جامعة دمشق
كلية الهندسة الميكانيكية والكهربائية
قسم هندسة الالكترونيات و الاتصالات
اختصاص اتصالات متقدّمة

تحسين الاتصالات اللاسلكية باستخدام الأنظمة المتوافقة متعددة الدخل و الخرج

أطروحة أعدت لنيل درجة إجازة الماجستير في هندسة الاتصالات المتقدمة

إعداد الطالب

م. عبد العزيز حمد

بإشراف

د.م. عادل خضور علي

العام الدراسي
2012-2013

كلمة الشكر والإهداء (Dedication)

إلى أمي وأبي الذين وقفا بجانبي ودعماني في كافة مراحل حياتي ...

إلى أخوتي و أخواتي الذين كانوا سندا لي على جميع الأصعدة ...

إلى أعز و أحب الناس إلى قلبي ...

إلى الدكتور الذي أكن له كافة الاحترام والتقدير فقد كان لي أستاذً ومعلما ومرشدًا منذ السنوات الأولى في الكلية وفي الماجستير **د.عادل خضور**.

أعضاء لجنة الحكم و القرار الناظم بذلك

وفق قرار مجلس البحث العلمي والدراسات العليا في جامعة دمشق رقم /2220/ المتخذ بالجلسة رقم /16/ تاريخ 2013/4/29, وذلك بعد اطلاع المجلس الموقر على قرار مجلس كلية الهندسة الميكانيكية والكهربائية رقم /1544/ تاريخ 2013/4/14. وذلك بعد الرجوع إلى اللائحة التنفيذية لقانون تنظيم الجامعات الصادر بالمرسوم /250/ لعام 2006, وقرار مجلس جامعة دمشق رقم /14165/ ص تاريخ 2011/12/13 بشأن الموافقة على تسجيل هذه الرسالة.

تم تأليف لجنة الحكم على رسالة الماجستير من السادة الأساتذة:

د. عبد الرزاق بدوية	الأستاذ في قسم هندسة الالكترونيات والاتصالات	كلية الهندسة الميكانيكية والكهربائية
جامعة دمشق	الاختصاص: محاكاة الدارات الالكترونية	عضواً
د. محمد المحمد الحسين	الأستاذ المساعد في قسم هندسة الالكترونيات والاتصالات	كلية الهندسة الميكانيكية والكهربائية
جامعة دمشق	الاختصاص: الاتصالات الضوئية	عضواً
د. عادل خضور علي	المدرس في قسم هندسة الالكترونيات والاتصالات	كلية الهندسة الميكانيكية والكهربائية
جامعة دمشق	الاختصاص: الاتصالات	عضواً مشرفا

د. عبد الرزاق بدوية

د. محمد المحمد الحسين

د. عادل خضور علي

الملخص ABSTRACT

الاتصالات اللاسلكية مثل التوابع الصنعية والهواتف المحمولة وخدمات الانترنت اللاسلكية وتقنياتها المتبعة في الجيل الثالث والرابع والواي فاي والواي ماكس .... وغيرها. ودائما هناك نمو سريع للتكنولوجيا من حولنا, لتلبية الحاجة المتزايدة لنقل المعلومات لاسلكيا بسرعة وبدقة عاليتين. ويقاد ذلك تجاريا من قبل المستهلكين الأكثر تطلبا حاليا أكثر من أي وقت مضى. والسعي وراء دمج الشبكات من المنزل للسيارة وإلى المكتب. وكل ما سبق وهذا النهم المتزايد للبيانات ونقلها ولتكنولوجيا المعلومات حث المهندسين والباحثين لدراسة واستحداث أفاق تكنولوجية متطورة, فمعظم الدراسات [9,11–14,28,30–34,37,39–46,49–55,59,63,65] بما فيهم أطروحتي تقوم على مبدأ أساسي وهو زيادة السعة والمردود للقناة اللاسلكية أواو للنظام بكامله, وكل ذلك أدى إلى تطوير تقنيات جديدة مثل الأنظمة متعددة الدخل والخرج (MIMO) وتقنيات التجميع بالتقسيم الترددي المتعامد (OFDM), التي تعتبر مناسبة لنقل البيانات بمعدل سرعات عالية مع إمكانيات تصحيح الأخطاء وتطبيق الخوارزميات والطرق على أنظمة الاتصالات اللاسلكية و قنواتها.

في هذه الأطروحة عملت على تحسين الإنتاجية لنظام اتصال لاسلكي من خلال دراسة, تطبيق وإضافة تقنيات تعددية الدخل والخرج والتجميعي بالتقسيم الترددي المتعامد وجمعها مع خاصية التكيف (التوافق). دون أن أنسى طبعا الأخذ بعين الاعتبار دراسة القناة اللاسلكية التي تعد من أهم الأشياء التي تؤثر بالإرسال اللاسلكي.

أجريت المحاكاة هنا لكامل النظام (مرسل, قناة أو قنوات فرعية ومستقبل) مع تغير الزمن على فترات زمنية متفاوتة – EbNo(dB) step jumps VS BER – وقناة خفوت رايلي بتردد عديم الانتقائية كما تم الاستقبال والحل باستخدام نظام من المعادلات الخطية وغير الخطية مع وبدون توفر معلومات لحالة القناة, فجميع هذه الحالات تم مناقشتها بشكل منفصل وواضح مع المقارنة بينها. الهدف الرئيسي من الأطروحة هو زيادة العائدية, السعة والكفاءة باستخدام التكيف (التوافق) مع الحفاظ على أداء النظام تحت معدل خطأ بتات مقارن مع EbNo. النتائج التي توصلت إليها هي أولية ومفيدة لتقديم نوع جديد من الطرق البحثية والتطوير. وهي باختصار مفتاح لتكنولوجيا جديدة للمستقبل.

الفهرس

الملخص (Abstract) 1

مقدمة (General introduction) 2

وصف التوثيق لأطروحة الماجستير 7

التمهيد النظري

الفصل الأول: قنوات الإرسال اللاسلكية والأنظمة متعددة الدخل والخرج

1.1 مقدمة عن قنوات الإرسال اللاسلكية 10

1.2 دراسة لقنوات الإرسال اللاسلكية: انتشار الإشارة و الخفوت 10

1.3 القناة متعدّدة المداخل والمخارج (MIMO Channel) 16

1.4 سعة قناة وحيدة الدخل والخرج (SISO Channel capacity) 17

1.5 سعة القناة متعددة الدخل والخرج (Channel capacity MIMO) 17

1.6 نموذج قناة الخفوت المسطح (مستوي) للأنظمة متعددة الدخل والخرج 18

1.7 مقدمة عن الأنظمة متعددة الدخل والخرج (MIMO) 20

1.8 مبدأ ومنهجية الأنظمة متعددة الدخل والخرج 21

1.9 التباين الحيزي (Spatial Diversity) 24

1.10 التّجميع الحيزي (Spatial Multiplexing) 25

1.11 التجميع الحيزي في الأنظمة متعددة الدخل و الخرج 26

1.11.1 التجميع بالتقسيم الفراغي SDM (space division multiplexing) 27

1.11.2 التجميع بالتقسيم الفراغي الإشعاعي الأمثل E-SDM 28

1.12 خوارزميات وطرق فك التجميع في التجميع الحيزي للأنظمة متعددة الدخل والخرج 29

1.12.1 طريقة التصفير بالإجبار Zero-forcing schemes 30

1.12.2 الحد الأدنى لمتوسط مربع الخطأ Minimum Mean Square Error 32

1.12.3 الكشف الأرجحية العظمى Maximum Likelihood Detection 34

1.13 التّرميز الزماني – الفراغي (STC 'Space Time Coding') 36

1.14 نموذج Alamouti STBC 37

الفصل الثاني: عرض ودراسة للتجميع بالتقسيم الترددي المتعامد OFDM

2.1 العلاقة بين التجميع بالتقسيم الترددي المتعامد و الأنظمة متعددة الدخل والخرج 41

2.2 ماهية دمج التقنيات بين MIMO & OFDM 41

2.2.1 توحيد المعايير 42

2.2.2 معايير أنظمة الـ OFDM –MIMO 42

2.3 مقدمة عن تطور التجميع بالتقسيم الترددي المتعامد 43

2.4 المبادئ الأساسية لتقنية التجميع بالتقسيم الترددي المتعامد 45

2.4.1 التعامد Orthogonality 46

2.4.2 توليد التجميع بالتقسيم الترددي المتعامد OFDM Generation 46

2.5 وصف التّعديل بالتّجميع عن طريق التقسيم التردّدي المتعامد ومفاهيمه الأساسية 48

2.5.1 القناة (Channel) 48

2.5.2 انتقائية التردّد (Frequency Selectivity) 48

2.5.3 تأخير الانتشار (Delay Spread) 48

2.6 وصف نوعي(Qualitative Description) 49

2.6.1 الإرسال عريض الحزمة على الناقل الوحيد 49

2.6.2 الإرسال متعدّد الحوامل 50

2.6.3 التعامدية بين الحوامل المتعددة 51

2.6.4 فاصل الأمان (The guard interval) 51

2.6.5 مقارنة مع طرق التّعديل الأخرى 51

2.7 نظام إرسال (OFDM) 52

2.8 المشاكل التي يعاني منها التّعديل (OFDM) 53

2.8.1 مشاكل في التعامد(Orthagonality) 53

2.8.2 مشكل التزامن (synchronization) 53

2.8.3 نسبة الاستطاعة الأعظمية إلى الاستطاعة المتوسطة 54

2.8.4 تأثير القص (CLIPPING) على إشارات (OFDM) 55

2.8.5 ضجيج الطور (Phase noise) 56

2.8.6 الخطأ التردّدي (Frequency error) 57

الفصل الثالث: عرض ودراسة للتوافق (الموائمة) وتطبيقاته

3.1 مقدمة عن التوافق (الموائمة) 59

3.2 تطبيق خواص التوافق في جهة المرسل 60

3.3 تطبيق خواص التوافق في جهة المستقبل 61

3.4 البرهان الرياضي على آلية عمل طريقة التكيف (التوافق) في خوارزمية الاستقبال 62

التطبيق العملي

مقدمة للتطبيق العملي في أطروحة الماجستير 69

الفصل الرابع: دراسة عملية شاملة لنظام متعدد الدخل والخرج

4.1 نموذج القناة المستخدم Channel model 71

4.2 محاكاة و مقارنة لأنظمة متعددة الهوائيات 73

4.2.1 شرح لعمل برنامج المحاكاة 73

4.2.2 النتائج والرسوم البيانية 73

4.3 محاكاة و مقارنة طرق التجميع الحيزي للأنظمة متعددة الدخل و الخرج 75

4.3.1 شرح لعمل برنامج المحاكاة 75

4.3.2 مخطط صندوقي 76

4.3.3 النتائج و الرسوم البيانية 77

الفصل الخامس: دراسة عملية شاملة للتجميع الحيزي في الأنظمة متعددة الدخل والخرج وتطبيق تقنيات التوافق

5.1 دراسة لطرق التصفير بالإجبار لأنظمة التجميع الحيزي المتوافقة متعددة الدخل والخرج 80

5.1.1 شرح لعمل برنامج المحاكاة 80

5.1.2 مخطط صندوقي 81

5.1.3 النتائج و الرسوم البيانية 81

5.2 دراسة لطرق الحد الأدنى لمتوسط مربع الخطأ لأنظمة التجميع الحيزي المتوافقة متعددة الدخل والخرج 84

5.2.1 شرح لعمل برنامج المحاكاة 84

5.2.2 مخطط صندوقي 85

5.2.3 النتائج و الرسوم البيانية 85

الفصل السادس: دراسة عملية شاملة للتجميع الحيزي في الأنظمة المتوافقة متعددة الدخل والخرج وتطبيق تقنيات التجميع بالتقسيم الترددي المتعامد

6.1 الوصف الرياضي لتقنيات التجميع بالتقسيم الترددي المتعامد OFDM 88

6.1.1 معالجة الحوامل المتعدّدة 88

6.1.2 تحويل فوريه المعكوس (IFT) 89

6.1.3 إضافة فاصل الأمان 90

6.1.4 تحديد عرض الحزمة 90

6.1.5 مكونات القناة والمستقبل 91

6.2 تصميم نظام (OFDM) 93

6.2.1 عرض الحزمة 93

6.2.2 عدد الحوامل 93

6.2.3 فاصل الأمان 93

6.2.4 التّعديل 93

6.2.5 الترميز 94

6.3 دراسة لطرق التصفير بالإجبار لأنظمة التجميع الحيزي المتوافقة متعددة الدخل و الخرج بتطبيق التجميع بالتقسيم الترددي المتعامد 94

6.3.1 شرح لعمل برنامج المحاكاة 94

6.3.2 مخطط صندوقي 96

6.3.3 النتائج و الرسوم البيانية 96

6.4 دراسة لطرق الحد الأدنى لمتوسط مربع الخطأ لأنظمة التجميع الحيزي المتوافقة متعددة الدخل و الخرج بتطبيق التجميع بالتقسيم الترددي المتعامد 99

6.4.1 شرح لعمل برنامج المحاكاة 99

6.4.2 مخطط صندوقي 101

6.4.3 النتائج و الرسوم البيانية 102

6.5 دراسة لطرق الأرجحية العظمى لأنظمة التجميع الحيزي المتوافقة متعددة الدخل و الخرج بتطبيق التجميع بالتقسيم الترددي المتعامد 104

6.5.1 شرح لعمل برنامج المحاكاة 104

6.5.2 مخطط صندوقي 106

6.5.3 النتائج و الرسوم البيانية 106

الفصل السابع: واجهة المستخدم والنتائج النهائية
7.1 واجهة المستخدم لبرنامج المحاكاة 109
7.2 نتائج المقارنة بين الأنظمة المختلفة 110
7.3 جداول المقارنة للأنظمة 111
7.4 النتائج النهائية والتوصيات.....111

ملحق1: واجهة المستخدم GUI 115
ملحق2: برنامج المحاكاة MATLAB Codes 117
ملحق3: المراجع 164

فهرس الأشكال

الشكل	الصفحة
الشكل (1.1) تصنيف للخفوت في القناة Classification of fading channels	13
الشكل (1.2) مقارنة بين الخفوت واسع النطاق والخفوت ضيق النطاق Large-scale fading vs. small-scale fading	14
الشكل (1.3) ميزانية الوصلة لقناة الخفوت Link budget for the fading channel	15
الشكل (1.4) يبين الشكل الفيزيائي لقناة متعددة الدخل والخرج	16
الشكل (1.5) مبدأ قناة للأنظمة متعددة الدخل والخرج	18
الشكل (1.6) الشكل (1.6) مفهوم أنظمة الـ (a) SISO and (b) MIMO	22
الشكل (1.7) خوارزميات الاستقبال من أجل التباين الفراغي حيث أن A,B إشارة واحدة	25
الشكل (1.8) مفهوم التجميع بالتقسيم الفراغي و للتجميع بالتقسيم الفراغي الإشعاعي	26
الشكل (1.9) مفهوم الإرسال بتقنية E-SDM	29
الشكل (1.10) Alamouti Space-Time Block Code من أجل هوائيي إرسال	37
الشكل (1.11) مفهوم الإرسال المتناوب على هوائيين	37
الشكل (1.12) نموذج قناة MIMO Channel Module	38
الشكل (2.1) طيف الترددات لـ N قناة لنظام OFDM ل N تردد حامل موزعة على عرض مجال W	46
الشكل (2.2) يبين البادئة الدورية التي هي نسخة من الجزء الأخير لإشارة OFDM	47
شكل (2.3) المجال القاعدي لنموذج نظام OFDM	47
الشكل (2.4) الاستجابة التردّدية المثالية للقناة تعاني من توليد المسارات المتعدّدة .	48
الشكل (2.5) تأثير التداخل بين الرموز واستجابة القناة	49
الشكل (2.6) يبين كيفية القيام بتسوية للقناة Channel Equalization	49

الشكل (2.7) يوضح الإرسال متعدد الحوامل مع تطبيق تسوية للقنوات وإبقاء مسافات أمان 50
الشكل (2.8) التداخل بين الرموز 51
الشكل (2.9) نظام إرسال OFDM 52
الشكل (2.10) يبين توضيح لأثر مشكلة التزامن 54
الشكل (2.11) يبين نسبة القص للتخامد 56
الشكل (3.1) التوزيع الطبيعي 63
الشكل (3.2) يبين النقطة y و Axls 64
الشكل (3.3) بين نظام مجهول بشكل مبدئي 65
الشكل (3.4) يبين الإشارة الأساسية والإشارة المتنبئ بها 66
الشكل (3.5) يبين عدد العينات n 66
الشكل (3.6) القيم المدخلة إلى النظام 67
الشكل (3.7) يبين علاقة n بالخطأ 67
الشكل (4.1)مقارنة بين: SISO, MISO, SIMO and MIMO 74
الشكل (4.2) مخطط صندوقي لطرق التجميع الحيزي للأنظمة متعددة الدخل والخرج 76
الشكل (4.3) مقارنة بين:2x2 MIMO-SM schemes. Theoretical ZF, Theoretical MMSE and ML 77
الشكل (4.4) مقارنة بين:4x4 MIMO-SM schemes. Theoretical ZF, Theoretical MMSE and ML 78
الشكل (5.1) مخطط صندوقي لطرق التصفير بالإجبار لأنظمة التجميع الحيزي المتوافقة متعددة الدخل والخرج 81
الشكل (5.2) مقارنة بين:2x2 MIMO-SM ZF scheme & 2x2 Adaptive MIMO-SM ZF sachems 82
الشكل (5.3) مقارنة بين:4x4 MIMO-SM ZF scheme & 4x4 Adaptive MIMO-SM ZF sachems 83
الشكل (5.4) مخطط صندوقي لطرق الحد الأدنى لمتوسط مربع الخطأ لأنظمة التجميع الحيزي المتوافقة متعددة الدخل والخرج 85
الشكل (5.5) مقارنة بين: 2x2 MIMO-SM MMSE scheme & 2x2 Adaptive MIMO-SM MMSE sachems 86

الشكل (5.6) مقارنة بين: 4x4 MIMO-SM MMSE scheme & 4x4 Adaptive MIMO-SM MMSE sachems 87

الشكل (6.1) يبين مبدأ المعالجة متعددة الحوامل 89

الشكل (6.2) بين تحويل فوريه السريع المعكوس 89

الشكل (6.3) مثال عن الطيف للتقسيم الترددي التجميعي المتعامد 91

الشكل (6.4) مخطط صندوقي لطرق التصفير بالإجبار لأنظمة التجميع الحيزي المتوافقة متعددة الدخل والخرج بتطبيق التجميع بالتقسيم الترددي المتعامد 96

الشكل (6.5) مقارنة بين: 2x2 MIMO-SM ZF, MIMO-SM ZF OFDM, Adaptive MIMO-SM ZF & Adaptive MIMO-SM ZF OFDM 97

الشكل (6.6) مقارنة بين: 4x4 MIMO-SM ZF, MIMO-SM ZF OFDM, Adaptive MIMO-SM ZF & Adaptive MIMO-SM ZF OFDM 98

الشكل (6.7) مخطط صندوقي لطرق الحد الأدنى لمتوسط مربع الخطأ لأنظمة التجميع الحيزي المتوافقة متعددة الدخل والخرج بتطبيق التجميع بالتقسيم الترددي المتعامد 101

الشكل (6.8) مقارنة بين: 2x2 MIMO-SM MMSE, MIMO-SM MMSE OFDM, Adaptive MIMO-SM MMSE and Adaptive MIMO-SM MMSE OFDM 102

الشكل (6.9) مقارنة بين: 4x4 MIMO-SM MMSE, MIMO-SM MMSE OFDM, Adaptive MIMO-SM MMSE and Adaptive MIMO-SM MMSE OFDM 103

الشكل (6.10) مخطط صندوقي لطرق الأرجحية العظمى لأنظمة التجميع الحيزي المتوافقة متعددة الدخل والخرج بتطبيق التجميع بالتقسيم الترددي المتعامد 106

الشكل (6.11) مقارنة بين: 2x2 MIMO-SM ML scheme, MIMO-SM ML OFDM scheme 107

الشكل (6.12) مقارنة بين: 4x4 MIMO-SM ML scheme, MIMO-SM ML OFDM scheme 108

الشكل (7.1) مقارنة بين: 2x2 MIMO-SM MMS & 1x2 Adaptive SIMO-SM MMSE 110

الشكل (I.1) الواجهة التطبيقية لبرنامج المحاكاة 115

الشكل (II.2) محددات نظام المحاكاة المطلوب 116

فهرس الجداول

الجدول	الصفحة
الجدول 1.1 Alamouti STBC for 2*2 System	38
الجدول 1.2 نموذج إرسال 2x2	39
الجدول 2.1 MIMO Standards and the corresponding technology	43
جدول 4.1 يبين نماذج قنوات لأنظمة MIMO ومحدداتها	71
الجدول (7.1) يوضح النتائج ومقارنة للأنظمة ذات هوائيين في الإرسال و هوائيات استقبال	111
الجدول (7.2) يوضح النتائج ومقارنة للأنظمة ذات أربع هوائيات في الإرسال و أربع هوائيات استقبال	111

Glossary المصطلحات

المصطلح	معناه
Adaptive MIMO	الأنظمة المتوافقة متعددة الدخل والخرج
Array gain	ربح المصفوفة
AWGN ‘Additive white Gaussian noise vector’	شعاع الضجيج الأبيض الغاوصي المضافة
Bit Rate	معدل البتات
constructive interference	التشويش البناء
correlation matrix	مصفوفة الترابط
correlation vector	شعاع الترابط
cyclic prefix	البادئة الدورية
Delayed Diversity	التباين المأخّر
Demultiplexing schemes	طرق فك التجميع
Destructive interference	التشويش الهدام
Deterministic factor	العامل القطعي
Diffraction	الانعراج

digital signal processors	معالجات الإشارة الرقمية
diversity gain	ربح التوجيه
Electromagnetic spectrum	الطيف الكهرطيسي
Fading dips	الخفوت القوي
Fading Factor	معامل الخفوت
Flat-fading Rayleigh	قناة خفوت مستوية
Frequency error	الخطأ التردّدي
Frequency selective channels	قنوات تردد انتقائية
Frequency selectivity	الانتقاء الترددي
Frequency Selectivity	انتقائية التردّد
Frequency Selectivity	للانتقائية التردّدية
Gaussian noise channel	قناة الضجيج الغاوسية
guard period	مسافة احتياط
Higher data throughput	إنتاجية أعلى للبيانات
Interference suppression	كبح التداخل

inversion algorithm	خوارزميات العكس
linear demultiplexing	فك التجميع الخطي
log-normal distribution	التوزيع اللوغارتمي العادي
Maximum Likelihood Detection	الكشف بالأرجحية العظمى
Maximum Ration Combining algorithm	خوارزمية تجميع الحصص الأعظمية
MIMO System ‘Multiple input multiple output’	الأنظمة متعددة الدخل والخرج
Minimum Mean Square Error	الحد الأدنى لمتوسط مربع الخطأ
MISO ‘Multiple Input Single Output system’	الأنظمة متعددة الدخل وحيدة الخرج
multipath delay spread	التأخير في الانتشار متعدد المسارات
multipath propagation	الانتشار متعدد المسارات
multiple antennas	بأنظمة الهوائيات المتعددة
multi-user scheduling.	الجدولة متعددة المستخدمين
non-additive signal disturbance	إضراب الإشارة الغير مضاف
OFDM ‘Orthogonal Frequency Division Multiplexing ’	التجميع بالتقسيم الترددي المتعامد
Optimal value	القيم المثلى

Orthogonality between the carriers	التعامد بين الحوامل
perfect estimates	تقديرات مثالية
Phase noise	ضجيج الطور
polarizations	تعددية الاستقطاب
Qualitative Description	وصف نوعي
radio propagation	انتشار الإشارة
relative extent	مدى القرب
Robustness System	نظام ممانع ومقاوم للعوامل الخارجية
Scattering	التبعثر
Shadow fading	بظل الخفوت
SIMO System ‘Single Input Multiple Output’	الأنظمة وحيدة الدخل متعدد الخرج
Small-scale fading	الخفوت ضيق المدى
Space division multiplexing	التجميع بالتقسيم الفراغي
Spatial Diversity	التباين الحيزي
Spatial filtering	الترشيح المكانية أو الحيزيه

Spatial Multiplexing	التّجميع الحيزي
Spectral efficiency	الكفاءة الطيفية
Stability - stabilization - stable	استقرار
Switched Combining Algorithm	خوارزمية التّجميع بالتبديل
Synchronization	مشكل التزامن
System capacity improvement	تحسين سعة النظام
The guard interval	فاصل الأمان
Thermal noise components	الضجيج الحراري
Time invariant	عدم التغير الزماني
Training sequences	سلاسل التدريب
Transmit diversity	تقنية توزع
Transmitter localization	تحديد موقع المرسل
Zero-forcing schemes	طريقة التصفير بالإجبار

Abbreviations الاختصارات

AAS: Advanced Antenna Systems

AC: Alternating Current

ADSL: Asymmetric Digital Subscriber Line

BER: Bit Error Rate

BPSK: Binary Phase Shift Keying

BS: Base Station

B-SDM: Beam-Space Division Multiplexing'

CDMA: Code Division Multiple Access

COFDM: Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing

CPE: Common Phase Error

CPU: Central Processing Unit

CSI:Chanel state information

DAB: Digital Audio Broadcasting

DAC: Digital to Analog Converter

DVB: Digital Video Broadcasting

EIRP: Effective Isotopic Radiated Power

E-SDM: Eigen-beam Space Division multiplexing

EVD: Eigen-value Decomposition

FCH: Frame Control Header

FDD: Frequency Division Duplex

FDM: Frequency Division Multiplexing

FEC: Forward Error Coding

FFT: Fast Fourier Transform

FSF: Frequency Selective Fading

FSM: Final State Machine

GI: Guard Interval

HF: High Frequency

H-FDD: Half Duplex Frequency Division Duplex

ICI: Inter Carrier Interference

IEEE: Institute of Electrical and Electronics Engineers

IFFT: Inverse Fast Fourier Transform

IFT: Inverse Fourier Transform

ISI: Inter Symbol Interference

i.i.d.: independent and identically distributed

LAN: Local Area Network

LOS: Line Of Sight

MAN: Metropolitan Area Network

MIMO: Multiple Input Multiple Output

MISO: Multiple Input Single Output system’

MLD: Maximum Likelihood Detection

MMSE: minimum mean square error’

MS: Mobile Station

MSI: Multi-Stream Interference

NLOS: Non–Line-Of-Sight

OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing

OFDMA: Orthogonal Frequency Division Multiplexing Access

PAPR: Peak to Average Power Ratio

PSK: Phase Shift Keying

QAM: Quadrature Amplitude Modulation

QoS: Quality Of Service

QPSK: Quadrature Phase Shift Keying

RTG: Receive/ Transmit Transition

RF: Radio Frequency

SDM: Space Division Multiplexing

SFN: Single Frequency Network

SHF: Super High Frequency

SIMO: Single Input Multiple Output system

SINR: signal-to-interference-and-noise power ratio

SIR: signal-to-interference power ratio

SISO: Single Input Single Output

SNR: Signal to Noise Ratio

STBC: Space Time Block Code

STC: Space-Time Coding

STTC: Space -Time Trellis Code

SVD: Singular Value Decomposition

TDD: Time Division Duplex

TTG: Transmit/Receive Transition Gap

TZF: Theatrical Zero-Forcing

UHF: Ultra High Frequency

V-BLAST: Vertical Bell Laboratories Layered Space-Time

VHF: Very High Frequency

WiMAX: Worldwide Interoperability for Microwave Access

WLAN: wireless local area network

مقدمة General Introduction

أنظمة الاتصالات اللاسلكية هي الآن الأكثر شعبية في جميع أنحاء العالم لمساعدة الأشخاص وحتى الآلات للتواصل مع بعضها البعض بغض النظر عن مواقعهم. واستخدام أنظمة الهواتف الخلوية (cellular systems) يعتبر الأسلوب الأكثر شيوعا في مجال الاتصالات اللاسلكية إلى حد ما, و ذلك للوصول للبيانات والولوج إليها أو لإجراء اتصال صوتي (voice dialling). ولكن في المستقبل القريب سوف نكون محاطين بالعديد من الخيارات لإعداد اتصال لاسلكي عبر الوسط الراديوي (radio interface). فواحدة من شعارات الجيل الرابع لأنظمة الاتصالات اللاسلكية (4G) هي "الاتصال الأفضل دائما always best connected", وهذا يعني أن الأجهزة المستخدمة في الاتصال اللاسلكي ينبغي أن تؤمن لنا أفضل اتصال بالشبكة والأنظمة الأخرى في جميع الأوقات وتحت أي ظرف. الاتصالات اللاسلكية متعددة ومتنوعة ومختلفة, تتراوح من التوابع الصنعية (satellites) التي توفر معدل بت منخفض بعض الشيء لكن بتغطية عالمية والأنظمة الخلوية ذات التغطية القارية إلى الشبكات المحلية (local area networks) بمعدل بت عالي والشبكات الشخصية (personal area networks) ذات تغطية كحد أقصى بضعة مئات الأمتار. فإذا كان مقدرا لكل هذه الأنظمة أن تتواجد سوية سوف نحصل على طيف كثيف من الترددات, و بما أن هناك العديد من الجهات الفاعلة المختلفة التي تريد حصة من الموارد المحدودة. بالتالي من المهم بل لا بد من استخدام إستراتيجيات في معالجة الإشارة تؤمن أقصى كفاءة طيفية وأعلى مردود. فالاتجاه الحالي لتحقيق كفاءة طيف عالية (high spectral efficiency) يكون من خلال الاستفادة من قابلية التكيف (adaptivity) في البيئة الراديوية المتغيرة الخواص بشكل دائم والخاضعة لظواهر التداخل (interference) والضجيج (Noise). ويمكن استخدام وتحقيق قابلية التكيف على الطبقة الفيزيائية في كل الأبعاد: الزمن (time) و التردد (frequency) والطاقة (power) والفضاء (space), كما يمكن استخدام ظاهرة التكيف على الطبقات العليا من الإشارة وذلك لتعزيز وزيادة الأداء بشكل كبير, مثال الجدولة متعددة المستخدمين (multi-user scheduling) [25].

ومن خلال الدراسات السابقة والكثير من البحث وكما سيتم عرضه وإثباته في أقسام وفصول الأطروحة لاحقاً, فيمكن الاعتبار بشكل مبدئي أن تقنيات وتطبيقات الأنظمة متعددة الدخل والخرج (MIMO System 'Multiple input multiple output') سيكون فعالاً جدا مع ظاهرة التكيف (المواءمة) على جميع الطبقات والأصعدة وسيؤدي إلى زيادة

العائدية والمردود, حيث نستطيع من استغلال قناة الإرسال على أفضل شكل ممكن وتطبيق نظريات خاصة بالـ MIMO وخوارزميات استقبال تضيف لنوعية الإشارة ونقل المعلومات والبيانات في أنظمة الإرسال اللاسلكية.

فالأنظمة متعددة الدخل والخرج (MIMO 'multiple-input multiple-output') وفيها يكون عدة هوائيات متوضعة في كل من المرسل والمستقبل على حد سواء, وكان هذا النوع من الأنظمة متوقع الظهور لتلبية الطلب المتزايد على البيانات ذات معدل عالي السرعة والخدمات المتعلقة بها والمطبقة في الاتصالات اللاسلكية [7–13], وتقنية الـ MIMO تعتبر بالفعل واحدة من التكنولوجيات الأساسية في معايير الشبكات اللاسلكية [5,6,14,15]. وتعتمد الأعمال الأولية النظرية المتعلقة بالأنظمة متعددة الدخل والخرج MIMO Systems على سعة حد شانون (Shannon capacity limit) [16], وقد تم تطويرها من قبل تيلتار Telatar عام 1995م [17] وفوسشيني Foschini عام 1996م [18]. هؤلاء الذين برهنوا وأثبتوا قدرة تقنية وإمكانية الأنظمة متعددة الدخل والخرج, حيث يمكن زيادة سعة القناة بزيادة عدد الهوائيات المستخدم. ومنشأ هذه الدراسات كانت من مختبرات بيل Bell Laboratories, حيث تمت الكثير من الأبحاث وظهر العديد من الباحثين والرائدين في مجال الأنظمة متعددة الدخل والخرج MIMO. فمجموعة منهم بما فيهم فوسشيني Foschini طور في المختبر سابق الذكر تقنية (V-BLAST 'vertical Bell Laboratories layered space-time') ومن هنا ظهر للعالم أوائل تصاميم أنظمة الـ MIMO [19–21].

تقدم أنظمة وتقنيات الـ MIMO مصفوفة من الربح, كربح التباين (diversity gain) الناتج عن الترميز المكاني الزماني (space-time coding) مثل الترميز الكتلي الزماني المكاني ('space-time block code' STBC) [22–24], والتجميع الحيزي (spatial multiplexing). فعلى وجه الخصوص, يُمكننا التجميع الحيزي من إرسال ونقل عدة دفقات أو حزم حيزية (فراغية) وذلك دون توسيع عرض المجال الترددي (bandwidth), وبهذا يزداد معدل البيانات بما يتناسب مع عدد الدفقات الجزئية. ويمكنني هنا وحسب الباحثين وبالأخص Hiroshi Nishimoto والمراجع المتعلقة بالتقنية من تقسيمها إلى: التجميعي بالتقسيم الفراغي ('space division multiplexing' SDM) [19, 25, 26], والتجميع بالتقسيم الفراغي الإشعاعي الأمثل ('Eigenbeam-space division multiplexing' E-SDM) [27–31]. يرسل كل هوائي في التقنية السابقة SDM فيها تدفق جزئي أو حزمة بيانات مستقلة بموارد متساوية (بتات واستطاعة), وهذه طريقة سهلة وبسيطة واعدة لزيادة سرعة نقل البيانات وذلك عندما لا تتوفر معلومات لحالة القناة (MIMO CSI 'channel state information') في جهة المرسل. وعندما تتوفر MIMO CSI في كل من المرسل والمستقبل على

حد سواء فهنا يمكن تطبيق E–SDM, تسمح هذه التقنية لنا بنقل حزم بيانات متعامدة فراغيا وذلك عند استخدام الأشعة الذاتية المثلى (eigenvectors) التي نحصل عليها من تحليل القيم المفردة (SVD 'singular value decomposition') لمصفوفة قناة النظام المتعدد الدخل والخرج والمستخدمة كأشعة الوزن للمرسل (transmit weight vectors). ولذلك وحسب الباحث Hiroshi Nishimoto يمكن تسميتها اختصارا SVD–MIMO [32] أو closed–loop MIMO [33] عندما يكون النظام يتطلب بشكل عام معلومات لحالة القناة CSI. ويمكن تحقيق الحد الأقصى من الإنتاجية لقناة الأنظمة متعددة الدخل والخرج MIMO باستخدام E–SDM مع تطبيق تكيف (التوافق) للموارد المتاحة (معدل البيانات واستطاعة الإرسال) وهذا ما تحققه الأبحاث المدروسة والمتعلقة بهذا الموضوع وبناء عليه يمكن أن تقدم وتوفر هذه الطرق والخوارزميات لأنظمة (MIMO Systems) جودة عالية للاتصال بشكل هائل وبقدرات ممتازة.

الترميز ومعالجة الإشارة هي العناصر الرئيسية لإنجاز نظام MIMO ناجح, كما تلعب الأمور المتعلقة بالهوائيات وانتشار الحقل الكهرومغناطيسي دورا ملحوظا وكبيرا في تحديد أداء أنظمة الـ MIMO [34]. إن الترابط الضعيف بين القنوات مطلوب لأن التجميع بالتقسيم الفراغي SDM يتطلب فك تجميع demultiplex الإشارة المستقبلة لكي نتمكن من كشف التدفقات أو الحزم المرسلة عند النهاية المستقبلة. كما تقدر فعالية التجميع الحيزي باستقلالية وتشابه توزيع أقنية خفوت رايلي (i.i.d) الناتجة عن الإشارات المتبعثرة والمنتشرة عن العوائق المحيطة. فالتخامد يكون مترابطة بين هوائي المرسلة – المستقبلة متقابل (زوج من أقنية) في وسط الانتشار الحقيقي بسبب تباعد الهوائيات الغير كافي [35], وفضلا عن ذلك يتأثر الخفوت بالترابط المتبادل الموجود في أنظمة الهوائيات المتعددة [36–41]. تختلف محددات الهوائيات المتعددة المتواجدة في نظام واحد عن محددات الأنظمة ذات الهوائي المعزول الأحادي. لذلك لا يمكن أن نضمن في أنظمة الـ MIMO الواقعية, أن تكون القنوات مستقلة ومتشابهة i.i.d, وأيضا تتبع عناصر قنوات الـ MIMO تخامد بتوزيع متشابه. تتواجد الأقنية غير المترابطة بشكل أساسي في الأوساط الـ (NLOS 'non line of sight') حيث لا يوجد هنا موجة مباشرة بين المرسل والمستقبل, وعلى كل حال, يوجد أيضا كثيرا من الحالات التي ينجز فيها الاتصال في الأوساط الـ (LOS 'line of sight'). حيث مكونات الـ LOS يمكن أن تزيد مستوى الطاقة المستقبلة والقنوات تفقد استقلاليتها لتصبح مترابطة. بينما القنوات العالية الترابط فإنها تزيد من صعوبة كشف الحزم المرسلة.

تجرى الكثير من عمليات قياس الانتشار الراديوي على أنظمة الـ MIMO [21,42–50]. وحتى الآن قدرت معظم الأبحاث أداء الأنظمة المتعددة الدخل والخرج MIMO كتابع لمعدل الإشارة إلى الضجيج SNR. وبناءا على أسلوب

التقييم هذا ظهر لنا أن الأوساط الـ LOS تعطي سعة قناة أكبر من أوساط الـ LOS [42–46]. حيث يجب أن تكون الطاقة المرسلة في الأوساط الـ NLOS أكبر من الطاقة المرسلة في حالة الأوساط الـ LOS لكي نحصل على نفس الـ SNR [42], بينما تُقيم سعة القناة تحت نفس معدل الإشارة للضجيج SNR لكلا الأوساط الـ LOS و NLOS, وهي أيضا تمت دراسة أنواع القنوات حيث ليس بالضرورة أن تكون المقارنة عادلة. فضلا على ذلك قدمت الدراسات في [47,48] أن معدل الإشارة للضجيج SNR الواقعي يتم تكبيره بواسطة مركبات الـ LOS مما يعطي سعات أكبر للقناة. وفي بحثي هذا أتفق مع وجهة النظر التي تأخذ بعين الاعتبار أن تقدير أداء نظام الـ MIMO يجب أن ينجز تحت شرط أن تكون الطاقة المرسلة متشابهة.

في الدراسات التي تعتمد على القياس, تُقيم أنظمة الـ MIMO بشكل طبيعي باستخدام سعات القناة [42–48,50], على كل حال, تعتبر سعة القناة محدد للاتصالات الرقمية التي تعطى بواسطة نظرية المعلومات. لذا يمكن أن تنجز فقط إذا استعملنا طريقة نقل مثالية من ترميز وتعديل. اعتبرت في هذا البحث من وجهة نظر تطبيقية أنه ليس فقط سعة القناة ولكن أيضا معدل خطأ البتات BER يمكن أن يستخدم لتقييم الاتصالات اللاسلكية الرقمية.

أُخذ أيضا بعين الاعتبار بعض الأبحاث المتعلقة بالأنظمة متعددة الدخل والخرج MIMO المبنية على القياسات القنوات الافتراضية, خصوصا قنوات Kronecker المعاد إنشاؤها [45,49,50]. عندما يكون عدد عينات عند قياس القنوات غير كافي للتحليل البياني, فطريقة مثل هذه تكون فعالة بسبب توليد عدد لا متناهي من قنوات MIMO بناءا على البيانات المقاسة. على كل حال يمكن أن تختلف الخطوط البيانية للقنوات المولدة عن تلك المأخوذة في أوساط قياسية واقعية [51], علاوة على ذلك, إعادة إنشاء Kornecker تستخدم بشكل أساسي لإنشاء قنوات الـ NLOS الافتراضية, لذلك قنوات الـ LOS التي تقدر في دراستي هي غير مأخوذة بعين الاعتبار. فالفكرة هنا أنه يجب التحقق من منحنيات الـ MIMO في الوسط المطلوب بواسطة القنوات المقاسة ذاتها قدر الإمكان.

تمت الإشارة هنا إلى أن عمليات قياس قنوات الـ MIMO تمت في أوساط انتشار داخلية, حيث يوجد العديد من الأمواج المتبعثرة. مع الحفاظ على مسافة ثابتة بين المرسل والمستقبل, كما قمت بالقياسات على أنظمة متعددة الدخل والخرج (2x2 & 4x4 MIMO Systems) بشرط وجود الترابط المتبادل بين الهوائيات. وقد تم الحصول على عدد كافي من عينات القناة الواقعية من أجل التحليل البياني بواسطة جمع البيانات في كلا المجالين االترددي والفراغي (الحيزي) [50]. تمكننا هذه الطريقة بالقياس من دراسة وتحليل خصائص الـ MIMO في الأوساط الحقيقية بشكل أكثر دقة وفعالية. حيث

تم اختبار أداء الـ SDM بكل طرقها وخوارزمياتها جميعا تحت نفس ظروف الطاقة المرسلة. استخدمت في هذه الأطروحة سعة القناة من أجل تقييم الأداء المثالي, ومن أجل أن يكون التقييم أكثر واقعية وعملية تم استخدام معدل بت ثابت لحساب نسبة الإشارة للضجيج Eb/No.

يجب الأخذ أيضا بعين الاعتبار نماذج وأشكال عناصر المصفوفات, من أجل تطبيق آثار الترابط المتبادل على استجابة القناة المُقاسة. فبمقارنة حالة الهوائي الوحيد مع الأنظمة متعددة الهوائيات, فإن ربح الهوائيات في الأخير يعتمد على الترابط المتبادل (mutual coupling) وعلى اتجاه وإعدادات المصفوفة, ويكون ذلك بشكل خاص في الأوساط الـ LOS. درسنا في الأطروحة تأثير نماذج عناصر المصفوفة وخصائص المنحيات البيانية للقنوات والأنظمة المُقاسة والعلاقة بين التأثير والأداء لأنظمة الـ MIMO. كما ذكرت سابقا, الدراسة تمت على اختبار الأداء بالنسبة للـ BER بناء على عمليات قياس الانتشار. وقد قيم ودُرس التجميع الفراغي (الحيزي) بشكل منطقي ابتداء من الهوائيات وانتشار الإشارة انتهاءً بمعالجة الإشارة. والشيء الأكثر أهمية في هذه الأنظمة هو أن ظاهرة الخفوت (fading) تصبح عامل لزيادة السعة (capacity).

وبإدخال التكيف (التوافق) على الأنظمة متعددة الدخل الخرج يمكن أن نصل إلى معدل بت عالي جدا (High bit-rate) ولمسافات بعيدة مع معدل خطأ بالبت BER قليل جدا, حيث سنحصل بتطبيق الأنظمة متعددة الدخل والخرج المتكيفة على أداء أفضل من أي وقت مضى. حيث إن الفكرة والهدف من التوافق هو التكيف (الموائمة) مع التغيرات التي قد تطرأ على النظام المستخدم وبالأخص المتكيف (التوافق) مع قناة الإرسال اللاسلكية أي التكيف مع الطبقة الفيزيائية. وللتكيف أنواع وأشكال عديدة ومتنوعة سنتكلم عنها في الفصول اللاحقة.

فكما ذكرنا سابقا تقوم الأنظمة متعددة الدخل والخرج MIMO Systems على مبدأ إرسال إشارة أو عدة إشارات على كل هوائي مختلفة عن إشارة أو إشارات الهوائيات الأخرى, أما مصفوفة الهوائيات المستقبلة: تتلقى تراكب من جميع الإشارات المرسلة. وجميع الإشارات أي البيانات ترسل من كل هوائيات الإرسال مرة واحدة ويقع على عاتق المستقبل فك تجميع (Demultiplex) الرسالة ليستخرج البيانات مرة أخرى وذلك بحل معادلة قد تكون خطية في بعض الأحيان, حسب تعقيد النظام. تعتمد تقنية الأنظمة متعددة الدخل والخرج MIMO على عدة أفكار منها تقسيم الحيز الفضائي إلى أجزاء وبالتالي تقسيم القناة إلى عدة أقنية, مما يؤدي إلى زيادة المردود أو تقسيم الإشارة المرسلة إلى عدة حزم تؤدي إلى زيادة الفعالية أو تجميع الإشارة بالمستقبل والكشف عن الإشارة نفسها عدة مرات ومن مواقع مختلفة من الفضاء وانتقاء الأفضل

بينها, من مبدأ أنه على الأقل واحدة منها قد لا تكون خاضعة للخفوت والتداخل والتشويش بشكل كبير وهناك العديد من الأفكار في هذا المجال كما الممكن استثمارها كلها معا في نظام واحد متكامل.

وبشكل عام أنظمة الاتصالات تتكون من مرسل (transmitter), قناة وفي حالتنا هنا قناة لاسلكية أو رادوية (wireless radio channel) ومستقبل (receiver) وغالبا ما تصنف بعدد المداخل والمخارج, تعددية المداخل أو المخارج للقناة يُعرف أيضا بأنظمة الهوائيات المتعددة (multiple antennas). والتطبيق الشائع للأنظمة أن يكون هناك هوائي وحيد في كلتا جهتي القناة أي جهة المرسل وجهة المستقبل, بالتالي الأنظمة وحيدة الدخل وحيدة الخرج يُعبر عنها عادة بـ SISO 'Single Input and Single Output system'

وعند استخدام عدة هوائيات في أحد أو كلا طرفين الوصلة اللاسلكية وتُعرف على النحو التالي:

MISO 'Multiple Input Single Output system'	الأنظمة متعددة الدخل وحيدة الخرج
SIMO 'Single Input Multiple Output system'	الأنظمة وحيدة الدخل متعدد الخرج
MIMO 'Multiple Input Multiple Output system'	الأنظمة معددة الدخل والخرج

وصف التوثيق لأطروحة الماجستير :

يقوم البحث والتوثيق لأطروحة الماجستير على سبعة فصول, ثلاث فصول نظرية تحمل التمهيد النظري وأربع فصول عملية توضح الإجراء العملي الذي تم تطبيقه.

الفصل الأول: قنوات الإرسال اللاسلكية والأنظمة متعددة الدخل والخرج

يُعنى هذا الفصل بدراسة شاملة ومفصلة للقنوات اللاسلكية ويبين أنواعها بدءا من الأساس الفيزيائي أي القوى الكهرطيسية والأمواج المنتشرة وخصائصها وصولا إلى النماذج المستخدمة في الاتصالات الحديثة وبالأخص نموذج قناة أنظمة الاتصال متعدد الدخل والخرج. كما يدرس هذا الفصل نظريا الأنظمة متعددة الدخل والخرج ويشرح أنواعها, علاقاتها, كيفية عملها وماهيتها ويخص بالذكر التباين الحيزي والتجميع الحيزي وخوارزمياتها وتطبيقاتها بشكل واضح وسهل مقدما نماذج رياضية وتحليلية.

الفصل الثاني: عرض و دراسة للتجميع بالتقسيم التجميعي المتعامد

يعرض هذا الفصل ماهية ربط تقنية الـ MIMO بالتجميع بالتقسيم الترددي المتعامد OFDM, كما يدرس الـ OFDM بكل أبعاده وطبيعة عمله والأفكار الناتجة عن الأبحاث المتعلقة بهذه التقنية, مهتما بمبادئها ومفاهيمها الأساسية والمشاكل التي تعاني منها هذه التقنية وكيفية بناء نظام مثالي بالدمج مع الـ MIMO.

الفصل الثالث: عرض ودراسة للتكيف (التوافق) وتطبيقاته

يدرس هذا الفصل تقنية التكيف (التوافق) ويعرض تطبيقاتها, أنواعها وتصنيفاتها ويخص بالذكر النوع الذي تم استخدامه في الأطروحة مع البرهان الرياضي والعلاقات المبينة له.

الفصل الرابع: دراسة عملية شاملة لنظام متعدد الدخل و الخرج

يُعنى هذا الفصل بدراسة ومحاكاة ومقارنة واستخلاص النتائج في الأنظمة متعددة الخرج و الدخل, وذلك للأنظمة متعددة الهوائيات و لنماذج و طرق استقبال التجميع الحيزي.

الفصل الخامس: دراسة عملية شاملة للتجميع الحيزي في الأنظمة متعددة الدخل و الخرج وتطبيق تقنيات التكيف

يعرض هذا الفصل دراسة ومحاكاة ومقارنة واستخلاص النتائج لنماذج وخوارزميات الاستقبال للتجميع الحيزي في الأنظمة متعددة الدخل والخرج كل منها على حدا قبل وبعد استخدام تقنيات التكيف.

الفصل السادس: دراسة عملية شاملة للتجميع الحيزي في الأنظمة المتكيفة متعددة الدخل والخرج وتطبيق تقنيات التجميع بالتقسيم الترددي المتعامد

يقوم على دراسة ومحاكاة ومقارنة واستخلاص النتائج لنماذج وخوارزميات الاستقبال للتجميع الحيزي في الأنظمة المتكيفة متعددة الدخل والخرج كل منها على حدا قبل وبعد استخدام تقنيات التجميع بالتقسيم الترددي المتعامد.

الفصل السابع: الواجهة التطبيقية والنتائج النهائية

يعرض هذا برنامج المحاكاة والواجهة التطبيقية كما يلخص النتائج ويعرض النتائج النهائية.

التمهيد النظري

الفصل الأول

قنوات الإرسال اللاسلكية والأنظمة متعددة الدخل والخرج

Wireless Communication Channels and MIMO Systems

1.1. مقدمة عن قنوات الإرسال اللاسلكية :

يجب البدء بالقول أن أنظمة الاتصالات اللاسلكية تخضع لبيئة القناة الناقلة للإشارة اللاسلكية (wireless channel environment) ويمكن أن نسميها بشكل مباشر القناة اللاسلكية للسهولة. وعلى عكس القنوات السلكية التي تكون خصائصها ثابتة ويمكن التنبؤ بها, فإن القنوات اللاسلكية التي تكون ديناميكية وغير متوقعة. وذلك يُصعب التحليل الدقيق للقنوات اللاسلكية في معظم الأحيان. وفي السنوات الأخيرة أصبح تحسين أنظمة الاتصالات اللاسلكية ضروري مع النمو السريع لخدمات الاتصالات المتنقلة (mobile communication services) وبالأخص نشوء قطاع خدمات الحزم العريضة للأجهزة النقالة (broadband mobile Internet access services). في الواقع إن الفهم الجيد للقنوات اللاسلكية سوف يضع الأساس لتطوير تكنولوجيا النقل اللاسلكي, للتوصل لأنظمة عالية الأداء و ذات كفاءة عرض مجال ممتازة.

و من هذا المنطلق سأقوم بدراسة تفصيلية للقنوات اللاسلكية بدأً من الأساس أي القوى الكهرطيسية والأمواج المنتشرة وخصائصها وصولا إلى النماذج المستخدمة في الاتصالات الحديثة.

1.2. دراسة لقنوات الإرسال اللاسلكية: انتشار الإشارة والخفوت

The Wireless Channel: Propagation and Fading

إن انتشار الإشارة (radio propagation) في الاتصالات اللاسلكية يعرف بسلوك الموجات الراديوية عندما تنتشر من المرسل إلى المستقبل أي في القناة. والموجات الرادوية (radio waves) تتأثر بشكل رئيسي بثلاث عوامل

مختلفة من الظواهر الطبيعية الفيزيائية وهي الانعكاس (reflection) والانعراج (diffraction) والتبعثر (scattering) [59, 60].

الانعكاس Reflection هو ظاهرة فيزيائية (physical phenomenon) تظهر عندما تصطدم الأمواج الكهرطيسية المنتشرة بجسم ذو أبعاد كبيرة مقارنة مع طول الموجة, كسطح الأرض و الأبنية مثلا. فتُجبر طاقة الإشارة المرسلة على أن تعكس اتجاهها عائدة إلى المصدر بدلا من تمر على طول طريق المسار إلى المستقبل.

الانعراج Diffraction وهو ظاهرة فيزيائية أخرى تظهر عند إعاقة أو اعتراض المسار الراديوي (radio path) بين المرسل و المستقبل بسطح غير منتظم بشكل حاد (sharp irregularities) أو بسطح ذو ثقوب و فتحات صغيرة. و تظهر على شكل موجات منعرجه حول العوائق الصغيرة و على شكل موجات منتثرة (spreading) عندما تعبر من خلال الفتحات الصغيرة. الموجات الثانوية الناتجة عن ظاهرة الانعراج مفيدة لتشكيل مسار بين المرسل والمستقبل عندما يكون مسار خط البصر (line-of-sight path) غير متاح.

التبعثر scattering هو ظاهرة فيزيائية تُجبر موجة الإشعاع الكهرومغناطيسي على الانحراف و الخروج عن المسار السوي عن طريق عائق أو عدة عوائق صغيرة الأبعاد مقارنة مع طول الموجة. و كمثال على العوائق التي تؤدي إلى ظاهرة التبعثر, أوراق الشجر و الإشارات المرورية و أعمدة الإنارة.

و بعبارة أخرى انتشار الإشارة الكهرومغناطيسية أو الرادوية معقد وعملية التنبؤ بها صعبة و تحكمه الظواهر السابقة (الانعكاس (reflection) والانعراج (diffraction) والتبعثر (scattering)) وشدة تأثيرها تختلف مع اختلاف البيئات وعند اختلاف الظروف.

وهناك خاصية فريدة (unique characteristic) في القناة اللاسلكية هي ظاهرة تدعى الخفوت fading, وهو تغير سعة الإشارة (signal amplitude) مع التردد و الوقت. و على عكس الضجيج المضاف (additive noise) الذي يعتبر السبب الأكثر شيوعا لتردي الإشارة, فالخفوت هو سبب أخر لتردي الإشارة و تصنف على أنها اضطراب الإشارة غير المضاف (non-additive signal disturbance) في القناة اللاسلكية. والخفوت إما يكون بسبب الانتشار متعدد المسارات (multipath propagation) و يشار له بخفوت تعدد المسارات (multi-path fading),

أو يكون الخفوت بسبب التظليل (shadowing) الناتج عن العقبات و العوائق التي تؤثر على انتشار الموجة الكهرطيسية و يشار له بظل الخفوت (shadow fading).

تم نمذجة ظاهرة الخفوت في قناة الاتصال اللاسلكية بدايةً (initially modeled) إلى الحزم (bands) التالية HF و UHF و SHF و ذلك في سنة 1950 لغاية 1960.

HF, High Frequency 3 to 30MHz

UHF, Ultra High Frequency 300 to 3000 MHz

SHF, Super High Frequency 3 to 30 GHz

حاليا النماذج الأكثر شعبية واستخدامًا في قنوات الاتصال اللاسلكية تم إنشاؤها للترددات 800MHz to 2.5GHz من خلال قياسات موسعة للقناة في هذا المجال (extensive channel measurements in the field). وتشمل نماذج القناة المعايرة (ITU-R standard channel models) المتخصصة بأنظمة الاتصالات وحيدة الهوائي (single-antenna communication system), وعادة يشار إليها بالاتصالات وحيدة الدخل وحيدة الخرج SISO 'Single Input Single Output' communication. وفي الوقت الحالي تستخدم نماذج القناة الحيزية (spatial channel models) لأنظمة الاتصال متعددة الهوائيات ويُشار إليها بالأنظمة متعددة الدخل متعددة الخرج MIMO 'Multiple Input Multiple Output' Systems. والتي تم تطويرها مؤخرا من قبل مختلف منظمات البحث و المعايير الدولية مثل[63] :

IEEE 802, METRA Project, 3GPP/3GPP2, and WINNER Projects

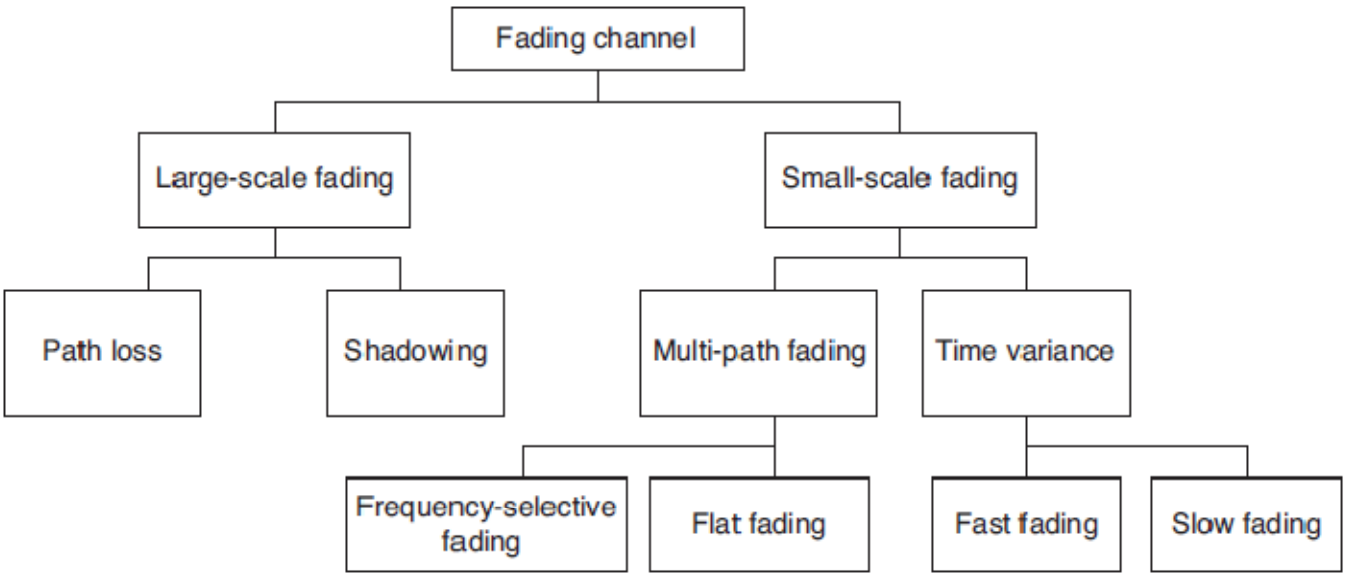
والتي تهدف وتسعى كلها إلى تحقيق إرسال و اتصال عالي السرعة (high-speed wireless transmission) وإلى زيادة ربح التباين (diversity gain).

