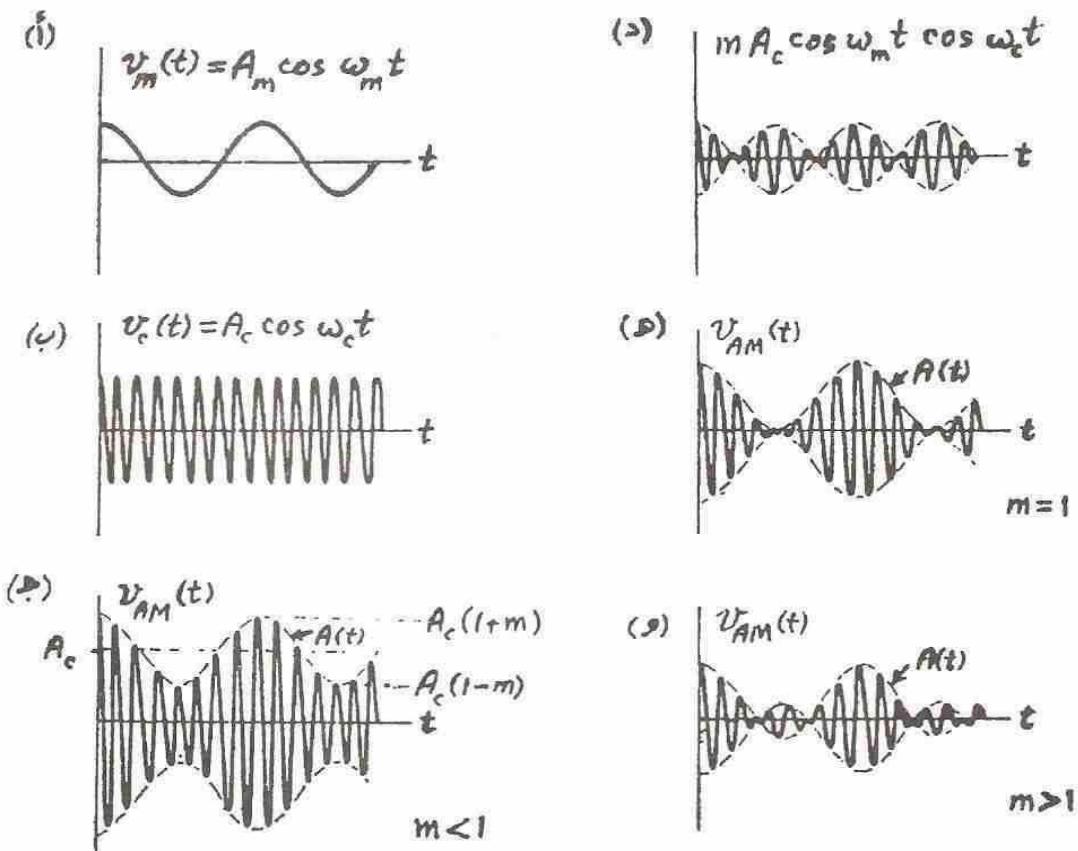
حيث  $A_m$  مطال إشارة التعديل، و  $\omega_m$  ترددتها الزاوي ( $\omega_m = 2\pi f_m$ ).

إذا افترضنا أن الموجة الحاملة دون تعديل هي  $v_e(t) = A_e \cos \omega_e t$  كما في الشكل (٣-٥-ب) وأن  $v_m(t) = A_m \cos \omega_m t$  فإنه يمكن أن نكتب وفق (٤-٤) أن:

$$v_{AM}(t) = A_c(1 + m \cos \omega_m t) \cos \omega_c t \quad (5-6)$$

حيث  $m = \mu A_m$ . ويمثل  $m$  عامل التعديل في حالة التعديل بإشارة جيبية. ونلاحظ أن

$$\text{عندما } A_m = 1 \text{ فـ } m = \mu$$



الشكل (٣-٥) شكل موجة  $AM$  عند قيم مختلفة لعامل التعديل المطالي.

