



الجمهورية العربية السورية

جامعة دمشق

كلية الهندسة الميكانيكية والكهربائية

قسم هندسة الإلكترونيات والاتصالات

تقييم أداء الترميزات والتعديل المتكيف في قناة الاتصال الميكروي الحديثة

رسالة مقدّمة لنيل درجة الماجستير في هندسة الاتصالات المتقدّمة

إعداد

م. رشيد سليمان عبيدو

إشراف

د. عادل خضور علي

العام الدراسي

2022/2021 م

ب

قرار لجنة الحكم

تصريح خطي

أنا الموقع أدناه أصرح بعلمي الكامل وقبولي:

- 1 . أن كل ما ينتج عن البحث والأطروحة هو ملكية فكرية ومالية بالتشارك مع جامعة دمشق، وأنني ألتزم بأخذ موافقة الجامعة في حال رغبتني بنشر البحث أو الأطروحة أو جزء منها نصاً أو مضموناً خارج إطار الجامعة (من دور نشر أو مكتبات أو مواقع الكترونية وغيرها من وسائل النشر).
- 2 . أنه لا يوجد أي جزء من هذه الأطروحة أقتبس من عمل علمي آخر، أو أنجز للحصول على شهادة أخرى في جامعة دمشق أو أية جامعة أو معهد تعليمي داخل الجمهورية العربية السورية أو خارجها.

الاسم والتوقيع

شكر وتقدير

إلى أناس أعطوا بكرمٍ وما بخلوا... تعبوا وما ملُّوا، فكانوا القدوة والمثل في العطاء ،

إليكم تحية حب من قلبي عرفاناً بالجميل وتعبيراً عن شكري.

لكل من درّسني في قسم هندسة الإلكترونيات والاتصالات

الشكر كلّ الشكر

للدكتور المهندس عادل خضور علي لإشرافه على هذا العمل، ولمساعدته في

تقديم النصح والمشورة في كلّ جانب من جوانب هذه الرسالة.

فهرس المحتويات

قائمة الأشكال.....	ي
قائمة الجداول.....	م
قائمة الاختصارات.....	س
ملخص البحث.....	ع
الإطار العام للبحث.....	ف
تنظيم الرسالة.....	ث
الفصل الأول: مبادئ ومفاهيم أساسية.....	1
1-1- نظام الاتصالات اللاسكي النموذجي.....	1
1-2- مبادئ في نظرية المعلومات.....	2
1-2-1- القناة الثنائية المتناظرة Symmetric Binary Channel.....	2
1-2-2- سعة شانون Shannon capacity.....	2
1-2-3- نظرية ترميز القنوات المضججة (نظرية شانون).....	4
1-3- Modulation التعديل.....	5
1-3-1- مقدمة.....	5
1-3-2- أهم أنواع التعديل الرقمي.....	6
1-3-2-1. التعديل بالإزاحة المطالية (ASK) Amplitude Shift Keying.....	6
1-3-2-2. التعديل بالإزاحة الطورية الثنائية (PSK) Phase Shift Keying.....	6
1-3-2-3. التعديل بالإزاحة الترددية (FSK) Frequency Shift Keying.....	7
1-3-3- التعديل الرقمي المتعدد المستويات.....	7
1-3-3-1. تعديل ASK متعدد المستويات.....	7
1-3-3-2. تعديل PSK متعدد المستويات.....	8
1-3-3-3. تعديل QAM متعدد المستويات.....	9

9	4-1- Spectral Efficiency	الفعالية الطيفية
11	Channel coding	الفصل الثاني ترميز القناة
11	1-2- مقدمة	
12	2-2- مبادئ أساسية في ترميز القناة	
12	1-2-2- فعالية الترميز	
13	2-2-2- Coding Rate	معدل الترميز
13	3-2-2- Coding Gain	ربح الترميز
13	4-2-2- Puncturing	التثقيب
14	3-2- أنواع ترميزات القناة	
14	1-3-2- Block Coding	الترميزات الكتلية
14	1-1-3-2- Linear Block Coding	الترميز الكتلي الخطي
15	2-1-3-2- Cyclic Codes	الترميزات الدوارة
16	2-3-2- Convolutional Code	ترميز الطي
16	1-2-3-2- تعريف	
16	2-2-3-2- تمثيل ترميز مرمر الطي بالمخططات التشابكية	
18	3-2-3-2- فك ترميز الطي	
18	3-3-2- BCH	ترميز
18	4-3-2- Reed Solomon (RS) Code	ترميز ريد _ سولومون
18	1-4-3-2- تعريف	
19	2-4-3-2- الحقول المنتهية	
20	3-4-3-2- وصف ترميز ريد - سولومون	
21	4-4-3-2- R-S	عملية ترميز
22	4-4-3-2- R-S	فك ترميز
22	5-3-2- Turbo codes	ترميز توربو

خ

22	 تعريف 1-5-3-2
22	 Turbo بنية مرمز 2-5-3-2
23	 Turbo Decoder مفكك ترميز توربو 3-5-3-2
24	 Log MAP خوارزمية 3-5-3-2
28	 LDPC(Low Density Parity Check) الكثافة 6-3-2- ترميز فحص التكافؤ منخفض الكثافة
28	 LDPC تعريف 1-6-3-2
29	 LDPC طرائق تمثيل ترميز 2-6-3-2
30	 LDPC وفك ترميز 2-6-3-2
31	 Interleaver المُشابِك 4-2
33	 مقارنة بين أداء أهم ترميزات القناة 5-2
37	 concatenated codes الترميزات المتداخلة 6-2
40	 الخلاصة 7-2
42	 الفصل الثالث: الترميز والتعديل المتكيف Adaptive Modulation and Coding
42	 مقدمة 1-3-1
42	 الترميز والتعديل المتكيف في الوصلات الميكروية 2-3-2
43	 تأثير درجة التعديل في معدل خطأ البت 3-3-3
45	 تأثير معدل الترميز في معدل خطأ البت 4-3-4
46	 مبدأ عمل AMC 5-3-5
48	 أهم نماذج AMC المُستخدمة في الوصلات الميكروية الحديثة 6-3-6
48	 مقدمة 1-6-3-1
48	 نظام AMC يعتمد تعاقب ترميز ريد - سولومون وترميز الطي (RS - CC) 2-6-3-2
49	 نظام AMC يعتمد تعاقب ترميزي ريد - سولومون وتوربو (RS - Turbo) 3-6-3-3
49	 نظام AMC يعتمد تعاقب ترميزي ريد - سولومون و LDPC (RS - LDPC) 4-6-3-4
50	 الفصل الرابع: نموذج AMC المُقترح

50	1-4-1- مقدمة
50	2-4-2- نموذج الترميز المقترح
51	3-4-3- مفكك ترميز النموذج المقترح
52	1-3-4- مفكك الترميز الداخلي
52	2-3-4- مفكك الترميز الخارجي
52	3-3-4- تحديد بارامترات مرمر ومفكك ترميز LDPC
53	1-3-3-4 حساب معدل ترميز LDPC
57	2-3-3-4 حساب وزن أعمدة مصفوفة فحص التكافؤ
63	3-3-3-4 تحديد عدد دورات فك الترميز
64	الفصل الخامس: مقارنة أداء نماذج الترميز والتعديل المتكيف التقليدية والمقترحة
64	1-5-1- نمذجة قناة الاتصال الميكروية
64	1-1-5- العوامل السلبية المؤثرة في القنوات اللاسلكية
65	2-1-5- الخفوت Fading
65	1-2-1-5 الخفوت الترددي الانتقائي Frequency Selective Fading
65	2-2-1-5 الخفوت البطيء Slow Fading
65	3-2-1-5 الخفوت السريع Fast Fading
65	4-2-1-5 الخفوت المسطح Flat Fading
65	3-1-5- الضجيج Noise
65	1-3-1-5 الضجيج الغاوسي الأبيض الجمعي AWGN Noise
66	2-3-1-5 التداخل بين الرموز Inter-Symbol Interference (ISI)
66	3-3-1-5 الضجيج الرشقي Burst Noise
66	4-3-1-5 التداخل التعديلي Intermodulation
66	4-1-5- تشويه التأخير Delay Distortion
66	1-4-1-5 التبعثر Scattering

66	Reflection الانعكاس 2-4-1-5
67	 Diffraction الانعراج 3-4-1-5
67	 attenuation التخميد 5-1-5
67	Doppler shift إزاحة دوبلر 6-1-5
67	الخلاصة 7-1-5
68	 قناة الاتصال الميكروية الحديثة 8-1-5
68	 Channel Modeling نمذجة القناة 9-1-5
69	1-9-1-5 قناة الضجيج الغاوسي الأبيض المضاف (AWGN)
70	Rayleigh Channel قناة رايلي 2-9-1-5
70	Rician Channel قناة رايسيان 3-9-1-5
73	النتيجة 10-1-5
73	2-5 مقارنة أداء أنظمة الترميز المعتمدة
73	1-2-5 في وجود أخطاء عشوائية فقط
76	2-2-5 في وجود أخطاء رشقية
81	3-5 التعقيد الحسابي
83	3-5 مقارنة أداء نماذج AMC وفق نموذج القناة المُعتبر
83	1-3-5 تحديد بارامترات نموذج القناة المُعتمد في المحاكاة
85	2-3-5 أداء نظام AMC يعتمد تعاقب ترميز ريد - سولومون وترميز الطي
87	3-3-5 أداء نظام AMC يعتمد تعاقب ترميزي ريد - سولومون وتوربو
89	4-3-5 أداء نظام AMC يعتمد تعاقب ترميزي ريد - سولومون وLDPC
91	5-3-5 أداء نظام تعديل وترميز متكيف يعتمد تعاقب ترميز Hybrid LDPC وترميز Turbo
93	6-3-5 مقارنة النتائج
95	خاتمة وآفاق مستقبلية
96	المراجع

قائمة الأشكال List of Figures

- الشكل (1-1) المخطط الصندوقي الأساسي لنظام الاتصالات اللاسلكي العام.....1
- الشكل (2-1) احتمالات النقل في القناة الثنائية المتناظرة.....2
- الشكل (3-1) الحدود النظرية للنظم العملية بين سعة القناة ونسبة الاستطاعة إلى الضجيج.....3
- الشكل (4-1) الحدود الدنيا لعرض الحزمة عند سعة قناة محددة بوصفها تابعاً لـ E_b/N_04
- الشكل (5-1) ربح الترميز المُحقق عند استخدام ترميز القناة.....5
- الشكل (6-1) المخطط الطوري لإشارات (أ) BPSK و(ب) 4-PSK و(ج) 8-PSK.....8
- الشكل (7-1) تابع نقل القناة من أجل قيم مختلفة لعامل التدوير.....9
- الشكل (1-2) نموذج مبسط لترميز القناة.....11
- الشكل (2-2) علاقة معدل خطأ البت بمعدل النقل من أجل أطوال مختلفة لكتلة المعلومات.....12
- الشكل (3-2) علاقة عرض النبضة المُرسلة بمعدل النقل.....13
- الشكل (4-2) بنية مرمرز طي بمعدل $1/2$16
- الشكل (5-2) المخطط تشابكي لمرمرز طي بمعدل ترميز $1/2$ وطول قيد $K=3$17
- الشكل (6-2) آلية توليد ترميز R-S(255,223).....21
- الشكل (7-2) بنية مبسطة لمرمرز التوربو.....23
- الشكل (8-2) التصنيف العام لخوارزميات فك ترميز Turbo.....24
- الشكل (9-2) التوزيع الاحتمالي لتابع الأرجحية العظمى لقناة غاوصية.....25
- الشكل (10-2) بنية مبسطة لمفكك ترميز Turbo.....27
- الشكل (11-2) تمثيل ترميز LDPC وفق Tanner Graph.....30
- الشكل (12-2) مثال لمُشابك كتلي.....32
- الشكل (13-2) أداء ترميزات القناة من أجل معدل ترميز $1/2$ ، وطول كتلة دخل 6000 bits وقناة AWGN.....33
- الشكل (14-2) أداء ترميزات القناة من أجل معدل ترميز $3/4$ ، وطول كتلة دخل 6000 bits وقناة AWGN.....34
- الشكل (15-2) أداء ترميزات القناة من أجل معدل ترميز $8/9$ ، وطول كتلة دخل 6000 bits وقناة AWGN.....34
- الشكل (16-2) أداء ترميزات القناة من أجل معدل ترميز $11/12$ ، وطول كتلة دخل 6000bits وقناة AWGN.....35

- الشكل (2-17) أداء ترميزات القناة من أجل معدل ترميز $1/2$ ، وطول كتلة دخل 2000 bits
- 36..... وقناة AWGN وطول رشقة ضجيج 50 bits
- الشكل (2-18) أداء ترميزات القناة من أجل معدل ترميز $1/2$ ، $k=2000$ bits
- 36..... وقناة AWGN وطول رشقة ضجيج 50 bits
- الشكل (2-19) مقارنة بين أداء ترميزي RS وتوربو مفردين مع أدائهما معاً بوجود أخطاء عشوائية فقط..... 39
- الشكل (2-20) مقارنة بين أداء ترميزي RS وتوربو مفردين مع أدائهما معاً بوجود أخطاء رشقية..... 40
- الشكل (3-1) تأثير درجة التعديل في معدل خطأ البت..... 44
- الشكل (3-2) تأثير معدل الترميز في معدل خطأ البت..... 45
- الشكل (3-3) تغيير نماذج MCS بتغيير ظروف القناة..... 46
- الشكل (3-4) مخطط صندوقي لآلية عمل الترميز والتعديل المتكيف..... 47
- الشكل (3-5) مخطط صندوقي لتعاقب ترميز ريد سولومون وترميز الطي..... 49
- الشكل (3-6) مخطط صندوقي لتعاقب ترميزي RS و Turbo..... 49
- الشكل (3-7) مخطط صندوقي لتعاقب ترميزي RS و LDPC..... 50
- الشكل (4-1) مخطط صندوقي لتعاقب ترميزي HLDPC و Turbo..... 51
- الشكل (4-2) مفككا ترميز HLDPC و Turbo..... 52
- الشكل (4-3) بنية مبسطة لمفكك ترميز HLDPC..... 52
- الشكل (4-4) أداء النموذج المقترح من أجل $K=2040$ bits, $R_2 = 1/2$, $W_c = 4$ 54
- الشكل (4-5) أداء النموذج المقترح من أجل $K=2040$ bits, $R_2 = 3/4$, $W_c = 4$ 55
- الشكل (4-6) أداء النموذج المقترح من أجل $K=2040$ bits, $R_2 = 11/12$, $W_c = 4$ 56
- الشكل (4-7) أداء النموذج المقترح من أجل $K=2040$ bits, $R_2 = 14/15$, $W_c = 4$ 57
- الشكل (4-8) علاقة $(E_b/N_0)_{min}$ المطلوبة لتحقيق TBER بمعدل ترميز LDPC..... 58
- الشكل (4-9) تأثير تغيير كثافة PCM على أداء النموذج المقترح من أجل $K=2040$ bits, $R_1 = 8/9$ 59
- الشكل (4-10) تأثير تغيير كثافة PCM في أداء النموذج المقترح من أجل $K=2040$ bits, $R_1 = 9/10$ 60
- الشكل (4-11) تأثير تغيير كثافة PCM في أداء النموذج المقترح من أجل $K=2040$ bits, $R_1 = 10/11$ 61
- الشكل (4-12) تأثير طول رشقة الخطأ في أداء النموذج المقترح من أجل $R_1 = 8/9$, $R_2 = 11/12$ 62
- الشكل (4-13) تأثير طول رشقة الخطأ في أداء النموذج المقترح من أجل $R_1 = 9/10$, $R_2 = 11/12$ 62

- الشكل (4-14) تأثير طول رشقة الخطأ في أداء النموذج المقترح من أجل $R_1 = 10/11$, $R_2 = 11/12$ 63
- الشكل (4-15) علاقة $(E_b/N_0)_{min}$ المطلوبة لتحقيق TBER بطول رشقة الخطأ 63
- الشكل (4-16) تأثير عدد مرات تبادل المعلومات بين مفككي LDPC في أداء النموذج المقترح 64
- الشكل (5-1) العوامل السلبية المؤثرة في القناة اللاسلكية 65
- الشكل (5-2) أنواع الاختلافات التي تحدث للإشارة اللاسلكية 69
- الشكل (5-3) قناة الضجيج الغاوسي الأبيض المضاف 70
- الشكل (5-4) تفاوت الغلاف العقدي لغلاف الإشارة اعتماداً على قوة معامل رايسيان 72
- الشكل (5-5) تأثير قيمة معامل رايسيان في أداء نظام الاتصال 73
- الشكل (5-6) أداء أنظمة الترميز المعتمدة عند معدل ترميز $1/2$ ونمط تعديل 64QAM 73
- الشكل (5-7) أداء أنظمة الترميز المعتمدة عند معدل ترميز $3/4$ ونمط تعديل 64QAM 75
- الشكل (5-8) أداء أنظمة الترميز المعتمدة عند معدل ترميز $4/5$ ونمط تعديل 64QAM 75
- الشكل (5-9) أداء أنظمة الترميز المعتمدة عند معدل ترميز $14/15$ ونمط تعديل 64QAM 76
- الشكل (5-10) مقارنة أداء أنظمة الترميز المعتمدة بوصفه تابعاً لمعدل الترميز الداخلي 76
- الشكل (5-11) أداء أنظمة الترميز المعتمدة عند معدل ترميز $1/2$ وطول رشقة خطأ 10 بت 77
- الشكل (5-12) أداء أنظمة الترميز المعتمدة عند معدل ترميز $1/2$ وطول رشقة خطأ 60 بت 78
- الشكل (5-13) مقارنة أداء أنظمة الترميز المعتمدة بوصفه تابعاً لطول رشقة الخطأ عند معدل ترميز $1/2$ 78
- الشكل (5-14) أداء أنظمة الترميز المعتمدة عند معدل ترميز $14/15$ وطول رشقة خطأ 10 بت 79
- الشكل (5-15) أداء أنظمة الترميز المعتمدة عند معدل ترميز $14/15$ وطول رشقة خطأ 30 بت 80
- الشكل (5-16) أداء أنظمة الترميز المعتمدة عند معدل ترميز $14/15$ وطول رشقة خطأ 60 بت 80
- الشكل (5-17) مقارنة أداء أنظمة الترميز المعتمدة كتابع لطول رشقة الخطأ عند معدل ترميز $14/15$ 81
- الشكل (5-18) علاقة التعقيد الحسابي بطول كتلة الدخل لمفككي RS و LDPC 82
- الشكل (5-19) أداء نظام AMC يعتمد ترميز RS-CC 83
- الشكل (5-20) أداء نظام AMC يعتمد ترميز RS-Turbo 87
- الشكل (5-21) أداء نظام AMC يعتمد ترميز RS-LDPC 89
- الشكل (5-22) أداء نظام AMC يعتمد ترميز HLDPC-Turbo 91
- الشكل (5-23) مقارنة الفعالية الطيفية لنماذج AMC 93

قائمة الجداول List of Tables

- الجدول (1-2) بعض كثيرات الحدود الأولية 20
- الجدول (2-2) القيم المُفترضة لمحاكاة أداء ترميزات القناة 33
- الجدول (3-2) القيم المُفترضة لمحاكاة أداء ترميزات القناة بوجود الأخطاء الشقية 35
- الجدول (4-2) القيم المُفترضة لمحاكاة أداء ترميزات القناة المفردة والمتعاقبة 38
- الجدول (5-2) القيم المُفترضة لمحاكاة أداء ترميزات القناة المفردة والمتعاقبة بوجود الأخطاء الرشقية 39
- الجدول (1-3) معادلات حساب احتمال خطأ البت والكفاءة الطيفية لعدة نماذج تعديل متعدد المستويات 43
- الجدول (2-3) القيم المُفترضة لمحاكاة تأثير درجة التعديل في معدل خطأ البت 44
- الجدول (3-3) القيم المُفترضة لمحاكاة تأثير معدل الترميز في معدل خطأ البت 45
- الجدول (1-4) القيم المُفترضة لإجراء المحاكاة لحساب بارمترات مفكك LDPC في النموذج المُقترح 54
- الجدول (2-4) $(E_b/N_0)_{min}$ المطلوبة لتحقيق TBER في النموذج المُقترح من أجل $R_2 = 1/2$ 55
- الجدول (3-4) $(E_b/N_0)_{min}$ المطلوبة لتحقيق TBER في النموذج المُقترح من أجل $R_2 = 3/4$ 55
- الجدول (4-4) $(E_b/N_0)_{min}$ المطلوبة لتحقيق TBER في النموذج المُقترح من أجل $R_2 = 11/12$ 56
- الجدول (5-4) $(E_b/N_0)_{min}$ المطلوبة لتحقيق TBER في النموذج المُقترح من أجل $R_2 = 14/15$ 57
- الجدول (6-4) قيم $(E_b/N_0)_{min}$ المطلوبة لتحقيق TBER في النموذج المُقترح من أجل $R_1 = 8/9$ 59
- الجدول (7-4) قيم $(E_b/N_0)_{min}$ المطلوبة لتحقيق TBER في النموذج المُقترح من أجل $R_1 = 9/10$ 60
- الجدول (8-4) قيم $(E_b/N_0)_{min}$ المطلوبة لتحقيق TBER في النموذج المُقترح من أجل $R_1 = 10/11$ 61
- الجدول (9-4) قيم W_c الأمثل عند معدلات ترميز LDPC $R_1 = (\frac{8}{9}, \frac{9}{10}, \frac{10}{11})$ 61
- الجدول (1-5) قيم المُحاكاة المُفترضة لدراسة تأثير قوة معامل رايسيان 72
- الجدول (2-5) معاملات المحاكاة لأداء ترميزات القناة المُعتبرة في أنظمة AMC بوجود أخطاء عشوائية فقط 73
- الجدول (3-5) قيم $(E_b/N_0)_{min}$ المطلوبة لتحقيق TBER لأنظمة الترميز المُعتمدة من أجل معدلات ترميز مختلفة ونمط تعديل 64QAM 74
- الجدول (4-5) معاملات المحاكاة لأداء ترميزات القناة المُعتبرة في أنظمة AMC بوجود أخطاء رشقية 76
- الجدول (5-5) قيم E_b/N_0 المطلوبة لتحقيق TBER لأنظمة الترميز المُعتمدة من أجل أطوال رشقات خطأ مختلفة ومعدل ترميز 1/2 77

الجدول (5-6) قيم E_b/N_0 المطلوبة لتحقيق TBER لأنظمة الترميز المعتمدة من أجل أطوال	
رشقات خطأ مختلفة ومعدل ترميز 14/15.....	79
الجدول (5-7) التعقيد الحسابي لمفككي ترميز RS و LDPC.....	81
الجدول (5-8) التعقيد الحسابي لمفكك ترميز HLDPC.....	82
الجدول (5-9) معاملات المحاكاة لأداء نظام AMC يعتمد ترميز RS-CC.....	83
الجدول (5-10) عتبات التبديل لنظام AMC يعتمد ترميز RS-CC.....	86
الجدول (5-11) معاملات المحاكاة لأداء نظام AMC يعتمد ترميز RS-Turbo.....	87
الجدول (5-12) عتبات التبديل لنظام AMC يعتمد ترميز RS-Turbo.....	88
الجدول (5-13) معاملات المحاكاة لأداء نظام AMC يعتمد ترميز RS-LDPC.....	89
الجدول (5-14) عتبات التبديل لنظام AMC يعتمد ترميز RS-LDPC.....	90
الجدول (5-15) معاملات المحاكاة لأداء نظام AMC يعتمد ترميز HLDPC-Turbo.....	91
الجدول (5-16) عتبات التبديل لنظام AMC يعتمد ترميز HLDPC-Turbo.....	92
الجدول (5-17) عتبات التبديل لنظام AMC يعتمد ترميز HLDPC-Turbo.....	93

قائمة الاختصارات

AMC	Adaptive Modulation and Coding	الترميز والتعديل المتكيف
ASE	Average Spectral Efficiency	الفعالية الطيفية الوسطى
AWGN	Additive White Gaussian Noise	الضجيج الغاوسي الأبيض المُضاف
BER	Bit Error Rate	معدل خطأ البت
CC	Convolutional Code	ترميز الطي
CRC	Cyclic Redundancy Check	فحص الفائض الحلقي
CSI	Channel State Information	معلومة حالة القناة
FEC	Forward Error Correction	التصحيح الاستباقي للخطأ
LDPC	Low Density Parity Check	فحص التكافؤ منخفض الكثافة
LLR	Log-Likelihood Ratio	نسبة الأرجحية اللوغارتمية
LOS	Line Of Sight	خط النظر
MAP	Maximum A-Posteriori	الأرجحية العظمى اللاحقة
MCS	Modulation and Coding Scheme	نمط ترميز وتعديل
MFC	Multipath Fading Channel	قناة الخفوت المتعدد المسارات
ML	Maximum Likelihood	الأرجحية العظمى
PCM	Parity Check Matrix	مصفوفة فحص التكافؤ
PER	Packet Error Rate	معدل خطأ الرزمة
QAM	Quadrature Amplitude Modulation	التعديل المطالي التربيعي
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying	إقفال الإزاحة الصفحي التربيعي
RS	Reed Solomon	ترميز ريد سولومون
SOVA	Soft Output Viterbi Algorithm	خوارزمية فيتربي بخرج لين

ملخص البحث

خلفية البحث

دراسة أداء أهم ترميزات القناة في حالتها وجود أخطاء عشوائية وأخطاء رشقية. ودراسة أدائها ضمن أنظمة الترميز والتعديل المتكيفة المستخدم في الوصلات الميكروية الحديثة. فضلاً عن اقتراح طريقة جديدة لاستخدام الترميزات المتداخلة بالاستفادة من نتائج أداء الترميزات المفردة وإظهار تأثيرها في أنظمة الترميز والتعديل المتكيفة.

هدف البحث

تقييم أهم نماذج الترميز والتعديل المتكيفة AMC المستخدمة في قنوات الاتصال الميكروية الحديثة تحت مختلف الظروف. كما يهدف البحث إلى اقتراح نموذج يعتمد تقنية ترميز جديدة باستخدام ترميز LDPC الهجين بوصفه مرمزاً خارجياً في الترميز المتداخل، ومقارنة أدائه بالنماذج السابقة وفق مقاييس BER والكفاءة الطيفية.

المواد والطرائق

استُخدم برنامج ماتلاب نسخة R2015a مُنصَّب على حاسب نوع Asus-CORE i3-7th Gen بوصفه بيئة محاكاة لعمل نظام الاتصال اللاسلكي، بواسطة رسم منحنيات الأداء بالاستفادة من محاكي مونت كارلو بوصفه تطبيقاً مباشراً لقياس معدل خطأ البت، كما سيقم التعقيد الحسابي المرافق لاستخدام النموذج المقترح.

النتائج العملية

تظهر نتائج المحاكاة تأثير وجود مرمز Turbo في تحسين الأداء عند معدلات الترميز المنخفضة متفوقاً على بقية الترميزات، بينما يتراجع أدائه مع زيادة معدل الترميز، إذ يظهر تفوق ترميز LDPC عند المعدلات المرتفعة، وتأثير ترميز RS في تقليل الأخطاء الرشيقة. كما بينت المحاكاة تفوق النموذج المقترح على النماذج الثلاثة الأخرى عند جميع معدلات الترميز، بوجود الأخطاء العشوائية والأخطاء الرشيقة عند العمل على معدلات ترميز منخفضة، فيما يتراجع أدائه مع ازدياد طول الرشفة عند معدلات الترميز المرتفعة.

الاستنتاجات

ساعد استخدام تبادل البيانات بين مفككي ترميز LDPC المكونين لمفكك HLDPC على زيادة ربح الترميز، كما تبين أنَّ استخدام ترميز HLDPC يساعد في تقليل الأخطاء الرشيقة القصيرة أكثر من استخدام مرمز RS عند معدلات الترميز المنخفضة، فيما يتراجع أدائه مع ازدياد طول الرشفة عند معدلات الترميز المرتفعة.

الكلمات المفتاحية: ترميزات القناة، الترميزات المتداخلة، الترميز والتعديل المتكيفة، ترميز LDPC الهجين، خوارزميات

فك الترميز التكرارية في ترميزات LDPC المتداخلة.

الإطار العام للبحث

مقدمة عامة

مع التطور المستمر للاتصالات اللاسلكية الرقمية وتكنولوجيا المعلومات، تزداد الحاجة لنظام اتصال فعال يواكب جميع التطورات من حيث عرض النطاق الترددي والسرعة والتكلفة ونقل البيانات بدون ضياع والتواصل الآمن. ولذلك أصبح "Backhauling" الذي يعني توصيل البيانات إلى وجهتها يمثل تحدياً رئيسياً لمشغلي الشبكات في سعيهم لتحقيق الخدمات المطلوبة للمستخدمين فضلاً عن تحقيق إيرادات كافية لكي يتمكنوا من التطوير الدائم لأنظمتهم. يستخدم المشغلون تقنيات عدّة لبناء شبكة وصلات البنية التحتية (Backhauls) وهي الكابلات، أو الألياف الضوئية، أو الأقمار الصناعية، أو الوصلات الميكروية. وتعدّ الوصلات الميكروية خياراً جيداً لنقل إشارات عريضة المجال. ليس لدينا أي سيطرة على تغيرات قناة الاتصال، ولذلك لابد من معالجة نتائج الآثار السلبية التي تتعرض لها البيانات اللاسلكية باستخدام تقنيات ترميز قناة فعالة قادرة على كشف أي عدد من الأخطاء وتصحيحها في المستقبل بما يسمح باسترداد البيانات الأصلية المرسلة. ولكن مع التقدم الكبير في تكنولوجيا المعلومات، وزيادة حجم البيانات، أصبحت هناك حاجة ضرورية لتحسين بارامترات الترميزات المختلفة مثل التعقيد العتادي، والتأخير الزمني، وتكلفة التنفيذ [2]. إنَّ الطلب الحالي على موثوقية عالية ومعدلات نقل مرتفعة مع اتصال مستقرّ عريض المجال وزمن تأخير منخفض يضع مزيداً من القيود على تصميم تقنيات ترميز قناة جديدة لتحقيق أفضل استفادة من عرض النطاق الترددي المتاح. وهذا يعني أنَّ معدل نقل البيانات يجب أن يقترب من حد شانون لعرض مجال القناة. إلا أنَّ تقنيات الترميز ذات القدرة العالية على تصحيح الأخطاء والوصول إلى حدّ شانون تتصف بزمن تأخير مرتفعاً ومعدل ترميز منخفض. لذلك فإنَّ تحقيق نظام اتصال عالي الوثوقية يعني انخفاض معدّل الإرسال أو زمن تأخير مرتفع أو كليهما معاً. يعتمد اختيار تقنية ترميز محددة على عوامل عدّة ، منها التأخير المسموح به في فك الترميز، ونوع القناة، وعرض النطاق المتاح، والاستطاعة، والتكلفة، كما أنَّ لنوع البيانات ومعدل نقلها دوراً رئيسياً في اختيار نموذج الترميز المناسب. [8] كما تُستخدم تقنيات ترميز القناة ضمن ما يُعرف بأنظمة الترميز والتعديل المتكيف من أجل تكيف معدل الترميز، ودرجة التعديل المُستخدمة بما يتوافق مع تغير ظروف القناة اللاسلكية لتحقيق أفضل كفاءة طيفية ممكنة ضمن العرض الترددي المتاح.

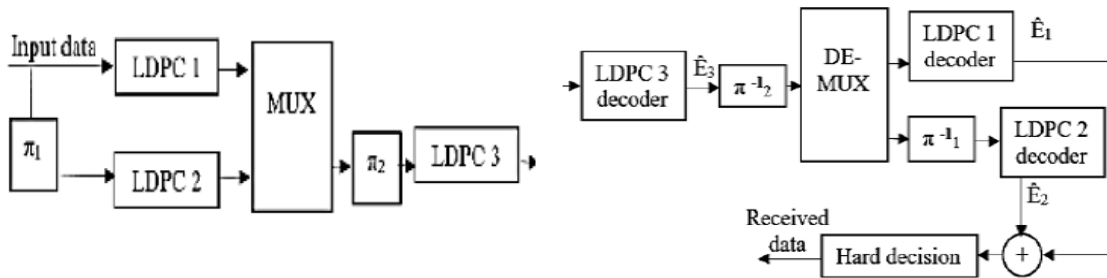
بعض الدراسات السابقة

نعرض فيما يلي بعض الأعمال والأبحاث المشابهة أو المتعلقة ببحثنا.

- اقترح في البحث [45] تداخل ترميزي Turbo-LDPC بوصفه نموذج تصحيح خطأ في أنظمة 5G-GFDM في أفضية خفوت تعدد المسارات، بهدف الجمع بين قدرة ترميز Turbo على العمل عند قيم SNR منخفضة وقدرة LDPC عند قيم SNR مرتفعة، ومن ثمّ تقليل عمليات إعادة الإرسال قليلاً كبيراً. إذ تبيّن النتائج تحسناً كبيراً في تقليل معدل خطأ البت مقارنةً باستخدام نماذج ترميز مفردة، كما أنّها تحقق تعقيداً فلك ترميز منخفضاً وإنتاجية عالية.

- اقترح في الدراسة [43] ترميز LDPC متداخل هجين Hybrid LDPC-LDPC بمعدل ترميز متغيّر: يتكوّن من رمزي LDPC موصولين على التفرع ليشكّل المرمز الخارجي، مع رمز LDPC مفرد ليشكّل المرمز الداخلي. يعمل هذا المرمز الهجين مع أنماط التعديل المستخدمة في شبكات LTE وهي: QPSK, 16-QAM, 64-QAM. من أجل تطوير نموذج يحقق أفضل أداء مع أقلّ تعقيد ممكن بتغيير معدل الترميز ونمط التعديل.

إذ يُفكّ الترميز بأخذ جمع منطقي لخرج كلا مفككي الترميز (قيم LLR) المكونين لمفكك الترميز الخارجي اللذين يعملان وفق خوارزمية فك الترميز التكراري كما في الشكل (1):



الشكل (1) مرمز ومفكك ترميز Hybrid LDPC-LDPC

إذ تظهر نتائج المحاكاة تحسناً كبيراً في أداء النظام مع ازدياد طول الإطار. كما تظهر تحسناً في معدل خطأ البت عند معدل ترميز 1/3 أكثر منه عند معدل 1/2، ولكن مع زيادة في تعقيد النظام.

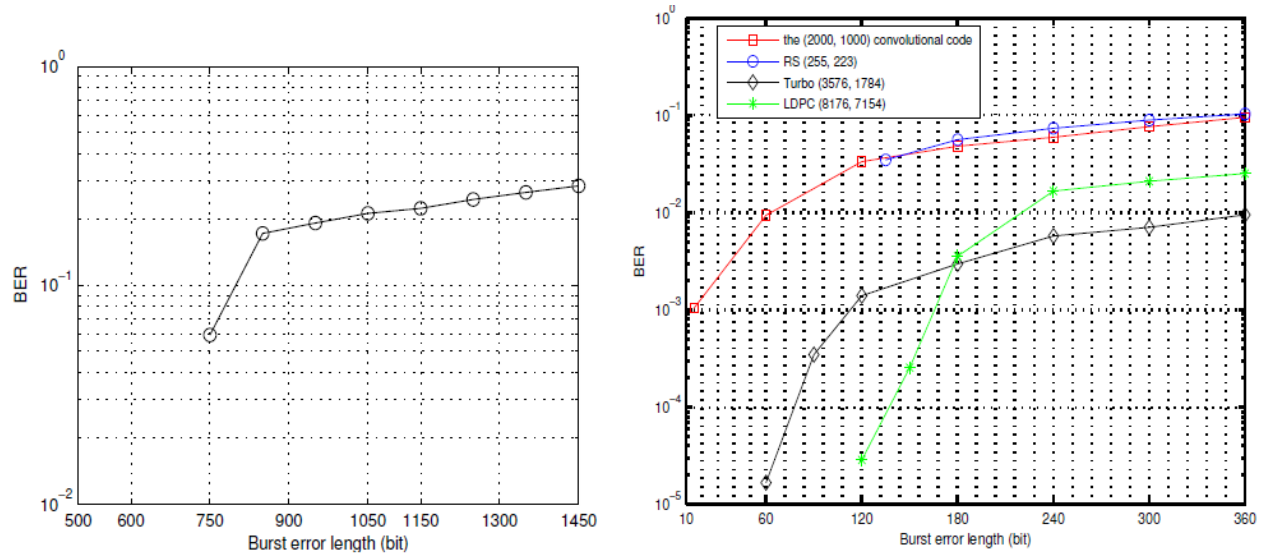
- دُرس في [44] استخدام تداخل ترميزي ريد سولومون و توربو بوصفه جزءاً من نظام AMC في الوصلات اللاسلكية بين عقد النفاذ الراديوي RAN للشبكات الخليوية الجيل الرابع LTE. بهدف تخفيض معدل خطأ الإطار وزمن الاستجابة

غ

للنظام بتقليل عدد حالات إعادة الإرسال، إذ لا يستطيعُ ترميز Turbo وحده تحقيق ذلك عند قيم SNR عالية. وتظهر النتائج العملية قدرة هذا النموذج على تحقيق معدل خطأ بت أقل من 10^{-6} ، إذ يُصححُ مررُ RS معظم الأخطاء المتبقية على خرج مفكك ترميز Turbo .