يمكن تصنيف ظاهرة الخفوت إلى نوعين رئيسين مختلفين: خفوت على نطاق واسع (large-scale fading) وخفوت على نطاق ضيق (small-scale fading).

يظهر الخفوت واسع النطاق (large-scale fading) عند التحرك والانتقال لمسافات بعيدة وعلى سبيل المثال (Distance of the order of cell size) وهو ناتج عن فقدان المسار (path loss) للإشارة تبعا للمسافة [59], وينتج التظليل (shadowing) من العوائق الكبيرة كالمباني والتضاريس (intervening terrains) والمساحات

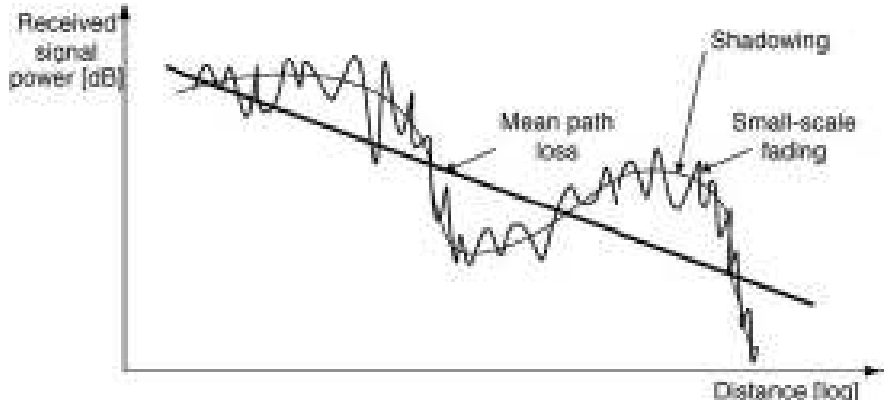
النباتية (vegetation). يعتبر التظليل (shadowing) عملية بطيئة الخفوت (slow fading process) ويتسم بتباين متوسط لفقدان المسار (variation of median path loss) بين المرسل والمستقبل المتوضعين في أماكن ثابتة. وكخلاصة أقول بأن الخفوت واسع النطاق يُوصف و يُقاس بمتوسط فقدان المسار (average path loss) وبالتظليل (shadowing).

أما الخفوت ضيق النطاق (small–scale fading) يشير إلى التغير السريع لمستويات الإشارة (rapid variation of signal levels) من جراء التداخل البنّاء والهدّام (constructive and destructive interference) لمسارات الإشارة المتعددة (multiple signal paths 'multi–paths') ويحدث عند انتقال وتحرك المحطة المحمولة (mobile station) لمسافات قصيرة. اعتمادا على مدى القرب (relative extent) لتعدد المسارات (multipath), فسمة الخفوت ضيق النطاق هي الانتقاء الترددي (frequency selectivity) للقناة عن طريق الانتخاب الترددي أو التردد المستوي frequency selective or frequency flat. أما ظاهرة انتشار دوبلر (Doppler spread), تنتج بالاعتماد على اختلاف الوقت بسبب سرعة تحرك الهاتف المحمول (mobile) على القناة. يمكن تصنيف الخفوت قصير المدى (short–term fading) إلى خفوت سريع (fast fading) وخفوت بطيء (slow fading). الشكل التالي يُبسط و يُوضح و يُصنف أنواع الخفوت في القنوات (types of fading channels):



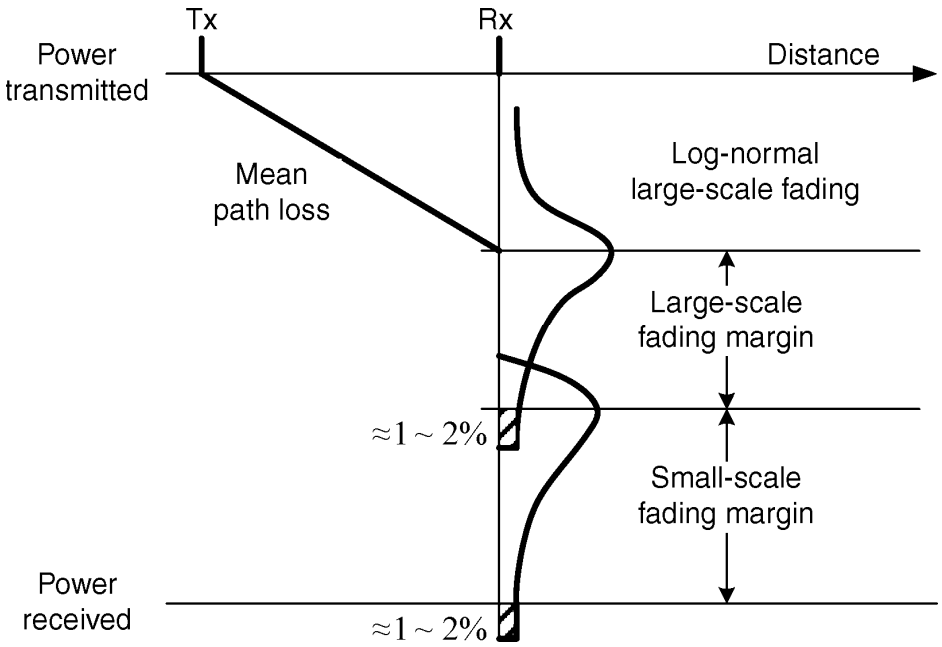
الشكل (1.1) تصنيف للخفوت في القناة Classification of fading channels

العلاقة بين الخفوت واسع النطاق (large-scale fading) والخفوت ضيق النطاق (small-scale fading) موضحة بالشكل (1.2), الخفوت واسع النطاق يعبر عنه بيانيًا بمتوسط فقد المسار (mean path loss) حيث تتزايد مع المسافة, وقيمة التظليل تتغير على طول متوسط فقد المسار. ويمكن أن تتغير طاقة الإشارة المستقبلة حتى على مسافة قريبة من المرسل, ويعود ذلك إلى التظليل (shadowing) الناتج عن العوائق في المسار. وعلاوة على ذلك فإن مكونات التبعثر تجلب الخفوت ضيق النطاق, والتي ينتج عنها في النهاية تغيير قصير الأمد (short-term variation) للإشارة التي شهدت سابقا ظاهرة التظليل.



الشكل (1.2) مقارنة بين الخفوت واسع النطاق والخفوت ضيق النطاق Large-scale fading vs. small-scale fading [61]

ميزانية الوصلة (Link budget) هي أداة و صفة مهمة في تصميم أنظمة الاتصالات اللاسلكية. وهي تمثل جميع الأرباح (gains) والخسائر (losses) خلال القناة اللاسلكية حتى المستقبل, وهي تسمح بالتنبؤ بقوة الإشارة المستقبلة مع هامش الطاقة المطلوب. فقدان المسار و الخفوت هما العاملان الأكثر أهمية الذين يؤخذان بعين الاعتبار بالنسبة لميزانية الوصلة. الشكل (1.3) يوضح ميزانية الوصلة (link budget) المتأثرة بالعوامل السابقة, ومتوسط فقدان المسار هو العامل المحدد (deterministic factor) التي يمكن التنبؤ به على مسافة المسار بين المرسل والمستقبل.



الشكل (1.3) ميزانية الوصلة لقناة الخفوت Link budget for the fading channel

بينما التظليل (shadowing) والخفوت ضيق المدى (small-scale fading) هي ظواهر عشوائية (random phenomena), مما يعني أن أثارها يمكن فقط التنبؤ بها باستخدام التوزيع الاحتمالي (probabilistic distribution). وعلى سبيل المثال, ينمذج التظليل عادةً باستخدام التوزيع اللوغارتمي الطبيعي (log-normal distribution).

ونظرا للطبيعة العشوائية لظاهرة الخفوت, يجب إضافة قليل من الطاقة كهامش لضمان المستوى المرغوب به من طاقة الإشارة المستقبلة. وبعبارة أخرى يجب علينا تحديد الهامش الذي يستوجب و يضمن قوة الإشارة المستقبلة خارج العتبة المحددة المعطاة في حدود المعدل المرجو في التصميم (على سبيل المثال 98-99%). كما هو موضح بالشكل السابق إن هوامش الخفوت واسع النطاق وضيق النطاق يجب دراستها بحيث يتم الحفاظ على الخدمة ولا يتعدى معدل الانقطاع 1-2%, وهذا يعني أن طاقة الإشارة المستقبلة يجب أن تكون مساوية لما هو في التصميم أو أقل باحتمال لا يتعدى 0.02. ففي هذا التحليل من الضروري توصيف الطبيعة الاحتمالية لكل من التظليل وفقدان المسار [61].

1.3. القناة متعدّدة الدخل والخرج (MIMO Channel) :

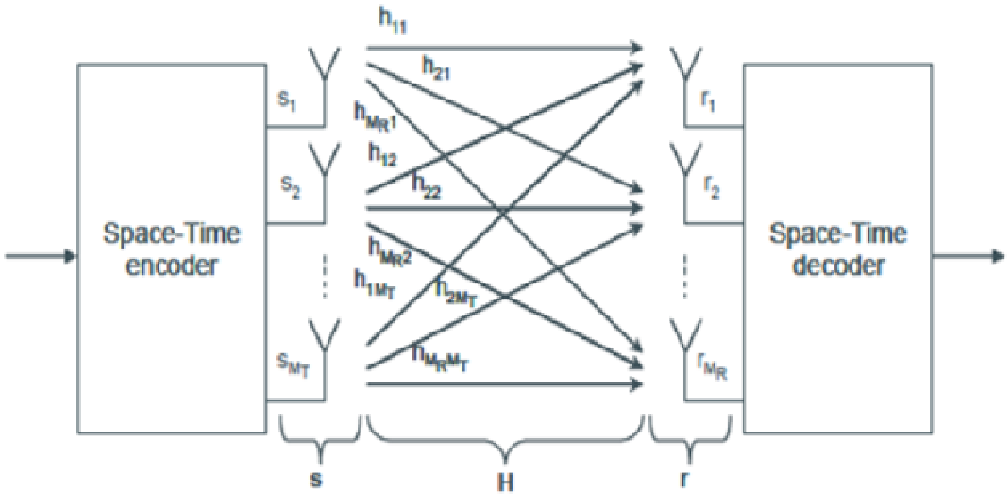
تكون الأنظمة الغير المتعدّدة الدخل والخرج مرتبطة عبر قنوات ترددية مختلفة وباستخدام العديد من التردّدات بينما القناة التردّدية في أنظمة الـ (MIMO) تحتوي على العديد من القنوات التي تعمل ضمن حزمة ترددية واحدة لذلك فإنه من المفروض إيجاد آلية لفصل وضبط كامل مسارات الإشارة.

بفرض انه لدينا نظام متعدد الدخل والخرج (MIMO) يتألف من Nt هوائي إرسال, Nr هوائي استقبال وبفرض أن الحزمة الترددية المستخدمة للإرسال ضيقة بشكل كافٍ لاعتبار أن القناة عديمة الانتقائية للتردد .

يحتوي النموذج الرياضي للقناة (MIMO) على المصفوفة (H) حيث تتضمن الأخيرة على العناصر المباشرة وغير المباشرة للقناة وهذه العناصر تمثل الربح العقدي (hji) والذي يمثل معامل الخفوت (Fading Factor) بين المرسل (i)والمستقبل (j).

حيث أن العناصر المباشرة للقناة مثل (h11) تمثل تسطح القناة (ناقليتها) بينما العناصر غير المباشرة مثل (h21) فهي تمثل عازلية القناة ، وبفرض أن الإشارة المرسلة هي (s) والإشارة المستقبلة هي (r) وضجيج القناة هو (n) ومع الأخذ بعين الاعتبار عدم التغير الزماني (time–invariant) وعرض الحزمة الضيق للقناة (narrow–band channel) وبالتّالي يمكن صياغة النموذج الرياضي للقناة متعددة الدخل و الخرج (MIMO) على الشكل التّالي :

$$r = Hs + noise \qquad (1.1)$$



الشكل (1.4) يبين الشكل الفيزيائي لقناة متعددة الدخل والخرج MIMO

إن معرفة المصفوفة (H) أمر ضروري وذلك من أجل فك التّرميز حيث نحصل عليها عن طريق إرسال سلسلة اختبار معروفة وإذا قام المستقبل بإرسال التقدير التقريبي للقناة إلى المرسل فإنه من الممكن استخدامه في عملية التّرميز حيث أن التّرميز يقوم بعملية تحسين إضافي لأداء أنظمة الـ (MIMO) .

1.4. سعة قناة وحيدة الدخل والخرج (SISO Channel capacity) :

قام العالم شانون (Shanon) بوضع نموذج رياضي لتحديد السعة للقناة وحيدة الدخل والخرج (SISO 'Single Input Single Output') على الشكل التّالي [16]:

$$C_{SISO} = f_g \log_2(1 + \frac{S}{N}) \qquad (1.2)$$

حيث أن :

f_g : عرض الحزمة المرسل.

$\frac{S}{N}$: نسبة الإشارة إلى الضجيج (SNR) .

من هذه العلاقة نلاحظ أنه من أجل تحسين سعة القناة (SISO) فإنه يجب زيادة عرض الحزمة أو استخدام طرق تعديل مختلفة إلّا أن فعّالية الطّيف لا يمكن أن تحسّن عن طريق زيادة عرض الحزمة فقط.

1.5. سعة القناة متعددة الدخل والخرج (MIMO Channel capacity) :

أمّا من أجل أنظمة الـ (MIMO) فإن نموذج شانون الذي يوصف سعة القناة يعتمد على عدد الهوائيات (M) ولنفرض أن (M) هو العدد الأصغري بين عدد الهوائيات المستخدمة للإرسال (Mt) أو الاستقبال (Mr) .

وهي تمثل عدد الوصلات الفراغية ضمن القناة الواحدة وكمثال فإن الأنظمة (3*2) ممكن أن تنجز وصلتين فقط وكذلك بالنسبة للأنظمة (4*2). وبشكل عام من أجل أنظمة الـ (MIMO) فإن سعة القناة يمكن أن تعطى بالعلاقة التّالية [39]:

$$C_{MIMO} = Mf_g \log_2(1 + \frac{S}{N}) \qquad (1.3)$$

إن سعة القناة في أنظمة الـ (MIMO) تزداد بشكل خطي مع زيادة عدد الهوائيات. حيث أن الصيغة (1*2) أو (2*1) تشير إلى الاختلاف في عدد هوائيات الدخل والخرج.

بناءً على ذلك فإن السّعة ($C_{Tx/Rx}$) تزداد بشكل لوغاريتمي مع ازدياد عدد الهوائيات وهذا ما توضحه العلاقة التّالية [39]:

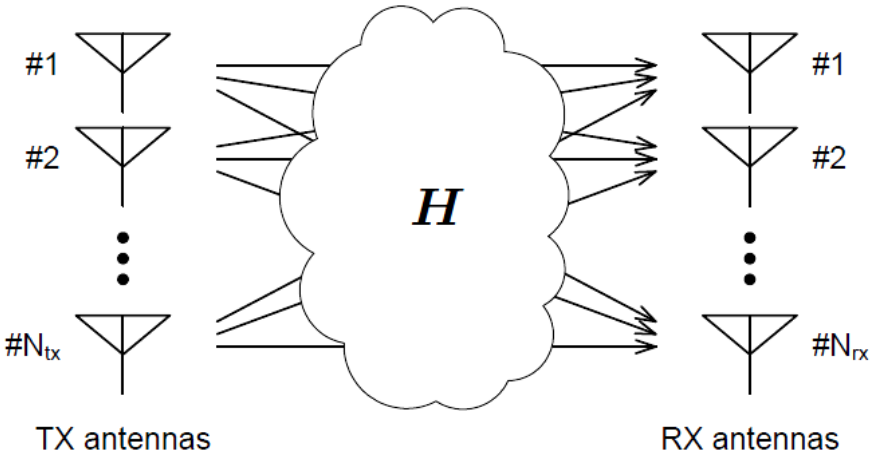
$$C_{Tx/Rx} = f_g \log_2[1 + M\left(\frac{S}{N}\right)] \qquad (1.4)$$

وبالنتيجة فإن سعة قناة MIMO تزداد بشكل أسرع من قناة SISO , إلا أن الثمن المدفوع مقابل زيادة السعة هو أولاً في العتاد (عدد الهوائيات وبالتالي الدارات الإلكترونية التابعة لها) وثانياً في البرمجيات التي تكون أكثر تعقيداً في طرف الاستقبال .

1.6. نموذج قناة الخفوت المسطح (مستوي) للأنظمة متعددة الدخل و الخرج

MIMO Flat Fading Chanel Model

يبين الشكل (1.5) شرح مبسط لنظام MIMO. ولنفرض هنا بأن عرض المجال الترددي للإرسال ضيق جدا وبالتالي سيكون الخفوت مستوي (Flat fading). وهذا الفرق يمكن أيضا تطبيقه على الأنظمة عريضة الحزمة لأنه عند كل نقطة تردد يمكن اعتبار القناة مستوية. وبفرض نظام الـ MIMO الذي لدينا يحوي على N_{tx} هوائي إرسال و N_{rx} هوائي استقبال. وبالتالي ينتج لدينا مصفوفة H ($N_{rx} \times N_{tx}$) وهي مصفوفة القناة للنظام متعدد الدخل والخرج.



الشكل (1.5) مبدأ قناة للأنظمة متعددة الدخل والخرج

ويمكن التعبير عن هذه المصفوفة بين المرسل Tx والمستقبل Rx بالشكل التالي كما بالمعادلة (1.5):

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1N_{tx}} \\ h_{21} & h_{22} & \cdots & h_{2N_{tx}} \\ \vdots & \vdots & h_{ij} & \vdots \\ h_{N_{rx}1} & h_{N_{rx}2} & \cdots & h_{N_{rx}N_{tx}} \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

حيث h_{ij} هو عنصر من السطر i^{th} و العمود j^{th} من المصفوفة H, و يرمز إلى القناة من الهوائي المرسل j^{th} للهوائي المستقبل i^{th} .

يمكن القول بأن قناة MIMO لها تأثير ثنائي متبادل و يمكن تعريف عوامل هذا التأثير المتبادل C_{tx} و C_{rx} للمرسل و المستقبل واستنادا لما سبق يمكنني تعريف القناة H بالعلاقة التالية:

$$H = C_{rx} H' C_{Ttx} \quad (1.6)$$

حيث H' $(N_{rx} \times N_{tx})$ و هي مصفوفة القناة من دون عامل التأثير الثنائي المتبادل. و بفرض أن كل الهوائيات (N هوائي) المستخدمة بالنظام لها نفس الممانعة المميزة Z_L , و يمكن أن نعرف مصفوفة C (NxN) على النحو التالي [36]:

$$C^{-1} = \frac{1}{Z_L} \begin{bmatrix} Z_L + Z_{11} & Z_{12} & \cdots & Z_{1N} \\ Z_{21} & Z_L + Z_{22} & \cdots & Z_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Z_{N1} & Z_{N2} & \cdots & Z_L + Z_{NN} \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

حيث Z_{ij} هي الممانعة الذاتية\المتبادلة بين الهوائي ith و الهوائي jth [37]. مع العلم انه يمكن لـ C_{rx} & C_{tx} أن تعرف بأكثر من طريقة.

وأريد التنويه هنا بأنه لن يكون محور اهتمامي في هذه الرسالة كيفية اشتقاقها أو تعريفاتها فهنا سأهتم بالتطبيق العملي لها كما سيُرى في الأقسام العملية حيث أن قناة الخفوت رايلي هي حجر الأساس في كل أنواع المحاكاة التي استخدمتها واستخلصت النتائج منها كما سيرد في الفصول العملية.

1.7. مقدمة عن الأنظمة متعددة الدخل والخرج MIMO:

في السنوات الأخيرة ازدادت أهمية الخدمات اللّاسلكية ورافق ذلك الحاجة لزيادة سعة النظام اللاسلكي وكذلك تأمين جودة أداء عالية و كذلك فإن العديد من الخيارات كزيادة عرض الحزمة أو استخدام التّعديل المحسن أو حتى أنظمة التّجميع باستخدام الكود باتت عملياً توفر إمكانية محدودة لزيادة فعالية الطّيف.

إن الأنظمة متعددة الدخل والخرج (MIMO 'Multiple Input Multiple Output') تؤمن التّجميع الفراغي للإشارات باستخدام مصفوفة هوائيات, لتحسين فعالية عرض الحزمة المستخدمة، حيث تستخدم عدة مداخل وعدة مخارج وذلك من أجل قناة ترددية وحيدة، وهذه الأنظمة معرفة على أساس التباين الحيزي (Spatial diversity) والتّجميع الحيزي (Spatial multiplexing).

- **التباين الحيزي (Spatial Diversity)**: هو الفصل الفراغي بين المرسل (Tx) والمستقبل (Rx). حيث أن نفس الإشارة ممكن أن ترسل من قبل هوائي آخر إن لم يتم تقسيم البيانات على مصفوفة الهوائيات المرسلة, أو أن تستقبل من قبل أكثر من هوائي مستقبل.
- **التّجميع الحيزي (Spatial multiplexing)**: يعني أن النظام قادر على حمل أكثر من دفقة بيانات فراغية واحدة وذلك باستخدام نفس التردّد الحامل معا.

وهذا التوجه في مجال الاتصالات اللاسلكية يمكن تحقيقه إذا وفقط إذا طبقنا معالجة الإشارة (signal processing) بأبعد مستوياتها و استخدام معالجات الإشارة الرقمية (digital signal processors) والدارات التكاملية عالية السرعة مثل ADC. والنقاط الأساسية التي تؤخذ بعين الاعتبار عند استخدام الأنظمة متعددة الهوائيات في الإرسال على وصلة لاسلكية (wireless link), هي ربح المصفوفة (Array gain) وكبح التداخل (Interference suppression) والتوجيه الحيزي (Spatial diversity) وتحديد موقع المرسل (Transmitter localization).

ربح المصفوفة Array gain: نظرا لاستخدام هوائيات متعددة فإن ربح النظام المؤلف من مجموعة الهوائيات يزداد مما يؤدي إلى زيادة مجال التغطية. وهذا مفيد في المناطق النائية ذات الكثافة السكانية المنخفضة. و بالتالي يمكن تخديم مساحات كبيرة بعدد أقل من المحطات (base stations). و بدلا مما سبق يمكن أيضا الاستفادة من مردود

المصفوفة على النحو التالي, بتخفيض طاقة الإرسال للأجهزة المحمولة (mobile units) وينعى ذلك لزيادة الربح (gain) والحساسية (sensitivity) لمصفوفة الهوائيات في المستقبل.

كبح التداخل Interference suppression: بتوظيف و الاستفادة من البعد الحيزي (spatial dimension) المُقدم من تقنية الهوائيات المتعددة أي الأنظمة متعددة الدخل والخرج MIMO, من الممكن تقليل أو كبح التداخل بين الإشارات بأسلوب لا يمكن تحقيقه في الأنظمة وحيدة الهوائيات. وبالتالي النظام يمكن أن يعدل ليصبح أكثر حساسية (susceptible) للتداخل ويكمن تقليل المسافات بين المحطات التي تستخدم نفس قناة التردد/الزمن (time/frequency channel), وهذا مفيد جدا في المناطق ذات الكثافة السكانية العالية. و كل ذلك يؤدي تحسين سعة النظام system capacity improvement.

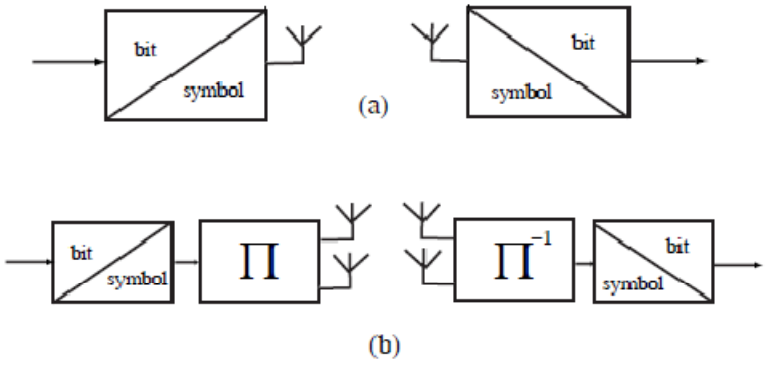
التباين الحيزي Spatial diversity: يمكن أيضا استخدام أنظمة الهوائيات المتعددة لمقاومة خفوت القناة (channel fading) الناتج عن الانتشار متعدد المسارات (multipath propagation). حيث يتحقق ذلك عندما تكون أنظمة الهوائيات المتعددة مدروسة بشكل جيد ويكون فيها تباعد الهوائيات في جهة المستقبل مناسب لإعطاء نسخ من الإشارة التي تعرضت لظواهر مختلفة من درجات الخفوت أثناء الانتشار في القناة اللاسلكية. فاحتمال ضئيل جدا أن تكون جميع النسخ متأثرة بالخفوت بشكل كبير وبنفس الوقت. وبالتالي التوجيه الحيزي (Spatial diversity) يزيد من متانة الوصلة اللاسلكية (the robustness of the wireless link) ويمكن استخدام جميع ما سبق للحصول على إنتاجية أعلى للبيانات (higher data throughput) أو للتقليل من طاقة الإشارة المرسلة وذلك يؤدي إلى تحسين سعة الوصلة (link capacity).

تحديد موقع المرسل Transmitter localization: يمكن استخدام المستقبل في الأنظمة المتوافقة متعددة الدخل والخرج Adaptive MIMO لتحديد موقع ووجهة المرسل, مثل استخدام كلتا أذنينا لتحديد مصدر الصوت في غرفة دون استخدام عينانا. و لهذا تطبيقات عديدة كخدمات تحديد الموقع.

1.8. مبدأ ومنهجية الأنظمة متعددة الدخل والخرج:

يمكننا البدء بالمقارنة وتوضيح الفرق الرئيسي بين أنظمة SISO وأنظمة MIMO التي يكون فيها Nt هوائي إرسال و Nr هوائي استقبال هو بإضافة مرحلة جدولة (mapping) من تدفق وحيد (single stream) لرموز

البيانات إلى Nt تدفق جزئي من الرموز و العملية العكسية المقابلة في المستقبل أي تجميع التدفقات الجزئية إلى تدفق وحيد. و يتضح ذلك بالشكل (1.6) حيث يُرمز لعملية الجدولة (mapping) لكل من جهة المرسل والمستقبل في المخطط الصندوقي ب Π و Π^{-1} .



الشكل (1.6) مفهوم أنظمة الـ (a) SISO and (b) MIMO
تضاف مرحلة جدولة لأنظمة الـ MIMO (Π mapping and Π^{-1} de-mapping), تُحسب وتُحسن هذه الجدولة وذلك لإنقاص BER أو لزيادة spectral efficiency للوصلة اللاسلكية

ويمكن أن نشير إلى الأنظمة متعددة الدخل والخرج MIMO على أنها أكثر الأنظمة عمومية حيث يمكن الاعتبار مجازياً أن أنظمة SISO, MISO و SIMO هي حالات خاصة منها. والمشكلة الرئيسية تكمن في, كيفية اختيار وتصميم عمليات الجدولة Π و Π^{-1} بحيث تؤدي إلى تحسين الأداء (optimize the performance) للوصلة اللاسلكية (wireless link).

حيث يعبر عن الأداء بعدة نقاط كما يلي:

الأداء: يعرف الأداء على أنه النظام الذي يتطلب أقل نسبة استطاعة للضجيج Eb/No عند معدل خطأ مفروض للبت BER.

معدل البتات Bit Rate: والهدف هنا توفير أعلى معدل ممكن للبتات خلال وحدة عرض المجال (highest possible bit rate per unit bandwidth). و غالبا ما يُعرف هذا بالكفاءة الطيفية (spectral efficiency). وقد تم وضع الحد النهائي أو أعلى معدل بتات محتمل يمكن تحقيقه مع أقل احتمال لخطأ في البتات في قناة الضجيج الغاوسية (Gaussian noise channel), عن طريق معادلات شانون Shannon المرجعية. تعرف الكفاءة الطيفية (spectral efficiency) في الأنظمة الخلوية في بعض الأحيان, على

أنها عدد البتات المرسلة خلال عرض المجال في واحدة المساحة المغطاة (number of transmitted bits per bandwidth per unit area of coverage).

الوثوقية Reliability: غالبا ما يتعارض مفهوم الوثوقية مع معدل البتات العالي (high bit rate) و يمكن القول انه يتم قياس الوثوقية أو قدرة الإرسال (robustness of the transmission) باستخدام متوسط معدل خطأ البتات (Average BER 'Bit Error Rate'). و بما أن القناة الراديوية متغيرة مع الزمن (time varying) إلا إذا لم تتحرك محطة الموبايل (MS 'mobile station') نهائيا, فمن المهم استخدام إستراتيجية اتصال (communication strategy) تستطيع أن تصمد أمام الخفوت القوي (fading dips) في معدل الإشارة للضجيج (SNR) الناجم عن عدة أسباب منها تعدد المسارات (multipath propagation).

التعقيد Complexity: باعتبار واحدة من نهايات الوصلة اللاسلكية قد تكون تعمل بالبطارية (battery powered), فمن المهم أن يكون لدينا تعقيد أقل في الجدولة (low complexity mappings) أو عكس الجدولة (inverse mappings) مع العلم أنه كل ما زاد التعقيد سوف تستهلك طاقة أكثر. وبالتالي غالبا ما يكون المرغوب هو تصميم نموذج الإرسال\الاستقبال (transmission/reception schemes) بحيث يكون التعقيد غير متماثل (non–symmetric), وبتحديد موقع توضع الخوارزميات الأقل تعقيدا و ذلك في الجهة التي تعمل بالبطارية (battery powered side). وبالتالي الجدولة (mappings) Π و Π^{-1} غالبا تختلف باختلاف جهة القناة و ذلك بالأنظمة المزدوجة (duplex system). ولكن للسهولة في هذه الأطروحة سأستخدم نظام جدولة (mapping) متماثل في كل من المرسل المستقبل.

و النقاط المذكورة سابقا هي غالبا متضاربة مع بعضها البعض ومصمم النظام يجب أن يختار بعناية المقايضة بينها (trade–off), مع الأخذ بعين الاعتبار أيضا الجوانب الاقتصادية وقابلية التحرك (mobility).

أحد العوامل المهمة التي لها تأثير على الجدولة (Π mapping) في الشكل (1.1) هو معرفة معاملات قناة متعددة الدخل والخرج MIMO اللحظية (instantaneous MIMO channel parameters) في جهة المرسل. و هذا يقسم الجدولة (Π mapping) إلى فئتين, واحدة مع معلومات حالة القناة ('channel state information' CSI) في جهة المرسل و الأخرى من دون. معلومات حالة القناة CSI تتطلب في معظم الحالة قناة تغذية عكسية (feedback channel), والتي تستهلك من عرض حزمة النظام (consumes system bandwidth) لكن

يحسن من المتانة والكفاءة الطيفية (robustness and spectral efficiency). و بالتالي إمكانية استخدام قناة تغذية عكسية (feedback channel) هو عملية مقايضة أخرى (trade off) يجب أخذها بعين الاعتبار. تطبق الجدولة Π و Π^{-1} في بعض الأحيان على القسم الصلب (hardware), مما يعطي نظام ذو تعقيد حسابي أقل (lower computational complexity). وهذا سيقلل من الأداء بعض الشيء مقارنة بالحل البرمجي (software solution), و معدل الهبوط بالأداء يعتمد على حالة القناة (channel scenario).

1.9. التباين الحيزي (Spatial Diversity):

يقوم التباين الحيزي بتحسين جودة الإشارة وكذلك رفع نسبة الإشارة إلى الضجيج عند طرف الاستقبال وبشكل خاص في الشبكات اللّاسلكية الواسعة المساحة حيث أن التّجميع الحيزي (الفراغي) يزيد من حدودها وبالتّالي زيادة تغطية الشبكة وبالتّالي نحن بحاجة لرفع طاقة الإشارة .

إن مبدأ التباين الحيزي يكمن في تكرار إرسال الإشارة المرسلة. وهذه العملية ممكن أن تتم في أي وقت وعبر أي هوائي وأي تردد وأيضاً وفق أي استقطاب.

هناك نوعان من التباين الحيزي يجب أخذهما بعين الاعتبار:

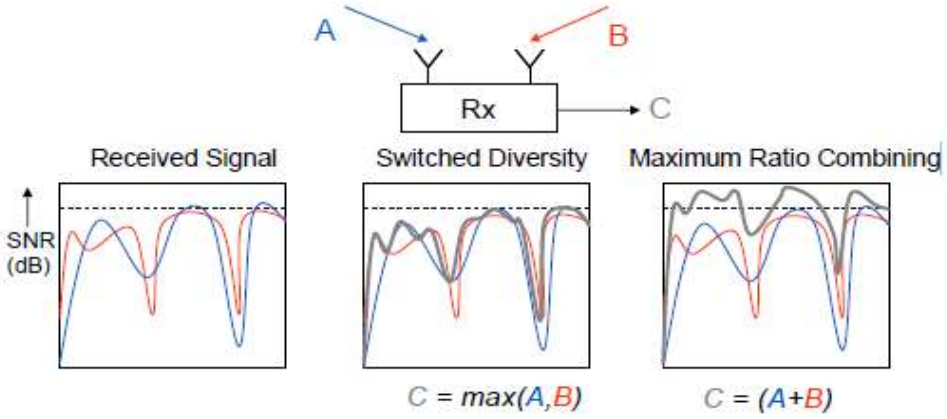
- تباين الإرسال (Tx–Diversity): في هذا النّوع فإن الإشارة المرسلة يعاد إرسالها عبر هوائي إرسال آخر.
- تباين الاستقبال (Rx–Diversity): في هذا النّوع فإن الإشارة المستقبلة تتم مضاعفتها.

إن النّوع الأول مشابه للإشارات في أنظمة الـ (mono) والـ (stereo) حيث أن السّامع ممكن أن يتحسّس النّغمة إذا تمّ إرسالها بإشارة (stereo) .

النّوع الثاني مشابه للأذنين حيث أن السمع بأذنين يكون أفضل من السمع بأذن واحدة.

وكمثال على تباين الإرسال يطبّق ما يسمى (Alamouti space–time code) والتي سيتم شرحها لاحقا, حيث أن هذا التركيز يحقق تباين كامل ويعمل على هوائي استقبال وحيد.

إن تباين الاستقبال يكون باستخدام عدد من هوائيات الاستقبال أكبر من عدد هوائيات الإرسال وأيضاً استخدام خوارزمية تجميع مناسبة، مثل خوارزمية التّجميع بالتبديل (Switched Combining Algorithm) أو خوارزمية تجميع الحصص الأعظمية (Maximum Ration Combining algorithm)، حيث تعمل بشكل مستقل عن التباين إذا علمنا مصفوفة القناة (H).



الشكل (1.7) خوارزميات الاستقبال من أجل التباين الحيزي حيث أن A,B إشارة واحدة.

1.10. التّجميع الحيزي (Spatial Multiplexing):

إن إرسال عدة سلاسل أو عدة دفقات من البيانات عبر عدة هوائيات يدعى بالتّجميع الحيزي (الفراغي) وله نوعان:

النّوع الأول: يدعى (V-BLAST 'Vertical Bell Laboratories Layered Space-Time') في هذا النّوع نقوم بإرسال العديد من سلاسل البيانات المفصولة فراغيا و غير المرمّزة بدون تسوية الإشارة عند المستقبل.

النّوع الثاني: يستخدم التّرميز الزماني- الفراغي , على عكس النّوع الأول ، حيث أن التّرميز الزماني- الفراغي (STC 'Space-Time Coding') يعطي سلاسل بيانات مستقلّة عن بعضها ومتعامدة ممّا يؤدّي إلى تجنب التّداخل بين هذه السّلاسل حيث أن النّوع (V-BLAST) غير قادر على فصل السّلاسل وبالتّالي فإن التداخل متعدد التدفقات (MSI 'Multi-Stream Interferences') ممكن أن يحدث ممّا يجعل الإرسال غير مستقر وكذلك فإن التّرميز (FEC 'Forward Error Coding') ليس بمقدوره القيام بتصحيح دائم ومستمر لهذه الأخطاء.

إن كشف الإشارة المرمّزة زمانياً- مكانياً (STC Signal) عبارة عن معالجة خطية بسيطة وهذه المعالجة تعطي نتائج منطقية جيدة.

يؤمن التّجميع الحيزي سعة عالية ولكن بدون جودة عالية للإشارة, والفائدة الأساسيّة من التّجميع الحيزي هو العلاقة الخطية بين الرّبح في السعة وعدد هوائيات الإرسال. كما يعتبر الأداء الأمثل والتغطية الأمثلية لأنظمة الاتصال

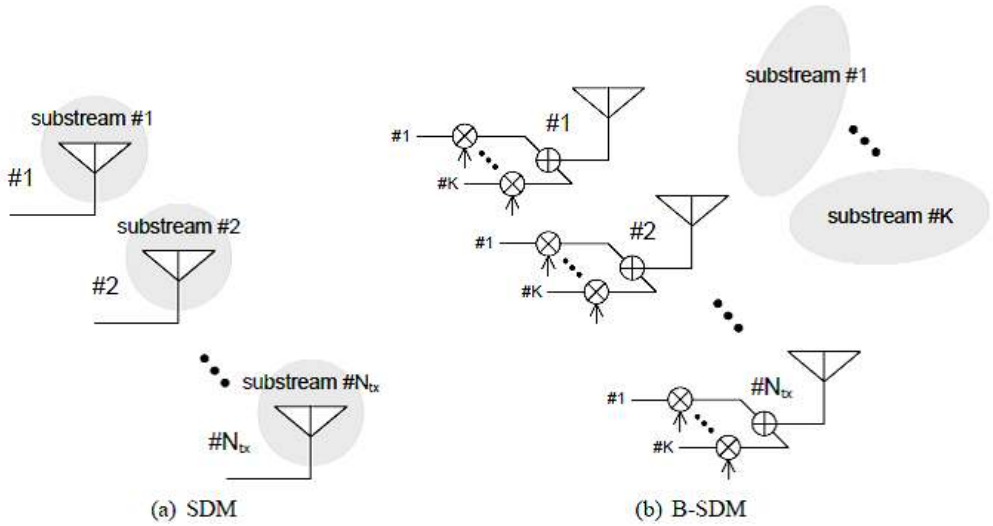
اللّاسلكية ممكن تحقيقهما من خلال التّجميع الحيزي في المجال القريب (عند المرسل) التباين الفراغي في المجال البعيد(عند المستقبل).

1.11. التجميع الحيزي في الأنظمة متعددة الدخل و الخرج

MIMO Spatial Multiplexing

يصنف التجميع الحيزي للأنظمة متعددة الدخل والخرج (Spatial Multiplexing MIMO) إلى SDM و B-SDM.

التجميع بالتقسيم الفراغي 'Space Division Multiplexing' SDM: وفيه يرسل الهوائي TX تدفق جزئي مستقل من الإشارة (sub-stream) كما هو موضح بالشكل (1.8) وهي تعتبر طريقة فعالة لزيادة سعة القناة أو سرعة المعلومات المنقولة وذلك عندما يتوفر معلومات لحالة القناة (MIMO CSI 'Channel State Information') في جهة المستقبل. مع الملاحظة انه يمكن تحديد, و بشكل متكيف عناصر هوائي الإرسال (البتات والاستطاعة) في التدفق الجزئي للتجميع بالتقسيم الفراغي SDM.



شكل (1.8) مفهوم التجميع بالتقسيم الفراغي و للتجميع بالتقسيم الفراغي الإشعاعي (SDM & B-SDM)

التجميع بالتقسيم الفراغي الإشعاعي 'Beam-Space Division Multiplexing' B-SDM: وفيه يشع (beam-forming) الهوائي TX تدفقات جزئية من الإشارة كما هو موضح بالشكل (1.8) ويستخدم في الاتصالات اللاسلكية عالية السرعة. يمكن أن نلاحظ هنا بأن SDM هو حالة خاصة من B-SDM. وأيضا إذا توفرت لدينا

معلومات لحالة القناة (MIMO CSI 'Channel State Information') في جهة المرسل يمكن أن نشكل تحسين واضح في معدل الإشارة للضجيج SNR وكما يمكن أيضا تحديد أداء النظام استنادا على قناة المعلومات هذه.

يعرف شعاع الإرسال الأمثل في التجميع بالتقسيم الفراغي الإشعاعي B-SDM بـ (E-SDM: Eigenbeam-Space Division multiplexing) وهو يستخرج بتطبيق تحليل القيم المتفردة (SVD: Singular Value Decomposition) على المصفوفة H أو بتطبيق تحليل القيم الذاتية (EVD: Eigenvalue Decomposition) على المصفوفة H^HH مع العلم أن

H^H is Hermitian transpose, $H^H = (H^*)^T$

تمكننا تقنية (E-SDM) من إرسال تدفقات جزئية متعامدة مكانيا و زيادة الإنتاجية (throughput) لقناة الأنظمة متعددة الدخل والخرج MIMO System وذلك عن طريق تحديد عناصر هوائي الإرسال (البتات و الاستطاعة) لكل تدفق جزئي على حدا وأخذ القيم المثلى (optimal value). وأيضا الميزات التي تقدمها لنا تقنية (E-SDM) ستزيد فعالية الأنظمة متعددة الدخل والخرج MIMO Systems لزيادة معدل إرسال البيانات في الاتصالات اللاسلكية.

وبما أنني بدأت الحديث عن B-SDM فيجب التنويه بأن التقنية أنفة الذكر لن تتداول بشكل مفصل لاحقا, و إنما ستأخذ بعين الاعتبار E-SDM فقط.

1.11.1. التجميع بالتقسيم الفراغي (space division multiplexing) SDM :

في حال عدم توفر معلومات عن حالة القناة (MIMO CSI) يمكن استخدام تقنية التجمع بالتقسيم الفراغي SDM لتمكين اتصال عالي السرعة, وفيه ترسل الهوائيات TX تدفقات جزئية مستقلة من الإشارة (sub-streams) وباستطاعات متساوية. وهنا يمكن أن نعرف شعاع الاستقبال $r_{SDM}(t)$ طوله Nrx كما يلي:

$$r_{SDM}(t) = Hs(t) + n(t) \qquad (1.8)$$

حيث s(t) هو شعاع الإرسال طوله Ntx الناتج عن الإشارات الصادرة من هوائيات الإرسال في اللحظة t. و n(t) هو شعاع الضجيج الأبيض الغاوصي المضافة (additive white Gaussian noise vector) و طوله Nrx.

مع التنويه بأن معدل الإرسال متناسب طردا مع عدد هوائيات الإرسال. وأن المستقبل بحاجة إلى فك تجميع (demultiplex) الإشارة المكونة من التدفقات الجزئية المتداخلة المستقبلة [62].

1.11.2. التجميع بالتقسيم الفراغي الإشعاعي الأمثل

E-SDM (Eigenbeam space division multiplexing)

في حال توفرت لدينا معلومات لحالة القناة (MIMO CSI 'Channel State Information') في جهة المرسل, وباستخدام الأشعة الجوهرية eigenbeams يمكن أن نجعل تباعد القناة بين المرسل والمستقبل متعامد.

حيث أن تحليل القيم الذاتية (EVD: Eigenvalue decomposition) على المصفوفة H^HH يعرف كما يلي:

$H^HH = UAU^H,$

حيث H^HH هي $N_{tx} \times N_{tx}$ non-negative Hermitian matrix

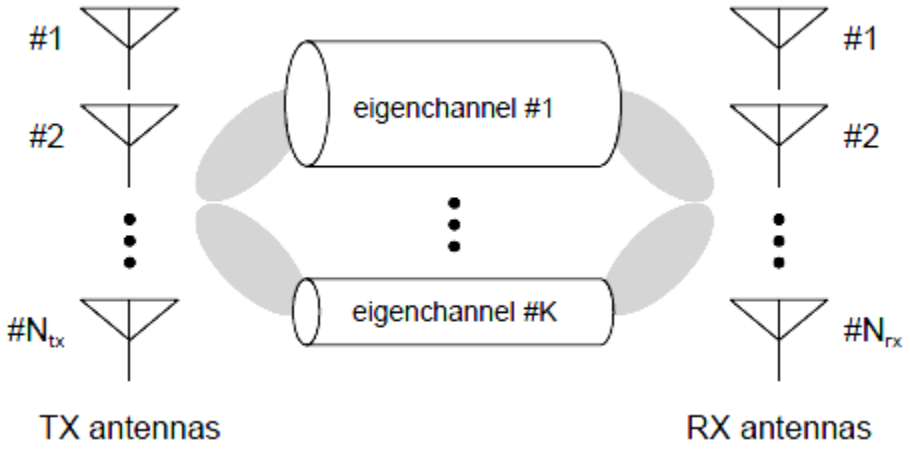
$H^H = (H^*)^T$

$U = [e_1\ e_2 \cdot \cdot \cdot\ e_K]$

$A = \text{diag}\ (\Lambda_1, \Lambda_2, \ldots, \Lambda_K)\quad (\Lambda_1 \geq \Lambda_2 \geq \ldots\ldots\ldots \geq \Lambda_K)$.

حيث $(K \leq \min\ (N_{tx},N_{rx}))$ و هي تشير إلى ترتيب المصفوفة H (Rank of H). $\text{diag}\ (\cdot)$ يشير إلى المصفوفة القطرية. و A يعرف المصفوفة القطرية K x K المكونة من القيم الجوهرية الموجبة (positive eigenvalues) $\Lambda_1, \Lambda_2,\ldots\ldots\ldots\ldots,\Lambda_k,$ من المصفوفة H^HH. عندما تتناسب الأشعة الجوهرية (eigenvectors) $e_1, \ldots, e_K$ على التتالي مع القيم الذاتية (eigenvalues) $\Lambda_1, \Lambda_2,\ldots\ldots,\Lambda_k,$ فيمكننا اعتبار أن الأشعة الجوهرية متناسبة طردا مع شعاع وزن المرسل TX, فيمكننا أن نشكل حزم متعددة متعامدة فراغيا (orthogonal multi-beam space) بين الهوائيات المرسلة والمستقبلة كما هو موضح بالشكل (1.9) و هذي هي تقنية ال E-SDM. ويعطى شعاع الإشارة المستقبلة بالعلاقة :

$$r_{E-SDM}(t) = HUs(t) + n(t) \qquad (1.9)$$



الشكل (1.9) مفهوم الإرسال بتقنية E-SDM

و هنا s(t) شعاع الإرسال و طوله K المكون من الإشارات المرسلة عبر القنوات المثالية (eigenchannels). وفي حال E-SDM مثالي يكون فيه أوزان الأشعة المرسلة (TX weight vectors) تطابق تماما الاستجابة الفورية لقناة الـ MIMO. التدفقات الجزئية المتعامدة مكانيا لا تسبب أي تداخل بين هذه التدفقات في جهة الاستقبال. و الذي يعتبر شيء صعب التحقيق في SDM. و تحت هذا الشرط, فمن السهل فك تجميع (demultiplex) الإشارات المستقبلة باستخدام (MRC: 'maximal ratio combining processing') و الذي يزيد SNR نسبة الإشارة للضجيج في جهة المستقبل RX عن طريق ضرب أشعة الإشارة المستقبلة $r_{E-SDM}(t)$ ب $(HU)^H$. و علاوة على ذلك يمكننا تحقيق أقصى قدر من الإنتاجية لنظام MIMO من خلال تحسين تعديل البت (bit modulation) و توزيع الطاقة لكل تدفق جزئي.

1.12. خوارزميات وطرق فك التجميع في التجميع الحيزي للأنظمة متعددة الدخل والخرج Demultiplexing Schemes in MIMO Spatial Multiplexing:

في هذه الفقرة سأستعرض بعض من طرق فك التجميع (demultiplexing schemes) الاكثر شيوعا والمستخدمة في التجميع الحيزي للأنظمة متعددة الدخل والخرج MIMO-SM, وفيما يلي سأناقش هذه الطرق على تقنية SDM أي انه ستكون القناة المستخدمة هي H وعدد التدفقات (الحزم) الجزئية المرسلة مساوي لعدد هوائيات الإرسال Ntx. ومن الممكن دراسة ومناقشة تطبيق هذه الطرق في (beamforming systems) مثل E-SDM

وذلك باستبدال H بـ HU. مع الملاحظة فرضا أن الطاقة المرسلة الموزعة على الحزم الجزئية متضمنة في شعاع الإشارة المرسلة s(t).

هناك طرق وخوارزميات عديدة لفك التجميع منها الخطية مثل طريقة التصفير بالإجبار والحد الأدنى لمتوسط مربع الخطأ ومنها غير الخطية مثل طريقة الكشف بالأرجحية العظمى, وهناك طرق أخرى عديدة ومتنوعة ولكن تعتبر الطرق السابقة الأكثر استخداما وشعبية, وكل الطرق تعتمد بشكل عام على شعاع الوزن w الذي سنقوم بشرحه وكيفية حسابه لاحقا لكل طريقة على حدا.

1.12.1. طريقة التصفير بالاجبار Zero-forcing schemes :

بما أن التجميع الحيزي (spatial multiplexing) على قناة MIMO ذات الخفوت المستوي (flat-fading MIMO channel) خطي حسب العلاقة (1.8) فبطريقة بسيطة يمكن الكشف عن الإشارة المستقبلة. وذلك بفك تجميعها خطيا, وذلك بضرب هذه الإشارة المستقبلة r(t) بالمصفوفة W وهي مصفوفة الوزن ($N_{tx} \times N_{rx}$ weight matrix) مستندا إلى مصفوفة القناة H. و بالتالي نحصل عل تقدير للإشارة المرسلة من خلال :

$$s'(t) = Wr(t) \qquad (1.10)$$

وتسمى أيضا طريقة الكشف هذه بالفلترة المكانية أو الحيزية (spatial filtering). وأنوه هنا بأن فك التجميع الخطي (linear demultiplexing) يتطلب تحقيق الشرط $N_{rx} \geq N_{tx}$. وتعتبر طريقة الكشف ZF (Zero-forcing) من أبسط الطرق المستخدمة في الفلترة المكانية.

$w_{zf,k}$ شعاع الوزن (ZF weight vector) و هو شعاع طوله N_{rx} . و k^{th} ترتيب الحزمة الجزئية المرسلة. ويعطى $w_{zf,k}$ بالعلاقة :

$$(w_{zf,k})^T = (g_k)^T H^+ \qquad (1.11)$$

حيث $^+$ تعبر عن (MP 'Moore-Penrose' pseudo inverse). و g_k هو شعاع طوله N_{tx} جميع عناصرها أصفار ما عدا العنصر k^{th} قيمته واحد. بضرب H^+ ب $(g_k)^T$ لانتقاء السطر k^{th} من المصفوفة H^+.

بما أن التصفير بالاجبار ZF هي واحدة من طرق فك التجميع الخطية (linear demultiplexing

schemes) فتتطلب لتطبيقها تحقيق الشرط $N_{rx} \geq N_{tx}$ كما ذكرت سابقا. كما نخص بالذكر المصفوفة H^+ (MP pseudo inverse matrix) الناتجة من المصفوفة H و تعرف كما يلي:

$$H^+ = (H^H H)^{-1} H$$
$$H+ = ((H^*)^T H)^{-1} H$$

و للكشف عن كل الحزم الجزئية المرسلة, مصفوفة الحمل W_{zf} (weight matrix) تكون مساوية للمصفوفة H^+ (MP 'Moore–Penrose' pseudo inverse matrix)

$$W_{zf} = \begin{bmatrix} w_{zf,1}^T \\ \vdots \\ w_{zf,N_{tx}}^T \end{bmatrix} = H^+ \qquad (1.12)$$

بشكل عام الكشف عن الحزم يمكن تحقيقه ليس فقط باستخدام (MP pseudo inverse) بل يوجد طرق عكس أخرى (other inverse schemes). و السبب وراء استخدام MP pseudo inverse في ZF بأن خرجها (norm–minimized and least–squares–type weight vectors). و عند الضرب r(t) ب W_{zf}, يكون الخرج شعاع طوله N_{tx} يعطى بالعلاقة :

$$\begin{aligned} s(t) &= W_{zf}\, r(t) \\ &= W_{zf}\{Hs(t) + n(t)\} \\ &= s(t) + W_{zf}\, n(t) \end{aligned} \qquad (1.13)$$

$$= s(t) + \begin{bmatrix} w_{zf,1}^T n(t) \\ \vdots \\ w_{zf,N_{tx}}^T n(t) \end{bmatrix} \qquad (1.14)$$

كما هو واضح في المعادلة السابقة يمكن التقليل من أثار الضجيج الحراري (thermal noise components) المتضمن في خرج الإشارة باستخدام (MP pseudo inverse).

يمكن التكهن بطبيعة عمل خوارزمية التصفير بالاجبار ZF من اسمها, حيث تقوم على كبح التدفقات (الحزم) الجزئية الداخلة (interfering) على الحزمة الجزئية المرجوة لتكون قيم جميع الحزم صفر ما عدا الحزمة

المطلوبة. وبالتالي تم زيادة نسبة الإشارة للتداخل(SIR 'signal-to-interference power ratio') في خرج المرشح. و الطاقة المستقبلة للإشارة المرجوة تعتبر مقبولة من ناحية زيادة نسبة الإشارة للتداخل (SIR) و لكن خوارزمية ZF تقدم أقل نسبة للإشارة مقارنة بالتداخل مقارنة مع الطرق أو الخوارزميات الأخرى.

1.12.2. الحد الأدنى لمتوسط مربع الخطأ Minimum Mean Square Error :

الحد الأدنى لمتوسط مربع الخطأ(MMSE 'minimum mean square error') هي خوارزمية أخرى للفلترة الحيزية (spatial filtering algorithm). ويقوم مبدأ هذه الخوارزمية على تقليص وتقليل الخطأ بين إشارة خرج النظام s'(t) و الإشارة المرجعية d(t). و يعرف الحد الأدنى لمتوسط مربع الخطأ MMSE بالعلاقة التالية :

$$J(w) = E\left[|d(t) - s(t)'|^2 \right]$$

$$= E\left[|d(t) - w^T r(t)| \right]$$

$$= E\left[|d(t)|^2 \right] - w^H v_{rd} - w^T (v_{rd})^* + w^H R_{rr} w \qquad (1.15)$$

حيث E [...] هو المتوسط الكلي أي التوقع (expectation), v_{rd} هو شعاع الترابط (vector correlation) و R_{rr} هو مصفوفة الترابط (correlation matrix) و يعرفا كما يلي :

$$v_{rd} = E\left[r^*(t) d(t) \right]$$

$$R_{rr} = E\left[r^*(t) r^T(t) \right]$$

و عندما J(w) بأصغر قيمة فالعلاقة التالية تكون محققة :

$$\frac{\partial J(w)}{\partial w} = 0$$

كما سابقا عند الاشتقاق بالنسبة w و التعويض بقيمة J(w) ينتج :

$$\frac{\partial}{\partial w}(w^H v_{rd}) = 2v_{rd}$$
$$\frac{\partial}{\partial w}(w^T v_{rd}^*) = 0$$
$$\frac{\partial}{\partial w}(w^H R_{rr} w) = 2R_{rr} w.$$

و بالتالي يكون لدينا ما يلي:

$$\frac{\partial J(w)}{\partial w} = 0$$

$0-2v_{rd}-0+2R_{rr}w=0$

$-2v_{rd}+2R_{rr}w=0$

$2R_{rr}w = 2v_{rd} \quad \rightarrow w_{mmse} = R_{rr}^{-1}v_{rd}$ (1.16)

حيث w هو شعاع طوله Nrx و يعرف بشعاع الوزن لخوارزمية الحد الأدنى لمتوسط مربع الخطأ (MMSE weight vector) ويمكن باستخدام w كشف الإشارة المرجوة. و بما أن هناك عدة حزم جزئية في التجميع الحيزي (spatial multiplexing). فنحن بحاجة لإيجاد أشعة وزن لكل الحزم الجزئية. يكون ذلك بإجراء العملية الحسابية السابقة. وينتج مصفوفة وزن W_{mmse} (MMSE weight matrix) وهي مصفوفة $N_{tx} \times N_{rx}$ وتعطى بالعلاقة :

$$W_{Tmmse} = [w_1 \cdot \cdot \cdot w_{Ntx}] = R_{rr}^{-1} V_{rd}$$

حيث V_{rd} هي مصفوفة الترابط و تعرف على أنها التوقع لشعاع إشارة الاستقبال r(t) مع شعاع الإشارة المرجعية d(t) و الأخير هو شعاع طوله N_{tx} :

$$V_{rd} = E[\, r^*(t)\, d^T(t)\,]$$

يمكن تعريف شعاع الترابط v_{rd} ومصفوفة الترابط R_{rr} باستخدام P_t بالتالي بالعلاقات الرياضة التالية, وذلك عندما يكون لدينا عدد كافي من الفرق (ensembles) أو تقديرات مثالية (perfect estimates) للقناة واستطاعة الضجيج, حيث P_t متوسط طاقة الإشارة المرسلة لكل هوائي إرسال (mean TX signal power per TX antenna).

$$v_{rd} = H^* E[s^*(t) d_k(t)] = P_t H^* g_k = P_t h_k^*$$
$$R_{rd} = H^* E[s^*(t) s^T(t)]\, H^T + \sigma^2 I_{N_{rx}} = P_t \left(H^* H^T + \frac{\sigma^2}{P_t} I_{N_{rx}} \right) \quad (1.17)$$

و تكون العلاقتين السابقتين محققتين عند استخدام تقنية SDM مع فرض أن توزيع الطاقة متساوي (equal power allocation) و بملاحظة أن الإرسال بتوزيع طاقة متكيف (متوافق) (adaptive power allocation) يكون لدينا $E[s^*(t)d_k(t)] = p_k g_k$ و $E[s^*(t)s^T(t)] = \mathrm{diag}(p_1, \ldots, p_{N_{tx}})$ و ذلك عندما $E[|d_k(t)|^2] = p_k$

حيث σ^2 و I_{Nrx} تشيران إلى طاقة الضجيج الحراري (thermal noise power) و هما شعاعان طول كل منهما N_{rx} , و h_k هو شعاع القناة المماثلة للهوائي المرسل ذو الترتيب k^{th}, أي أنها شعاع العامود ذو الترتيب k^{th} (k^{th} column vector) من المصفوفة H.