مقارنة (5-6) و (5-2) نكتب:

$$A(t) = A_c(1 + m \cos \omega_m t) \quad (5-7)$$

## ٥-١٠ التعديل الطوري والتعديل التردددي

يعتمد كل من التعديل التردددي  $FM$  (*Frequency Modulation*) والتعديل الطوري  $PM$  (*Phase Modulation*) على تغيير زاوية الطور لwave حاملة حبيبة:

$$v(t) = A_c \cos[\omega_c t + \phi(t)] \quad (5-35)$$

حيث تغير قيمة  $\phi(t)$  حسب تغير إشارة التعديل  $v_m(t)$ . وتصف الزاوية اللحظية الكلية بالعبارة:

$$\theta(t) = \omega_c t + \phi(t) \quad (5-36)$$

بالتالي يمكن أن نكتب:

$$v(t) = A_c \cos \theta(t) = A_c \operatorname{Re}[e^{j\theta(t)}] \quad (5-37)$$

عما أن  $\theta(t)$  تعتمد على  $v_m(t)$ ، لذلك فإن العلاقة (5-37) تعبر عن التعديل الزاوي *Angle Modulation*. وفي حالة التعديل الطوري نكتب:

$$\phi(t) = k_p v_m(t) \quad (5-38)$$

$$v_{PM}(t) = A_c \cos[\omega_c t + k_p v_m(t)] \quad (5-39)$$

حيث  $k_p$  ثابت موجب يسمى ثابت التعديل الطوري وواحدته  $rad/V$ ، ويختار بحيث تكون  $\phi(t) \leq \pi rad$ ، لكي تكون  $\phi(t)$  محدودة ضمن المجال  $rad \pm \pi$  أو  $90^\circ \pm 180^\circ$  (لأنه لا يمكن أن تختلف بين الزاويتين  $90^\circ$  و  $270^\circ$ ).

يرمز لأكبر قيمة لـ  $|\phi(t)|$  بـ  $\Delta$  وتسمى انحراف الطور *Phase Deviation*، وتسمي قيمتها العددية عامل التعديل الطوري ويرمز له لـ  $m_p$  أو  $\beta$ .

يوضح المخطط الشعاعي في الشكل (١٨-٥) مدلول تعديل الطور، ويفيدنا أيضاً لتوضيح مدلول تعديل التردد  $FM$ . فالزاوية الكلية  $\theta(t)$  تتكون من زاوية الدوران  $\omega_c t$  (بالسرعة الزاوية الثابتة  $\omega_c$ ) والزاوية  $\phi(t)$  التي تمثل الانزياح الزاوي بالنسبة للخط المتقطع.

بالتالي يكون التردد اللحظي :*Instantaneous Frequency*

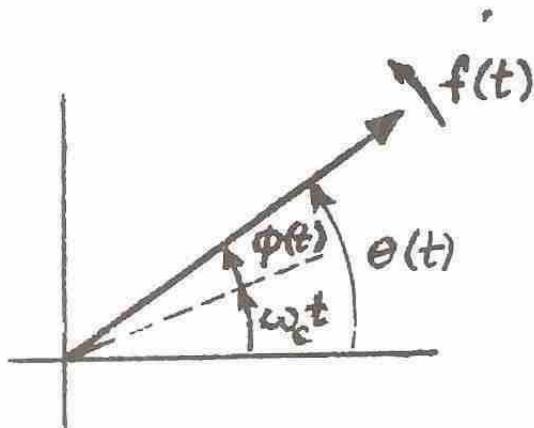
$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \dot{\theta}(t) = f_c + \frac{1}{2\pi} \dot{\phi}(t) \quad (5-40)$$

حيث  $\dot{\phi}(t) = \frac{d\phi(t)}{dt}$  و  $\dot{\theta}(t) = \frac{d\theta(t)}{dt}$ .