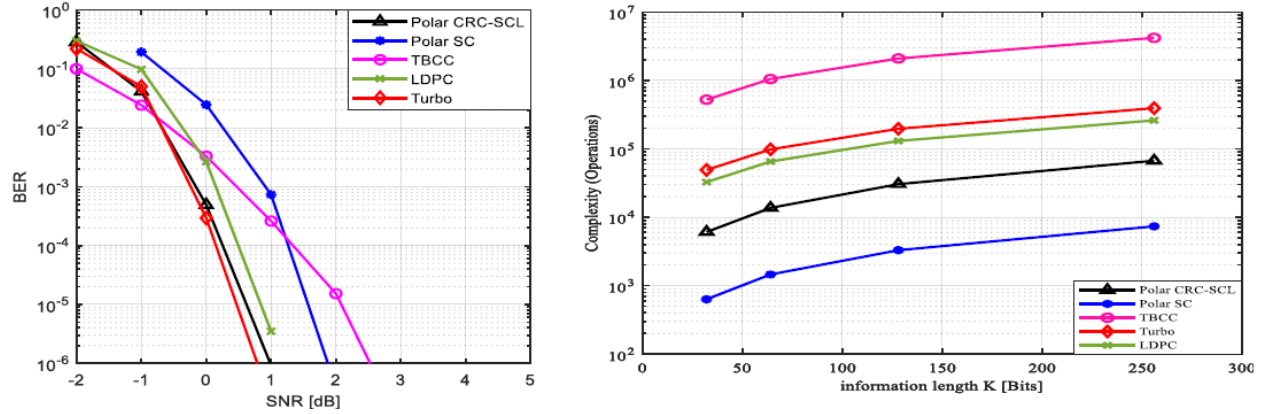
- دُرِسَ في [16] استخدام الترميز والتعديل المتكيف في أنظمة الاتصالات الجوية، إذ تُستخدَمُ أنماط التعديل QPSK, 16QAM في الوصلة الصاعدة و QPSK, 16QAM, 64QAM في الوصلة الهابطة، بمعدلات ترميز تتراوح بين $1/2$ و $3/4$. تظهر النتائج تحقيق معدلات نقل تتراوح بين 2.65% و 71.3% من القيمة العظمى 20Mbits/s إذ تسبب عملية التكرار انخفاضاً كبيراً في معدل النقل ليصل حتى 0.53 Mbits/s.

- اقترح [56] نموذج لتعاقب ترميزي ريد سولومون و LDPC للعمل ضمن الوصلات الميكروية بين السفن والأقمار الصناعية بديلاً عن نماذج الترميز التقليدية، من أجل معالجة الأخطاء العشوائية والرشقية معاً. إذ بيّنت قدرة النموذج المقترح على التصحيح الكامل لرشقات الخطأ التي يقل طولها عن 750 بتاً، فيما يتراجع أداء النماذج التقليدية تراجعاً ملحوظاً مع زيادة طول الرشقة.



الشكل (2) علاقة معدل خطأ البت بطول رشقة الضجيج في مرر RS-LDPC

- قُورِنت في [57] الترميزات المُرشحة للعمل في أنظمة الجيل الخامس، إذ دُرِس أداء هذه الترميزات مع أطوال كتل معطيات مختلفة ومعدل ترميز منخفض 1/3 ، وقُيِّم في هذه الدراسة التعقيد العتادي لمفككات الترميز.



الشكل (3) مقارنة أداء ترميزات القناة المُرشحة للعمل في أنظمة الجيل الخامس

إذ تبين النتائج تفوق ترميز توربو على بقية الترميزات عند معدلات الترميز المنخفضة، وتفوق ترميز Polar فيما يتعلّق بالتعقيد العتادي لمفكك الترميز ، بينما نجد انخفاض تعقيد ترميز LDPC مقارنةً بترميز توربو، والتعقيد المرتفع لمفكك ترميز الطي.

ويبين الجدول التالي مقارنة للدراسات المرجعية السابقة:

ref	طول كتلة الدخل (bits)	الرمز الخارجي	الرمز الداخلي	معدل الترميز	ربح الترميز	نمط التعديل	التعقيد الحسابي	الكفاءة الطيفية	التحسين	التطبيق
45	1024	LDPC	Turbo	7/24	4dB	16QAM	منخفض	عالية	إلغاء error floor	5G-GFDM System
53	72~360	HLDP C	LDPC	1/2,1/3	-	QPSK,16QAM, 64QAM	مرتفع	-	زيادة في BER	LTE system
44	2432 ~ 35840	RS	Turbo	0.25~0.9	-	QPSK,16QAM, 64QAM,256QAM	مرتفع	25~91%	إلغاء error floor و ممانعة الأخطاء الشقية	الوصلات بين RAN لشبكات LTE
16	-	RS	CC, Turbo , LDPC	0.5~0.75	-	QPSK, 16QAM, 64QAM	-	2.6~71%	تكييف بار مترات الوصلة تبعاً لتغير ظروف القناة	أنظمة الاتصالات الجوية
56	506 ~ 8176	RS	LDPC	05~0.87	1.3 dB	-	-	-	تصحيح الأخطاء الرشقية حتى 750 بت	الوصلات بين السفن والأقمار الصناعية
57	32~256	-	CC, LDPC, Turbo or Polar	1/3	The best is Turbo	BPSK	8*10 ³ ~ 6*10 ⁶	-	-	G-mMTC5

مشكلة البحث

إنَّ الطلب المُستمر لتحقيق اتصال مستقرّ عريض النطاق وزمن تأخير منخفض وبموثوقية عالية ومعدلات نقل مرتفعة يضعُ مزيدًا من القيود على تصميم تقنيات ترميز قناة جديدة لتحقيق أفضل استفادة من عرض النطاق الترددي المُتاح. إلا أنَّ تقنيات الترميز ذات القدرة العالية على تصحيح الأخطاء تتصف بزمن تأخير مرتفع ومعدل ترميز منخفض. لذلك تبرز الحاجة المُلحّة لتصميم تقنيات ترميز تلبي هذه المتطلبات.

هدف البحث

يهدف البحث إلى دراسة أداء أهم نماذج الترميز والتعديل المتكيف AMC المستخدمة في قناة الاتصال الميكروي الحديثة تحت مختلف الظروف وتقييمها ، مثل النماذج التي تعتمد ترميزات: RS-Turbo ، RS-LDPC ، RS-CC. وسيُقرَح نموذج AMC يعتمدُ تداخلَ ترميزي Turbo و Hybrid LDPC ويُقارنُ بالنماذج السابقة.

أهمية البحث

دراسة أداء عدد من ترميزات القناة في حالتها وجود أخطاء عشوائية وأخطاء رشقية. ودراسة أداء هذه الترميزات ضمن أنظمة الترميز والتعديل المتكيف. فضلاً عن اقتراح طريقةٍ جديدةٍ لاستخدام الترميزات المتداخلة وإظهار تأثيرها في أداء أنظمة الترميز والتعديل المتكيف.

مسوغات البحث

إنَّ أهمَّ مسوغات إجراء هذا البحث هو تقديم عرض نظري وعملي باستخدام المُحاكاة البرمجية لآلية عمل عدد من تقنيات ترميز القناة، وشرح ميزاتها وعيوبها، وشرح آلية عملها ضمن بُنى أنظمة الترميز والتعديل المتكيف، فضلاً عن الرغبة في الإسهام في الجهود الحالية والمستقبلية لتطوير نظام AMC يلبي متطلبات أنظمة الاتصال الحديثة.

محددات البحث

رُكِّزَ في هذا البحث على موضوع ترميز القناة أكثر من التعديل مع أنَّ عنوان البحث يوحي بأنه يتناول الموضوعين كليهما بالقيمة نفسها، وذلك بسبب أنَّ النموذج المُقترح يتضمَّن تطوير الترميز المُستخدم في أنظمة AMC مع الإبقاء على أنماط التعديل المُعتمدة في الجيل الرابع نفسها. إن نسخة الماتلاب المُستخدمة في المحاكاة هي R2015a ، بما يحدُّ من إمكانية الوصول إلى معدل خطأ بت مُستهدف 10^{-6} أو أقل، بدلاً التوقف عند القيمة 10^{-5} ، لكن وبسبب محدودية إمكانات الحاسب المتوفّر، وعدم قدرته على تشغيل نسخ الماتلاب الأحدث أو الوصول مع النسخة الحالية إلى قيم BER أقل.

حدود البحث

إن النتائج المُتوقعة في هذا البحث تفيد في تقييم نماذج AMC الأكثر استخداماً دون التعرض للنماذج الأخرى التي لا تُستخدم في الوصلات الميكروية، كما أنَّ معدّل خطأ البت المُستهدف في أثناء التقييم ورسم منحنيات الأداء يُعدُّ مناسباً ضمن حدود سرعات نقل متوسطة، إذ يتطلبُ العملُ على سرعات عالية جداً معدل خطأ بت أقلّ من 10^{-6} .

منهج البحث وأدواته

تمَّ اعتماد اتباع المنهج التجريبي في هذه الدراسة، وذلك باستخدام المُحاكاة البرمجية، وسُخِّتارُ قيم المُتغيرات المُستخدمة لتوصيف أجزاء نظام الاتصال من واقع القيم العملية، إذ سنعتمد أنماط التعديل المُستخدمة في شبكات الجيل الرابع، و ترميزات القناة المُستخدمة في الوقت الحالي، كما سنعتمد في تقييم ترميزات القناة التقليدية المُستخدمة على النتائج المُبيّنة في الدراسات المرجعية للتأكد من منطقية النتائج التي تظهرها المُحاكاة البرمجية.

تنظيم الرسالة

نُظِّمَتْ الرسالةُ كما يأتي:

يقدم الفصل الأول مجموعة من المبادئ والمفاهيم الأساسية في أنظمة الاتصالات ونظرية المعلومات والترميز والتعديل. ثم يستعرض مجموعة من الدراسات المرجعية التي تخص مشكلة البحث الرئيسية.

درس الفصل الثاني أهم ترميزات القناة المستخدمة، وقمنا بتحليل أداء هذه الترميزات وتقييمها باستخدام المحاكاة البرمجية، وباستخدام قناة AWGN ودرجات تعديل ثابتة.

عرض الفصل الثالث دراسةً نظريةً للترميز والتعديل المتكيف AMC، كما قمنا بتعريف أهم نماذج AMC المستخدمة في قنوات الاتصال الميكروي الحديثة.

وتناول الفصل الرابع اقتراح نموذج AMC يستخدم تداخل ترميزي LDPC الهجين و Turbo وتصميم بارامترات المرمز ومفكك الترميز بما يحقق أفضل أداء ممكن.

أما في الفصل الخامس فقد قمنا بدايةً بدراسةٍ نظريةٍ للعوامل السلبية المؤثرة في القناة اللاسلكية، ومن ثم نمذجة الوصلة الميكروية وفق أحد الأمثلة العملية المستخدمة، ومن ثم قمنا بدراسة أداء نماذج AMC المستخدمة والمقترحة وتحليلها وفق نموذج القناة المُعتبر، ورسم منحنيات الأداء وتحليل النتائج.

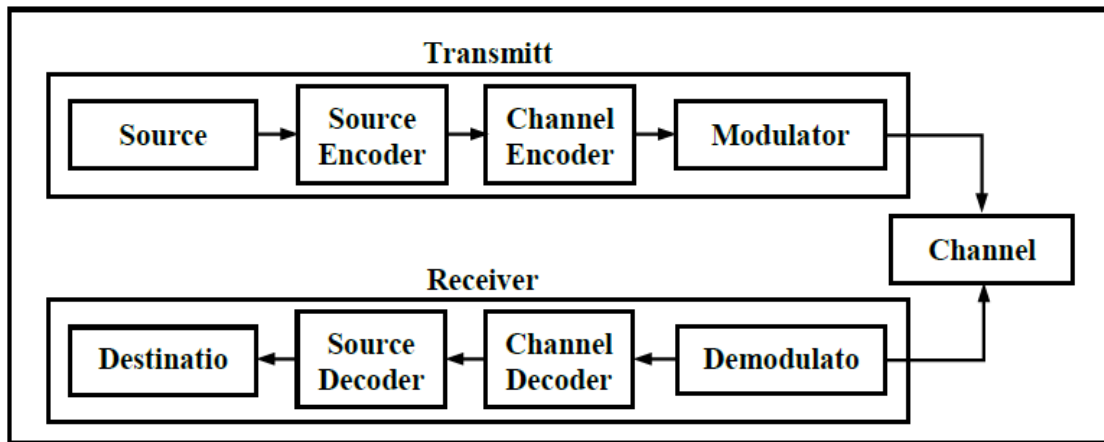
أخيراً، خاتمة عامة وآفاق مستقبلية للبحث.

الفصل الأول

مبادئ ومفاهيم أساسية

1-1- نظام الاتصالات اللاسلكي النموذجي

يبيّن الشكل (1-1) المخطط الصندوقي الأساسي لنظام الاتصالات اللاسلكي العام، إذ يتألف من منبع المعلومات المراد إرسالها ومرمّز المنبع الذي يحوّل المعلومات إلى الشكل الرقمي، ثم يضغطها بإزالة الفائض ومن ثمّ إنقاص عرض المجال المطلوب لنقل هذه المعلومات. يقوم بعد ذلك مرمّز القناة بإرفاق فائض بتّي إلى المعلومات الأصلية للمساعدة في حمايتها من الآثار السلبية التي قد تصيبها في أثناء عبورها للقناة. ثم يقوم المعدّل بتعديل الإشارة الرقمية بما يتلاءم مع الطبيعة اللاسلكية للقناة، لترسّل بعد ذلك، إذ تتعرّض في أثناء النقل لمختلف أنواع الضجيج والخفوت والتداخل. تجري النمذجة الرياضية لقناة الاتصال بما يسمح بمحاكاة هذه الآثار، كما سنرى لاحقاً.



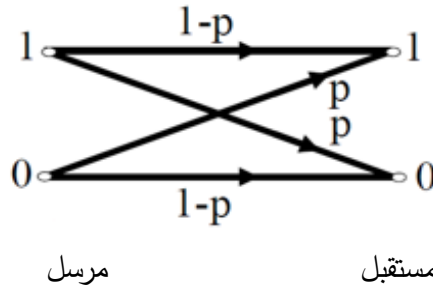
الشكل (1-1) المخطط الصندوقي الأساسي لنظام الاتصالات اللاسلكي العام

يقوم المستقبل باستقبال الإشارة إذ يقوم مفكك التعديل باسترجاع الإشارة الرقمية، ومن ثمّ يقوم مفكك ترميز القناة باستخدام الفائض لمحاولة استرجاع البيانات الأصلية، ومن ثمّ يقوم مفكك ترميز المصدر بإعادة فك ضغط الإشارة لاستخلاص المعلومات المفيدة [8].

1-2-2- مبادئ في نظرية المعلومات

1-2-1- القناة الثنائية المتناظرة Symmetric Binary Channel

هي قناة بسيطة لا تدخل في الإشارة تشويهاً، وتدخل فيها ضجيجاً غاوصياً فقط، تحصل أخطاءً في نقل البيانات من المرسل إلى المستقبل باحتمال يساوي p ، وهذا ينطبق على الواحدات والأصفار. وتصل البت السليمة إلى المستقبل باحتمال يساوي $1-p$.



الشكل (2-1) احتمالات النقل في القناة الثنائية المتناظرة

1-2-2- سعة شانون Shannon capacity

تحدد نظرية المعلومات، التي طوّرها كلود شانون في عام 1948، مفهوم سعة القناة وتوفّر نموذجاً رياضياً يمكن من حسابها. وتشير هذه النظرية إلى أنه يُحصل على سعة القناة بواسطة الحد الأقصى للمعلومات المتبادلة بين مدخلات القناة ومخرجاتها، إذ تكون الزيادة فيما يتعلق بالتوزيع الاحتمالي للمدخلات. كما يُعرّف بأنه الحد الأعلى لسرعة الإرسال مع معدل خطأ متناهٍ في الصغر الذي يمكن تحقيقه عبر قناة مُعطاة. كان مفهوم سعة القناة أمراً محورياً في تطوير أنظمة الاتصالات السلكية واللاسلكية الحديثة مع ظهور آليات جديدة لتصحيح الأخطاء التي أدت إلى تحقيق أداء قريب جداً من الحدود التي وعدت بها سعة القناة.

تُعطى السعة العظمى لقناة الاتصال وفقاً لنظرية شانون - هارتلي بالعلاقة (1-1):

$$C = 2W \log_2 M \quad ; \quad M = 2^L \quad (1-1)$$

وتُقاس بالبت في الثانية حيث W عرض مجال القناة مُقدَّرة بالهرتز، L عدد البتات في الرمز الواحد.

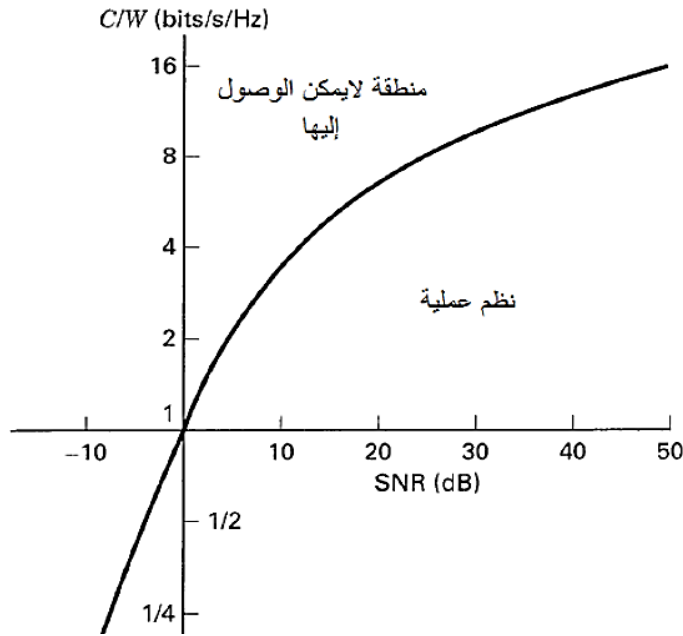
أمّا في حالة قناة مُلوّثة بضجيج غاوسي أبيض مُضاف فإنّ سعة القناة تُعطى بالعلاقة (2-1):

$$C = W \cdot \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (2-1)$$

حيث S/N نسبة الاستطاعة إلى الضجيج على دخل المُستقبل. ولكن : $N = W \cdot N_0$ ، حيث N_0 هي ضعف الكثافة الطيفية لاستطاعة الضجيج، وبإعادة ترتيب العلاقة نجد أنّ:

$$\frac{C}{W} = \log_2 \left(1 + \frac{S}{W \cdot N_0} \right) \quad (3-1)$$

يوضّح الشكل الآتي هذه العلاقة، ويوضّح الحدود النظرية للنظم العملية [43,44]:



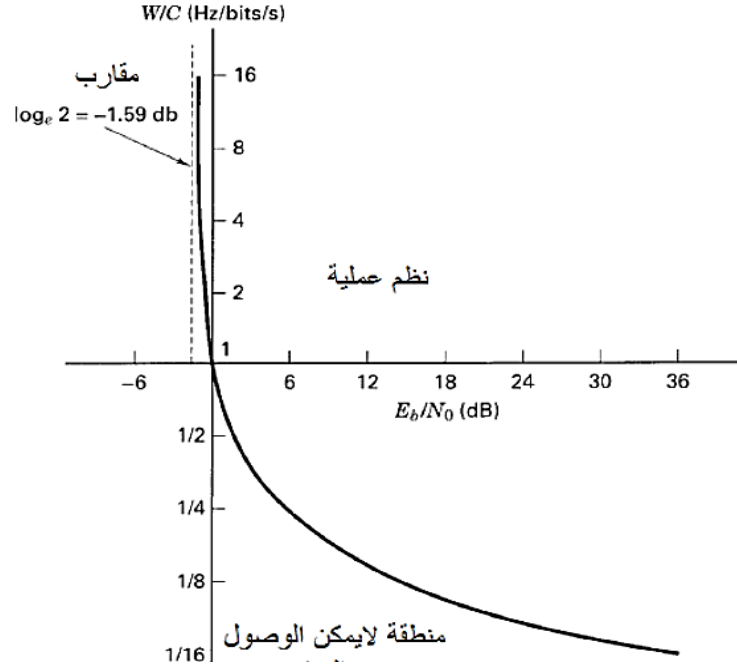
الشكل (3-1) الحدود النظرية للنظم العملية لسعة القناة ونسبة الإشارة إلى الضجيج

من العلاقة (3-1) ، وبتعويض $S = E_b \cdot R$ حيث R هو معدل نقل البيانات و E_b طاقة البت الواحد، نجد:

$$C = W \cdot \log_2 \left(1 + \frac{E_b \cdot R}{W \cdot N_0} \right) \quad (4-1)$$

تُدعى النسبة $\eta = \frac{R}{W}$ بالكفاءة الطيفية وتُقاس بالبت على الثانية على الهرتز.

ومن ثمّ يمكننا رسم علاقة عرض المجال W من أجل سعة قناة ثابتة بدلالة E_b/N_0 [43, 44]:



الشكل (4-1) الحدود الدنيا لعرض المجال عند سعة قناة محددة بوصفها تابعاً لـ E_b/N_0

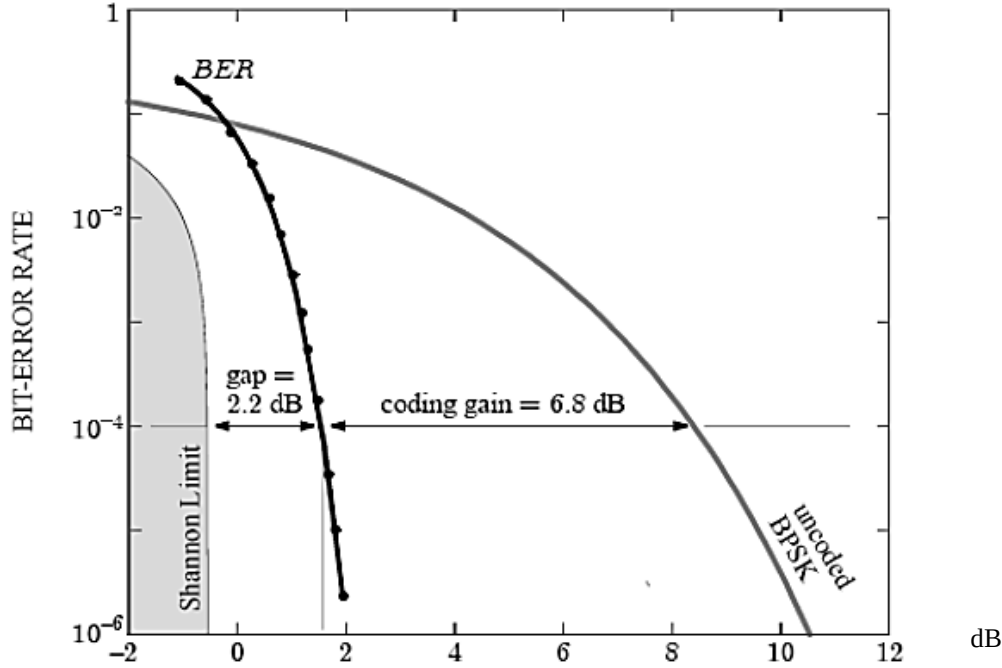
1-2-3- نظرية ترميز القنوات المضججة (نظرية شانون)

تتصّل نظرية ترميز القناة المضججة على أنّه بالنسبة إلى أي احتمال خطأ صغير جداً $\varepsilon > 0$ من أجل أي قناة بدون ذاكرة وملوثة بضجيج، وسعتها تساوي C ، وتنقل البيانات بمعدل $R < C$ ، يوجد نظام ترميز وفكّ ترميز لنقل البيانات بمعدل R يكون احتمال الخطأ أقل من ε لطول كتلة معلومات كبير بما فيه الكفاية. وأيضاً بالنسبة إلى أيّ معدل أكبر من سعة القناة، يرتفع احتمال الخطأ في المستقبل إلى 1 عندما يصل طول الكتلة إلى ما لانهاية، كما هو مبين في الشكل (2-2). بالعودة إلى العلاقة (4-1) وبتعويض الشرط $R < C$ نحصل على الحد الأدنى المطلوب لـ E_b/N_0 ليكون نظام الاتصال قادراً على العمل باحتمال خطأ ε من أجل كفاءة طيفية مُعطاة:

$$E_b/N_0 = \frac{\frac{R}{2W} - 1}{\frac{R}{2W}} = \frac{2^{\eta} - 1}{2^{\eta}} \quad (5-1)$$

يبين الشكل (5-1) ربح الترميز عند استخدام تقنية ترميز قناة جيدة مع تعديل BPSK، ومدى قدرة هذه التقنيات

على الاقتراب من حدود شانون:



الشكل (5-1) ربح الترميز المُحقق عند استخدام ترميز القناة

النقطة المهمة في منحنى السعة هي عندما $\frac{R}{W} \rightarrow 0$ أي عندما لا يوجد قيد على عرض المجال، عملياً تمثل حالة

استخدام معدل ترميز صغير جداً، بتعويض $\eta = \frac{R}{W} \rightarrow 0$ نحصل على $\frac{E_b}{N_0} > \ln 2 = 0.69$ أو -1.59 dB .

هذا يعني أنه في قناة AWGN إذا كان $\frac{E_b}{N_0} < -1.59 \text{ dB}$ فإنه من المستحيل تحقيق اتصال موثوق أيّاً كان حجم

فائض التصحيح البّي المضاف لبيّات الرسالة.

ومن أهمّ ترميزات القناة المستخدمة في أنظمة الاتصالات اللاسلكية ترميز الطي Convolutional Code، وترميز

توربو Turbo، وترميز LDPC، وترميز ريد - سولومون RS.

3-1- التعديل Modulation

1-3-1 مقدمة

يُعرّف التعديل على أنه عملية تسهيل نقل المعلومات عبر وسيط مادي، بنقل نطاق الترددات المحدود (المجال

الأساسي) لرسالة المعلومات إلى نطاق أعلى من الترددات لمطابقة الخصائص الترددية للقناة مطابقة أفضل. أي تحويل

لإشارة المعلومات إلى شكلٍ يناسبُ الطبيعةَ الراديوية لقناة الاتصال. يتضمَّن ذلك تغييراً في بعض بارامترات الموجة الحاملة (مثل السعة أو الطور أو التردد) وفقاً لإشارة التعديل (الرسالة). فإذا كانت المعلومات تتكوَّن من قطارٍ من النبضات الرقمية، فإنَّ تغيير البارامترات يُسمَّى الإقفال أو الإزاحة، إذ نريدُ في التعديل الرقمي نقلَ الإشارات الكهربائية التي تمثِّل البتات باستعمال إحدى طرائق التعديل التماثلية. ويُعبَّر عن عملية التعديل الرقمي بالمعادلة الآتية:

$$A \cdot \cos(w_c \cdot t + \phi) \quad (6-1)$$

حيث تشيرُ A إلى مطال الإشارة و w_c إلى ترددها في حين تعبّر ϕ عن طورها.

1-2-3-2- أهم أنواع التعديل الرقمي

1-2-3-1. الإقفال بالإزاحة المطالية (ASK) Amplitude Shift Keying

يُستخدم تعديل ASK لتغيير مطال الإشارة A، أما قيم التردد والطور فلا تتغير. وهو يشبه التعديل المطالي AM. إحدى الطرائق لتنفيذ هذا التعديل هي بتمرير المعلومات الرقمية مُمثَّلةً بنبضاتٍ ضيقة مطالاتها A_m عبر مرشح إرسال $g_T(t)$ ، ثم نضرب الإشارة الناتجة بإشارة الحامل لنحصل على: $s_m(t) = A_m g_T(t) \cos(2\pi f_v t)$. في حالة نقل البتات وبهدف الاستتظام يُفضل أن يكون:

$$g_T(t) = \begin{cases} \sqrt{2/T_b} & 0 \leq t \leq T_b \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (7-1)$$

$$\Rightarrow \int_0^{T_b} s_m^2(t) dt = A_m^2$$

حيث T_b زمن البت مُقدَّراً بالثانية.

1-2-3-2. الإقفال بالإزاحة الطورية (PSK) Phase Shift Keying

يُستخدم تعديل PSK لتغيير طور الإشارة ϕ . أما قيم التردد والمطال فلا تتغير. وهو يشبه التعديل الطوري PM. في حالة BPSK نرسل إشارة الحامل بطورين مختلفين للبتين "0" و "1":

$$s(t) = \pm A \cos(2\pi f_c t) \quad (8-1)$$

$$s_j(t) = A \cos(2\pi f_c t + \phi_j) \quad \phi_j = 0 \text{ or } \pi$$

3-2-3-1. الإقفال بالإزاحة الترددية (FSK) Frequency Shift Keying

يُستخدم تعديل FSK لتغيير تردد الإشارة f_c . أما قيم المطال والطور فلا تتغير. وهو يشبه التعديل الترددي FM.

نرسل تردداً للبت "0"، وتردداً مختلفاً للبت "1" في أثناء زمن البت:

$$\begin{aligned} s_0(t) &= A \cos(2\pi f_0 t) = A \cos 2\pi (f_c - \Delta f)t & \text{for } 0 \\ s_1(t) &= A \cos(2\pi f_1 t) = A \cos 2\pi (f_c + \Delta f)t & \text{for } 1 \end{aligned} \quad (9-1)$$

3-3-1-3. التعديل الرقمي المتعدد المستويات

نظراً إلى محدودية المجال الترددي لقنوات الإرسال، تُؤمّن معدلات تدفق بتات أعلى بزيادة عدد مستويات الإرسال (زيادة درجة التعديل)، وهذا يسمح بتمثيل بتات أكثر ضمن رمز واحد، ومن ثمّ تحسين الاستفادة من عرض المجال المُتاح أي زيادة الفعالية الطيفية. ولكن يسبّب رفع درجة التعديل تناقص المسافة بين الرموز، ومن ثمّ زيادة حساسية هذه الرموز لتأثير الضجيج والتداخل، ويصبح التكبير الخطي ضرورياً. وقد يتعيّن إرسال مثل هذه الإشارة باستطاعة أقوى، وهذا بدوره يقلّل من كفاءة الاستطاعة لهذه الأنظمة مقارنةً بالنماذج الأبسط الأخرى [1]. تساعد استراتيجيات التعديل المتكيف على تحديد درجة التعديل المثلى بما يتناسب وظروف القناة كما سنرى لاحقاً.

1-3-3-1. تعديل ASK متعدد المستويات

بفرض إشارة متعددة بـ M مستوى، يمكن أن يمثّل كلّ منها $\log_2 M$ بتاً. ومن ثمّ يمكن أن نكتب [35,36]:

$$\begin{aligned} s_m(t) &= A_m \cdot g(t), \quad 0 \leq t \leq T, \quad m = 0, 1, \dots, M-1 \\ g(t) &= \begin{cases} \sqrt{1/T} & 0 \leq t \leq T \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \end{aligned} \quad (10-1)$$

يمكن بحالة خاصة أن تكون المستويات متباعدة تباعداً منتظماً بحيث:

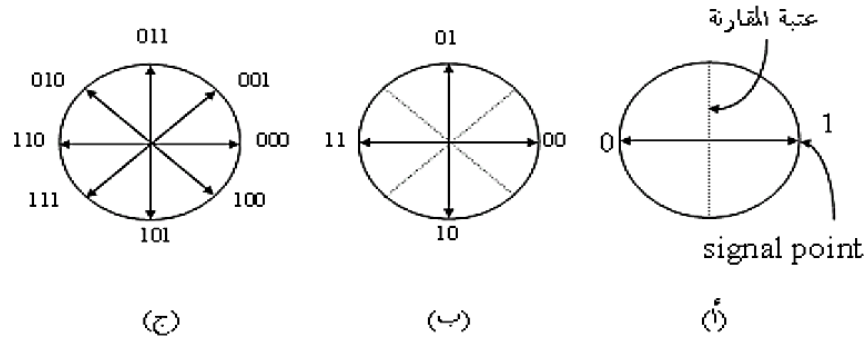
$$A_m = (2m - M + 1)d, \quad m = 0, 1, \dots, M-1$$

2-3-3-1. تعديل PSK متعدد المستويات

نستعمل طوراً مختلفاً لكل مستوى (لكل رمز)، ونستعمل عملياً أطواراً متباعدة بانتظام:

$$s_n(t) = A \cos(2\pi f_c t + \theta_n) \quad 0 < t < T$$

$$\theta_n = \frac{2(n-1)\pi}{M} \quad n = 1, 2, \dots, M$$
(11-1)



الشكل (6-1) المخطط الطوري لإشارات (أ) BPSK و (ب) 4-PSK و (ج) 8-PSK

الجدير بالذكر أنَّ تمثيل البتات ضمن الرموز يكون بحيث يختلف كل رمز من رمزين متتاليين بت واحد، وبذلك ينعكس خطأ الرمز، حين نخطئ الكشف ونأخذ رمزاً مجاوراً، بخطأ بت واحد فقط.

في حالة $M=4$ نحصل على "التعديل بالإزاحة الطورية التربيعي (المتعامد) QPSK". ويمكن توليد هذه الإشارات بطريقة متعامدة بحيث نولد الإشارة الحاملة $\cos(2\pi f_c t)$ والإشارة المتعامدة معها $\sin(2\pi f_c t)$ ويُضرب كل منهما بالمعامل المناسب:

$$s_n(t) = A[p_n \cos(2\pi f_c t) - q_n \sin(2\pi f_c t)] \quad 0 < t < T$$

$$p_n = \cos \theta_n$$

$$q_n = \sin \theta_n$$
(12-1)

1-3-3-3. تعديل QAM متعدد المستويات

نعمم مبدأ التعديل التعامدي ليحتوي على تعديل مطالي وطوري بآن واحد. وذلك من العلاقة (12-1) بحيث

$$p_n^2 + q_n^2 = 1 \quad \text{لا تحققان الخاصة}$$

تُولد أمواج QAM بواسطة التعديل المطالي لإشارتي حامل متعامدين لهما التردد نفسه بما يتوافق مع تتابع إشارة

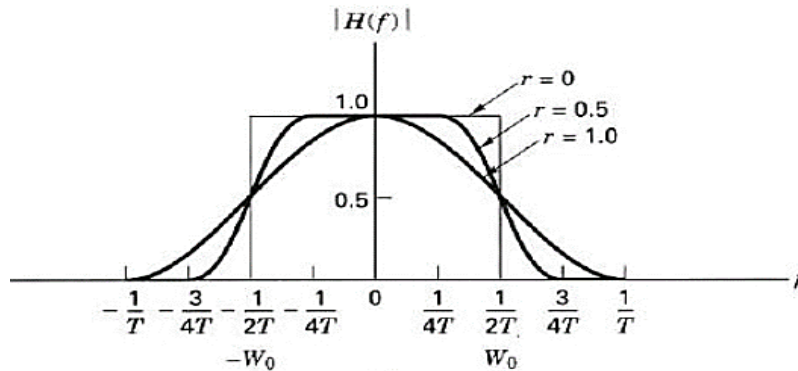
المعلومات وإرسالهما معاً، كما في المعادلة الآتية:

$$\begin{aligned} s(t) &= I(t) \cdot \cos(2\pi f_c t) + Q(t) \cdot \sin(2\pi f_c t) \\ &= A_m^I \cdot g(t) \cdot \cos(2\pi f_c t) + A_m^Q \cdot g(t) \cdot \sin(2\pi f_c t) \quad m=1,2,3,\dots,M \end{aligned} \quad (13-1)$$

حيث $I(t)$ المكوّن الموافق بالطور و $Q(t)$ المكوّن المُعامِد. A_m^I و A_m^Q مجموعة من قيم المعاملات التي تحدد المستوى المُمثل للرمز. $g(t)$ هي نبضة الإشارة الحقيقية، وهي القيمة التي يؤثر شكلها في طيف الإشارة المُرسلة إذ تساعد على تحسين طيف الإشارة من أجل التحكم بمقدار التداخل بين الرموز ISI.

1-4- الفعالية الطيفية Spectral Efficiency

يُوقَّطُ الكاشفُ في المُستقبلِ عند اللحظات KT ، حيث k : عدد صحيح، T : زمن البت، حتى لا يحصل أي تداخل بين الرموز. وهذا يعني أنّه علينا كشف $1/T$ نبضة في الثانية، وإذا كانت هذه النبضات مُرسلةً بتعديل حزمة قاعدية فإننا نحتاج إلى عرض مجال $1/2T$ هرتز لنقلها، أي إذا كان عرض مجال النظام $W=1/2T$ فإن $W=R_s/2$ ، حيث R_s : معدل إرسال الرموز من دون تداخل بين الرموز، وهذا يُسمّى قيد عرض مجال نيكويست (Nyquist bandwidth constraint). إذاً في حالة الترشيح بشروط نيكويست فإنّ الفعالية العظمى (حالة الكاشف المثالي) التي يمكن أن نحصلَ عليها هي رمزان في الثانية لكل هرتز. أما في المرشحات العملية، مثل مرشح التجيب المرفوع، فإنّ علاقة عرض المجال بمعدل الرمز تكون: $W=0.5(1+r)R_s$ ، حيث $0 \leq r \leq 1$: عامل التدوير roll-off factor، وهو الزيادة النسبية في عرض المجال عند استخدام المرشحات العملية أي: $r=(w-w_0)/w_0$ كما في الشكل (7-1).