و يحسب شعاع الوزن الأمثل $w_{mmse,k}$ كما يلي :

$$\begin{aligned} w_{\text{mmse},k} &= R_{rr}^{-1} v_{rd} \\ &= \frac{1}{P_t}\left(H^* H^T + \frac{\sigma^2}{P_t} I_{N_{\text{rx}}}\right)^{-1} P_t h_k^* \\ &= \left(H^* H^T + \frac{\sigma^2}{P_t} I_{N_{\text{rx}}}\right)^{-1} h_k^*. \end{aligned} \qquad (1.18)$$

مع الأخذ بعين الاعتبار كل الحزم الجزئية المرسلة و بالتوسع من حالة شعاع الوزن الأمثل $w_{mmse,k}$ إلى مصفوفة الوزن الأمثل W_{mmse} في حالة التجميع الحيزي (spatial multiplexing). حيث W_{mmse} هي مصفوفة $N_{tx} \times N_{rx}$ و تعطى بالعلاقة:

$$\begin{aligned} W_{\text{mmse}} &= \left(R_{rr}^{-1} V_{rd}\right)^T \\ &= H^H \left(H H^H + \frac{\sigma^2}{P_t} I_{N_{\text{rx}}}\right)^{1}. \end{aligned} \qquad (1.19)$$

وعلى عكس خوارزمية ZF فإن خوارزمية MMSE تدخل طاقة الضجيج الحراري في معادلاتها الحسابية وبهذا تعمل على تكبير مركبات الإشارة المرجوة في خرج المرشح أي تعمل خوارزمية MMSE على زيادة نسبة الإشارة إلى التداخل والضجيج (SINR 'signal-to-interference-and-noise power ratio'). وأقصد بخرج المرشح هو خرج نظام MMSE أي يمكننا أن نعتبر بمعنى آخر بأن هذا النظام كمرشح للإشارة بقوم بفلترة الإشارة المرجوة وتكبير أثرها مقارنة مع تقليل الضجيج والتداخل.

1.12.3. الكشف بالأرجحية العظمى Maximum Likelihood Detection :

حتى الآن قمت بتناول و شرح طرق فك التجميع الخطية (linear demultiplexing schemes) المستندة على خوارزميات العكس (inversion algorithm) و لتطبيق ما سبق و للحفاظ على الخطية يجب أن يتحقق $N_{rx} \geq N_{tx}$. و لكن و من منحى أخر هناك طرق كشف مستقلة عن أساليب الضرب بمصفوفة الوزن (weight multiplication). وواحدة من هذه الطرق هي الكشف بالأرجحية العظمى (MLD 'Maximum

Likelihood Detection') وتسمى أيضا (joint detection). الكشف بالأرجحية العظمى MLD هي الطريقة الأمثل والأفضل (optimum scheme) لتقدير الإشارة المرسلة, حيث تعتمد على الإحصاء والاحتمالات و بما أنها ليست عملية خطية (linear process) فهي غير مقيدة بتحقق $N_{rx} \geq N_{tx}$. واستنادا إلى العلاقة $r_{SDM}(t) = Hs(t) + n(t)$ المذكورة سابقا. فإن الرمز المرسل الأكثر ترجيحا $\tilde{s}(t)$ و الذي يكون عنده (vector norm) أصغر ما يمكن هو يمثل المرجح الأعظم (maximum likelihood candidate) ويعطى بالعلاقة :

$$\tilde{s}(t) = \arg\min_{\tilde{s}(t)} \|r(t) - H\tilde{s}(t)\| \qquad (1.20)$$

و بما أن لدينا عدد منتهي من الرموز المحتملة في التعديل الرقمي, فإن خوارزمية الأرجحية العظمى (MLD) تقوم على حساب $\tilde{s}(t)$ (norm vector) لكل احتمالات الرموز الممكنة و تقارن بين النتائج بحثا عن المرجح الأعظم الذي يعطي أقل قيمة (norm). و تقدم MLD أداء ممتاز في الكشف عن الإشارة المرجوة, و لكن يتعلق تطبيق هذه الخوارزمية بكمية و كتلة الحسابات حيث يزداد حمل الحسابات و كميتها بشكل أسي و تعتمد هذه الزيادة على عدد هوائيات الإرسال Ntx و على مستوى التعديل (level of modulation). مثلا إذا كان النظام يرسل على هوائيين إرسال وكان التعديل المستخدم QPSK–modulation فيكون لدينا (Ntx = 2 & 2 bits/symbol/antenna), و هنا من جهة المستقبل يتطلب حسابات إحصائية للبحث عن التقدير الأمثل من بين $(2^2)^2 = 16$ احتمال خلال زمن الرمز (16 candidates per symbol interval) حيث أن احتمال واحد فقط يحقق أفضل النتائج و يكون مماثل أو أقرب ما يمكن للإشارة المرسلة. و في حالة أخرى نفرض نظام MIMO–SM الذي يستخدم خوارزمية MLD للكشف عن الإشارة المستقبلة, يرسل على أربع هوائيات إرسال و التعديل المستخدم 64QAM–modulation فيكون لدينا (Ntx = 4 & 6 bits/symbol/antenna), و في هذه الحالة يتطلب المستقبل حسابات إحصائية عديدة للبحث عن التقدير الأمثل حيث يقوم بالحساب و البحث من بين $(2^6)^4 = 16777216$ احتمال خلال زمن الرمز (16777216 candidates per symbol interval) حيث أن احتمال واحد فقط يحقق أفضل النتائج و يكون مماثل أو أقرب ما يمكن للإشارة المرسلة ولكن التعقيد الحسابي هنا يشكل عائق كبير و مهم. و لذلك قامت الكثير من الأبحاث بدراسة تقليل حمل وكمية الحسابات المطلوبة عن طريق تقليل عدد الرموز المحتملة ومثال على ذلك

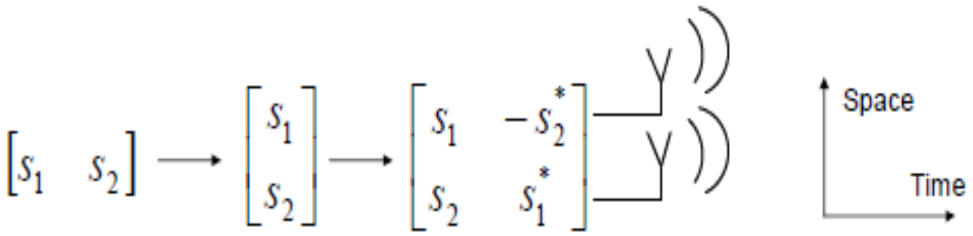
Sphere decoding, Hierarchized MLD based on QR decomposition and M-algorithm (QRMMLD).

1.13. التّرميز الزماني- الفراغي ('Space Time Coding' ،STC) :

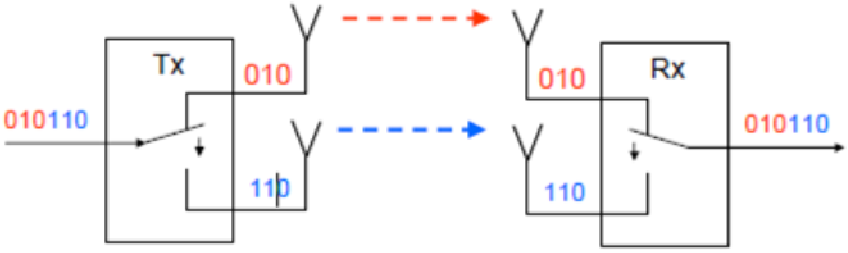
إن التّرميز الزماني الفراغي STC يؤدي إلى تحسن إضافي في الأداء ويجعل التباين الفراغي قابلا للتطبيق والاستخدام، وهو عبارة عن تقنية توزع (Transmit diversity) في المرسل والتي تطبق في أنظمة MIMO و MISO (Multiple Input Single Output) , وتبدو هذه التقنية جديدة وملائمة للأنظمة ذات هوائي الاستقبال الوحيد (بسبب التكلفة أو عدم توفر مساحة كافية لتعدد الهوائيات في المستقبل) . فمثلاً في الشبكة الخليوية, فإن الطرفيات المتنقلة (Mobile Stations) تكون مزودة بهوائي واحد بينما تكون المحطة القاعدية (Base Station) مزودة بهوائيين أو أكثر .

إن الترميز الزماني المكاني STC يسمح بإدخال عدم الارتباط (uncorrelation) المكاني و الزمني بين الإشارات المرسلة وذلك حتى يتمكن المستقبل من فك ترميز الإشارة المستقبلة .

حيث أنَّ نسخة الإشارة يتم إرسالها عبر هوائي آخر وفي فترة زمنية أخرى أيضاً وهذا التأخير الزمني يدعى التباين المؤخّر (Delayed Diversity). إن التّرميز الزماني الفراغي يؤمن تجميع لنسخ الإشارة الفراغية كما هو موضح بالشكل (1.10) حيث أن الإشارات (S1) و (S2) تم تجميعهما عبر سلسلتين من البيانات وبعد ذلك يمكن تشكيل شيفرة (Alamouti space-time code), أحد أوائل أشكال التباين (Transmit diversity) في طرف الإرسال هو (antenna hopping) حيث أنه في هذه الحالة يقوم المرسل بإرسال الرموز Symbols بشكل متناوب بين هوائيين أو أكثر. فمثلاً إذا اعتبرنا هوائيي إرسال, فإن المرسل يرسل جزء من الـ Symbols على الهوائي الأول ثم الجزء المتبقي منها سوف يرسلها على الهوائي الآخر كما هو مبين بالشكل (1.11).



الشكل (1.10) Alamouti Space–Time Block Code من أجل هوائيي إرسال (2 Tx antennas)



الشكل (1.11) مفهوم الإرسال المتناوب على هوائيين

يمكن تصميم الترميز الزماني – الفراغي بطريقتين مختلفتين:

1. الترميز الكتلي الزمانية – المكانية أو ما يسمى (STBC 'Space Time Block Code') (هوائيي إرسال = شيفرة Alamouti) .
2. الترميز المتشابك الزماني – المكاني أو ما يسمى (STTC 'Space –Time Trellis Code') التي تكون باستخدام (FSM 'Final State Machine').

إن فك التّرميز في المستقبل بالنسبة للطّريقة الأولى هو الأسهل للحصول على تباين فراغي وهي الأكثر استخداماً. أما الطّريقة الثانية فهي أكثر تعقيداً .

1.14. نموذج Alamouti STBC :

يستخدم ترميز Alamouti آثار التغير الزمني في الخفوت متعدد المسارات (time–varying multipath fading) . حيث أن الإشارة ترمّز (coded) عند طرف الإرسال و يفك ترميزها (decoded) عند طرف الاستقبال حيث أن الرموز s0 & s1 ترمز في المرسل حسب الجدول التالي :

Time	T_{x1}	T_{x2}
T	s_0	s_1
t+T	$-s_1^*$	s_0^*

T:Symbol period

الجدول (1.1) Alamouti STBC for 2*2 System

باستخدام هذا الترميز في طرف الإرسال , فإن الإشارة المستقبلة عند هوائيات الاستقبال R*2 & R*1 ستكون كما يلي :

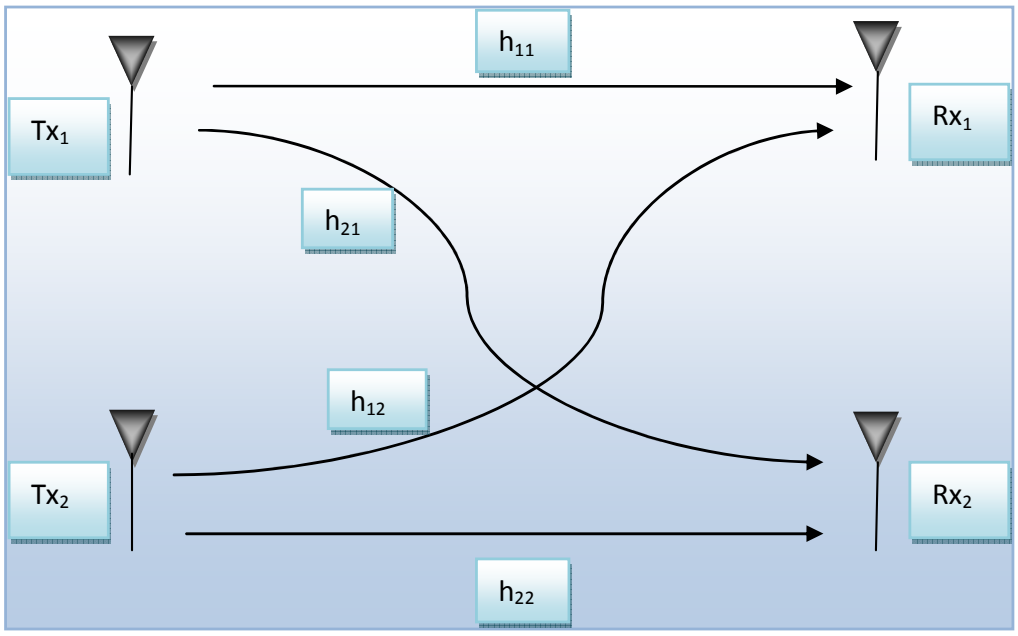
$$r_0 = h_{11}s_0 + h_{12}s_1 + n_0$$

$$r_1 = -h_{11}s_1^* + h_{12}s_0^* + n_1$$

$$r_2 = h_{21}s_0 + h_{22}s_1 + n_2$$

$$r_3 = -h_{21}s_1^* + h_{22}s_0^* + n_3$$

حيث أنَّ n0 & n1 & n2 & n3 تمثل الضجيج في طرف الاستقبال, يتم تجميع الإشارات المستقبلة حسب الشكل و الجدول التاليين :



الشكل (1.12) نموذج قناة MIMO Channel Module

Time	Rx_1	Rx_2
T	r_0	r_2
t+T	r_1	r_3

الجدول (1.2) نموذج إرسال 2x2

$$s_0^* = h_{11}^* r_0 + h_{12} r_1^* + h_{21}^* r_2 + h_{22} r_3^*$$

$$s_1^* = h_{12}^* r_0 - h_{11} r_1^* + h_{22}^* r_2 - h_{21} r_3^*$$

والتي يمكن كتابتها كما يلي :

$$\hat{s}_0 = (|h_{11}|^2 + |h_{21}|^2 + |h_{12}|^2 + |h_{22}|^2)s_0 + h_{11}^* n_0 + h_{21} n_1^* + h_{12}^* n_2 + h_{22} n_3^*$$

$$\hat{s}_1 = (|h_{11}|^2 + |h_{21}|^2 + |h_{12}|^2 + |h_{22}|^2)s_1 - h_{11} n_1^* + h_{21}^* n_0 - h_{12} n_3^* + h_{22}^* n_2$$

بعد ذلك فإن $\hat{s}_0$ و $\hat{s}_1$ سوف ترسل إلى فاك الترميز (Decoder). من أجل أكثر من هوائيين, هناك عدة طرق ترميز تدعى طرق ترميز (Pseudo–Alamouti Codes) وهي موضحة بالعلاقات التالية.

$$S_{32} = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \\ s_3 & s_4 \end{bmatrix} \quad S_{42} = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \\ s_3 & s_4^* \\ s_4 & s_3^* \end{bmatrix} \quad S_{43} = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \\ s_3 & s_4 \\ s_5 & s_6 \end{bmatrix}$$

العلاقات (1.21) مصفوفات الترميز Alamouti من أجل أكثر من هوائيي إرسال

نلاحظ أنّه مهما اختلف الترميز المستخدم فهي تتعلّق أوّلاً بعدد الهوائيات وثانياً بعدد سلاسل البيانات المرسلة بالفراغ وابتداءً من (s42) فإن التباين الفراغي سوف لن يكون كاملاً ويمكننا كشف 4 سلاسل بيانات كحد أعظمي باستخدام التّجميع الفراغي وبدون استخدام التباين الفراغي.

$$S_{33}=\begin{bmatrix} s_1 & -s_2 & -s_3 & -s_4 & s_1^* & -s_2^* & -s_3^* & -s_4^* \\ s_2 & s_1 & s_4 & -s_3 & s_2^* & s_1^* & s_4^* & -s_3^* \\ s_3 & s_4 & s_1 & -s_2 & s_3^* & s_4^* & s_1^* & -s_2^* \end{bmatrix}$$

العلاقة (1.22) مصفوفة Space-Time Block Code من أجل أكثر من 3 هوائيات إرسال

إن الكود المبين بالعلاقة (1.22) مبني على أساس الترميز الكتلي الزماني–المكاني الحقيقيّة والذي يولد تباين مع تجميع فراغي كامل والمشكلة في هذا النّوع من التّرميز هو معدل التّرميز حيث أن معدل التّرميز (Code Rate) هو معدل الإشارات المستخدمة والزمن اللّازم للإرسال. فالقسم العلوي من الشيفرة يملك معدل ترميز $(\frac{1}{2})$.

قام العالم (Vahid Tarokh) بإيجاد ترميز (STBC) محسن من أجل زيادة معدل التّرميز حتى القيمة $(\frac{3}{4})$. هذه الشّيفرة تملك خاصية شبه متعامدة (Quasi–Orthogonal STBC) وهي فعالة ولكنها تتيح بشكل نسبي حدوث تداخل بين الرّموز المتجاورة (ISI 'Inter Symbol Interference'). إلا أن معدّل خطأ البت (BER) يبقى ضمن المجال المسموح.

إن هذه الشّيفرات غير قادرة على تحقيق معدل ترميز كامل كما في شيفرة Alamouti.

$$S_{33}=\begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* & \frac{s_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{s_3^*}{\sqrt{2}} \\ s_2 & s_1^* & \frac{s_3^*}{\sqrt{2}} & -\frac{s_3^*}{\sqrt{2}} \\ \frac{s_3}{\sqrt{2}} & \frac{s_3}{\sqrt{2}} & \frac{(-s_1-s_1^*+s_2-s_2^*)}{2} & \frac{(s_1+s_1^*+s_2-s_2^*)}{2} \end{bmatrix}$$

العلاقة (1.23) مصفوفة Space–Time Block Code المحسنة من أجل أكثر من 3 هوائيات إرسال

إن عدد سلاسل البيانات الفراغيّة في هذه الشّيفرات لا يمكن أن يكون أكبر من عدد الهوائيات المستخدمة. كما أن المبادلة بين التباين الفراغي والتّجميع الفراغي أمر هام من أجل أن تكون أنظمة ال (MIMO) فعّالة وواقعيّة. في بعض الحالات يتم استخدام التباين المكروي .هذا النّوع من التباين يمكن أن يستخدم في الأنظمة (MIMO) وهو يطبّق في عمليّة التّسليم (Handover) في حال كانت الطرفية مرتبطة وبنفس الوقت مع عدة محطّات قاعديّة. حيث أنَّ طرفيّة المستخدم تقوم باستقبال نفس الإشارة من أكثر من مسار وتقوم بدمج هذه الإشارات بهدف رفع نسبة الإشارة إلى الضجيج (SNR).

الفصل الثاني

عرض ودراسة للتجميع بالتقسيم الترددي المتعامد

Theory study about Orthogonal Frequency Division Multiplexing

2.1. العلاقة بين التجميع بالتقسيم الترددي المتعامد والأنظمة متعددة الدخل والخرج

MIMO–OFDM relation

تقوم أنظمة الـ MIMO المشروحة في الفصل السابق بالتمهيد للجيل القادم من الاتصالات اللاسلكية. فواحدة من التطبيقات العملية في هذا المجال الشبكات اللاسلكية المحلية (WLANs 'Wireless Local Area Networks'). أما النموذج الحالي للشبكات اللاسلكية المحلية WLANs المستخدم هو IEEE 802.11a و IEEE 802.11g [5] وهذان النموذجين يستندان إلى التجميع بالتقسيم الترددي OFDM. يمكن الحصول معدل بتات أعلى من أي وقت مضى في النماذج السابقة استنادا إلى MIMO–SDM [58]. هذا الدمج الواعد للـ MIMO–OFDM يؤدي لتحسين بمعدل البتات مع مردود طيفي عالي وممانعة ضد الخفوت ذو الانتقائية الترددية (frequency–selective fading) والتداخل ضيق الحزمة (narrowband interference).

2.2. ماهية دمج التقنيات بين MIMO & OFDM

إنَّ الأنظمة متعددة الدخل والخرج (MIMO) قابلة للتطبيق على جميع تقنيات الاتصالات اللّاسلكية, كما أنَّ الدمج بين الأنظمة (MIMO) والتّعديل (OFDM) له المحاسن التّالية :

1. إن التّعديل (OFDM) متلائم مع الانتشار متعدّد المسارات (Multi Path Propagation) في الأنظمة اللّاسلكية.
2. إنَّ طول الإطارات في تعديل (OFDM) محدد عن طريق فاصل الأمان (GI 'Guard Interval').
3. مسافات الأمان هذه تحد من التأخير الأعظمي للمسار (maximum path delay) وبالتّالي توسيع مساحة التغطية للشبكة.

إنَّ الأنظمة (MIMO) تستخدم أيضاً الانتشار متعدّد المسارات.

إنَّ التّعديل (OFDM) هو نظام عريض الحزمة مع حوامل فرعية ضيقة الحزمة (narrowband sub-carriers) كما أنَّ النموذج الرياضي للقناة (MIMO) مبني على أساس القناة ضيقة الحزمة وبدون انتقاء ترددي . هذه المميزة الأخيرة تزود عن طريق التّعديل (OFDM) أيضاً.

إنَّ تأثير ظاهرة الخفوت (Fading) في الأنظمة عريضة الحزمة عادة ما يحدث عند ترددات معينة ويسبب التداخل بين بعض الحوامل الفرعية، كما إن البيانات المراد إرسالها توزع على كافة الحوامل الفرعية لذلك فإن عدد قليل جداً من البتّات ممكن أن يفقد ويمكن معالجة هذه المشكلة باستخدام الترميز (FEC).

إنَّ تقنية (OFDM) عند دمجها مع (MIMO) تزود النظام متعدّد المسارات بأداء متين وأيضاً يُزود النظام إضافة لصفة المتانة بفعالية عالية للطيف الترّددي المستخدم وسهولة في توسيع أبعاد المجال الزمني لترميز (STBC) عبر عدة حوامل وهذا ما يعطي بالنتيجة نظام قوي ومتين بنفس الوقت.

2.2.1. توحيد المعايير:

إن موضوع توحيد المعايير هام من أجل معرفة أي من التقنيات المدروسة نظريا هي فعلا قابلة للتطبيق حيث قامت منظمة الـ IEEE قامت بوضع الأساسيات لأول شبكة لاسلكية والتي كانت عام 1977 وبعد ذلك تبعتها العديد من المعايير الإضافية من أجل الأنظمة اللاحقة.

2.2.2. معايير أنظمة الـ MIMO- OFDM :

إن الجدول (2.1) يعطي نظرة شاملة عن معايير بعض أنظمة الـ MIMO والتقنيات التي تستخدمها, نلاحظ من الجدول أن جميع الأنظمة ما عدا نظام (3GPP Release 7) تعمل مع الـ OFDM حيث أن (كما ذكرنا سابقاً) محاسن الـ OFDM ناشئة عن ارتباطه مع أنظمة MIMO [14].

Standard	Technology
WLAN 802.11n	OFDM
WiMAX 802.16-2004	OFDM/OFDMA
WiMAX 802.16e	OFDMA
3GPP Release 8 (LTE)	OFDMA
802.20	OFDM
802.22	OFDM

الجدول (2.1) MIMO Standards and the corresponding technology

2.3. مقدمة عن تطور التجميع بالتقسيم الترددي المتعامد

Introduction about OFDM Evolution

التجميع بالتقسيم الترددي المتعامد (FDM 'Frequency Division Multiplexing') هو تقنية مستخدمة على نطاق واسع لنقل الإشارة (signal transmission) في قنوات تردد انتقائية (frequency selective channels). وفي جوهر هذه التقنية تقوم بتقسيم عرض المجال الكامل للقناة لعدة قنوات جزئية (sub-channels) ثم نقل عدة إشارات ذات معدل منخفض نسبيا من خلال حمل كل إشارة جزيئية على تردد حامل منفصل (separate carrier frequency). ولتسهيل فصل الإشارات في جهة المستقبل نجعل الترددات الحاملة متباعدة بمسافات كبيرة نسبيا بحيث لا يتداخل الطيف ولا يتراكب مع بعضه. علاوة على ذلك من أجل فصل الإشارات بسرعة و سهولة كبيرتين, يتم ترك مناطق فراغ بالطيف بين الإشارات. وبالتالي ستصبح الكفاءة الطيفية (spectral efficiency) للنظام منخفضة جدا. ولحل مشكلة كفاءة عرض المجال وجدت تقنية التجميع بالتقسيم الترددي المتعامد (OFDM 'Orthogonal Frequency Division Multiplexing'), التي تستخدم لتعديل الإشارات ترددات متعامدة متباعدة على مجالات ترددية مساوية لمعدل الإرسال وسهلة الفصل في جهة المستقبل. وهذا التباعد للحامل

بهذه الطريقة يوفر أعلى و أمثل كفاءة مستخدمة للطيف. وعلى الرغم من أن تقنية OFDM وجدت منذ عام 1960 ولكن لم تطبق بشكلها الفاعل حتى عام 1990 [6], و يُعنى السبب الرئيسي ذلك إلى حد كبير مشاكل الدارات الالكترونية وتصميمها في ذاك الوقت, مثل مكونات الترددات الجانبية الزائفة الخطية للمكبرات.

اليوم تعتبر تقنية OFDM هي العامل الرئيسي المساهم في الاتصالات اللاسلكية الحديثة للجيل الرابع 4G وتطبيقاتها المتنوعة.

التجميع بالتقسيم الترددي المتعامد (OFDM) هو تقنية تعديل رقمية لهذا العصر, تشمل إرسال البيانات على حوامل متعدّدة بدلاً من إرسالها على حامل واحد, لكنه خلال العقد الأخير ومع تطور طرق معالجة الإشارة الرقمية فإنَّ هذه التقنية أصبحت أكثر استخداما.

يستعمل (OFDM) بشكل رئيسي مع الإرسال عريض الحزمة, وكما سنرى فإن (OFDM) يناسب بشكل جيد الإرسال في القنوات ذات الانتقائية في التردّد. مثل هذه الحالة تُقابل على سبيل المثال الإرسال متعدّد المسارات. التطبيقات الحالية تتركز على معدل البيانات العالية والإرسال عريض الحزمة.

كما في الإرسال الصوتي الرقمي (DAB 'Digital Audio Broadcasting') والإرسال التلفزيوني الرقمي (DVB 'Digital Video Broadcasting') حيث يكون معدل الإرسال العالي للبيانات مطلوب في بيئة المسارات المتعدّدة. وسوف نرى أيضاً بأن (OFDM) يسمح باستخدام شبكة تردد وحيدة (SFN 'Single Frequency Network'). حيث أن البث الواحد يمكن أن يُرسل في نفس التردّد باستخدام عدة مرسلات. في الإرسال السلكي (ADSL 'Asymmetric Digital Subscriber Line') سيرسل البيانات بمعدل عالي جداً على خطوط الأسلاك المجدولة النحاسية. والمشكلة هنا تكمن في أن خصائص الخط تكون غير معروفة ويمكن أن تتغير بين المستخدمين. كما هو الحال في شبكات الاتصال اللّاسلكية المحلية (LAN 'Local Area Network') في (HiperLAN/2) القياسي, حيث يحدث الإرسال بمعدل إرسال بيانات عالي (10 Mb/s) في بيئة محلية (بيئة مسارات متعدّدة قوية).

2.4. المبادئ الأساسية لتقنية التجميع بالتقسيم الترددي المتعامد

Basic principle for OFDM

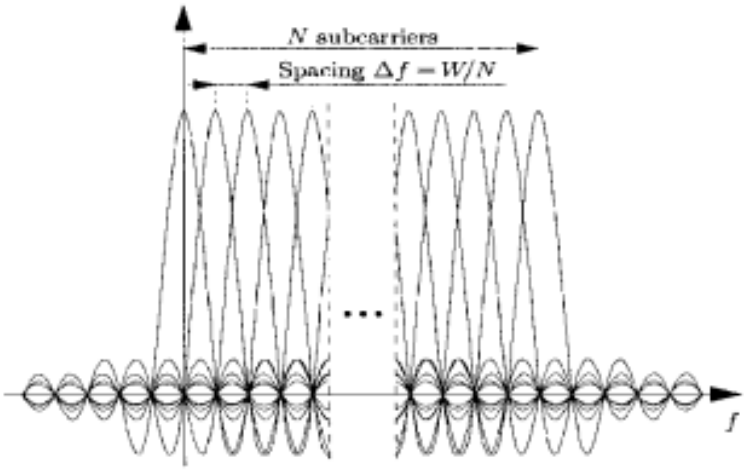
التجميع بالتقسيم الترددي المتعامد (Orthogonal Frequency Division Multiplexing 'OFDM') هي تقنية للإرسال على عدة حوامل تستخدم في التطبيقات التي تلبي كل الاتصالات سواء سلكية أو لاسلكية. لكن في حالة البث السلكي استخدام مصطلح Discrete Multi-Tone فيه دقة أكبر و أكثر احترافية. و تقوم تقنية OFDM على تقسيم الطيف الترددي المتاح إلى العديد من الحوامل المتقاربة closely spaced carriers, ثم تعديل كل منها على حدا بمعدل دفق بيانات منخفض. وهنا يمكن القول بأن التجميع بالتقسيم الترددي المتعامد OFDM يشبه FDMA (حيث يقسم عرض المجال bandwidth إلى العديد من القنوات, وبهذا وفي الأنظمة المخدمة لعدة مستخدمين multi-user environment يتم تخصيص قناة لكل مستخدم). ولكن الفرق يكمن في حقيقة اختيار الحوامل الترددية فتقنية OFDM تكون فيها الحوامل أكثر قرب من بعضها أي المسافات الفاصلة بينها أو التباعد أقل من مثيلاتها في FDMA (1KHz في OFDM مقابل 30KHz في FDMA), مما يؤدي إلى زيادة كفاءة استخدام الطيف بشكل كبير. و خاصية التعامد بين الحوامل orthogonality between the carriers تسهل تقريب المسافات الفاصلة بينها إلى حد كبير.

مبدأ التعامد يعني أساسا أن كل الحوامل تكون قيمتها صفر عند مركز كل الحوامل الأخرى في النظام, مع الحفاظ أيضا على عدد صحيح من الدورات خلال فترة الرمز.

هناك أسباب تحث على استخدام تقنيات OFDM عوضا عن TDMA. فال TDMA يحد من العدد الإجمالي للمستخدمين التي يمكن إرسالها عبر القناة بكفاءة, وبالإضافة إلى ذلك وبما أن معدل الرموز لكل قناة عالي فدائما ما يحدث مشاكل ناتج عن التأخير في الانتشار متعدد المسارات (multipath delay spread). وفي تناقض صارخ, فكل حامل إشارة في نظام OFDM له عرض مجال ضيق جدا (أي 1KHz مثلا), بذلك يكون معدل الرموز الناتج منخفض. مما يؤدي إلى إشارة ونظام ذو درجة عالية من المقاومة لظوهر ومشاكل الانتشار متعدد المسارات. كما يجب أن يكون تأخير الانتشار هذا طويل جدا لحدوث تداخل رموز كبير (significant inter-symbol interference) أي اكبر من 500µsec.

2.4.1. التعامد Orthogonality :

لتوليد إشارة OFDM مثالية يجب أن تكون العلاقة بين جميع الحوامل في النظام مُتحكم بها بدقة من أجل الحفاظ على خاصية التعامد. كما هو واضح بالشكل أدناه نبين طيف الترددات للنظام ومختلف الحوامل والقنوات فيه (تستخدم بالتبادل). إن تحويل فوريه للنوافذ المستطيلة للنبضات المرسلة في المجال الزمني هو توابع Sinc في المجال الترددي وذلك لكل قناة. كما يمكن ملاحظة أن عند قمة السعة لأي تردد تكون بقية وجميع الترددات الأخرى قيمتها صفر.



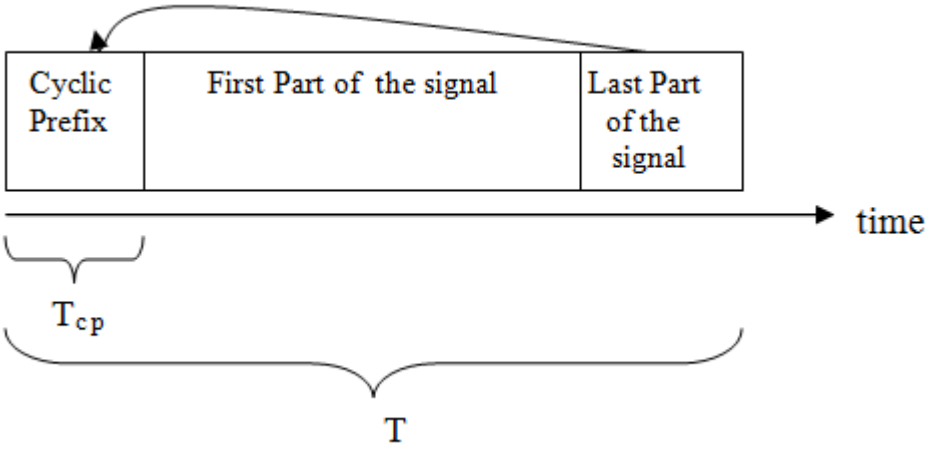
الشكل (2.1) طيف الترددات لـ N قناة لنظام OFDM ل N تردد حامل موزعة على عرض مجال W

2.4.2. توليد التجميع بالتقسيم الترددي المتعامد OFDM Generation :

يتم أولا اختيار الطيف المطلوب بناءً على البيانات المدخلة ونظام التعديل المستخدم (BPSK, QPSK أو QAM). ثم نقوم بإسناد البيانات المراد نقلها لكل حامل نريد إنتاجه. و تحسب السعة (Amplitudes) والزاوية (phases) للحوامل تبعاً لنوع التعديل المختار. وبعد ذلك يتم تحويل الطيف المطلوب مرة أخرى للمجال الزمني للإشارة وذلك بتطبيق أحد خوارزميات تحويل فوريه العكسي (Inverse Fourier Transform algorithms) مثل تحويل فوريه العكسي السريع (Inverse Fast Fourier Transform).

الخطوة التالية تكون بإضافة مسافة احتياط (guard period) للرموز المراد إرسالها. بهذه العملية نكون قد ضمنا متانة أعلى ضد ظواهر الانتشار متعدد المسارات. ويمكن تحقيق هذه الخطوة من خلال تطبيق فترة رمز طويلة والذي يؤدي إلى تقليل التداخل بين الرموز. ويمكننا زيادة مستوى المتانة (robustness) أكثر من خلال إضافة مسافة

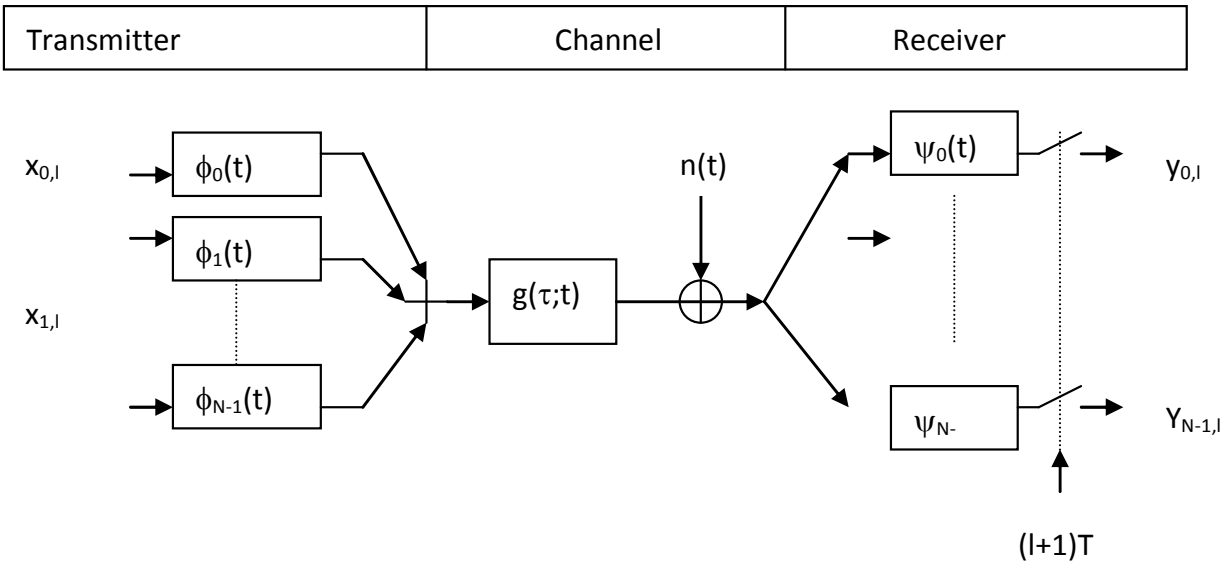
احتياطية بين الرموز المتعاقبة. والطريقة الأكثر شعبية وفاعلية للقيام بذلك هي إضافة ما يسمى بادئة دورية (cyclic prefix). البادئة الدورية هي نسخة من الجزء الأخير من الرمز في نظام OFDM, التي ترفق إلى الرمز المراد إرساله. وهذا يجعل الإشارة المرسلة دورية (periodic) ولا يؤثر على التعامدية بين الحوامل. علاوة على ذلك كل ما ذكر سابقا يؤدي إلى منع التداخل بين الرموز (inter-symbol interference) و يمنع التداخل بين الحوامل (inter-carrier interference).



الشكل (2.2) يبين البادئة الدورية التي هي نسخة من الجزء الأخير لإشارة OFDM

البادئة الدورية (cyclic prefix) يعرض إلى خسارة في نسبة الإشارة للضجيج, ولكن التأثير عادة لا يذكر أو بالأحرى يُهمل بالمقارنة مع الفوائد في مقاومة التداخل.

يبين الشكل التخطيطي التالي نموذج رياضي تم تطويره للمجال القاعدي (base band) لنظام OFDM.



الشكل (2.3) المجال القاعدي لنموذج نظام OFDM

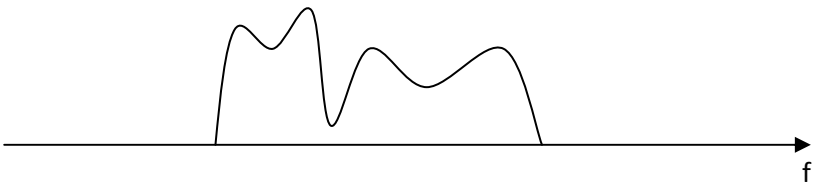
2.5. وصف التّعديل بالتّجميع بالتقسيم التردّدي المتعامد (OFDM) ومفاهيمه الأساسية:

2.5.1. القناة (Channel):

عندما يعمل الإرسال الإذاعي على التردّدات العالية (VHF 'Very High Frequency') وما هو أعلى فإننا نواجه في أغلب الأحيان بيئة المسارات المتعدّدة , وهذه البيئة تظهر على الغالب في المناطق المسكونة حيث تعكس الأبنية هذه الإشارات.

2.5.2. انتقائية التردّد(Frequency Selectivity) :

إحدى مشاكل المسارات المتعدّدة تكمن في أن الأمواج القادمة من المسارات المختلفة يمكن أن تكون ذات تأثير بنّاء أو مهدّم حسب الموقع , لذلك فإن الإشارة تتغير عند الانتقال خلال الزمن , وذلك يكون ملاحظاً عند الاستماع إلى راديو (FM) خلال قيادة السيّارة في المدينة, حيث أن الإشارات تتقطع بتأثير الضجيج أثناء الحركة . عموماً نحنُ نتكلم عن قناة ذات انتقائية في التردّد حيث أن خصائص القناة قد تتغير بسرعة عند الانتقال ,لهذا فإن القناة أيضاً متغيرة زمنياً .

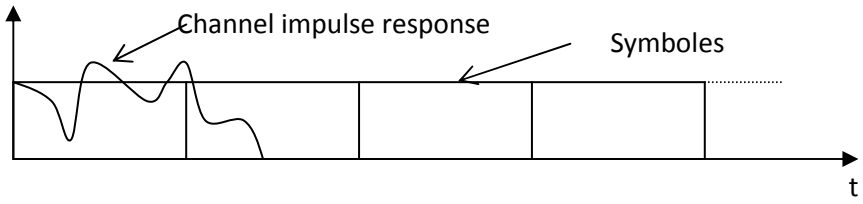


الشكل (2.4) الاستجابة التردّدية المثالية للقناة تعاني من توليد المسارات المتعدّدة .

إن هدف التّسوية هو تصحيح المشاكل للقناة والذي يكون ممثلاً بانتقائية التردّد.

2.5.3. تأخير الانتشار (Delay Spread):

الأثر الآخر الذي يعاني منه الإرسال الرقمي هو أنَّ الإشارة التي تأتي من مسارات متعدّدة تكون ذات تأخيرات زمنية مختلفة تعتمد على طول الطريق المسلوك. نتيجة لذلك فإنَّ ذاكرة القناة تسبّب التّداخل بين الرّموز المتجاورة المستلمة (ISI).



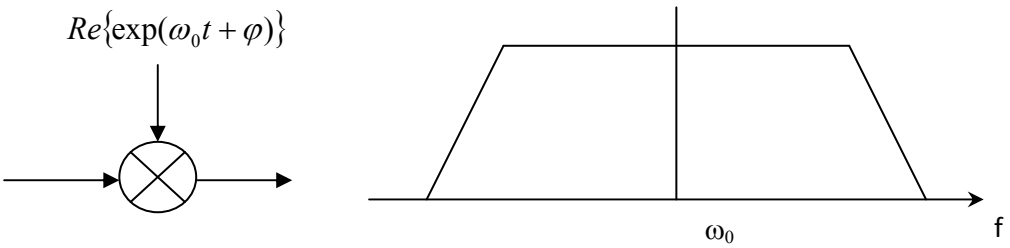
الشكل (2.5) تأثير التداخل بين الرموز واستجابة القناة

2.6. وصف نوعي (Qualitative Description) :

2.6.1. الإرسال عريض الحزمة على الناقل الوحيد :

عند الإرسال عريض الحزمة على القنوات ذات الانتقائية التردّدية فإن تسوية يجب أن تكون محقّقة لكي نتفادى ظاهرة التداخل بين الرموز (ISI). هذه التّسوية تعمل على جعل القناة مسطّحة (مستقرّة) ,وللقيام بالتّسوية فإن حالة القناة يجب أن تكون معروفة ويتم ذلك عن طريق إرسال سلاسل التدريب (Training sequences) بشكل دوري لتخمين حالة القناة. وتقدير حالة القناة يُمكن أن يتم بعدة حسابات ممّا يؤدي إلى زيادة زمن المعالجة ضمن وحدة المعالجة المركزية للمستقبل.

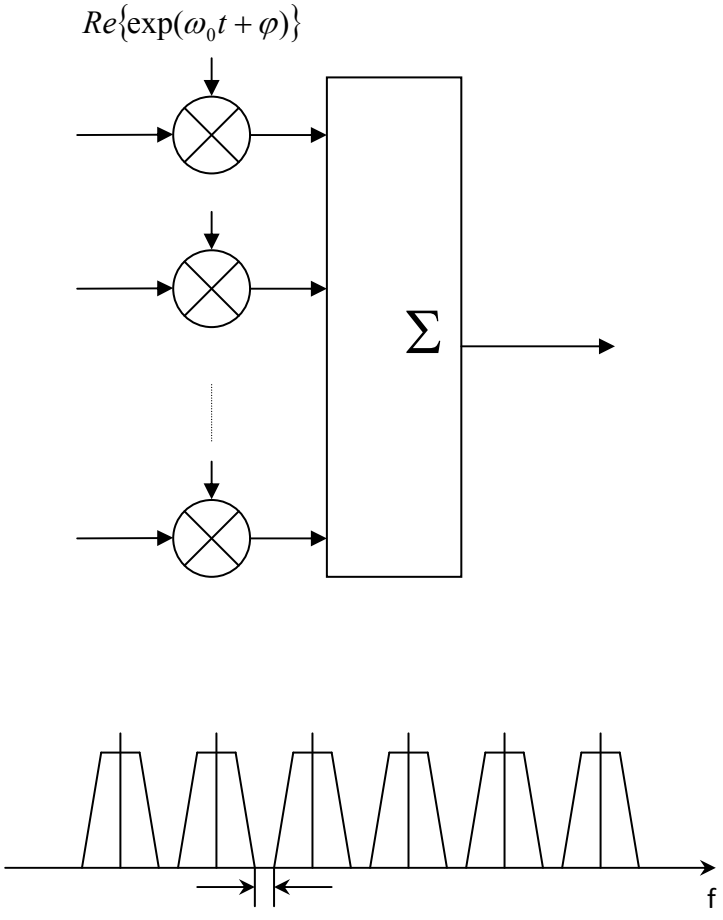
لذا إذا كان معدل إرسال البيانات عالي, وإذا كانت خصائص القناة تتغير بسرعة فإنّهُ يجب صرف طاقة إضافية على وحدة المعالجة المركزية والنّظام يصبح ذو تكلفة أعلى. أيضاً فإن الفترة المخصّصة للرمز تكون صغيرة جداً مقارنة مع ذاكرة القناة, وذلك يسبب تداخلاً كبيراً في الرّموز المتجاورة (ISI) ويجب القيام بالتّسوية (equalization) لتصحيح تلك المشكلة.



الشكل (2.6) يبين كيفية القيام بتسوية للقناة channel equalization

2.6.2. الإرسال متعدّد الحوامل:

إن فكرة الإرسال متعدّد الحوامل تعتمد على تقسيم عرض الحزمة الترددّية إلى عدة حزم إرسال ضيقة ممّا يجعل القناة تبدو مسطّحة (FLAT) على كل حامل. البيانات المعدّة للإرسال تتقسم بين عدة حوامل بدلاً من أن تكون على حامل واحد مع عرض حزمة كبير للإشارة .وهذا ما نعنيه بالتقسيم الترددّي المتعدّد (FDM). الفائدة تكمن في تقليل تعقيد التّسوية المطلوبة أو أننا لا نحتاج إلى أي تسوية أحياناً .إن الفترة المخصّصة للرمز على كل حامل تصبح أكبر والتأثير السلبي لذاكرة القناة يصبح أقل أثراً على الرّموز .لذا فإن تداخل الرّموز المتجاورة (ISI) ينخفض وبالتّالي تسوية أقل تكون مطلوبة. كل حامل يكون معدل باستخدام أي طريقة تعديل رقمية معروفة مثل مخططات (QAM) و (PSK) .



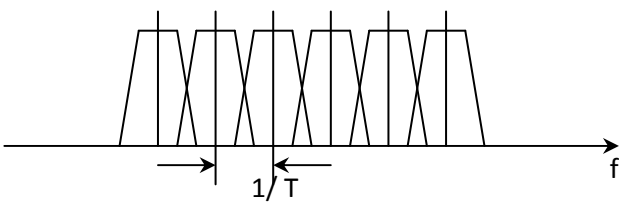
الشكل (2.7) يوضح الإرسال متعدد الحوامل مع تطبيق تسوية للقنوات وإبقاء مسافات أمان

2.6.3. التعامدية بين الحوامل المتعددة :

في نظام الإرسال فإننا نريد أن تكون الحزمة التردّدية المستخدمة في القناة صغيرة قدر الإمكان ,لذلك فإنه في النظام متعدّد الحوامل نحاول جعل المسافة التردّدية بين الحوامل المتجاورة أصغريّة دون حدوث تداخل بين الحوامل المتجاورة(ICI) و يتم تحقيق ذلك بجعل الحوامل متعامدة مع بعضها البعض.الإشارة من كل من هذه الحوامل يمكن أن يكون لها تراكب صغير مع الإشارات الأخرى دون أن يسبب ذلك تداخل.وهذا ما يعنيه التعامد في (OFDM). وسوف نشاهد فيما بعد أن تحويل فوريه المعكوس يملك تلك الخاصية التعامدية (the inverse Fourier transform) (IFT) .

2.6.4. فاصل الأمان (The guard interval):

هناك طريقة واحدة لتجنب تداخل الرّموز المتجاورة وذلك بوضع فجوة (فتحة) صغيرة تساوي إلى مدة تأخير الانتشار بين الرّموز. وبذلك فإن كل رمز لن يؤثر على الرمز التّالي .وسنرى فيما بعد أنَّ هذه الفترة تلعبُ دوراً هاماً في تحقيق هذا التّعديل .



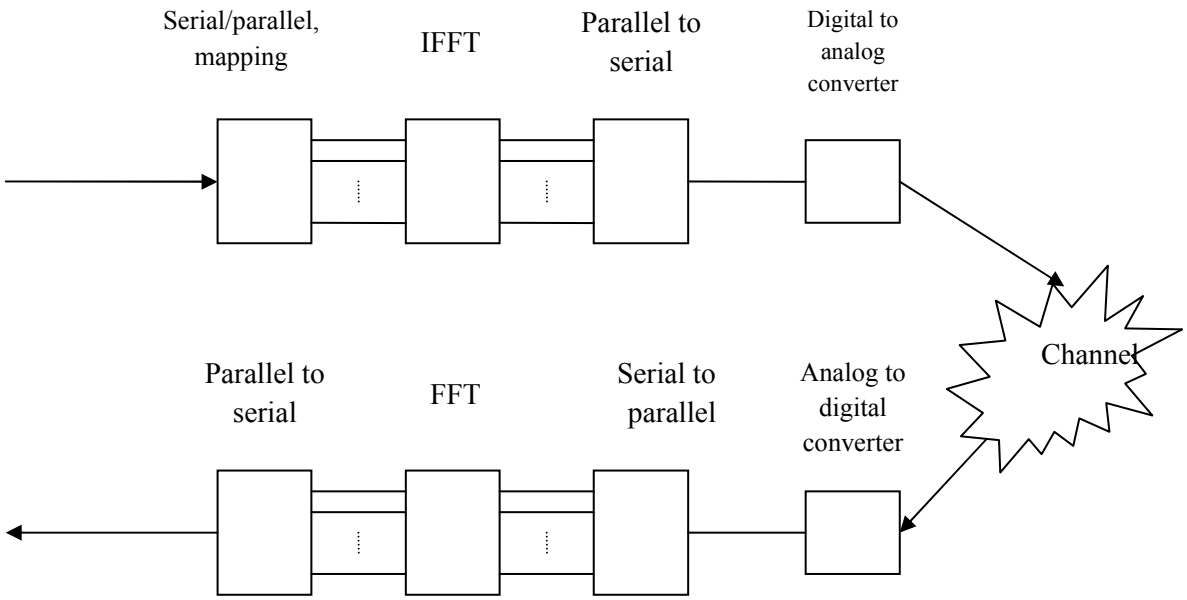
الشكل (2.8) التداخل بين الرموز

2.6.5. مقارنة مع طرق التّعديل الأخرى :

إن طرق التّعديل البسيطة (QAM وغيرها) كما رأينا تعاني من (ISI) بشكل كبير وذلك عندما تزداد ذاكرة القناة ومن ثم فإننا نحتاج إلى تسوية كبيرة. بالإضافة إلى أنَّ احتمال ضياع الإشارة يكون مرتفعاً في قنوات التردّد الانتقائية التي تعاني من ظاهرة الخفوت (Fading). إن التّعديل ('Code Division Multiple Access CDMA) حتى يملك معدل عالي لإرسال البيانات فإنَّ المستقبل يجب أن يحسُب الارتباطات بين الحامل والترميز الخاصّة به بمعدل عالي وهذا يستهلك وقت إشغال إضافي لوحدة المعالجة المركزية (CPU) .

2.7. نظام إرسال (OFDM) :

الشكل التّالي يبين نموذج إرسال (OFDM) :



الشكل (2.9) نظام إرسال OFDM

- البيانات الآتية من الدخل تكون مرتبة في أشعة بعدد من العناصر مساوي إلى عدد الحوامل $\tilde{N}$, كل عنصر مركب بواسطة عدد من البتّات المعتمدة على أبجدية طريقة التّعديل المستعملة في المرحلة التّالية ,على سبيل المثال إذا كنا نستعمل نظام بـ (1536) حامل باستخدام التّعديل (BPSK) سوف نملك أشعة مكونة من (1536) عنصر وكل منها مؤلف باستخدام 1 بت (BPSK is 2−ary).
- كل عنصر (مجموعة من البتّات) يكون ممثل لرمز عقدي اعتماداً على أبجدية طريقة التّعديل المستعملة على سبيل المثال فإنه مع تعديل (BPSK) الأبجدية تكون { 1+ ; 1− }. لكي نحصل على عينات حقيقيّة بعد (IFFT). فإننا بحاجة إلى 2 * (عدد نقاط الحامل) وبالتّالي :

$$X_{N\ k} = X_k^*, k = 1,\ldots,\tilde{N} \quad 1$$
$$X_0 = \mathrm{Re}(X_0), X_{\tilde{N}} = \mathrm{Im}(X_0) \qquad (2.1)$$

- خوارزمية تحويل فوريه السريع العكسي (IFFT) تطبق على الشعاع لإعطاء شعاع من العينات الحقيقيّة .
- فاصل الأمان يضاف إلى بداية الشعاع وذلك بتكرار العناصر الموجودة في النهاية .

- تطبيق تابع النافذة (windowing) على الإشارة ضروري للحد من عرض الحزمة . إن أكثر توابع النافذة استخداما هو (raised cosine).
- بعد ذلك فإن الإشارة تعبر القناة .القناة المنمذجة بواسطة نظام خطي مع استجابة ترددية c(t) مضافاً إليها الضّجيج الغوصي.
- في المستقبل فإن الإشارة ترتب ثانية في أشعة (تحويل تسلسلي / تفرعي) ويتم حذف فاصل الأمان.
- تحويل فوريه السريع (FFT) يكون محسوباً لكي يتم استرجاع شعاع الرّموز العقدي.

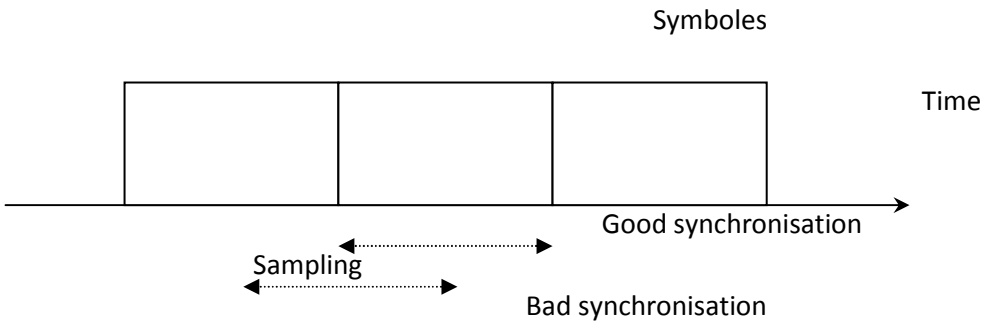
2.8. المشاكل التي يعاني منها التّعديل (OFDM) :

2.8.1. مشاكل في التعامد (Orthagonality) :

كما شاهدنا سابقا فإن حقيقة امتلاك عدة حوامل هي ميّزة مفيدة عندما تكون هذه الحوامل متعامدة رياضيا. لذا فإن تعامديّة الحوامل تعتبر كإعاقة والتي يمكن أن تؤدّي للحصول على عمليّة رياضيّة خاطئة في أنظمة (OFDM) إذا لم تؤخذ بعين الاعتبار. التعامدية التي يتم الحصول عليها بواسطة (IFFT) تتم عن طريق التلاعب العددي, الخطأ في الحساب يمكن أن يغير قليلا من المسافة بين الحوامل المتجاورة ويؤدي إلى إفشال التعامدية لكامل النظام و في هذه الحالة فإن (OFDM) يفقد كل كفاءته , لأن فكرة التعامدية مطلقة.

2.8.2. مشكل التزامن (synchronization):

إحدى المشاكل في المستقبِل هي أخذ عينات الإشارة القادمة بشكل صحيح, وإذا تمّت هذه المعالجة لسلسلة عينات خاطئة فإن تحويل فوريه السريع لن يستعيد البيانات المستلمة على الحوامل. والمشكلة تكون أكثر تعقيداً عندما يكون المستقبل بحالة عمل. ولذلك نحن بحاجة لتواقت في القفل. إذا كانت الإشارة المرسلة دورية مع الزمن كما يتطلب التطبيق الصحيح للـ (FFT) وبالتّالي فإن تأثير الإزاحة الزمنية يكون بتعديل طور كل الحوامل بقيمة معروفة. وهذا معرف عن طريق نظرية الإزاحة الزمنية في نظرية جداء الطي.



الشكل (2.10) يبين توضيح لأثر مشكلة التزامن

على أيّةِ حال فإن الإشارة لن تكون مكررة كثيراً، وسوف تتم معالجة الشكل الرياضي كما لو أن الإشارة كانت تكرارية، لكن مع اختيار رموز مختلفة و من ثم إرسالهم الواحد تلو الآخر, فإن تأثير الإزاحة الزمنية يمكن أن لا يكون فقط بإضافة إزاحة طورية و المشار إليها أعلاه، ولكن أيضاً بإحداث تداخل بين الرّموز المتجاورة. هذا التداخل يمكن أن يسبب أخطاء في الاستقبال .

لتجنب هذه المشاكل، يتم إرسال أكثر من سلسلة عينات زمنية كاملة واحدة لكي نحسن التّواقت ممّا يتطلب بيانات إضافية لفاصل الأمان، وهذا يتم عن طريق تكرار التّرتيب حسب طول ذاكرة القناة التي تطلّبتها العيّنات الأخيرة من سلسلة البيانات, وبزيادة فاصل الأمان تزيد الحماية للنظام إلا أن فاصل الأمان هذا لا ينقل أي معلومة مفيدة حيث أنَّ نقلها يسبب ضياع في طاقة الإشارة.

إحدى التّقنيات المستخدمة للحصول على تزامن جيّد يكون بإضافة عينة فارغة (عينة صفرية) بين كل رمز (OFDM).