في حالة *FM* يتم تغيير التردد اللحظي  $f(t)$  خطياً تبعاً لإشارة التعديل وفق العلاقة:

$$f(t) = f_c + k_f v_m(t) \quad (5-41)$$

حيث  $k_f$  ثابت موجب يسمى ثابت التعديل الترددية وواحدته  $V/Hz$ ، ويجب اختياره بحيث يكون  $|v_m(t)| < |f_c|$  من أجل أكبر قيمة سالية لـ  $v_m(t)$ . وتسمى أكبر قيمة لـ  $|k_f v_m(t)|$  الانحراف الترددية *Frequency Deviation* ويرمز له  $\Delta f$ ، وهو يكون لأغلب نظم *FM* أقل كثيراً من  $f_c$ .



الشكل (١٨-٥) مخطط شعاعي لتوضيح مدلول تعديل الطور.

مقارنة (5-40) و (5-41) نستنتج أنه في حالة *FM* يكون:

$$\dot{\phi}(t) = 2\pi k_f v_m(t) \quad (5-42)$$

بالتالي نحصل على  $(t)\phi$  بالكاملة وفق العلاقة:

$$\phi(t) = 2\pi k_f \int_0^t v_m(\lambda) d\lambda \quad (5-43)$$

تسمى أكبر قيمة عدديّة لـ  $\phi(t)$  عامل أو دليل التعديل التردددي ويرمز له بـ  $m_f$  أو  $\beta$ . ويعبّر عن إشارة  $FM$  وفق العلاقة (5-35) و (5-43) بالعلاقة:

$$v_{FM}(t) = A_c \cos \left[ \omega_c t + 2\pi K_f \int_0^t v_m(\lambda) d\lambda \right] \quad (5-44)$$

مقارنة (5-39) و (5-44) نستنتج أن  $FM$  يكافئ التعديل الطوري بإشارة تنتج عن إمرار إشارة التعديل بكمال. وبالمثل يمكن أن نستنتج مقارنة العلاقة (5-40) لحالة  $PM$  والعلاقة (5-41) لحالة  $FM$  أن  $PM$  يكافئ التعديل التردددي بإشارة تنتج عن إمرار إشارة التعديل بمقابل.

يكون التردد اللحظي لإشارة  $PM$  وفق (5-38) و (5-40):

$$f(t) = f_c + \frac{k_p}{2\pi} \dot{v}_m(t) \quad (5-45)$$

حيث  $\dot{v}_m(t) = \frac{dv_m(t)}{dt}$

تفيد مقارنة أشكال إشارات  $AM$  و  $FM$  و  $PM$  المبينة في الشكل (١٩-٥) لحالي التعديل بإشارة سن منشار *ramp* وإشارة جيبية. وتميّز إشارات  $FM$  و  $PM$  بأن مطامها ثابت وبالتالي تكون الاستطاعة المتوسطة ثابتة وتساوي (بعض النظر عن إشارة التعديل):

$$P = \frac{A_c^2}{2R} \quad (FM, PM) \quad (5-46)$$

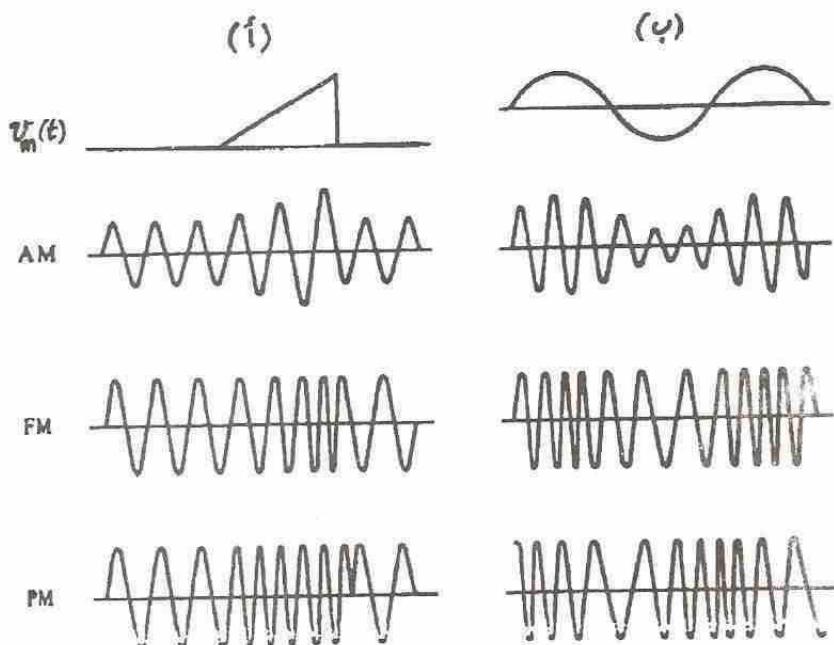
يسمح ثبات مطال إشارتي  $FM$  و  $PM$  بإجراء عملية تحديد مطال *Amplitude Limiting* في جهاز الاستقبال للتخلص من قسم كبير من الضجيج والتداخلات. وهذه هي إحدى المزايا الحامة التي يتميّز بها  $FM$  و  $PM$  عن  $AM$ . ويوضح الاختلاف بين