الشكل (7-1) تابع نقل القناة من أجل قيم مختلفة لعامل التدوير [35,36]

أمّا في حالة حزمة التمرير وفي حال استعمال DSB ثنائي الحزمة مثل ASK,PSK فإنّ العلاقة بين عرض المجال ومعدل الرمز تصبح: $W=(1+r)R_s$.

إذاً، فعاليّة الطيف أو فعاليّة عرض المجال SE، بتعريفٍ بسيطٍ، هي مقدار المعلومات أو البيانات التي يمكن إرسالها عبر مجالٍ ترددي مُحدد في نظام اتصال معيّن [29]. يمكن تعريفه أيضاً على أنّه معدّل البت الصافي (معدل المعلومات المفيد باستثناء الفائض المُستخدم لتصحيح الخطأ)، أو الحدّ الأقصى للإنتاجية مقسوماً على عرض المجال الترددي لقناة الاتصال. وهي مقياس لمدى كفاءة استخدام طيف ترددي محدود بواسطة بروتوكول الطبقة الفيزيائية. ومن ثمّ فإنّ زيادة SE تعني الحصول على مزيدٍ من البتات لكل هرتز. تُقاس SE بوحدة bps / Hz، يمكن أن تُقاس أيضاً بـ bits/symbol، وهو ما يعادل مقدار البتات لكل استخدام قناة، وهذا يعني ضمناً معدّل البتات الصافي مقسوماً على معدّل الرمز، وتُعطى بالعلاقة الآتية:

$$\eta = \frac{\text{معدل نقل المعطيات}}{\text{عرض حزمة القناة}} = \frac{R_s \cdot H}{W} [\text{bits/s/Hz}] \quad (14-1)$$

حيث H: الأنتروبية المُتضمنة في الرمز وتُقاس بـ bits/symbol، وفي حالة استخدام نمط تعديل بدرجة M فإنّ الأنتروبية العظمى (احتمالات رموز متساوية) تكون: $H=\log_2 M$.

أمّا في حال قناة مُضجّجة فإنّ الكفاءة الطيفية تُعطى بالعلاقة التالية:

$$\eta = \frac{C}{B} = \log_2(1 + \text{SNR}) \quad (\text{bits/s/Hz}). \quad (15-1)$$

تُستخدم الفعالية الطيفية مع معدّل خطأ البت بوصفها معيار لتحليل كفاءة ترميز القناة ونظام التعديل الرقمي المُستخدم.

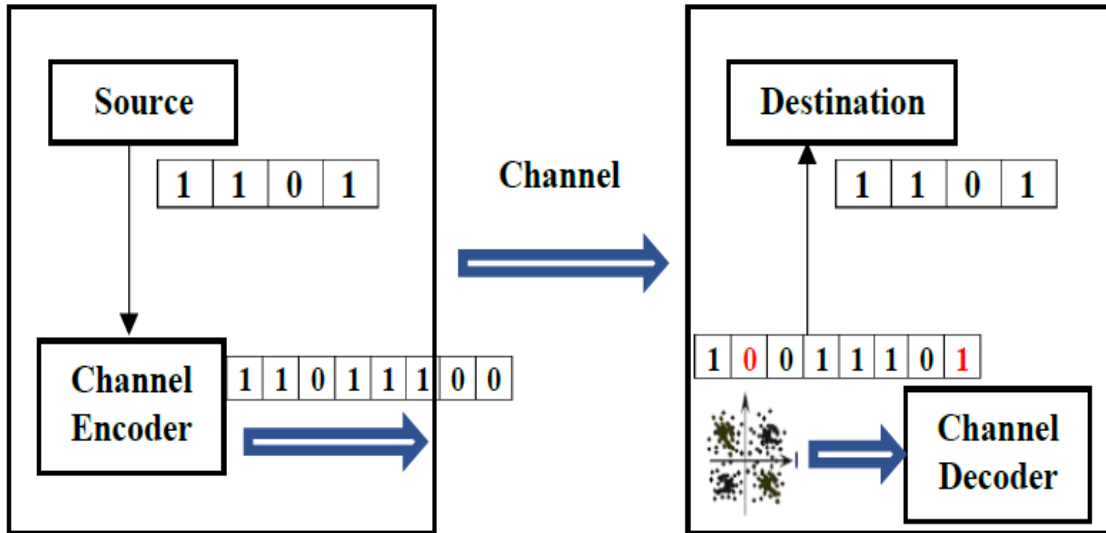
الفصل الثاني

ترميز القناة Channel coding

2-1- مقدمة

يشيرُ تعبير ترميز القناة إلى مجموعة من آليات معالجة الإشارة وتقنياتها رقمياً التي تهدف إلى تحسين أداء نظم الاتصالات، وجعل الإشارات المُرسلة أكثرَ مناعةً في وجه الآثار السلبية لأفنية الاتصال؛ مثل إضافة الضجيج والخفوت والتداخل والتخميد، بإضافة "فائض من البيانات" "Information Redundancy" إلى المعطيات الأصلية، يتبع (أي الفائض) في بنيته وكيفية إضافته خوارزميات رياضية تكون معروفة لدى المُستقبل. فإذا تلقى المستقبل الإشارة أمكنه -عن طريق تحليل البيانات الفائضة - إمّا:

كشف وقوع الخطأ في أثناء النقل ليطلب من المُرسل إعادة إرسال المعلومات الخاطئة وفق مايسمى بالطلب الآلي لتكرار الإرسال "Automatic Repeat Request(ARQ)"، الذي يتطلب وجودَ قناةٍ عودية back channel [36]. أو كشف وقوع الخطأ وتصحيحه أيضاً، وفق مايسمى بتصحيح الخطأ الاستباقي "Forward Error Correction(FEC)".



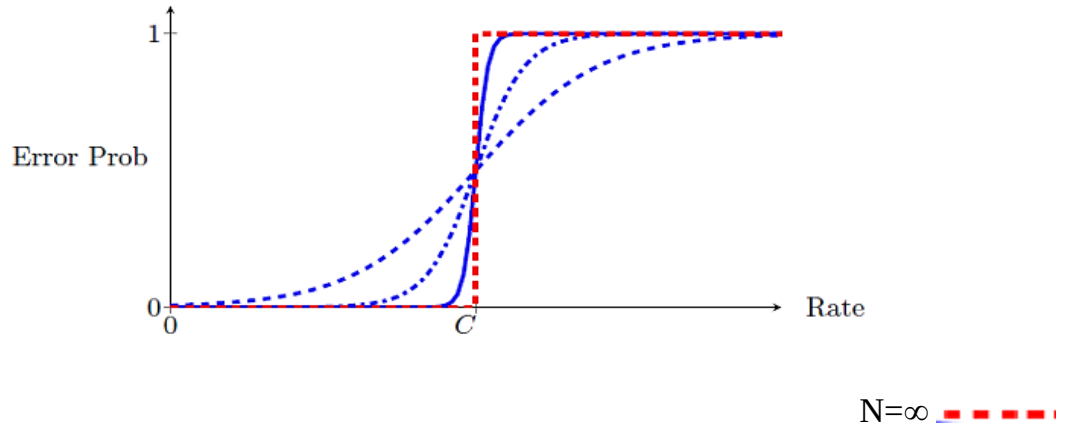
الشكل (1-2) نموذج مبسط لترميز القناة

2-2- مبادئ أساسية في ترميز القناة

2-2-1-فعالية الترميز

تُعَدُّ إضافة فائض من المعلومات إلى المعطيات التي يتبادلها طرفا الإتصال هدراً لموارد الشبكة، وهذا يتعارض مع وجوب استثمار القناة المُتاحة بأكبر فَعَالِيَّة ممكنة. لذا من الممكن عُدُّ تأثير إجراء ترميز القناة مقايضةً بين أداءٍ سيئٍ وجودٍ غير مقبولة للاتصال من جهة، وخفضٍ لفعالية استثمار الموارد الفيزيائية المُتاحة من جهة أخرى [34].

يبين الشكل (2-2) المقايضة بين معدّل النقل ومعدّل خطأ البت من أجل قيم مختلفة لطول كتلة المعطيات:



الشكل (2-2) علاقة معدل خطأ البت بمعدل النقل من أجل أطوال مختلفة لكتلة المعلومات [3]

تُحطّ تقنيات الترميز بحيث تحقق عدّة أهداف تتلخص في: التعقيد الحسابي والعنقدي المنخفض، زمن التأخير المنخفض، التكلفة المنخفضة، المرونة العالية، الاستطاعة المنخفضة ضمن البت الواحد.

ابتكرت العديد من تقنيات ترميز القناة بين عامي 1949 و2009، لتحسين أداء الاتصالات اللاسلكية وموثوقيتها، وقد

ركّز التطوير في هذه التقنيات على اتجاهين، الاتجاه الأول هو زيادة عدد بتات الفائض، وهذا يتضمن إمّا إنقاص

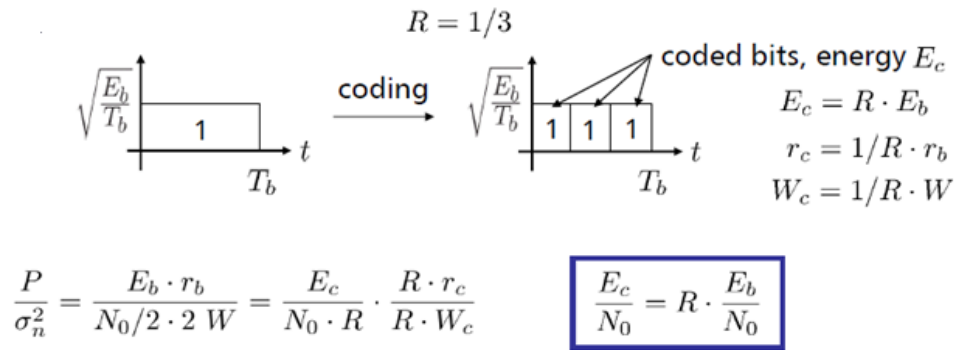
معدّل الإرسال أو زيادة عرض المجال، والاتجاه الثاني هو استخدام فك الترميز التكراري لتحسين القدرة على تصحيح

الخطأ، وهذه الطريقة تزيد من تعقيد فك الترميز، ومن ثمّ تزيد من زمن التأخير والتكلفة. على سبيل المثال قارب أداء

ترميز توربو Turbo حدود شانون لكن مع خوارزميات فك ترميز تكرارية بتعقيد مرتفع [8].

2-2-2- Coding Rate معدل الترميز

يمكن تعريف معدّل الترميز R على أنّه نسبة عدد بتات الرسالة الأصلية إلى عدد بتات الرسالة المُرسلة بعد ترميزها ($R=k/n$). وكلما انخفض معدّل الترميز ازدادَ عدد بتات الفائض في الرسالة المرسلة، ومن ثمّ ازدادت مناعة الإشارة في أثناء عبورها لقناة الاتصال، ولكن هذا يسبب زيادة عدد البتات الكلي n ، وبالتالي للحفاظ على معدل نقل ثابت، يُنقص عرض نبضات الإرسال ومن ثمّ يزداد عرض طيف الإشارة (الشكل (2-3))، وكذلك تزداد التكلفة وزمن التأخير [2].



الشكل (2-3) علاقة عرض النبضة المُرسلة بمعدل النقل

2-2-3- Coding Gain ربح الترميز

هو مقدار SNR أو E_b/N_0 الإضافية المطلوبة لتأمين معدّل خطأ البت BER نفسه لإشارة غير مُرمّزة مقارنةً بالإشارة نفسها عند ترميزها، ويُعطى بالعلاقة الآتية:

$$G_c = \left(\frac{E_b}{N_0} \right)_{\text{uncoded}} - \left(\frac{E_b}{N_0} \right)_{\text{coded}} \quad (1-2)$$

2-2-4- Puncturing التثقيب

يُستخدم التثقيب لخفض معدّل الترميز، إذ تُنتقى بتات مُحددة من سلسلة الترميز وتُرسَل عبر القناة. فالتثقيب ينقص من طول كلمة الترميز بحذف بعض البتات المُرمّزة وفق قاعدة التثقيب. يُنقَّب وفق آلية دورية بالاعتماد على

مصفوفة التثقيب (Puncturing Matrix) التي قيمُ عناصرها (0,1)، عدد أسطر المصفوفة يساوي طول كلمة الترميز n ، وعدد أعمدتها p يساوي دور التثقيب، إذ يدلُّ الرقم واحد على أنَّ الرمزَ الموافق سيُرسلُ بينما يدلُّ الرقم صفر على أنَّ الرمز الموافق لن يُرسلُ، فنحصل على معدَّل ترميز جديد r انطلاقاً من معدَّل الترميز الأم r_0 وفق العلاقة:

$$r = r_0 \cdot \left(\frac{P \cdot n}{\text{Number of ones in matrix}} \right) \quad (2-2)$$

3-2- أنواع ترميزات القناة

يمكن تصنيف ترميزات القناة في صنفين رئيسيين:

الترميزات الكتلية Block Coding، الترميزات التليفيفية (ترميزات الطي) Convolutional Coding .

1-3-2 الترميزات الكتلية Block Coding

يُقابَلُ في المرمز الكتلي كل دخل مُكوَّن من k بتاً بخرج مُكوَّن من n بتاً ($n > k$) كما في الشكل (2-1)، إذ تُرْمَزُ البياناتُ ويُفَكُّ ترميزها على أساس كل كتلة على حدة، ومن ثَمَّ هي عملية بدون ذاكرة [5]، نشير للمرمز بالثنائية (n, k) فيكون لدينا 2^k كلمة ترميز مُميَّزة من إجمالي 2^n كلمة ممكنة [6].

1-1-3-2 الترميز الكتلي الخطي Linear Block Coding

تُجرى عملية الترميز الكتلي الخطي، أي حساب كلمة الترميز U ، بضرب الشعاع المُمثَّل لكتلة الرسالة m

بالمصفوفة المولدة للمرمز G (Generator Matrix) كما يأتي:

$$U = m G \quad m = m_0, m_1, \dots, m_{k-1} \quad U = u_0, u_1, \dots, u_{n-1}$$

$$G = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & p_{0,0} & p_{0,1} & \dots & p_{0,n-k-1} \\ 0 & 1 & \dots & 0 & 0 & \dots & p_{1,0} & p_{1,1} & \dots & p_{1,n-k-1} \\ 0 & 0 & \dots & 1 & 0 & \dots & p_{2,0} & p_{2,1} & \dots & p_{2,n-k-1} \\ \vdots & & & \vdots & \vdots & & \vdots & & & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 1 & \dots & p_{k-1,0} & p_{k-1,1} & \dots & p_{k-1,n-k-1} \end{bmatrix} \quad G = [I_k P] \quad (3-2)$$

I_k هي مصفوفة واحدة أبعادها $k \times k$ ، و P هي أي مصفوفة أبعادها $k \times (n-k)$ ، وعناصرها تُحدد العلاقة بين بتات كلمة الترميز وكلمة الرسالة، إذ تكون البتات الإضافية هي تراكيب خطية من بتات الرسالة (الجمع هو xor والضرب هو and للبتات)، لتشكل هذه البتات الإضافية مع بتات الرسالة كلمة الترميز [2].

تُختار مصفوفة التوليد G بحيث يكون الرمز المولد وفق العلاقة السابقة رمزاً خطياً، أي أن التركيب الخطي لأي كلمتي ترميز ينتج كلمة ترميز أخرى. ويجب أن تكون أسطر G مستقلة خطياً عن بعضها البعض.

نعرف المسافة بين كلمتي ترميز u, v أو مسافة هامينغ Hamming distance على أنها عدد البتات المختلفة بين الكلمتين. فإذا كانت d_{min} المسافة الصغرى للمرمز، فإن الترميز الكتلي الخطي يستطيع كشف أخطاء لا يتجاوز

$$\text{عددها } d_{min} - 1, \text{ وتصحيح أخطاء لا يتجاوز عددها } t = \left\lfloor \frac{d_{min}-1}{2} \right\rfloor.$$

يوجد عدد من أنواع الترميز الكتلي مثل ترميزات: Cyclic Redundancy ، Reed-Muller ، Hamming ، Golay ، BCH ، Check (CRC) ، LDPC ، و POLAR .

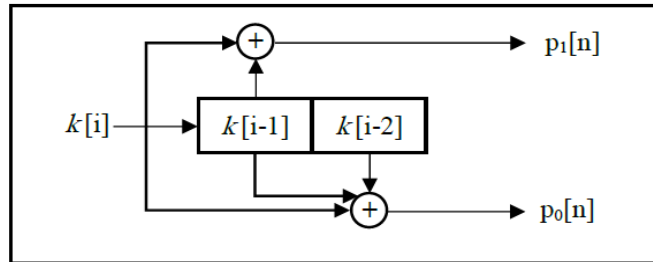
2-1-3-2. الترميزات الدوارة Cyclic Codes

هي حالة خاصة من الترميزات الكتلية الخطية تحقق الخاصية الآتية: إذا كانت $U=(u_0, u_1 \dots u_{n-1})$ كلمة ترميز فإن أي انزياح دوراني يعطي كلمة ترميز أخرى، أي أن إزاحة أية كلمة مرمزة بمقدار بت واحد تقود إلى كلمة مرمزة أخرى [31]. وهذا يقلل من تعقيد المرمز ومفكك الترميز. لكن يزداد تعقيد مفكك الترميز أسياً مع ازدياد t ، لذلك تُستخدم هذه الترميزات لتصحيح خطأ بت واحد أو اثنين، أو لاكتشاف الأخطاء فقط دون تصحيحها وفق ما يُسمى بفحص الفائض الدوار (CRC) الذي يُعد من أوسع طرائق كشف الخطأ شيوعاً وأكثرها فعالية. ويعتمد توليد CRC على تمثيل كلمة المعلومات بكثير حدود وحساب باقي قسمته على كثير حدود آخر مُعطى يميز الـ CRC يُسمى كثير الحدود المولد (من الدرجة $n-k$) [37]، ثم تحويل باقي القسمة إلى سلسلة بتات تمثل لاحقة الـ CRC المطلوبة.

2-3-2-Convolutional Code ترميز الطي

2-3-2-1. تعريف

اخترع ترميز الطي عام 1955 والذي اعتُبر تطويراً جوهرياً في مجال ترميز القناة. حيث تُضاف بتات الفائض إلى تدفق مستمر من بتات المعلومات، بدلاً من تقسيم المعطيات إلى كتلٍ مستقلة وإضافة الفائض إلى كل كتلة [8]. ويتحدد مرمز الطي بثلاثة أعداد صحيحة n, k, K . حيث k : عدد بتات رسالة المعلومات. n : عدد بتات الرسالة المرمزة، K : طول القيد constraint length، فيكون $K-1$ عمق ذاكرة المرمز وهو يمثل عدد المراحل (عدد مسجلات الإزاحة) التي يبقى فيها بتُ الدخل في المرمز [1]، وتتراوح قيمه النموذجية من 3 إلى 60. لمعدل الترميز الدلالة نفسها في أنه يقيس مقدار الفائض المضاف على الرسالة ذات k بت. وبذلك فإنّ البتات n ليست تابعة لبتات الرسالة m فقط، كما في حالة الترميز الخطي الكتلي، وإنما أيضاً لـ $K-1$ رسالة سابقة بأخذ k بتاً من كل منها، أي لاتعتمد الكتلة المرمزة على كتلة المعلومات الموافقة لها فقط، وإنما على $K-1$ كتلة معلومات سابقة، وكذلك في فك الترميز لا يكفي استقبال الكلمة المرمزة لفك ترميزها، وإنما يتطلب استقبال K كلمة سابقة أيضاً [8]. وبهذا نرى أنّ مرمز الطي يتطلب ذاكرة. يبين الشكل (2-4) مثلاً لمرمز طي بمعدل $1/2$:



الشكل (2-4) بنية مرمز طي بمعدل $1/2$ [32]

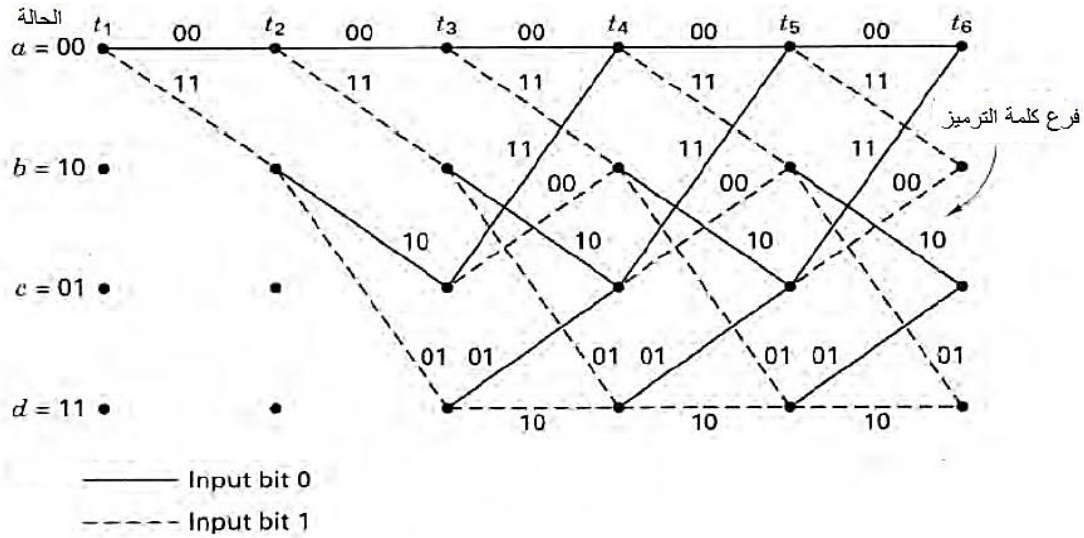
تجري في كلّ وحدة زمنية إزاحة k بتاً إلى اليمين وإعادة حساب n بتاً هي خرج الجامع المنطقي لتكون كلمة الترميز المُرسلة في هذه اللحظة، وهكذا...

يوجد عدد من الطرائق لتمثيل عملية ترميز الطي؛ كالتمثيل بكثيرات الحدود المولدة وهي توابع خطية يحدد كل منها

علاقة الخرج الموافق بمسجلات الإزاحة وبدخل المرمز، والتمثيل بمخططات الحالة، وبالمخططات الشجرية، وبالمخططات التشابكية trellis diagram التي اخترعها Forney عام 1973. وسنكتفي بالحديث عن المخططات التشابكية لأنها الأكثر استخداماً.

2-2-3-2. تمثيل ترميز مرمز الطي بالمخططات التشابكية

يبين الشكل الآتي مثلاً لمخطط تشابكي لمرمز طي بمعدل ترميز 1/2 وطول قيد $K=3$



الشكل (5-2) المخطط التشابكي لمرمز طي بمعدل ترميز 1/2 وطول قيد $K=3$

تُسمى المسافة الصغرى في مجموعة المسارات التي تتباعد ثم تعود لتلتقي المسار الأصلي بالمسافة الحرة d_f ، وهي توافق المسافة الصغرى في المرمز الكتلي، تساوي المسافة الحرة في الشكل أعلاه $d_f = 3$. ويكون الترميز قادراً على

$$\text{تصحيح أخطاء لا يتجاوز عددها: } t = \left\lfloor \frac{d_f - 1}{2} \right\rfloor = 1$$

3-2-3-2. فك ترميز الطي

لكشف ترميز الطي، تُستعمل مفاهيم رياضية مثل الأرجحية العظمى Maximum Likelihood (ML)، فإذا

عدنا لجميع الرسائل الاحتمال نفسه، وبما أن الرسائل $m = (m_0, m_1, \dots, m_{k-1})$ يمكن أن تعطي أي خرج

$U = (u_0, u_1, \dots, u_n)$ ، فإننا عند استقبال Z معينة موافقة لرسالة ما، فإن الرسالة الصحيحة هي التي تعطي أعلى

احتمال خرج لإنتاج Z .

$$P[Z/U^{(m)}] = \max_{\text{overall } U^{(m)}} P[Z/U^{(m)}] \quad (4-2)$$

يمكن أيضاً استعمال خوارزمية فيتربي Viterbi [34,35] لكشف ترميز الطي، وهي خوارزمية تعتمد مبدأ الأرجحية العظمى، ولكن بتبسيط الحسابات بالاستفادة من بنية الترميز التشابكية نفسها، وباعتماد المسار الأكثر أرجحية من بين المسارات الممكنة. كما أن بنية ترميز الطي تسمح باستخدام خوارزميات فك الترميز المستندة إلى القرار اللين التي اخترعت لأول مرة عام 1957 من Wozencraft [52] ثم قام Fano بتحسينها عام 1963. يتحسّن أداء خوارزمية فيتربي تحسناً كبيراً كلما ازداد طول الفيد، لكن التعقيد يزداد أيضاً، وهذا ما يحد من إمكانيات النظام الممكن تحقيقها [28]. ويُعدّ ترميز الطي أكثر تعقيداً من الترميز الكتلي الخطي، لكنّه يعطي ربح ترميز أعلى عند معدّل الترميز نفسه [1,13]. كما أن العيب الرئيسي لترميز الطي هو حساسيته المفرطة للأخطاء الرشقية [8].

2-3-3- BCH ترميز

اخترع Hocuenghem و Bose و Ray-Chaudhuri هذا الترميز بوصفه صنفاً خاصاً من الترميزات الدوارة بتعميم ترميز هامينغ $C_{cyc}(7,4)$ بحيث يُصمّم ليكون قادراً على تصحيح أي عدد من البتات الخاطئة t . فضلاً عن انخفاض تعقيد هذه الترميزات فإن لها بنية جبرية قويّة وهذا يسهّل من استخدامها في الترميز وفك الترميز. تُولّد كلمات الترميز بأخذ باقي قسمة كثير الحدود الممثل لبتات المعلومات $m(x)$ على كثير الحدود المولّد لينتج لدينا كثير الحدود الممثل لبتات فحص التكافؤ (الفائض) [7].

2-3-4- ترميز ريد _ سولومون Reed Solomon (RS) Code

2-3-4-1. تعريف

هو ترميز BCH غير ثنائي، اخترعها Reed Irving و Gustave Solomon. بسبب الطبيعة غير الثنائية

لهذا الترميز فإنه ضعيف أمام الأخطاء العشوائية، لكنه قويّ في تصحيح الأخطاء الرشقية [19]، ولذلك فإنّ لهذا

الترميز أداء جيداً في قنوات الخفوت التي تكثر فيها الأخطاء الرشقية [28]. إذ يُستخدم في هذا الترميز متتاليات من m بتاً، حيث m عدد صحيح موجب أكبر تماماً من 2. تمثل هذه الرموز عناصر في حقل غالوا $GF(p)$. Galois Field.

2-4-3-2. الحقول المنتهية

وتُسمى أيضاً حقول غالوا $GF(p)$. لكل عدد أولي p يوجد حقل غالوا $GF(p)$ ، يضم p عنصراً، ويمكن توسعته ليضم p^m عنصراً، ونشير إليه بالتدوين $GF(p^m)$ ، وتكون عناصر $GF(p)$ مجموعة جزئية منه، تُستعمل التوسعة $GF(p^m)$ في بناء ترميز ريد-سولومون، ويتضمن هذا الحقل فضلاً عن العنصرين 0، 1 العنصر a ، والقوى المتتالية له، ولكي يكون الحقل مغلقاً بالنسبة إلى الضرب يجب أن يتحقق $a^{2m-1} + 1 = 0$ ، أو بشكلٍ مكافئ $a^{2m-1} = 1 = a^0$ ، وبذلك تكون عناصر الحقل: $GF(2^m) = \{0, a^0, a^1, a^2, a^{2m-2}\}$. أما بالنسبة إلى عملية الجمع فيجري تمثيل كل عنصر (عدا الصفر) من الحقل بكثير حدود:

$$a_i(X) = a^i = \sum_{j=0}^{m-1} a_{ij} X^j$$

وتُمثل عملية الجمع كما يلي: $a^i + a^j = \sum_{k=0}^{m-1} (a_{ik} + a_{jk}) X^k$ ، والجمع هنا بالمقاس 2 (عملية xor).

نقول عن كثير حدود $f(x)$ من الدرجة m غير قابل للاختزال irreducible أنه أولي primitive، إذا كان أصغر عدد صحيح n بحيث $f(x)$ يقسم X^{n+1} هو $n=2^m - 1$. على سبيل المثال إذا أخذنا كثير الحدود $f(x)=1+X+X^4$ يمكننا بسهولة أن نتأكد أن $f(x)$ يقسم: $1+X^{15} = 1 + X^{(2^4-1)} = 1 + X^{15}$ ، وأنه لا يقسم أي كثير حدود من الشكل: $1+X^n$ ، حيث $(1 \leq n < 15)$ ، وبذلك يكون $f(x)$ أولياً. يبين الجدول (1-2) بعض كثيرات الحدود الأولية:

الجدول (1-2) بعض كثيرات الحدود الأولية

M	f(x)
3	$1+X+X^3$
4	$1+X+X^4$
5	$1+X+X^5$
6	$1+X+X^6$

3-4-3-2. وصف ترميز ريد - سولومون RS

بالعودة إلى الترميز $R-S(n,k)$ الذي يُعرّف بثلاثة موسطات n, k, t ، و $m > 2$ بحيث k : عدد رموز المعطيات،

و n : عدد الرموز الكلية، و t هو عدد الرموز الخاطئة الممكن تصحيحها، ويكون لدينا:

$$0 < k < n < 2^m + 2$$

$$(n,k) = (2^m - 1, 2^m - 1 - 2t) \quad ; \quad n-k=2t \quad (5-2)$$

نعرّف ترميز $R-S$ الموسّع حين يكون: $n=2^m$ أو $n=2^m + 1$

المسافة الصغرى بين كلمات الترميز هي: $d_{min} = n - k + 1$ ، ويستطيع الترميز تصحيح أخطاء عددها أصغر

أو يساوي: $t = \left\lfloor \frac{d_{min}-1}{2} \right\rfloor = \left\lfloor \frac{n-k}{2} \right\rfloor$. ويكون كثير الحدود المولد لهذا المرمز من الشكل:

$$g(x) = g_0 + g_1(X) + g_2X^2 + \dots + g_{2t-1}X^{2t-1} + X^{2t}$$

ومن ثم يكون له $2t$ جذراً نشير إليهم: $a, a^2, \dots, a^{2t}$.

لنأخذ مثلاً الترميز الثنائي $(n,k)=(7,3)$ الذي يتضمّن $2^3 = 8$ كلمة ترميز من أصل $2^7 = 128$ كلمة ذات 7 bit.

بينما الترميز غير الثنائي $(n,k)=(7,3)$ الذي تتضمّن رموزه على $m=3\text{bit}$ ، ومن ثم: $2^{3*3} = 2^9 = 512$ كلمة

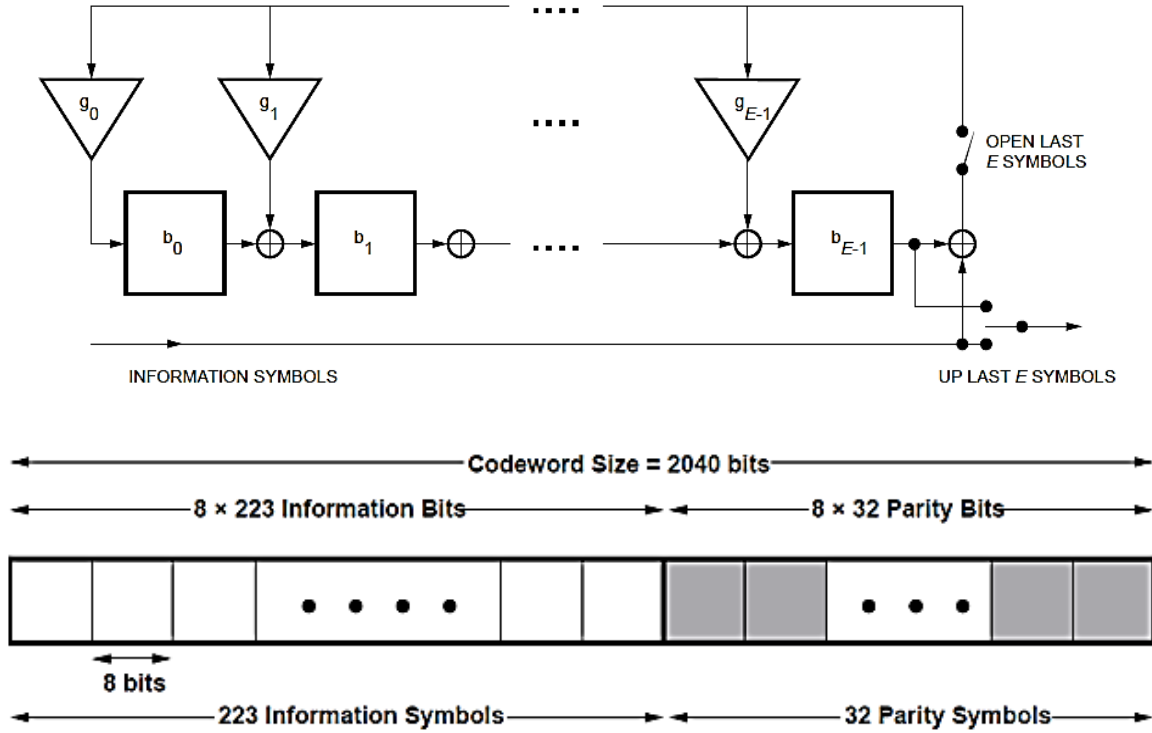
ترميز من أصل $2^{21} = 2,097,152$ كلمة ممكنة، وبذلك تزداد d_{min} . كما يتميّز ترميز $R-S$ بأداء عالٍ

اتجاه الضجيج الرشقي burst noise. لنأخذ على سبيل المثال المرمز: $R-S(255,247)$ ، بحيث يتكوّن كل رمز من

$m=8\text{bit}$. ولأن $n-k=8=2t$ ، يستطيع هذا المرمز تصحيح أخطاء مُكوّنة من 4 رموز (32 بت). فإذا ضرب ضجيج

رشقيّ معطيات طولها 27 بتاً، فإنّ هذا الضجيج يؤثر في 4 رموز ومن ثمّ يمكن تصحيحها. ويبين الشكل (6-2)

مرمز $R-S(255,223)$ ، حيث $E = 2t = n - k = 32$ ، $m = 8\text{ bit}$:



الشكل (6-2) آلية توليد ترميز R-S(255,223) [23]

4-4-3-2. عملية ترميز R-S

يُرمز R-S وفق الخطوات الآتية [46]:

- 1- تعريف تابع $f(X)$ أو كثير حدود أولي من الدرجة m .
 - 2- تعريف عمليات الجمع والضرب في حقل غالوا $GF(2^m)$.
 - 3- تحديد بارامترات المرمز وفق العلاقة (5-2)، وكتابة كثير الحدود المولد وفق العلاقة:
- $$G(X) = g_0 + g_1X + g_2X^2 + \dots + X^{2t} \quad (6-2)$$
- 4 - لإنشاء كثير حدود فحص التكافؤ $p(x)$ نرفع درجة كثير الحدود الممثل للرسالة $m(x)$ بمقدار $n-k$ ، ونقسم كثير الحدود الجديد (من الدرجة n) على كثير الحدود المولد $G(x)$. ونحصل على كثير الحدود الممثل لكلمة الترميز:

$$U(X) = m(X)X^{n-k} + P(X) \quad (7-2)$$

2-3-4. فك ترميز R-S

يُفكُّ الترميز R-S وفق الخطوات الآتية [46] :

1- يمثل كثير الحدود $R(X)$ الكلمة المُستقبلية الذي ينتج من جمع الكلمة المُرسلة الأصلية $T(x)$ مُضافاً إليها كلمة

خطأ $E(x)$ أي: $R(X) = T(x) + E(x)$.

2- تمتلك الكلمة المُستقبلية $2t$ متلازمة اختبار صحة الرمز Syndrome تعتمد فقط على الأخطاء، ويمكن حسابها

بطرح جذور $g(x)$ ($2t$ جذر) من $R(X)$.

3- تحديد كثير الحدود المُحدد لموقع الخطأ باستخدام خوارزمية Berlekamp-Massey الذي يحوي t مجهول.

4- تحديد موقع الخطأ بإيجاد جذور كثير الحدود هذا باستخدام خوارزمية chien search.

5- تحديد أطوال مواقع الخطأ باستخدام خوارزمية Forney. وبهذا نحصل على كلمة الترميز المُصححة $c(x)$.