2.8.3. نسبة الاستطاعة الأعظمية إلى الاستطاعة المتوسطة

PAPR ‘Peak Average Power Ratio’

عندما تتم إضافة أطوار الحوامل الفرعية المختلفة لتشكيل قمم أكبر, فإن تعقيداً هاماً سوف يضاف إلى أنظمة (OFDM). هذه المشكلة تُدعى(PAPR) وهو معرف لكل إشارة (OFDM) خلال الفترة الزمنية [n, n+Ts] بالصيغة التّالية:

من أجل الإشارات المستمرة :

$$\chi_n = \frac{\max\limits_{t\in[n,n+T_s]} |x(t)|^2}{\int_n^{n+T_s} |x^2(t)|dt} \qquad (2.2)$$

ومن أجل الإشارات المنمذجة:

$$\chi_n = \frac{\max\limits_{k} |x_n[k]|^2}{E\{|x_n[k]|^2\}} \qquad (2.3)$$

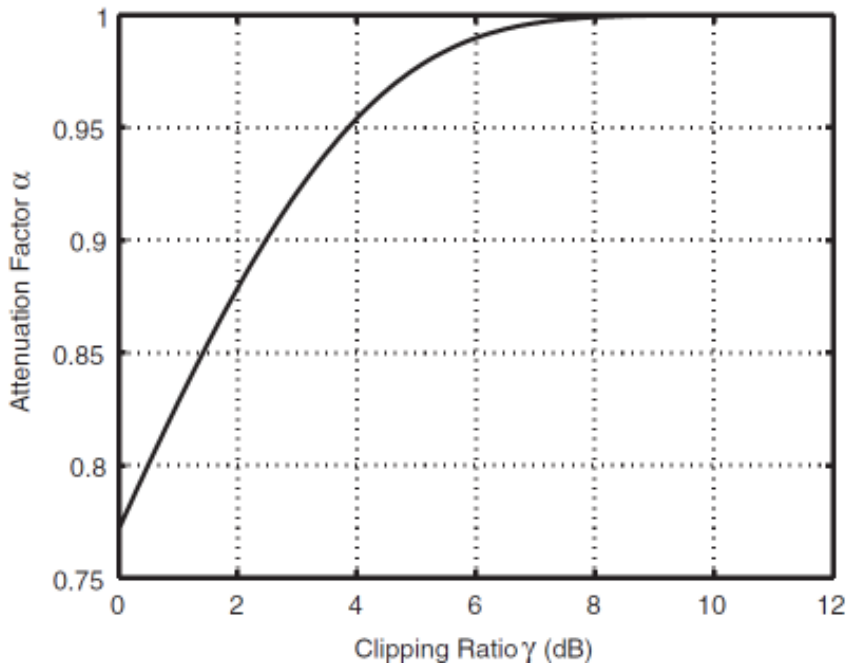
في أنظمة (OFDM) فإن (PAPR) يمكن أن تملك قيماً عالية جداً من أجل مجموعة من عينات دخل محددة $(X_n[k])$ وتسبب تحميل إضافي لخصائص لا خطية للأنظمة، ممّا يسبب تعديلات داخلية عبر الحوامل المختلفة و إشعاع غير مرغوب خارج الحزمة.

العائق الرئيسي الآخر للـ (PAPR) يمكن أن يلاحظ كسيطرة ضجيج التكميم تجاه أداء النظام، هذه السيطرة يمكن أن تحفز عن طريق تفادي تأثير الاقتصاص (Clipping) للمستوى الأعظمي للمبدل الرقمي التشابهي (DAC).

كما أنه هناك تقنيات مختلفة مقترحة لتخفيض (PAPR) في إشارات (OFDM)، لكن ذلك التخفيض غير واضح لأن (PAPR) والـ (SNR) تكون مرتبطة مع بعضها بشكل وثيق ونحن لن نتطرق لهذه التقنيات في هذه الدراسة.

2.8.4. تأثير القص (CLIPPING) على إشارات (OFDM):

عندما يكون للإشارات المرسلة (PAPRs) عالي، فإن المضخّمات يمكن أن تسبّب قص للإشارة بطريقة ما، القص يمكن أن يعتبر كقمم لإشارة الدخل تم اقتصاصها عبر المضخمات, ويؤدي القص إلى انعدام الإشعاع للحزمة وإلى التداخل (ISI) بين الحوامل الفرعية، ولكي نتجنب هذه التأثيرات الغير مرغوبة والتي تخفض من أداء (OFDM) فإن ذلك يكون إما عن طريق استعمال مضخمات ذات المجال ديناميكي أو أن نحاول تخفيض (PAPR)، إلا أن الحل الأول مكلف وبالتّالي فإن الحل الثاني هو الأكثر استخداماً .



الشكل (2.11) يبين نسبة القص للتخامد

2.8.5. ضجيج الطور (Phase noise) :

في طرف الاستقبال فإن المذبذب المحلي يمكن أن يضيف ضجيج طوري لإشارة (OFDM), حيث أنَّ ضجيج الطور يمكن أن يملك تأثيرين هما:

- خطأ الطور المشترك (Common Phase Error) (CPE) الناتج عن دوران (CONSTELLATION) الإشارة
- التداخل (Inter Carrier–Interference)(ICI) ،وذلك بشكل مشابه لإضافة الضجيج الغوصي.

قام كل من (BBC) و(R&D) بعمل تحليلات على تأثيرات ضجيج الطور في إشارة (OFDM)، هذه التحليلات تبين أن (Common Phase Error) (CPE) يظهر على كل الحوامل، و في الحقيقة فإن كوكبة الإشارة ضمن الرمز المعطى خاضع لنفس الدوران بالنسبة لكل الحوامل وهذا التأثير يمكن أن يصحح باستعمال إشارة مرجعية موجودة ضمن نفس الرمز.

وإنه من الصعب جداً التغلب على (ICI 'Inter Carrier Interference') نتيجة للضجيج الجمعي (additive noise) و الذي يكون مختلف بين الحوامل و هذا الاختلاف يمكن إن يترجم كخسارة في الخاصية التعامدية .

2.8.6. الخطأ التردّدي (Frequency error):

نظام (OFDM) يمكن أن يكون خاضع لنوعين من الأخطاء التردّدية هما:

- الإزاحة التردّدية التي يمكن أن تحدث سبب تردد التحمل للمذبذب المحلي.
- الخطأ في تردد ساعة المستقبل الرئيسية (الذي سوف يسبب مباعدة للحوامل المكشوفة لتكون مختلفة عن تلك المرسلة).

وقبل إيجاد الحلول لتلك المشاكل يحتاج مصمم النظام لأن يحدد الخطأ التردّدي المسموح وكيف تؤثر تلك الأخطاء على الإشارة المستلمة.

كل من هذه الأخطاء تم تحليلها وتبين أن تأثير الإزاحة التردّدية على معظم الحوامل متساوي وهي تؤثر بشكل منخفض على حافة الحامل، كما أن الـ (ICI) الناتج عن إزاحة ترددية ثابتة مطلقاً يزداد بزيادة عدد الحوامل، مع بقاء عرض الحزمة للنظام ثابتاً. و بالنسبة للخطأ في تردد ساعة المستقبل فهو يتمثل بغياب الإزاحة التردّدية، ويسبب عدم تساوي الحوامل (الحامل المركزي يعاني قليلا بينما التأثير الأسوأ يكون على الحامل القريب منه لكن ليس ذاك المتوضّع على الحافة). في قسم الاستقبال من المهم جداً تمييز نقطة البداية لـ (FFT) لتفادي فك التّعديل الخاطئ. ولذلك فإن التزامن يجب أن يكون دقيق, وهذا ما يفسر استعمال رموز خاصة (دليل) للتزامن في الإرسال. إن التصميم لأجهزة الإرسال والاستقبال يكون مهم بسبب القيمة العالية لنسبة (peak to average) والتي تسبب فقد للإشارة إذا كان المجال الديناميكي للمضخمات والمبدلات ليس كافٍ بشكل كبير. حيث أنَّ (OFDM) حساس جداً لانزياح التردّد الحامل, مثل هذه الإنزياحات تسبب بشكل رئيسي عدم استقرار مذبذبات المستقبل المحلي وتأثير دوبلر عند تحرك طرفية المستخدم. حيث يمكن تلخيص محاسن النظام OFDM بالنقاط التالية :

1. استخدام أفضل للطيف الترددي المتاح.
2. تم تفادي مشكلة المسارات المتعددة عن طريق فاصل الأمان GI.
3. تعدد الخدمات المنقولة وفق نفس الإشارة المعدلة وفق هذا التعديل عن طريق التشارك بالحوامل الفرعية.

4. الشبكة أحادية التردد SFN.
5. مناعة عالية للخفوت المنتقي للتردد (Frequency Selective Fading).
6. بساطة التسوية للقناة (Channel equalization).

الفصل الثالث

عرض ودراسة للتكيف (التوافق) وتطبيقاته

Adaptive theory and its implementations study

3.1. مقدمة عن التكيف (المواءمة):

يعتبر التكيف (التوافق) على الطبقة الفيزيائية من أهم تقنيات القرن الحالي لتحقيق أقصى كفاءة طيفية للأنظمة الاتصالات بشكل عام وللاتصالات اللاسلكية بشكل خاص. ونقصد بالطبقة الفيزيائية قناة الإرسال حيث أن قناة الإرسال اللاسلكية تكون متغيرة الخواص بشكل دائم متأثرة بالبيئة المحيطة من ضجيج وتداخل وتعدد المسارات....وغيرها.

هناك عدة طرق ونماذج لتطبيق التكيف في أنظمة الاتصالات فيمكن تطبيقها في المرسل أو المستقبل أو الاثنين معا ولكن الأخير غير مطبق بشكل واسع نظرا للتعقيد الناجم عن الدارة الالكترونية إضافة إلى حجم قناة التغذية العكسية والقناة المعرفة لحالة النظام.

إذن يمكننا الاعتبار بأن خواص التكيف تصنف حسب موقع استخدامها وأيضا هناك بكل تصنيف تصنيفات فرعية فأقوم بشرحها, وأيضا سيتم التنويه إلى أي فئة تم استخدامها في هذا البحث ولماذا تم الانتقاء هذا.

إن مبدأ التكيف بسيط من الناحية التعريفة حيث تكمن الفكرة الأساسية بقابلية المرسل أو المستقبل لتغير خاصية واحدة محددة أو عدة خواص تبعا لظروف وظواهر معينة يقوم النظام باستشعارها, وينعكس هذا التغيير على الأداء بشكل ملحوظ, ويمكن للأنظمة المتطورة أن تتنبأ بالحالة وهذا يضيف سرعة أكبر في الأنظمة.

تعتبر الأنظمة المتعددة الهوائيات من أكثر الأنظمة القابلة لإدخال خواص التكيف عليها حيث أن وجود عدة هوائيات في كل من المرسل والمستقبل يسمح باستخدام معظم أنواع وأشكال التكيف على مختلف تعقيداتها وأنواعها من المصفوفات المتوافقة للهوائيات مرورا بالهوائيات الذكية وأخيرا الأنظمة متعددة الدخل والخرج MIMO.

3.2. تطبيق خواص التكيف في جهة المرسل:

يمكن من الاسم تبيان ماهية هذه الفئة حيث أن الفكرة تكمن بتطبيق خواص التكيف في جهة المرسل ويكون ذلك على عدة فئات أساسية, هذا التصنيف يمكن أن يتغير من باحث لأخر وأيضا يتغير باكتشاف طرق حديثة أخرى للتكيف:

التكيف (التوافق) في استطاعة الإرسال

ويكون هذا النوع من التكيف (التوافق) بإمكانية وقدرة المرسل على أن يغير استطاعة الإرسال بالميلي واط أو dBm حسب مؤشرات معينة يعطيها المستقبل للمرسل عن طريق قناة تغذية عكسية, مثال بسيط يبدأ المرسل بالإرسال باستطاعة عليا أعظمية وعندما يستقبل المستقبل كل المعلومات كاملة وصحيحة يعطي مؤشر على ذلك مثل ACK فيقوم المستقبل بتخفيض قيمة استطاعة الإرسال إلى النصف ويرسل عند القيمة الجديدة وهكذا حتى نصل إلى قيمة يصبح عندها المستقبل غير قادر على استقبال البيانات أو يستقبلها ولكن بقيمة خطأ غير مقبولة ويعيد المستقبل عندها NACK وعلى هذا الأساس يتم الإرسال بأخر قمة كان الاستقبال عندها صحيح.

التكيف (التوافق) في عرض الحزمة

التكيف بعرض الحزمة Band width يكون بإمكانية وقدرة المرسل على أن يغير بعرض الحزمة وحدتها هرتز Hz حسب مؤشرات معينة يعطيها المستقبل للمرسل عن طريق قناة تغذية عكسية, المفتاح هنا كمية المعلومات في الرشقة الواحدة.

التكيف (التوافق) في عرض نافذة التعديل

ويكون هذا النوع من التكيف (التوافق) بإمكانية وقدرة المرسل على أن يغير عرض نافذة التعديل في الإرسال حسب مؤشرات معينة يعطيها المستقبل للمرسل عن طريق قناة تغذية عكسية, مثال بسيط في حال كان التعديل المستخدم MPSK فيبدأ المرسل بعرض نافذة تعديل دنيا لإرسال ولتكن QPSK ففي حال تم الاستقبال بنجاح يقوم المرسل برفع عرض النافذة إلى 16PSK ثم 32PSK وهكذا حتى نصل إلى مرحلة يصبح عندها المستقبل غير قادر على استقبال البيانات أو يستقبلها ولكن بقيمة خطأ غير مقبولة وعلى هذا الأساس يتم الإرسال بأخر عرض نافذة تعديل كان الاستقبال عندها صحيح.

التكيف (التوافق) في ربح التوجيه diversity gain

التكيف (التوافق) في ربح التوجيه يكون بإمكانية هوائي المرسل أو مصفوفة هوائيات الإرسال من تعديل مخطط الإرسال أي الربح للحصول على أفضل قيمة إستقبال ممكنة في المستقبل.

التكيف (التوافق) في زاوية الإرسال Tx angle

ويكون هذا النوع من التكيف (التوافق) بإمكانية وقدرة المرسل على أن يغير زاوية الميل أو الإرسال حسب مؤشرات معينة يعطيها المستقبل للمرسل عن طريق قناة تغذية عكسية, وذلك إما تعديل ميكانيكي أو الكتروني.

التكيف (التوافق) في زاوية الانزياح Phase shift

3.3. تطبيق خواص التكيف في جهة المستقبل:

ويكون فيها بشكل واضح تطبيق خواص التكيف (التوافق) في جهة المستقبل ويميل هذا النوع من التكيف إلى توقع حالة المرسل بناءا على معطيات وخوارزميات رياضية معلومة و واضحة, ويكمن المبدأ بشكل عام بأن المستقبل سيقوم بتغيير قيمة محددة أو عدة قيم في الاستقبال (سيتكيف المستقبل) وذلك للحصول على أفضل إشارة استقبال ممكنة. أيضا قمت بتصنيف هذه الفئة من التكيف (التوافق) إلى عدة فئات أساسية كما يلي:

التكيف (التوافق) في تضخيم الإشارة المستقبلة

ويعمل هذا النوع من التكيف على تضخيم الإشارة بشكل متكيف للحصول دائما على قيمة ثابتة في خرج المضخم وهي طريقة معقدة بعض الشيء وغير متبعة بكثرة في الهوائيات.

التكيف (التوافق) في ربح التوجيه diversity gain

التكيف (التوافق) في ربح التوجيه يكون بإمكانية هوائي المستقبل أو مصفوفة هوائيات المستقبلة من تعديل مخطط الاستقبال أي الربح للحصول على أفضل قيمة استقبال ممكنة.

التكيف (التوافق) في زاوية الاستقبالRx angle

ويكون هذا النوع من التكيف (التوافق) بإمكانية وقدرة المستقبل على أن يغير زاوية الميل أو الاستقبال حسب مؤشرات معينة, وذلك إما تعديل ميكانيكي أو الكتروني.

ويوجد أيضا أنواع أخرى للتكيف في جهة المستقبل تقوم على مبدأ المقارنة بين عدة إشارات مستقبلة وتطبق هذه الخوارزميات بشكل خاص على الأنظمة متعددة الدخل والخرج, تصنف كما يلي:

التكيف (التوافق) في انتقاء الإشارة الأسمى

وفيها يقارن المستقبل بين عدة إشارات مستقبلة ويقوم بانتقاء الأفضل بينها.

التكيف (التوافق) في استقبال عدة إشارات وتجميعها لاستخلاص إشارة واحدة

التكيف (التوافق) اعتمادا على الوصلة اللاسلكية (القناة)

التكيف (التوافق) في الترميز وفك الترميز Adaptive coding

التكيف (التوافق) في خوارزمية الاستقبال

وتكون خوارزميات الاستقبال بشكل عام مصممة لإلغاء التداخل بين الإشارات المتعددة أو فك تجميع الإشارات المجمعة في الإرسال كما ورد شرحها في فقرات سابقة من الأطروحة, وتم التركيز في أطروحتي على هذا النوع لعدة أسباب لأنه أسلوب جديد وغير مطبق بشكل واسع ولأنه الأقل كلفة وذو تعقيد عادي مقارنة مع بقية أنظمة التكيف وسهل التطبيق. يستخدم أسلوب التكيف هذا أو بالأحرى يمكن تطبيقه على خوارزميات الاستقبال الخطية, وكمثال على طرق فك التجميع في التجميع الحيزي للأنظمة متعددة الدخل والخرج والقابلة لإدخال التكيف عليها طريقة التصفير بالإجبار Zero-forcing schemes والحد الأدنى لمتوسط مربع الخطأ Minimum Mean Square Error, ويمكنني شرح المبدأ الأساسي لعملية إدخال التكيف إلى الخوارزميات الخطية لطرق فك التجميع في التجميع الحيزي بأن الأخيرة مبنية على أساس شعاع الوزن الناتج أو المستخرج عن طريق معادلة رياضية يكون حصرا أحد محدداتها مصفوفة القناة H. ففي الحالة الطبيعية تكون مصفوفة الوزن W ثابتة القيمة لا تتغير طول فترة الإرسال أما الفكرة الكامنة وراء التكيف هنا بأن تصبح مصفوفة الوزن W ذات قيمة متغيرة متكيفة لتحقيق أفضل أداء.

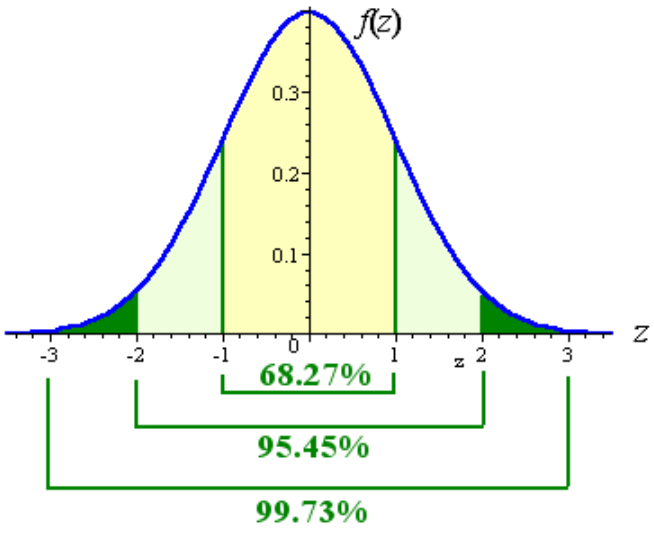
3.4. البرهان الرياضي على آلية عمل طريقة التكيف (التوافق) في خوارزمية الاستقبال:

نبدأ بقيمة مصفوفة وزن w تعطى حسب طريقة فك التجميع في التجميع الحيزي للأنظمة متعددة الدخل والخرج المستخدمة, وكما قلت سابقا هذه الطرق قابلة بشكل كبير لإدخال التكيف عليها كما في طريقة التصفير بالإجبار Zero-forcing schemes والحد الأدنى لمتوسط مربع الخطأ Minimum Mean Square Error.

ثم قمت باختيار أفضل أشارة مرسلة من كل هوائي إرسال باستخدام المعدل الإحصائي ألشعاعي الأدنى أي المنحني الجرسي (minimum norm) وبعد ذلك انتقاء أفضل قيم لمصفوفة الوزن w والتي تعطي أفضل إشارة مختارة كما سابقا, ومن مصفوفة الوزن يتم حساب الإشارة المستقبلة بسهولة وبعد ذلك يوجد عمليات إعادة تعيين لاستقبال الرشقة التالية.

Find best transmitter signal using minimum norm
Select Weight vector for best transmitter signal
Calculate output for transmitter n and demodulate bit stream
Subtract effect of the transmitter n from received signal
Adjust channel estimate matrix for next minimum norm search

حيث أن بتكرار العينات يأخذ الخطأ التوزيع الطبيعي كما في الشكل التالي :



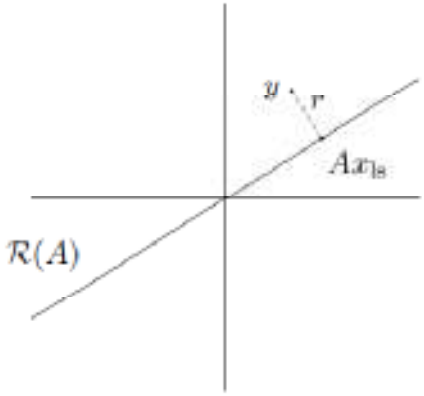
الشكل (3.1) التوزيع الطبيعي

تصميم المعادلات الخطية وآلية العمل على استنتاج القيم الأفضل [56]:

لنفرض لدينا $y = Ax$ حيث $A \in Rm \times n$ و $m > n$ تسمى هذه الحالة (overdetermined set of linear equations). المشكلة هنا أنه في معظم الحالات لا يمكن حل x من قيمة y المعروفة. ولكن يمكننا استخدام نهج وحيد لحل المعادلة $y = Ax$ وهي عن طريق تحديد الخطأ $r = Ax - y$ وإيجاد $x = x_{ls}$ التي تكون عندها $||r||$ أقل ما يمكن.

نسمي x_{ls} الحد المربع الأدنى least-squares وهو حل المعادلة الخطية $y = Ax$ والتي يكون عندها الخطأ بأقل قِيَمِه.

ولشرح ذلك من الناحية الهندسية ليكن لدينا Axls نقطة من R(A) وهي الأقرب إلى y حسب الرسم



الشكل (3.2) يبين النقطة y و Axls [56]

بفرض A هي مصفوفة رتبة (full Rank array), لإيجاد لأفضل قيمة لـ x_{ls} سنقوم بإيجاد أصغر قيمة لمربع الخطأ (minimum norm of residual squared)

$$\|r\|^2 = x^T A^T Ax - 2y^T Ax + y^T y \qquad (3.1)$$

نضع التدرج (gradient w.r.t. x) مساوي الصفر

$$\nabla_x \|r\|^2 = 2A^T Ax - 2A^T y = 0 \qquad (3.2)$$

ومنها نحصل على العلاقة (normal equations)

$$A^T Ax = A^T y \qquad (3.3)$$

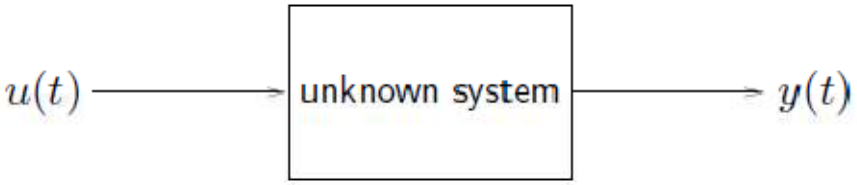
وبعكس المعادلة يكون لدينا

$$x_{\text{ls}} = (A^T A)^{-1} A^T y \qquad (3.4)$$

حيث x_{ls} هي تابع خطي لـ y, و $x_{ls} = A^{-1}y$ في حال كانت A مصفوفة مربعة.

وفي حال عكس المبدأ الرياضي على معالجة الإشارة وتوابعها (least squares minimum norm error) [57]:

وبحساب الدخل u(t) و الخرج y(t) لنظام مجهول بشكل مبدئي



الشكل (3.3) يبن نظام مجهول بشكل مبدئي

و باستخدام نظرية system identification problem يمكننا تحديد النموذج الأفضل استنادا إلى قيم الدخل والخرج. والتي نعتمد فيها على مبدأ القيم الوسطى المتحركة (MA 'Moving-Average') لإيجاد النظام المناسب الموائم والمتكيف من قيم الدخل والخرج باستخدام عدد n من العوامل.

$$\hat{y}(t) = h_0 u(t) + h_1 u(t-1) + \cdots + h_n u(t-n) \qquad (3.5)$$

وبشكل أخر يمكننا كتابة المعادلة السابقة كما يلي وهي المعبرة عن نموذج الخرج المتنبئ به :

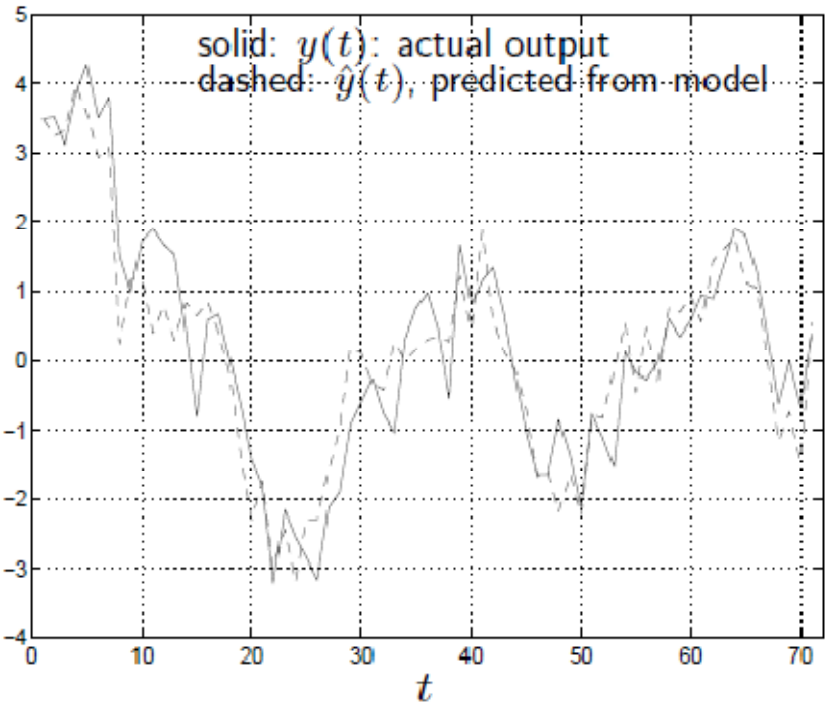
$$\begin{bmatrix} \hat{y}(n) \\ \hat{y}(n+1) \\ \vdots \\ \hat{y}(N) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u(n) & u(n-1) & \cdots & u(0) \\ u(n+1) & u(n) & \cdots & u(1) \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ u(N) & u(N-1) & \cdots & u(N-n) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_0 \\ h_1 \\ \vdots \\ h_n \end{bmatrix}$$

وبالتالي يعطى نموذج الخطأ بالمعادلة التالية :

$$e = (y(n) - \hat{y}(n), \ldots, y(N) - \hat{y}(N)) \qquad (3.6)$$

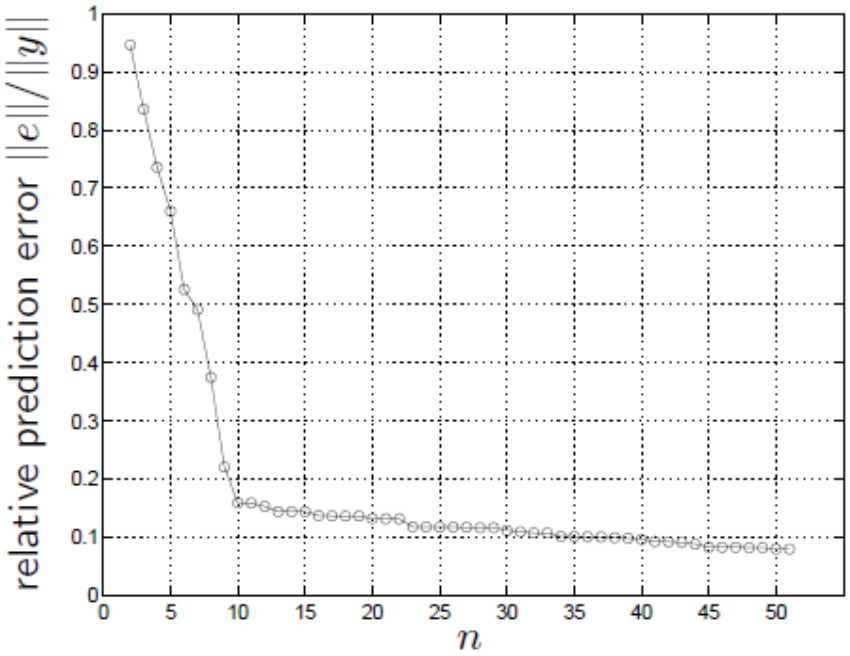
ومن هنا وباستخدام least-squares identification سيتم اختيار نموذج يقلل خطأ التنبؤ إلى أصغر قيمة

choose model (i.e., h) that minimizes norm of model prediction error ||e||



الشكل (3.4) يبين الإشارة الأساسية والإشارة المتنبئ بها [57]

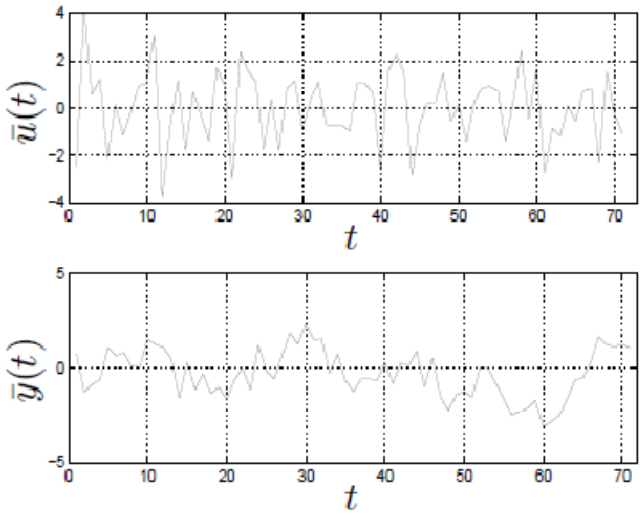
السؤال الأساسي هو كم عدد العينات n التي نحتاجها لنصل إلى القيمة الأمثل للنظام, بصراحة كلما زاد عدد العينات المبدئية التي نريد منها إحصاء النظام كلما كان أفضل كما في الشكل التالي



الشكل (3.5) يبين عدد العينات n [57]

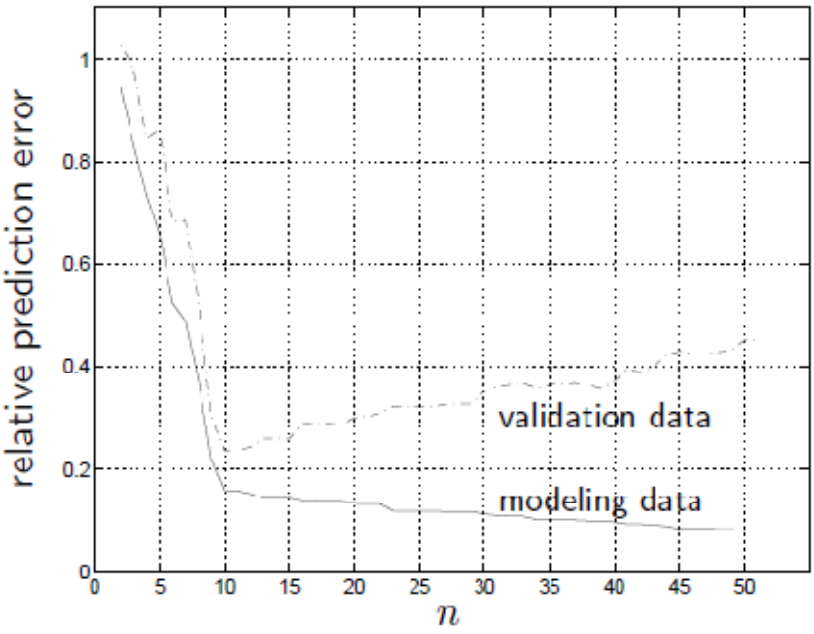
ولكن هناك مشكلة وصعوبة تكون في حال كانت n كبيرة جدا حيث أن النظام تقل إمكانيته في التنبؤ عندما يتغير أي حد من المعطيات.

وللتحقق من صحة المعطيات Cross-validation والنظام والنموذج الموضوع وأداءه نقوم بفرض قيم أخرى غير مستخدمة في استنتاجاتنا الأولية



الشكل (3.6) القيم المدخلة إلى النظام [57]

ثم نقوم بالاختبار الذي نرى نتائجه حسب الشكل (3.7) حيث يبين الخطأ للقيم المتنبئ بها حسب عدد العينات n



الشكل (3.7) يبين علاقة n بالخطأ [57]

حيث نجد أن أفضل قيم تكون عند n=10.

الإجراء العملي

مقدمة للتطبيق العملي لأطروحة الماجستير

وفقا للدراسة النظرية التي تم عرضها وتبعا لضرورة مواكبة التطور الجاري في تكنولوجيا الاتصالات اللاسلكية كانت فكرة القسم العملي المتكون من أربع أجزاء رئيسية شاملة للدراسات السابقة والحالية وأفكار مستقبلية تعتبر مفتاح وأساس لجميع مجالات وتكنولوجيات إرسال الإشارة اللاسلكية, عاملا على تشكيل أنظمة شاملة (مرسل, قناة إرسال أو عدة أقنية ومستقبل) موضحا فيها طبيعة المنظومة المدروسة, محاكيا الواقع العملي إلى أبعد الحدود مسخرا إياها للمقارنات مع تقنيات ونماذج وخوارزميات عديدة مستخلصا النتائج والرسوم البيانية الموضحة.

ملخص لأجزاء القسم العملي

يقوم القسم العملي من الأطروحة بدراسة ومحاكاة ومقارنة أنظمة اتصالات لاسلكية كاملة (مرسل قناة مستقبل) من توليد البتات بشكل عشوائي, تقسيمها إلى رموز, تعديلها, وضعها على الهوائيات والحوامل, تطبيق قناة مدروسة عليها, استقبالها, تطبيق خوارزميات استقبال, فك التعديل و حساب معدل الأخطاء. حيث سأقوم بشرح جميع الخطوات السابقة بشكل مفصل لكل نظام خلال الفقرات العملية التالية التي تتركز على المحاكاة و استخلاص النتائج.

القسم الأول

يندرج القسم العملي الأول من الأطروحة تحت الفصل الرابع و يقوم على دراسة ومحاكاة ومقارنة واستخلاص النتائج في الأنظمة متعددة الخرج و الدخل, وذلك للأنظمة متعددة الهوائيات و لنماذج و طرق استقبال التجميع الحيزي.
وهنا تم العمل والتركيز على ما يلي:

System antenna diversity simulation & comparison.
MIMO Spatial Multiplexing schemes simulation & comparison.

القسم الثاني

يندرج القسم العملي الثاني من الأطروحة تحت الفصل الخامس و يقوم على دراسة ومحاكاة ومقارنة واستخلاص النتائج لنماذج وخوارزميات الاستقبال للتجميع الحيزي في الأنظمة متعددة الدخل و الخرج كل منها على حدا قبل و بعد استخدام تقنيات التكيف (التوافق).

وهنا تم العمل والتركيز على ما يلي:

Adaptive MIMO-SM schemes implementation, simulation & comparison.

القسم الثالث

يندرج القسم العملي الثالث من الأطروحة تحت الفصل السادس و يقوم على دراسة ومحاكاة ومقارنة واستخلاص النتائج لنماذج وخوارزميات الاستقبال للتجميع الحيزي في الأنظمة المتكيفة متعددة الدخل و الخرج كل منها على حدا قبل و بعد استخدام تقنيات التقسيم الترددي التجميعي المتعامد.

وهنا تم العمل والتركيز على ما يلي:

Adaptive MIMO-SM schemes with OFDM implementation, simulation & comparison.

القسم الرابع

يندرج القسم العملي الرابع من الأطروحة تحت الفصل السابع ويعرض هذا الفصل برنامج المحاكاة و واجهة المستخدم كما يلخص النتائج ويعرض التوصيات النهائية.

الفصل الرابع

دراسة عملية شاملة لنظام متعدد الدخل والخرج

يمكنني تعريف هذا الفصل على أنه القسم الأول من الجزء العملي, وقدمت هنا دراسة شاملة لنظام متعدد الدخل والخرج موضحا فيها ومقارنا مع الأنظمة وحيدة الدخل والخرج, الأنظمة متعددة الدخل وحيدة الخرج والأنظمة وحيدة الدخل متعددة الخرج. وتناولت أيضا دراسة تفصيلية لخوارزميات وطرق التجميع الحيزي المطبقة في الإرسال متعدد الدخل والخرج.

4.1. نموذج القناة المستخدم Channel model

هناك عدة نماذج تستخدم في الوصلة اللاسلكية للأنظمة متعددة الدخل والخرج معتمدة من IEEE

IEEE 802.11n channel model [52]

IEEE 802.16 channel model [53]

وهناك نماذج رياضة يمكن تلخيصها بالجدول التالي :

Model	Environment	LOS/NLOS	K (dB)	RMS delay spread (ns)	Number of clusters
A	Flat fading	NLOS	-∞	0	1 tap
B	Residential	LOS/NLOS	10 (first tap only)	15	2
C	Residential/ Small Office	LOS/NLOS	3 (first tap only)	30	2
D	Typical Office	NLOS	-∞	50	3
E	Large Office	NLOS	-∞	100	4
F	Large Space/ (Indoors and Outdoors)	NLOS	-∞	150	6

جدول (4.1) يبين نماذج قنوات أنظمة الـ MIMO ومحدداتها

إن مصفوفة القناة H للأنظمة متعددة ادخل والخرج لكل نوع, وذلك خلال لحظة زمنية, من A إلى F في الجدول يمكن أن تقسم إلى جزأين: مصفوفة الجزء الثابت Fixed (Constant, LOS) Matrix ومصفوفة الجزء المتغير لرايلي Variable Rayleigh matrix. في حال نماذج الحلقة الوحيدة One-Ring model هناك فقط مصفوفة الجزء المتغير لرايلي حيث أن هذا النموذج لا يشمل الجزء الثابت LOS.

في حال 2x2 هوائي, فإن نموذج مصفوفة القناة H [54] يعبر عنها بالعلاقة التالية:

$$H = \sqrt{P}\left(\sqrt{\frac{K}{K+1}}H_F + \sqrt{\frac{1}{K+1}}H_v\right) =$$

$$= \sqrt{P}\left(\sqrt{\frac{K}{K+1}}\begin{bmatrix} e^{j\phi_{11}} & \frac{1}{\sqrt{10}}e^{j\phi_{12}} \\ \frac{1}{\sqrt{10}}e^{j\phi_{21}} & e^{j\phi_{22}} \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{1}{K+1}}\begin{bmatrix} X_{11} & \frac{1}{\sqrt{2}}X_{12} \\ \frac{1}{\sqrt{2}}X_{21} & X_{22} \end{bmatrix}\right) \qquad (4.1)$$

حيث أن X_{NM} (*N*-th receiving and *M*-th transmitting antenna) هو متوسط التقارب للصفر correlated zero-mean, واحدة التباين unit variance, ومجموعة المتغيرات العقدية الغاوصية complex Gaussian random variables تعتبر معاملات مصفوفة رايلي المتغيرة Hv. exp(jφNM) هي عناصر مصفوفة الجزء الثابت H_F , K هو Rician K-factor, P هي الاستطاعة في كل نموذج.

لتحقيق الترابط لعناصر X_{NM} للمصفوفة X [55], تعطى علاقة الترابط بين المرسل والمستقبل كما يلي:

$$[X] = \left\{[R_{Tx}] \otimes [R_{Rx}]^{1/2}\right\}[H_{iid}] \qquad (4.2)$$

حيث Rtx و Rrx هما مصفوفتا التقارب correlation matrices للمرسل والمستقبل, Hiid هو شعاع المتوسط الصفري المستقل vector of independent zero mean, واحدة التباين unit variance, ومجموعة المتغيرات العقدية الغاوصية complex Gaussian random variables.

$$[R_{Tx}] = [\rho_{TxNM}]$$
$$[R_{Rx}] = [\rho_{RxMN}] \qquad (4.3)$$

حيث ρ_{TxNM} هو معامل الترابط العقدي بين الهوائيات المرسلة ذات الترتيب Nth و Mth. أما ρ_{RxMN} هو معامل الترابط العقدي بين الهوائيات المستقبلة ذات الترتيب Nth و Mth.

4.2. محاكاة و مقارنة لأنظمة متعددة الهوائيات

System antenna diversity simulation & comparison

طبقت في هذا الجزء مقارنة بين الأنظمة متعددة الخرج والدخل من مرسل مستقبل وقناة عن طريق محاكاة التعديل QPSK خلال قناة خفوت مستوية Flat–fading Rayleigh وتم تصميم وكتابة برنامج المحاكاة بحيث يمكن تغيير قيمه وتعديل الثوابت الأساسية بسهولة لاستنباط أنظمة أخرى من نفس الطبيعة ومقارنة النتائج.

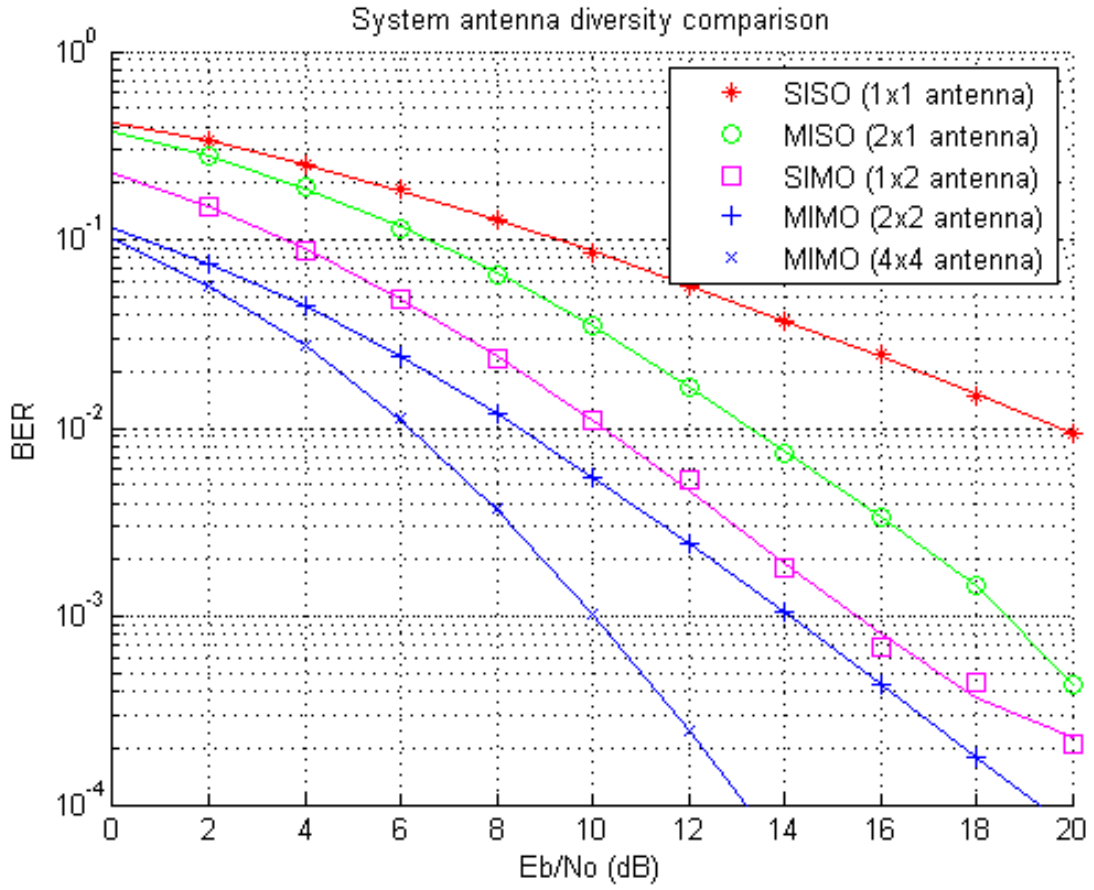
4.2.1. شرح لعمل برنامج المحاكاة :

تقدم هذه المحاكاة نظام وحيد الدخل والخرج SISO وتبين أداء نظام متعدد الدخل والخرج MIMO ومقارنة بين هذين النظامين ومقارنات مع الأنظمة السابقة. لقد فرضت في هذه المحاكاة أن القناة معروفة بشكل واضح بالنسبة للمستقبل لكل الأنظمة وهي قناة خفوت مستوية. برنامج المحاكاة هذا يتم تنفيذه على مجال من نقاط Eb/No يمكن تعديل مجاله عدد خطواته وقيمة الخطوة الواحدة وذلك للسماح لنا باستنتاج و توليد معدل خطأ البتات (BER ‘Bit Error Rate’) وبالتالي المقارنة بين الأنظمة المدروسة التالية:

أ- SISO (1 x 1 antenna).
ب- MISO (2x1 antenna).
ت- SIMO (1x2 antenna).
ث- MIMO (2x2 antenna).
ج- MIMO (4x4 antenna).

4.2.2. النتائج والرسوم البيانية:

كما هو موضح بالشكل أدناه رسم بياني للمحاكاة التي تمت على مجال Eb/No من الصفر للعشرين (0–20 dB) وبخطوة (2dB). يمكنا ملاحظة أداء الأنظمة المدروسة :



الشكل (4.1) مقارنة بين الأنظمة : SISO, MISO, SIMO و MIMO (عمل الباحث)

حيث أن الأنظمة وحيدة الدخل والخرج SISO لديها أكبر معدل خطأ للبتات BER, ويتحسن الأداء باستخدام هوائيين في الإرسال (أو عدة هوائيات في الإرسال) و تم المحاكاة على هوائيين فقط للإرسال و واحد للاستقبال ولكن يمكننا تعميم النتائج بسهولة على عدة هوائيات للإرسال مقابل هوائي استقبال وحيد وسنلاحظ انه كلما ازداد عدد الهوائيات المرسلة سيقل معدل الخطأ للبتات, و لكن لا يمكننا مقارنة هذا التحسن و الكلفة أبدا في حال استخدام عدة هوائيات استقبال وهوائي إرسال وحيد و أيضا كما نوهت منذ قليل قامت المحاكاة على هوائي إرسال وحيد وهوائيين استقبال ويمكن تعميم النتائج على عدة هوائيات استقبال بالنسبة لهوائي إرسال وحيد و بشكل عام و باختصار وكنتيجة إلى السرد السابق, استخدام عدة هوائيات استقبال بالنسبة لهوائي إرسال وحيد SIMO هو أفضل للأداء و أعلى مردود وأقل تعقيد و أقل معدل خطأ من استخدام عكس ذلك أي عدة هوائيات إرسال و هوائي استقبال وحيد MISO. و بإكمال الدراسة و رؤية النتائج نجد أن عدة هوائيات إرسال واستقبال MIMO تحقق نتائج أفضل من الأنظمة المذكورة سابقا. و لكن من الجدير بالذكر أن أفضل ما يمكن الوصول إليه يكون باستخدامه المصفوفات المربعة أي يكون عدد الهوائيات في الإرسال و الاستقبال متساوي و تمت المحاكاة هنا على

هوائيين في الإرسال ومثلها بالاستقبال (2x2), أيضا أربع هوائيات إرسال ومثلها بالاستقبال (4x4). وأيضا من السهل تعميم النتائج على عدد أكبر من الهوائيات مع العلم أن الزيادة تؤدي إلى زيادة الكلفة لدرجة ستصبح الكلفة و التعقيد أكبر من معدل الربح في النظام, و بالتالي يجب أخذ هذا بعين الاعتبار عند التصميم.

من هذه المحاكاة واستنادا إلى أبحاث سابقة بأن استخدام المصفوفات المربعة أي عدد الهوائيات في الإرسال مساوي لعدد الهوائيات في الاستقبال يحقق أفضل أداء, وعلى هذا كل الأنظمة المدروسة التالية ستكون مبنية على هذا المبدأ.

4.3. محاكاة و مقارنة طرق التجميع الحيزي للأنظمة متعددة الدخل و الخرج

MIMO Spatial Multiplexing schemes simulation & comparison

تعتبر هذه الدراسة والمحاكاة امتداد للسابق حيث في هذه الفقرة قمت بأخذ المصفوفة المربعة استنادا للنتائج السابقة بأنها تحقق أفضل مردود وأقل معدل خطأ للبتات لتركيز الدراسة التالية عليها. حيث على غرار السابق الذي كان يعتمد على فصل سلسلة البتات على عدد هوائيات الإرسال ثم إرسالها إلى القناة و استقبالها بكل بساطة دون أي خوارزميات معالجة أو تدقيق أو ....الخ. فهنا يوجد تحسينيين جوهرين أساسين الأول أن نقوم بتوليد المعطيات على شكل مصفوفة متوافقة مع عدد الهوائيات وهنا نختصر مرحلة الفصل حيث أننا نلم مسبقا بأن النظام صمم على أساس المصفوفات المربعة, ثانيا إضافة خوارزميات وطرق في جهة المستقبل تحسن الأداء بشكل كبير حيث ستتم المقارنة بينها و تفصيل ماهية كل منها. وأيضا يجب التنويه أن الأنظمة المتعددة الدخل والخرج تم دراستها على نحو كامل من البداية للنهاية (مرسل, قناة أو عدة قنوات جزئية, مستقبل).

4.3.1. شرح لعمل برنامج المحاكاة :

استعرضت هنا دراسة ومحاكاة لطرق وخوارزميات التجميع الحيزي للأنظمة متعددة الدخل و الخرج, قمت بالعمل على الأنظمة الأساسية للـ 2x2 MIMO & 4x4 MIMO. نوع التعديل المستخدم QPSK و لكن يمكن تغير القيم و نوع التعديل بكل سهولة من أجل استخلاص نتائج أخرى, لم يتم استخدام أي نوع من أنواع الترميز. في جهة المستقبل افترضت بان القناة معروفة لكل الأنظمة المدروسة. ولا يوجد تغذية عكسية من المستقبل للمرسل, أي نظام تجميع حيزي مفتوح الدائرة open-loop spatial multiplexing system.

برنامج المحاكاة يبين الأنظمة غير الخطية التالية و تطبيق نظرية إلغاء التداخل nonlinear interference cancellation :

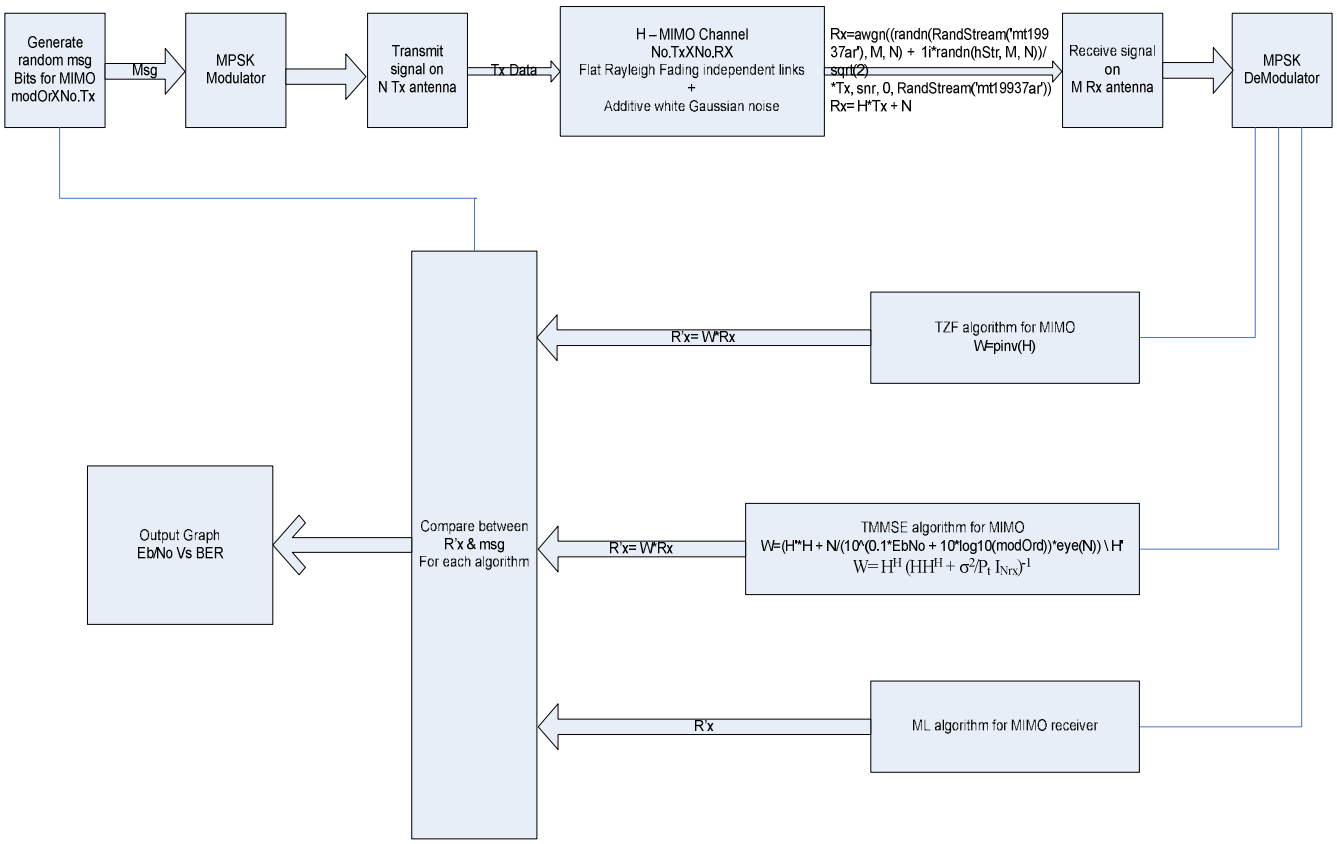
أ- التصفير بالإجبار استنادا إلى التمهيد النظري Theatrical Zero-Forcing (MIMO-SM TZF)

ب- الحد الأدنى لمتوسط مربع الخطأ استنادا إلى التمهيد النظري Theatrical Minimum-Mean-Square-Error (MIMO-SM TMMSE)

و مقارنة أداءها مع :

ت- الكشف بالأرجحية العظمى Maximum-Likelihood optimum receiver (MIMO-SM ML)

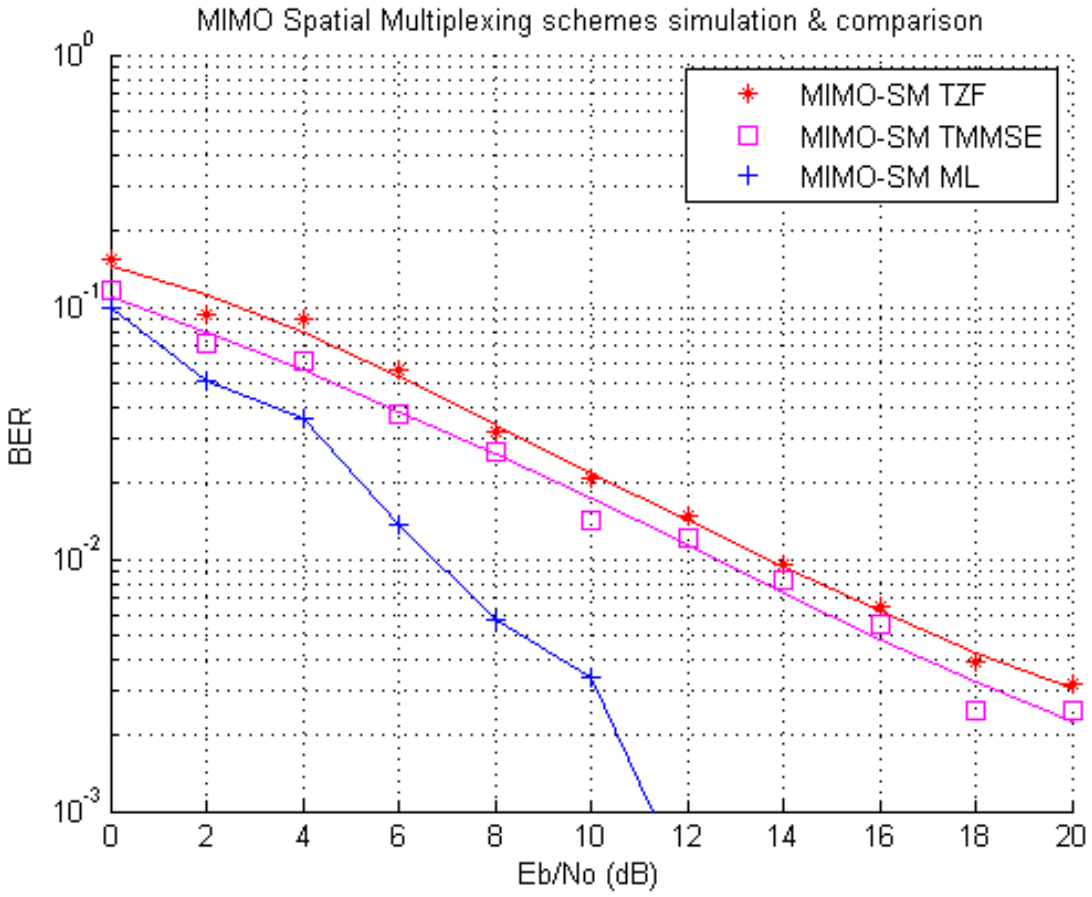
4.3.2. المخطط الصندوقي:



الشكل (4.2) مخطط صندوقي لطرق التجميع الحيزي للأنظمة متعددة الدخل والخرج (عمل الباحث)

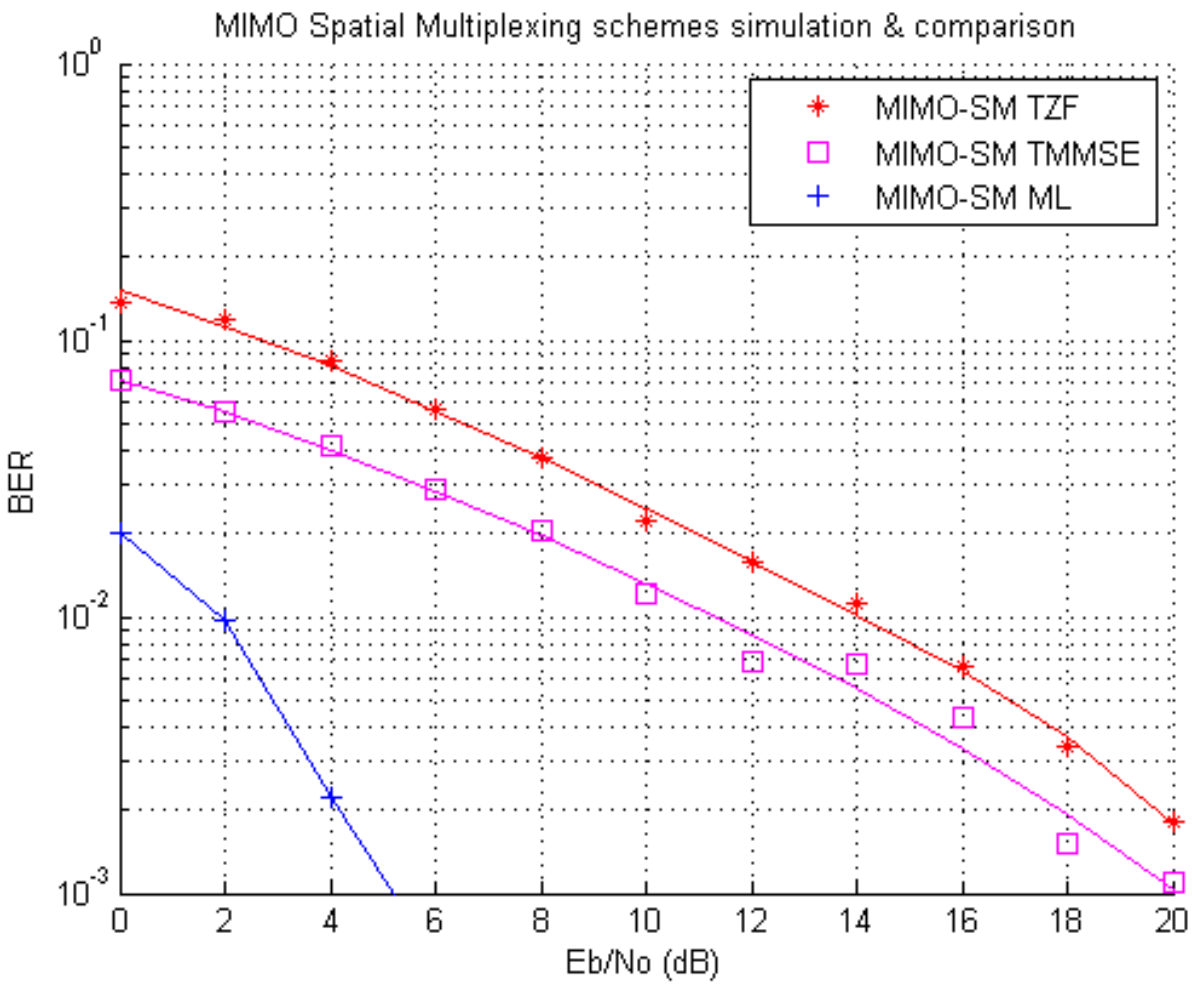
4.3.3. النتائج و الرسوم البيانية:

كما هو موضح بالأشكال (4.3) و(4.4) أدناه رسم بياني للمحاكاة التي تمت على مجال Eb/No من الصفر للعشرين (0–20 dB) وبخطوة (2dB). يمكنا ملاحظة أداء الأنظمة المدروسة :



الشكل (4.3) مقارنة بين: 2x2 MIMO-SM schemes. Theoretical ZF, Theoretical MMSE and ML (عمل الباحث)

يوضح الشكل (4.3) دراسة ناتجة عن المقارنة بين عدة طرق وخوارزميات للتجميع الحيزي للأنظمة متعددة الدخل والخرج في حال هوائيين في الإرسال و هوائيين بالاستقبال 2x2 MIMO–SM.