إشارتي  $FM$  و  $PM$  في حالة التعديل بإشارة سين المنشار كما في الشكل (١٩-٥-أ) حيث نجد أن التردد اللحظي لإشارة  $FM$  يتزايد بشكل خطى بينما يكون التردد اللحظي لإشارة  $PM$  خلال الفترة نفسها ثابتاً وأكبر من التردد قبل وبعد سين المنشار

$$\text{مقدار ثابت } (t) \frac{k_p}{2\pi} \dot{\vartheta}_m \text{ وفق (5-45).}$$

في حالة التعديل بإشارة جيبية كما في الشكل (١٩-٥-ب) يصعب تمييز إشارتي  $FM$  و  $PM$  لأنه ينبع عن اشتلاف أو مكاملة الإشارة الجيبية إشارة جيبية مماثلة لها ومزاحمة بزاوية ثابتة  $90^\circ$ .

نظرأً للتشابه الكبير بين  $FM$  و  $PM$  خصوصاً في حالة التعديل بإشارة جيبية، لذلك سنشرح بالتفصيل فقط  $FM$  ونكتفى بتوضيح أهم خصائص  $PM$  فيما بعد.



الشكل (١٩-٥) مقارنة أشكال الإشارات  $AM$  و  $FM$  و  $PM$  حالق التعديل بإشارة سين منشار وإشارة جيبية.

## Modulation and Signal Formats

The most commonly used modulation scheme in optical communication is on-off keying (OOK), which is illustrated in Figure 4.1. In this modulation scheme, a 1 bit is encoded by the presence of a light pulse in the bit interval or by turning a light source(laser or LED) “on.” A 0 bit is encoded (ideally) by the absence of a light pulse in the bit interval or by turning a light source “off.” The bit interval is the interval of time available for the transmission of a single bit. For example, at a bit rate of 1 Gb/s, the bit interval is 1 ns. As we saw in Section 3.5.4, we can either directly modulate the light source by turning it on or off, or use an external modulator in front of the source to perform the same function. Using an external modulator results in less chirp, and thus less of a penalty due to dispersion, and is the preferred approach for high-speed transmission over long distances.

### Signal Formats:

The OOK modulation scheme can use many different signal formats. The most common signal formats are non-return-to-zero (NRZ) and return-to-zero (RZ). These formats are illustrated in Figure 4.1. In the NRZ format, the pulse for a 1 bit occupies the entire bit interval, and no pulse is used for a 0 bit. If there are two successive 1s, the pulse occupies two successive bit intervals. In the RZ format, the pulse for a 1 bit occupies only a fraction of the bit interval, and no pulse is used for a 0 bit. In electronic (digital) communication, the RZ format has meant that the pulse occupies exactly half the bit period. However, in optical communication, the term RZ is used in a broader sense to describe the use of pulses of duration shorter than the bit period. Thus, there are several variations of the RZ format. In some of them, the pulse occupies a substantial fraction (say, 30%) of the bit interval. The term RZ, without any qualification, usually refers to such systems. If, in addition, the pulses