2-3-5- ترميز توربو Turbo codes

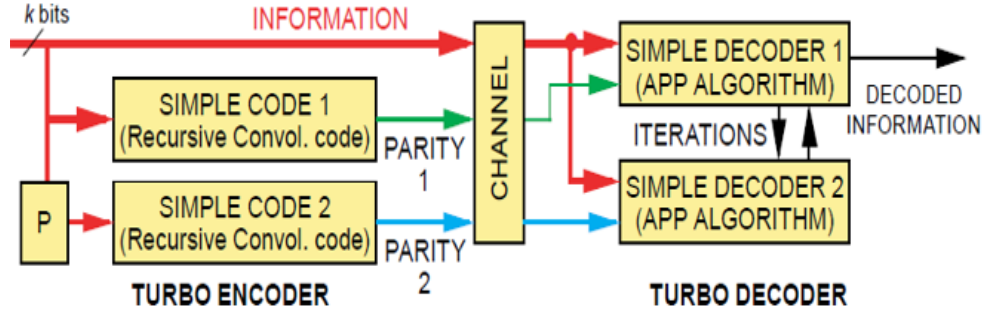
2-3-5-1. تعريف

شكّل اختراعُ ترميز توربو حدثاً غير مسبوقٍ في مجال الاتصالات الرقمية وترميز القناة، إذ قدّم هذا الترميز لأول مرةً من العالم كلود بيرو C. Berrou في العام 1993، وقد عدّ هذا الترميز طفرةً في نظرية الترميز على أنّه أوّل ترميزٍ منخفض التعقيد نسبياً قابل للتنفيذ العملي الذي يسمح بالاقتراب من حدود شانون لسعة القناة بأجزاءٍ من الديسبل (0.8dB عند $BER=10^{-6}$ [23]) عند استخدام ترميزات بأطوال كبيرة وخوارزميات فك ترميز تكرارية بقرارات لينة.

2-3-5-2. بنية مرمر Turbo

تُعدُّ التراميزات التوربينية عائلة من ترميزات الطي، يتألف المُرمز فيها من تداخل تقري لمُرَمّزي طي منتظمين عوديين (Recursive Systematic Convolutional (RSC، يُسمّى الأوّل بالمرمر الخارجي Outer Encoder، والآخر بالمرمر الداخلي Inner Encoder، ويُربطان ببعضهما باستخدام مُبادِل (مُشابِك) Interleaver [1])، يستخدمُ كلُّ منهما عدداً صغيراً من الحالات. بالنسبة إلى كتلة من بتات المعلومات k فإنها تُرمَز بواسطة RSC_1 ، كما تُرمَز نفس

الكتلة k بواسطة RSC_2 بعد مرورها على المُشابك p ، فتحصل على مجموعتي فحص تكافؤ تُجمعان مع الكتلة الأصلية k ليتشكل الخرج النهائي للمرمز [45]، كما هو مُبيّن بالشكل (7-2):



الشكل (7-2) بنية مبسطة لمرمز التوربو [23]

لقد كان التطور الكبير في اختراع ترميز Turbo هو إقحام المُشابك في بنيته، إذ يقوم بتبديل (تشبيك) بتات المعلومات قبل ترميزها بالمرمز الثاني (الداخلي)، إذ يستقبل كلمة المعلومات ذات الطول k بكاملها ويعيد ترتيب البتات ضمنها وفق خوارزمية مُحددة، فإذا صُمم المُشابك جيداً فإن البتات المُعرّضة للخطأ على خرج المرمز الثاني سوف تكون متوافقة مع بتات غير مُعرّضة للخطأ على خرج المرمز الأول، وهذا يضيف مناعة أكثر للخرج الكلي [23]. العيب الرئيسي لترميز Turbo هو التعقيد الكبير في عملية فك الترميز ولا سيما عند معدلات الترميز المرتفعة، وزمن التأخير المرتفع بسبب وجود المُشابك والبنية التكرارية لمفكك الترميز، إذ يلزم للوصول إلى نتائج جيدة زيادة طول كلمة الترميز وطول المُشابك. وإن لزيادة طول المُشابك تأثير في حجم الذاكرة **buffers** المطلوبة، وزمن التأخير مع تأثير ضئيل في تعقيد فك الترميز وسرعته. كما أنه يتوجب علينا عند زيادة طول الترميز مراعاة عمق المُشابك [1]. ومع ذلك فإن ترميز Turbo يقدم أداءً جيداً عند كتل الترميز الصغيرة مقارنةً بحدود الأداء النظرية لمرمّزات الطي التقليدية [23]. كما أن أهم عيوب ترميزات Turbo هو ظهور أرضية خطأ **error floor** عند قيم **SNR** العالية.

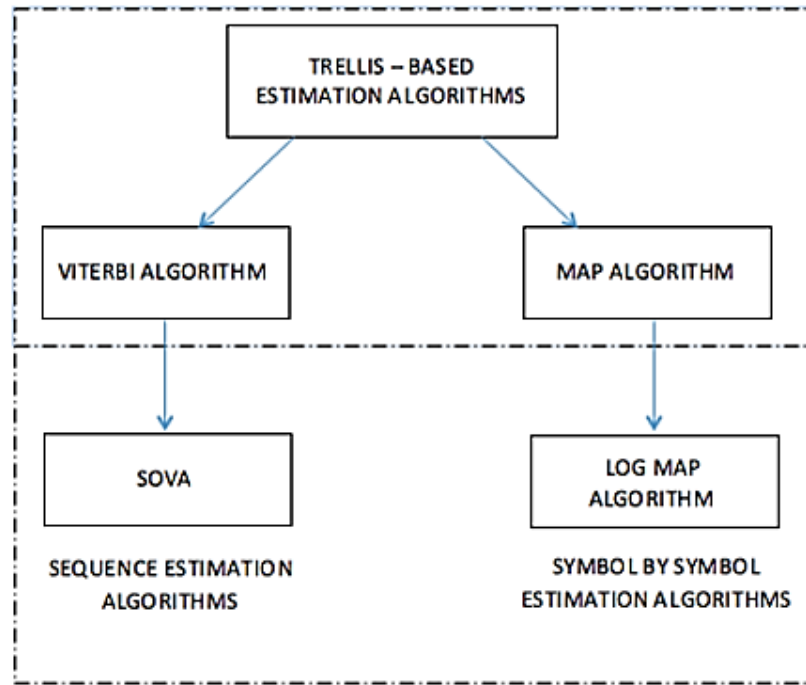
3-5-3-2. مفكك ترميز توربو Turbo Decoder

يوجد صنفان رئيسيان لخوارزميات قرار الخرج اللين التي تعتمد على التمثيل التشابكي **Trellis-Based**،

يتضمن الصنف الأول خوارزميات فك ترميز باستخدام مبدأ الأرجحية العظمى التي تقلل احتمال خطأ البت، إذ تقوم

بفك الترميز على مستوى الرمز symbol-by-symbol، مثل خوارزمية الأرجحية العظمى اللاحقة Maximum a-posteriori (MAP) التي تُسمى أيضاً خوارزمية Bahl–Cocke–Jelinek–Raviv (BCJR)، وهي الأكثر استخداماً في فك ترميز Turbo، لذلك سوف نتناولها بتفصيل أكبر. بينما يتضمنُ الصنفُ الثاني خوارزميات فك ترميز الأرجحية العظمى التي تقلل احتمال خطأ كلمة أو تتابع الرموز، إذ تعمل على مستوى التدفق البتّي المستمر مثل خوارزمية فيتربي بخرج لين Soft Output Viterbi Algorithm (SOVA).

يبين الشكل (8-2) التصنيف العام لخوارزميات فك ترميز Turbo:



الشكل (8-2) التصنيف العام لخوارزميات فك ترميز Turbo [30]

2-3-5-3. خوارزمية Log MAP

يستخدم كلّ من مفككي الترميز المكونين لمفكك Turbo خوارزمية BCJR المُعدّلة، التي تنتج قيماً احتمالية لاحقة A Posteriori Probability (APP) على مستوى البت، التي تتطلب عدد الحالات نفسها في خوارزمية فيتربي. ولتحويل عمليات الضرب في BCJR إلى جمع نستخدم الصيغ اللوغاريتمية كما هو مبين في الشرح الآتي [45]:

يعتمد مبدأ الأرجحية العظمى اللاحقة (MAP) Maximum a-posteriori likelihood على قاعدة تصغير احتمال الخطأ لحالة أن يكون مطال الإشارة +1 أو -1 ليمثل أحد البتات والبت الآخر على التوالي، مع الأخذ بالحسبان الاحتمالات الأولية A Priori Probabilities لهذه البتات، وتُمثل بالعلاقة:

$$p(d = +1 | x) \underset{H_2}{\overset{H_1}{>}} p(d = -1 | x) \quad (8-2)$$

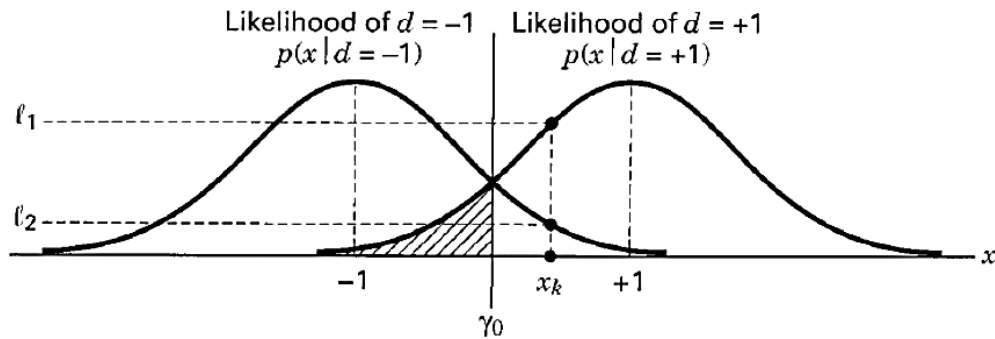
حيث x : قيمة المطال المُقاسة، d : إشارة المعطيات التي يمكن أن تطابق القيمة +1 أو -1. تبين هذه العلاقة أنه يجب أن نختار H_1 (فرضية $d=+1$) إذا كان $P(d=+1/x)$ (APP) أكبر من $P(d=-1/x)$ (APP)، عدا ذلك نختار H_2 (فرضية $d=-1$). وباستخدام علاقة بايز للاحتتمالات الشرطية يمكن أن نكتب:

$$p(x | d = +1) \cdot p(d = +1) \underset{H_2}{\overset{H_1}{>}} p(x | d = -1) \cdot p(d = -1)$$

ومن هذه العلاقة نحصل على ما يُسمى نسبة الأرجحية

$$\frac{p(x | d = +1)}{p(x | d = -1)} \underset{H_2}{\overset{H_1}{\geq}} \frac{P(d = -1)}{P(d = +1)} \text{ or } \frac{p(x | d = +1) P(d = +1)}{p(x | d = -1) P(d = -1)} \underset{H_2}{\overset{H_1}{\geq}} 1$$

فإذا عرّفنا عتبة معينة γ_0 بين مجالي أرجحية كما في الشكل (9-2):



الشكل (9-2) التوزيع الاحتمالي لتابع الأرجحية العظمى لقناة غاوصية

وبأخذ لوغاريتم الطرفين نحصل على نسبة الأرجحية اللوغارتمية (LLR) Log-Likelihood Ratio :

$$L(d | x) = \log \left[\frac{p(d = +1 | x)}{p(d = -1 | x)} \right] = \log \left[\frac{p(x | d = +1)p(d = +1)}{p(x | d = -1)p(d = -1)} \right]$$

$$= \log(x | d) + L(d) = \log \left[\frac{p(x | d = +1)}{p(x | d = -1)p} \right] + \log \left[\frac{p(d = +1)}{p(d = -1)} \right]$$

غالباً ما يُشار للعلاقة السابقة بالتدوين:

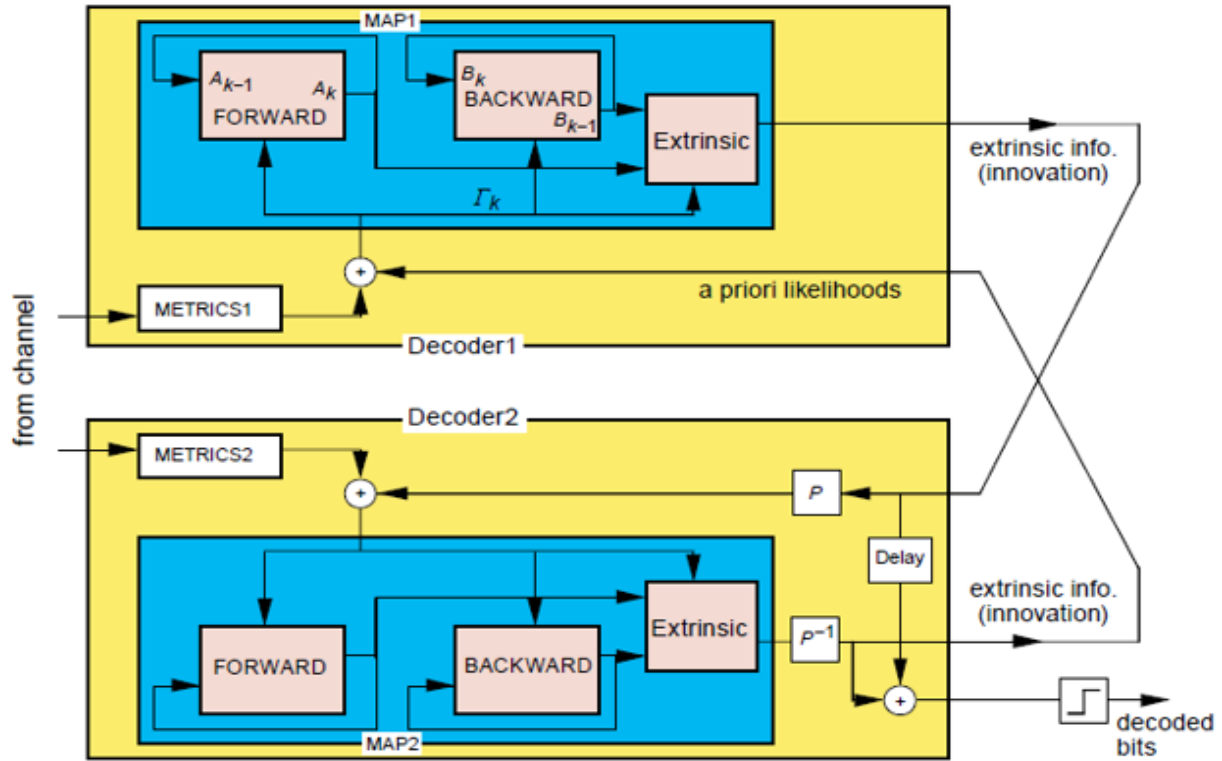
$$L(\hat{d}) = L_c(x) + L(d) \quad (9-2)$$

حيث: $L(\hat{d})$: المعلومات اللاحقة posteriori information، وهي المعلومات التي يقدّمها الكاشف حول قيمة البتات المُرسلة انطلاقاً من كل المصادر المتوفرة، وهذه المصادر هي المعلومات الأولية، والإشارة المُستقبلية، وبنية مرّمز القناة، وهي عدد حقيقي تمثل إشارته قراراً صلباً عن قيمة المتحول، في حين يعبر مطأله عن مقدار الوثوقية في القرار المُتخذ. بينما $L_c(x)$ هي ناتج عن قياسات تجري على خرج القناة. وتمثل $L(d)$ المعلومات الأولية a priori (intrinsic) information، وهي المعلومات المُسبقة حول قيمة البت قبل الدخول إلى مفكك الترميز، وهذه المعلومات ليس لها علاقة بالإشارة المُستقبلية أو ببنية المرّمز، وفي حال انتفاء أي علم عن $L(d)$ فإنّها تُعطى قيمة الصفر. ثم يقوم مفكك الترميز العنصري بطرح الاحتمالات الأولية من الاحتمالات اللاحقة لينتج المعلومات الخارجية أو المُضافة extrinsic (L_e) information، وهي مقدار الزيادة في المعلومات حول قيمة البتات التي قدمها الكاشف [31].

$$L_e = L(\hat{d}) - L(d) \quad (10-2)$$

يُستخدم مفكك ترميز Turbo مفككي ترميز بسيطين متوافقين مع مرّمزي الطي المكونين لمرّمز Turbo يعملان معاً مع مُشبك ومفكك تشبيك في حلقة التغذية الراجعة، تُقدم المعلومات اللينة نفسها المُنتجة من الكاشف إلى كلا مفككي ترميز، يعمل كلّ منهما وفق خوارزمية MAP أو خوارزمية Log-MAP، يقوم مفكك ترميز Turbo بمعالجة الرموز معالجةً تكراريةً، إذ تُقسّم المعالجة ضمن كل تكرار قسمين رئيسيين، يجري بينهما تبادل معلومات لينة وموثوقة أكثر عن احتمالات الرموز المُرسلة، وهي المعلومات الخارجية L_e التي تعبر من أجل بت معيّن عمّا تحمله بقيّة البتات من معلومات حول قيمة هذا البت، يعود السبب في وجود هذه المعلومات إلى الترابط الذي أدخله المرّمز على بتات

المعطيات، إذ يستخدم كل مفكك ترميز عنصري هذه التقديرات الإحتمالية الجديدة الواردة من المفكك الآخر لتحديث الاحتمالات الأولية a-priori likelihoods ، وتُراكم في أثناء تكرارات فك الترميز مرات عدّة إلى أن يُوصَل إلى نتيجة مرضية مقبولة، أو عند بلوغ الحد الأقصى لعدد التكرارات المُحدد مسبقاً، عندها يُكَمَّمُ الخرج النهائي لأي من مفككي الترميز بوصفه قراراً صلباً لنتيجة فك الترميز الكلية [23]. ومن أجل اختصار الزمن تُستخدم طريقة الإنهاء المبكر للتكرارات عند الحصول على النتيجة المطلوبة، وذلك عن طريق إرفاق كلمات المعطيات على دخل مرمر Turbo بلاهة CRC، إذ يجري اختبار الفحص الحلقي بعد كل دورة فك ترميز لمعرفة فيما إذا حُصِلَ على كلمة ترميز صحيحة، ومن ثمّ إيقاف دورات فك الترميز [1]. غالباً يُضَبِّطُ الحد الأقصى للتكرارات على العدد 5، إذ يحصل إشباع في الأداء بعد 5 دورات [54]. يبيّن الشكل (10-2) بنية مبسطة لمفكك ترميز Turbo:



الشكل (10-2) بنية مبسطة لمفكك ترميز Turbo

2-3-6- ترميز فحص التكافؤ منخفض الكثافة (LDPC(Low Density Parity Check)

2-3-6-1. تعريف LDPC

هو نوعٌ من الترميزات الكتلية التي تقترب في أدائها من حدّ شانون عند استخدام خوارزمية Belief Propagation أو Sum Product، وذلك عند العمل على معدّلات وأطوال ترميز مرتفعة [4]، إذ يمكنه العمل على بعد 0.04dB من حدّ شانون بمعدل خطأ بت $BER=10^{-6}$ لطول كلمة رمز يبلغ 10^7 .

قدّمه أول مرة Gallager عام 1960، لكنه أهمل بسبب التعقيد الكبير في الترميز وفك الترميز إلى أن أعاد Mackay اكتشافه من جديد في تسعينيات القرن الماضي، إذ كان النقص الأساسي في ترميز LDPC هو اختراع خوارزمية فك الترميز التكراري iterative decoding algorithms، التي تقدّم أداء شبه أمثل عند أطوال رمز كبيرة مع تعقيد يمكن التحكم به، وذلك بالاستفادة من دراسات Tanner عام 1981 التي ربطت بين بنية LDPC والرسم البياني الذي عُرف باسمه Tanner Graph. أمّا تعبيرُ فحص التكافؤ منخفض الكثافة فقد أتى من كون مصفوفة فحص التكافؤ ذات طبيعة متناثرة؛ أي تحتوي على عدد قليل من الواحدات مُقارنةً بطول الرمز، وهذا يزيد من خطية الترميز وتقلل من تعقيد المرمز ومفكك الترميز. يُسمّى عدد الواحدات في السطر بوزن السطر w_r ، بينما يسمى عدد الواحدات في العمود وزن العمود w_c . بناءً على ذلك يمكن تصنيف مصفوفات فحص التكافؤ في نوعين [2]:

1- مصفوفة فحص التكافؤ المنتظمة Regular، إذا كان لديها عدد الواحدات نفسها في مختلف الأعمدة والأسطر،

يتميز هذا النوع بتعقيد فك ترميز منخفض.

2- مصفوفة فحص التكافؤ غير المنتظمة Irregular، إذا كان لديها عدد واحدات مختلف في الأعمدة والأسطر،

يقدم هذا النوع أداء أفضل في BER من النوع المنتظم من أجل قيم SNR منخفضة. كما أنّها ذات طبيعة

مكتيفة، أي تسمح بتغيير معدل الترميز بتغيير الأسطر وهذا غير ممكن في النوع المنتظم.

أمّا بما يتعلق بـ error floor فإنّ النوع المنتظم يظهر أداء أفضل من النوع غير منتظم، كما أنّ النوع غير المنتظم لا

يقدم حمايةً متساوية لجميع البتات المُرزمة [23].

يُعدُّ ترميزُ LDPC منافساً قوياً يتخطى في أدائه الترميزات الحديثة مثل ترميز Turbo، وفيما يأتي بعض الميزات التي يتفوق بها ترميزُ LDPC على ترميز Turbo [21]:

- ترميز LDPC سهل التنفيذ وليس تشابكي البنية، ومن ثمَّ لديه تعقيد فك ترميز منخفض.
- لديه أداء جيد بالنسبة إلى معدل خطأ الإطار، وليس لديه error floor عند قيم SNR مرتفعة.
- العيب الرئيسي في ترميز LDPC هو أنَّ عملية فك الترميز تتطلب وقتاً طويلاً (عدد تكرارات كبير في حلقة فك الترميز) للوصول إلى أداء مرض [9] .

2-6-3-2. طرائق تمثيل ترميز LDPC

يوجد طريقتان لتمثيل ترميز LDPC:

1- التمثيل المصفوفي والجبري: إذ يُعبَّر عن الترميز بمصفوفة فحص التكافؤ المتناثرة، هناك ثلاثة بارامترات لتعريف

هذه المصفوفة: (n, w_r, w_c) ، حيث w_r هي وزن السطر، و w_c هي وزن العمود، و n طول الترميز.

في هذه المصفوفات يجب أن يتحقق الشرط: $w_r \& w_c \ll n \times (n-k)$ ، ولهذا يجب أن تكون أبعاد هذه المصفوفة

$$\frac{k}{n} = 1 - \frac{w_c}{w_r} \quad (11-2) \quad \text{كبيرة جداً. وتكون العلاقة بين هذه البارامترات:}$$

2- التمثيل الرسومي وفق بتر Tanner Graph [2]: لنأخذ على سبيل المثال المصفوفة $H(8,4,2)$:

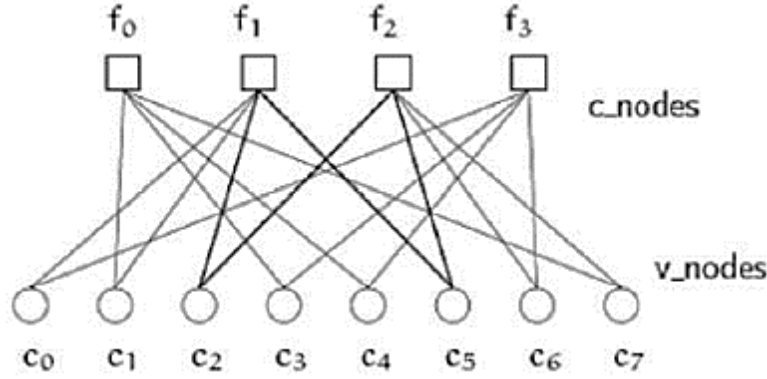
$$H = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

يمثل كلُّ سطرٍ من H عقدة فحص check node، ويمثل كلُّ عمودٍ عقدة متغيرة variable node، ومن ثمَّ تمثل العقدة

المتغيرة مكونات الكلمة المرْمَزة، بينما تمثل عقدة الفحص شروط فحص التكافؤ أي بتات الفائض. يُرسم مخطط Tanner

بناءً على المصفوفة H ، يدلُّ الرقم "1" في H على وجود ربط بين عقدة الفحص والعقدة المتغيرة، كما هو مبين في

الشكل (11-2):



الشكل (11-2) تمثيل ترميز LDPC وفق Tanner Graph

2-6-3-2. ترميز وفك ترميز LDPC

يوجد عدد من طرائق ترميز LDPC وفك ترميزها، وتهدف جميع هذه الطرائق إلى الوصول إلى أدنى تعقيد وأسرع ترميز وفك ترميز. تتم عملية ترميز LDPC وفق طريقة الترميز الكتلي الموصوفة سابقاً. اكتشفت خوارزميات فك ترميز LDPC وإعادة تشكيلها مرات عدة، لذلك تأتي تحت عدة مسميات، وأكثرها شيوعاً هي خوارزمية قلب البت bit flipping، وخوارزمية الجمع - الضرب sum-product .

ينقسم فك الترميز إلى صنفين عامين رئيسيين وهما؛ فك ترميز بقرار صلب hard decision، وفك الترميز بقرار ناعم soft decision، فبدلاً من أن يكون القرار صلباً أي "0" أو "1" يكون احتمال أن يكون "0" هو p_0 واحتمال أن يكون "1" هو p_1 . تعتمد جميع هذه الخوارزميات على تمرير الرسائل بين عقد الفحص check node والعقد المتغيرة variable node ذهاباً وإياباً عدة مرات حتى الوصول إلى أفضل كلمة ترميز مُصححة، وتُدعى هذه الخوارزميات أيضاً بخوارزميات فك الترميز التكراري [2].

1- خوارزمية قلب البت bit flipping:

وهي خوارزمية تمرير رسائل بقرار صلب. تعتمد على مبدأ أن كل بت من بتات الكلمة المُرمّزة مُضمّنة في عدد كبير من معادلات فحص التكافؤ غير الصحيحة ستكون هي، على الأرجح، غير صحيحة. يقوم الكاشف ومن أجل كل بت مُستقبل بتقديم قرار صلب حول قيمتها، ويمرره لمفكك الترميز، الرسائل المُمررة على طول مخطط Tanner هي أيضاً

ثنائية. تقوم العقدة المتغيرة بإرسال رسالة تعلن فيها قيمتها فيما إذا كانت واحداً أو صفراً، وتقوم كل عقدة فحص بإرسال رسالة إلى كل العقد المتغيرة المرتبطة بها معلنة قيمة البت استناداً إلى المعلومات المتاحة لكل عقدة فحص، تحدد عقدة الفحص فيما إذا كانت معادلة فحص التكافؤ محققة أو لا، إذ تكون المعادلة محققة إذا كان الجمع (قياس 2) لكل البتات الواردة إلى عقدة الفحص يساوي الصفر. فإذا كانت أغلبية الرسائل الواردة إلى العقدة المتغيرة من عقد الفحص المرتبطة بها مختلفة عن قيمتها المستقبلية فإنها تقوم بقلب قيمتها الحالية (الواحد إلى صفر والعكس بالعكس). تتكرر هذه العملية إلى أن تصبح جميع معادلات فحص التكافؤ محققة. يمكن لمفكك الترميز أن يتوقف بسرعة عند الحصول على كلمة ترميز صحيحة، وهذه الخاصية مشتركة في جميع خوارزميات فك ترميز LDPC، ولهذه الخاصية فائدتان: أولاً، لا داعي لاستمرار التكرارات الإضافية عند الحصول على الكلمة الصحيحة، أي تقليل زمن فك الترميز قدر المستطاع. ثانياً، إمكانية اكتشاف الفشل في الاقتراب من الكلمة الصحيحة [22].

2- خوارزمية الجمع - الضرب sum-product :

هي خوارزمية ترميز رسائل بقرار ناعم، وهي مشابهة كثيراً للخوارزمية السابقة ولكن تُستبدل القرارات الصلبة للقيم الأولية للعقد المتغيرة بقيم احتمالية حول كل قرار [2]. وإذا لم يكن هناك أي حلقات في مخطط Tanner فإن هذه الخوارزمية تقدّم أداءً مثالياً [21].

2-4- المُشابك Interleaver

يسبب وجود ضجيج رشقي أو نبضي في قناة الاتصال ترابطاً إحصائياً بين الرموز المُرسلة المتتالية، وهذا يجعل هذه القناة "قناة ذاكرة"، لذلك صُممت ترميزات خاصة بهذه الألفية، ولكن المشكلة تكمن في صعوبة الحصول على نماذج دقيقة لإحصائيات القناة المتغيرة مع الزمن. إن استعمال المُشابك هو إحدى التقنيات التي تتطلب معرفة امتداد ذاكرة القناة فقط [34].

تجري بعثرة معطيات الرموز في المرمز وإعادة ترتيبها في المستقبل، وهذا يعني أن دقات الأخطاء ستبتاعد زمنياً ما يجعل القناة وكأنها بدون ذاكرة. يُسمح المُشابك في الحصول على سلاسل (شبه) مستقلة إحصائياً، ويُستخدم ضمن

نظم الاتصالات من أجل فك الترابط بين البتات على خرج مرمز القناة، بحيث يمكن عدّ البتات على خرج المُشابك على مستوى البت (شبه) مستقلة إحصائياً عن بعضها، وهذا بدوره يزيد من قدرة النظام على كشف الأخطاء وتصحيحها. تستخدم أنظمة الاتصالات اللاسلكية ثلاثة أنواع متميزة من المشابكات، وهي التلافيفي (الطي)، وشبه العشوائي، والكتلي (عمود - الصف) [47]. ويبين الشكل (2-12) مثالاً على مُشابك كتلي، إذ نلاحظ كيف قام المُشابك ببعثرة رشقة الأخطاء.

يُسمى ربح الأداء المُحقّق نتيجةً لاستخدام المُبادل بربح التشبيك Interleaving Gain، ويزداد هذا الربح مع ازدياد طول المُبادل لكنّه أيضاً يزيد من تأخير المعالجة لأننا نحتاج إلى استقبال كامل الإطار للقيام بعملية إزالة (فك) التشبيك de-interleaving [31].

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
---	---	---	---	---	---	---	---	---	----	----	----	----	----	----	----

(a) Data before interleaving

1	5	9	13
2	6	10	14
3	7	11	15
4	8	12	16

(b) 2-D 4×4 array used for interleaving

1	5	9	13	2	6	10	14	3	7	11	15	4	8	12	16
---	---	---	----	---	---	----	----	---	---	----	----	---	---	----	----

(c) Data after interleaving

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
---	---	---	---	---	---	---	---	---	----	----	----	----	----	----	----

(d) Data after de-interleaving

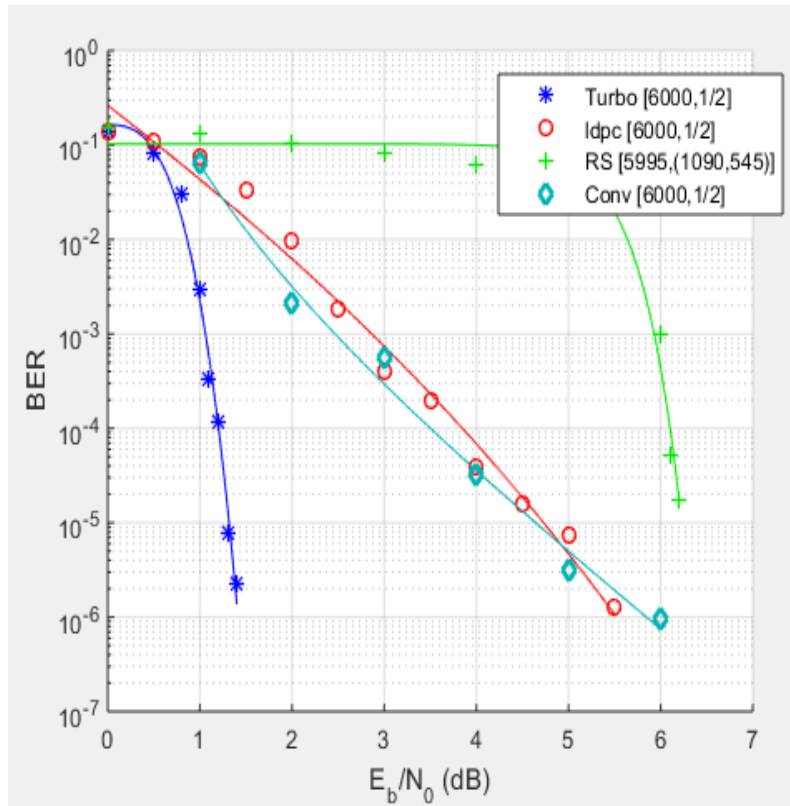
الشكل (2-12) مثال لمُشابك كتلي [46]

5-2- مقارنة بين أداء أهم ترميزات القناة

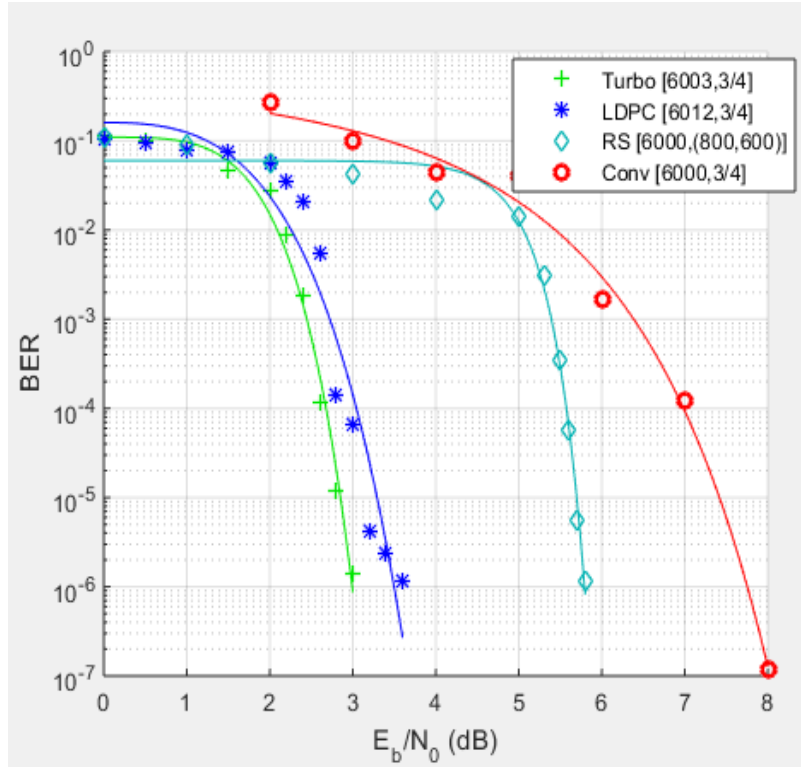
لغرض المقارنة تجري محاكاة برمجية لنظام اتصال وفق القيم المُبيّنة في الجدول (2-2):

الجدول (2-2) القيم المُفترضة لمحاكاة أداء ترميزات القناة

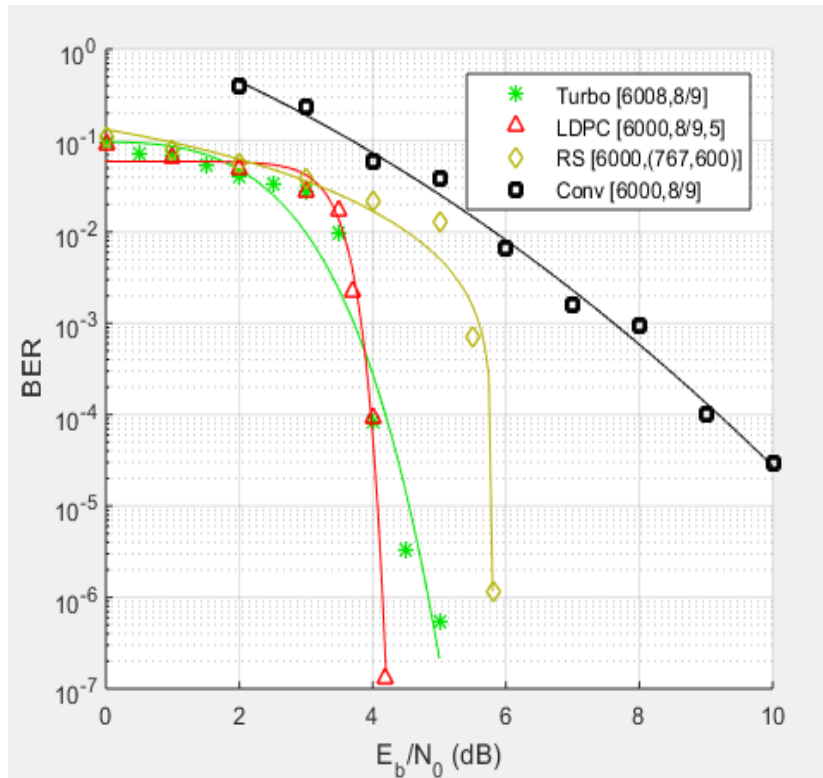
k=6000 bits	طول كتلة الدخل
Turbo or LDPC or Reed-Solomon or Convolutional	نوع ترميز القناة
1/2, 3/4, 8/9 or 11/12	معدل الترميز
QPSK	نمط التعديل
AWGN	نوع القناة