الشكل (4.4) مقارنة بين: 4x4 MIMO-SM schemes. Theoretical ZF, Theoretical MMSE and ML (عمل الباحث)

كما يوضح الشكل (4.4) دراسة ناتجة عن المقارنة بين عدة طرق وخوارزميات التجميع الحيزي للأنظمة متعددة الدخل والخرج في حال أربع هوائيات في الإرسال ومثلها بالاستقبال 4x4 MIMO–SM.

ومن الشكلين نلاحظ أن النتائج متقاربة من حيث المبدأ نسبيا بين النظامين و يمكن تعميمها على عدد هوائيات أكبر مع مراعاة التعقيد على حساب الكلفة والمردود. حيث تعتبر كلها طرق وخوارزميات لإلغاء التداخل تضاف للمستقبل لتحسين الأداء. نبدأ بالذكر طريقة الـ Zero–Forcing يحقق أداء جيد و يجب التنويه أن قمت بتسميتها بالطرق النظرية لأنها تطبيق فوري استنادا إلى التمهيد النظري أما الواقع التطبيقي سأقوم بمناقشته في الفصل التالي. بمقارنة طريقة الحد الأدنى لمتوسط مربع الخطأ MMSE بطريقة التصفير بالإجبار ZF نلاحظ تحسن الأداء و المردود في طريقة الحد الأدنى لمتوسط مربع الخطأ MMSE عن التصفير بالإجبار ZF. ويكون التحسن أفضل بالنسبة لأربع هوائيات في الدخل و الخرج من هوائيين في الدخل و الخرج. و أفضل من الاثنين على صعيد كل الأنظمة المدروسة سابقا هي طريقة الأرجحة العظمى. وأيضا من

السهل تعميم النتائج على عدد أكبر من الهوائيات مع العلم أن الزيادة تؤدي إلى زيادة الكلفة لدرجة ستصبح الكلفة و التعقيد أكبر من معدل الربح في النظام, و بالتالي يجب أخذ هذا بعين الاعتبار عند التصميم. و بالأخص في طريقة الأرجحة العظمى حيث يعتبر التعقيد في المعالجة عالي جدا و كثيف عند زيادة عدد الهوائيات أو التعديل الذي يؤدي إلى زيادة عدد الاحتمالات بشكل أسي, فهي طريقة محدودة بقوة المعالجة المطبقة على النظام.

الفصل الخامس

دراسة عملية شاملة للتجميع الحيزي في الأنظمة متعددة الدخل و الخرج وتطبيق تقنيات التكيف (التوافق)

Adaptive MIMO-SM study, implantation, simulation & comparison

يمكنني تعريف هذا الفصل على أنه القسم الثاني من الجزء العملي, وقدمت هنا دراسة شاملة و متممة للفصل السابق لخوارزميات وطرق التجميع الحيزي للأنظمة متعددة الدخل والخرج موضحا فيها ومقارنا كل منها على حدا قبل وبعد استخدام تقنيات التكيف (التوافق).

5.1. دراسة لطرق التصفير بالإجبار لأنظمة التجميع الحيزي المتكيفة متعددة الدخل والخرج

Adaptive MIMO-SM Zero Forcing study

قدمت في هذا الجزء دراسة ومحاكاة لأنظمة التجميع الحيزي متعددة الدخل والخرج مستخدما فيها طرق وخوارزميات التصفير بالإجبار مع تطبيق خواص التكيف وقناة التغذية العكسية الحاملة لمعلومات حالة النظام (CSI 'Chanel state information'). ومقارنا مع التجميع الحيزي بطريقة الصفير بالإجبار ZF النظري أي دون استخدام أي إضافات أو خواص تكيف أو قنوات تدفق عكسية.

5.1.1. شرح لعمل برنامج المحاكاة :

هذا البرنامج يقدم نظام محاكاة متكامل و يبين الإشارة المرسلة و نموذج القناة و الإشارة المستقبلة و فك تعديلها من جهة المستقبل, تم الفرض هنا أن القناة معروفة بشكل جيد للمستقبل وقناة خفوت مستوية Flat-fading Rayleigh كما تمت المعالجة على تعديل QPSK للإشارة و مصفوفات مربعة لتوليد البتات و عدد الهوائيات –هوائيين في كل من جهة المرسل و المستقبل في المحاكة الأولى و أربع هوائيات في جهة المرسل و المستقبل في المحاكاة الثانية– يتم التنفيذ

على مجال من نقاطEb/No. مع العلم أن البرنامج يمكن تعديل قيمة بكل سهولة لتعميم النتائج على MPSK وعدد هوائيات أكبر ومجالات مختلفة من Eb/No مع إمكانيات تغيير عدد خطواته وقيمة الخطوة الواحدة.

قمت بالمقارنة هنا بين نظامين:

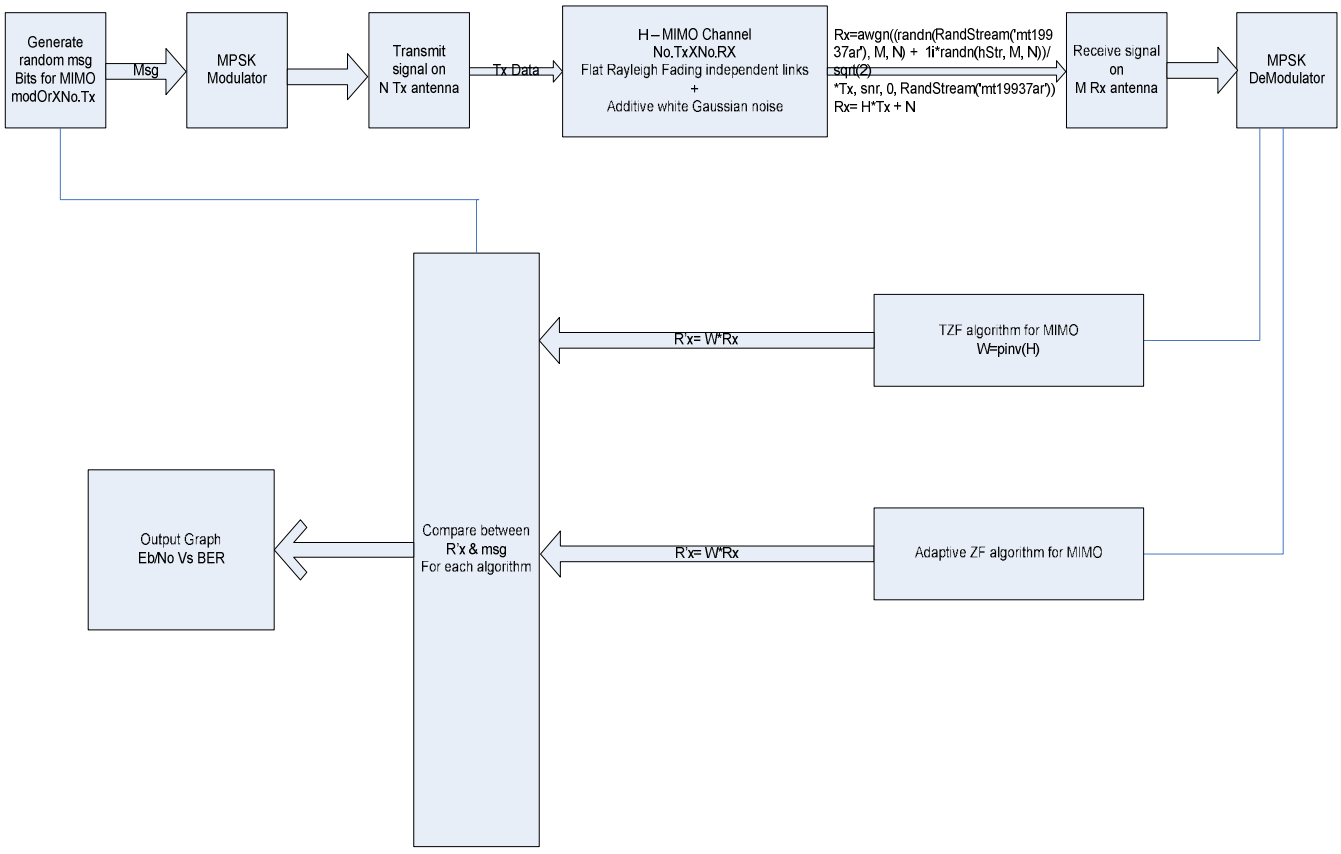
أ- التصفير بالإجبار للتجميع الحيزي في الأنظمة المتكيفة (المتوافقة) متعددة الدخل و الخرج

Adaptive MIMO spatial multiplexing Zero Forcing

ب- التصفير بالإجبار للتجميع الحيزي في الأنظمة متعددة الدخل و الخرج

MIMO spatial multiplexing Zero Forcing

5.1.2. المخطط الصندوقي:

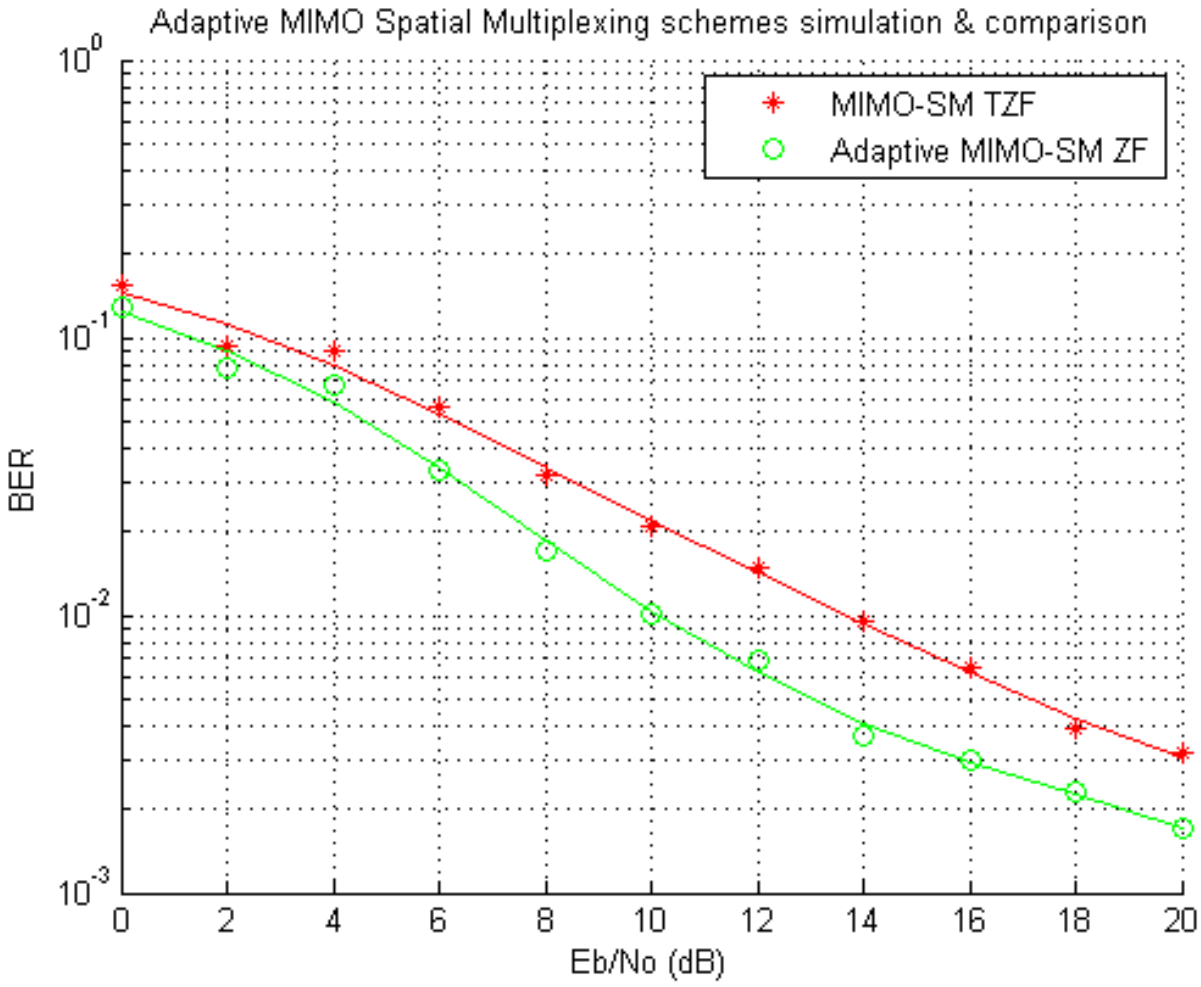


الشكل (5.1) مخطط صندوقي لطرق التصفير بالإجبار لأنظمة التجميع الحيزي المتكيفة متعددة الدخل والخرج (عمل الباحث)

5.1.3. النتائج و الرسوم البيانية:

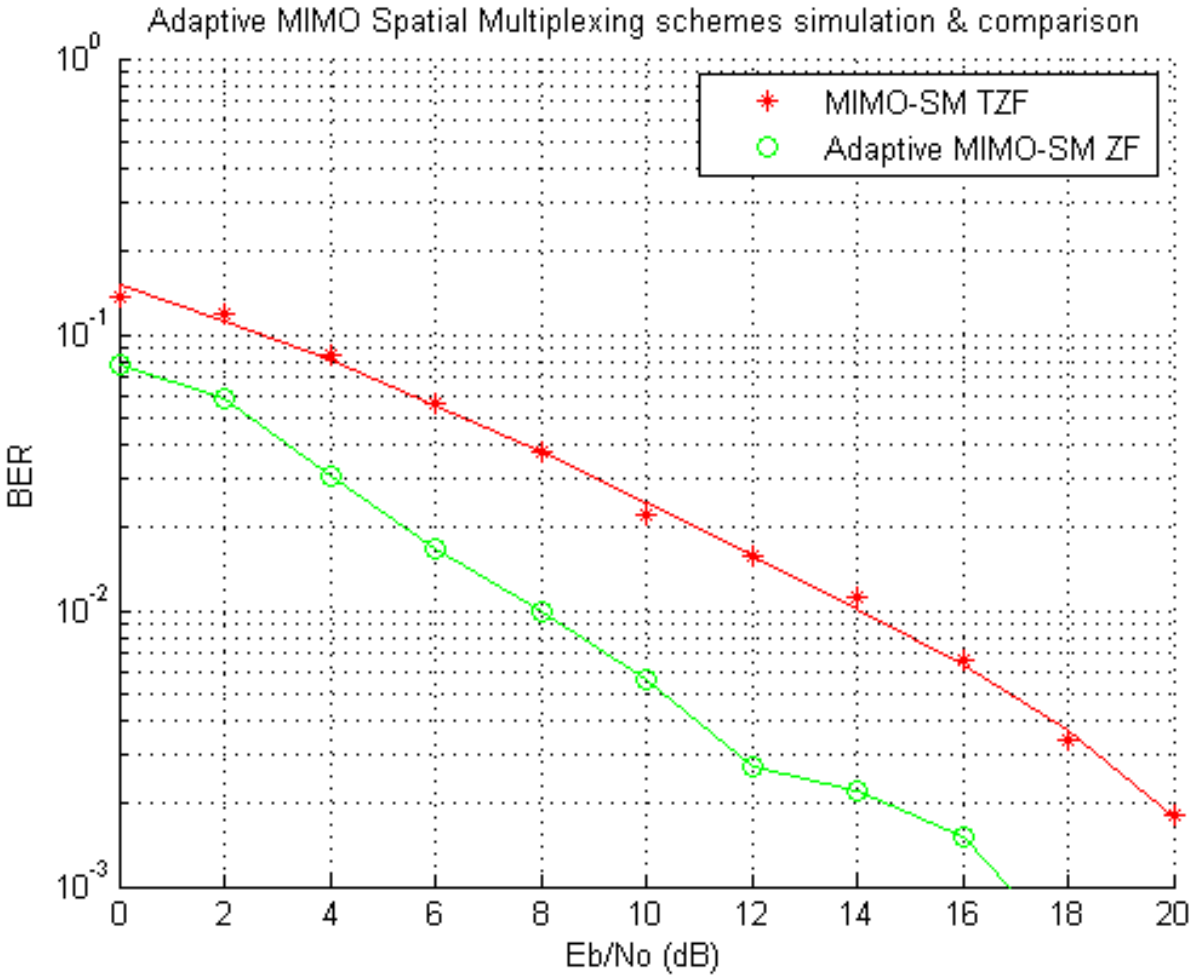
كما هو مبين بالأشكال (5.2)و (5.3) أدناه, رسوم بيانية للمحاكاة التي تمت على مجال Eb/No من الصفر إلى

العشرين (0–20 dB) و بخطوة (2dB). يمكننا ملاحظة أداء الأنظمة التالية كما يلي:



الشكل (5.2) مقارنة بين: 2x2 MIMO–SM ZF scheme & 2x2 Adaptive MIMO–SM ZF sachems (عمل الباحث)

يوضح الشكل (5.2) الدراسة الناتجة عن المحاكاة والمقارنة بين طريقة التصفير بالإجبار ZF في التجميع الحيزي للأنظمة متعددة الدخل والخرج قبل و بعد تطبيق خواص التكيف في حال هوائيين في الإرسال وهوائيين بالاستقبال 2x2 Adaptive MIMO–SM ZF.



الشكل (5.3) مقارنة بين:4x4 MIMO-SM ZF scheme & 4x4 Adaptive MIMO-SM ZF sachems (عمل الباحث)

كما يوضح الشكل (5.3) دراسة ناتجة عن المحاكاة والمقارنة بين طريقة التصفير بالإجبار ZF في التجميع الحيزي للأنظمة متعددة الدخل والخرج قبل وبعد تطبيق خواص التكيف في حال أربع هوائيات في الإرسال وأربع هوائيات بالاستقبال 4x4 Adaptive MIMO-SM ZF.

ويمكن أن نلاحظ من الشكلين السابقين بأن تطبيق خواص التكيف سيؤدي إلى تحسين الأداء بشكل كبير حيث في حال هوائيين في الإرسال والاستقبال كان التحسن بمقدار (2dB) أما في حال أربع هوائيات في المرسل وأربعة في المستقبل فالتحسن (5dB), وهذا رقم جيد جدا في تطور عالم الاتصالات المتسارع. كما يمكن تعميمها على عدد هوائيات أكبر مع مراعاة التعقيد على حساب الكلفة والمردود. فهنا تم تطبيق خواص التكيف على خوارزمية إلغاء التداخل وهي التصفير بالإجبار Zero-Forcing للأنظمة متعددة الدخل و الخرج.

5.2. دراسة لطرق الحد الأدنى لمتوسط مربع الخطأ لأنظمة التجميع الحيزي المتكيفة متعددة الدخل والخرج

Adaptive MIMO-SM Minimum Mean Square Error study

قدمت في هذا الجزء دراسة ومحاكاة لأنظمة التجميع الحيزي متعددة الدخل والخرج مستخدما فيها طرق وخوارزميات الحد الأدنى لمربع الخطأ مع تطبيق خواص التكيف وقناة التغذية العكسية الحاملة لمعلومات حالة النظام (CSI 'Chanel state information'). ومقارنا مع التجميع الحيزي بطريقة الحد الأدنى لمربع الخطأ MMSE النظري أي دون استخدام أي إضافات أو خواص تكيف أو قنوات تدفق عكسية.

5.2.1. شرح لعمل برنامج المحاكاة :

هذا البرنامج يقدم نظام محاكاة متقدم متكامل و يبين بكل وضوح الإشارة المرسلة و نموذج القناة والإشارة المستقبلة وفك تعديلها من جهة المستقبل, تم الفرض هنا أن القناة معروفة بشكل جيد للمستقبل ونوع قناة خفوت مستوية Flat-fading Rayleigh كما تمت المعالجة على تعديل QPSK للإشارة و استخدام مصفوفات مربعة لتوليد البتات وعدد الهوائيات متساوي في المرسل والمستقبل -هوائيين في كل من جهة المرسل و المستقبل في المحاكة الأولى و أربع هوائيات في جهة المرسل و المستقبل في المحاكاة الثانية- يتم التنفيذ على مجال من نقاط Eb/No. مع العلم أن البرنامج يمكن تعديل قيمة بكل سهولة لتعميم النتائج على MPSK وعدد هوائيات أكبر ومجالات مختلفة من Eb/No مع إمكانيات تغيير عدد خطواته وقيمة الخطوة الواحدة.

و كانت المقارنة هنا بين الأنظمة التالية :

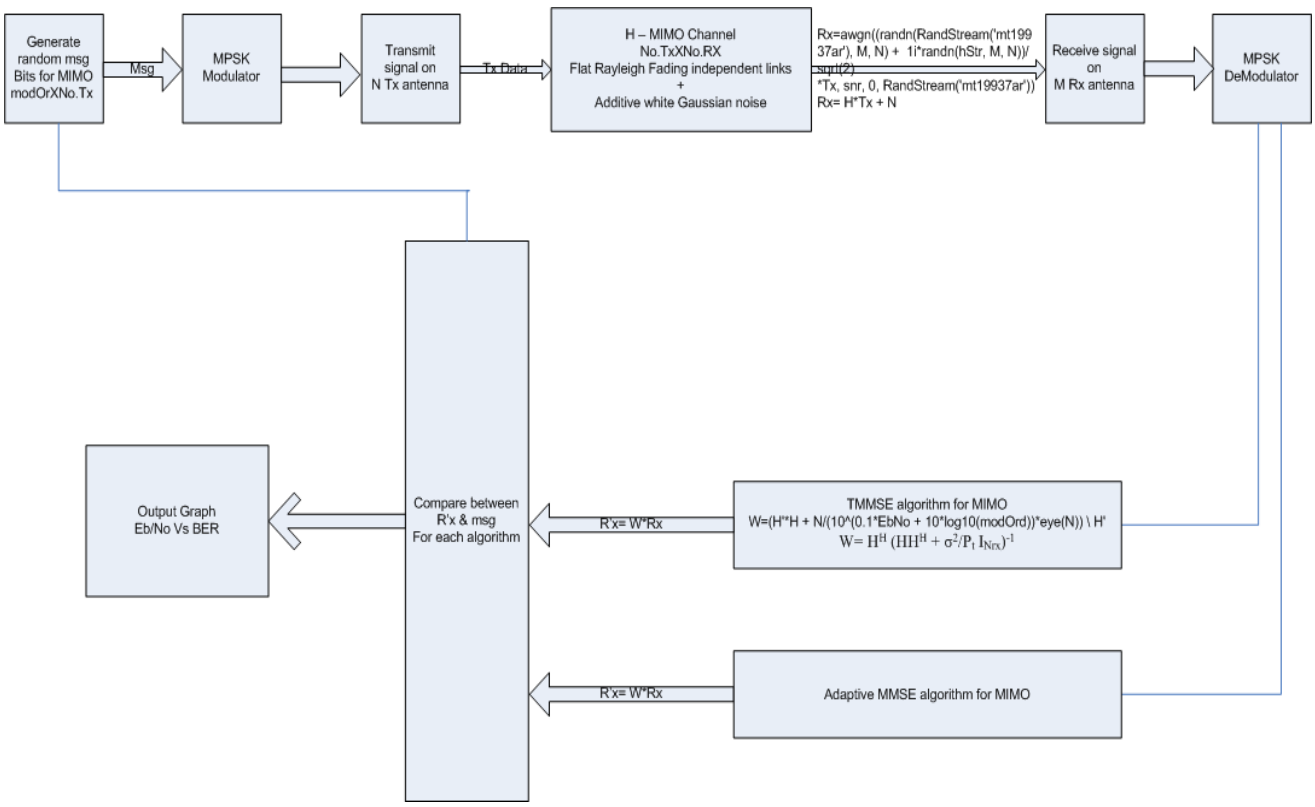
أ- الحد الأدنى لمتوسط مربع الخطأ للتجميع الحيزي في الأنظمة المتكيفة متعددة الدخل و الخرج

Adaptive MIMO spatial multiplexing Minimum Mean Square Error

ب- الحد الأدنى لمتوسط مربع الخطأ للتجميع الحيزي في الأنظمة متعددة الدخل و الخرج

MIMO spatial multiplexing Minimum Mean Square Error

5.2.2. مخطط صندوقي:

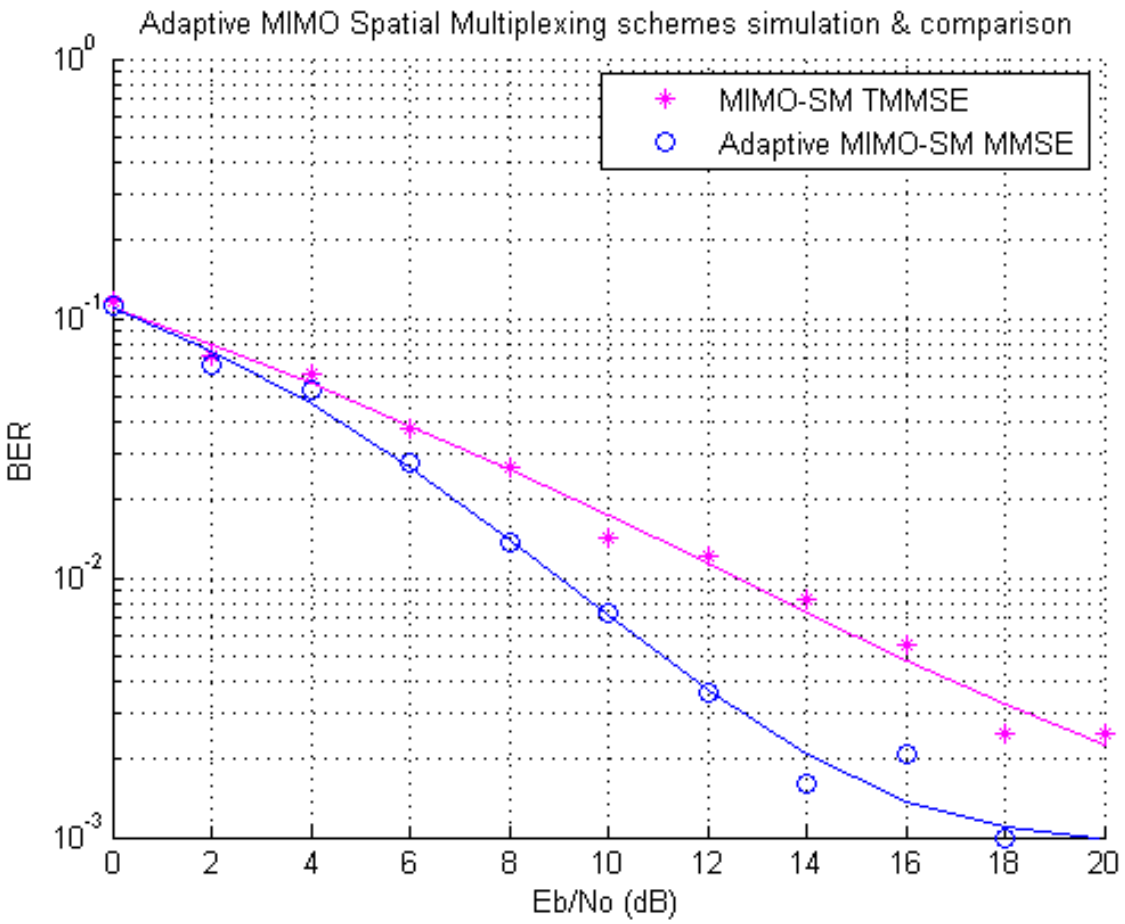


الشكل (5.4) مخطط صندوقي لطرق الحد الأدنى لمتوسط مربع الخطأ لأنظمة التجميع الحيزي المتكيفة متعددة الدخل والخرج

(عمل الباحث)

5.2.3. النتائج و الرسوم البيانية:

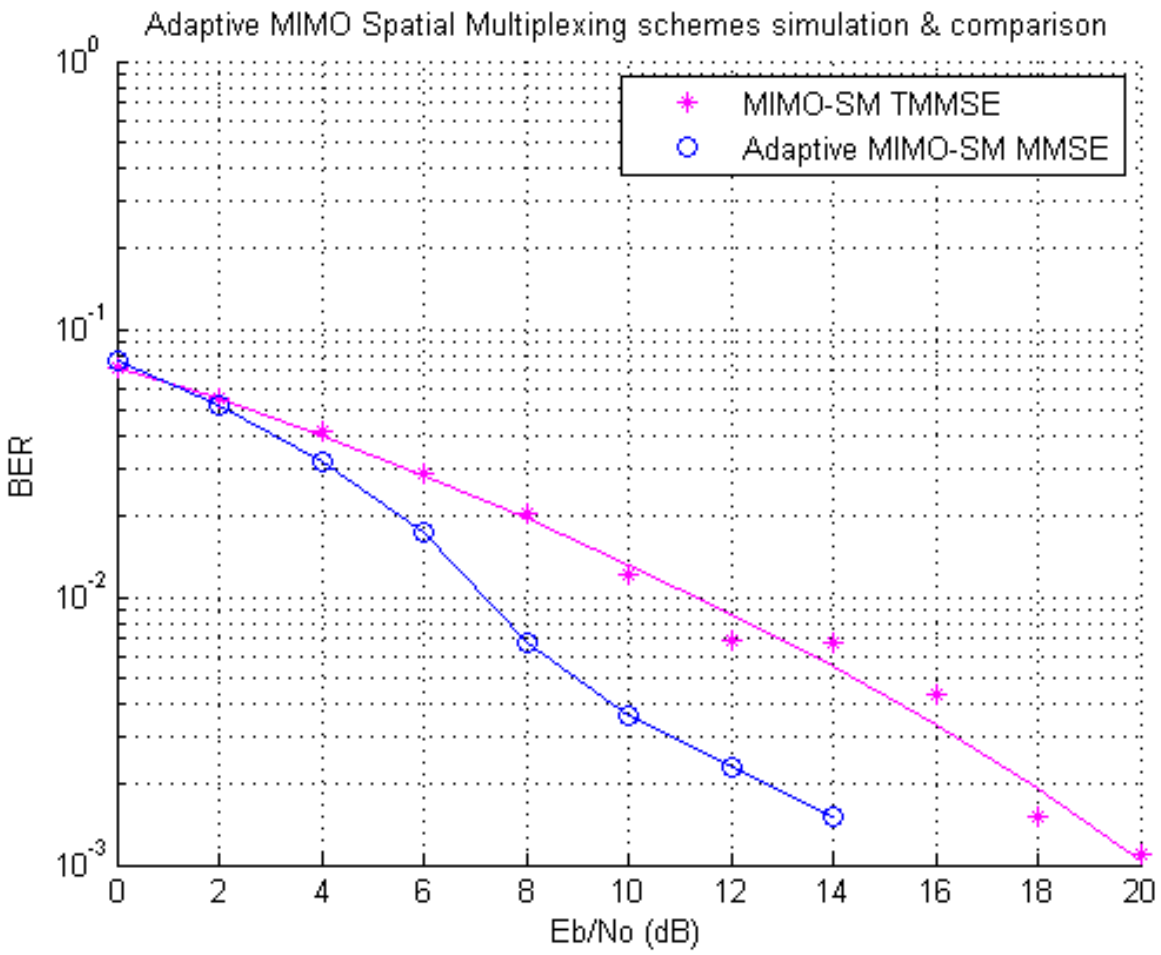
كما سبق و كما هو مبين بالأشكال (5.5) و (5.6) أدناه, رسوم بيانية للمحاكاة التي تمت على مجال Eb/No من الصفر إلى العشرين (0–20 dB) و بخطوة (2dB). يمكننا ملاحظة أداء الأنظمة كما يلي:



الشكل (5.5) مقارنة بين: 2x2 MIMO-SM MMSE scheme & 2x2 Adaptive MIMO-SM MMSE sachems

(عمل الباحث)

يوضح الشكل (5.5) الدراسة الناتجة عن المحاكاة والمقارنة بين طريقة الحد الأدنى لمتوسط مربع الخطأ MMSE في التجميع الحيزي للأنظمة متعددة الدخل و الخرج قبل و بعد تطبيق خواص التكيف في حال هوائيين في الإرسال وهوائيين بالاستقبال 2x2 Adaptive MIMO-SM MMSE.



الشكل (5.6) مقارنة بين: 4x4 MIMO-SM MMSE scheme & 4x4 Adaptive MIMO-SM MMSE sachems (عمل الباحث)

كما يوضح الشكل (5.6) دراسة ناتجة عن المحاكاة والمقارنة بين طريقة الحد الأدنى لمتوسط مربع الخطأ MMSE في التجميع الحيزي للأنظمة متعددة الدخل والخرج قبل وبعد تطبيق خواص التكيف في حال أربع هوائيات في الإرسال و أربع هوائيات بالاستقبال 4x4 Adaptive MIMO-SM MMSE.

فيمكن أن نلاحظ من الشكلين السابقين الناتجين عن هذه الدراسة بأن تطبيق خواص التكيف سيؤدي إلى تحسين الأداء بشكل كبير مقارنة مع هذه الأنظمة و مع الأنظمة السابقة وذلك في حال هوائيين أو أربعة. حيث في حال هوائيين في الإرسال و الاستقبال كان التحسن بمقدار (2dB) أما في حال أربع هوائيات في المرسل و أربعة في المستقبل فالتحسن (3dB), وهذه النتائج جيدة جدا في تطور عالم الاتصالات المتقدم والمتسارع. كما يمكن تعميمها على عدد هوائيات أكبر مع مراعاة التعقيد على حساب الكلفة والمردود. فهنا تم تطبيق خواص التكيف على خوارزمية إلغاء التداخل وهي الحد الأدنى لمتوسط مربع الخطأ Minimum Mean Square Error للأنظمة متعددة الدخل و الخرج.

الفصل السادس

دراسة عملية شاملة للتجميع الحيزي في الأنظمة المتكيفة (المتوافقة) متعددة الدخل والخرج وتطبيق تقنيات التجميع بالتقسيم الترددي المتعامد

Adaptive MIMO-SM schemes with OFDM implementation, simulation & comparison

يمكنني تعريف هذا الفصل على أنه القسم الثالث من الجزء العملي, وقدمت هنا دراسة شاملة و متممة للفصول العلمية السابقة لخوارزميات وطرق التجميع الحيزي للأنظمة المتكيفة متعددة الدخل والخرج موضحا فيها ومقارنا كل منها على حدا قبل وبعد استخدام تقنيات التجميع بالتقسيم الترددي المتعامد (OFDM 'Orthogonal Frequency Division Multiplexing').

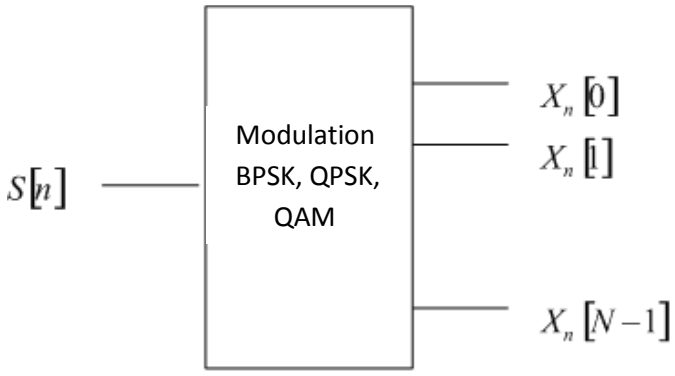
6.1. الوصف الرياضي لتقنيات التجميع بالتقسيم الترددي المتعامد OFDM

لنعتبر أن المشكلة العامة هي إرسال الإشارة S(t) على القنوات الزمنية المختلفة c(t, τ) . إن عملية أخذ العينات هي عبارة عن سلسة من البتّات S[n] والتي تكون موزعة على (N) حامل .

6.1.1. معالجة الحوامل المتعدّدة:

إن كل الحوامل تشترك على نقل سلسلة البتّات , وكل حامل يكون مخصصا لنقل جزء من البيانات المعدة للإرسال, ومن ثم فإن تدفق البتّات يقسّم في سلسلة فرعية (sub-stream) $(X_n[k])_{0\le k\le N-1}$ تسمى رمز (OFDM). نستخدم دليلين , حيث (n) دليل الزمن و (k) دليل السلسلة الفرعية (الدليل يُستعمل لتمييز الحامل). الحوامل لا تستقبل كميّة البتّات لكون سلسة البتّات معدّلة مسبقاً كما أن المطال والصفحة المطلوبين من أجل لحامل تحسب باستخدام إحدى الطرق (BPSK) , (QPSK) , (QAM) قبل عملية التوزيع (demultiplexing) .

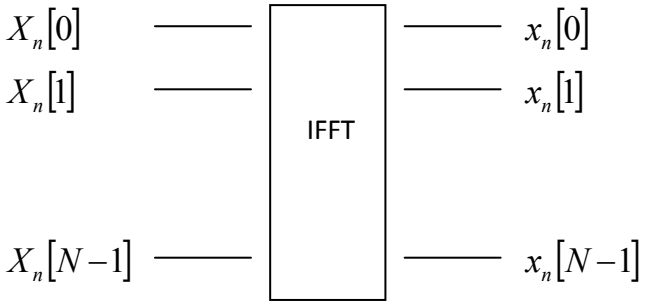
إن الشكل الآخر للتعديل (OFDM) هو (coded orthogonal frequency division multiplexing) (COFDM) (التّجميع باستخدام التقسيم التردّدي المتعامد المرمّز) حيث انّهُ يتم تطبيق التّرميز (FEC 'Forward Error Coding') قبل الإرسال للإشارة , للتغلب على الأخطاء النّاتجة عن فقدان الحوامل الذي تسببه ظاهرة الخفوت الناجم عن الانتقائية التردّدية كضجيج القناة والتأثيرات الأخرى النّاتجة عن الانتشار.



الشكل (6.1) يبين مبدأ المعالجة متعددة الحوامل

6.1.2. تحويل فوريه المعكوس (IFT) :

يستعمل (OFDM) الطّيف المتوفّر بشكل فعال عن طريق المباعدة بين القنوات المتجاورة. وهذا يمكن تحقيقهُ من خلال جعل كلّ الحوامل متعامدة مع بعضها البعض, ممّا يمنع التداخل بين الحوامل المتجاورة. ومن أجل توليد (OFDM) بنجاح فإن العلاقة بين كلّ الحوامل يجب أن تحدد بدقة لكي يبقى التعامد بين الحوامل محققا, من أجل ذلك وبعد اختيار الطّيف المطلوب، يجب أن نعيد الإشارة إلى المجال الزمني باستخدام تحويل فوريه المعكوس. في معظم التطبيقات، فإننا نستخدم تحويل فوريه السريع المعكوس (IFFT) والذي يحقق التحويل بشكل كامل وجيد جداً و هو يؤمّن طريقة بسيطة تضمن أن تكون إشارات الحوامل المنتجة متعامدة.



الشكل (6.2) بين تحويل فوريه السريع المعكوس

وبالتّالي نستطيع أن نكتب :

$$x_n[l]=\frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1}X_n[k]\exp\left(j2\pi l\frac{k}{N}\right) \qquad (6.1)$$

من أجل : $l = 0, 1, \ldots, N-1$

6.1.3. إضافة فاصل الأمان :

إحدى أهم خصائص الإرسال (OFDM) هو المناعة العالية لتأخير الانتشار متعدّد المسارات، الأمر الذي يكون محققا من خلال امتلاك فترة زمنية طويلة مخصصة للرمز ،والتي تقلل من التداخل بين الرّموز المتجاورة كما أن مستوى المناعة يمكن أن يزداد وذلك بإضافة فاصل أمان بين الرّموز المرسلة.إنَّ فاصل الأمان تزود بزمن حماية عند استقبال الإشارات القادمة من مسارات متعدّدة وذلك من أجل فصل الرّموز المرسلة عن بعضها .فترة الحماية الأكثر فعالية للاستعمال هي تابع دوري للرمز . تحويل فورييه المعكوس السريع يحول إشارة المجال الزمني الدوري إلى طيفها التردّدي المكافئ حيث أن الإشارة ليست دورية بالضرورة و حتى نشكل إشارة دورية من (N+L−1) عينة, وذلك بتكرار العينات $x_n[k]$ من المرتبة (L−1) الأخيرة وذلك عند بدء الإشارة، هذه التّقنية تدعى فاصل الأمان بالبادئة الدورية. العدد (L) من العينات المكررة تؤخذ أكثر من ذاكرة القناة. لذا فإن الإشارة المقدمة الدورية النّاتجة :

$$\left(x_n[N-L+1],\ldots,x_n[N-1],x_n[0],x_n[1],\ldots x_n[N-1]\right) \qquad (6.2)$$

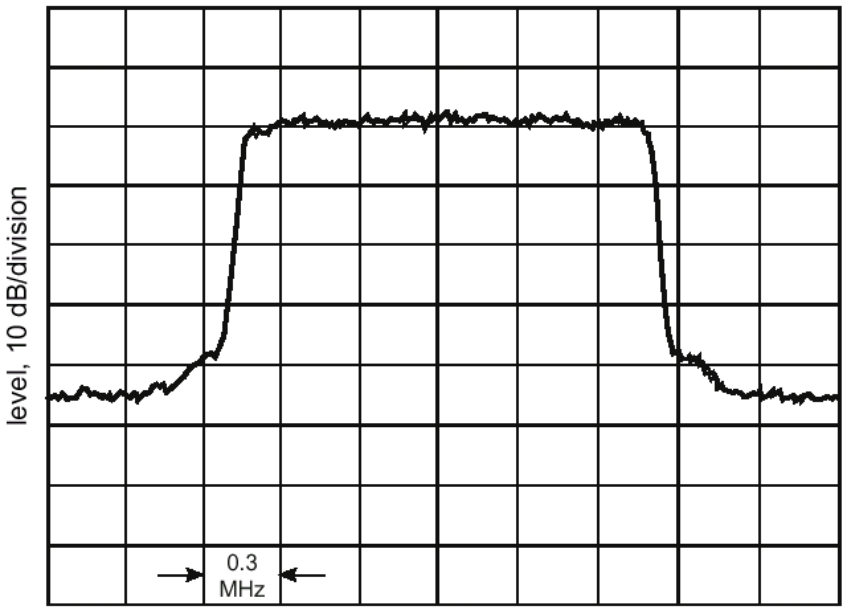
6.1.4. تحديد عرض الحزمة :

التردّدات المستعملة في (OFDM) تكون متباعدة بانتظام في الطّيف المطلوب , لذا فإن الإشارة في المجال الزمني $x_n[k]$ يجب أن تكون محدودة في المجال التردّدي لهذا السبب سنقوم بعمل جداء طي بين الإشارة وتابع النافذة التي لها طيف محدّد بدقّة على المجال التردّدي المطلوب (كل توابع النافذة لها طيف محدد) . ولقد تم استعمال تابع (raised cosine) لتحديد طيف الإشارة و الذي يرمز له بـ $g_*(t)$ و بالتّالي فإن الإشارة المرسلة على القناة تكون وفق العلاقة :

$$\tilde{x}_n[m]=\sum_{l=0}^{N+L-1}x_n[l]g_*[m-l] \qquad (6.3)$$

حيث أن :

$$g_*(t) = \sin c(t/T)\frac{\cos(\alpha\pi t/T)}{1-4\alpha^2 t^2/T^2}$$



الشكل (6.3) مثال عن الطيف للتقسيم الترددي التجميعي المتعامد Example of an OFDM Spectrum

6.1.5. مكونات القناة و المستقبل :

لنعتبر أن المشكلة هي إرسال الإشارة $\tilde{x}_n[m]$ على القناة الخطية المتغيرة زمنيا $c(t,\tau)$ وبدون ضجيج إضافي . إذا رمّزنا طريقة أخذ العينات بالرمز $c[m]$ للقناة ومن ثم فإن الخرج المحقق بواسطة القناة يكون :

$$\tilde{y}_n[m] = \sum_{l=0}^{N+L-1} \tilde{x}_n[l]c[m-l] \qquad (6.4)$$

$$m = 0,1,\ldots, N+L-1$$

إنَّ المستقبل يقوم بعملية عكسية للعملية التي يقوم بها المرسل. الإشارة المستقبلة $\tilde{y}_n[m]$ والتي لها (N+L−1)عينة, قبل فك التّعديل يجب أن نحذف الـ (L) عينة الأخيرة للإشارة المستقبلة وبعد ذلك نحذف فاصل الأمان, لكي نستعمل وبشكل صحيح خصائص تحويل فوريه .

في الحقيقة عملية فك التّعديل تكون (FFT) بسيطة و متوافقة مع (IFFT) المستعملة في التّعديل . ونحتاج لإيجاد (N) عينة (واحدة لكل حامل) المستخدمة كدخل للمعدل , والآن لنطبق (FFT) على الإشارة $\tilde{y}_n[m]$:

$$\tilde{Y}_n[k] = \sum_{l=0}^{N-1} \tilde{y}_n[l] \exp \quad 2\pi jk \frac{l}{N}$$

$$\tilde{Y}_n[k] = \sum_{l=0}^{N-1} \left(\sum_{m=0}^{N+L-1} \tilde{x}_n[m] c[l-m] \right) \exp\left(-2\pi jk \frac{l}{N} \right)$$

$$\tilde{Y}_n[k] = \left(\sum_{m=0}^{N+L-1} \tilde{x}_n[m] \right) \sum_{l=0}^{N-1} c[l-m] \exp\left(-2\pi jk \frac{l}{N} \right)$$

$$\tilde{Y}_n[k] = \left(\sum_{m=0}^{N+L-1} \tilde{x}_n[m] \exp\left(-2\pi jk \frac{m}{N} \right) \right) \Im(c[k])$$

التعبير الأول للجداء أعلاه مشابه للعلاقة الرياضية لتحويل فوريه .في الحقيقة إذا حددنا حدود الجمع من (m=0) وحتى (m=N−1) فهو يكافئ حذف أل (L) عينة الأخيرة من الإشارة. لذا فإن الإشارة المستخرجة من فاك التّعديل تكون:

$$\tilde{Y}_n[k] = \left(\sum_{m=0}^{N-1} \tilde{x}_n[m] \exp\left(-2\pi jk \frac{m}{N} \right) \right) \Im(c[k])$$

$$\tilde{Y}_n[k] = \Im(x_n[k]) \Im(c[k])$$

$$\tilde{Y}_n[k] = X_n[k] C[k] \qquad (6.5)$$

وبإجراء تقسيم بسيط مع الاستجابة التردّدية للقناة نعود للإشارة المرسلة. وهذا التّعديل ليس بحاجة لأي تسوية وعينات البيانات سوف تجمع ثانية لتكون بنفس حجم البيانات الأصلية .

6.2. تصميم نظام (OFDM):

6.2.1. عرض الحزمة :

عرض الحزمة المحجوز يتعلق بشكل مباشر بمعدل البيانات المعدة للإرسال, كذلك فإنَّ عرض الحزمة الأصغري يجب أن يؤخذ بحيث نحصل على التوزيع الكافي وتفادٍ لأي خسارة في الإشارة ناتج عن ظاهرة الخفوت (Fading) والمسببة للانتقائية التردّدية (Frequency Selectivity) .

من الناحية الأخرى عرض حزمة كبير يعني أيضاً طاقة إرسال كبيرة و هناك مبادلة بين عرض الحزمة والطاقة المرسلة كما أن عرض الحزمة المثالي يمكن تحقيقه بمحاكاة القناة ومحاكمات اختبار الحقل.

6.2.2. عدد الحوامل :

رأينا بأن زيادة عدد الحوامل يؤدي إلى زيادة زمن العينة على كل حامل وبالتّالي فإن تسوية أقل سوف تكون مطلوبة وأيضاً زيادة التنوّع المقدم بواسطة النظام . على أي حال فإنه باستخدام التّعديل التفاضلي فمن المهم أن لا تكون القناة متغيرة كثيراً خلال فترة العينة الواحدة و هذه هي المبادلة الأخرى ل (OFDM) .

المشكلة الأخرى هي زيادة التعقيد في تحقيق النظام عندما يزداد عدد الحوامل لان (FFT) كبيرة تكون مطلوبة .

6.2.3. فاصل الأمان :

إن المبادلة لفاصل الأمان تتم عن طريق ضبطها بزيادة كافية لتفادي التداخل (ISI) اعتماداً على الذاكرة للقناة ومباعدة موقع المرسل في شبكة ترددية وحيدة . من الناحية الأخرى فإنه يجب أن يكون فاصل الأمان صغيراً قدر الإمكان بحيث انّه من المحتمل أن لا يحمل أيّة معلومات فيبدو كضياع (spoil) لعرض الحزمة , في الأنظمة اللّاسلكية, في أغلب الأحيان فإن فاصل أمان يُقابل (25%) من الزمن المخصص للعينة الواحدة تكون كافية والتي تبدو مساومة (compromise) جيدة .

6.2.4. التّعديل :

إن طريقة التّعديل المستعملة على كل حامل يعتمد على الـ (BER) المطلوبة وهنا تم استخدام QPSK.

6.2.5. الترميز :

إن ترميز القناة مهم جداً في أنظمة الـ (OFDM) ,عندما نتكلم عن التنوّع (diversity) فإن ذلك يكون مُحتملاً لأن المعلومات تكون فائضة (redundant) بين الحوامل. الترميز مرتبط بالتردّد (بين الحوامل) وإدخال (interleaving) الزمن يجعل النظام متين جداً ضد الخفوت المنتقي للتردد.

6.3. دراسة لطرق التصفير بالإجبار لأنظمة التجميع الحيزي المتكيفة متعددة الدخل والخرج بتطبيق التجميع بالتقسيم الترددي المتعامد

Adaptive MIMO-SM Zero Forcing Orthogonal Frequency Division Multiplexing study

قدمت في هذا الجزء دراسة ومحاكاة لأنظمة التجميع الحيزي المتكيفة متعددة الدخل والخرج مستخدما فيها طرق وخوارزميات التصفير بالإجبار مع تطبيق خواص التجميع بالتقسيم الترددي المتعامد وقناة التغذية العكسية الحاملة لمعلومات حالة النظام (CSI 'Chanel state information'). ومقارنا بين التجميع الحيزي بطريقة الصفير بالإجبار ZF النظري أي دون استخدام أي إضافات أو خواص تكيف أو قنوات تدفق عكسية أو التجميع بالتقسيم الترددي المتعامد ومع إضافة كل ما سبق وبإعادة التجارب على التجميع بالتقسيم الترددي المتعامد مع وبدون خواص التكيف.

6.3.1. شرح لعمل برنامج المحاكاة :

هذا البرنامج كما كل البرامج السابقة يقدم نظام محاكاة متكامل و يبين الإشارة المرسلة و نموذج القناة و الإشارة المستقبلة و فك تعديلها من جهة المستقبل, تم الفرض هنا أن القناة معروفة بشكل جيد للمستقبل وقناة خفوت مستوية Flat-fading Rayleigh كما تمت المعالجة على تعديل QPSK للإشارة و مصفوفات مربعة لتوليد البتات و عدد الهوائيات –هوائيين في كل من جهة المرسل و المستقبل في المحاكة الأولى و أربع هوائيات في جهة المرسل و المستقبل في المحاكاة الثانية– يتم التنفيذ على مجال من نقاط Eb/No. مع العلم أن البرنامج يمكن تعديل قيمة بكل سهولة لتعميم النتائج على MPSK وعدد هوائيات أكبر ومجالات مختلفة من Eb/No مع إمكانيات تغيير عدد خطواته وقيمة الخطوة الواحدة.