are chirped, they are also sometimes termed dispersion-managed (DM) solitons. In other RZ systems, the pulse occupies only a small fraction of the bit interval. The primary example of such a system is a (conventional) soliton system. The major advantage of the NRZ format over the other formats is that the signal occupies a much smaller bandwidth—about half that of the RZ format. The problem with the NRZ format is that long strings of 1s or 0s will result in a total absence of any transitions, making it difficult for the receiver to acquire the bit clock, a problem we discuss in Section 4.4.8. The RZ format ameliorates this problem somewhat since long strings of 1s (but not strings of 0s) will still produce transitions. However, the RZ format requires a higher peak transmit power in order to maintain the same energy per bit, and hence the same bit error rate as the NRZ format. A problem with all these formats is the lack of DC balance. An OOK

modulation scheme is said to have DC balance if, for all sequences of data bits that may have to be transmitted, the average transmitted power is constant. It is important for an OOK modulation scheme to achieve DC balance because this makes it easier to set the decision threshold at the receiver (see Section 5.2).

To ensure sufficient transitions in the signal and to provide DC balance, either line coding or scrambling is used in the system. There are many different types of line codes. One form of a binary block line code encodes a block of  $k$  data bits into  $n > k$  bits that are then modulated and sent over the fiber. At the receiver, the  $n$  bits are mapped back into the original  $k$  data bits (assuming there were no errors). Line codes can be designed so that the encoded bit sequence is DC balanced and provides sufficient transitions regardless of the input data bit sequence. An example of such a line code is the (8,10) code that is used in the Fiber Channel standard [WF83, SV96].

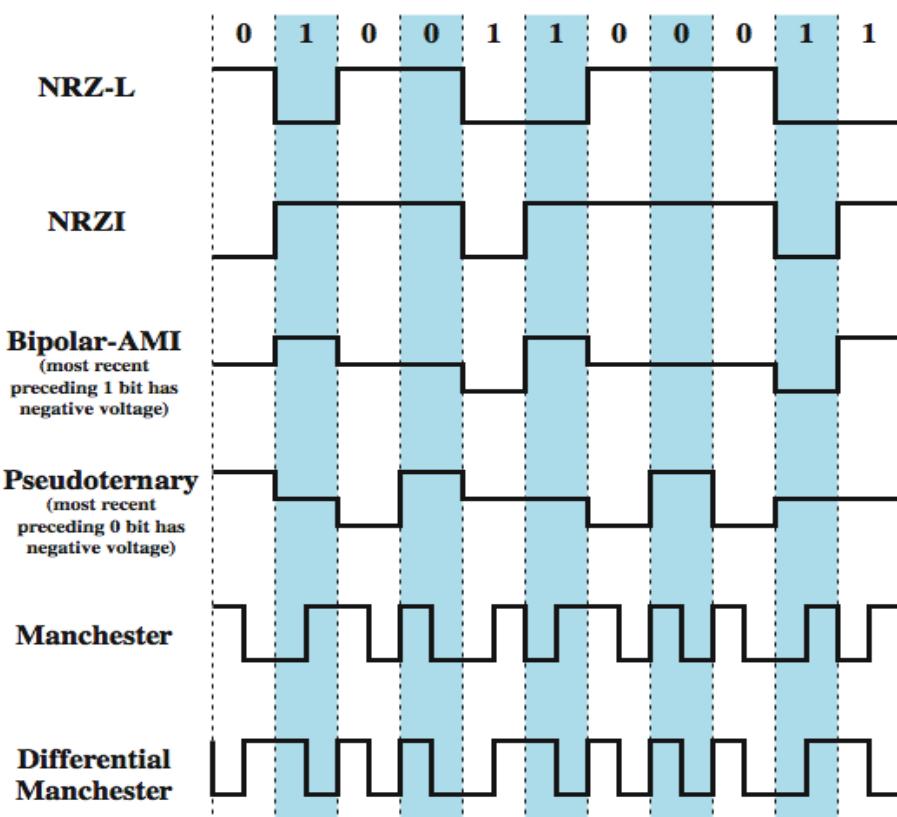
This code has  $k=8$  and  $n = 10$ . The fiber distributed data interface (FDDI) [Ros86] uses a (4,5) code that is significantly less complex than this (8,10) code but does not quite achieve DC balance; the worst-case DC imbalance is 10% [Bur86].