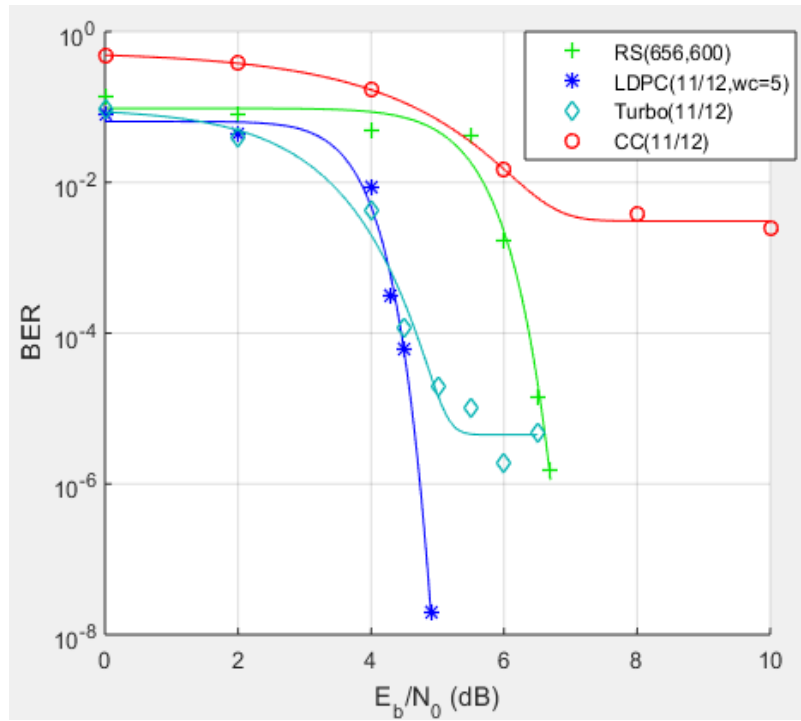
الشكل (2-13) أداء ترميزات القناة من أجل معدل ترميز 1/2 وطول كتلة دخل 6000 bits وقناة AWGN



الشكل (14-2) أداء ترميزات القناة من أجل معدل ترميز 3/4 وطول كتلة دخل 6000 bits وقناة AWGN



الشكل (15-2) أداء ترميزات القناة من أجل معدل ترميز 8/9 وطول كتلة دخل 6000 bits وقناة AWGN

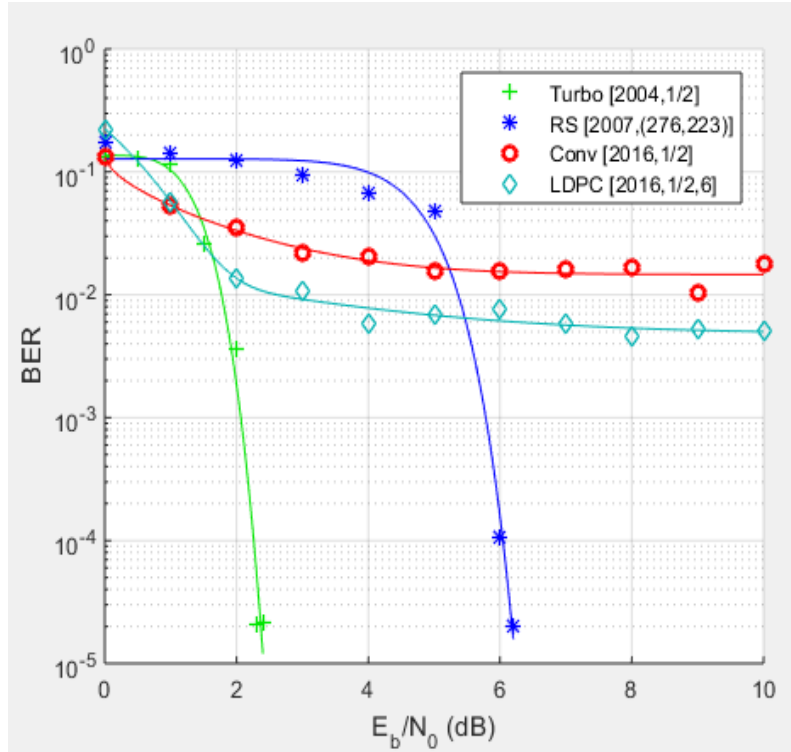


الشكل (2-16) أداء ترميزات القناة من أجل معدل ترميز 11/12 وطول كتلة دخل 6000 bits وقناة AWGN

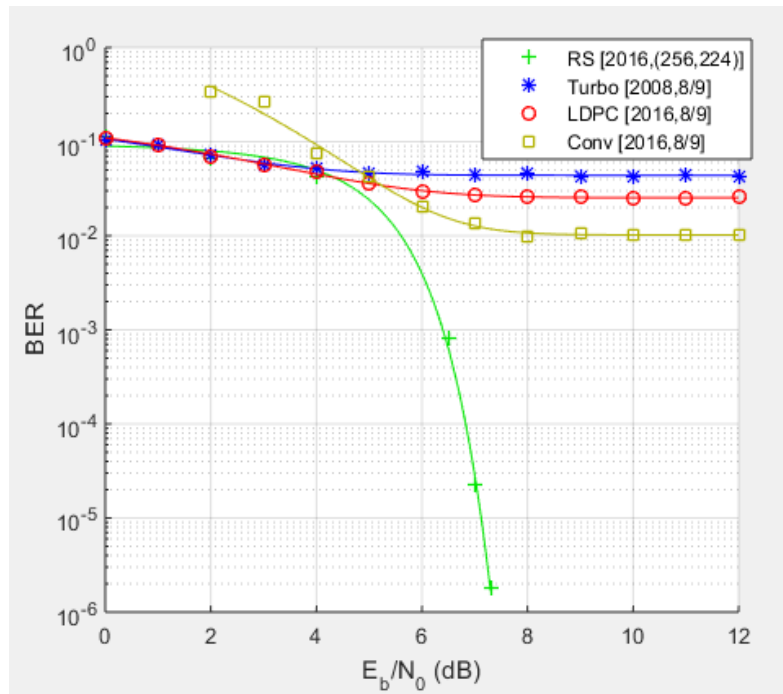
- ولمقارنة أداء هذه الترميزات أمام الأخطاء العشوائية تجري المحاكاة البرمجية وفق القيم المبينة في الجدول (2-3):

الجدول (2-3) القيم المفترضة لمحاكاة أداء ترميزات القناة بوجود الأخطاء العشوائية

k=2000 bits	طول كتلة الدخل
Turbo or LDPC or Reed-Solomon or Convolutional	نوع ترميز القناة
1/2 or 8/9	معدل الترميز
QPSK	نمط التعديل
AWGN	نوع القناة
50 bits(2.5% k)	طول رشقة الخطأ



الشكل (2-17) أداء ترميزات القناة من أجل معدل ترميز 1/2 وكتلة دخل 2000 bits وطول رشقة خطأ 50 bits



الشكل (2-18) أداء ترميزات القناة من أجل معدل ترميز 8/9 وكتلة دخل 2000 bits وطول رشقة خطأ 50bits

بالنظر إلى الأشكال السابقة يمكن الوصول إلى النتائج الآتية:

1 - يتفوق ترميز توربو على الترميزات الثلاثة الأخرى عند معدلات الترميز المنخفضة نسبياً فيما يتراجع أدائه أمام ترميز LDPC مع ازدياد معدل الترميز. ويتخطى أداء كلا هذين الترميزين ترميزي الطي و RS عند كل معدلات الترميز. فيما يتخطى أداء ترميز الطي ترميز RS عند معدلات الترميز المنخفضة. كما تُظهر ترميزات الطي وتوربو أرضية خطأ error floor عند معدلات الترميز المرتفعة .

2 - أمّا عند وجود الأخطاء الرشقية فييدي ترميز توربو مناعةً مقبولةً عند معدلات الترميز المنخفضة، فيما يتراجع أدائه تراجعاً كبيراً مع زيادة معدل الترميز. بينما لا ييدي ترميز الطي و LDPC أي مناعةً عند جميع معدلات الترميز. كما تبين النتائج قوة ترميز RS ومناعته ضد الأخطاء الرشقية مع تراجع بسيط في الأداء مع زيادة معدل الترميز. وهذا مايتطابق مع النتائج التي وصلت إليها الدراسة المرجعية [52].

2-6- الترميزات المتداخلة concatenated codes

كما وجدنا سابقاً، فإنّه لإنقاص معدل خطأ البت يتطلب الأمر إمّا زيادة عرض مجال القناة أو إنقاص معدل الترميز. ويمثّل كلا الأمرين تحدياً كبيراً. تنصّ نظرية الترميز على أنّه في عملية فك الترميز، يقترب احتمال خطأ البت اقتراباً أسيّاً من الصفر كلما زاد الطول (n) لكلمة الرمز [11]. ومن ثمّ يجب استخدام كلمة ترميز طويلة لتعزيز كفاءة تصحيح الخطأ. لكنّ تعقيد فك الترميز يزداد ازدياداً أسيّاً مع زيادة طول كلمة الترميز، يُحلّ هذا التناقض باستخدام مفهوم الترميزات المتداخلة التي تسمح بالحصول على رموز ثنائيّ طويل وأكثر قدرةً، وتكون العلاقة خطيّة بين تعقيد فك الترميز وطول كلمة الترميز الكلية (الحاصلة من المرمزين) [46]. إذ تُستخدَم مرحلتا ترميز وفك الترميز.

بفرض k_1/n_1 و n_1/n_2 معدّلي ترميز المرمز الخارجي والداخلي تبعاً، فيكون معدل الترميز الكلي هو $R=k_1/n_2$. تعمل خوارزمية فك الترميز على مرحلتين أيضاً، المرحلة الأولى هي فك الترميز الداخلي، متبوعةً بفك الترميز الخارجي لتصحيح الأخطاء المتبقية على خرج مفكك الترميز الداخلي. وتحتوي معظم هذه الأنظمة على مُشابك بين المرمزين،

إذ تساعدُ بعثرةُ الأخطاءِ الرشقية على تحقيقِ ربحِ ترميزٍ إضافي، لكن يسبب وجودُ المُشابكِ تأخيراً زمنياً إضافياً في عمليتي الترميز وفكّ الترميز.

عند استخدام مرّز الطي مرّزاً داخلياً فإنّ خوارزمية فيتربي تختارُ المسارَ الأكثرَ أرجحيةً في أثناء المخطط التشابكي، ويسببُ وجودُ ضجيجٍ كبيرٍ انحرافاً عن المسار الصحيح، ومن ثمّ العودة إليه من جديد، وهذا ينتج رشقةً من الأخطاء على خرج مفكك الترميز. ومن ثمّ لا يمكن عدُّ الأخطاء على خرج مفكك فيتربي، الذي يميل لإنتاج الأخطاء الرشقية، مستقلةً.

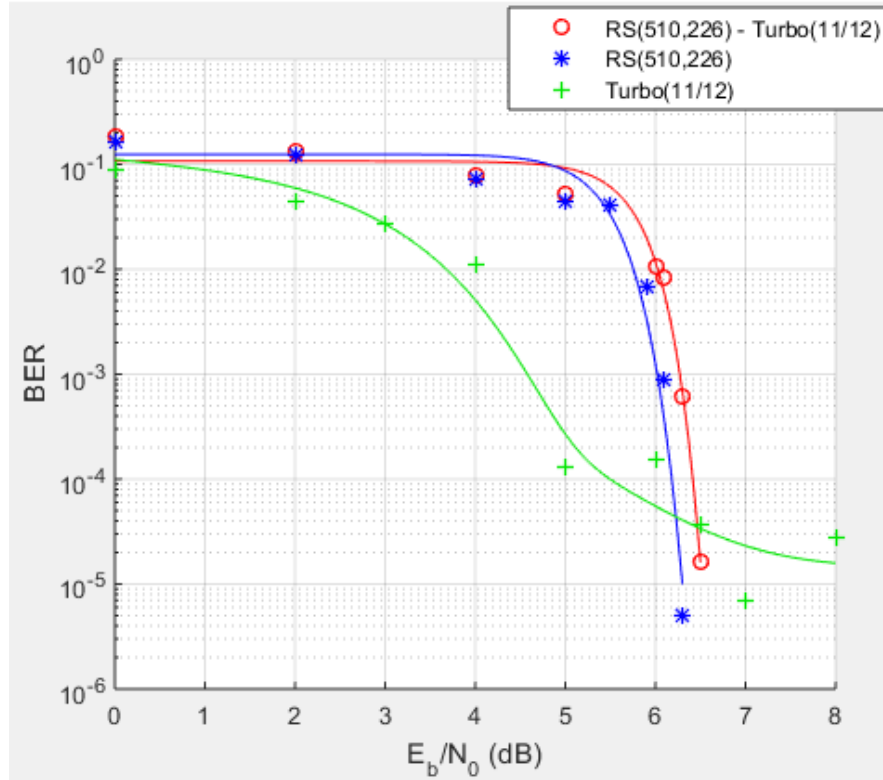
يتبيّنُ من نتائج المحاكاة السابقة ضعف مناعة الترميزات الثنائية أمام الأخطاء الرشقية مقارنةً بالترميزات غير الثنائية. بينما تبدي الترميزات الثنائية أداءً أفضل أمام الأخطاء العشوائية. لذلك يمكن باستخدام تداخل ترميزين ثنائي وغير ثنائي الوصول إلى ترميز قوي أمام الأخطاء العشوائية والرشقية معاً.

يمكن باستخدام تداخل ترميزي توربو وLDPC الحصول على ترميز بأداء جيد عند جميع معدلات الترميز، لكنه يبقى ضعيفاً أمام الأخطاء الرشقية. كما يمكن باستخدام تداخل ترميز RS و ترميز الطي أو توربو إلغاء ظاهرة error floor والدفع بمنحني الأداء إلى الأسفل.

- يبيّنُ الشكلان (2-19) و(2-20) مقارنةً بين أداء ترميزي RS وتوربو مفردين مع أدائهما عند الضم، بوجود رشقات خطأ تصل حتى 3% من طول كتلة الدخل، وكذلك عند وجود أخطاء عشوائية فقط، إذ نستخدم في المحاكاة القيم المُبيّنة في الجدول (2-4):

الجدول (2-4) القيم المُفترضة لمحاكاة أدء ترميزات القناة المفردة والمتداخلة

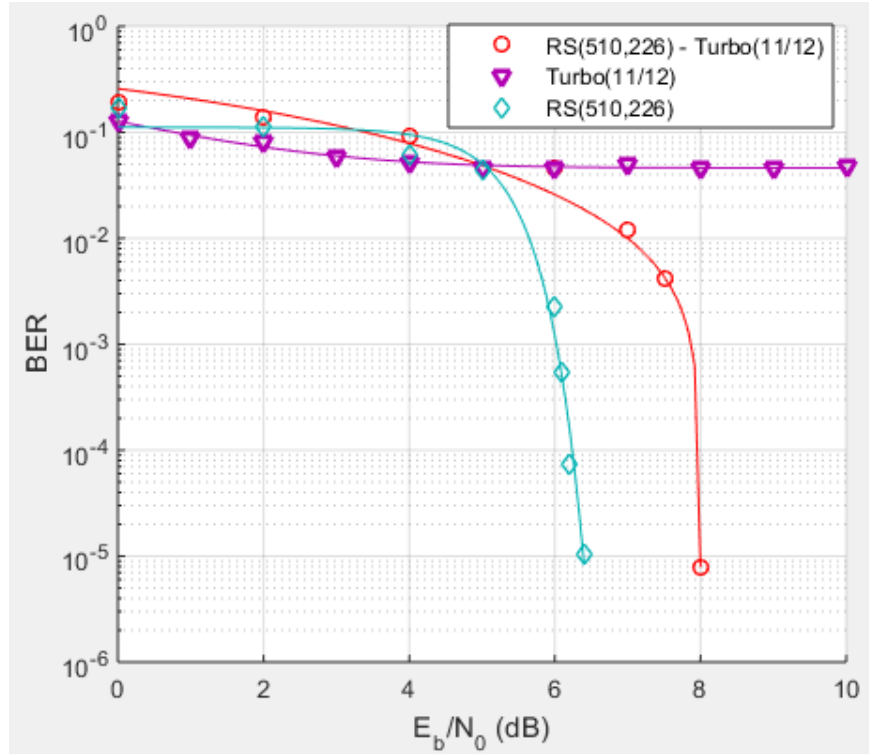
k=2030 bits	طول كتلة الدخل
RS – Turbo, RS, Turbo	نوع ترميز القناة
11/12	معدل الترميز
QPSK	نمط التعديل
AWGN	نوع القناة



الشكل (2-19) مقارنة بين أداء ترميزي RS و Turbo مفردين مع أدائهما معاً بوجود أخطاء عشوائية فقط

الجدول (2-5) القيم المُفترضة لمحاكاة أداء ترميزات القناة المفردة والمتداخلة بوجود الأخطاء الرشقية

k=2030 bits	طول كتلة الدخل
RS – Turbo, RS, Turbo	نوع ترميز القناة
11/12	معدل الترميز
QPSK	نمط التعديل
AWGN	نوع القناة
60 bits	طول رشقة الخطأ



الشكل (20-2) مقارنة بين أداء ترميزي RS وتوربو مفردين مع أدائهما معاً بوجود أخطاء رشقية

نلاحظ من الشكل (19-2) تأثير وجود رمز RS بوصفه رمزاً خارجياً في إلغاء ظاهرة error floor، كما نلاحظ انخفاض ربح الترميز عند معدل ترميز إجمالي للمرمزين المتداخلين يساوي القيمة نفسها لكلا المرمزين المفردين، بسبب انخفاض نسبة الاستطاعة إلى الضجيج ضمن البت الواحد مع ازدياد الفائض البتّي المضاف. ويبين الشكل (20-2) ضعف ترميز Turbo أمام الأخطاء الرشقية عند معدلات الترميز المرتفعة، بينما يبدي ترميز RS ممانعة قوية لذلك يُستخدم رمزاً خارجياً فعالاً مع ترميزات Turbo و LDPC و Convolutional لمقاومة الأخطاء الرشقية.

2-7- الخلاصة

هناك عدد من التناقضات عند تصميم ترميزات القناة، على سبيل المثال، لدى بعض الترميزات تعقيد وزمن تأخير منخفض، لكن بالوقت نفسه لديها أداء منخفض. ومن جهة أخرى، فإنّه لدى بعض الترميزات أداء مرتفع يقارب حدّ شانون لسعة القناة، لكن إمّا لديها زمن تأخير مرتفع أو تعقيد وزمن تأخير مرتفع. فعلى سبيل المثال، لدى الترميز

الكتلي تعقيد فك ترميز منخفض، وأداء منخفض، وفائض منخفض. بينما يقترب أداء ترميزات Turbo و LDPC من حدود سعة القناة. ومن ثم لكل منها ميزاته وعيوبه عند أطوال الترميز العملية.

أدت التطورات في ترميزات LDPC، الذي يُعدُّ أفضل ترميزات تصحيح الخطأ [14]، إلى تجاوزها لترميزات Turbo من حيث أرضية الخطأ error floor ومعدل خطأ البت عند معدلات الترميز المرتفعة نسبياً (مثل 8/9, 11/12)، بينما بقي أداء ترميز Turbo أكثر ملاءمةً لمعدلات الترميز المنخفضة نسبياً فقط (مثل 1/6, 1/3, 1/2) [6]. كما أنَّ لترميز LDPC تعقيد فك ترميز أقلَّ منه في ترميز Turbo [10].

توفّر الترميزات اللاتثنائية مثل ترميز RS ممانعةً قويةً لنظام الاتصال أمام الضجيج الرشيقي، فيما تبدي أداءً أقلَّ من الترميزات الثنائية في مواجهة الأخطاء العشوائية، لذلك يقلُّ استخدامها استخداماً مفرداً، إذ تُستخدم استخداماً رئيسياً بوصفها مرمّزاتٍ خارجية في أنظمة الترميز المتداخل.

لتلبية متطلبات التعقيد وزمن الوصول الصارمة إلى حدٍّ ما، يجب أن يكون تصميم ترميز القناة متوافقاً مع بنية مفكك الترميز التي تمتلك درجةً عالية من التوازي (فك الترميز التكراري).

توفّر ترميزات Turbo و LDPC درجة عالية من التوازي بدون تصادمات الوصول إلى الذاكرة بواسطة التصميم المناسب للمُشابك (من أجل Turbo) ومصفوفة فحص التكافؤ (من أجل LDPC). يمكن جعل كلا الصنفين مرناً لدعم نطاق واسع من معدلات الترميز وأحجام الكتل. يفسّر هذا تقريباً الاتجاه العام لمعايير الاتصال الحديثة لاستبدال نماذج الترميز السابقة إما بترميزات Turbo أو LDPC [20].

الفصل الثالث

الترميز والتعديل المتكيف Adaptive Modulation and Coding

3-1- مقدمة

يمكن أن تعاني الوصلات الميكروية المتنقلة والثابتة من التغيرات بمرور الزمن، وهذا يؤدي إلى انحدار كبير في نسبة الاستطاعة إلى الضجيج عند مدخل المستقبل، وهذا ينتج معدل خطأ بت عالياً. لذلك تُصمَّم نظم الاتصالات التقليدية بافتراض أن ظروف القناة أسوأ مما يمكن، وهذا يعني تقليلًا للفعالية الطيفية، ولكن مع التقدم الحاصل في الاتصالات، وزيادة الحاجة إلى زيادة الفعالية الطيفية لاستيعاب معدلات نقل المعطيات المتزايدة باطراد، ومحدودية النطاقات الترددية المتاحة، تبرز الحاجة إلى وجود آلية تسمح بالاستفادة من أي تحسن في شروط القناة، عن الحدّ الأسوأ المُعتبر، لزيادة الفعالية الطيفية للنظام، وهذا ما يتم عبر تكيف حسابات الوصلة في الزمن الحقيقي عن طريق التغيير المتكيف للاستطاعة المُرسلة، أو معدل النقل، أو درجة التعديل، أو معدل الترميز، أو أي تجمع من هذه الطرائق بما يسمح لنظام الاتصال بالحصول على أفضل كفاءة طيفية وسطية ممكنة دون التضحية بمعدل خطأ البت. سنتناول في دراستنا تكيف معدل الترميز ونمط التعديل بما يحقق أفضل استجابة للطبيعة المتغيرة لقناة الاتصال، وفق ما يُعرف بالترميز والتعديل المتكيف (Adaptive Modulation and Coding (AMC.

3-2- الترميز والتعديل المتكيف في الوصلات الميكروية

تُعَدُّ تقنية الترميز والتعديل المتكيف أحد أهم الطرائق للحفاظ على استقرار الوصلات الميكروية بإعطائها القدرة على التكيف بديناميكية عالية مع تغيرات القناة الميكروية [18]، بما يمكن من الإرسال بكفاءة طيفية وسطية تقترب من أقصى سعة ممكنة للقناة، بمعدل خطأ بت يحقق متطلبات الجودة المطلوبة. يتيح الترميز والتعديل المتكيف لمزودي الخدمة زيادة القدرة الحالية للوصلات بسهولة دون زيادة أبعاد الهوائيات، ودون حاجة لتغيير الأجهزة، وشروط الترخيص، وبتكلفة منخفضة [18].

3-3- تأثير درجة التعديل في معدل خطأ البت

يستخدم نظام PDH، المُطبَّق في الأنظمة الميكروية، تقنيات التعديل الآتية (BPSK, QPSK, 8PSK)، وتستعمل بعض الأنظمة تقنيات MQAM وبالتحديد (4QAM, 16QAM). أمّا في أنظمة SDH الميكروية فعادةً ما تُستخدم تقنية MQAM وخاصّةً؛ (32QAM, 64QAM, 128QAM, 256QAM, 512QAM). إنّ تغيير درجة تشكيلة الرموز (constellation) في التعديل المتكيف والذي يتم وفقاً لمتغيرات SNR أكثر فعالية بوصفه تقنيةً متكيفةً. وذلك باستخدام درجة تعديل صغيرة عندما تكون SNR منخفضة، ودرجة تعديل كبيرة عندما تكون SNR عالية، مما يؤدي إلى زيادة الكفاءة الطيفية الوسطية ASE (Average Spectral Efficiency).

يُعطى معدل خطأ البت لتعديل MPSK عبر قناة AWGN بالعلاقة الآتية [25]:

$$P_b \approx \frac{2}{\log_2 M} Q\left(\sqrt{\frac{2E_b \log_2 M}{N_0}} \sin\left(\frac{\pi}{M}\right)\right) \quad (1-3)$$

يغلب استخدام MQAM في عدد من التطبيقات العملية، إذ تحقق معدل خطأ بت BER أفضل من MPSK،

يبين الجدول (1-3) احتمال خطأ البت والكفاءة الطيفية لعدة نماذج تعديل متعدد المستويات:

الجدول (1-3) معادلات حساب احتمال خطأ البت والكفاءة الطيفية لعدة نماذج تعديل متعدد المستويات [16]

Modulation Format	QPSK	16-QAM	64-QAM
BER: Coherent Detection with Gray Coding Arrangement	$P_B = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right)$	$P_B = \frac{3}{4} Q\left(\sqrt{\frac{4E_b}{5N_0}}\right)$	$P_B = \frac{7}{12} Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{7N_0}}\right)$
Spectral Efficiency with Raised-Cosine Filter Roll-Off Factor α	$\frac{2}{1+\alpha} \text{ bits / s / Hz}$	$\frac{4}{1+\alpha} \text{ bits / s / Hz}$	$\frac{6}{1+\alpha} \text{ bits / s / Hz}$
Null-to-Null Bandwidth	$2R_s = R_b$	$2R_s = R_b / 2$	$2R_s = R_b / 3$

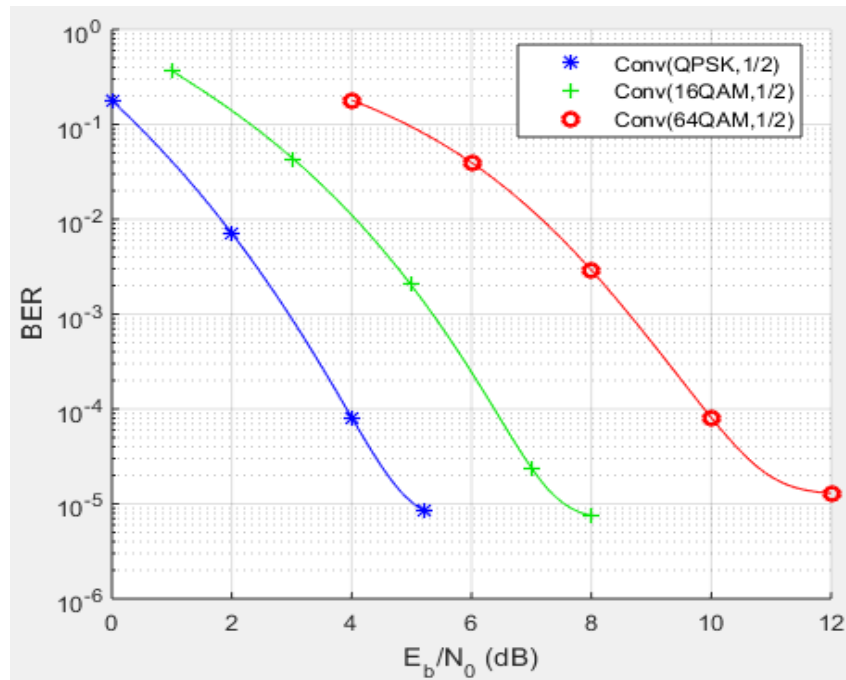
$$P_b = \frac{4}{\log_2 M} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) Q\left(\sqrt{\frac{2E_b \log_2 M}{(M-1)N_0}}\right) \quad (2-3)$$

$$Q(x) = \int_x^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{z^2}{2}\right) dz \quad (3-3) \quad \text{حيث:}$$

يمكن بإجراء المُحاكاة البرمجية وفق القيم المُبيّنة في الجدول (2-3) إظهار تأثير درجة التعديل في معدل خطأ البت.

الجدول (2-3) القيم المُفترضة لمحاكاة تأثير درجة التعديل في معدل خطأ البت

k=60000 bits	طول كتلة الدخل
Convolutional (1/2)	نوع ترميز القناة
QPSK, 16QAM, 64QAM	نمط التعديل
AWGN	نوع القناة



الشكل (1-3) تأثير درجة التعديل في معدل خطأ البت

نلاحظُ من الشكل (1-3) تزايد BER مع زيادة درجة التعديل، إذ يؤدي إنقاصُ درجة التعديل إلى زيادة المسافات بين

الرموز في مخطط التعديل، ومن ثمَّ زيادة مناعة الإشارة المرسلة، وزيادة قدرة الكاشف على تمييز الرموز المستقبلية.

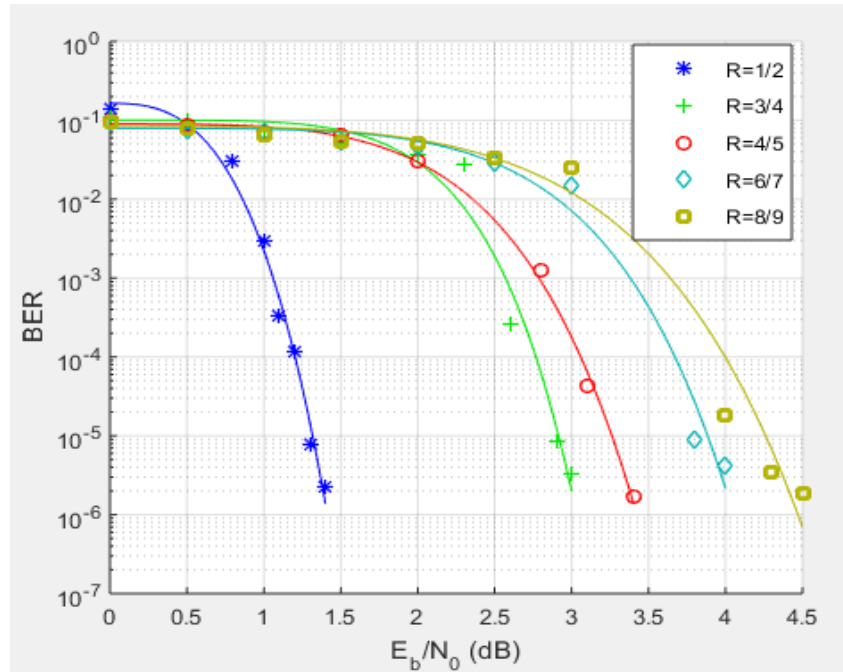
3-4- تأثير معدل الترميز في معدل خطأ البت

دُمج التعديل المتكيف بترميز القناة لنحصل على ما يُسمّى بالتعديل والترميز المتكيف AMC. إذ في AMC، فضلاً عن تغيير مستوى التعديل، يُغيّر أيضاً مقدار المعلومات الإضافية في سلسلة المعلومات المُرسلة، بتكييف معدل الترميز، وفقاً لتغيرات حالة قناة الاتصال.

يظهر بإجراء المحاكاة البرمجية، وفق القيم المُبيّنة في الجدول (3-3)، تأثير معدل الترميز في معدل خطأ البت.

الجدول (3-3) القيم المُفترضة لمحاكاة تأثير معدل الترميز في معدل خطأ البت

k=60000 bits	طول كتلة الدخل
Turbo	ترميز القناة
1/2, 3/4, 4/5, 6/7, 8/9	معدل الترميز
QPSK	نمط التعديل
AWGN	نوع القناة



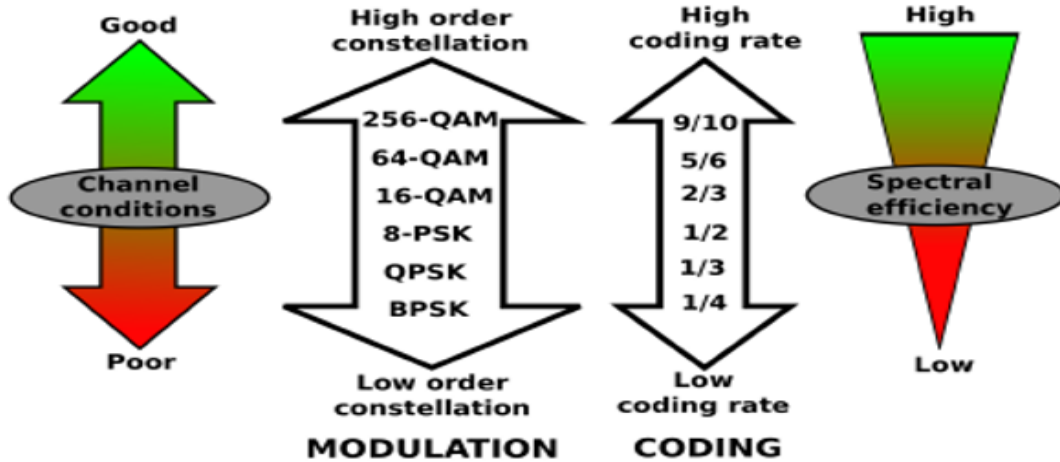
الشكل (2-3) تأثير معدل الترميز في معدل خطأ البت

يبين الشكل (2-3) تناقص معدل خطأ البت مع انخفاض معدل الترميز، إذ يعني إنقاص معدل الترميز زيادة عدد

البيّات المُضافة (الفائض) إلى كتلة المعلومات، ومن ثمّ زيادة قدرة مفكك الترميز على استعادة الكلمة الصحيحة، لكنّ هذا يؤدي إلى خفض الفعالية الطيفية للنظام نتيجةً لتناقص معدّل النقل للمعلومات الأساسية (بدون ترميز).

3-5- مبدأ عمل AMC

يتألّف نظام AMC من مُرسل ومُستقبل يستخدمان مجموعة من أنماط ترميز وتعديل MCS (لكلّ منها كفاءة طيفية مختلفة)، وقناة اتصال، وقناة راجعة منفصلة التي نفترض أنّها خالية من الأخطاء، وذات تأخير صفري. حيث كلّ MCS يُستخدم لإرسال المعلومات في مجال SNR مختلف عن الآخر. إنّ الطريقة التقليدية لإجراء AMC هي ببساطة تقسيم مجال SNR عدّة مجالات فرعية، وربط أنماط AMC المختلفة بهذه المجالات [50],[51]، ومن ثمّ هناك مجموعة من نقاط SNR الحديّة بين المجالات المذكورة، تُستخدم عتباتٍ للتبديل بين أنماط AMC المختلفة. وكلّما تحسّنت ظروف القناة يُنقل إلى MCS أعلى، أي إلى معدّل ترميز أعلى ودرجة تعديل أعلى، وهذا يزيد من الكفاءة الطيفية، كما في الشكل (3-3)، وعندما تسوء ظروف القناة يُنقل إلى MCS أدنى (معدّل ترميز ودرجة تعديل أقل).