قمت بالمقارنة هنا بين الأنظمة التالية:

أ- التصفير بالإجبار للتجميع الحيزي في الأنظمة المتكيفة متعددة الدخل والخرج مع تطبيق التجميع بالتقسيم الترددي المتعامد

Adaptive MIMO-SM Zero Forcing Orthogonal Frequency Division Multiplexing

ب- التصفير بالإجبار للتجميع الحيزي في الأنظمة المتكيفة متعددة الدخل و الخرج

Adaptive MIMO-SM Zero Forcing

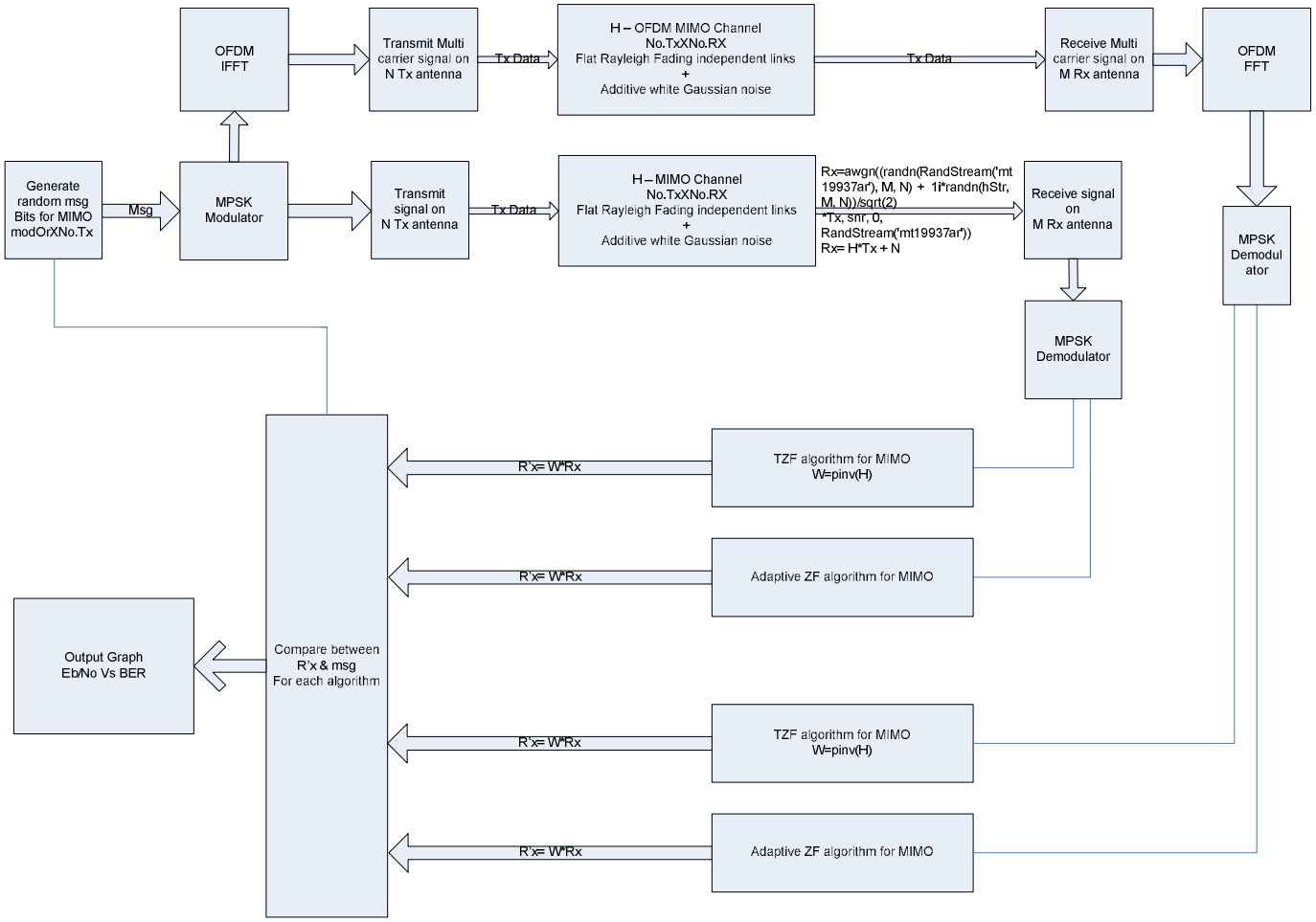
ت- التصفير بالإجبار للتجميع الحيزي في الأنظمة متعددة الدخل و الخرج

MIMO-SM Zero Forcing

ث- التصفير بالإجبار للتجميع الحيزي في الأنظمة متعددة الدخل و الخرج مع تطبيق التجميع بالتقسيم الترددي المتعامد

MIMO-SM Zero Forcing Orthogonal Frequency Division Multiplexing

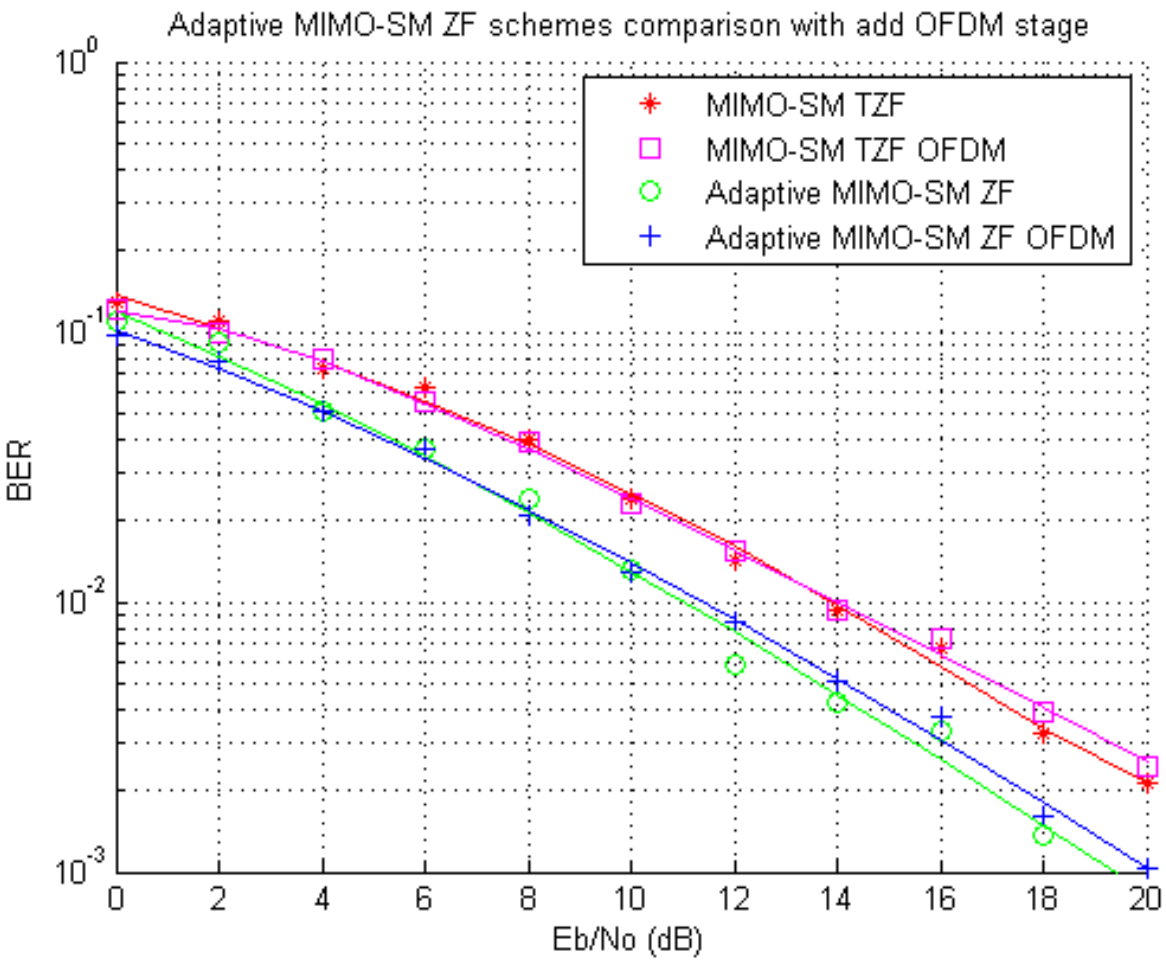
6.3.2. المخطط الصندوقي:



الشكل (6.4) مخطط صندوقي لطرق التصفير بالإجبار لأنظمة التجميع الحيزي المتكيفة متعددة الدخل والخرج بتطبيق التجميع بالتقسيم الترددي المتعامد (عمل الباحث)

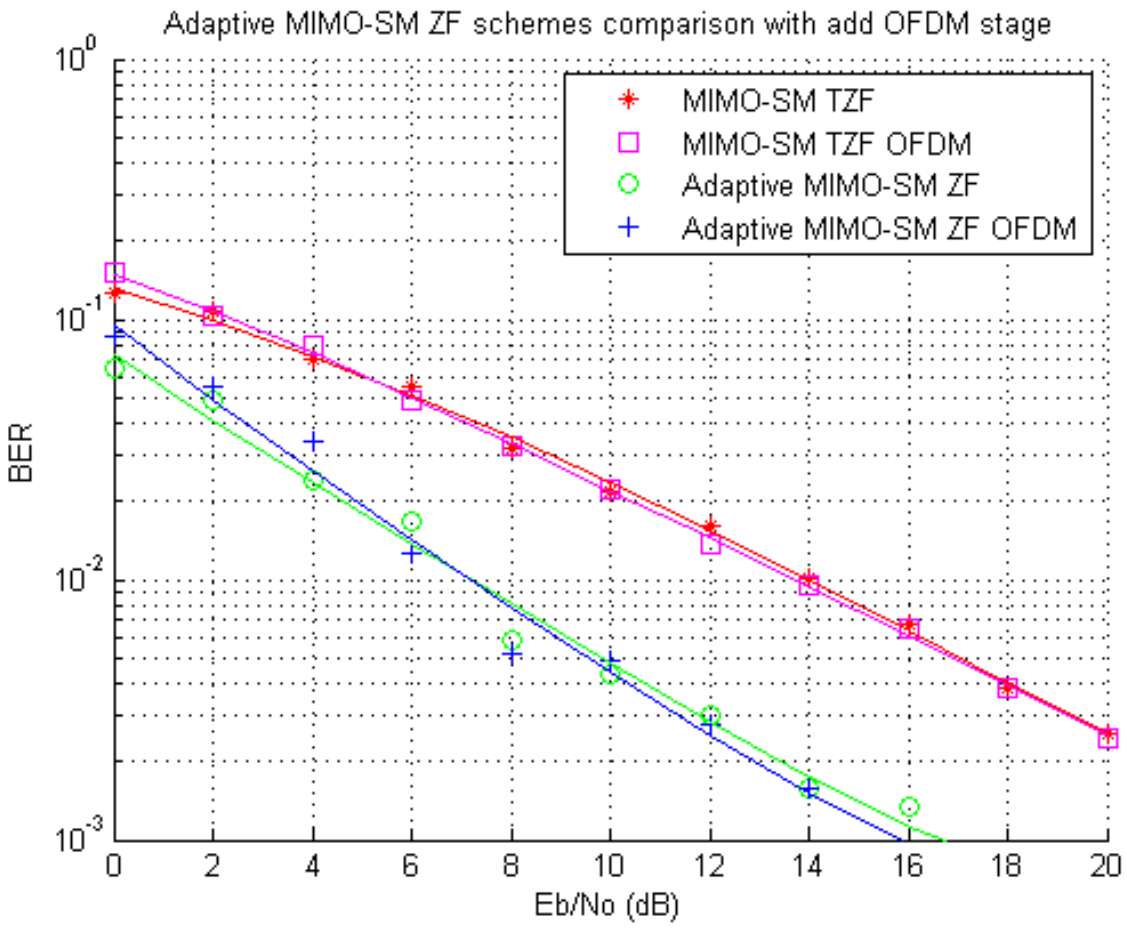
6.3.3. النتائج و الرسوم البيانية:

كما هو مبين بالأشكال (6.5) و (6.6) أدناه, رسوم بيانية للمحاكاة التي تمت على مجال Eb/No من الصفر إلى العشرين (0–20 dB) و بخطوة (2dB). يمكننا ملاحظة أداء الأنظمة التالية كما يلي:



الشكل (6.5) مقارنة بين: 2x2 MIMO-SM ZF, MIMO-SM ZF OFDM, Adaptive MIMO-SM ZF & Adaptive MIMO-SM ZF OFDM (عمل الباحث)

يوضح الشكل (6.5) دراسة ناتجة عن المحاكاة والمقارنة بين طريقة التصفير بالإجبار ZF في التجميع الحيزي للأنظمة المتكيفة متعددة الدخل و الخرج قبل و بعد تطبيق خواص التجميع بالتقسيم الترددي المتعامد OFDM في حال هوائيين في الإرسال وهوائيين بالاستقبال 2x2 Adaptive MIMO-SM ZF OFDM.



الشكل (6.6) مقارنة بين: 4x4 MIMO-SM ZF, MIMO-SM ZF OFDM, Adaptive MIMO-SM ZF & Adaptive MIMO-SM ZF OFDM (عمل الباحث)

كما يوضح الشكل (6.6) دراسة ناتجة عن المحاكاة والمقارنة بين طريقة التصفير بالإجبار ZF في التجميع الحيزي للأنظمة المتكيفة متعددة الدخل والخرج قبل وبعد تطبيق خواص التجميع بالتقسيم الترددي المتعامد في حال أربع هوائيات في الإرسال و أربع هوائيات بالاستقبال 4x4 Adaptive MIMO-SM ZF OFDM.

نلاحظ من الرسوم البيانية والمنحنيات السابقة بأن التحسن ضئيل وفي بعض الأحيان كان مماثل بل أقل من دون استخدام التجميع بالتقسيم الترددي المتعامد, ولكن هناك استقرار أكبر في معدل الخطأ على طول المجال. حيث تم تطبيق موائمة لرسم المنحيات curve fitting وذلك لتشكيل خطوط بيانية بين النقاط التي تم أخذ العينات عندها و إعطاء أفضل النتائج, كما يمكن تعميمها على عدد هوائيات أكبر مع مراعاة التعقيد على حساب الكلفة والمردود. ولكن سوف نحصل على نفس النتائج تقريبا عند تطبيق OFDM على خوارزمية التصفير بالإجبار للتجميع الحيزي حيث أن التحسن سيكون باستقرار النظام وليس بالأداء ولهذا تطبيقاته العملية أيضا. حيث في بعض الأحيان يلزمنا نظام مستقر قوي مقاوم للظروف

والمشاكل والعوامل الخارجية التي يمكن أن يتعرض لها النظام الدروس.

6.4. دراسة لطرق الحد الأدنى لمتوسط مربع الخطأ لأنظمة التجميع الحيزي المتكيفة متعددة الدخل و الخرج بتطبيق التجميع بالتقسيم الترددي المتعامد

Adaptive MIMO-SM Minimum Mean Square Error Orthogonal Frequency Division Multiplexing study

قدمت في هذا الجزء دراسة ومحاكاة لأنظمة التجميع الحيزي متعددة الدخل والخرج مستخدما فيها طرق وخوارزميات الحد الأدنى لمربع الخطأ مع تطبيق خواص التكيف وقناة التغذية العكسية الحاملة لمعلومات حالة النظام (CSI 'Chanel state information'). ومقارنا مع التجميع الحيزي بطريقة الحد الأدنى لمربع الخطأ MMSE النظري أي دون استخدام أي إضافات أو خواص تكيف أو قنوات تدفق عكسية.

6.4.1. شرح لعمل برنامج المحاكاة :

هذا البرنامج يقدم نظام محاكاة متقدم متكامل و يبين بكل وضوح الإشارة المرسلة و نموذج القناة والإشارة المستقبلة وفك تعديلها من جهة المستقبل, تم الفرض هنا أن القناة معروفة بشكل جيد للمستقبل ونوع قناة خفوت مستوية Flat-fading Rayleigh كما تمت المعالجة على تعديل QPSK للإشارة و استخدام مصفوفات مربعة لتوليد البتات وعدد الهوائيات متساوي في المرسل والمستقبل -هوائيين في كل من جهة المرسل و المستقبل في المحاكة الأولى و أربع هوائيات في جهة المرسل و المستقبل في المحاكاة الثانية- يتم التنفيذ على مجال من نقاط Eb/No. مع العلم أن البرنامج يمكن تعديل قيمة بكل سهولة لتعميم النتائج على MPSK وعدد هوائيات أكبر ومجالات مختلفة من Eb/No مع إمكانيات تغيير عدد خطواته وقيمة الخطوة الواحدة.

و كانت المقارنة هنا بين الأنظمة التالية :

أ- الحد الأدنى لمتوسط مربع الخطأ للتجميع الحيزي في الأنظمة المتكيفة متعددة الدخل والخرج مع تطبيق التجميع بالتقسيم الترددي المتعامد

Adaptive MIMO-SM Minimum Mean Square Error Orthogonal Frequency Division Multiplexing

ب- الحد الأدنى لمتوسط مربع الخطأ للتجميع الحيزي في الأنظمة المتكيفة متعددة الدخل و الخرج

Adaptive MIMO-SM Minimum Mean Square Error

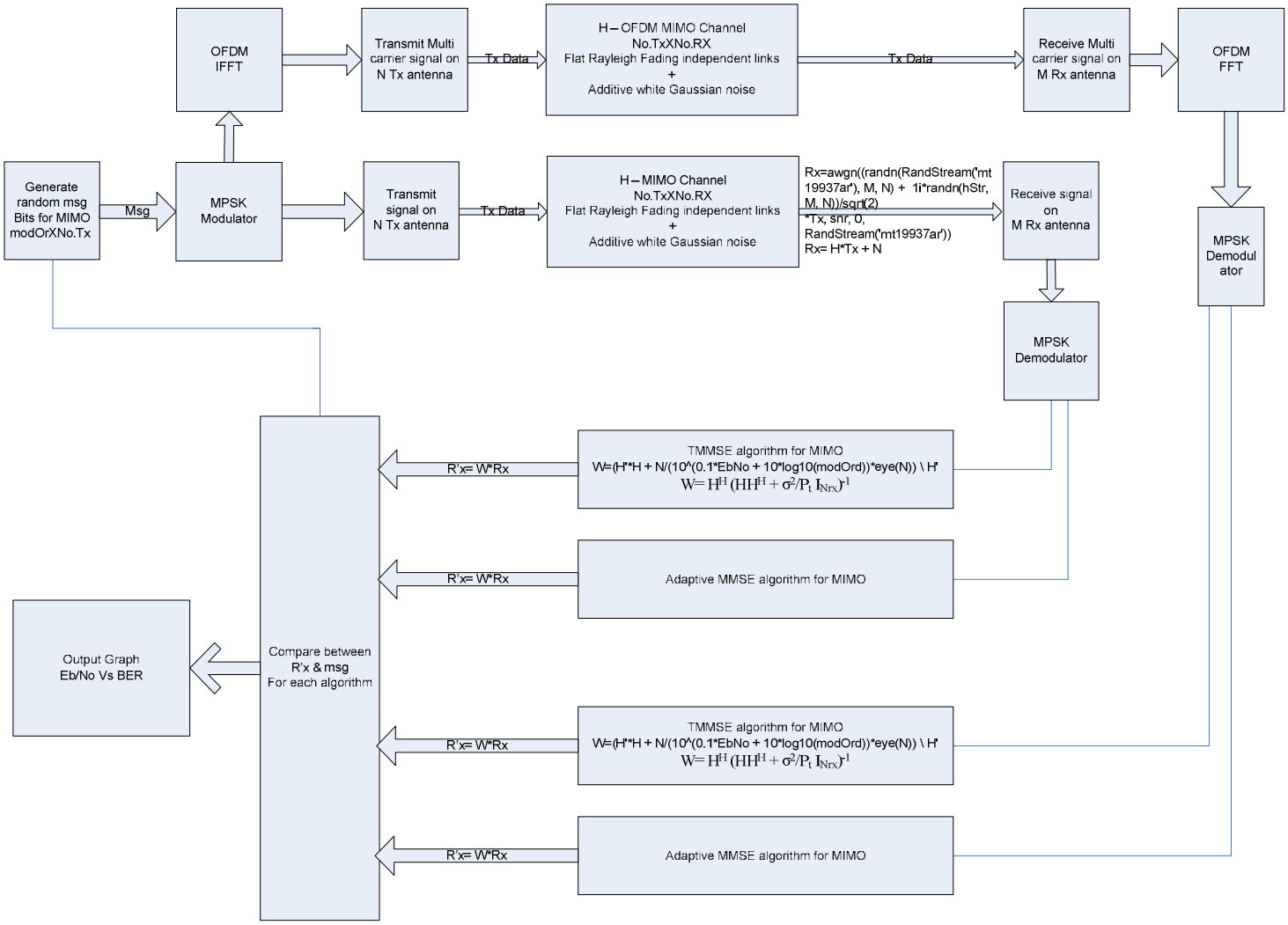
ت- الحد الأدنى لمتوسط مربع الخطأ للتجميع الحيزي في الأنظمة متعددة الدخل و الخرج

MIMO-SM Minimum Mean Square Error

ث- الحد الأدنى لمتوسط مربع الخطأ للتجميع الحيزي في الأنظمة متعددة الدخل و الخرج مع تطبيق التجميع بالتقسيم الترددي المتعامد

MIMO-SM Minimum Mean Square Error Orthogonal Frequency Division Multiplexing

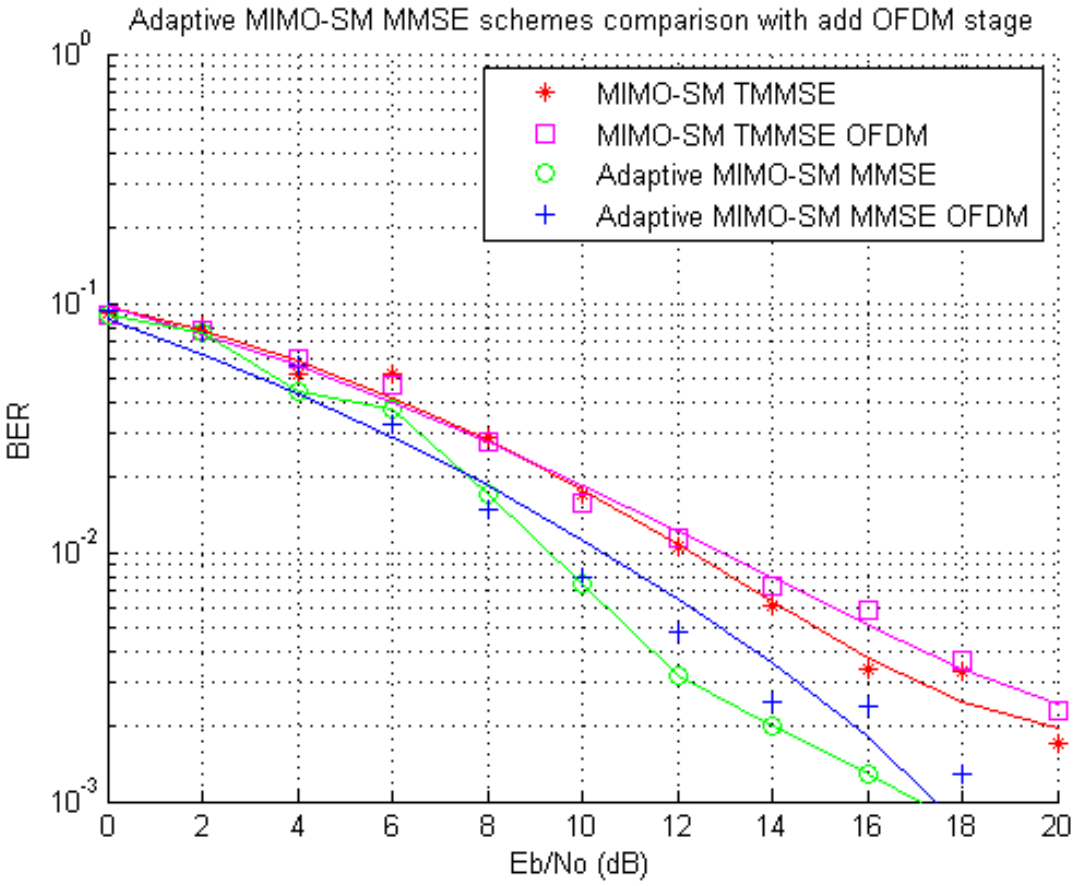
6.4.2. مخطط صندوقي:



الشكل (6.7) مخطط صندوقي لطرق الحد الأدنى لمتوسط مربع الخطأ لأنظمة التجميع الحيزي المتكيفة متعددة الدخل والخرج بتطبيق التجميع بالتقسيم الترددي المتعامد (عمل الباحث)

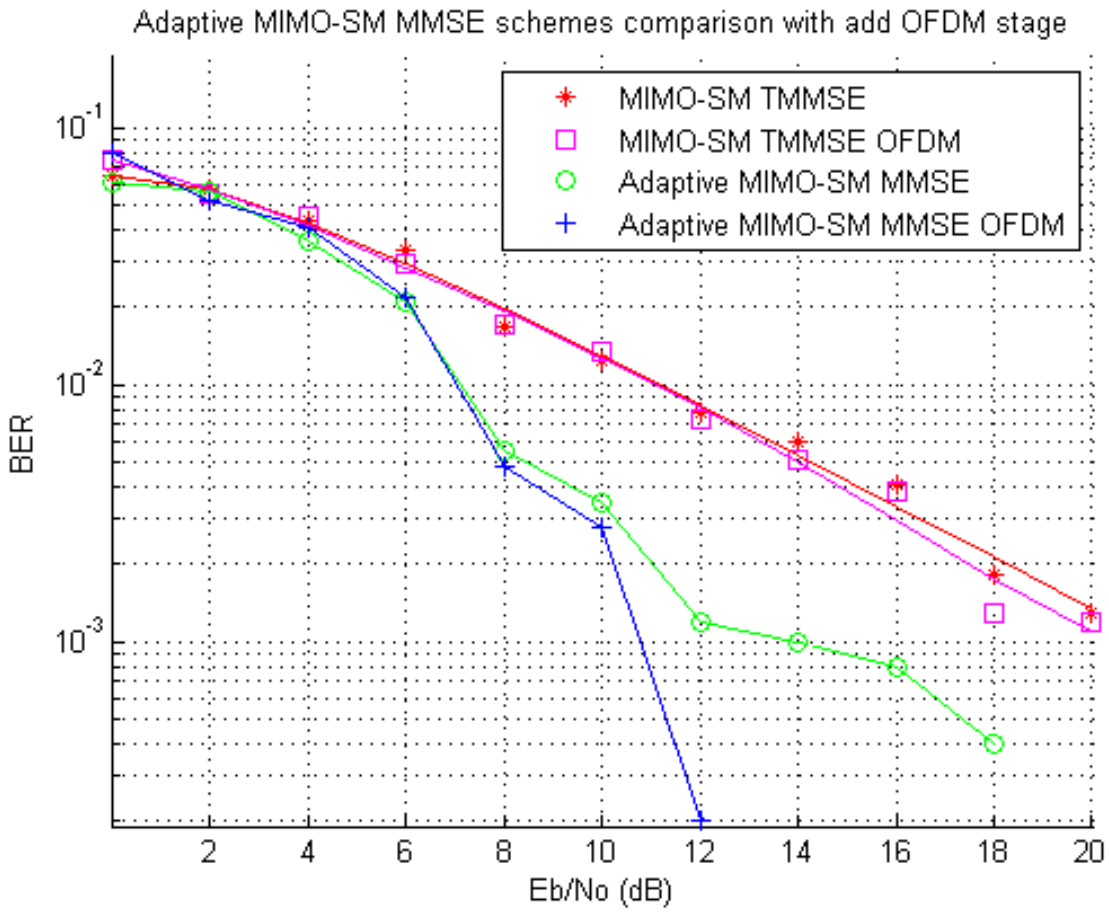
6.4.3. النتائج و الرسوم البيانية:

كما سبق و كما مبين بالأشكال (6.8) و (6.9) أدناه, رسوم بيانية للمحاكاة التي تمت على مجال Eb/No من الصفر إلى العشرين (0–20 dB) و بخطوة (2dB). يمكننا ملاحظة أداء الأنظمة كما يلي:



الشكل (6.8) مقارنة بين: 2x2 MIMO–SM MMSE, MIMO–SM MMSE OFDM, Adaptive MIMO–SM MMSE and Adaptive MIMO–SM MMSE OFDM (عمل الباحث)

يوضح الشكل (6.8) دراسة ناتجة عن المحاكاة والمقارنة بين طريقة الحد الأدنى لمتوسط مربع الخطأ MMSE في التجميع الحيزي للأنظمة المتوافقة متعددة الدخل والخرج قبل وبعد تطبيق خواص التجميع بالتقسيم الترددي المتعامد OFDM في حال هوائيين في الإرسال وهوائيين بالاستقبال 2x2 Adaptive MIMO–SM MMSE OFDM.



الشكل (6.9) مقارنة بين: 4x4 MIMO-SM MMSE, MIMO-SM MMSE OFDM, Adaptive MIMO-SM MMSE and Adaptive MIMO-SM MMSE OFDM (عمل الباحث)

كما يوضح الشكل (6.9) دراسة ناتجة عن المحاكاة والمقارنة بين طريقة الحد الأدنى لمتوسط مربع الخطأ MMSE في التجميع الحيزي للأنظمة المتكيفة متعددة الدخل والخرج قبل وبعد تطبيق خواص التجميع بالتقسيم الترددي المتعامد OFDM في حال أربع هوائيات في الإرسال و أربع هوائيات بالاستقبال 4x4 Adaptive MIMO-SM MMSE OFDM.

نلاحظ في الشكل (6.8) أن التحسن ضئيل وفي بعض الأحيان كان مماثل بل أقل وذلك في حال المحاكاة من دون استخدام التجميع بالتقسيم الترددي المتعامد, ولكن هناك استقرار أكبر في معدل الخطأ على طول المجال. حيث تم تطبيق موائمة لرسم المنحيات curve fitting وذلك لتشكيل خطوط بيانية بين النقاط التي تم أخذ العينات عندها وإعطاء أفضل النتائج, ومن هنا نستنتج أنه في حال تطبيق التجميع بالتقسيم الترددي المتعامد OFDM على خوارزميات الحد الأدنى لمتوسط مربع الخطأ في حال 2x2 هوائي و النتائج لكلا حالات تطبيق التكيف أو من دونها, التحسن سيكون باستقرار

النظام وليس بالأداء ولهذا تطبيقاته العملية أيضا. حيث في بعض الأحيان يلزمنا نظام مستقر قوي مقاوم للظروف والمشاكل والعوامل الخارجية التي يمكن أن يتعرض لها النظام الدروس.

بينما نلاحظ من الشكل (6.9) تحسن الأداء قليلا مع استقرار النظام أكثر في حال تطبيق التجميع بالتقسيم الترددي المتعامد OFDM على خوارزميات الحد الأدنى لمتوسط مربع الخطأ في حال 4x4 هوائيات, أما في حال تطبيق خواص التكيف نلاحظ تغير بالأداء ففي حال Eb/No=10−14dB هنالك تحسن ملحوظ مع نقطة قمة دنيا عند Eb/No=12dB حيث كانت قيمة معدل الخطأ في البتات $BER=1.11x10^{-4}$.

6.5. دراسة لطرق الأرجحية العظمى لأنظمة التجميع الحيزي المتكيفة متعددة الدخل والخرج بتطبيق التجميع بالتقسيم الترددي المتعامد

Adaptive MIMO−SM Maximum Likelihood Detection Orthogonal Frequency Division Multiplexing study

قدمت في هذا الجزء دراسة ومحاكاة لأنظمة التجميع الحيزي متعددة الدخل والخرج مستخدما فيها طرق وخوارزميات الحد الأرجحية العظمى مع تطبيق خواص التكيف وقناة التغذية العكسية الحاملة لمعلومات حالة النظام (CSI 'Chanel state information'). ومقارنا مع التجميع الحيزي بطريقة الأرجحية العظمى ML أي دون استخدام أي إضافات أو خواص تكيف أو قنوات تدفق عكسية.

6.5.1. شرح لعمل برنامج المحاكاة :

هذا البرنامج يقدم نظام محاكاة متقدم متكامل و يبين بكل وضوح الإشارة المرسلة و نموذج القناة والإشارة المستقبلة وفك تعديلها من جهة المستقبل, تم الفرض هنا أن القناة معروفة بشكل جيد للمستقبل ونوع قناة خفوت مستوية Flat−fading Rayleigh كما تمت المعالجة على تعديل QPSK للإشارة و استخدام مصفوفات مربعة لتوليد البتات وعدد الهوائيات متساوي في المرسل والمستقبل −هوائيين في كل من جهة المرسل و المستقبل في المحاكة الأولى و أربع هوائيات في جهة المرسل و المستقبل في المحاكاة الثانية− يتم التنفيذ على مجال من نقاط Eb/No. مع العلم أن البرنامج يمكن تعديل قيمة بكل سهولة لتعميم النتائج على MPSK وعدد هوائيات أكبر ومجالات مختلفة من Eb/No مع إمكانيات تغيير عدد خطواته وقيمة الخطوة الواحدة.

و كانت المقارنة هنا بين الأنظمة التالية :

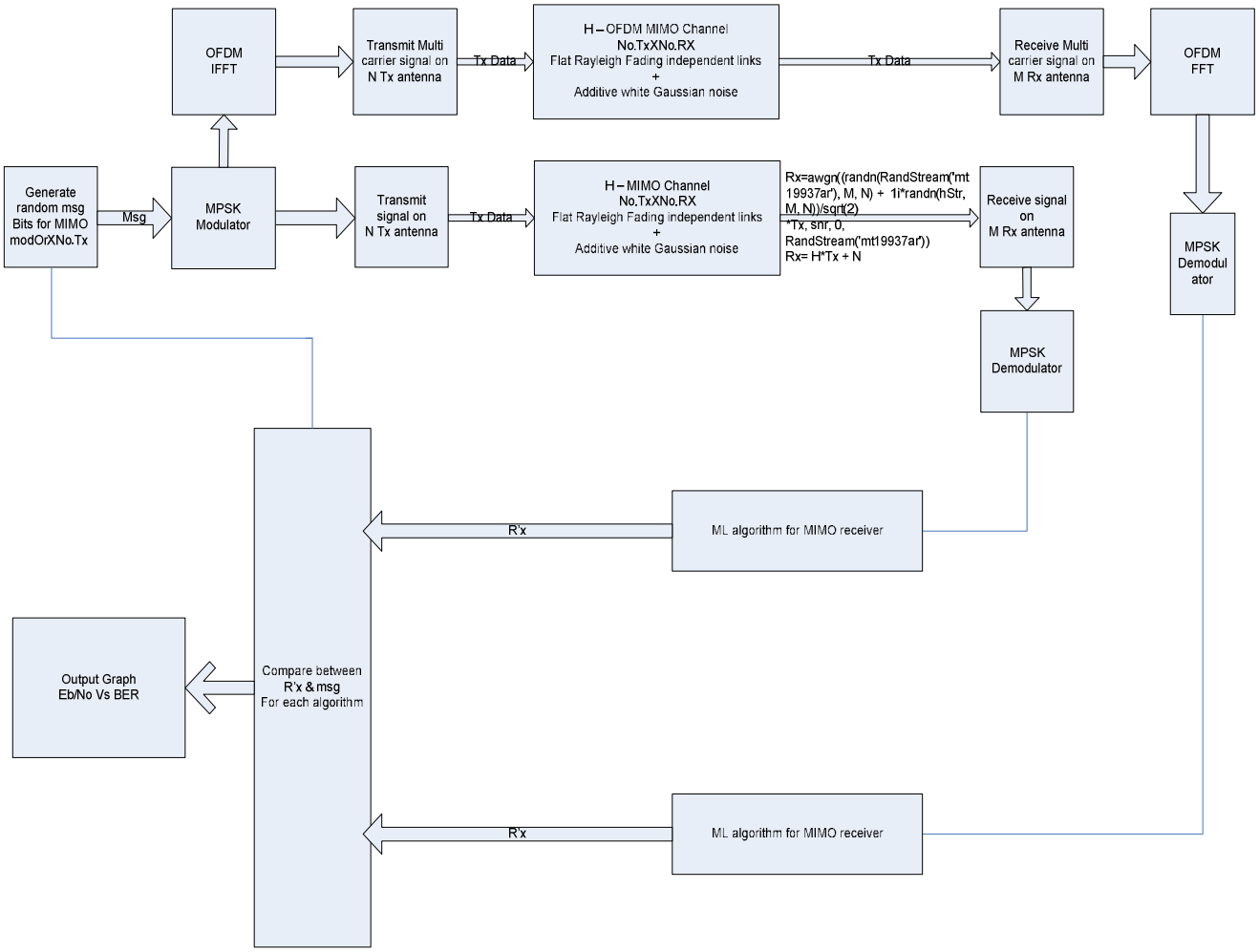
أ- الأرجحية العظمى للتجميع الحيزي في الأنظمة متعددة الدخل والخرج مع تطبيق التجميع بالتقسيم الترددي المتعامد

MIMO-SM Maximum Likelihood Detection Orthogonal Frequency Division Multiplexing

ب- الأرجحية العظمى للتجميع الحيزي في الأنظمة متعددة الدخل و الخرج

MIMO-SM Maximum Likelihood Detection

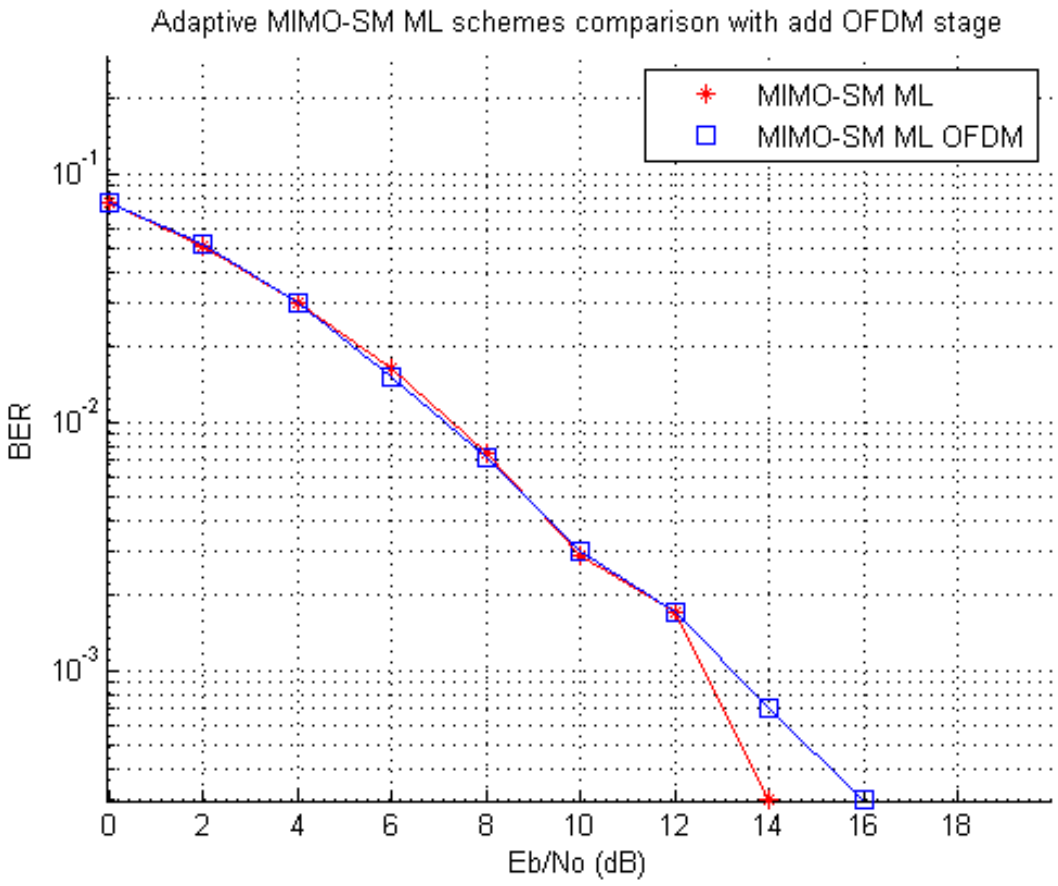
6.5.2. مخطط صندوقي:



الشكل (6.10) مخطط صندوقي لطرق الأرجحية العظمى لأنظمة التجميع الحيزي المتكيفة متعددة الدخل والخرج بتطبيق التجميع بالتقسيم الترددي المتعامد (عمل الباحث)

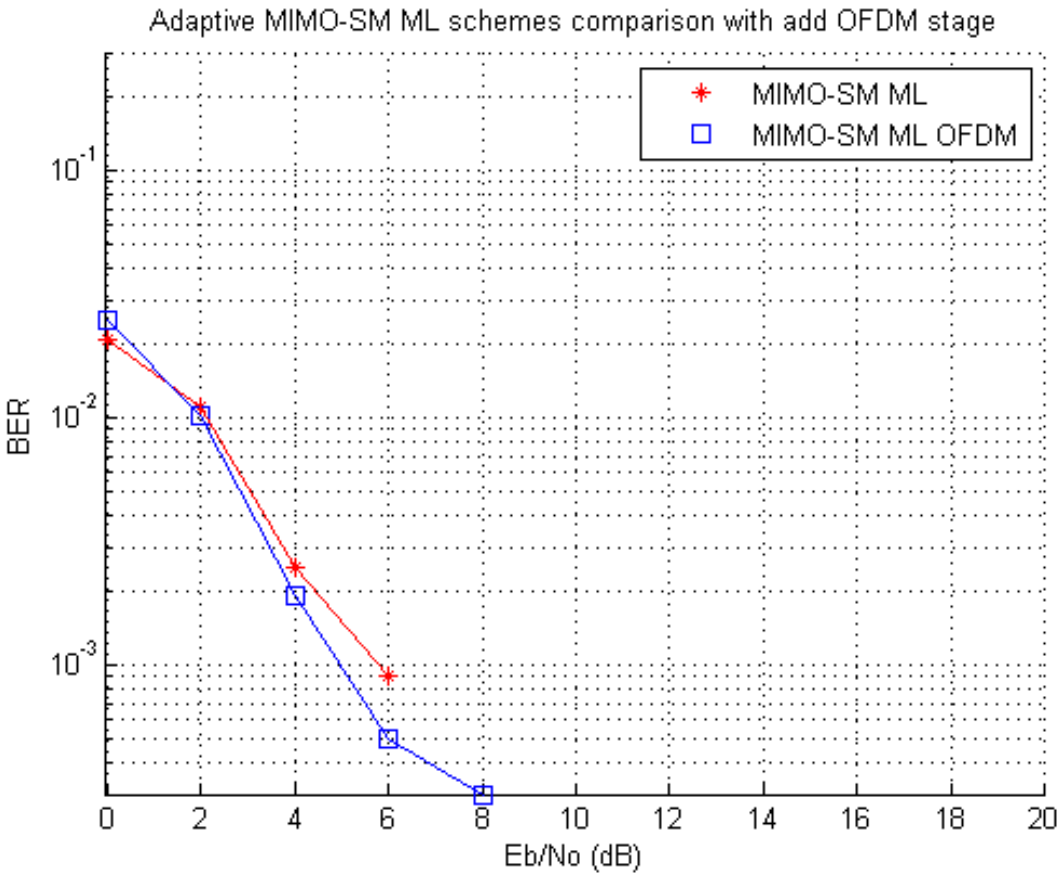
6.5.3. النتائج و الرسوم البيانية:

كما سبق و كما مبين بالأشكال (6.11) و (6.12) أدناه, رسوم بيانية للمحاكاة التي تمت على مجال Eb/No من الصفر إلى العشرين (0–20 dB) و بخطوة (2dB). يمكننا ملاحظة أداء الأنظمة كما يلي:



الشكل (6.11) مقارنة بين: 2x2 MIMO–SM ML scheme, MIMO–SM ML OFDM scheme (عمل الباحث)

الشكل (6.11) هو نتاج دراسة ومقارنة بين طريقة الأرجحية العظمى ML في التجميع الحيزي للأنظمة متعددة الدخل والخرج قبل و بعد تطبيق خواص التجميع بالتقسيم الترددي المتعامد OFDM في حال هوائيين في الإرسال وهوائيين بالاستقبال 2x2 MIMO–SM ML OFDM.



الشكل (6.12) مقارنة بين: 4x4 MIMO–SM ML scheme, MIMO–SM ML OFDM scheme (عمل الباحث)

كما يوضح الشكل (6.12) الدراسة الناتجة عن المحاكاة والمقارنة بين طريقة الأرجحية العظمى ML في التجميع الحيزي للأنظمة متعددة الدخل والخرج قبل و بعد تطبيق خواص التجميع بالتقسيم الترددي المتعامد OFDM في حال أربع هوائيات في الإرسال وأربع هوائيات بالاستقبال 4x4 MIMO–SM ML OFDM.

نلاحظ من الشكل (6.11) أن هناك تحسن ضئيل وفي بعض الأحيان كان مماثل في حالة المحاكاة من دون استخدام التجميع بالتقسيم الترددي المتعامد, ولكن هناك استقرار أكبر في معدل الخطأ على طول المجال. حيث تم تطبيق موائمة لرسم المنحيات curve fitting وذلك لتشكيل خطوط بيانية بين النقاط التي تم أخذ العينات عندها وإعطاء أفضل النتائج, ومن هنا نستنتج أنه في حال تطبيق التجميع بالتقسيم الترددي المتعامد OFDM على خوارزميات الأرجحية العظمى في حال 2x2 هوائي, فالتحسن سيكون باستقرار النظام وليس بالأداء ولهذا تطبيقاته العملية أيضا. حيث في بعض الأحيان يلزمنا نظام مستقر قوي مقاوم للظروف والمشاكل والعوامل الخارجية التي يمكن أن يتعرض لها النظام الدروس.

بينما نلاحظ من الشكل (6.12) تحسن الأداء بمقدار (1.5dB) مع استقرار النظام أكثر في حال تطبيق التجميع بالتقسيم الترددي المتعامد OFDM على خوارزميات الأرجحية العظمى في حال 4x4 هوائيات.

الفصل السابع

واجهة المستخدم والنتائج النهائية

GUI and result summary

يمكنني تعريف هذا الفصل على أنه القسم الرابع من الجزء العملي, وقدمت هنا واجهة المستخدم لبرنامج المحاكاة كما سأقوم بتلخيص النتائج ووضع التوصيات النهائية.

7.1. واجهة المستخدم لبرنامج المحاكاة:

تم بناء واجهة المستخدم باستخدام برنامج MATLAB R2011a, وتم ذلك على أساس سهولة الاستخدام فهناك خيارات عديدة متاحة, مثل انتقاء حجم نافذة التعديل من خلال القائمة المنسدلة لـ Modulation-MPSK حيث تتيح لنا عدة خيارات ابتداء من BPSK و QPSK وصولا إلى 64PSK. أما في الخيار الثاني فيتيح لنا الاختيار من خلال القائمة المنسدلة بين ثلاث مجالات للمحاكاة وهي من 0-6 dB و 0-10 dB و 0-20 dB وكلها بخطوة 2dB. وأخيرا القائمة المنسدلة الثالثة لاختيار خوارزمية فك التجميع في التجميع الحيزي بين MMSE أو Adaptive MMSE أو كليهما معا وذلك للمقارنة.

كما تمكننا الواجهة التطبيقية من اختيار عدد الهوائيات في المرسل Tx antenna وعدد الهوائيات في الاستقبال Rx antenna.

يوجد أيضا خيارين لبدء المحاكاة الأول بالضغط على Start simulation والأخر هو Start all simulation, والفرق بينها أنه في الحالة الأولى يكون لمحاكاة عمل نظام واحد بعدد من الهوائيات يحدده المستخدم أما إذا أردنا مقارنة أكثر من نظامين مع بضهما بيكون ذلك من الخيار الثاني, ونقوم بوضع بيانات النظام الأول في الأعلى والنظام الثاني في الأسفل مع الملاحظة أن النظام الثاني يخضع دائما لخواص التكيف (التوافق).

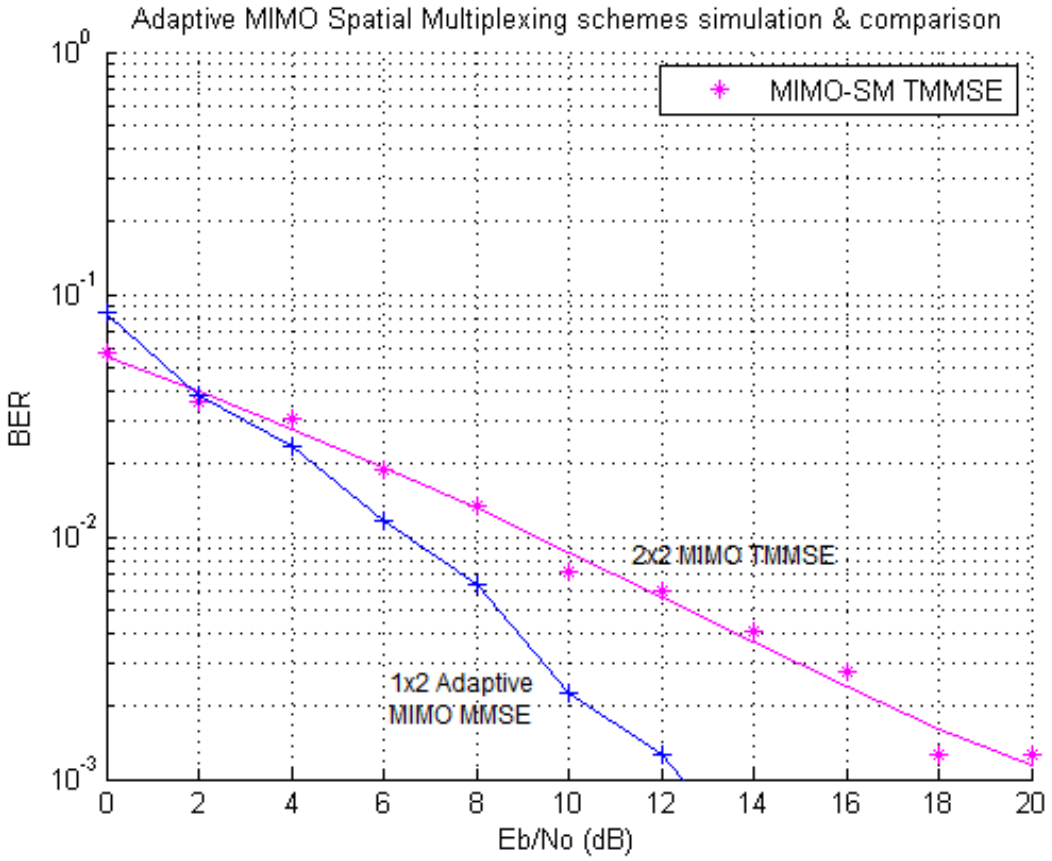
7.2. نتائج المقارنة بين الأنظمة المختلفة:

باستخدام الواجهة التطبيقية المذكورة سابقا للمقارنة بين:

- 2x2 MIMO MMSE
- 1x2 Adaptive MIMO MMSE

حيث تمت المحاكاة باختيار التعديل QPSK من الواجهة كما تم اختيار المجال 0–20 dB وبخطوة 2dB.

من خلال الشكل (7.1) وبتعميم النتائج نجد بأن أداء النظام المتكيف (المتوافق) بهوائي إرسال وحيد وعدة هوائيات استقبال Adaptive SIMO يعتبر أفضل من أنظمة MIMO من نفس المستوى. حيث أن وبإضافة التكيف إلى النظام يزداد التعقيد الحسابي قليلا لكن بهذا نحصل على أداء أفضل بالنسبة لمعدل الخطأ BER مع نسبة الإشارة للضجيج Eb/No.



الشكل (7.1) مقارنة بين: 2x2 MIMO–SM MMS & 1x2 Adaptive SIMO–SM MMSE (عمل الباحث)

7.3. جداول المقارنة للأنظمة:

BER	Required Eb/No dB							
	2x2 MIMO SM ZF	2x2 MIMO SM ZF OFDM	2x2 Adaptive MIMO SM ZF	2x2 Adaptive MIMO SM ZF OFDM	2x2 MIMO SM MMSE	2x2 MIMO SM MMSE OFDM	2x2 Adaptive MIMO SM MMSE	2x2 Adaptive MIMO SM MMSE OFDM
10^{-1}	2.9	2	2	1	0	-0.2	0	-0.1
10^{-2}	14	13.9	10.5	11.2	12.3	12.8	9	9.7

الجدول (7.1) يوضح النتائج ومقارنة للأنظمة ذات هوائيين في الإرسال و هوائيات استقبال (عمل الباحث)

BER	Required Eb/No dB							
	4x4 MIMO SM ZF	4x4 MIMO SM ZF OFDM	4x4 Adaptive MIMO SM ZF	4x4 Adaptive MIMO SM ZF OFDM	4x4 MIMO SM MMSE	4x4 MIMO SM MMSE OFDM	4x4 Adaptive MIMO SM MMSE	4x4 Adaptive MIMO SM MMSE OFDM
10^{-1}	3	1.9	-0.5	-0.1	-1	-1.2	-0.5	-0.7
10^{-2}	14	13.9	8	7.1	11.2	11.1	7.1	7

الجدول (7.2) يوضح النتائج ومقارنة للأنظمة ذات أربع هوائيات في الإرسال و أربع هوائيات استقبال (عمل الباحث)

7.4. النتائج النهائية والتوصيات:

من خلال ما عُرض في الفصول النظرية ومن خلال التطبيق العملي نجد أن هناك الكثير من النتائج في هذا البحث ويمكن ذكر النتائج الأساسية كما يلي:

- الأنظمة وحيدة الدخل والخرج SISO لديها أكبر معدل خطأ للبتات BER, ويتحسن الأداء باستخدام هوائيين في الإرسال (أو عدة هوائيات في الإرسال) مقابل هوائي استقبال وحيد وسنلاحظ انه كلما ازداد عدد الهوائيات المرسلة سيقل معدل الخطأ للبتات, ولكن لا يمكننا مقارنة هذا التحسن والكلفة أبدا في حال استخدام عدة هوائيات استقبال وهوائي إرسال وحيد بالنسبة لهوائي إرسال وحيد وبشكل عام وباختصار وكنتيجة إلى السرد السابق, استخدام عدة هوائيات استقبال بالنسبة لهوائي إرسال وحيد SIMO هو أفضل للأداء بالنسبة لمعدل الخطأ للبت BER وأعلى مردود وأقل تعقيد وأقل معدل خطأ من استخدام عكس ذلك أي عدة هوائيات إرسال وهوائي استقبال وحيد MISO.

- تحقق عدة هوائيات إرسال واستقبال MIMO أفضل نتائج من الأنظمة المذكورة سابقا. ولكن من الجدير بالذكر أن أفضل ما يمكن الوصول إليه يكون باستخدامه المصفوفات المربعة أي يكون عدد الهوائيات في الإرسال والاستقبال متساوي. وعلى هذا كل الأنظمة المدروسة التالية ستكون مبنية على هذا المبدأ.
- لتحسين الأداء (معدل الإرسال مقارنة مع معدل الخطأ) نضيف طرق وخوارزميات إلغاء التداخل في جهة المستقبل. نبدأ بالذكر طريقة الـ Zero–Forcing التي تحقق أداء جيد. ولكن بمقارنة طريقة الحد الأدنى لمتوسط مربع الخطأ MMSE بطريقة التصفير بالإجبار ZF نلاحظ تحسن الأداء والمردود في طريقة الحد الأدنى لمتوسط مربع الخطأ MMSE أكثر من التصفير بالإجبار ZF. وأفضل من الاثنين على صعيد كل الأنظمة المدروسة سابقا هي طريقة الأرجحة العظمى.
- تؤدي الزيادة في عدد المداخل والمخارج إلى زيادة الكلفة لدرجة ستصبح الكلفة والتعقيد أكبر من معدل الربح في النظام, وبالتالي يجب أخذ هذا بعين الاعتبار عند التصميم. وبالأخص في طريقة الأرجحة العظمى حيث يعتبر التعقيد في المعالجة عالي جدا وكثيف عند زيادة عدد الهوائيات أو التعديل الذي يؤدي إلى زيادة عدد الاحتمالات بشكل أسي, فهي طريقة محدودة بقوة المعالجة المطبقة على النظام.
- بتطبيق خواص التكيف على خوارزمية إلغاء التداخل وهي التصفير بالإجبار Zero–Forcing للأنظمة متعددة الدخل والخرج سيؤدي إلى تحسين الأداء (معدل الإرسال مقارنة مع معدل الخطأ عند نسبة إشارة للضجيج محددة) بشكل كبير حيث في حال هوائيين في الإرسال والاستقبال كان التحسن بمقدار (2dB) أما في حال أربع هوائيات في المرسل وأربعة في المستقبل فالتحسن (5dB), وهذا رقم جيد جدا في تطور عالم الاتصالات المتسارع.
- بتطبيق خواص التكيف على خوارزمية إلغاء التداخل وهي الحد الأدنى لمتوسط مربع الخطأ Minimum Mean Square Error للأنظمة متعددة الدخل والخرج سيؤدي إلى تحسين الأداء بشكل كبير أي BER أقل عند قيم Eb/No محددة مع زيادة معدل الإرسال بعرض حزمة ثابت, مقارنةً مع الأنظمة السابقة وذلك في حال هوائيين أو أربعة. حيث في حال هوائيين في الإرسال والاستقبال كان التحسن بمقدار (2dB) عن MMSE من دون خواص التكيف أما في حال أربع هوائيات في المرسل و أربعة في المستقبل فالتحسن (3dB) عن MMSE من دون خواص التكيف. كما يمكن تعميمها على عدد هوائيات أكبر مع مراعاة التعقيد على حساب الكلفة والمردود.
- عند تطبيق خواص التجميع بالتقسيم الترددي المتعامد مع طريقة التصفير بالإجبار ZF في التجميع الحيزي للأنظمة المتكيفة متعددة الدخل والخرج سيكون التحسن في BER عند قيم محددة من Eb/No ضئيل وفي بعض الأحيان مماثل

بل أقل من دون استخدام التجميع بالتقسيم الترددي المتعامد, ولكن هناك استقرار أكبر في معدل الخطأ على طول المجال. حيث في بعض الأحيان يلزمنا نظام مستقر قوي مقاوم للظروف والمشاكل والعوامل الخارجية التي يمكن أن يتعرض لها النظام الدروس, ولهذا تطبيقاته العملية أيضا. حيث تم تطبيق موائمة لرسم المنحيات curve fitting وذلك لتشكيل خطوط بيانية بين النقاط التي تم أخذ العينات عندها و إعطاء أفضل النتائج.

- عند تطبيق التجميع بالتقسيم الترددي المتعامد OFDM مع طريقة الحد الأدنى لمتوسط مربع الخطأ MMSE في التجميع الحيزي للأنظمة المتكيفة متعددة الدخل والخرج. نجد أن التحسن ضئيل في BER عند قيم محددة من Eb/No وفي بعض الأحيان كان مماثل بل أقل من دون استخدام التجميع بالتقسيم الترددي المتعامد, ولكن هناك استقرار أكبر في معدل الخطأ على طول المجال. من هنا نستنتج أنه في حال تطبيق التجميع بالتقسيم الترددي المتعامد OFDM على خوارزميات الحد الأدنى لمتوسط مربع الخطأ والنتائج لكلا حالات تطبيق التكيف أو من دونها, التحسن سيكون باستقرار النظام وليس بالأداء ولهذا تطبيقاته العملية أيضا. حيث في بعض الأحيان يلزمنا نظام مستقر قوي مقاوم للظروف والمشاكل والعوامل الخارجية التي يمكن أن يتعرض لها النظام الدروس.
- تحسن ملحوظ بالأداء (معدل الإرسال بخطأ أقل) مع استقرار النظام أكثر في حال تطبيق التجميع بالتقسيم الترددي المتعامد OFDM على خوارزميات الحد الأدنى لمتوسط مربع الخطأ في التجميع الحيزي للأنظمة المتكيفة متعددة الدخل والخرج في حال 4x4 هوائيات, فعند Eb/No=10−14dB هنالك نقطة قمة دنيا عند Eb/No=12dB حيث كانت قيمة معدل الخطأ في البتات $BER=1.11x10^{-4}$.
- عند تطبيق التجميع بالتقسيم الترددي المتعامد OFDM مع طريقة الأرجحية العظمى ML في التجميع الحيزي للأنظمة متعددة الدخل والخرج حال أربع هوائيات في الإرسال وأربع هوائيات بالاستقبال أن هناك تحسن ضئيل في BER عند قيم محددة من Eb/No وفي بعض الأحيان كان الأداء مماثل في حالة المحاكاة من دون استخدام التجميع بالتقسيم الترددي المتعامد, ولكن هناك استقرار أكبر في معدل الخطأ على طول المجال. ومن هنا نستنتج أنه في حال تطبيق التجميع بالتقسيم الترددي المتعامد OFDM على خوارزميات الأرجحية العظمى في حال 2x2 هوائي, فالتحسن سيكون باستقرار النظام وليس بالأداء ولهذا تطبيقاته العملية أيضا. حيث في بعض الأحيان يلزمنا نظام مستقر قوي مقاوم للظروف والمشاكل والعوامل الخارجية التي يمكن أن يتعرض لها النظام الدروس.