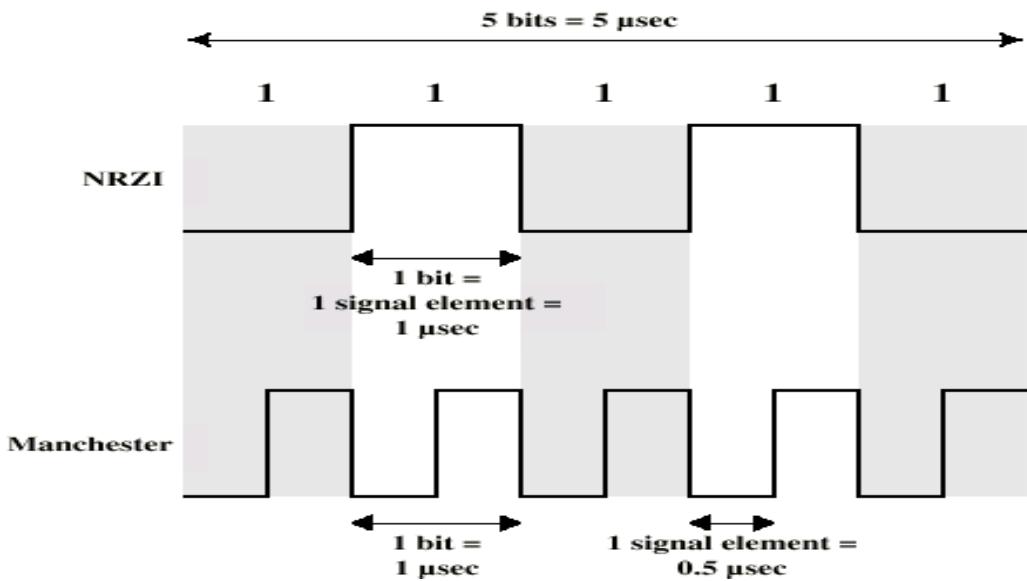
An alternative to using line coding is to use scrambling. Scrambling is a one-to-one mapping of the data stream into another data stream before it is transmitted on the link. At the transmitter, a scrambler takes the incoming bits and does an EXOR operation with another carefully chosen sequence of bits. The latter sequence is chosen so as to minimize the likelihood of long sequences of 1s or 0s in the transmitted stream. The data is recovered back at the receiver by a descrambler that extracts the data from the scrambled stream. The advantage of scrambling over line coding is that it does not require any additional bandwidth. The disadvantages are that it does not guarantee DC balance, nor does it guarantee a maximum length for a sequence of 1s or 0s. However, the probability of having long run lengths or DC imbalance is made very small by choosing the mapping so that likely input sequences with long run lengths are mapped into sequences with a small run length. However, since the mapping is one to one, it is possible to choose an input sequence that results in a bad output sequence. The mapping is chosen so that only very rare input sequences produce bad output sequences. See Problem 4.2 for an example of how scrambling is implemented and its properties.

In practice, the NRZ format is used in most high-speed communication systems, ranging from speeds of 155 Mb/s to 10 Gb/s. Scrambling is widespread and used in most communication equipment ranging from PC modems to high-speed telecommunications links. High-speed computer data links (for example, Fiber Channel, which operates at 800 Mb/s, and Gigabit Ethernet, which operates at 1 Gb/s) use line codes. See Chapter 6 for a discussion of these protocols. The RZ format is used in certain high-bit-rate

communication systems, such as chirped RZ or DM soliton systems (see Section 2.6.1). In these systems, the

pulse occupies about half the bit interval, though this is usually not precise as in digital/electronic communication. The use of RZ pulses also minimizes the effects of chromatic dispersion (see Section 5.7.2). RZ modulation with pulses substantially shorter than the bit interval is used in soliton communication systems (see Section 2.6). The pulses need to be very short in such systems because they must be widely separated (by about five times their width) in order to realize the dispersion-free propagation properties of solitons.