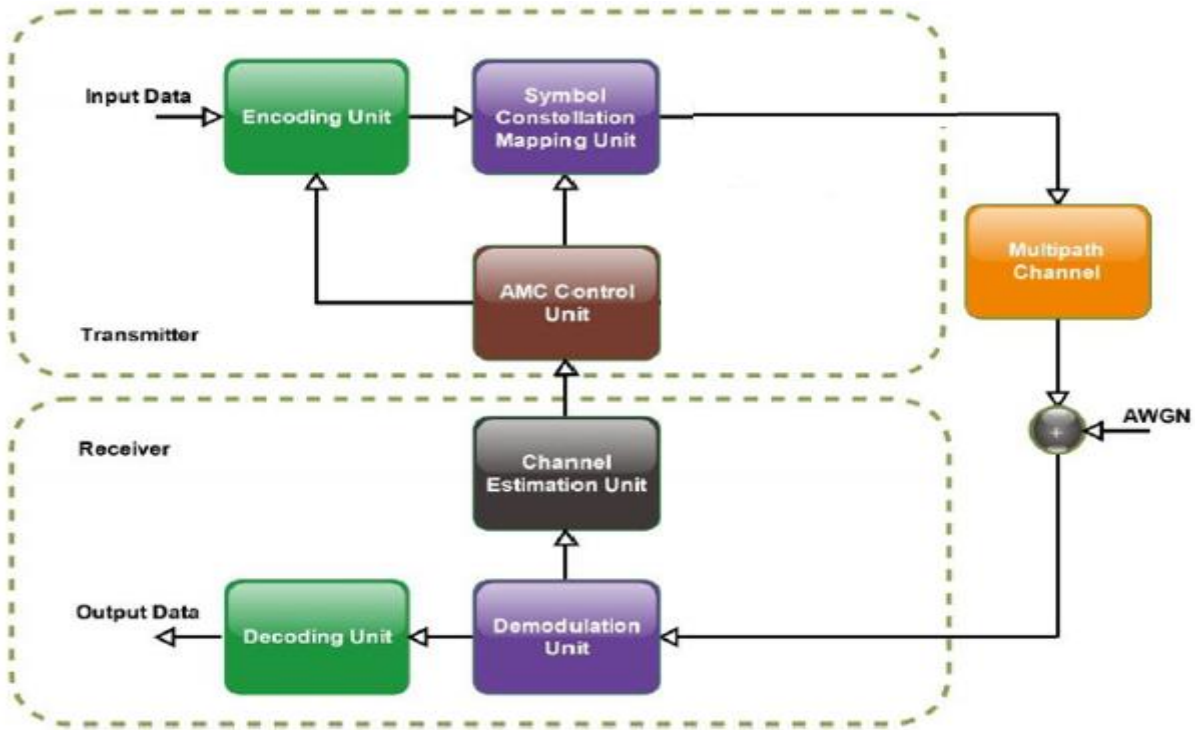


$$\text{User bit rate} = \text{Symbol rate} * \text{modulation bits/symbol} * \text{coding rate}.$$

الشكل (3-3) تغيير نماذج MCS بتغير ظروف القناة [24]

أي أنّ الترميز والتعديل المتكيف يحقق حمايةً متكيفةً من الأخطاء بتأمين التوازن بين معدّل خطأ البت والكفاءة الطيفية [17]، وهذا ما يحافظ على استقرار النظام، ويحقق أفضل استفادةً ممكنة في الإنتاجية [55]، دون الحاجة إلى

زيادة استطاعة الإرسال [16]. ويركز مصممو الوصلات الميكروية على زيادة الكفاءة الطيفية، وعلى معدل خطأ بت أصغري، بينما لا يهتمون كثيراً بكفاءة الاستطاعة بسبب توافرها في هذه الأنظمة. ومن ثمَّ يتطلب الأداء الجيد لهذه الأنظمة تقديراً دقيقاً للقناة في المستقبل، ومسار تغذية عكسية موثقاً بين المقدّر والمُرسل من دون قيودٍ شديدة على التأخير الزمني. يبيّن الشكل (4-3) مخططاً صندوقياً لآلية عمل AMC إذ تقوم وحدة تقدير حالة القناة Channel Estimation Unit بحساب معلومة حالة القناة CSI بناءً على SNR المستقبلية من سلاسل اختبار مُحددة، التي يرجعها المستقبل إلى المُرسل عبر القناة الراجعة، ويكون احتمال حصول خطأ في النقل عبر هذه القناة مهملاً، لأنَّ كمية المعلومات الراجعة صغيرة جداً مقارنةً بالمعلومات المُرسلَة، وبمقارنة SNR المستقبلية مع N عتبة تبديل، تُبلَّغ وحدات التعديل والترميز بـ MCS المناسبة، وذلك من أجل كلِّ رشقة بيانات burst-by-burst إذا لزم الأمر. تُرسل CSI وفق



الشكل (4-3) مخطط صندوقي لآلية عمل الترميز والتعديل المتكيف [37]

القيم الجديدة في الزمن $t+\tau$ حيث: $\tau_{fb} \leq \tau \leq \tau_t$ ، حيث: $1/\tau_t$: معدل تغيير MCS و τ_{fb} : الزمن اللازم لعودة

CSI إلى المُرسل. تبين هذه العلاقة ضرورة العمل على تصميم يسمح بتصغير τ_{fb} قدر الإمكان لتقليل تأثير زمن

تأخير القناة الراجعة في عمل النظام، وكذلك أكبر τ_t ممكنة لتقليل معدل تغيير إعدادات النظام. يُحصل على عتبات التبدل بمحاكاة أداء النظام بوجود MCSs المختلفة كلاً على حدة، ومن ثم استخلاص تلك العتبات من منحنيات BER، بما يحقق BER أو PER المسموح به [25] بالنسبة إلى القناة المطلوبة (AWGN, Rician) في دراستنا)، إذ تُختار قيم E_b/N_0 التي توافق BER أو PER أقل من الحد المطلوب بترك هامش للخطأ.

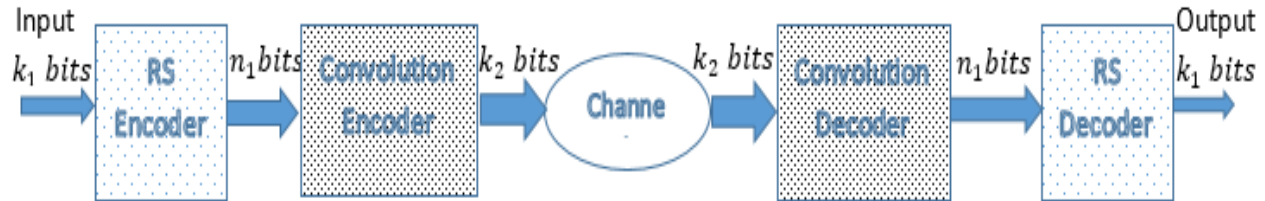
3-6-6- أهم نماذج AMC المستخدمة في الوصلات الميكروية الحديثة

3-6-1- مقدمة

سنعرض في هذا البحث لأهم نماذج الترميز والتعديل المتكيف AMC المستخدمة في قناة الاتصال الميكروي الحديثة، إذ غالباً ما تُستخدم تقنية الترميزات المتداخلة لزيادة مناعة الوصلة أمام مختلف أنواع الأخطاء التي يمكن أن تتعرض لها الإشارة، فيستخدم مُرمِّز لا ثنائي مرمزاً خارجياً، ومُرمِّز ثنائي مرمزاً داخلياً بما يسمح لمفكك الترميز الخارجي بإزالة الأخطاء الرشقية التي قد تظهر على خرج مفكك الترميز الداخلي. كما سنقترح في المحاكاة أنماط التعديل المعتمدة في الجيل الرابع أي QPSK, 16QAM, 64QAM.

3-6-2- نظام AMC يعتمد تداخل ترميز ريد - سولومون وترميز الطي (RS - CC)

يتألف من مُرمِّز خارجي (RS) و مُرمِّز داخلي (convolutional) [46]، إذ يقوم مفكك الترميز الداخلي بتصحيح الأخطاء العشوائية، بينما يقوم مفكك الترميز الخارجي بتصحيح الأخطاء الرشقية. يقوم مُرمِّز RS بترميز كتلة المعطيات k_1 بمعدل ترميز $R_1 = k_1/n_1$ ، ثم يقوم مُرمِّز الطي بترميز خرج المرمز الأول بمعدل $R_2 = n_1/n_2$ فنحصل على معدل ترميز إجمالي: $R = R_1 \cdot R_2 = k_1/n_2$ كما في الشكل (3-5):

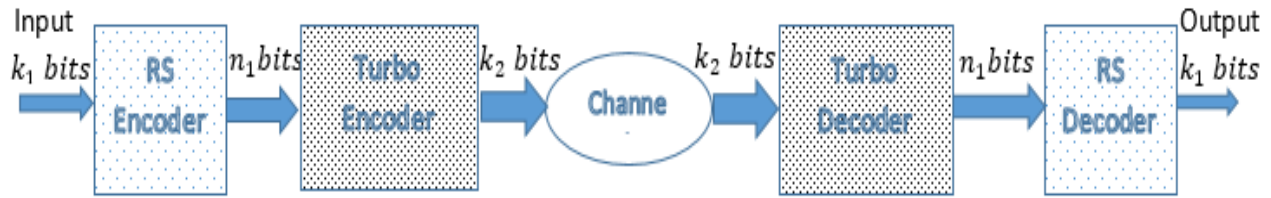


الشكل (3-5) مخطط صندوقي لتداخل ترميز RS وترميز الطي

3-6-3 نظام AMC يعتمد تداخل ترميزي ريد - سولومون وتوربو (RS - Turbo)

تتطلب الوصلات الميكروية التي تربط بين المحطات الخليوية الحديثة Backhaul links تحقيق معدل خطأ إطار حوالي 0.1 ، وهذا ما يصعب تحقيقه مع مرمز Turbo فقط ولا سيما بوجود الأخطاء الرشقية، فضلاً عن أرضية الخطأ error floor التي يظهرها عند SNR عالية.

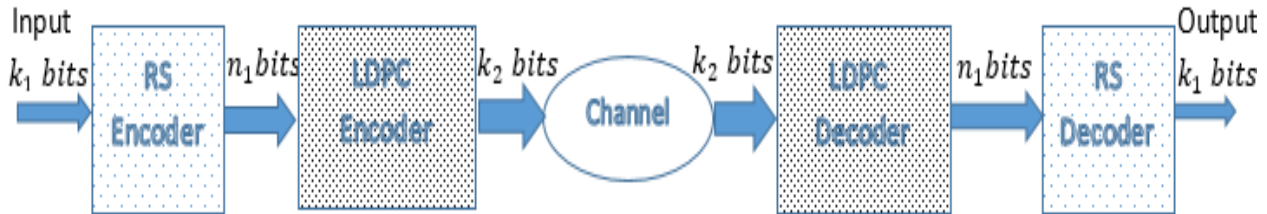
يساعد ربط مرمز Turbo مع مُرمز RS كما في الشكل (6-3) على تحقيق معدل الخطأ المطلوب بإزالة الأخطاء المتبقية على خرج مفكك ترميز Turbo ليبلغ قيم PER المطلوبة، وتحقيق قيم BER تصل حتى 10^{-6} ، أو حتى أقل من ذلك، والدفع بمنحني معدل خطأ الإطار إلى الأسفل عند جميع قيم E_b/N_0 [44].



الشكل (6-3) مخطط صندوقي لتداخل ترميزي RS و Turbo

3-6-4 نظام AMC يعتمد تداخل ترميزي ريد - سولومون و LDPC (RS - LDPC)

يُستخدم في هذا النموذج RS مرمزاً خارجياً و LDPC مرمزاً داخلياً [56],[57]، كما في الشكل (7-3):



الشكل (7-3) مخطط صندوقي لتداخل ترميزي RS و LDPC

الفصل الرابع

نموذج AMC المقترح

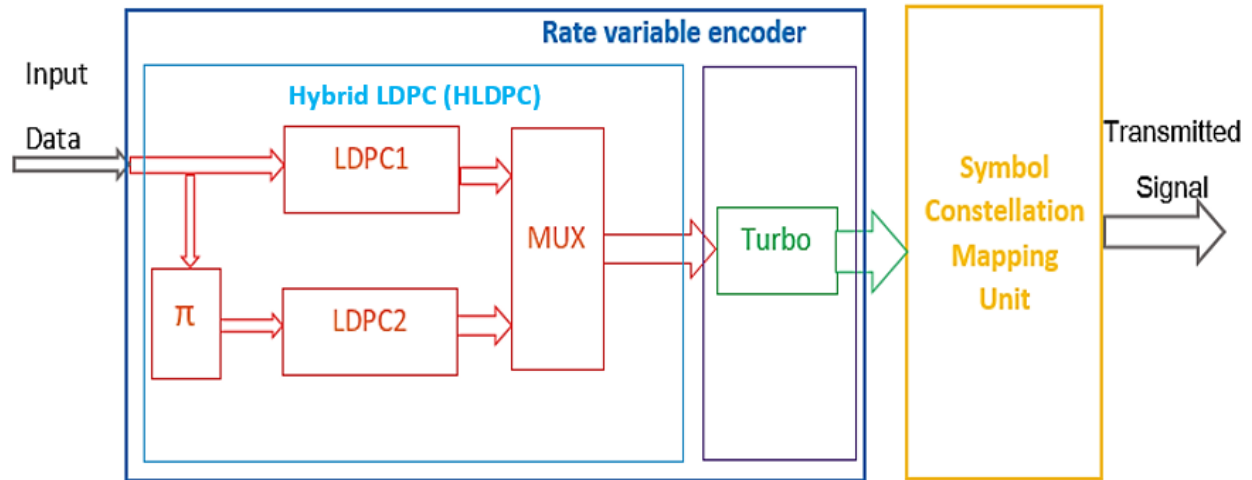
4-1- مقدمة

يتفوق ترميز Turbo على ترميز LDPC ولا يظهر في منحني الأداء أي error floor عند معدلات الترميز المنخفضة، و تبدأ error floor بالظهور مع زيادة معدل الترميز. بينما لا يظهر ترميز LDPC أي error floor عند هذه القيم. ومن ثم يساعد استخدام تداخل هذين الترميزين في تجنب error floor عند جميع معدلات الترميز.

4-2- نموذج الترميز المقترح

بناءً على الدراسات [44,43] سوف نقترح في هذه الفقرة تداخل ترميزي Hybrid LDPC-Turbo بمعدل ترميز

متغير كما في الشكل (4-1):



الشكل (4-1) مخطط صندوقي لتداخل ترميزي HLDPC و Turbo

يتألف هذا النموذج من مرحلتين: المرحلة الأولى مُمثّلة بمرمزي LDPC منتظمين regular متطابقين وبمعدل ترميز متساوٍ $k/n_1 = k/n_2$ مربوطتين على التفرع ليشكّلا المرمز الخارجي. يقوم المُشابك ببعثرة البتات ضمن إطار المعلومات

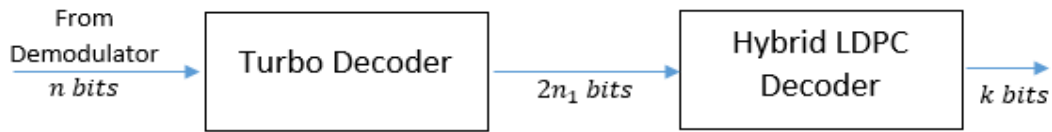
(بطول k بت) قبل ترميزها بـ $LDPC_2$ ، ومن ثم زيادة مناعة الكلمة للأخطاء الرشقية، ويكون لدينا كلمتا ترميز مختلفتان على خرجي $LDPC_1$ و $LDPC_2$. ويُجمَع في المرحلة الثانية خرجا $LDPC_1$ و $LDPC_2$ لنحصل على كلمة مُرمّزة بطول $2n_1$ ، فيصبح معدّل الترميز الخارجي $R_1 = k/2n_1$. ليقوم المرمز الداخلي Turbo، ذات معدل الترميز R_2 ، بترميز خرج الجامع لينتج كلمة مُرمّزة كليّة بطول n bits، أي يصبح معدّل الترميز الإجمالي:

$$R = R_1 \cdot R_2 = (k/2n_1) \cdot (2n_1/n) = k/n$$

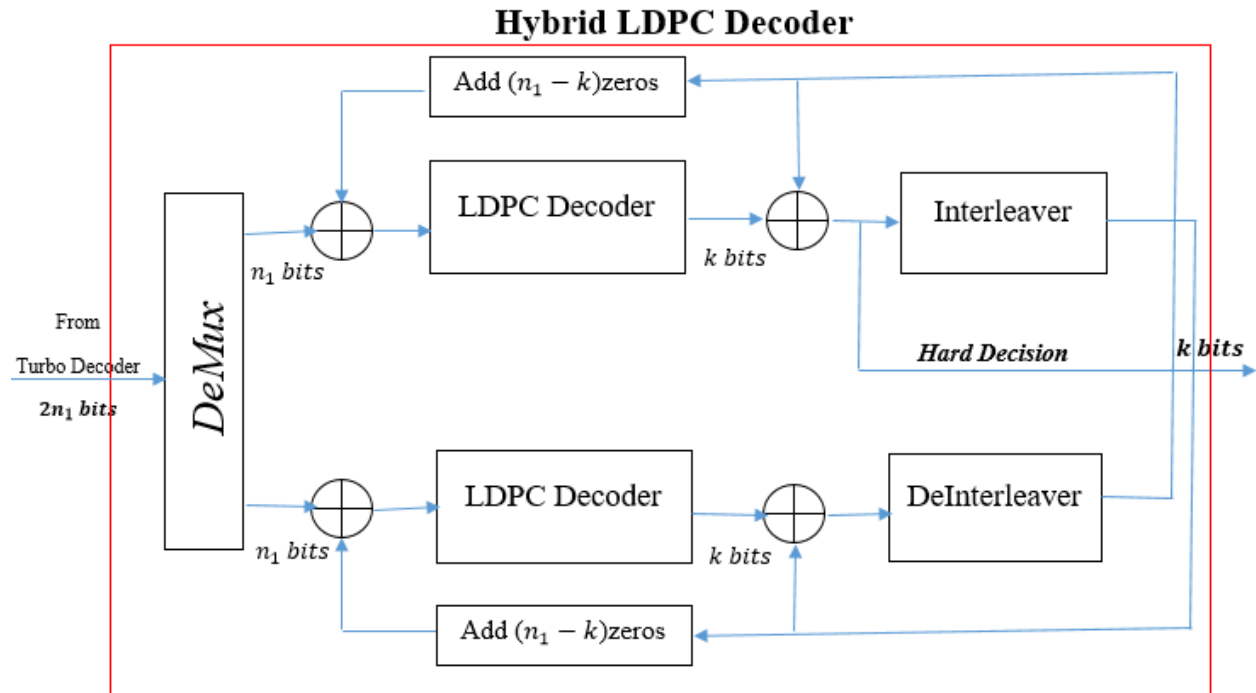
4-3- مفكك ترميز النموذج المقترح

يبيّن الشكل (2-4) مخططاً لعملية فكّ الترميز للنموذج المقترح، إذ يُستخدَم مفكك ترميز Turbo المُعتمد في

نظام LTE.



الشكل (2-4) مفككي ترميز Turbo و HLDPC



الشكل (3-4) بنية مُبسّطة لمفكك ترميز HLDPC

بينما يُفكّ الترميز الخارجي باستخدام مفككي LDPC يعملان وفق المخطط الصندوقي المُبين في الشكل (4-3).

4-3-1- مفكك الترميز الداخلي

مفكك الترميز الداخلي هو مفكك ترميز Turbo المُستخدم في شبكات LTE بعد إجراء تعديل بسيطٍ عليه بحيث يعطي على خرجه قيم LLR بدلاً من القيم الصلبة من أجل تمريرها في المرحلة الثانية إلى دخل مفككي ترميز LDPC. يجري هذا التعديل بإزالة المرحلة الأخيرة Hard Decision في مفكك ترميز Turbo.

4-3-2- مفكك الترميز الخارجي

سنقترح في هذه الفقرة طريقة استخدام التداخل التسلسلي لمفككي LDPC كما في الشكل (4-3)، بما يسمح لمفككي Hybrid LDPC بتشارك البيانات فيما بينهما، إذ تُستخدم هذه الطريقة في مفكك Turbo بين مفككي ترميز الطي المكونين لرمز Turbo. إذ يقوم Demux بدايةً بفصل الجزء الخاص بكل مُرمز، ومن ثم إدخاله إلى مفكك الترميز المقابل، ومن ثم تتم عملية تبادل البيانات بين المفككين، إذ تُمرّر في كلّ دورة فك ترميز إشارة LLR من خرج المفكك الأول إلى دخل المفكك الثاني عبر مُشابك، وتُمرّر إشارة LLR من خرج المفكك الثاني إلى دخل المفكك الأول عبر مفكك تشبيك، وبهذا تكون تمت عملية تبادل المعلومات ضمن الدورة الواحدة، وعند الوصول إلى الحد الأعلى المُحدّد لعدد الدورات، يُجمع خرّجا المفككين للحصول على قيم ناعمة أكثر وثوقية، ومن ثم تمرير الناتج إلى دائرة القرار الصلب Hard decision لتحديد القيمة النهائية لكلمة الترميز المُستقبل.

4-3-3- تحديد بارامترات مرمز ومفكك ترميز LDPC

يجب اختيار البارامترات الأمثل لمفكك LDPC للحصول على أفضل أداء بما يلبي معدّل الخطأ البتي المطلوب Target BER وفق القيم المُعتمدة في هذه الرسالة. إذ سنقوم بدايةً بحساب معدّل الترميز الأمثل لكلا المفككين، وبعدها سنقوم بحساب محددات مصفوفة فحص التكافؤ Parity Check Matrix (PCM) الموافقة لهذا المعدّل، ثم سنقوم بتحديد عدد دورات مفكك الترميز الخارجي التي نحصل فيها على (شبه) إشباع في الأداء. وللقيام بهذه الحسابات نجري محاكاة برمجية لنظام اتصال يعتمد نموذج الترميز المُقترح وفق القيم المُبيّنة في الجدول (4-1).

الجدول (1-4) القيم المُفترضة لإجراء المحاكاة لحساب بارامترات مفكك LDPC في النموذج المُقترح

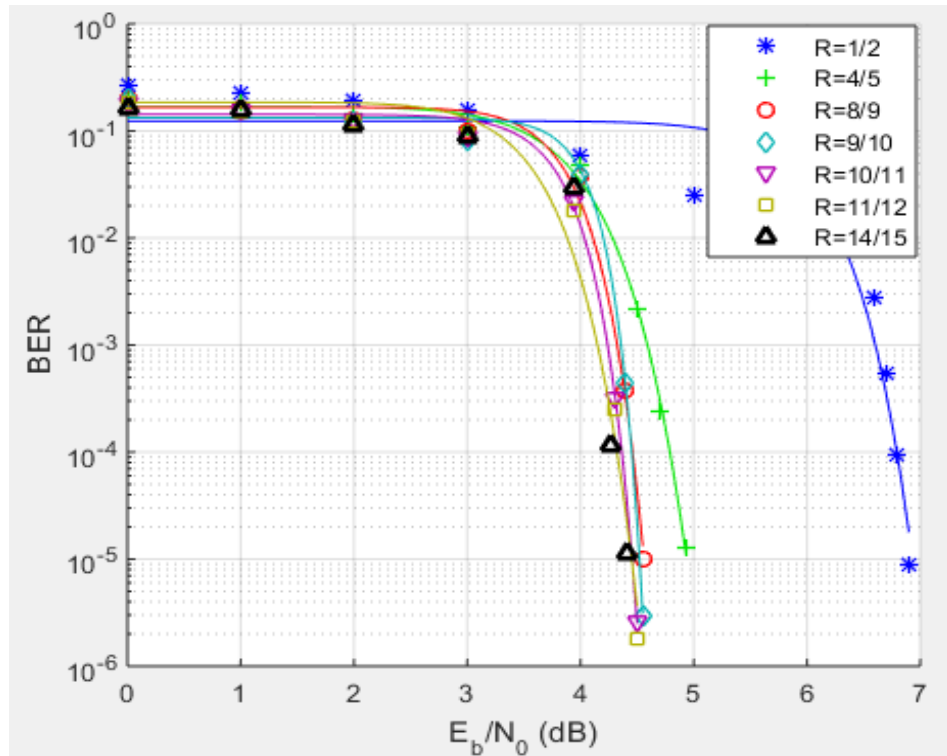
k=2040 bits	طول كتلة الدخل
HLDPC-Turbo	نوع ترميز القناة
1/2, 3/4, 11/12, 14/15	معدّل الترميز الداخلي
1/2 ~ 14/15	معدّل الترميز الخارجي
QPSK	نمط التعديل
AWGN	نوع القناة

4-3-3-1. حساب معدل ترميز LDPC

نفترض PCM مُحَدَّدة بوزن أعمدة ثابت $W_c = 4$ ، نجري المحاكاة وفق قيم مختلفة لمعدّل ترميز Turbo

تتراوح بين 1/2 و 14/15، ومن ثمّ نقومُ باستنتاج $(E_b/N_0)_{min}$ الموافقة لمعدل خطأ البت المُستهدف (10^{-5} في هذه

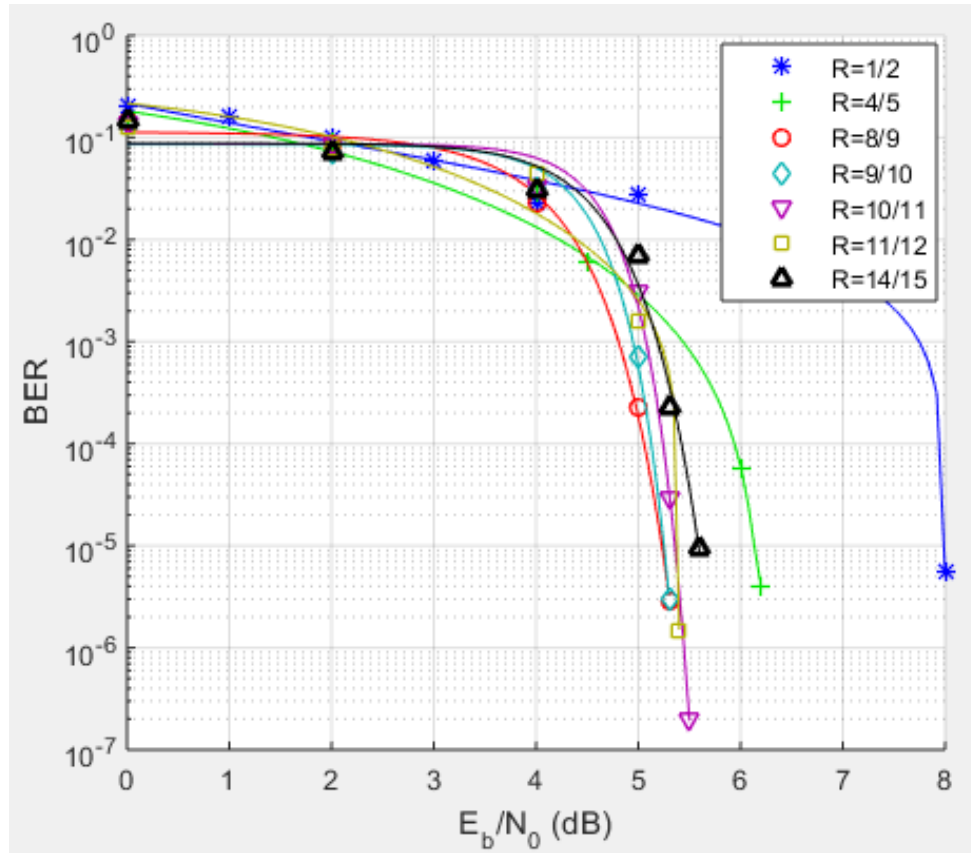
الدراسة). حيث R_1 ، R_2 هما معدلا ترميز LDPC و Turbo تبعاً. كما هو مبين في الاشكال والجداول الآتية:



الشكل (4-4) أداء النموذج المُقترح من أجل $K=2040$ bits, $R_2 = 1/2$, $W_c = 4$

الجدول (2-4) $(E_b/N_0)_{min}$ المطلوبة لتحقيق TBER في النموذج المقترح من أجل $R_2 = 1/2$

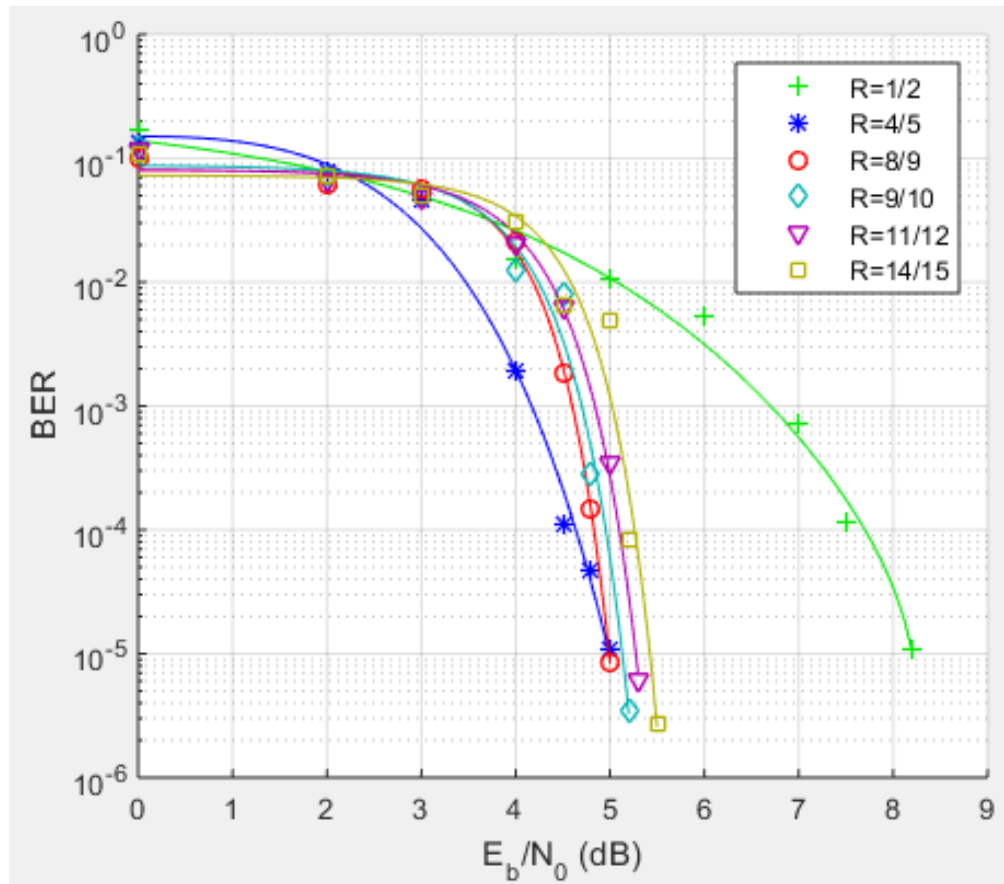
R_1	1/2	4/5	8/9	9/10	10/11	11/12	14/15
$(E_b/N_0)_{min}(\text{dB})$	6.9	5	4.6	4.5	4.4	4.4	4.5



الشكل (5-4) أداء النموذج المقترح من أجل $K=2040$ bits, $R_2 = 3/4$, $W_c = 4$

الجدول (3-4) $(E_b/N_0)_{min}$ المطلوبة لتحقيق TBER في النموذج المقترح من أجل $R_2 = 3/4$

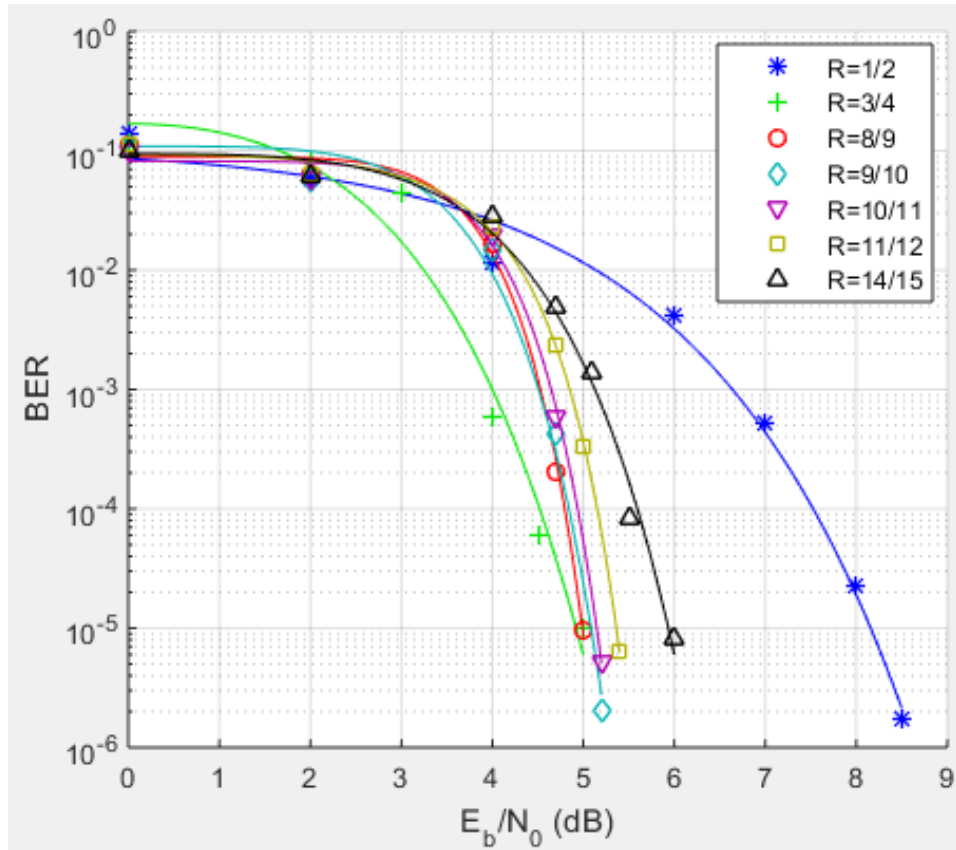
R_1	1/2	4/5	8/9	9/10	10/11	11/12	14/15
$(E_b/N_0)_{min}(\text{dB})$	8	6.2	5.2	5.2	5.4	5.4	5.6



الشكل (4-6) أداء النموذج المقترح من أجل $K=2040$ bits, $R_2 = 11/12$, $W_c = 4$

الجدول (4-4) $(E_b/N_0)_{min}$ المطلوبة لتحقيق TBER في النموذج المقترح من أجل $R_2 = 11/12$

R_1	1/2	4/5	8/9	9/10	10/11	11/12	14/15
$(E_b/N_0)_{min}(\text{dB})$	8.2	5	5	5.1	5.2	5.2	5.4



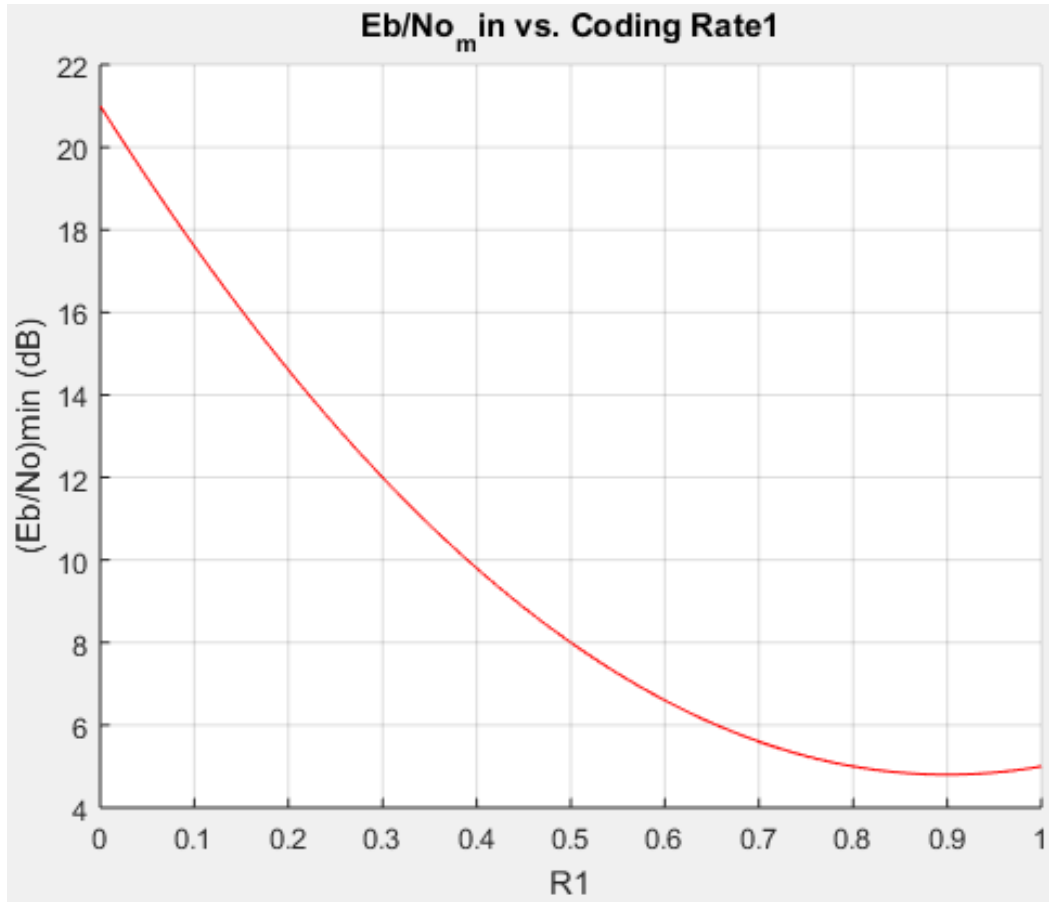
الشكل (7-4) أداء النموذج المقترح من أجل $K=2040$ bits, $R_2 = 14/15$, $W_c = 4$

الجدول (5-4) $(E_b/N_0)_{min}$ المطلوبة لتحقيق TBER في النموذج المقترح من أجل $R_2 = 14/15$

R_1	1/2	4/5	8/9	9/10	10/11	11/12	14/15
$(E_b/N_0)_{min}(\text{dB})$	8.5	5	5	5.1	5.2	5.4	6

سنرسم بناءً على هذه الجداول منحنيًا يبين علاقة قيم $(E_b/N_0)_{min}$ المطلوبة لـ Target BER مع معدل ترميز LDPC

كما في الشكل (8-4).