- تحسن الأداء (أقل معدل خطأ بالنسبة لمعدل الإرسال) بمقدار (1.5dB) مع استقرار النظام أكثر في حال تطبيق التجميع بالتقسيم الترددي المتعامد OFDM على خوارزميات الأرجحية العظمى في حال 4x4 هوائيات.
- أداء النظام المتكيف بهوائي إرسال وحيد وعدة هوائيات استقبال Adaptive SIMO يعتبر أفضل من أنظمة MIMO من نفس المستوى. حيث أن وبإضافة التكيف إلى النظام يزداد التعقيد الحسابي قليلا لكن بهذا نحصل على أداء أفضل (أقل معدل خطأ بالنسبة لمعدل الإرسال).
- إن الزيادة في عدد المداخل والمخارج تؤدي إلى زيادة الكلفة لدرجة ستصبح الكلفة والتعقيد أكبر من معدل الربح في النظام, و بالتالي يجب أخذ هذا بعين الاعتبار عند التصميم

من خلال ما سبق هناك الكثير من النتائج في ولكن يمكن تلخيص النتائج الأساسية بعدة نقاط كما يلي:

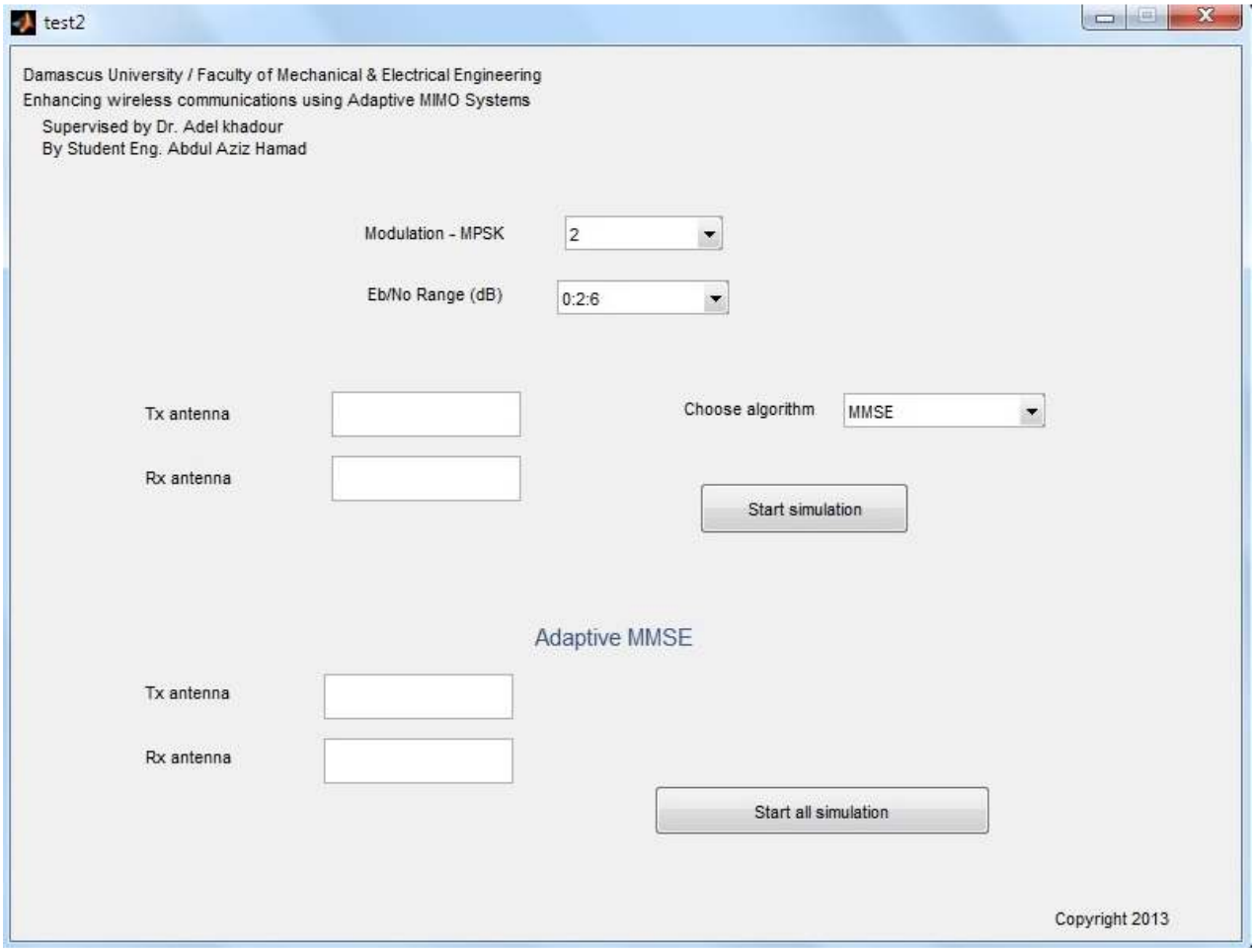
- ❖ استخدام الأنظمة متعددة الدخل والخرج مع خوارزميات استقبال محددة سيؤدي إلى زيادة السعة والأداء بشكل ملحوظ في أنظمة الاتصال اللاسلكي.
- ❖ إضافة تقنيات التكيف (التوافق) للأنظمة متعددة الدخل والخرج سيحسن الأداء (معدل إرسال أعلى بخطأ أقل) وسعة النظام بشكل كبير جداً من خلال التكيف مع الوصلة اللاسلكية.
- ❖ إضافة OFDM إلى MIMO والتكيف سيؤدي إلى استقرار (Stability) وزيادة ممانعة النظام (الوثوقية) للظروف والمشاكل والعوامل الخارجية وبالتالي الحصول على نظام متكامل.

أيضا بالمقارنة بين أنظمة متعددة الدخل والخرج بمصفوفات مربعة مع الأنظمة المتكيفة وحيدة الدخل ومتعددة الخرج نجد بأن أداء الأخيرة أي المتكيفة أفضل بالنسبة لمعدل الخطأ BER مع نسبة الإشارة للضجيج Eb/No.

إن التوصيات العامة لهذا البحث بأن جميع النتائج تشكل نتائج أولية ومبدئية يمكن استغلالها كدراسة مرجعية لتقنيات مستقبلية تؤمن حاجات السوق والمستهلك وبكلف منخفضة, مفيدة لتقديم نوع جديد من الطرق البحثية والتطوير. وهي باختصار مفتاح لتكنولوجيا جديدة للمستقبل.

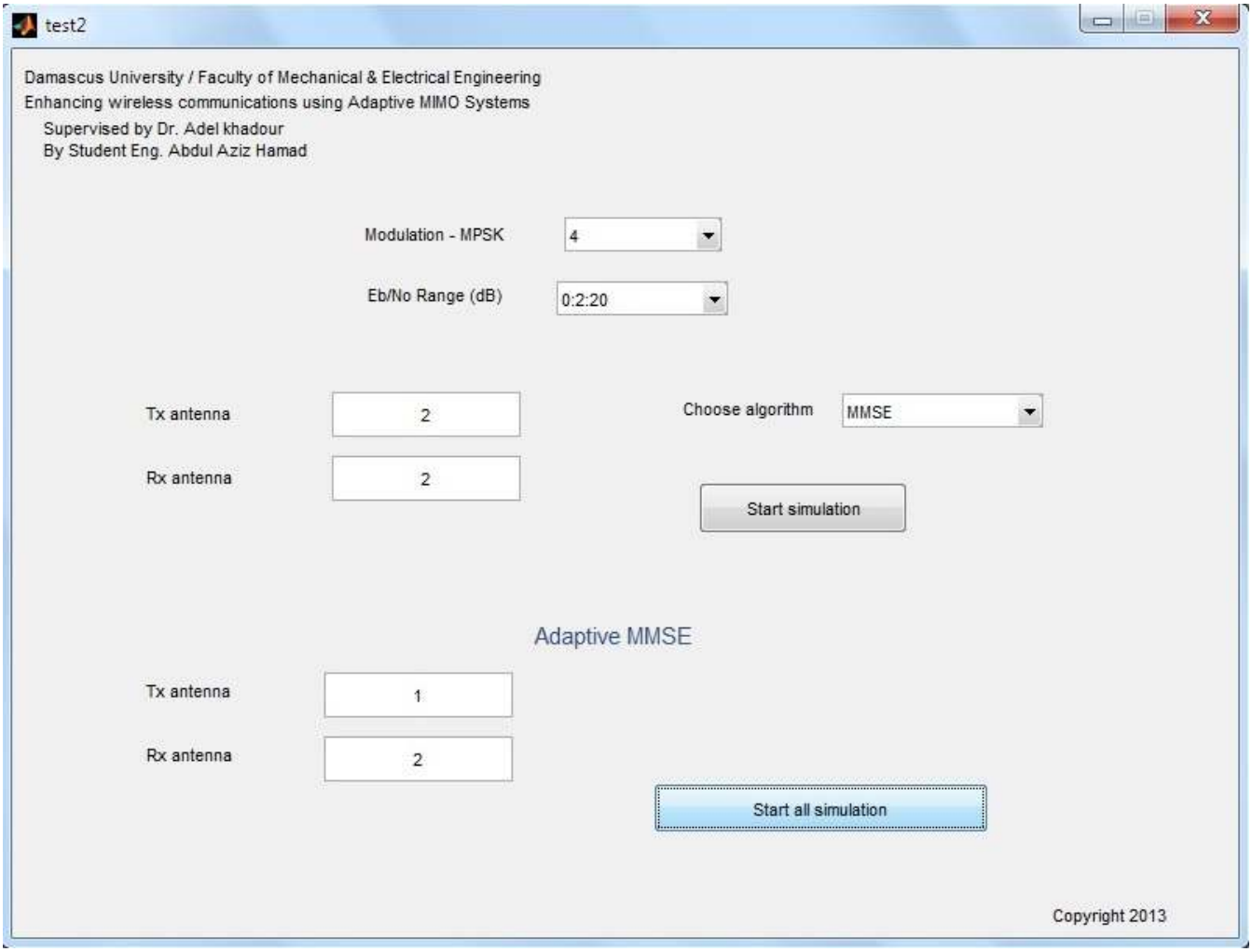
واجهة المستخدم لبرنامج المحاكاة
GUI 'Graphical User Interface'

يصور الشكل الأول واجهة المستخدم التي تم بناءها باستخدم برنامج MATLAB 2011a, وتحوي على قوائم منسدلة تتيح عدة خيارات لانتقاء نوع المحاكاة المرادة وذلك باسلوب سهل للمستخدم, كما يمكنا من وضع معطيات أخرى كعدد الهوائيات أخيرا يوجد أكثر من أسلوب لبدء المحاكاة بالضغط على زري البدء.



الشكل (I.1) الواجهة التطبيقية لبرنامج المحاكاة (عمل الباحث)

يصور الشكل الثاني مثال عملي تم استخدامه في المحاكاة للشرح واستخلاص بعض النتائج. حيث تم يجب التنويه أنه تم بدأ المحكاة بواسطة Start all simulation.



الشكل (II.2) محددات نظام المحاكاة المطلوب (عمل الباحث)

برنامج المحاكاة

MATLAB Codes

Compare between SISO, MISO, SIMO and MIMO

```
% We start by defining some common simulation parameters
frmLen = 100;       % frame length
numPackets = 1000;  % number of packets
EbNo = 0:2:20;      % Eb/No varying to 20 dB
N = 2;              % maximum number of Tx antennas
M =2;               % maximum number of Rx antennas

%%
% and set up the simulation.

% Create a local random stream to be used by random number generators for
repeatability.
%hStr = RandStream('mt19937ar', 'Seed', 55408);
hStr = RandStream('mt19937ar');

% Create PSK mod-demod objects
Q = 4;              % modulation order
pskmod = modempskmod('M',  'SymbolOrder', 'Gray');
pskdeod = modempskdemod(pskmod);

% Pre-allocate variables for speed
tx2 = zeros(frmLen, N);
H  = zeros(frmLen, N, M);
r21 = zeros(frmLen, 1);
r12  = zeros(frmLen, 2);
z21 = zeros(frmLen, 1);
z21_1 = zeros(frmLen/N, 1);
z21_2 = zeros(frmLen/N, 1);
z12 = zeros(frmLen, M);
error11 = zeros(1, numPackets); BER11 = zeros(1, length(EbNo));
error21 = error11; BER21 = BER11 error12 = error11; BER12 = BER11; BERthy2 =
BER11;
BERthy4 = zeros(1, length(EbNo))

%%

% Set up a figure for visualizing BER results
h = gcf grid on; hold on;
set(gca, 'yscale', 'log', 'xlim', [EbNo(1), EbNo(end)], 'ylim', [1e-4 1]);
xlabel('Eb/No (dB)'); ylabel('BER'); set(h,'NumberTitle','off');
```

```
set(h, 'renderer', 'zbuffer'); set(h,'Name','System antenna diversity comparison');
title('System antenna diversity comparison');

% Loop over several EbNo points
for id = 1:length(EbNo)
   % Loop over the number of packets
   for packetIdx = 1:numPackets
      data = randi(hStr, [0 P-1], frmLen, 1);   % data vector per user
                                                % per channel
      tx = modulate(pskmod, data);           % PSK modulation

      % Alamouti Space-Time Block Encoder, G2, full rate
      G2 = [s1 s2; -s2* s1*]
      s1 = tx(1:N:end); s2 = tx(2:N:end);
      tx2(1:N:end, :) = [s1 s2];
      tx2(2:N:end, :) = [-conj(s2) con(s1)];

      % Create the Rayleigh distributed channel response matrix
      %   for two transmit and two receive antennas
      H(1:N:end, :, :) = (randn(hStr, frmLen/2, N, M) + 1i*randn(hStr, frmLen/2, N,
M))/sqrt(2);
      %   assume held constant for 2 symbol periods
      H(2:N:end, :, :) = H(1:N:end, :, :);

      % Received signals
      %   for uncoded 1x1 system
      r11 = awgn(H(:, 1, 1).*tx, EbNo(idx), 0, hStr);

      %   for G2-coded 2x1 system - with normalized Tx power, i.e., the
      %   total transmitted power is assumed constant
      r21 = awgn(sum(H(:, :, 1).*tx2, 2)sqrt(N), EbNo(idx), 0, hStr);

      %   for Maximal-ratio combined 1x2 system
      for i = 1:M
         r12(:, i) = awgn(H(:, 1, i).*tx, EbNo(idx), 0, hStr);


   %     r22_1 = awgn(sum(H(:, :, 1).*tx2, 2)/sqrt(N), EbNo(idx), 0, hStr);
   %     r22_2 = awgn(sum(H(:, :, 2).*tx2, 2)/sqrt(N), EbNo(idx), 0, hStr);

      % Front-end Combiners - assume channel response known at Rx for G2-
coded 2x1 system
      hidx = 1:N:length(H);
      z21_1 = r21(1:N:end).* conj(H(hidx, 1, 1)) + conj(r21(2:N:end)).* H(hidx, 2, 1);
      z21_2 = r21(1:N:end).* conj(H(hidx, 2, 1)) - conj(r21(2:N:end)).* H(hidx, 1, 1);

      z21(1:N:end) = z21_1;
      z21(2:N:end) = z21_2;

      %   for Maximal-ratio combined 1x2 system
```

```
        for i = 1:M
            z12(:, i) = r12(:, i).* conj(H(:, 1, i));
        end

        % ML Detector (minimum Euclidean distance)
        demod11 = demodulate(pskdemod, r11.*conj(H(:, 1, 1)));
        demod21 = demodulate(pskdemod, z21);
        demod12 = demodulate(pskdemod, sum(z12, 2));

        % Determine errors
        error11(packetIdx) = biterr(demod11, data);
        error21(packetIdx) = biterr(demod21, data);
        error12(packetIdx) = biterr(demod12, data);
    end % end of FOR loop for numPackets

    % Calculate BER for current idx
    %   for uncoded 1x1 system
    BER1(idx) = sum(error11)/(numPackets*frLen);

    %   for G2 coded 2x1 system
    BER21(idx) = sum(error21)/(numPackets*frLen);

    %   for Maximal-ratio combined 1x2 system
    BER12(idx) = sum(error12)/(numPackets*frmLen);

    %   for theoretical performance of second-order diversity
    BERthy2(idx) = berfading(EbNo(idx), 'ps', P 2);

    %   for theoretical performance of 4x4 diversity
    BERthy4(idx) = berfading(EbNo(idx), 'ps', P 4);

    % Plot results or (semilogy)
    plot(EbNo(1:idx), BER11(1:idx), 'r*', ...
            EbNo(1:idx), BER21(1:idx), 'go', ...
            EbNo(1:idx), BER12(1:idx), 'ms', ...
            EbNo(1:idx), BERthy2(1:idx), 'b+', ...
            EbNo(1:idx), BERthy4(1:idx),'BX');
    legend('SISO (1x1 antenna)', 'MISO (2x1 antenna)',...
         'SIMO (1x2 antenna)', ...
         'MIMO (2x2 antenna)', 'MIMO (4x4 antenna)');

    drawnow;
end  % end of for loop for EbNo

% Perform curve fitting and replot the results
fitBER11 = berfit(EbNo, BER11);
fitBER21 = berfit(EbNo, BER21);
fitBER12 = berfit(EbNo, BER12)
fitBER2 = berfit(EbNo, BERthy2);
fitBER4 = berfit(EbNo, BERthy4);
```

```
plot(EbNo, fitBER11, 'r', EbNo, fitBER21, 'g', EbNo, fitBER12, 'm',EbNo, fitBER2,
'b',EbNo, fitBER4, 'B');
hold off;
```

Compare between 2x2 MIMO-SM schemes. Theoretical ZF, Theoretical MMSE and ML

```
% We start by defining some common simulation parameters
N = 2;                % Number of Transmit antennas
M = 2;                % Number of Receive antennas
EbNo = 0:2:20;        % Eb/No in dB
modOrd = 2;           % constellation size = 2^modOrd
numSym = N;           % number of symbols

%%
% and set up the simulation.

% Create a local random stream to be used by random number generators for
% repeatability.
%hStr = RandStream('mt19937ar', 'Seed', 55408);
% Get all bit combinations for ML receiver
bits = de2bi(0:2^(modOrd*N)-1, 'left-msb')';
% Split them per Transmit antenna
b = zero(N, modOrd, length(bits));
for i = 1:length(bits)
    b(:, i) = reshape(bits(:,i), modOrd, N)';
end

% Preallocate variables for speed
dist = zeros(length(bits), 1);
[BER_ZF, BER_MMSE, BER_ML,BER_TZF,BER_TMMSE] = deal(zeros(1,
length(EbNo)));

% Create QPSK mod-demod objects
hMo = modem.pskmod('M', 2^modOrd, 'SymbolOrder', 'gray', 'InputType', 'bit');
hDemod = modem.pskdemod(hMod);

%%
% The simulation loop below simultaneously evaluates the BER performance of the
three receiver schemes for each Eb/No value using the same data
% and channel realization. A short range of Eb/No values are used for simulation
purposes. Results for a larger range, using the same code, are
% presented later.

% Set up a figure for visualizing BER results
h = gcf; grid on; hold on;
set(gca,'yscale','log','xlm',[EbNo(1)-0.01, EbNo(end)],'ylim',[1e 3 1]);
```

```
xlabl('Eb/No (dB)'); ylabl('BER'); set(h,'NumberTitle','off');
set(h, 'renderer', 'zbuffer'); set(h,'Name','Spaial Multiplexing');
tile('MIMO Spatial Multiplexing schemes simulation & comparison');

%BERthy2 = zeros(1, length(EbNo));

% Loop over selected EbNo points
for idx = 1:length(EbNo)
   nErrs_zf = 0; nErrs_mmse = 0; nErrs_ml = 0; nErrs_TZF=0; nBits = 0;
   nErrs_TMMSE=0;
   while ( ((nErrs_zf < 100) || (nErrs_mmse < 100) || (nErrs_ml < 100)) && (nBits <
1e4))
      % Create array of bits to modulate
      msg = randi(hStr, [0 1], modOrd, numSym);


      % Split source among N transmitters (symbol-wise)
      Tx = reshape(source, N, numel(source)/N);

      % Flat Rayleigh Fading  - independent links
      RayleighMat = (randn(hStr, M, N) +  1i*randn(hStr, M, N))/sqrt(2);

      % Calculate SNR from EbNo
      snr = EbNo(idx) + 10*log10(modOrd);

      % Add channel noise power to faded data
      r = awgn(RayleighMat*Tx, snr, 0 hStr);
      r_store = r;

      % Assume perfect channel estimation
      H = RayleighMat;

      % TZF without any received algorithim
      TZF= reshape(demodulate(hDemod,pinv(H)* r), modOrd, numSym);

      % Zero-Forcing SIC receiver
      E_zf = zeros(modOrd, numSym); k = zeros(N, 1);
      %   Initialization
      G = pinv(H);
      [val, k0] = min(sum(abs(G).^2,2));

      %   Start Zero-Forcing Nulling Loop
      for n = 1:N
         % Find best transmitter signal using minimum norm
         k(n) = k0;

         % Select Weight vector for best transmitter signal
         w = G(k(n),:);

         % Calculate output for transmitter n and demodulate bitstream
```

```
        y = w * r;
        E_zf(:, k(n):N:end) = reshape(demodulate(hDemod, y), modOrd,
numSym/N);

        % Subtract effect of the transmitter n from received signal
        z = modulate(hMod, demodulate(hDemod, y));
        r = r - H(:, k(n))*z;

        % Adjust channel estimate matrix for next minimum norm search
        H(:, k(n)) = zeros(M, 1);
        for aa = 1:n
            G(k(aa)) = inf;

        [val, k0] = min(sum(abs(G).^2,2));
    end

    % Restore variables for next receiver
    H = RayleighMat; r = r_store;

    % MMSE SIC receiver
    E_mmse = zeros(modOrd, numSym); k = zeros(N, 1)
    %   Initialization
    G = (H'*H + N/(10^(0.1*snr))*eye(N))
    [val, k0] = min(sum(abs(G).^22))

    TMMSE= reshape(demodulate(hDemod,G* r), modOrd, numSym)
    %   Start MMSE Nulling Loop
    for n = 1:N
        % Find best transmitter signal using Min Norm
        k(n) = k0;

        % Select Weight vector for best transmitter signal
        w = G(k(n),:);

        % Calculate output for transmitter n and demodulate bitstream
        y = w * r;
        E_mmse(:, k(n):N:end) = reshape(demodulate(hDemod, y), modOrd
numSym/N);

        % Subtract effect of the transmitter n from received signal
        z = modulate(hMod, demodulate(hDemod, y));
        r = r - H(:, k(n))

        % Adjust channel estimate matrix for next min Norm search
        H(:, k(n)) = zeros(M, 1);
        G = (H'*H + N/(10^(0.1*snr))*eye(N)) \ H';
        for aa = 1:n
            G(k(aa) = inf;
        end
        [val, k0] = min(sum(abs(G).^2,2));
```

```
        % Restore variables for next receiver
        H = RayleighMat; r = r_store;

        % ML receiver
        for i = 1:2(modOrd*N)
            % Signal constellation for each bit combination
            sig = modulate(hMod, b(:, :, i)').';

            % Distance metric for each constellation
            dis(i) = sum(abs(r - H*sig).2)
        end
        % Get the minimum
        [notUsed, val] = min(dist);
        E_ml = b(:,:,val)'; % detected bits

        % Collect errors
        nErrs_TZF= nErrs_TZF + biterr(msg, TZF);
        nErrs_zf = nErrs_zf + biterr(msg, E_zf);
        nErrs_mmse = nErrs_mmse + biterr(msg, E_mmse);
        nErrs_ml = nErrs_ml + biterr(msg, E_ml);

        nErrs_TMMSE = nErrs_TMMSE + biterr(msg, TMMSE);

        nBits = nBits + length(msg(:));


    % Calculate BER for current point
    BER_ZF(idx) = nErrs_zf./nBits;
    BER_MMSE(idx) = nErrs_mmse./nBits;
    BER_ML(idx) = nErrs_ml./nBits;
    BER_TMMSE(idx)=nErrs_TMMSE./nBits;

    % Plot results
    semilogy(EbNo(1:idx) , BER_TZF(1:idx),'r*');
   % semilogy(EbNo(1:idx), BER_ZF(1:idx), 'r*');
    semilogy(EbNo(1:idx),BER_TMMSE(1:idx),'ms');
 %   semilogy(EbNo(1:idx), BER_MMSE(1:idx), 'ms');
    semilogy(EbNo(1:idx), BER_ML(1:idx), 'b+');



     %   legend('MIMO-SM TZF ','MIMO-SM ZF', 'MIMO-SM MMSE', 'MIMO-SM
ML');
          legend('MIMO-SM TZF ','MIMO-SM TMMSE', 'MIMO-SM ML');
    drawnow;
end

% Perform curve fitting and replot the results
fitBER_TZF = berfit(EbNo, BER_TZF);
fitBER_ZF = berfit(EbNo, BER_ZF);
```

```
fitBER_TMMSE = berfitEbNo, BER_TMMSE);

% Draw the lines
semilogy(EbNo,fitBER_TZF,'r');
%semilogy(EbNo, fitBER_ZF, 'r');
semilogy(EbNo,fitBER_TMMSE,'m');
%semilogy(EbNo, fitBER_MMSE, 'm');
semilogy(EbNo, BER_ML, 'b');

hold off;
%%
```

Compare between 4x4 MIMO-SM schemes. Theoretical ZF, Theoretical MMSE and ML

```
% We start by defining some common simulation parameters
N = 4;                % Number of Transmit antennas
M = 4;                % Number of Receive antennas
EbNo = 0:2:20;        % Eb/No in dB
modOrd = 2;           % constellation size = 2^modOrd
numSym = N;           % number of symbols

%%
% and set up the simulation.

% Create a local random stream to be used by random number generators for
% repeatability.
%hStr = RandStream('mt19937ar', 'Seed', 55408);
hStr = RandStream('mt19937ar');

% Get all bit combinations for ML receiver
bits = de2bi(0:2^(modOrd*N)-1, 'left-msb')';
% Split them per Transmit antenna
b = zeros(N, modOrd, length(bits));
for i = 1:length(bits)
    b(:,  i) = reshape(bits(:,i), modOrd N)';

% Preallocate variables for speed
dist = zeros(length(bits), 1);
[BER_ZF, BER_MMSE, BER_ML,BER_TZF,BER_TMMSE] = deal(zeros(1,
length(EbNo))

% Create QPSK mod-demod objects
hMod = modem.pskmod('M', 2modOrd, 'SymbolOrder', 'gray', 'InputType', 'bit');
hDemod = modem.pskdemod(hMod);

%%
% The simulation loop below simultaneously evaluates the BER performance of the
three receiver schemes for each Eb/No value using the same data
% and channel realization. A short range of Eb/No values are used for simulation
purposes. Results for a larger range, using the same code, are
```

```
% presented later.

% Set up a figure for visualizing BER results
h = gcf grid on; hold on;
set(gca,'yscale','log','xlim',[EbNo(1)-0.01, EbNo(ed)],'ylim',[1e 3 1]);
xlabel('Eb/No (dB)'); ylbel('BER'); set(h,'NumberTitle','off');
set(h, 'renderer', 'zbuffer'); st(h,'Name','Spatial Multiplexing');
ttle('MIMO Spatial Multiplexing schemes simulation & comparison');

%BERthy2 = zeros(1, length(EbNo));

% Loop over selected EbNo points
for idx = 1:length(EbNo)
   nErrs_zf = 0; nErrs_mmse = 0; nErrs_ml = 0; nErrs_TZF=0; nBits = 0;
   nErrs_TMMSE=0;
   while ( ((nErrs_zf < 100) | (nErrs_mmse < 100) || (nErrs_ml < 100)) && (nBits <
1e4))
      % Create array of bits to modulate
      msg = randi(hStr, [0 1], modOrd, numSym);


      % Split source among N transmitters (symbol-wise)
      Tx = reshape(source, N, numel(source)/N);

      % Flat Rayleigh Fading  - independent links
      RayleighMat = (randn(hStr, M, N) +  1i*randn(hStr, M, N))/sqrt(2);

      % Calculate SNR from EbNo
      snr = EbNo(idx) + 10*log10(modOrd);

      % Add channel noise power to faded data
      r = awg(RayleighMat*Tx, snr, 0, hStr);
      r_store = r

      % Assume perfect channel estimation
      H = RayleighMat;

      % TZF without any received algorithim
      TZF= reshape(demodulate(hDemod,pinv(H)* r), modOrd, numSym);

      % Zero-Forcing SIC receiver
      E_zf = zeros(modOrd, numSym); k = zeros(N, 1);
      %   Initialization
      G = pinv(H);
      [val, k0] = min(sum(abs(G).^2,2));

      %   Start Zero-Forcing Nulling Loop
      for n = 1:N
         % Find best transmitter signal using minimum norm
         k(n) = k0;
```

```
        % Select Weight vector for best transmitter signal
        w = G(k(n),:);

        % Calculate output for transmitter n and demodulate bitstream
        y = w * r;
        E_zf(:, k(n):N:end) = reshape(demodulate(hDemod, y), modOrd,
numSym/N);

        % Subtract effect of the transmitter n from received signal
        z = modulate(hMod, demodulate(hDemod, y));
        r = r - H(:, k(n))*z;

        % Adjust channel estimate matrix for next minimum norm search
        H(:, k(n)) = zeros(M, 1);
        G = pinv(H);
        for aa = 1:n
            G(k(aa), :) = inf;
        end
        [val, k0] = min(sum(abs(G).^2,2));
    end

    % Restore variables for next receiver
    H = RayleighMat; r = r_store;

    % MMSE SIC receiver
    E_mmse = zeros(modOrd, numSym); k = zeros(N, 1);
    %   Initialization
    G = (H'*H + N/(10^(0.1*snr))*eye(N))
    [val, k0] = min(sum(as(G).^22));

    TMMSE= reshape(demodulate(hDemod,G* r), modOrd, numSym);
    %   Start MMSE Nulling Loop
    for n = 1:N

        % Select Weight vector for best transmitter signal
        w = G(k(n),:);

        % Calculate output for transmitter n and demodulate bitstream
        y = w * r;
        E_mmse(:, k(n):N:end) = reshape(demodulate(hDemod, y), modOrd,
numSym/N);

        % Subtract effect of the transmitter n from received signal
        z = modulate(hMod, demodulate(hDemod, y));
        r = r - H(:, k(n))*z;

        % Adjust channel estimate matrix for next min Norm search
        H(:, k(n)) = zeros(M, 1);
        G = (H'*H + N/(10^(0.1*snr))*eye(N)) \ H';
```

```
        for aa = 1:n
            G(k(aa), :) = inf;
        end
        [val, k0] = min(sum(abs(G).^22));
    end

    % Restore variables for next receiver
    H = RayleighMat; r = r_store;

    % ML receiver
    for i = 1:2^(modOrd*N)
        % Signal constellation for each bit combination
        sig = modulate(hMod, b(:,i)')

        % Distance metric for each constellation
        dist(i) = sum(abs(r - H*sig)2);
    end
    % Get the minimum
    [notUsed, val] = min(dist);
    E_ml = b(:,val)'; % detected bits

    % Collect errors
    nErrs_TZF= nErrs_TZF + biterr(msg, TZF);
    nErrs_zf = nErrs_zf + biterr(msg, E_zf);
    nErrs_mmse = nErrs_mmse + biterr(msg, E_mmse);
    nErrs_ml = nErrs_ml + biterr(msg, E_ml);

    nErrs_TMMSE = nErrs_TMMSE + biterr(msg, TMMSE);

    nBits = nBits + length(msg(:));


  % Calculate BER for current point
  BER_TZF(idx)= nErrs_TZF./nBits;
  BER_ZF(idx) = nErrs_zf./nBits;
  BER_MMSE(idx) = nErrs_mmse./nBits;
  BER_ML(idx) = nErrs_ml./nBits;
  BER_TMMSE(idx)=nErrs_TMMSE./nBits;

  % Plot results
  semilogy(EbNo(1:idx) , BER_TZF(1:idx),'r*');
 % semilogy(EbNo(1:idx), BER_ZF(1:idx), 'r*');
  semilogy(EbNo(1:idx),BER_TMMSE(1:idx),'ms');
%   semilogy(EbNo(1:idx), BER_MMSE(1:idx), 'ms');
  semilogy(EbNo(1:idx), BER_ML(1:idx), 'b+');



   %   legend('MIMO-SM TZF ','MIMO-SM ZF', 'MIMO-SM MMSE', 'MIMO-SM
ML');
```

```
        legend('MIMO-SM TZF ','MIMO-SM TMMSE', 'MIMO-SM ML');
    drawnow;
end

% Perform curve fitting and replot the results
fitBER_TZF = berfit(EbNo, BER_TZF);
fitBER_ZF = berfit(EbNo, BER_ZF);
fitBER_TMMSE = berfit(EbNo, BER_TMMSE);
fitBER_MMSE = berfit(EbNo, BER_MMSE);
% fitBER_ML = berfit(EbNo, BER_ML);

% Draw the lines
semilogy(EbNo,fitBER_TZF,'r');
%semilogy(EbNo, fitBER_ZF, 'r');
semilogy(EbNo,fitBER_TMMSE,'m');
%semilogy(EbNo, fitBER_MMSE, 'm');
semilogy(EbNo, BER_ML, 'b');

hold off;
%%
```

Compare between 2x2 MIMO-SM ZF scheme & 2x2 Adaptive MIMO-SM ZF

```
% We start by defining some common simulation parameters
N = 2;                % Number of Transmit antennas
M = 2;                % Number of Receive antennas
EbNo = 0:2:20;        % Eb/No in dB
modOrd = 2;           % constellation size = 2^modOrd
numSym = N;           % number of symbols

%%
% and set up the simulation.

% Create a local random stream to be used by random number generators for
% repeatability.
%hStr = RandStream('mt19937ar', 'Seed', 55408);
hStr = RandStream('mt19937ar');

% Get all bit combinations for ML receiver
bits = de2bi(0:2^(modOrd*N)-1, 'left-msb')';
% Split them per Transmit antenna
b = zeros(N, modOrd, length(bits));
for i = 1:length(bits)
    b(:,i) = reshape(bits(:,i), modOrd, N)';
end

% Preallocate variables for speed
dist = zeros(length(bits), 1);
[BER_ZF, BER_MMSE, BERML,BER_TZF,BER_TMMSE] = deal(zeros(1,
length(EbNo)));
```

```
% Create QPSK mod-demod objects
hMod = modem.pskmod('M', 2^modOrd, 'SymbolOrder', 'gray', 'InputType', 'bit');
hDemod = modem.pskdemod(hMod);

%%
% The simulation loop below simultaneously evaluates the BER performance of the
three receiver schemes for each Eb/No value using the same data
% and channel realization. A short range of Eb/No values are used for simulation
purposes. Results for a larger range, using the same code, are
% presented later.

% Set up a figure for visualizing BER results
h = gcf; grid on; hold on;
set(gca,'yscale','log','xlim',[EbNo(1)-0.01, EbNo(end)],'ylim',[1e-3 1]);
xlabel('Eb/No (dB)'); ylabel('BER'); set(h,'NumberTitle','off');
set(h, 'renderer', 'zbuffer'); set(h,'Name','Spatial Multiplexing');
title('Adaptive MIMO Spatial Multiplexing schemes simulation & comparison');

%BERthy2 = zeros(1, length(EbNo));

% Loop over selected EbNo points
for idx = 1:length(EbNo)
   nErrs_zf = 0; nErrs_mmse = 0; nErrs_ml = 0; nErrs_TZF=0; nBits = 0;
   nErrs_TMMSE=0;
   while ( ((nErrs_zf < 100) || (nErrs_mmse < 100) || (nErrs_ml < 100)) && (nBits <
1e4))
      % Create array of bits to modulate
      mg = randi(hStr, [0 1], modOrd, numSym);

      % Split source among N transmitters (symbol-wise)
      Tx = reshape(source, N, numel(source)/N);

      % Flat Rayleigh Fading  - independent links
      RayleighMat = (randn(hStr, M, N) +  1irandn(hStr, M, N))sqrt(2);

      % Calculate SNR from EbNo
      snr = EbNo(idx) + 10*log10(modOrd);

      % Add channel noise power to faded data
      r = awgn(RayleighMat*Tx, snr, 0, hStr);
      r_store = r;

      % Assume perfect channel estimation
      H = RayleighMat;

      % TZF without any received algorithim
      TZF= reshape(demodulate(hDemod,pinv(H)* r), modOrd, numSym);

      % Zero-Forcing SIC receiver
```

```
E_zf = zeros(modOrd, numSym); k = zeros(N, 1);
%   Initialization
[val, k0] = min(sum(abs(G).^2,2));

%   Start Zero-Forcing Nulling Loop
for n = 1:N
   % Find best transmitter signal using minimum norm
   k(n) = k0;

   % Select Weight vector for best transmitter signal
   w = G(k(n),:);

   % Calculate output for transmitter n and demodulate bitstream
   y = w * r;
   E_zf(:, k(n):N:end) = reshape(demodulate(hDemod, y), modOrd,
numSym/N);

   % Subtract effect of the transmitter n from received signal
   z = modulate(hMod, demodulate(hDemod, y));
   r = r - H(:, k(n))*z;

   % Adjust channel estimate matrix for next minimum norm search
   H(:, k(n)) = zeros(M, 1);
   G = pinv(H);
   for aa = 1:n
      G(k(aa), :) = inf;
   end
   [val, k0] = min(sum(abs(G).^2,2));
end

% Restore variables for next receiver
H = RayleighMat; r = r_store;

% MMSE SIC receiver
E_mmse = zero (modOrd, numSym); k = zeros(N, 1);
%   Initialization
G = (H'*H + N/(10^(0.1*snr))*eye(N))
[val, k0] = min(sum(abs(G).^2,2));

TMMSE= reshape(demodulate(hDemod,G* r), modOrd, numSym);
%   Start MMSE Nulling Loop
for n = 1:N
   % Find best transmitter signal using Min Norm
   k(n) = k0;

   % Select Weight vector for best transmitter signal
   w = G(k(n),:);

   % Calculate output for transmitter n and demodulate bitstream
   y = w * r;
```

```
        E_mmse(:, k(n):N:end) = reshape(demodulate(hDemod, y), modOrd,
numSym/N);

        % Subtract effect of the transmitter n from received signal
        z = modulate(hMod, demodulate(hDemod, y));
        r = r - H(:, k(n))*z;

        % Adjust channel estimate matrix for next min Norm search
        H(:, k(n)) = zeros(M, 1);
        G = (H'*H + N/(10^(0.1*snr))*eye(N)) \ H';
        for aa = 1:n
            G(k(aa), :) = inf;
        end
        [val, k0] = min(sum(abs(G).^2,2));
    end

    % Restore variables for next receiver
    H = RayleighMat; r = r_store;

    % ML receiver
    for i = 1:2^(modOrd*N)
        % Signal constellation for each bit combination
        sig = modulate(hMod, b(:, :, i)').';

        % Distance metric for each constellation
        dist(i) = sum(abs(r - H*sig).^2);
    end
    % Get the minimum
    [notUsed, val] = min(dist);
    E_ml = b(:,:,val)'; % detected bits

    % Collect errors
    nErrs_zf = nErrs_zf + biterr(msg, E_zf);
    nErrs_mmse = nErrs_mmse + biterr(msg, E_mmse);
    nErrs_ml = nErrs_ml + biterr(msg, E_ml);

    nErrs_TMMSE = nErrs_TMMSE + biterr(msg, TMMSE);


% Calculate BER for current point
BER_TZF(idx)= nErrs_TZF./nBits;
BER_ZF(idx) = nErrs_zf./nBits;
BER_MMSE(idx) = nErrs_mmse./nBits;
BER_ML(idx) = nErrs_ml./nBits;
BER_TMMSE(idx)=nErrs_TMMSE./nBits;

% Plot results
semilogy(EbNo(1:idx) , BER_TZF(1:idx),'r*');
semilogy(EbNo(1:idx), BER_ZF(1:idx), 'go');
```

```
    %   legend('MIMO-SM TZF ','MIMO-SM ZF', 'MIMO-SM MMSE', 'MIMO-SM
ML');
   %     legend('MIMO-SM TZF ','MIMO-SM TMMSE', 'MIMO-SM ML');
        legend('MIMO-SM TZF ','Adaptive MIMO-SM ZF');


% Perform curve fitting and replot the results
fitBER_ZF = berfit(EbNo, BER_ZF);
fitBER_TMMSE = berfit(EbNo, BER_TMMSE);

% Draw the lines
semilogy(EbNo,fitBER_TZF,'r');
semilogy(EbNo, BER_ZF, 'g');

hold off;
%%
```

Compare between 4x4 MIMO-SM ZF scheme & 4x4 Adaptive MIMO-SM ZF sachems

```
% We start by defining some common simulation parameters
N = 4;                % Number of Transmit antennas
M = 4;                % Number of Receive antennas
EbNo = 0:2:20;        % Eb/No in dB
modOrd = 2;           % constellation size = 2^modOrd
numSym = N;           % number of symbols

%%
% and set up the simulation.

% Create a local random stream to be used by random number generators for
% repeatability.
%hStr = RandStream('mt19937ar', 'Seed', 55408);
hStr = RandStream('mt19937ar');

% Get all bit combinations for ML receiver
bits = de2bi(0:2^(modOrd*N)-1, 'left-msb')';
% Split them per Transmit antenna
b = zeros(N, modOrd, length(bits));
for i = 1:length(bits)
    b(:, i) = reshape(bits(:,i), modOrd, N)';

% Preallocate variables for speed
dist = zeros(length(bits), 1);
[BER_ZF, BER_MMSE, BER_ML,BER_TZF,BER_TMMSE] = deal(zeros(1,
length(EbNo)))

% Create QPSK mod-demod objects
```

```
hMod = modem.pskmod('M', 2^modOrd, 'SymbolOrder', 'gray', 'InputType', 'bit');
hDemod = modem.pskdemod(hMod);

%%
% The simulation loop below simultaneously evaluates the BER performance of the
three receiver schemes for each Eb/No value using the same data
% and channel realization. A short range of Eb/No values are used for simulation
purposes. Results for a larger range, using the same code, are
% presented later.

% Set up a figure for visualizing BER results
h = gcf; grid on hold on;
set(gca,'yscale','log','xlim',[EbNo(1)-0.01, EbNo(end)],'ylm',[1e 3 1]);
xlel('Eb/No (dB)'); ylael('BER'); set(h,'NumbTitle','of');
set(h, 'renderer', 'zbuffer'); set(h,'Name','Spatial Multiplexing');
title('Adaptive MIMO Spatial Multiplexing schemes simulation & comparison');

%BERthy2 = zeros(1, length(EbNo));

% Loop over selected EbNo points
for idx = 1:length(EbNo)
   nErrs_zf = 0; nErrs_mmse = 0; nErrs_ml = 0; nErrs_TZF=0; nBits = 0;
   nErrs_TMMSE=0;
   while ( ((nErrs_zf < 100) | (nErrs_mmse < 100) | (nErrs_ml < 100)) && (nBits <
1e4))
      % Create array of bits to modulate
      msg = randi(hStr, [0 1], modOrd, numSym);

      % Modulate data
      source = modulate(hMod, msg);

      % Split source among N transmitters (symbol-wise)
      Tx = reshape(source, N, numel(source)/N);

      % Flat Rayleigh Fading  - independent links
      RayleighMat = (randn(hStr, M N) +  1i*randn(hStr, M, N))sqrt(2);

      % Calculate SNR from EbNo
      snr = EbNo(idx) + 10*log10(modOrd);

      % Add channel noise power to faded data
      r = awgn(RayleighMTx, snr, 0, hStr);
      r_store = r;

      % Assume perfect channel estimation
      H = RayleighMat;

      % TZF without any received algorithim
      TZF= reshape(demodulate(hDemod,pinv(H)* r), modOrd, numSym);
```

```
% Zero-Forcing SIC receiver
E_zf = zeros(modOrd, numSym); k = zeros(N, 1);
%   Initialization
G = pinv(H);
[val, k0] = min(sum(abs(G).^2,2));

%   Start Zero-Forcing Nulling Loop
for n = 1:N
    % Find best transmitter signal using minimum norm
    k(n) = k0;

    % Select Weight vector for best transmitter signal
    w = G(k(n),:);

    % Calculate output for transmitter n and demodulate bitstream
    y = w * r;
    E_zf(:, k(n):N:end) = reshape(demodulate(hDemod, y), modOrd,
numSym/N);

    % Subtract effect of the transmitter n from received signal
    z = modulate(hMod, demodulate(hDemod, y));
    r = r - H(:, k(n))*z;

    % Adjust channel estimate matrix for next minimum norm search
    H(:, k(n)) = zeros(M, 1);
    G = pinv(H);
    for aa = 1:n
        G(k(aa), :) = inf;
    end
    [val, k0] = min(sum(abs(G).^2,2));

% Restore variables for next receiver
H = RayleighMat; r = r_store;

% MMSE SIC receiver
E_mmse = zeros(modOrd, numSym); k = zeros(N, 1);
%   Initialization
G = (H'*H + N/(10^(0.1*snr))*eye(N)) \ H';
[val, k0] = min(sum(abs(G).^2,2));

TMMSE= reshape(demodulate(hDemod,G* r), modOrd, numSym);
%   Start MMSE Nulling Loop
for n = 1:N
    % Find best transmitter signal using Min Norm
    k(n) = k0;

    % Select Weight vector for best transmitter signal
    w = G(k(n),:);

    % Calculate output for transmitter n and demodulate bitstream
```

```
        y = w  r;
        E_mmse(:, k(n):N:end) = reshape(demodulate(hDemod, y), modOrd,
numSym/N);

        % Subtract effect of the transmitter n from received signal
        z = modulate(hMod, demodulate(hDemod, y));
        r = r - H(:, k(n))*z;

        % Adjust channel estimate matrix for next min Norm search
        H(:, k(n)) = zeros(M, 1);
        G = (H'H + N/(10^(0.1*snr))*eye(N)) \ H';
        for aa = 1:n
            G(k(aa), :) = inf;
        end
        [val, k0] = min(sum(abs(G).^2,2));
    end

    % Restore variables for next receiver
    H = RayleighMat; r = r_store;

    % ML receiver
    for i = 1:2^(modOrd*N)
        % Signal constellation for each bit combination
        sig = modulate(hMod, b(:, i)')

        % Distance metric for each constellation
        dist(i) = sum(abs(r - H*sig).^2);
    end
    % Get the minimum
    [notUsed, val] = min(dist);
    E_ml = b(:,val)'; % detected bits

    % Collect errors
    nErrs_TZF= nErrs_TZF + biterr(msg, TZF);
    nErrs_zf = nErrs_zf + biterr(msg, E_zf);
    nErrs_mmse = nErrs_mmse + biterr(msg, E_mmse);
    nErrs_ml = nErrs_ml + biterr(msg, E_ml);

    nErrs_TMMSE = nErrs_TMMSE + biterr(msg, TMMSE);

% Calculate BER for current point
BER_TZF(idx)= nErrs_TZF./nBits;
BER_ZF(idx) = nErrs_zf./nBits;
BER_MMSE(idx) = nErrs_mmse./nBits;
BER_ML(idx) = nErrs_ml./nBits;
BER_TMMSE(idx)=nErrs_TMMSE./nBits;

% Plot results
semilogy(EbNo(1:idx) , BER_TZF(1:idx),'r*');
semilogy(EbNo(1:idx), BER_ZF(1:idx), 'go');
```

```
 %  semilogy(EbNo(1:idx),BER_TMMSE(1:idx),'ms');
 %   semilogy(EbNo(1:idx), BER_MMSE(1:idx), 'ms');
 %   semilogy(EbNo(1:idx), BER_ML(1:idx), 'b+');



     %   legend('MIMO-SM TZF ','MIMO-SM ZF', 'MIMO-SM MMSE', 'MIMO-SM
ML');
    %      legend('MIMO-SM TZF ','MIMO-SM TMMSE', 'MIMO-SM ML');
          legend('MIMO-SM TZF ','Adaptive MIMO-SM ZF');
    drawnow;

% Perform curve fitting and replot the results
fitBER_TZF = berfit(EbNo, BER_TZF);
fitBER_ZF = berfit(EbNo, BER_ZF);
fitBER_TMMSE = berfit(EbNo, BER_TMMSE);
fitBER_MMSE = berfit(EbNo, BER_MMSE);
% fitBER_ML = berfit(EbNo, BER_ML);

% Draw the lines
semilogy(EbNo,fitBER_TZF,'r');
semilogy(EbNo, BER_ZF, 'g');
%semilogy(EbNo,fitBER_TMMSE,'m');
%semilogy(EbNo, fitBER_MMSE, 'm');
%semilogy(EbNo, BER_ML, 'b');

hold off;
%%
```

Compare between 2x2 MIMO-SM MMSE scheme & 2x2 Adaptive MIMO-SM MMSE sachems

```
% We start by defining some common simulation parameters
N = 2;                % Number of Transmit antennas
M = 2;                % Number of Receive antennas
EbNo = 0:2:20;        % Eb/No in dB
modOrd = 2;           % constellation size = 2^modOrd
numSym = N;           % number of symbols

%%
% and set up the simulation.

% Create a local random stream to be used by random number generators for
% repeatability.
%hStr = RandStream('mt19937ar', 'Seed', 55408);
hStr = RandStream('mt19937')

% Get all bit combinations for ML receiver
bits = de2bi(0:2^(modOrd*N)-1, 'left-msb')';
% Split them per Transmit antenna
b = zeros(N, modOrd, length(bits));
```

```
for i = 1:length(bits)
    b(:, :, i) = reshape(bits(:,i), modOrd, N)';

% Preallocate variables for speed
dist = zeros(length(bits), 1);
[BER_ZF, BER_MMSE, BER_ML,BER_TZF,BER_TMMSE] = deal(zeros(1,
length(EbNo)));

% Create QPSK mod-demod objects
hMod = modem.pskmod('M', 2^modOrd, 'SymbolOrder', 'gray', 'InputType', 'bit');
hDemod = modem.pskdemod(hMod);

%%
% The simulation loop below simultaneously evaluates the BER performance of the
three receiver schemes for each Eb/No value using the same data
% and channel realization. A short range of Eb/No values are used for simulation
purposes. Results for a larger range, using the same code, are
% presented later.

% Set up a figure for visualizing BER results
h = gc grid on; hold on;
set(gca,'yscale','log','xlim',[EbN(1)-0.01, EbNo(ed)],'ylim',[1e3 1]);
xlabl('Eb/No (dB)'); yabel('BER') set(h,'NumberTitle','off');
set(, 'renderer', 'zbuffer'); set(h,'Name','Spatial Multiplxing');
title('Adaptive MIMO Spatial Multiplexing schemes simulation & comparison');

%BERthy2 = zeros(1, length(EbNo));

% Loop over selected EbNo points
for idx = 1:length(EbNo)
    nErrs_zf = 0; nErrs_mmse = 0; nErrs_ml = 0; nErrs_TZF=0; nBits = 0;
    nErrs_TMMSE=0;
    while ( ((nErrs_zf < 100) || (nErrs_mmse < 100) || (nErrs_ml < 100)) && (nBits <
1e4))
        % Create array of bits to modulate
        msg = randi(hStr, [0 1], modOrd, numSym);

        % Modulate data
        source = modulate(hMod, msg);

        % Split source among N transmitters (symbol-wise)
        Tx = reshape(source, N, numel(source)/N);

        % Flat Rayleigh Fading  - independent links
        RayleighMat = (randn(hStr, M, N) +  1i*randn(hStr, M, N))/sqrt(2);

        % Calculate SNR from EbNo
        snr = EbNo(idx) + 10*log10(modOrd);

        % Add channel noise power to faded data
```

```
r = awgn(RayleighMat*Tx, snr, 0, hStr);
r_store = r;

% Assume perfect channel estimation
H = RaylehMat;

% TZF without any received algorithim
TZF= reshape(demodulate(hDemod,pinv(H)* r), modOrd, numSym);

% Zero-Forcing SIC receiver
E_zf = zeros(modOrd, numSym); k = zeros(N, 1);
%   Initialization
G = pinv(H);
[val, k0] = min(sum(abs(G).^2,2));

%   Start Zero-Forcing Nulling Loop
for n = 1:N
   % Find best transmitter signal using minimum norm
   k(n) = k0;

   % Select Weight vector for best transmitter signal
   w = G(k(n),:);

   % Calculate output for transmitter n and demodulate bitstream
   y = wr;
   E_zf(:, k(n):N:end) = reshape(demodulate(hDemody), modOrd, numSym/N);

   % Subtract effect of the transmitter n from received signal
   z = modulate(hMod, demodulate(hDemoy));
   r = r - H(:, k(n))*z;

   % Adjust channel estimate matrix for next minimum norm search
   H(:, k(n)) = zeros(M, 1);
   G = pinv(H);
   for aa = 1:n
      G(k(aa), :) = inf;
   end
   [val, k0] = min(sum(abs(G).^2,2));
end

% Restore variables for next receiver
H = RayleighMat; r = r_store;

% MMSE SIC receiver
E_mmse = zeros(modOrd, numSym); k = zeros(N, 1);
%   Initialization
G = (H'*H + N/(10^(0.1*snr))*eye(N)) \ H';
[val, k0] = min(sum(abs(G).^2,2));

TMMSE= reshape(demodulate(hDemod,G* r), modOrd, numSym);
```

```
    %   Start MMSE Nulling Loop
    for n = 1:N
        % Find best transmitter signal using Min Norm
        k(n) = k0;

        % Select Weight vector for best transmitter signal
        w = G(k(n),:);

        % Calculate output for transmitter n and demodulate bitstream
        y = w * r;
        E_mmse(:, k(n):N:end) = reshape(demodulate(hDemod, y), modOrd,
numSym/N);

        % Subtract effect of the transmitter n from received signal
        z = modulate(hMod, demodulate(hDemod, y));
        r = r - H(:, k(n))*z;

        % Adjust channel estimate matrix for next min Norm search
        H(:, k(n)) = zeros(M, 1);
        G = (H'*H + N/(10^(0.1*snr))*eye(N))  H';
        for aa = 1:n
            G(k(aa), :) = inf;
        end
        [val, k0] = min(sum(abs(G).^2,2));
    end

    % Restore variables for next receiver
    H = RayleighMat; r = r_store;

    % ML receiver
    for i = 1:2^(modOrd*N)
        % Signal constellation for each bit combination
        sig = modulate(hMod, b(:, :, i)').'

        % Distance metric for each constellation
        dist(i) = sum(abs(r - H*sig).^2);
    end
    % Get the minimum
    [notUsed, val] = min(dist)
    E_ml = b(:,,val)'; % detected bits

    % Collect errors
    nErrs_TZF= nErrs_TZF + biterr(msg, TZF);
    nErrs_zf = nErrs_zf + biterr(msg, E_zf);
    nErrs_mmse = nErrs_mmse + biterr(msg, E_mmse);
    nErrs_ml = nErrs_ml + biterr(msg, E_ml);

    nErrs_TMMSE = nErrs_TMMSE + biterr(msg, TMMSE);

    nBits = nBits + length(msg(:));
```

```
    end

    % Calculate BER for current point
    BER_TZF(idx)= nErrs_TZF./nBits;
    BER_ZF(idx) = nErrs_zf./nBits;
    BER_MMSE(idx) = nErrs_mmse./nBits;
    BER_ML(idx) = nErrs_ml./nBits;
    BER_TMMSE(idx)=nErrs_TMMSE./nBits;

    % Plot results
   % semilogy(EbNo(1:idx) , BER_TZF(1:idx),'r*');
   % semilogy(EbNo(1:idx), BER_ZF(1:idx), 'go');
   semilogy(EbNo(1:idx),BER_TMMSE(1:idx),'m*');
   semilogy(EbNo(1:idx), BER_MMSE(1:idx), 'bo');
 %   semilogy(EbNo(1:idx), BER_ML(1:idx), 'b+');



     %   legend('MIMO-SM TZF ','MIMO-SM ZF', 'MIMO-SM MMSE', 'MIMO-SM
ML');
    %      legend('MIMO-SM TZF ','MIMO-SM TMMSE', 'MIMO-SM ML');
    %      legend('MIMO-SM TZF ','Adaptive MIMO-SM ZF');
          legend('MIMO-SM TMMSE ','Adaptive MIMO-SM MMSE');
    drawnow;

% Perform curve fitting and replot the results
fitBER_TZF = berfit(EbNo, BER_TZF);
fitBER_ZF = berfit(EbNo, BER_ZF);
fitBER_TMMSE = berfit(EbNo, BER_TMMSE);
fitBER_MMSE = berfit(EbNo, BER_MMSE);
% fitBER_ML = berfit(EbNo, BER_ML);

% Draw the lines
%semilogy(EbNo,fitBER_TZF,'r');
%semilogy(EbNo, fitBER_ZF, 'g');
semilogy(EbNo,fitBER_TMMSE,'m');
semilogy(EbNo, fitBER_MMSE, 'b');
%semilogy(EbNo, BER_ML, 'b');

hold off;
%%
```