### References:

- “Optical Network” Rajiv Ramaswami Kumar N.n Sivarajan Galen H. Sasaki A Practical Perspective Third Edition, Morgan Kaufmann Publishers is an imprint of Elsevier, 2010.
- Lecture slides prepared by Dr Lawrie Brown (UNSW@ADFA) for “Data and Computer Communications”, 8/e, by William Stallings, Chapter 5 “Signal Encoding Techniques”.

## الملحق رقم (5)

### [3] CHARACTERISTICS OF NZDS FIBER AND CABLES

The verification of NZDSF(+) was implemented in a standard ribbon-slotted core cable structure and in a standard loose tube cable structure.

#### 3.1 NZDSF characteristics

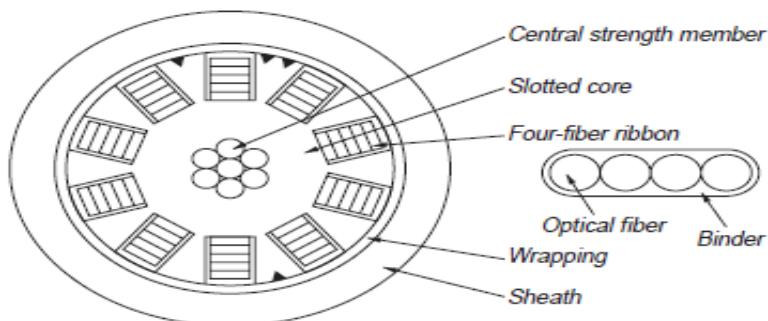
##### 3.1.1 General characteristics

The optical characteristics of the NZDSF used in our cabling verification are shown in **Table 1**.

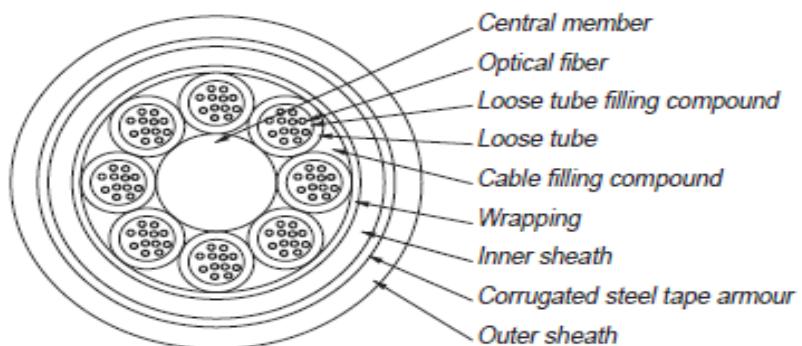
#### 3.2 Ribbon-slotted core type

##### 3.2.1 Cable structure<sup>(2), (3)</sup>

The ribbon-slotted core type cable is widely used by



*Fig. 2—Cross section of Ribbon-slotted core cable (200 fibers)  
Structure of the ribbon and the slotted-core are same as the conventional SMF cables.  
This is just one example structure of the ribbon-slotted core cable.*



*Fig. 5—Cross-section of loose tube type, 96-fiber armoured cable  
This is the world-wide standard structure of loose tube cable.  
In this case, the armor is designed for direct burial application.*

#### Refraance:

“Cabling Validation of NZDSF G.655 for ULH / DWDM Transmission Network”  
U.D.C.[681.7.068.3:621.394.74]:621.394.441, Hitaka Works, Information Systems Group, Hitachi Cable, Ltd. Hiroyasu Oki, Yasunori Suzuki, Akihiro Tanaka, HITACHI CABLE REVIEW No.20 (August 2001)

نَمْتُ يَادِنَ اللَّهُ