الشكل (8-4) علاقة $(E_b/N_0)_{min}$ المطلوبة لتحقيق TBER بمعدل ترميز LDPC

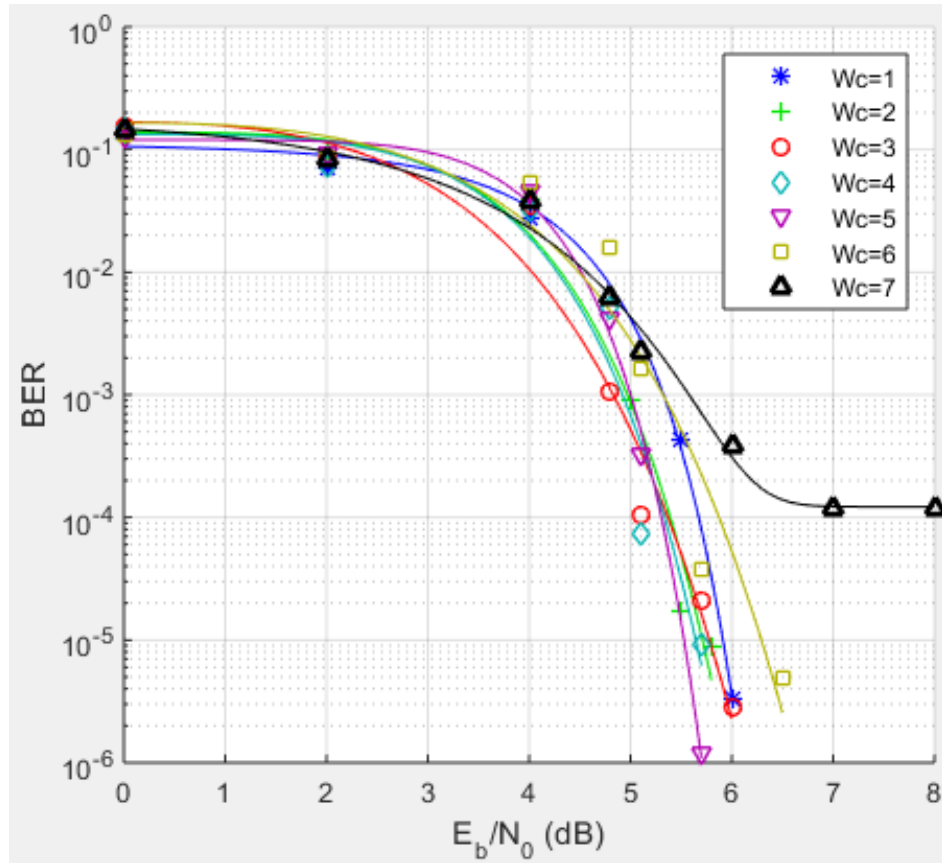
نلاحظ من الشكل السابق أنَّ أفضل قيمة لمعدل ترميز LDPC تتراوح بين 8/9 و 10/11.

2-3-3-4. حساب وزن أعمدة مصفوفة فحص التكافؤ

نقوم بإجراء المحاكاة البرمجية وفق القيم المبيَّنة في الجدول (1-4) لاستنتاج أفضل قيمة لـ W_c من أجل

المعدلات 8/9, 9/10, 10/11 إذ نفترض معدل ترميز متوسطاً $(R_2 = 3/4)$ لرمز Turbo فنحصل على الأشكال

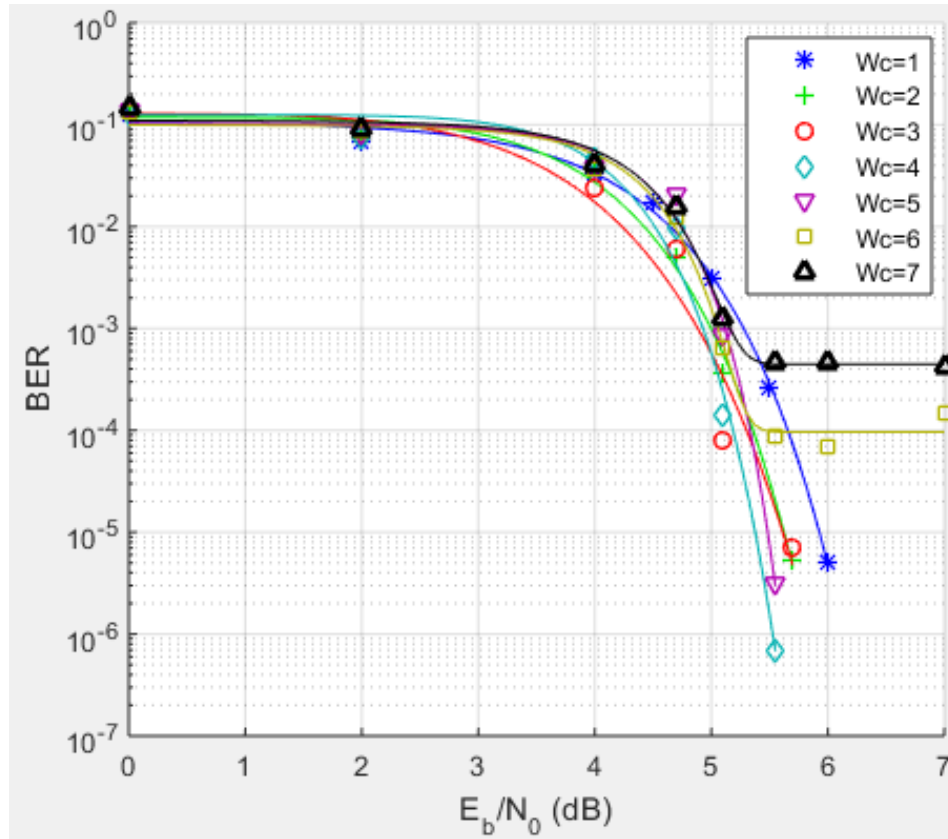
الآتية، ومن هذه الاشكال نستنتج $(E_b/N_0)_{min}$ اللازمة لتحقيق TBER ووضعها في جداول كما يأتي:



الشكل (4-9) تأثير تغيير كثافة PCM في أداء النموذج المقترح من أجل $R_1 = 8/9$, $K=2040$ bits

الجدول (4-6) قيم $(E_b/N_0)_{min}$ المطلوبة لتحقيق TBER في النموذج المقترح من أجل $R_1 = 8/9$

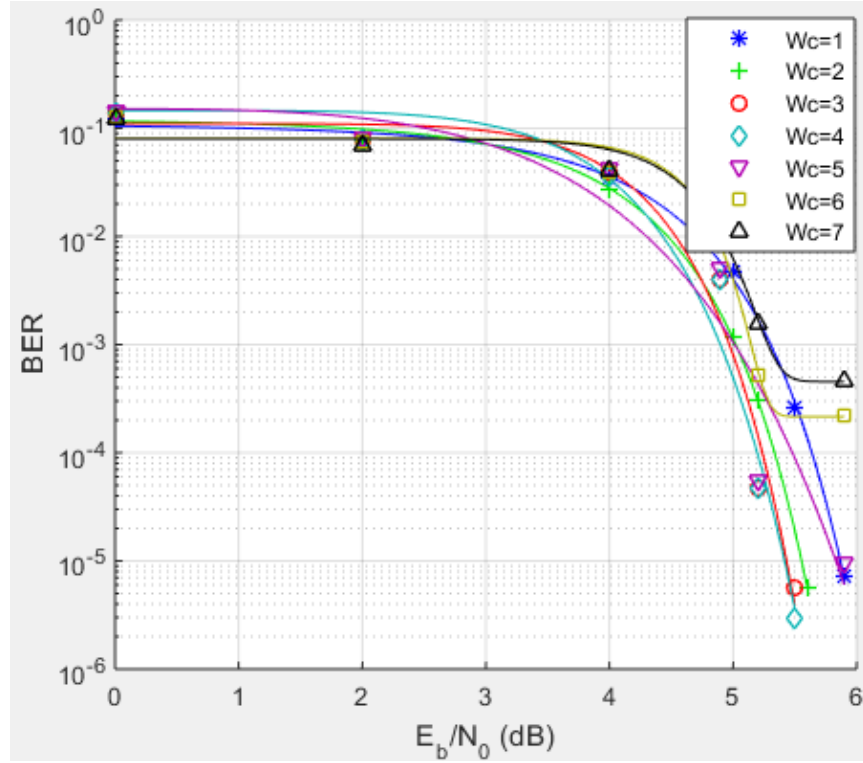
w_c	1	2	3	4	5	6	7
$(E_b/N_0)_{min} (dB)$	5.9	5.8	5.8	5.7	5.6	6.4	-



الشكل (10-4) تأثير تغيير كثافة PCM في أداء النموذج المقترح من أجل $R_1 = 9/10$, $K=2040$ bits

الجدول (7-4) قيم $(E_b/N_0)_{min}$ المطلوبة لتحقيق TBER في النموذج المقترح من أجل $R_1 = 9/10$

w_c	1	2	3	4	5	6	7
$(E_b/N_0)_{min}(\text{dB})$	5.9	5.6	5.6	5.5	5.5	-	-



الشكل (11-4) تأثير تغيير كثافة PCM في أداء النموذج المقترح من أجل $R_1 = 10/11$, $K=2040$ bits

الجدول (8-4) قيم $(E_b/N_0)_{min}$ المطلوبة لتحقيق TBER في النموذج المقترح من أجل $R_1 = 10/11$

w_c	1	2	3	4	5	6	7
$(E_b/N_0)_{min} (dB)$	5.9	5.5	5.4	5.4	5.9	-	-

نقومُ بناءً على الجداول (4-6)، (4-7)، (4-8) باستنتاج w_c التي تحقق أقل قيم E_b/N_0 الموافقة لمعدل خطأ البت

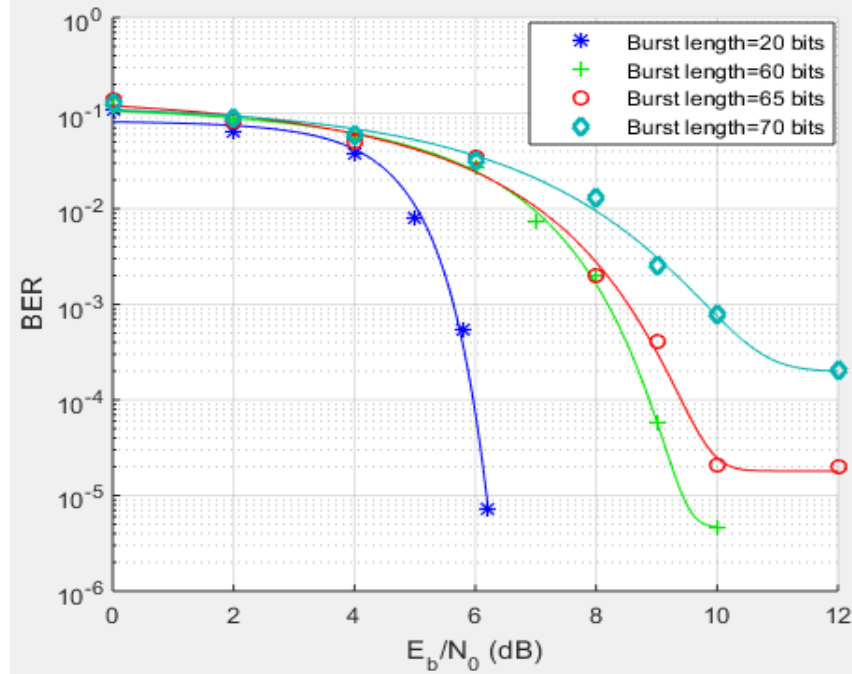
المُستهدف ($TBER = 10^{-5}$). حيث نجد:

الجدول (4-9) قيم w_c الأمثل عند معدلات ترميز LDPC $R_1 = (\frac{8}{9}, \frac{9}{10}, \frac{10}{11})$

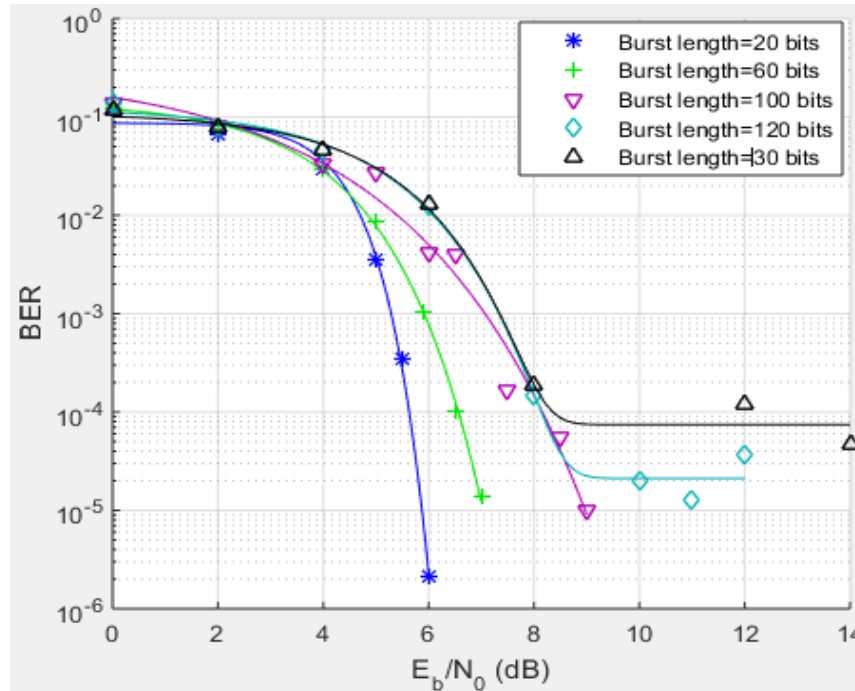
R_1	8/9	9/10	10/11
w_c	5	4 or 5	3 or 4

نقومُ الآن بمحاكاة عمل هذا النموذج وفق هذه البارامترات بوصفها تابعاً لطول رشقة الخطأ، من أجل تحديد R_1 الأمثل

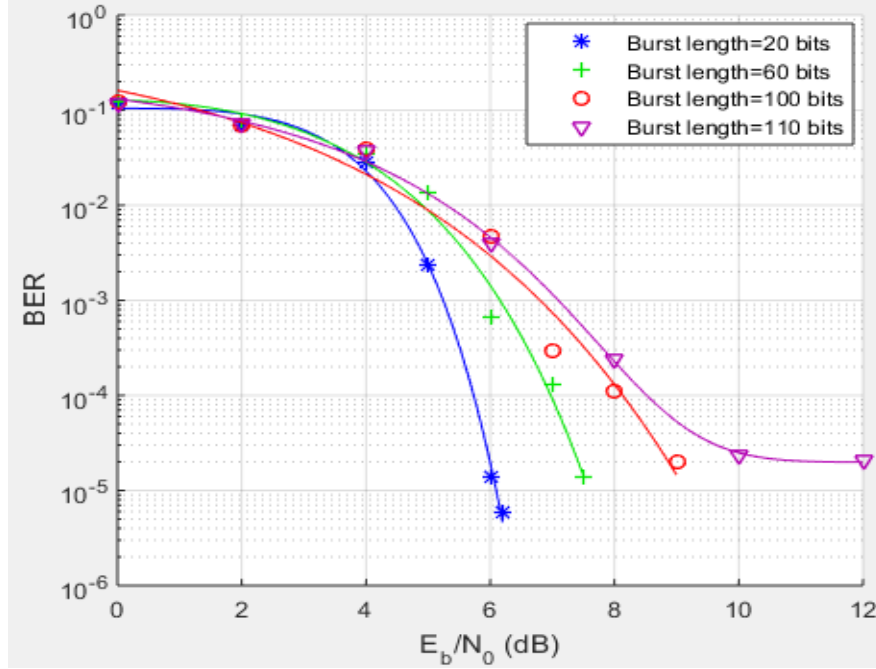
لممانعة الأخطاء الرشقية، إذ افترضنا في أثناء الدراسة السابقة وجود أخطاء عشوائية فقط في القناة، إذ سنعمد معدّل ترميز داخلياً مرتفعاً نسبياً ($R_2 = 11/12$) حتى نضمن عدم مشاركة مفكك Turbo في تصحيح الاخطاء الرشقية:



الشكل (12-4) تأثير طول رشقة الخطأ في أداء النموذج المقترح من أجل $R_1 = 8/9$, $R_2 = 11/12$

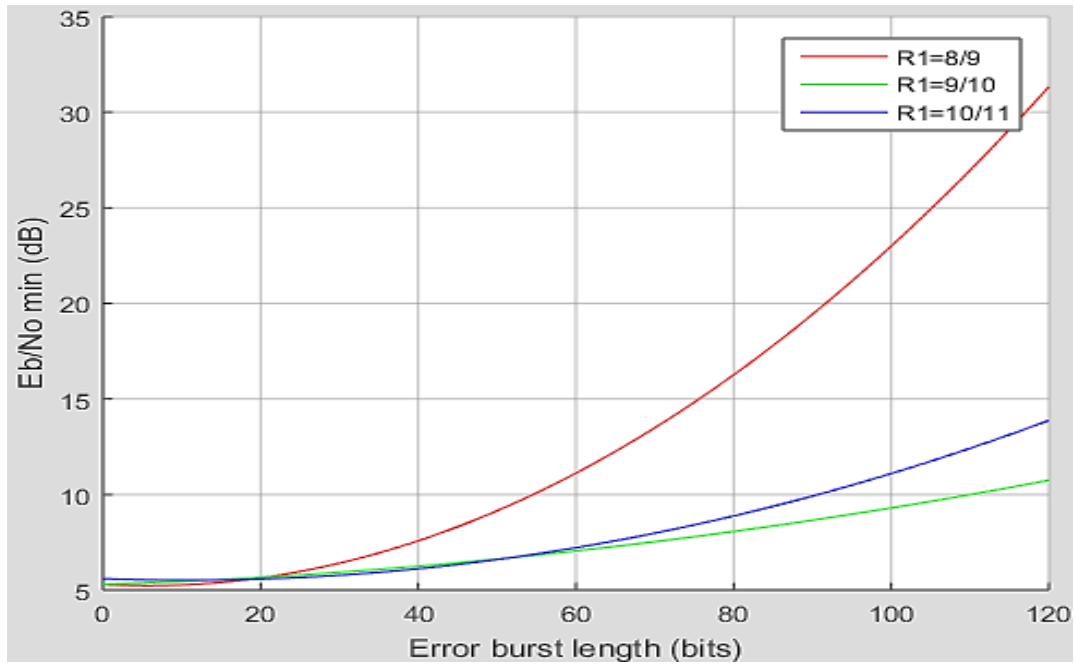


الشكل (13-4) تأثير طول رشقة الخطأ في أداء النموذج المقترح من أجل $R_1 = 9/10$, $R_2 = 11/12$



الشكل (14-4) تأثير طول رشقة الخطأ في أداء النموذج المقترح من أجل $R_1 = 10/11$, $R_2 = 11/12$

بالاستناد إلى الأشكال (12-4) و (13-4) و (15-4) نرسم العلاقة بين $(E_b/N_0)_{min}$ اللازمة لتحقيق معدل خطأ بت 10^{-5} ، وطول رشقة الضجيج التي نفرض أنها تصل حتى 6% من طول كتلة المعلومات.



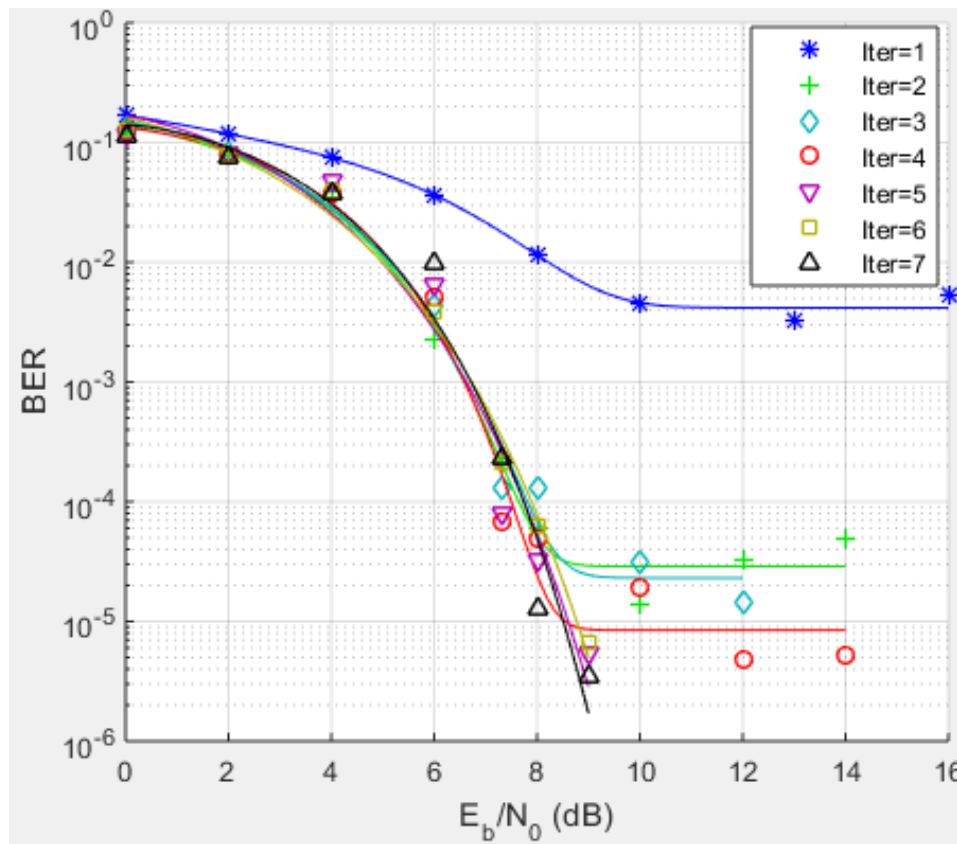
الشكل (15-4) علاقة $(E_b/N_0)_{min}$ المطلوبة لتحقيق TBER بطول رشقة الخطأ

نلاحظ من الشكل (4-15) أنَّ مرمِّز LDPC يحقق أفضل أداءٍ عندَّ معدل ترميز 9/10. وبذلك نكون قد حددنا البارامترات الأمثل لمرمِّز LDPC عند طول كتلة المعلومات المُفترض (2040 bits).

4-3-3-3. تحديد عدد دورات فك الترميز

لمعرفة الحدَّ الأعظمي لعدد دورات مفكك ترميز Hybrid LDPC نجري محاكاة برمجية باستخدام البارامترات

المُعتمدة للنموذج المقترح من أجل عدد دورات مختلف لمفكك ترميز HLDPC فنحصل على الشكل (4-16):



الشكل (4-16) تأثير عدد مرات تبادل المعلومات بين مفككي ترميز LDPC على أداء النموذج المُقترح

نلاحظ من الشكل (4-16) تحسُّن أداء مفكك ترميز HLDPC بزيادة عدد دورات عمله، كما نلاحظ انتفاء تحسُّنٍ

ملموسٍ في الأداء عند زيادة عدد الدورات عن 5، لذلك سنعتمد عدد دورات فك الترميز $I_H = 5$.

الفصل الخامس

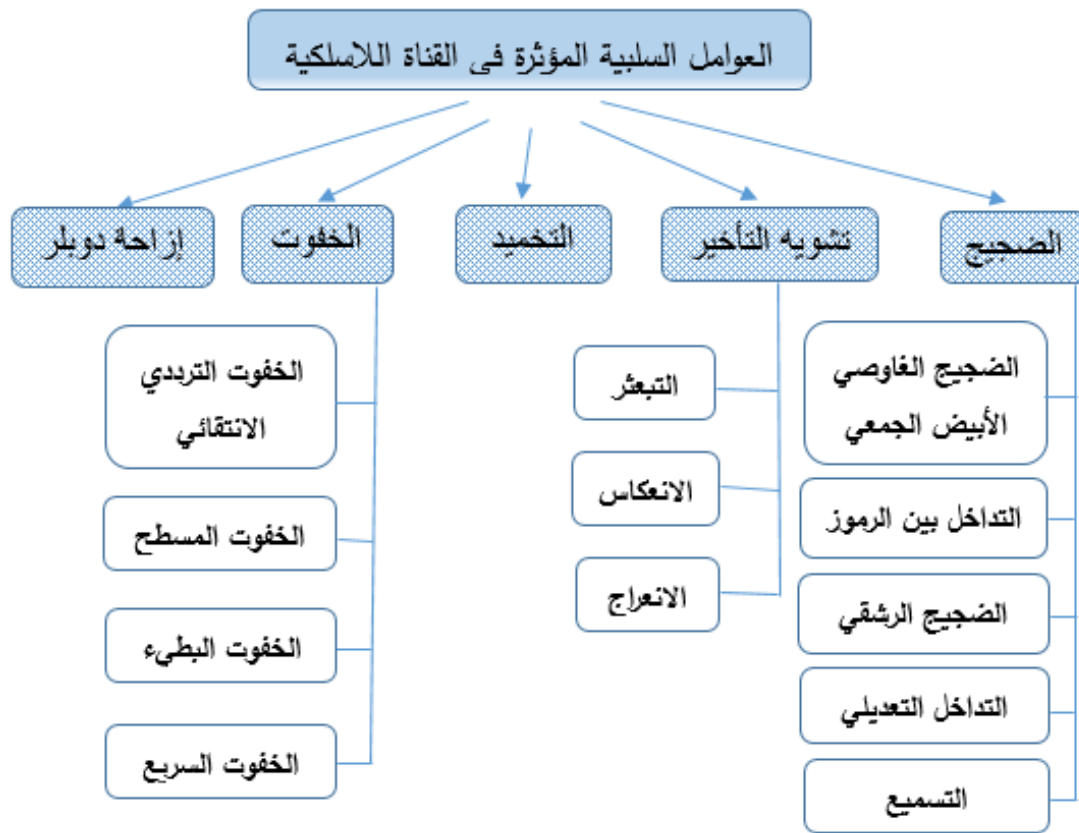
مقارنة أداء نماذج الترميز والتعديل المتكيف التقليدية والمُقترحة

1-5- نمذجة قناة الاتصال الميكروية

1-1-5- العوامل السلبية المؤثرة في القنوات اللاسلكية

تخضع الإشارة عبر قناة الاتصال إلى خفوت متغير مع الزمن [49]، إذ يتغير مطال الإشارة المستقبلية وطورها اعتماداً على تموضع الأجسام المحيطة والمُرسل والمستقبل. يمكن وفقاً لمعاملات النظام نمذجة قناة الاتصال اللاسلكية بقناة خفوت متعدد المسارات (MFC(Multipath Fading Channel)).

يبين الشكل (1-5) تقسيماً مبسطاً لمجمل الآثار السلبية في القنوات اللاسلكية.



الشكل (1-5) العوامل السلبية المؤثرة في القناة اللاسلكية

5-1-2- fading الخفوت

ينجمُ الخفوت عن تعدد مسارات الإشارة ووصول نسخٍ عدّة منها إلى المُستقبل، يسلك كل منها مساراً مختلفاً عن الآخر، ومن ثمّ تعاني كلُّ نسخةٍ من تخميد وتأخير وإزاحة طورية تختلفُ عن النسخ الأخرى، ويؤدّي تجميعُ هذه النسخ المختلفة عند المستقبل إلى إضعاف الإشارة المستقبلية وتقويتها تقويةً دائمةً مع الزمن، ويُقسم إلى [18]:

5-1-2-1. الخفوت الترددي الانتقائي Frequency Selective Fading

يحصلُ عندما يكون عرضُ مجال الإشارة أكبرَ من عرضِ مجال القناة، وانتشارُ التأخير أكبرَ من زمنِ الرمز.

5-2-1-2. الخفوت البطيء Slow Fading

يحصلُ عندما يكون انتشارُ دوبلر منخفض، وزمنُ الترابط أكبرَ من زمنِ الرمز، و اختلافاتُ القناة أبطأ من اختلافات الإشارة الأساسية. حيث أن زمن الترابط هو المدة الزمنية التي تكون ضمنها الاستجابة النبضية للقناة ثابتة.

5-2-1-3. الخفوت السريع Fast Fading

يحصلُ عندما يكون انحرافُ دوبلر عالياً، وزمنُ الترابط أصغرَ من زمنِ الرمز، و تغيراتُ القناة أسرع من اختلافات الإشارة الأساسية.

5-2-1-4. الخفوت المسطح Flat Fading

هو نوعٌ من الخفوت تكون فيه الاستجابة الطيفية مسطحةً، ويكون عرضُ مجال الإشارة أصغرَ من عرضِ مجال القناة، و انتشارُ التأخير أصغرَ من زمنِ الرمز.

5-1-3- Noise الضجيج

يُعرّف الضجيجُ بأنه إشارة عشوائية تدخل على الإشارة جمعاً أو ضرباً من مصدر خارجي. وأهم أنواعه [17]:

5-1-3-1. الضجيج الغاوسي الأبيض الجمعي AWGN

هو إشارة عشوائية تؤثر تأثيراً موحّداً في كلّ مركبات الطيف الترددي المحدد.

2-3-1-5. التداخل بين الرموز Inter-Symbol Interference(ISI)

هو شكلٌ من الضجيج أو التشويه يصيبُ الإشارةَ نتيجةً تداخل الرموز فيما بينها عند الكاشف، ويحصل بسبب تعدد مسارات الانتشار، وبسبب لاختطية الاستجابة الترددية للقناة.

3-3-1-5. الضجيج الرشقي Burst Noise

وهي أخطاء تحدث في عدّة بتات متتالية، ومن الأمثلة على ذلك في القنوات اللاسلكية الضجيج الناتج عن البرق، وعن القرب من خطوط التوتر العالية، وكذلك الضجيج المُصطنع (التشويش المُتعمد).

4-3-1-5. التداخل التعديلي Intermodulation

يحدثُ بسبب لاختطية خصائص وسط الإرسال، وذلك عندما تتداخل إشارتان بترددين مختلفين وهذا يؤدي إلى ظهور تردداتٍ جديدة.

5-3-1-5. التسميع Cross Talk

يحصل بسبب التداخل بين مساري إشارتين قريبتين من بعضهما البعض.

4-1-5- تشويه التأخير Delay Distortion

يحصلُ بسبب لاختطية تابع تحويل قناة الاتصال نتيجةً لعواملٍ عدّة أهمها الانعراج والانعكاس والتشتت، ويحدث عندما تصل المكونات الترددية المختلفة في أوقاتٍ مختلفة، وهذا يشوّه شكل الإشارة المُستقبلة.

1-4-1-5. التبعثر Scattering

يحصل عندما تصطدم الإشارةُ بسطحٍ حادّ أبعاده أصغر من طول موجة الإشارة أو تساويها. وهو مايسبب تبدد الطاقة المتبعثرة في جميع الاتجاهات، ويكثر حدوثه في البيئات المدنية.

2-4-1-5. الانعكاس Reflection

يحصلُ عندما تصطدم الموجة الكهربائية المنتشرة بسطحٍ ناعم له أبعادٌ أكبر من طول موجة الإشارة أو

تساويها، وتكون زاوية اتجاه الإشارة المنعكسة بصفحة الإشارة الواردة نفسها.

3-4-1-5. الانعراج Diffraction

يحدث عندما توجد عوائق كثيفة بين المرسل والمستقبل أبعادها كبيرة مقارنةً بطول الموجة، وهذا يؤدي إلى تشكل أمواج ثانوية خلف الجسم العائق. يُستخدم الانعراج في توصيف الإشارة المنتشرة من المرسل إلى المستقبل عندما لا يوجد مسار خط نظر بينهما. عادةً يُطلق على هذه الظاهرة مصطلح التظليل (shadowing)، ذلك أنّ الحقل المنعرج يمكن أن يصل إلى المستقبل حتى في الحالات التي يكون فيها العائق غير نفوذ.

5-1-5- التخميد attenuation

يحصل التخميد نتيجة لضياع طاقة الإشارة في أثناء الانتشار تبعاً للزمن والمسافة، ويظهر انخفاضاً في نسبة الإشارة إلى الضجيج، لذلك يجب أن تكون الإشارة قوية بما يكفي بحيث يستطيع المستقبل تمييزها وكشفها [17].

5-1-6- إزاحة دوبلر Doppler shift

عندما يتحرك المرسل أو المستقبل، عندها سيكون هناك انزياح في ترددات الإشارات المستلمة [17]. لا يؤخذ هذا التأثير بالحسبان عند استخدام محطات ميكروية ثابتة.

5-1-7- الخلاصة

ينتج الخفوت متعدد المسارات عن التداخل البناء أو الهدام لمركبات الإشارة العشوائية في كل من تأخيرها الزمني والانعكاسات و/أو البعثة و/أو عمليات الانعراج التي تخضع لها هذه المركبات في أثناء مرورها ضمن قناة الاتصال. يُعدّ هذا النوع من الخفوت سريعاً نسبياً مقارنةً بالتغيرات التي يسببها فقد المسار والتغيرات التي تسببها ظاهرة الظل، ومن ثم يُعدّ هذا الخفوت هو المسؤول عن تغيرات الإشارة على المدى القصير.

وبسبب هذه التغيرات فإنّ أيّ نمط تعديل وترميز (MCS) يمكنه فقط أن يضمن إرسالاً موثقاً (من حيث معدل خطأ البت) ضمن مدة زمنية محدودة، بينما قد يحدث انقطاع للاتصال في باقي الزمن بسبب انخفاض SNR وزيادة BER. ولإنقاذ BER نحتاج لاستخدام MCS أدنى، ما يسبب تخفيض معدل نقل البيانات الوسطي للوصلة.

5-1-8- قناة الاتصال الميكروية الحديثة

تستخدم معظم الوصلات الميكروية الحديثة الأرضية تجارياً الترددات من حوالي 2GHz إلى ما يتجاوز 60GHz مع مسافة قصوى تبلغ حوالي 200كم. من طبيعة الأمواج الميكروية أنها تنتشر في خطوط مستقيمة أي تحتاج خط نظر مباشر (Line of Sight(LOS بين المرسل والمستقبل، وبسبب انحناء الأرض فإن هذا الانتشار يكون محدود المسافة. لذلك تُستخدم في أنظمة الاتصالات الميكروية محطات مُعيدة Relay Station مقوية للإشارة تساعد على إيصال الأمواج المُرسلة مسافات طويلة وبمعدل محطة مُعيدة كل (30-40كم).

5-1-9- نمذجة القناة Channel Modeling

بناءً على طبيعة بيئة الانتشار، هناك عدد من النماذج المختلفة التي من شأنها توصيف السلوك الإحصائي لغلاف خفوت تعدد المسارات.

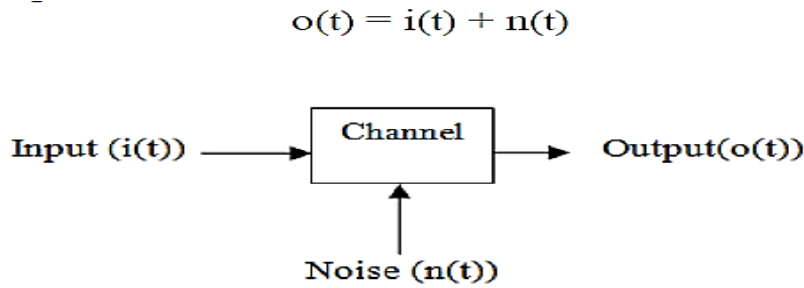
في الوصلات الميكروية البعيدة يكون متوسط الخفوت قصير الأمد ثابتاً، لذلك يمكن الاعتماد على نموذج قناة الضجيج الأبيض المُضاف في توصيف هذه الوصلات، إذ تساعد إحصائيات الخفوت طويل الأمد في تقدير العلاقات التي تربط بين فقد المسار والمسافة. تتضمن هذه العلاقات كلاً من حساب متوسط فقد المسار وإيجاد مواصفات التغيرات العشوائية لفقد المسار حول الوسطي التي تتبع توزيع اللوغاريتم الطبيعي. ويبدأ أثر الخفوت القصير الأمد بالظهور مع تناقص طول الوصلة، ويوجد عدة نماذج إحصائية التي يُوصفُ اعتماداً عليها الخفوت قصير الأمد إلا أنه يمكن تمييز نموذجين رئيسيين، نموذج خفوت رايلي ونموذج خفوت رايسان. إذ يُوصفُ غلاف الإشارة المُستقبل بتابع الكثافة الاحتمالية.



الشكل (5-2) أنواع الاختلافات التي تحدث للإشارة اللاسلكية

5-1-9-1. قناة الضجيج الغاوسي الأبيض المضاف AWGN

هو النموذج الأساسي للتشوهات التي قد تحدث في قناة الاتصال، إذ يُؤخذ بالحسبان الضجيج الأبيض المضاف دون التعرّض للتأثيرات الأخرى التي تصيب الإشارة كالانعراج والتشتت وتعدد المسارات والتخميد والتداخل وما إلى ذلك، ويُعدّ أبسط أنواع القنوات التي تُستخدم بوصفها نقطة بداية في توصيف عمل نظام الاتصالات، وذلك بهدف فهم علاقات الأداء الأساسية عند محاكاة عمل النظام، إذ تُعدّ عينات الضجيج الغاوسي الأبيض الجمعي التي تصيب الإشارة في أثناء انتشارها من المرسل إلى المستقبل مستقلة إحصائياً. ويُعدّ مناسباً لنمذجة المسافات الطويلة إذ يُفترض أن يكون متوسط الخفوت ثابتاً ضمن المسار. فعند مرور الرموز المرسلّة ضمن قناة غاوسية تتعرّض لضجيج غاوسي أبيض جمعي ثابت بتشتت $\sigma_N^2 = 2N_0$ ، كما هو موضح بالشكل (3-5).