Compare between 4x4 MIMO-SM MMSE scheme & 4x4 Adaptive MIMO-SM MMSE sachems

```
% We start by defining some common simulation parameters
N = 4;                % Number of Transmit antennas
M = 4;                % Number of Receive antennas
EbNo = 0:2:20;        % Eb/No in dB
modOrd = 2;           % constellation size = 2^modOrd
numSym = N;           % number of symbols
```

```
%%
% and set up the simulation.

% Create a local random stream to be used by random number generators for
% repeatability.
%hStr = RandStream('mt19937ar', 'Seed', 55408);
% Get all bit combinations for ML receiver
bits = de2bi(0:2^(modOrd*N)-1, 'left-msb')';
% Split them per Transmit antenna
b = zeros(N, modOrd, length(bits));
for i = 1:length(bits)
   b(:,i) = reshape(bits(:,i), modOrd, N)';
% Preallocate variables for speed
dist = zeros(length(bits), 1);
[BER_ZF, BER_MMSE, BER_ML,BER_TZF,BER_TMMSE] = deal(zeros(1,
length(EbNo)));

% Create QPSK mod-demod objects
hMod = modem.pskmod('M', 2^modOrd, 'SymbolOrder', 'gray', 'InputType', 'bit');
hDemod = modem.pskdemod(hMod);

%%
% The simulation loop below simultaneously evaluates the BER performance of the
three receiver schemes for each Eb/No value using the same data
% and channel realization. A short range of Eb/No values are used for simulation
purposes. Results for a larger range, using the same code, are
% presented later.

% Set up a figure for visualizing BER results
h = gcf; grd on; hold on;
set(gca,'yscale',log','xlim',[EbNo(1)-0.01, EbNo(end)],'ylim',[1e-1]);
xlbel('Eb/No (B)'); ylabel('BER); set(h,'NumbeTitle','of');
set(h, 'renderer', 'zbuffer') set(h,'Name','Spatial Multiplexing');
title('Adaptive MIMO Spatial Multiplexing schemes simulation & comparison');

%BERthy2 = zeros(1, length(EbNo));

% Loop over selected EbNo points
for idx = 1:length(EbNo)
   nErrs_zf = 0; nErrs_mmse = 0; nErrs_ml = 0; nErrs_TZF=0; nBits = 0;
   nErrs_TMMSE=0;
   while ( ((nErrs_zf < 100) || (nErrs_mmse < 100) || (nErrs_ml < 100)) && (nBits <
1e4))
      % Create array of bits to modulate
      msg = randi(hStr, [0 1], modOrd, numSym);

      % Modulate data
      source = modulate(hMod, msg);
```

```
% Split source among N transmitters (symbol-wise)
Tx = reshape(source, N, numel(source)/N);

% Flat Rayleigh Fading  - independent links
RayleighMat = (randn(hStr, M, N) +  1i*randn(hStr, M, N))/sqrt(2);

% Calculate SNR from EbNo
snr = EbNo(idx) + 10*log10(modOrd);

% Add channel noise power to faded data
r = awgn(RayleighMat*Tx, snr, 0, hStr);
r_store = r;

% Assume perfect channel estimation
H = RayleighMat;

% TZF without any received algorithim
TZF= reshape(demodulate(hDemod,pinv(H)* r), modOrd, numSym);

% Zero-Forcing SIC receiver
E_zf = zeros(modOrd, numSym); k = zeros(N, 1);
%   Initialization
G = pinv(H);
[val, k0] = min(sum(abs(G).^2,2));

%   Start Zero-Forcing Nulling Loop
for n = 1:N
    % Find best transmitter signal using minimum norm
    k(n) = k0;

    % Select Weight vector for best transmitter signal
    w = G(k(n),:);

    % Calculate output for transmitter n and demodulate bitstream
    y = w * r;
    E_zf(:, k(n):N:end) = reshape(demodulate(hDemod, y), modOrd,
numSym/N);

    % Subtract effect of the transmitter n from received signal
    z = modulate(hMod, demodulate(hDemod, y));
    r = r - H(:, k(n))*z;

    % Adjust channel estimate matrix for next minimum norm search
    H(:, k(n)) = zeros(M, 1);
    G = pinv(H);
    for aa = 1:n
        G(k(aa), :) = inf;
    end
    [val, k0] = min(sum(abs(G)^2,2))
end
```

```
% Restore variables for next receiver
H = RayleighMat; r = r_store;

% MMSE SIC receiver
E_mmse = zeros(modOrd, numSym); k = zero(N, 1);
%   Initialization
G = (H'*H + N/(10^(0.1*snr))eye(N))  H';
[val, k0] = min(sum(abs(G).^2,2));

TMMSE= reshape(demodulate(hDemod,G r), modOrd, numSym);
%   Start MMSE Nulling Loop
for n = 1:N
    % Find best transmitter signal using Min Norm
    k(n) = k0;

    % Select Weight vector for best transmitter signal
    w = G(k(n),:);

    % Calculate output for transmitter n and demodulate bitstream
    y = w * r;
    E_mmse(:, k(n):N:end) = reshape(demodulate(hDemod, y), modOrd,
numSym/N);

    % Subtract effect of the transmitter n from received signal
    z = modulate(hMod, demodulate(hDemod, y));
    r = r - H(:, k(n))*z;

    % Adjust channel estimate matrix for next min Norm search
    H(:, k(n)) = zeros(M, 1);
    G = (H'*H + N/(10^(0.1*snr))*eye(N)) \ H';
    for aa = 1:n
        G(k(aa), :) = inf;
    end
    [val, k0] = min(sum(abs(G).^2,2));
end

% Restore variables for next receiver
H = RayleighMat; r = r_stre;

% ML receiver
for i = 1:2^(modOrd*N)
    % Signal constellation for each bit combination
    sig = modulate(hMod, b(:, :, i)').';

    % Distance metric for each constellation
    dist(i) = sum(abs(r - H*sig).^2);
end
% Get the minimum
[notUsed, val] = min(dist);
```

```
        E_ml = b(val)'; % detected bits

        % Collect errors
        nErrs_TZF= nErrs_TZF + biterr(msg, TZF);
        nErrs_zf = nErrs_zf + biterr(msg, E_zf);
        nErrs_mmse = nErrs_mmse + biterr(msg, E_mmse);
        nErrs_ml = nErrs_ml + biterr(msg, E_ml);

        nErrs_TMMSE = nErrs_TMMSE + biterr(msg, TMMSE);

        nBits = nBits + length(msg(:));
    % Calculate BER for current point
    BER_TZF(idx)= nErrs_TZF./nBits;
    BER_ZF(idx) = nErrs_zf./nBits;
    BER_TMMSE(idx)=nErrs_TMMSE./nBits;

    % Plot results
   semilogy(EbNo(1:idx),BER_TMMSE(1:idx),'m*');
   semilogy(EbNo(1:idx), BER_MMSE(1:idx), 'bo');
 %   semilogy(EbNo(1:idx), BER_ML(1:idx), 'b+');



     %   legend('MIMO-SM TZF ','MIMO-SM ZF', 'MIMO-SM MMSE', 'MIMO-SM
ML');
    %      legend('MIMO-SM TZF ','MIMO-SM TMMSE', 'MIMO-SM ML');
    %      legend('MIMO-SM TZF ','Adaptive MIMO-SM ZF');
          legend('MIMO-SM TMMSE ','Adaptive MIMO-SM MMSE');
    drawnow;
end

% Perform curve fitting and replot the results
fitBER_TZF = berfit(EbNo, BER_TZF);
fitBER_ZF = berfit(EbNo, BER_ZF);
fitBER_TMMSE = berfit(EbNo, BER_TMMSE);
fitBER_MMSE = berfit(EbNo, BER_MMSE);
% fitBER_ML = berfit(EbNo, BER_ML);

% Draw the lines
%semilogy(EbNo,fitBER_TZF,'r');
%semilogy(EbNo, fitBER_ZF, 'g');
semilogy(EbNo,fitBER_TMMSE,'m');
semilogy(EbNo, BER_MMSE, 'b');
%semilogy(EbNo, BER_ML, 'b');

hold off;
%%
```

Compare between 2x2 MIMO-SM ZF, MIMO-SM ZF OFDM, Adaptive MIMO-SM ZF & Adaptive MIMO-SM ZF_OFDM

```
% MIMO SM OFDM for TZF and ZF without any dividing for data just add IFFT and
FFT
clear all;
% We start by defining some common simulation parameters
N = 2;                % Number of Transmit antennas
M = 2;                % Number of Receive antennas
EbNo = 0:2:20;       % Eb/No in dB
modOrd = 2;           % constellation size = 2^modOrd
nOFDM =4;             % number of ofdm division
%numSym = N*nOFDM;           % number of symbols
numSym = N;           % number of symbols

%%
% and set up the simulation.

% Create a local random stream to be used by random number generators for
repeatability.
%hStr = RandStream('mt19937ar', 'Seed', 55408);
hStr = RandStream('mt19937ar');

[BER_ZF, BER_TZF] = deal(zeros(1, length(EbNo)));
BER_TZFofdm=deal(zeros(1, length(EbNo))); BER_ZFofdm=deal(zeros(1,
length(EbNo)));

% Create MPSK mod-demod objects
hMod = modem.pskmod('M', 2^modOrd, 'SymbolOrder', 'gray', 'InputType', 'bit');
hDemod = modem.pskdemod(hMod);

%%
% The simulation loop below simultaneously evaluates the BER performance of the
three receiver schemes for each Eb/No value using the same data
% and channel realization. A short range of Eb/No values are used for simulation
purposes. Results for a larger range, using the same code, are  presented later.

% Set up a figure for visualizing BER results
h = gcf; grid on; hold on;
set(gca,'yscale','log','lim',[EbNo(1-0.01, EbNo(end)],'ylim',[1e-3 1]);
xlabel('Eb/No (dB)'); ylabel('BER'); set(h,'NumberTitle','off');
set(h, 'renderer', 'zbufer'); set(h,'Nam','SpatialMultiplexing');
title('Adaptive MIMO-SM F schemes comparison with add OFDM stage');

% Loop over selected EbNo points
for idx = 1:length(EbNo)
    nErrs_zf = 0;  nErrs_zfofdm = 0;
    nErrs_TZF=0;   nErrs_TZFofdm=0;
    nBits = 0;
```

```
   while ((nErrs_zf < 100) || (nErrs_zfofdm<100) || (nErrs_TZF<100) ||
(nErrs_TZFofdm<100) && (nBits < 10000))
        % Create array of bits to modulate
        msg = randi(hStr, [0 1], modOrd, numSym);

        % Modulate data
        source = modulate(hMod, msg);

        % Split source among N transmitters (symbol-wise)
        Tx = reshape(source, N, numel(source)/N);

         TxOFDM =ifft(Tx,nOFDM);

        % Flat Rayleigh Fading  - independent links
        RayleighMat = (randn(hStr, M, N) +  1i*randn(hStr, M, N))/sqrt(2);

        % Calculate SNR from EbNo
        snr = EbNo(idx) + 10*log10(modOrd);

        % Add channel noise power to faded data
        r = awgn(RayleighMat*Tx, snr, 0, hStr);

         rxofdm = awgn(RayleighMat*fft(TxOFDM,nOFDM), snr, 0, hStr);

         r_store = r;

        % Assume perfect channel estimation
        H = RayleiMat;

        % TZF without any received algorithim
        TZF= reshape(demodulate(hDemod,pinv(H)* r), modOrd, numSym)

        TZFofdm= reshape(demodulate(hDemod,pinv(H)*rxofdm), modOrd, numSym);

        % Zero-Forcing SIC receiver
        E_zf = zeros(modOrd, numSym); k = zeros(N, 1)

        E_zfofdm = zeros(modOrd, numSym);

        %   Initialization
        G = pinv(H);
        [val, k0] = min(sum(abs(G).^2,2));

        %   Start Zero-Forcing Nulling Loop
        for n = 1:N
           % Find best transmitter signal using minimum norm
           k(n) = k0;

           % Select Weight vector for best transmitter signal
           w = G(k(n),:);
```

```
        % Calculate output for transmitter n and demodulate bitstream
        y = w * r;
        yofdm=w*rxofdm;
        E_zf(:, k(n):N:end) = reshape(demodulate(hDemod, y), modOrd,
numSym/N);
        E_zfofdm(:, k(n):N:end) = reshape(demodulate(hDemod, yofdm), modOrd,
numSym/N);

        % Subtract effect of the transmitter n from received signal
        z = modulate(hMod, demodulate(hDemod, y));
        zofdm =  modulate(hMod, demodulate(hDemod, yofdm));
        r = r - H(:, k(n))*z;
        rxofdm = rxofdm - H(:, k(n))*zofdm;

        % Adjust channel estimate matrix for next minimum norm search
        H(:, k(n)) = zeros(M, 1);
        G = pinv(H);
        for aa = 1:n
            G(k(aa), :) = inf;
        end
        [val, k0] = min(sum(abs(G).^2,2));
    end

    % Restore variables for next receiver
    H = RayleighMat; r = r_store;


    % Collect errors
    nErrs_TZF= nErrs_TZF + biterr(msg, TZF);
    nErrs_TZFofdm= nErrs_TZFofdm + biterr(msg, TZFofdm);

    nErrs_zf = nErrs_zf + biterr(msg, E_zf);
    nErrs_zfofdm = nErrs_zfofdm + biterr(msg, E_zfofdm);

% Calculate BER for current point
BER_TZF(idx)= nErrs_TZF./nBits;
BER_TZFofdm(idx)= nErrs_TZFofdm./nBits;

BER_ZF(idx) = nErrs_zf./nBits;
BER_ZFofdm(idx) = nErrs_zfofdm./nBits;


% Plot results
semilogy(EbNo(1:idx) , BER_TZF(1:idx),'r*');
semilogy(EbNo(1:idx) , BER_TZFofdm(1:idx),'ms');
semilogy(EbNo(1:idx), BER_ZF(1:idx), 'go');
semilogy(EbNo(1:idx), BER_ZFofdm(1:idx), 'b+');
```

```
    legend('MIMO-SM TZF ', 'MIMO-SM TZF OFDM','Adaptive MIMO-SM ZF',
'Adaptive MIMO-SM ZF OFDM');
   drawnow;
end

% Perform curve fitting and replot the results
fitBER_TZF = berfit(EbNo, BER_TZF);
fitBER_TZFofdm = berfit(EbNo, BER_TZFofdm);
fitBER_ZF = berfit(EbNo, BER_ZF);
fitBER_ZFofdm = berfit(EbNo, BER_ZFofdm);

% Draw the lines
semilogy(EbNo,fitBER_TZF,'r',EbNo, fitBER_ZF, 'g', EbNo, fitBER_TZFofdm, 'm');
semilogy(EbNo(1:idx), fitBER_ZFofdm(1:idx), 'b');

hold off;
%%
```

Compare between 4x4 MIMO-SM ZF, MIMO-SM ZF OFDM, Adaptive MIMO-SM ZF & Adaptive MIMO-SM ZF OFDM

```
% MIMO SM OFDM for TZF and ZF without any dividing for data just add IFFT and
FFT
clear all;
% We start by defining some common simulation parameters
N = 4;                % Number of Transmit antennas
M = 4;                % Number of Receive antennas
EbNo = 0:2:20;       % Eb/No in dB
modOrd = 2;           % constellation size = 2^modOrd
nOFDM =4;             % number of ofdm division
%numSym = N*nOFDM;           % number of symbols
numSym = N;           % number of symbols

%%
% and set up the simulation.

% Create a local random stream to be used by random number generators for
repeatability.
%hStr = RandStream('mt19937ar', 'Seed', 55408);
hStr = RandStream('mt19937ar');

[BER_ZF, BER_TZF] = deal(zeros(1, length(EbNo)));
BER_TZFofdm=deal(zeros(1, length(EbNo))); BER_ZFofdm=deal(zeros(1,
length(EbNo)));

% Create MPSK mod-demod objects
hMod = modem.pskmod('M', 2^modOrd, 'SymbolOrder', 'gray', 'InputType', 'bit');
hDemod = modem.pskdemod(hMod);
```

```
%%
% The simulation loop below simultaneously evaluates the BER performance of the
three receiver schemes for each Eb/No value using the same data
% and channel realization. A short range of Eb/No values are used for simulation
purposes. Results for a larger range, using the same code, are  presented later.

% Set up a figure for visualizing BER results
h = gcf; grid on; hold on;
set(gca,'yscale','log','xlim',[EbNo(1)-0.01, EbNo(end)],'ylim',[1e-3 1]);
xlabel('Eb/No (dB)'); ylabel('BER'); set(h,'NumberTitle','off');
set(h, 'renderer', 'zbuffer'); set(h,'Name','Spatial Multiplexing');
title('Adaptive MIMO-SM ZF schemes comparison with add OFDM stage');

% Loop over selected EbNo points
for idx = 1:length(EbNo)
    nErrs_zf = 0;  nErrs_zfofdm = 0;
    nErrs_TZF=0;   nErrs_TZFofdm=0
    nBits = 0;

    while ((nErrs_zf < 100) || (nErrs_zfofdm<100) | (nErrs_TZF<100) ||
(nErrs_TZFofdm<100) && (nBits < 10000))
        % Create array of bits to modulate
        msg = randi(hStr, [0 1], modOrd, numSym);

        % Modulate data
        source = modulate(hMod, msg);

        % Split source among N transmitters (symbol-wise)
        Tx = reshape(source, N, numel(source)N);

         TxOFDM =ifft(Tx,nOFDM);

        % Flat Rayleigh Fading  - independent links
        RayleighMat = (randn(hStr, M, N) +  1irandn(hStr, M, N))/sqrt(2);

        % Calculate SNR from EbNo
        snr = EbNo(idx) + 10*log10(modOrd)

        % Add channel noise power to faded data
        r = awgn(RayleighMat*Tx, snr, 0 hStr);

         rxofdm = awgn(RayleighMat*fft(TxOFDM,nOFDM), snr, 0, hStr);

         r_store = r;

        % Assume perfect channel estimation
        H = RayleighMat;

        % TZF without any received algorithim
        TZF= reshape(demodulate(hDemod,pinv(H)* r), modOrd, numSym);
```

```
TZFofdm= reshape(demodulate(hDemod,pinv(H)*rxofdm), modOrd, numSym);

% Zero-Forcing SIC receiver
E_zf = zeros(modOrd, numSym); k = zeros(N, 1);

E_zfofdm = zeros(modOrd, numSym);

%   Initialization
G = pinv(H);
[val, k0] = min(sum(abs(G).^2,2));

%   Start Zero-Forcing Nulling Loop
for n = 1:N
    % Find best transmitter signal using minimum norm
    k(n) = k0;

    % Select Weight vector for best transmitter signal
    w = G(k(n),:);

    % Calculate output for transmitter n and demodulate bitstream
    y = w * r;
    yofdm=w*rxofdm;
    E_zf(:, k(n):N:end) = reshape(demodulate(hDemod, y), modOrd,
numSym/N);
    E_zfofdm(:, k(n):N:end) = reshape(demodulate(hDemod, yofdm), modOrd,
numSym/N);

    % Subtract effect of the transmitter n from received signal
    z = modulate(hMod, demodulate(hDemod, y));
    zofdm =  modulate(hMod, demodulate(hDemod, yofdm));
    r = r - H(:, k(n))*z;
    rxofdm = rxofdm - H(:, k(n))*zofdm;

    % Adjust channel estimate matrix for next minimum norm search
    H(:, k(n)) = zeros(M, 1);
    G = pinv(H);
    for aa = 1:n
        G(k(aa), :) = inf;
    end
    [val, k0] = min(sum(abs(G).^2,2));
end


% Collect errors
nErrs_TZF= nErrs_TZF + biterr(msg, TZF);
nErrs_TZFofdm= nErrs_TZFofdm + biterr(msg, TZFofdm);

nErrs_zf = nErrs_zf + biterr(msg, E_zf);
nErrs_zfofdm = nErrs_zfofdm + biterr(msg, E_zfofdm);
```

```
        nBits = nBits + length(msg(:));
    end

    % Calculate BER for current point
    BER_TZF(idx)= nErrs_TZF./nBits;
    BER_TZFofdm(idx)= nErrs_TZFofdm./nBits;

    BER_ZF(idx) = nErrs_zf./nBits;
    BER_ZFofdm(idx) = nErrs_zfofdm./nBits;


    % Plot results
    semilogy(EbNo(1:idx) , BER_TZF(1:idx),'r*');
    semilogy(EbNo(1:idx) , BER_TZFofdm(1:idx),'ms');
    semilogy(EbNo(1:idx), BER_ZF(1:idx), 'go');
    semilogy(EbNo(1:idx), BER_ZFofdm(1:idx), 'b+');

        legend('MIMO-SM TZF ', 'MIMO-SM TZF OFDM','Adaptive MIMO-SM ZF',
'Adaptive MIMO-SM ZF OFDM');
    drawnow;
end

% Perform curve fitting and replot the results
fitBER_TZF = berfit(EbNo, BER_TZF);
fitBER_TZFofdm = berfit(EbNo, BER_TZFofdm);
fitBER_ZF = berfit(EbNo, BER_ZF);
fitBER_ZFofdm = berfit(EbNo, BER_ZFofdm);

% Draw the lines
semilogy(EbNo,fitBER_TZF,'r',EbNo, fitBER_ZF, 'g', EbNo, fitBER_TZFofdm, 'm');
semilogy(EbNo(1:idx), fitBER_ZFofdm(1:idx), 'b');

hold off;
%%
```

Compare between 2x2 MIMO-SM MMSE, MIMO-SM MMSE OFDM, Adaptive MIMO-SM MMSE and Adaptive MIMO-SM MMSE OFDM

```
% MIMO SM OFDM for TMMSE and MMSE without any dividing for data just add
IFFT and FFT
clear all;
% We start by defining some common simulation parameters
N = 2;                % Number of Transmit antennas
M = 2;                % Number of Receive antennas
EbNo = 0:2:20;        % Eb/No in dB
modOrd = 2;           % constellation size = 2^modOrd
```

```
nOFDM =2;              % number of ofdm division
numSym = N;            % number of symbols

%%
% and set up the simulation.

% Create a local random stream to be used by random number generators for
repeatability.
%hStr = RandStream('mt19937ar', 'Seed', 55408);
hStr = RandStream('mt19937ar');

[BER_TMMSE, BER_MMSE] = deal(zeros(1, length(EbNo)));
BER_TMMSEofdm=deal(zeros(1, length(EbNo)));
BER_MMSEofdm=deal(zeros(1, length(EbNo)));

% Create QPSK mod-demod objects
hMod = modempskmod('M', 2modOrd, 'SymbolOrder', 'gray', 'InputType' 'bit');
hDemod = modempskdemod(hMod);

%%
% The simulation loop below simultaneously evaluates the BER performance of the
three receiver schemes for each Eb/No value using the same data
% and channel realization. A short range of Eb/No values are used for simulation
purposes. Results for a larger range, using the same code, are  presented later.

% Set up a figure for visualizing BER results
h = gcf; grid on; hold on;
set(gca,'yscale','log','xim',[EbNo(1)-0.01, EbNo(end)],'ylim',[1e-3 1]);
xlabel('Eb/No (dB)'); ylabel('BER'); set(h,'NumberTitle','off');
set(h, 'renderer', 'zbufer'); set(h,'Name','Spatial Multiplexing');
title('Adaptive MIMO-SM MMSE schemes comparison with add OFDM stage');

%BERthy2 = zeros(1, length(EbNo));

% Loop over selected EbNo points
for idx = 1:length(EbNo)
    nErrs_mmse = 0; nErrs_TMMSE=0;
    nErrs_TMMSEofdm=0;  nErrs_mmseofdm = 0;
   nBits = 0;

   while ( ((nErrs_TMMSE < 100) || (nErrs_mmse < 100) || (nErrs_TMMSEofdm <
100)) && (nBits < 1e4))
       % Create array of bits to modulate
       msg = randi(hStr, [0 1], modOrd, numSym);

       % Modulate data
       source = modulate(hMod, msg);

       % Split source among N transmitters (symbol-wise)
       Tx = reshape(source, N, numel(source)/N);
```

```
TxOFDM =ifft(Tx,nOFDM);

% Flat Rayleigh Fading  - independent links
RayleighMat = (randn(hStr, M, N) +  1i*randn(hStr, M, N))sqrt(2);

% Calculate SNR from EbNo
snr = EbNo(idx) + 10*log10(modOrd)

% Add channel noise power to faded data
r = awgn(RayleighMat*Tx, snr, 0, hStr);
r_store = r

rxofdm = awn(RayleighMat*fft(TxOFDM,nOFDM), snr, 0, hStr);

% Assume perfect channel estimation
H = RayleghMat;

% MMSE SIC receiver
E_mmse = zeros(modOrd, numSym); k = zeros(N, 1);

E_mmseofdm = zeros(modOrd, numSym); k = zeros(N, 1);

%   Initialization
G = (H'*H + N/(10^(0.1*snr))*eye(N)) \ H';
[val, k0] = min(sum(abs(G).^2,2));

 TMMSE= reshape(demodulate(hDemod,G* r), modOrd, numSym);

 TMMSEofdm= reshape(demodulate(hDemod,G* rxofdm), modOrd, numSym);

%   Start MMSE Nulling Loop
for n = 1:N
    % Find best transmitter signal using Min Norm
    k(n) = k0;

    % Select Weight vector for best transmitter signal
    w = G(k(n),:);

    % Calculate output for transmitter n and demodulate bitstream
    y = w * r;
    yofdm=w*rxofdm;
    E_mmse(:, k(n):N:end) = reshape(demodulate(hDemod, y), modOrd,
numSym/N);
    E_mmseofdm(:, k(n):N:end) = reshape(demodulate(hDemod, yofdm),
modOrd, numSym/N);

    % Subtract effect of the transmitter n from received signal
    z = modulate(hMod, demodulate(hDemod, y));
    zofdm =  modulate(hMod, demodulate(hDemod, yofdm));
```

```
            r = r - H(:, k(n))*z;


            % Adjust channel estimate matrix for next min Norm search
            H(:, k(n)) = zeros(M, 1);
            G = (H'*H + N/(10^(0.1*snr))*eye(N)) \ H';
            for aa = 1:n
                G(k(aa), :) = inf;
            end
            [val, k0] = min(sum(abs(G).^2,2));
        end

        % Restore variables for next receiver
        H = RayleighMat; r = r_store;

        % Collect errors
        nErrs_TMMSE= nErrs_TMMSE + biterr(msg, TMMSE);
        nErrs_TMMSEofdm= nErrs_TMMSEofdm + biterr(msg, TMMSEofdm);
        nErrs_mmse = nErrs_mmse + biterr(msg, E_mmse);
        nErrs_mmseofdm = nErrs_mmseofdm + biterr(msg, E_mmseofdm);

        nBits = nBits + length(msg(:));
    end

    % Calculate BER for current point

    BER_TMMSE(idx)=nErrs_TMMSE./nBits;
    BER_TMMSEofdm(idx)=nErrs_TMMSEofdm./nBits;
    BER_MMSE(idx) = nErrs_mmse./nBits;
    BER_MMSEofdm(idx) = nErrs_mmseofdm./nBits;



    % Plot results
  semilogy(EbNo(1:idx) , BER_TMMSE(1:idx),'r*');
  semilogy(EbNo(1:idx) , BER_TMMSEofdm(1:idx),'ms');
  semilogy(EbNo(1:idx), BER_MMSE(1:idx), 'go');
  semilogy(EbNo(1:idx), BER_MMSEofdm(1:idx), 'b+');

        legend('MIMO-SM TMMSE ','MIMO-SM TMMSE OFDM', 'Adaptive MIMO-SM
MMSE', 'Adaptive MIMO-SM MMSE OFDM');
    drawnow;
end

% Perform curve fitting and replot the results
fitBER_TMMSE = berfit(EbNo, BER_TMMSE);
fitBER_TMMSEofdm = berfit(EbNo, BER_TMMSEofdm);
fitBER_MMSE = berfit(EbNo, BER_MMSE);
fitBER_MMSEofdm = berfit(EbNo, BER_MMSEofdm);
```

```
% Draw the lines

semilogy(EbNo,fitBER_TMMSE,'r');
semilogy(EbNo,fitBER_TMMSEofdm,'m');
semilogy(EbNo, BER_MMSE, 'g');
semilogy(EbNo, fitBER_MMSEofdm, 'b');

hold off;
%%
```

Compare between 4x4 MIMO-SM MMSE, MIMO-SM MMSE OFDM, Adaptive MIMO-SM MMSE and Adaptive MIMO-SM MMSE OFDM

```
% MIMO SM OFDM for TMMSE and MMSE without any dividing for data just add
IFFT and FFT
clear all;
% We start by defining some common simulation parameters
N = 4;                % Number of Transmit antennas
M = 4;                % Number of Receive antennas
EbNo = 0:2:20;        % Eb/No in dB
modOrd = 2;           % constellation size = 2^modOrd
nOFDM =2;             % number of ofdm division
numSym = N;           % number of symbols

%%
% and set up the simulation.

% Create a local random stream to be used by random number generators for
repeatability.
%hStr = RandStream('mt19937ar', 'Seed', 55408);
hStr = RandStream('mt19937ar');

[BER_TMMSE, BER_MMSE] = deal(zeros(1, length(EbNo)));
BER_TMMSEofdm=deal(zeros(1, length(EbNo)));
BER_MMSEofdm=deal(zeros(1 length(EbNo)));

% Create QPSK mod-demod objects
hMod = modem.pskmod('M', 2^modOrd, 'SymbolOrder', 'gray', 'InputType', 'bit');
hDemod = modem.pskdemod(hMod);

%%
% The simulation loop below simultaneously evaluates the BER performance of the
three receiver schemes for each Eb/No value using the same data
% and channel realization. A short range of Eb/No values are used for simulation
purposes. Results for a larger range, using the same code, are  presented later.

% Set up a figure for visualizing BER results
h = gcf; grid on; hold on;
```

```
set(gca,'yscale','log','xlim'[EbNo(1)-0.1, EbNo(end)],'ylim',[1e-3 1]);
xlabel('Eb/No (dB)'); ylabel('BER') set(h,'NumberTitle','off')
set(h, 'renderer', 'zbuffer'); set(h,'Name','Spatial Multiplexing');
title('Adaptive MIMO-SM MMSE schemes comparison with add OFDM stage');

%BERthy2 = zeros(1, length(EbNo));

% Loop over selected EbNo points
for idx = 1:length(EbNo)
    nErrs_mmse = 0; nErrs_TMMSE=0;
   nBits = 0;

   while ( ((nErrs_TMMSE < 100) || (nErrs_mmse < 100) || (nErrs_TMMSEofdm <
100)) && (nBits < 1e4))
       % Create array of bits to modulate
       msg = randi(hStr, [0 1], modOrd, numSym);

       % Modulate data
       source = modulate(hMod, msg);

       % Split source among N transmitters (symbol-wise)
       Tx = reshape(source, N, numel(source)/N);

      TxOFDM =ifft(Tx,nOFDM);

       % Flat Rayleigh Fading  - independent links
       RayleighMat = (randn(hStr, M, N) +  1i*randn(hStr, M, N))/sqrt(2);

       % Calculate SNR from EbNo
       snr = EbNo(idx) + 10*log10(modOrd);

       % Add channel noise power to faded data
       r = awgn(RayleighMat*Tx, snr, 0, hStr);
       r_store = r;

       rxofdm = awgn(RayleighMat*fft(TxOFDM,nOFDM), snr, 0, hStr);

       % Assume perfect channel estimation
       H = RayleighMat;

       % MMSE SIC receiver
       E_mmse = zeros(modOrd, numSym); k = zeros(N, 1);

       E_mmseofdm = zeros(modOrd, numSym); k = zeros(N, 1);

       %   Initialization
       G = (H'*H + N/(10^(0.1*snr))*eye(N)) \ H

        TMMSE= reshape(demodulate(hDemod,G* r), modOrd, numSym);
```

```
        TMMSEofdm= reshape(demodulate(hDemod,G* rxofdm), modOrd, numSym);

        %   Start MMSE Nulling Loop
        for n = 1:N
            % Find best transmitter signal using Min Norm
            k(n) = k0;

            % Select Weight vector for best transmitter signal
            w = G(k(n),:);

            % Calculate output for transmitter n and demodulate bitstream
            y = w * r;
            yofdm=w*rxofdm;
            E_mmse(:, k(n):N:end) = reshape(demodulate(hDemod, y), modOrd,
numSym/N);
            E_mmseofdm(:, k(n):N:end) = reshape(demodulate(hDemod, yofdm),
modOrd, numSym/N);

            % Subtract effect of the transmitter n from received signal
            z = modulate(hMod, demodulate(hDemod, y));
            zofdm =  modulate(hMod, demodulate(hDemod, yofdm));
            r = r - H(:, k(n))*z;
            rxofdm = rxofdm - H(:, k(n))*zofdm;

            % Adjust channel estimate matrix for next min Norm search
            H(:, k(n)) = zeros(M, 1);
            G = (H'*H + N/(10^(0.1*snr))*eye(N)) \ H';
            for aa = 1:n
                G(k(aa), :) = inf;
            end
            [val, k0] = min(sum(abs(G).^2,2));
        end

        % Restore variables for next receiver
        H = RayleighMat; r = r_store;

        % Collect errors
        nErrs_TMMSE= nErrs_TMMSE + biterr(msg, TMMSE);
        nErrs_TMMSEofdm= nErrs_TMMSEofdm + biterr(msg, TMMSEofdm);
        nErrs_mmseofdm = nErrs_mmseofdm + biterr(msg, E_mmseofdm);

        nBits = nBits + length(msg(:));
    end

    % Calculate BER for current point

    BER_TMMSE(idx)=nErrs_TMMSE./nBits;
    BER_TMMSEofdm(idx)=nErrs_TMMSEofdm./nBits;
    BER_MMSEofdm(idx) = nErrs_mmseofdm./nBits;
```

```
    % Plot results
  semilogy(EbNo(1:idx) , BER_TMMSE(1:idx),'r*');
  semilogy(EbNo(1:idx) , BER_TMMSEofdm(1:idx),'ms');
  semilogy(EbNo(1:idx), BER_MMSE(1:idx), 'go');
  semilogy(EbNo(1:idx), BER_MMSEofdm(1:idx), 'b+');

        legend('MIMO-SM TMMSE ','MIMO-SM TMMSE OFDM', 'Adaptive MIMO-SM
MMSE', 'Adaptive MIMO-SM MMSE OFDM');
    drawnow;
end

% Perform curve fitting and replot the results
fitBER_TMMSE = berfit(EbNo, BER_TMMSE);
fitBER_TMMSEofdm = berfit(EbNo, BER_TMMSEofdm);
fitBER_MMSE = berfit(EbNo, BER_MMSE);
fitBER_MMSEofdm = berfit(EbNo, BER_MMSEofdm);

% Draw the lines

semilogy(EbNo,fitBER_TMMSE,'r');
semilogy(EbNo,fitBER_TMMSEofdm,'m');
semilogy(EbNo, BER_MMSE, 'g');
semilogy(EbNo, fitBER_MMSEofdm, 'b');

hold off;
%%
```

Compare between 2x2 MIMO-SM ML scheme, MIMO-SM ML OFDM scheme

```
% MIMO SM OFDM for ML without any dividing for data just add IFFT and FFT
clear all;

% We start by defining some common simulation parameters
N = 2;                % Number of Transmit antennas
M = 2;                % Number of Receive antennas
EbNo = 0:2:20;        % Eb/No in dB
modOrd = 2;           % constellation size = 2^modOrd
nOFDM =N;             % number of ofdm division
numSym = N;           % number of symbols

%%
% and set up the simulation.

% Create a local random stream to be used by random number generators for
repeatability.
%hStr = RandStream('mt19937ar', 'Seed', 55408)
```

```
hStr = RandStream('mt19937ar')

% Get all bit combinations for ML receiver
bits = de2bi(0:2^(modOrd*N)-1, 'left-msb')';
% Split them per Transmit antenna
b = zero(N, modOrd, length(bits));
for i = 1:length(bits)
   b(:,i) = reshape(bits(:,i), modOrd, N)';
end

% Preallocate variables for speed
dist = zeros(length(bits), 1);
distofdm = zeros(length(bits), 1);

[BER_ML,BER_MLofdm] = deal(zeros(1, length(EbNo)));

% Create QPSK mod-demod objects
hMod = modem.pskmod('M', 2^modOrd, 'SymbolOrder', 'gray', 'InputType', 'bit');
hDemod = modem.pskdemod(hMod);

%%
% The simulation loop below simultaneously evaluates the BER performance of the
three receiver schemes for each Eb/No value using the same data
% and channel realization. A short range of Eb/No values are used for simulation
purposes. Results for a larger range, using the same code, are  presented later.

% Set up a figure for visualizing BER results
h = gcf; grid on; hold on;
set(gca,'yscale','log','xlim',[EbNo(1)-0.01, EbNo(end)],'ylim',[1e-3 1]);
xlabel('Eb/No (dB)'); ylabel('BER'); set(h,'NumberTitle','off');
set(h, 'renderer', 'zbuffer'); set(h,'Name','Spatial Multiplexing');
title('Adaptive MIMO-SM ML schemes comparison with add OFDM stage');


% Loop over selected EbNo points
for idx = 1:length(EbNo)
   nErrs_ml = 0;   nErrs_MLofdm=0;
   nBits = 0;

   while ( ((nErrs_ml < 100) || (nErrs_MLofdm < 100)) && (nBits < 1e4))
      % Create array of bits to modulate
      msg = randi(hStr, [0 1], modOrd, numSym);

      % Modulate data
      source = modulate(hMod, msg);

      % Split source among N transmitters (symbol-wise)
      Tx = reshap(source, N, numel(source)/N);

      TxOFDM= ift(Tx,nOFDM);
```

```
% Flat Rayleigh Fading  - independent links
RayleighMat = (randn(hStr, M, N) +  1i*randn(hStr, M, N))/sqrt(2);

% Calculate SNR from EbNo
snr = EbNo(idx) + 10*log10(modOrd);

% Add channel noise power to faded data
r = awgn(RayleighMatTx, snr, 0, hStr);
r_store = r

 rxofdm = awgn(RayleighMat*fft(TxOFDM,nOFDM), snr, 0, hStr);

% Assume perfect channel estimation
H = RayleighMat;

 % Restore variables for next receiver
H = RayleighMat; r = r_store;

% ML receiver
for i = 1:2^(modOrd*N)
    % Signal constellation for each bit combination
    sig = modulate(hMod, b(:, :, i)').';

    % Distance metric for each constellation
    dist(i) = sum(abs(r - H*sig).^2);
    distofdm(i) = sum(abs(rxofdm - H*sig).^2);
end
% Get the minimum
[notUsed, val] = min(dist);
[notUsed_ofdm, val_ofdm] = min(distofdm);
E_ml = b(:,:,val)'; % detected bits
E_MLofdm = b(:,:,val_ofdm)'; % detected bits OFDM

% Collect errors
 nErrs_ml = nErrs_ml + biterr(msg, E_ml);
nErrs_MLofdm = nErrs_MLofdm + biterr(msg, E_MLofdm);

nBits = nBits + length(msg(:));


% Calculate BER for current point
BER_ML(idx) = nErrs_ml./nBits;
BER_MLofdm(idx) = nErrs_MLofdm./nBits;

% Plot results
semilogy(EbNo(1:idx), BER_ML(1:idx), 'r*');
semilogy(EbNo(1:idx), BER_MLofdm(1:idx), 'bs');

legend('MIMO-SM ML ','MIMO-SM ML OFDM');
```

```
    drawnow;
end

% Perform curve fitting and replot the results
fitBER_ML = berfit(EbNo, BER_ML);
fitBER_MLofdm = berfit(EbNo, BER_MLofdm);

% Draw the lines
semilogy(EbNo, BER_ML, 'r');
semilogy(EbNo, BER_MLofdm, 'b');
hold off;
%%
```

Compare between 4x4 MIMO-SM ML scheme, MIMO-SM ML OFDM scheme

```
% MIMO SM OFDM for ML without any dividing for data just add IFFT and FFT
clear all;

% We start by defining some common simulation parameters
N = 4;                % Number of Transmit antennas
M = 4;                % Number of Receive antennas
EbNo = 0:2:20;        % Eb/No in dB
modOrd = 2;           % constellation size = 2^modOrd
nOFDM =N;             % number of ofdm division
numSym = N;           % number of symbols

%%
% and set up the simulation.

% Create a local random stream to be used by random number generators for
repeatability.
%hStr = RandStream('mt19937ar', 'Seed', 55408);
hStr = RandStream('mt19937ar');

% Get all bit combinations for ML receiver
bits = de2bi(0:2^(modOrd*N)-1, 'left-msb')';
% Split them per Transmit antenna
b = zeros(N, modOrd, length(bits));
for i = 1:length(bits)
    b(:,i) = reshape(bits(:,i), modOrd, N)

% Preallocate variables for speed
distofdm = zeros(length(bits), 1);

[BER_ML,BER_MLofdm] = deal(zeros(1, length(EbNo)));

% Create QPSK mod-demod objects
hMod = modem.pskmod('M', 2^modOrd, 'SymbolOrder', 'gray', 'InputType', 'bit');
```

```
hDemod = modem.pskdemod(hMod);

%%
% The simulation loop below simultaneously evaluates the BER performance of the
three receiver schemes for each Eb/No value using the same data
% and channel realization. A short range of Eb/No values are used for simulation
purposes. Results for a larger range, using the same code, are  presented later.

% Set up a figure for visualizing BER results
h = gcf; grid on; hold on;
set(gca,'yscale','log','xlim',[EbNo(1)-0.01, EbNo(end)],'ylim',[1e-3 1]);
xlabel('Eb/No (dB)'); ylabel('BER'); set(h,'NumberTitle','off');
set(h, 'renderer', 'zbuffer'); set(h,'Name','Spatial Multiplexing');
title('Adaptive MIMO-SM ML schemes comparison with add OFDM stage');


% Loop over selected EbNo points
for idx = 1:length(EbNo)
   nErrs_ml = 0;   nErrs_MLofdm=0;
   nBits = 0

   while ( ((nErrs_ml < 100) || (nErrs_MLofdm < 100)) && (nBits < 1e4))
      % Create array of bits to modulate
      msg = randi(hStr, [0 1], modOrd, numSym);

      % Modulate data
      source = modulate(hMod, msg);

      % Split source among N transmitters (symbol-wise)
      Tx = reshap(source, N, numel(source)/N);

      TxOFDM= ift(Tx,nOFDM);

      % Flat Rayleigh Fading  - independent links
      RayleighMat = (randn(hStr, M, N) +  1i*randn(hStr, M, N))/sqrt(2);

      % Calculate SNR from EbNo
      snr = EbNo(idx) + 10*log10(modOrd);

      % Add channel noise power to faded data
      r = awgn(RayleighMat*Tx, snr, 0, hStr);
      r_store = r;

       rxofdm = awgn(RayleighMat*fft(TxOFDM,nOFDM), snr, 0, hStr);

      % Assume perfect channel estimation
      H = RayleighMat;

      % ML receiver
      for i = 1:2^(modOrd*N)
```

```
            % Signal constellation for each bit combination
            sig = modulate(hMod, b(:, :, i)').';

            % Distance metric for each constellation
            dist(i) = sum(abs(r - H*sig).^2);
            distofdm(i) = sum(abs(rxofdm - H*sig).^2);
        end
        % Get the minimum
        [notUsed, val] = min(dist);
        [notUsed_ofdm, val_ofdm] = min(distofdm);
        E_ml = b(:,:,val)'; % detected bits
        E_MLofdm = b(:,:,val_ofdm)'; % detected bits OFDM

        % Collect errors
         nErrs_ml = nErrs_ml + biterr(msg, E_ml);
        nErrs_MLofdm = nErrs_MLofdm + biterr(msg, E_MLofdm);

    end

    % Calculate BER for current point
    BER_ML(idx) = nErrs_ml./nBits;
    BER_MLofdm(idx) = nErrs_MLofdm./nBits;

    % Plot results
    semilogy(EbNo(1:idx), BER_ML(1:idx), 'r*');
    semilogy(EbNo(1:idx), BER_MLofdm(1:idx), 'bs');

       legend('MIMO-SM ML ','MIMO-SM ML OFDM');
    drawnow;

% Perform curve fitting and replot the results
fitBER_ML = berfit(EbNo, BER_ML);
fitBER_MLofdm = berfit(EbNo, BER_MLofdm);

% Draw the lines
semilogy(EbNo, BER_ML, 'r');
semilogy(EbNo, BER_MLofdm, 'b');
hold off;
%%
```

References المراجع

[1] Simon Haykin, (*Communication Systems*). 4th Edition, New York: Wiley, 2001.

[2] David M. Pazor, (*Microwave Engineering)*. New York: Wiley, 2005.

[3] D. W. Jordan and P. Smith, (*Mathematical Techniques*). 3rd Edition, Oxford, 2002.

[4] A. Brice Carlson, Paul B. Crilly and Janet C. Rutledge, (*Communication Systems*). 4th Edition, Mc Graw Hill, 2002.

[5] IEEE 802.11, *The Working Group Setting the Standards for Wireless LANs*. [Online]. Available: http://www.ieee802.org/11/

[6] J. Terry and J. Heiskala, (*OFDM Wireless LANs: A Theoretical and Practical Guide*). Indianapolis: SAMS, 2002.

[7] G.J. Foschini and M.J. Gans, (On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas). vol. 6, pp. 311–335, *Wirel. Pers. Commun* March 1998.

[8] I.E. Telatar, (Capacity of multi-antenna Gaussian channels). vol.1, no. 6, pp. 585–595, *Euro. Trans. Telecommun*, Nov./Dec. 1999.

[9] D. Gesbert, M. Shafi, D.S. Shiu, P. Smith, and A. Naguib, (From theory to practice: An overview of MIMO space-time coded wireless systems).vol. 21,no. 2,pp. 281–302, *IEEE J. Sel. Areas Commun*, April 2003.

[10] A. Paulraj, R. Nabar, and D. Gore, *(Introduction of space-time wireless communications*). Cambridge University Press, 2003.

[11] A.J. Paulraj, D.A. Gore, R.U. Nabar, and H. B¨olcskei, (An overview of MIMO communications—A key to gigabit wireless). vol. 92, no. 2, pp. 198–218,*Proc. IEEE*, Feb. 2004.

[12] M. Jankiraman, *(Space-time codes and MIMO systems)*. Artech House, 2004.

[13] E. Biglieri, R. Calderbank, A. Constantinides, A. Goldsmith, A. Paulraj, and H.V.Poor, *(MIMO Wireless Communications*). New York: Cambridge University Press, 2007.

[14] S. Nanda, R.Walton, J. Ketchum, M.Wallace, and S. Howard, (A high-performance MIMO OFDM wireless LAN). vol. 43, no. 2, pp. 101–109, *IEEE Commun. Mag.*, Feb. 2005.

[15] A. Ghosh, D.R. Wolter, J.G. Andrews, and R. Chen, (Broadband wireless access with WiMax/802.16: Current performance benchmarks and future potential). vol. 43, no. 2, pp. 129–136, *IEEE Commun. Mag* , Feb. 2005.

[16] C.E. Shannon, (A mathematical theory of communication). *The Bell System Technical Journal*, vol. 27, pp. 379–423, 623–656, July, Oct. 1948.

[17] I. Telatar, (Capacity of multi-antenna Gaussian channels). *Tech. Rep. #BL0112170-950615-07TM, AT&T Bell Laboratories*, 1995.

[18] G.J. Foschini, (Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas). vol. 6,no. 2, pp. 41–59, *Bell Labs Tech. J.*, 1996.

[19] G.D. Golden, G.J. Foschini, R.A. Valenzuela, and P.W. Wolniansky, (Detection algorithm and initial laboratory results using V-BLAST space-time communication architecture). vol. 35, no. 1, pp. 14–16*, Electron. Lett*, Jan. 1999.

[20] P. W. Wolniansky, G.J. Foschini, G.D. Golden, and R.A. Valenzuela, (V-BLAST: An architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel). *Proc. ISSSE-98*, Sept. 1998.

[21] M.J. Gans, N. Amitay, Y.S. (Albert) Yeh, T.C. Damen H. Xu, R.A. Valenzuela, T. Sizer, R. Storz, D. Taylor, W.M. MacDonald, C. Tran, and A. Adamiecki, (Outdoor BLAST measurement system at 2.44 GHz: Calibration and initial results). vol. 20, no. 3, pp. 570–583, *IEEE J. Sel. Areas Commun*, April 2002.

[22] S.M. Alamouti, (A simple transmit diversity technique for wireless communications). vol. 16, no. 8, pp. 1451–1458, *IEEE J. Sel. Areas Commun*, Oct. 1998.

[23] V. Tarokh, N. Seshadri, and A.R. Calderbank, (Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction). vol. 44, no. 2, pp. 744–765, *IEEE Trans.Inf. Theory*, March 1998.

[24] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A.R. Calderbank, (Space-time block codes from orthogonal designs). vol. 45, no. 5, pp. 1456–1467, *IEEE Trans. Inf. Theory*, July1999.

[25] G.J. Foschini, G.D. Golden, R.A. Valenzuela, and P.W. Wolniansky, (Simplified processing for high spectral efficiency wireless communication employing multi element arrays). vol. 17, no. 11, pp. 1841–1852, *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, Nov. 1999.

[26] G.J. Foschini, D. Chizhik, M.J. Gans, C. Papadias, and R.A. Valenzuela, (Analysis and performance of some basic space-time architectures). vol. 21, no. 3, pp. 303–320, *IEEE J. Sel. Areas Commun*, April. 2003.

[27] K. Ban, M. Katayama, T. Yamazato, and A. Ogawa, (Joint optimization of transmitter/receiver with multiple transmit/receive antennas in band-limited channels). vol. E83-B, pp. 1697–1704, *IEICE Trans. Commun*, Aug. 2000.

[28] H. Sampath, P. Stoica, and A. Paulraj, (Generalized linear pre-coder and decoder design for MIMO channels using the weighted MMSE criterion). vol. 49, no. 12, pp. 2198–2206, *IEEE Trans. Commun*, Dec. 2001.

[29] A. Scaglione, P. Stoica, S. Barbossa, G.B. Giannakis, and H. Sampath, (Optimal designs for space-time linear precoders and decoders). vol. 50, no. 5, pp. 1051–1064, *IEEE Trans. Signal Process*, May. 2002.

[30] K. Miyashita, T. Nishimura, T. Ohgane, Y. Ogawa, Y. Takatori, and K. Cho, (High data-rate transmission with eigenbeam-space division multiplexing (E-SDM) in a MIMO channel). vol. 3, pp. 1302–1306, *Proc. IEEE VTC2002-Fall*, Sept. 2002.

[31] Y. Karasawa, (MIMO propagation channel modeling). vol.E88-B, no. 5, pp. 1829–1842, *IEICE Trans. Commun.*, May. 2005.

[32] G. Lebrun, J. Gao, and M. Faulkner, (MIMO transmission over a time-varying channel using SVD). vol. 4, no. 2, pp. 757–764*, IEEE Trans. Wireless Commun*, March. 2005.

[33] L. Dai, S-D. Zhou, H-R. Zhuang, and Y. Yao, (Closed-loop MIMO architecture based on water-filling). vol. 38, no. 25, pp. 1718–1720, *Electon. Lett*, Dec. 2002.

[34] M.A. Jensen and J.W. Wallace, (A review of antennas and propagation for MIMO wireless communications). vol. 52, no. 11, pp.2810–2824, *IEEE Trans. Antennas & Propagat.*, Nov. 2004.

[35] D-S. Shiu, G.J. Foschini, M.J. Gans, and J.M. Kahn, (Fading correlation and its effect on the capacity of multi element antenna systems). vol. 48, no. 3, pp. 502–513, *IEEE Trans. Commun*, March. 2000.

[36] I.J. Gupta and A.A. Ksienski, (Effect of mutual coupling on the performance of adaptive arrays). vol. AP-31, no. 5, pp. 785–791, *IEEE Trans. Antennas & Propagat*, Sept. 1983.

[37] H. Iura, H. Yamada, Y. Ogawa, and Y. Yamaguchi, (Optimal antenna matching and mutual coupling effect of antenna array in MIMO receiver). vol. E90-B, no. 4, pp. 960–967, *IEICE Trans. Commun*, April. 2007.

[38] H. Steyskal and J.S. Herd, (Mutual coupling compensation in small array antennas). vol. 38, no. 12, pp. 1971–1975, *IEEE Trans. Antennas & Propagat*, Dec. 1990.

[39] P.N. Fletcher, M. Dean, and A.R. Nix, (Mutual coupling in multi-element array antennas and its influence on MIMO channel capacity). vol. 39, no. 4,pp. 342–344, *Electron. Lett.*, Feb. 2003.

[40] P. Uthansakul, M. Uthansakul, and M.E. Bialkowski, (Improving MIMO system capacity by compensating mutual coupling in transmitting/receiving array antennas). vol. 2, pp. 1724–1727, *Proc. IEEE AP-S Intl. Symp. 2004*, June. 2004.

[41] J.W. Wallace and M.A. Jensen, (Mutual coupling in MIMO wireless systems: A rigorous network theory analysis). vol. 3, no. 4, pp.1317–1325, *IEEE Trans. Wireless Commun.*, July. 2004.

[42] A.F. Molisch, M. Steinbauer, M. Toeltsch, E. Bonek, and R.S. Thom¨a, (Capacity of MIMO systems based on measured wireless channels). vol. 20, no. 3, pp. 561–569, *IEEE J. Sel. Areas Commun*, April. 2002.

[43] T. Mitsui, M. Otani, C.H.Y. Eugene, K. Sakaguchi, and K. Araki, (Indoor MIMO channel measurements for evaluation of effectiveness of array antenna configurations). vol. 1, pp. 84–88, *Proc. IEEE VTC2003-Fall*, Oct. 2003.

[44] P. Kyritsi, D.C. Cox, R.A. Valenzuela, and P.W. Wolniansky, (Correlation analysis based on MIMO channel measurements in an indoor environment). vol. 21, no. 5, pp. 713–720, *IEEE J. Sel. Areas Commun*, June. 2003.

[45] K. Yu, M. Bengtsson, B. Ottersten, D. McNamara, P. Karlsson, and M. Beach, (Modeling of wide-band MIMO radio channels based on NLoS indoor measurements). vol. 53, no. 3, pp. 655–665, *IEEE Trans. Veh. Technol*, May. 2004.

[46] C. Waldschmidt and W. Wiesbeck, (Compact wide-band multimode antennas for MIMO and diversity). vol. 52, no. 8, pp. 1963–1969, *IEEE Trans. Antennas & Propagat*, Aug. 2004.

[47] D.P. McNamara, M.A. Beach, P.N. Fletcher, and P. Karlsson, (Capacity variation of indoor multiple-input multiple-output channels). vol. 36, no. 24, pp.2037–2038, *Electron. Lett.*, Nov. 2000.

[48] T. Svantesson and J. Wallace, (On signal strength and multipath richness in multi input multi-output systems). vol. 4, pp. 2683–2687, *Proc. IEEE ICC'03*, May. 2003.

[49] J.P. Kermoal, L. Schumacher, K.I. Pedersen, P.E. Mogensen, and F. Frederiksen, (A stochastic MIMO radio channel model with experimental validation). vol. 20, no. 6, pp. 1211–1226, *IEEE J. Sel.Areas Commun*, Aug. 2002.

[50] H. O¨ zcelik, M. Herdin, H. Hofstetter, and E. Bonek, (Capacity of different MIMO systems based on indoor measurements at 5.2GHz). pp. 463–466, *Proc. EPMCC 2003*, April. 2003.

[51] W. Weichselberger, M. Herdin, H. O¨ zcelik, and E. Bonek, (A stochastic MIMO channel model with joint correlation of both link ends). vol. 5, no. 1, pp. 90–100, *IEEE Trans. Wireless Commun*, Jan. 2006.

[52] (Wireless LANs), IEEE P802.11, (TGn Channel Models). IEEE 802.11-03/940r4, 2004-05-10.

[53] (Broadband Wireless Access Working Group). IEEE 802.16, (Channel models for fixed wireless applications). IEEE 802.16a-03/01, 2003-06-27.

[54] Aida Botonjić, (MIMO channel models) , 30-1-2004.

[55] V. Erceg, (Indoor MIMO WLAN Channel Models). IEEE 802.11-03/161r2, September. 2003.

[56] Stephen Boyd, (Introduction to Linear Dynamical Systems). Least-squares, Lecture 5, Autumn 2007-08.

[57] Stephen Boyd, (Introduction to Linear Dynamical Systems) Lecture 6, Least-squares applications, Autumn. 2007-08.

[58] A. van Zelst, R. van Nee, and G. A. Awater, (Space division multiplexing 'SDM' for OFDM systems). pp. 1070-1074, in Proc. of the IEEE 51st Vehicular Technology Conference (VTC) 2000 Spring, vol. May. 2000.

[59] Sklar, B. (Digital Communications: Fundamentals and Applications) 2/E, Prentice Hall. 2002.

[60] Rappaport, T.S. (Wireless Communications: Principles and Practice) 2/E, Prentice Hall. 2001.

[61] Greenwood, D. and Hanzo, L. (Characterization of mobile radio channels). Chapter 2, Mobile Radio Communications, ed. R. Steele, Pentech Press-IEEE Press, London 1994

[62] T. Ohgane, T. Nishimura, and Y. Ogawa, (Applications of space division multiplexing and those performance in a MIMO channel). vol. E88-B, no. 5, pp. 1843–1851, IEICE Trans. Commun, May. 2005.

[63] Technical Specification Group Radio Access Network. 3GPP 3rd Generation Partnership Project; (Spatial Channel Model For Multiple Input Multiple Output Simulations) Release 7. TR 25.996, v7.0.0. 2007

[64] H. Yang and T. L. Marzetta, (Performance of Conjugate and Zero-Forcing Beamforming in Large-Scale Antenna Systems), IEEE J. Sel. Areas Commun, vol. 31, no. 2, pp. 172-179, Feb. 2013.

[65] K. Ozaki, A. Nakajima, and F. Adachi, (Frequency-domain eigenbeam-SDM and equalization for high speed data transmissions). *Proc. IEEE VTC2006-Fall*, Sept. 2006.

[66] C. Artigue, P. Loubaton, (On the Precoder Design of Flat Fading MIMO Systems Equipped with MMSE Receivers: A Large System Approach), IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 57, no. 7, pp. 4138-4155, July 2011.

[67] J. Nam, J-Y. Ahn, A. Adhikary, G. Caire, (Joint Spatial Division and Multiplexing: Realizing Massive MIMO Gains with Limited Channel State Information), in Proc. Conference on Information Sciences and Systems, 2012.

[68] Y. Ogawa, K. Nishio, T. Nishimura, and T. Ohgane, (Channel estimation and signal detection for space division multiplexing in a MIMO-OFDM system). vol. E88-B, no.1, pp. 10–18, IEICE Trans. Commun., Jan. 2005.

[69] H. Huh, A. M. Tulino, and G. Caire, (Network MIMO with Linear Zero-Forcing Beamforming: Large System Analysis, Impact of Channel Estimation and Reduced-Complexity Scheduling), IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 58, no. 5, pp. 2911-2934, May. 2012.

[70] T. Fukuhara, H. Yuan, Y. Takeuchi, and H. Kobayashi, (A novel channel estimation method for OFDM transmission technique under fast time-variant fading channel). vol. 4, pp. 2343–2347, *Proc. IEEE VTC2003-Spring*, April. 2003.

[71] K.J. Kim, J. Yue, R.A. Iltis, and J.D. Gibson, (A QRD-M/Kalman filter-based detection and channel estimation algorithm for MIMO-OFDM systems). vol. 4, no. 2, pp. 710–721, *IEEE Trans. Wireless Commun, March. 2005.*

[72] *J.G. Proakis, (Digital Communications). fourth ed. New York: McGraw-Hill, 2000.*

ABSTRACT الملخص

Wireless communications, such as satellite, cellular, wireless internet (3G & 4G) and WI-FI & WI-MAX ….. etc. Always technology in continuous growing, need to quickly transmit information wirelessly and accurately. Which is now commercially driven by ever more demanding consumers, who are ready for seamless integration of communication networks from the home to the car, and into the office. That hunger for more data employs Engineers to research and develop new techniques, most studies [9,11−14,28,30−34,37,39−46,49−55,59,63,65] including mine was made to increase it is capacity and efficiency of the wireless channel or/and whole system. Such new techniques as Multiple Input Multiple Output (MIMO), Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM), which are suitable for high data rate transmission with forward error correction (FEC) methods over wireless systems & channels.

In this thesis, I enhance the system throughput of a working wireless system by studying, implementing and adding MIMO, OFDM and adaptively. Without forgetting taken into consideration the wireless channel which is the most important thing that effect wireless transmission.

Simulations was done for the whole systems (transmitters, channels, sub-channels and receivers) over a time varying – Eb/No(dB) step jumps VS BER – none frequency selective Rayleigh fading channel solved as linear and non-linear equations system, with and without CSI (Channel State Information), All cases was negotiated separately and clearly.

The end goal is to increase the system throughput, capacity and efficiency by using adaptive systems while maintaining system performance under a bit error rate (BER) compared to Eb/No. The results I obtained are preliminary usable to produce new type of researching way developing. It is the key to future.

Damascus University
Faculty of Mechanical & Electrical Engineering
Electronics & Communications Engineering Department
Advanced Communications specialty

Enhancing wireless communications using Adaptive MIMO Systems

Thesis prepared to obtain a Master degree in Advance communications Engineering

By Student

Eng. Abdul Aziz Hamad

Supervised by

Dr. Adel Khadour Ali

Academic Year
2012-2013