الشكل (3-5) قناة الضجيج الغاوسي الأبيض المضاف [21]

حيث $i(t)$: عينة الإشارة المرسلّة في اللحظة t ، $n(t)$: عينة الضجيج الأبيض الغاوسي، $o(t)$: عينة الإشارة المُستقبلة. ويُعطى تابع الكثافة الاحتمالية Probability density function (Pdf) لمتحول عشوائي غاوسي r بالعلاقة:

$$P(r) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_N^2}} e^{-\frac{(r-\mu)^2}{2\sigma_N^2}} \quad (1-5)$$

حيث r : مطال الإشارة المُستقبلة، σ^2 : تباين مركبتي الطور الموافق والمُتعامد، μ : متوسط المتحول الغاوسي r .

2-9-1-5. قناة رايلي Rayleigh Channel

يُستخدم توزيع رايلي في معظم قنوات الاتصال لنمذجة الخفوت متعدد المسارات في الحالات التي ينعدم فيها

خط النظر [12]. ويُعرف بتابع الكثافة الاحتمالي:

$$f(r)_{ray} = \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r^2}{2\sigma^2}}, r \geq 0 \quad (2-5)$$

حيث $\overline{r^2} = 2\sigma^2$ هو متوسط الاستطاعة المُقدر أو قيمة المتوسط التربيعي لمطال الإشارة.

3-9-1-5. قناة رايسيان Rician Channel

يوجد في هذا النموذج عدد من مركبات (Non Line Of Sight (NLOS، ومركبة مباشرة LOS واحدة على

الأقل لها التأثير الأقوى، أي مركبة مسيطرة. يُعطى تابع الكثافة الاحتمالي لهذا النموذج بالعلاقة الآتية [28]:

$$f_{rice} = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(\frac{-(r^2 + A^2)}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{A \cdot r}{\sigma^2}\right), r \geq 0, A \geq 0 \quad (3-5)$$

حيث A: مطال إشارة المسار الرئيسي و I_0 : تابع بيسيل المُعدّل من الدرجة صفر.

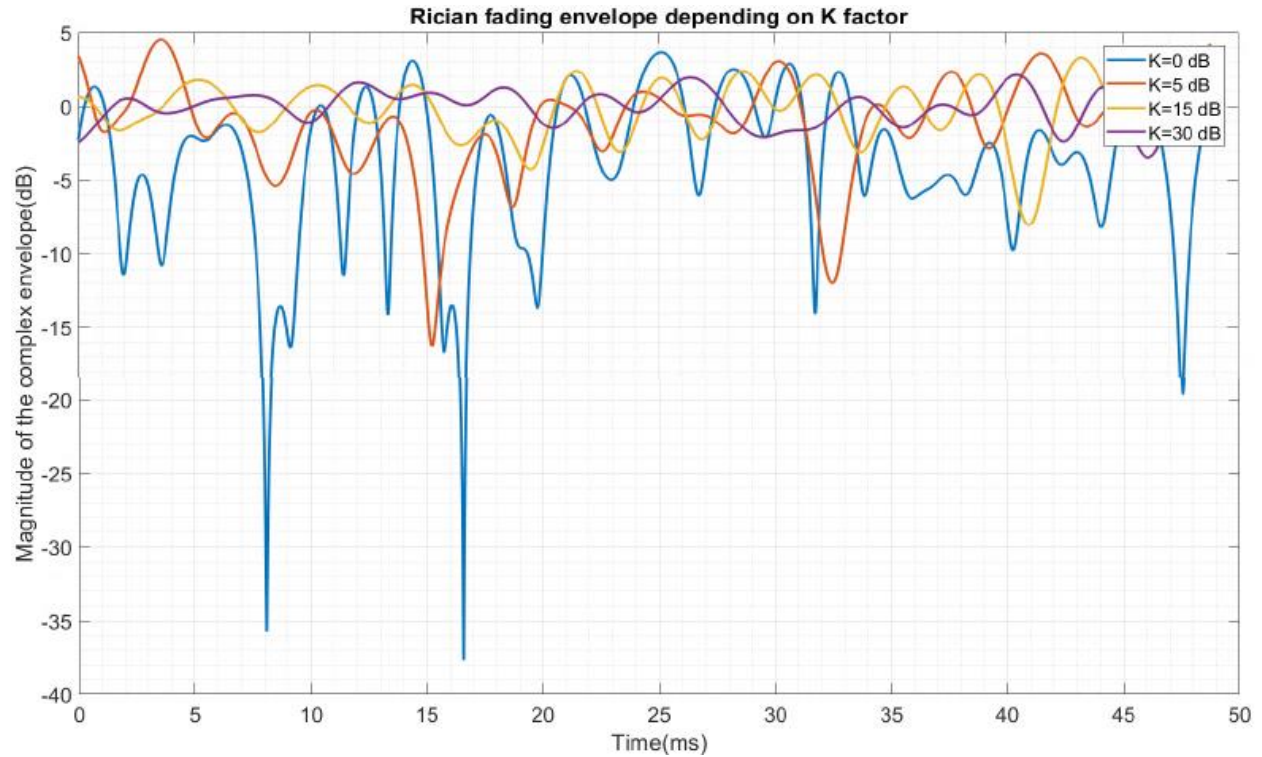
نعرف معامل رايسيان (K_r) بأنه نسبة استطاعة مركبة LOS المسيطرة إلى الاستطاعة التي تحملها بقية المركبات

أي: $K_r = A^2/2\sigma^2$. وعندما تكون $K_r \ll 1$ يتقارب توزيع رايسيان من توزيع رايلي، ويتطابق معه عندما تصبح

$K_r = 0$. وتؤول العلاقة (3-5) إلى علاقة تابع الكثافة الاحتمالي لقناة رايلي (2-5). وعندما تكون $K_r \gg 1$ يتقارب

توزيع رايسيان من التوزيع الغاوسي، ويتطابق معه عندما $K_r \rightarrow \infty$ لتقترب هذه العلاقة من علاقة التوزيع الغاوسي

(1-5) [28]. حيث يقلل المسار المباشر المسيطر من عمق الخفوت قليلاً كبيراً.



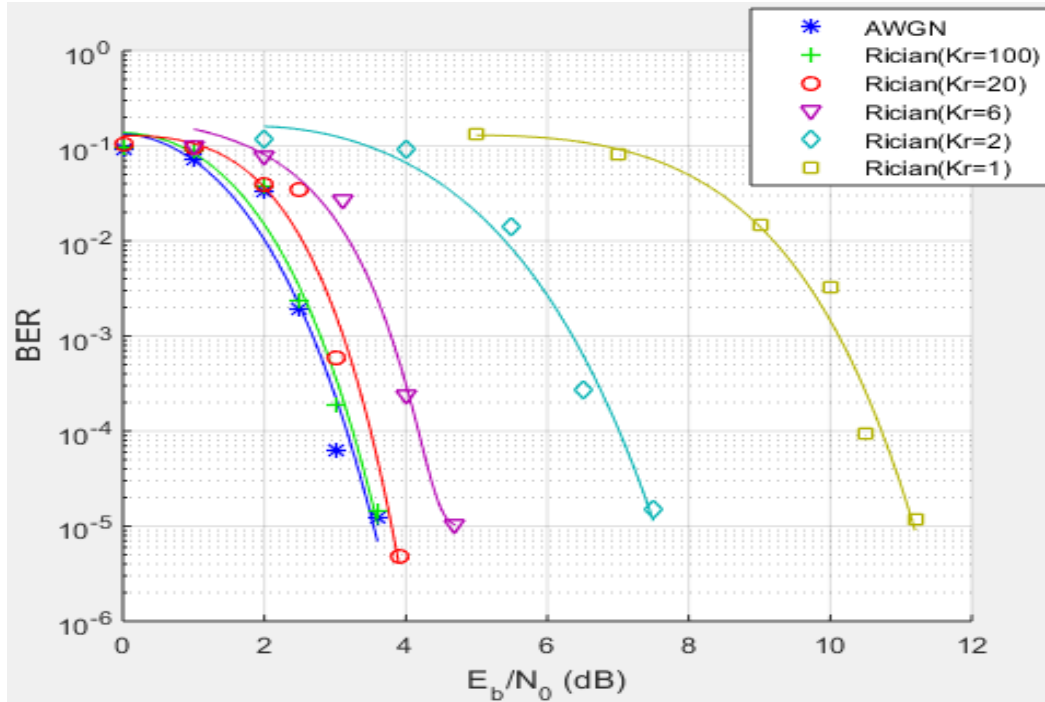
الشكل (4-5) تغيرات الغلاف العقدي لغلاف الإشارة اعتماداً على قوة معامل رايسيان [60]

نلاحظ في الشكل (4-5) تناقص عمق الخفوت مع زيادة K_r ، مما يسبب تناقص معدل خطأ البت (الشكل (5-5)).

لتوضيح تأثير قوة معامل رايسان في أداء نظام الاتصال نجري محاكاة برمجية وفق القيم المبينة في الجدول (1-5):

الجدول (1-5) قيم المُحاكاة المُفترضة لدراسة تأثير قيمة معامل رايسان

K=2000 bits	طول كتلة المعطيات
Turbo	نموذج ترميز القناة
3/4	معدل ترميز
QPSK	نمط التعديل
AWGN, RICIAN	نوع القناة



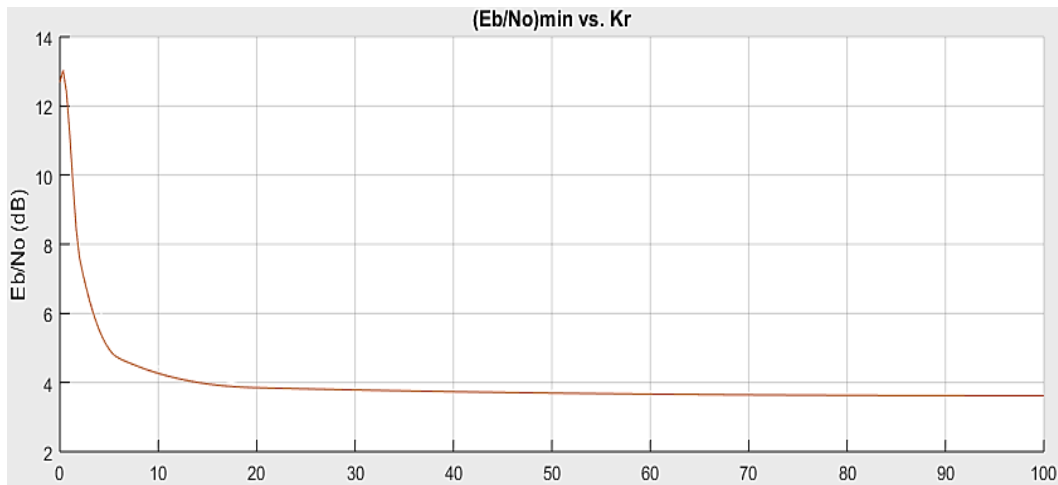
الشكل (5-5) تأثير قيمة معامل رايسيان في أداء نظام الاتصال

نستنتج من الشكل (5-5) قيم E_b/N_0 الأصغرية اللازمة لتحقيق TBER كما هو مبين في الجدول (2-5):

الجدول (2-5) قيم $(E_b/N_0)_{min}$ اللازمة لتحقيق TBER من أجل قيم مختلفة لمعامل رايسيان K_r

K_r	1	2	6	20	100	∞
$(E_b/N_0)_{min}$	11.2	7.6	4.7	3.85	3.62	3.6

نرسم بالاعتماد على الجدول (2-5) منحنى يبين علاقة $(E_b/N_0)_{min}$ بوصفها تابعاً لقوة معامل رايسيان:



الشكل (6-5) علاقة $(E_b/N_0)_{min}$ بوصفها تابعاً لقوة معامل رايسيان

5-1-10- النتيجة

إنَّ قناة الاتصال المُعتبرة في دراستنا هي قناة خفوت متعدد المسارات MFC من نوع رايسيان (بسبب وجود خط نظر دائم في الوصلات الميكروية) متغيّر مع الزمن ومستقر استقراراً واسعاً WSS(Wide Sense Stationary)، مُسطّح مع التردد وبطيء، أي أنَّ المميزات الإحصائية: التوفّع والترابط الذاتي والترابط المتبادل لعملية WSS لا تعتمدُ على زمن المراقبة، ومن ثَمَّ فإنَّ سلوك القناة لا يتغير بين قياسين متتايين لـ CSI، أي زمن ترابط القناة أكبر من زمن قياس CSI، ولا يوجد تداخل بين الرموز. وسيُهمَلُ تأثير إزاحة دوبلر بسبب ثبات مواقع المرسل والمستقبل.

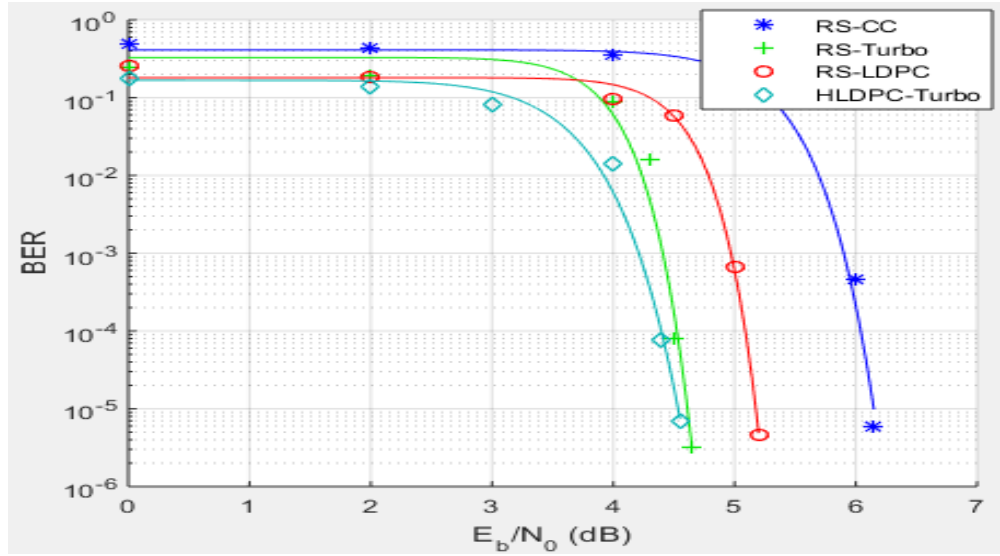
5-2- مقارنة أداء أنظمة الترميز المُعتمدة

5-2-1- حالة وجود أخطاء عشوائية فقط

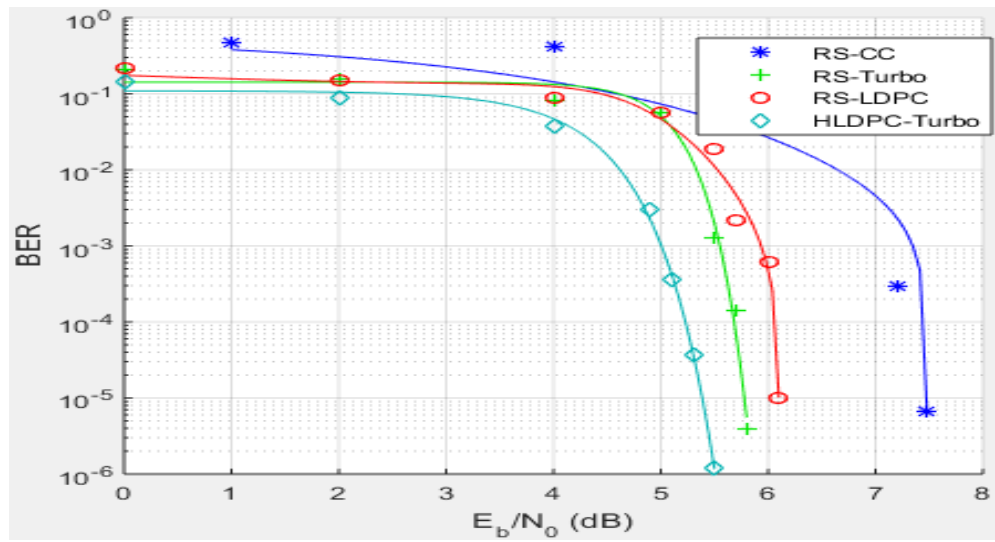
سنجري بدايةً دراسةً لسلوك أنظمة الترميز المُعتمدة ضمن هذه النماذج، لذلك سنفترضُ نمطَ تعديلٍ ثابتاً وليكن 64QAM، وطول كتلة معطيات 2070 bits، ومعدّل خطأ البت مُستهدف $TBER=10^{-5}$ ، وإذا كان عدد MCS_S كبيراً نسبياً، فإنَّ كلاً من MCS_S الموزعة على مجال SNR تعمل على قناة تقترب من حالة قناة AWGN، لذلك سنجري محاكاة بافتراض قناة AWGN، لنحصل على الأشكال الآتية:

الجدول (3-5) معاملات المحاكاة لأداء ترميزات القناة المُعتبرة في أنظمة AMC بوجود أخطاء عشوائية فقط

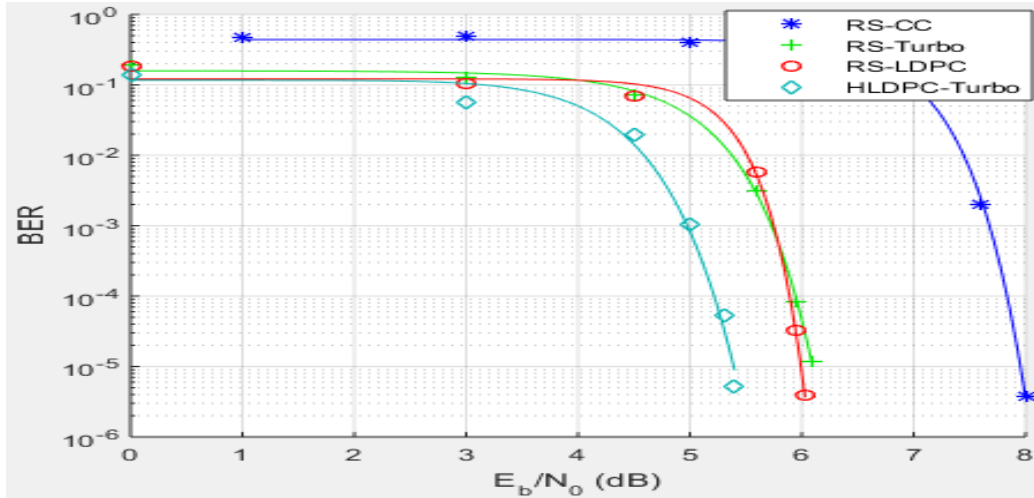
AWGN	نوع القناة
64QAM	نمط التعديل
2070 بت	طول كتلة المعطيات
1/2, 3/4, 4/5, 14/15	معدلات ترميز
عشوائية	نوع الأخطاء بعد الكشف



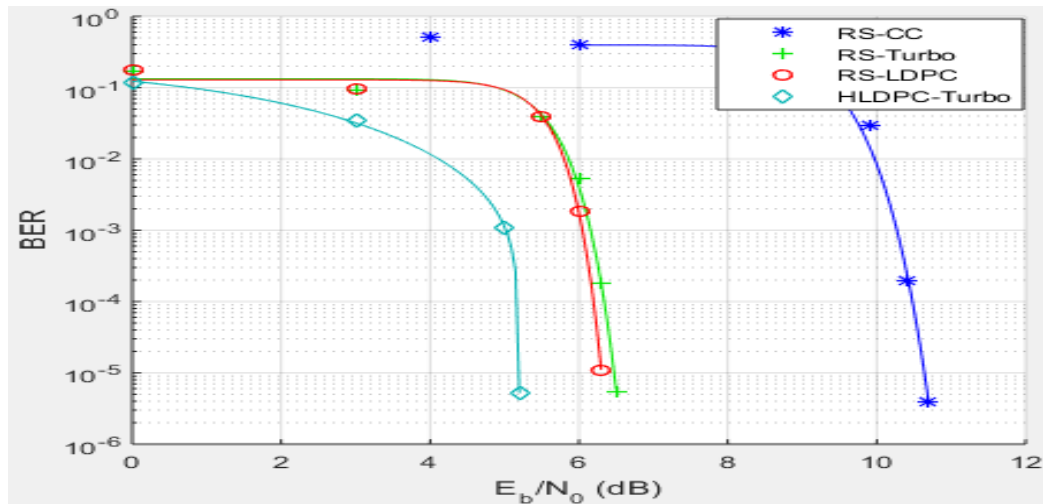
الشكل (5-7) أداء أنظمة الترميز المُعتمدة عند معدل ترميز 1/2 ونمط تعديل 64QAM



الشكل (5-8) أداء أنظمة الترميز المُعتمدة عند معدل ترميز 3/4 ونمط تعديل 64QAM



الشكل (5-9) أداء أنظمة الترميز المُعتمدة عند معدل ترميز 4/5 ونمط تعديل 64QAM



الشكل (5-10) أداء أنظمة الترميز المُعتمدة عند معدل ترميز 14/15 ونمط تعديل 64QAM

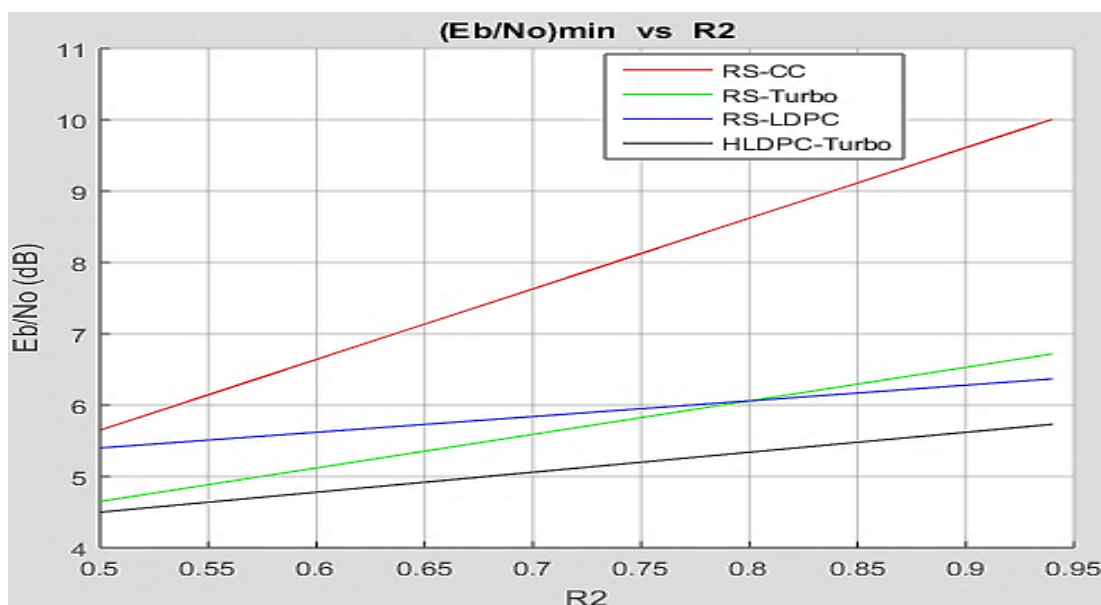
يمكن من الأشكال السابقة كتابة قيم E_b/N_0 الأصغرية اللازمة لتحقيق TBER وفق معدلات الترميز المختلفة:

الجدول (5-4) قيم $(E_b/N_0)_{min}$ المطلوبة لتحقيق TBER لأنظمة الترميز المُعتمدة بمعدلات ترميز مختلفة

معدل الترميز	1/2	3/4	4/5	14/15
RS-CC	6.1dB	7.4 dB	8 dB	10.7 dB
RS-Turbo	4.6 dB	5.9 dB	6.2 dB	6.6 dB
RS-LDPC	5.3 dB	6 dB	6.1 dB	6.2 dB
HLDPC-Turbo	4.5 dB	5.3 dB	5.4 dB	5.7 dB

نقوم بالاعتماد على الجدول (5-4) برسم المنحنيات البيانية التي تبين تغير أداء الترميزات التقليدية والمُقترحة مع تغير

معدل الترميز الداخلي كما في الشكل (5-11):



الشكل (5-11) مقارنة أداء أنظمة الترميز المعتمدة كتابع لمعدل الترميز الداخلي

نلاحظ من الشكل (5-11) تفوق ترميزي (RS-Turbo) و (RS-LDPC) على ترميز (RS-CC) عند جميع معدلات الترميز، بينما نلاحظ تفوق (RS-Turbo) على (RS-LDPC) عند معدلات الترميز المنخفضة حتى معدل 3/4، فيما يبدأ بعده أداء (RS-Turbo) بالتراجع أمام أداء (RS-LDPC). كما نلاحظ تفوق ترميز (HLDPC-Turbo) في الأداء على الترميزات الثلاثة السابقة عند جميع معدلات الترميز.

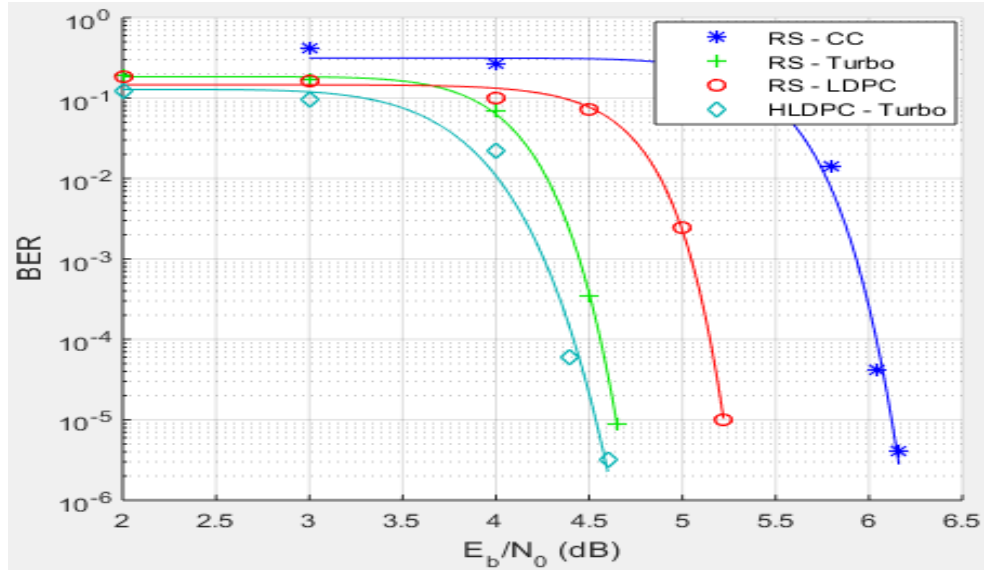
5-2-1- حالة وجود أخطاء رشقية

بإعادة المحاكاة السابقة ولكن بوجود رشقات خطأ يتراوح طولها بين 10 و 60 بت، إذ نأخذ حالي معدل ترميز

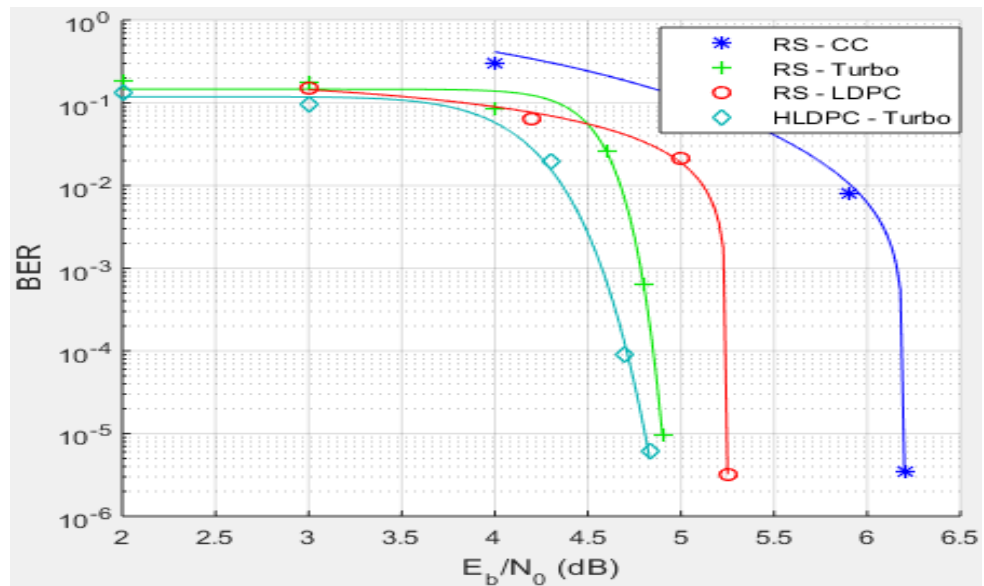
داخلي منخفض (1/2)، ومعدل ترميز داخلي مرتفع (14/15) نحصل على الأشكال والجداول الآتية:

الجدول (5-5) معاملات المحاكاة لأداء ترميزات القناة المُعتبرة في أنظمة AMC بوجود أخطاء رشقية

AWGN	نوع القناة
QPSK	نمط التعديل
K=2070 bits	طول كتلة المعطيات
1/2, 14/15	معدل ترميز داخلي R_2
Burst (10~60 bits)	نوع الأخطاء بعد الكشف



الشكل (5-12) أداء أنظمة الترميز المعتمدة عند معدل ترميز 1/2 وطول رشقة خطأ 10 بت



الشكل (5-13) أداء أنظمة الترميز المعتمدة عند معدل ترميز 1/2 وطول رشقة خطأ 60 بت

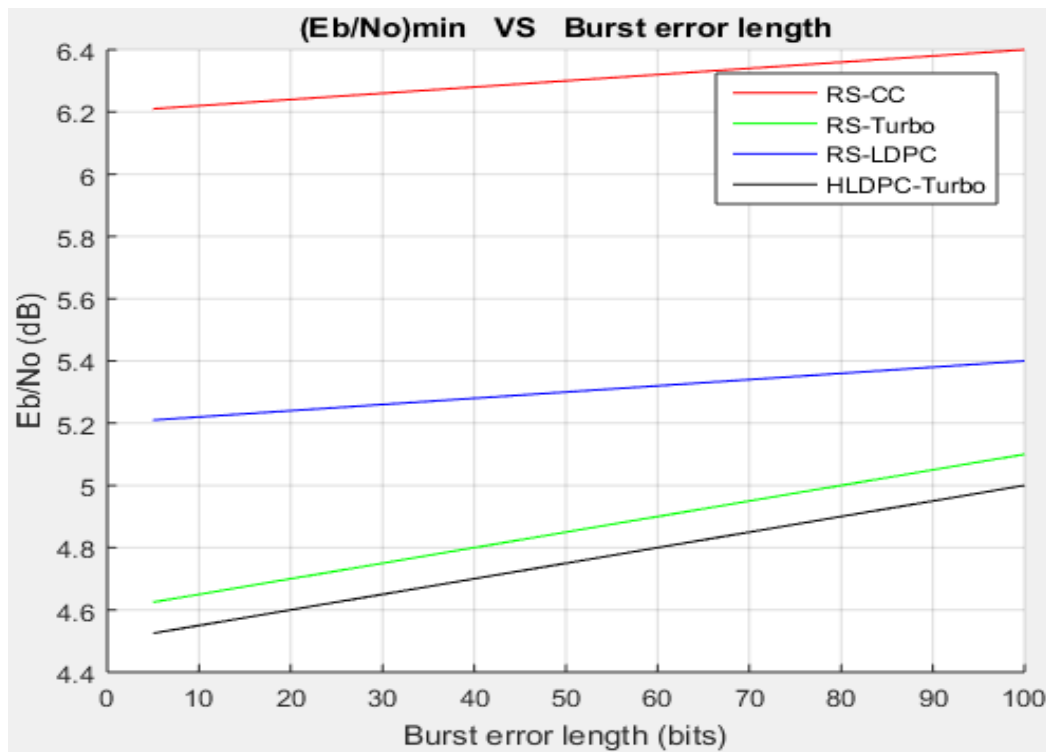
يمكن من الأشكال السابقة كتابة قيم E_b/N_0 الأصغرية اللازمة لتحقيق TBER وفق أطوال رشقات خطأ مختلفة عند

معدل ترميز 1/2 كما في الجدول (5-6):

الجدول (5-6) قيم E_b/N_0 المطلوبة لتحقيق TBER لأنظمة الترميز المعتمدة من أجل أطوال رشقات خطأ مختلفة ومعدل ترميز 1/2

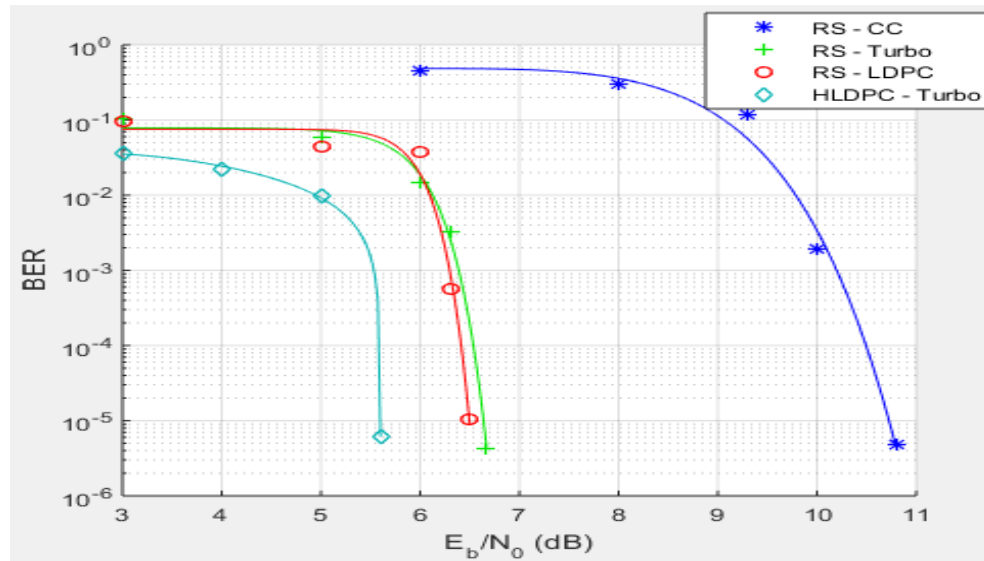
Burst error length	10	60
RS-CC	6.2 dB	6.3 dB
RS-Turbo	4.65 dB	4.9 dB
RS-LDPC	5.2 dB	5.3 dB
HLDPC-Turbo	4.55 dB	4.8 dB

نقوم بالاعتماد على الجدول السابق برسم المنحني البياني الذي يبين تغير أداء الترميزات التقليدية والمقترحة مع تغير طول رشقة الخطأ، وذلك عند معدلات ترميز منخفضة كما هو مبين في الشكل (5-14):

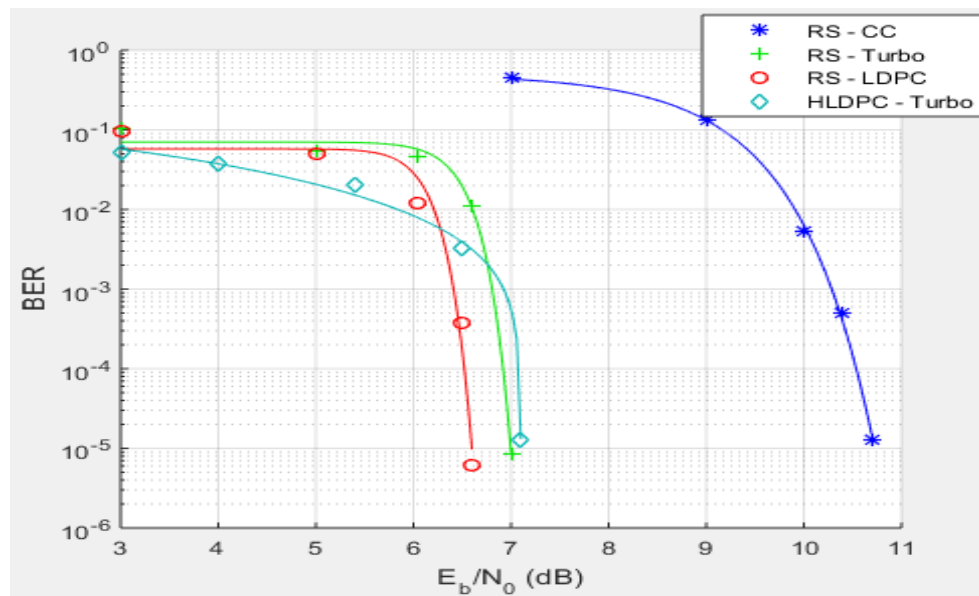


الشكل (5-14) مقارنة أداء أنظمة الترميز المعتمدة بوصفها تابعاً لطول رشقة الخطأ عند معدل ترميز 1/2

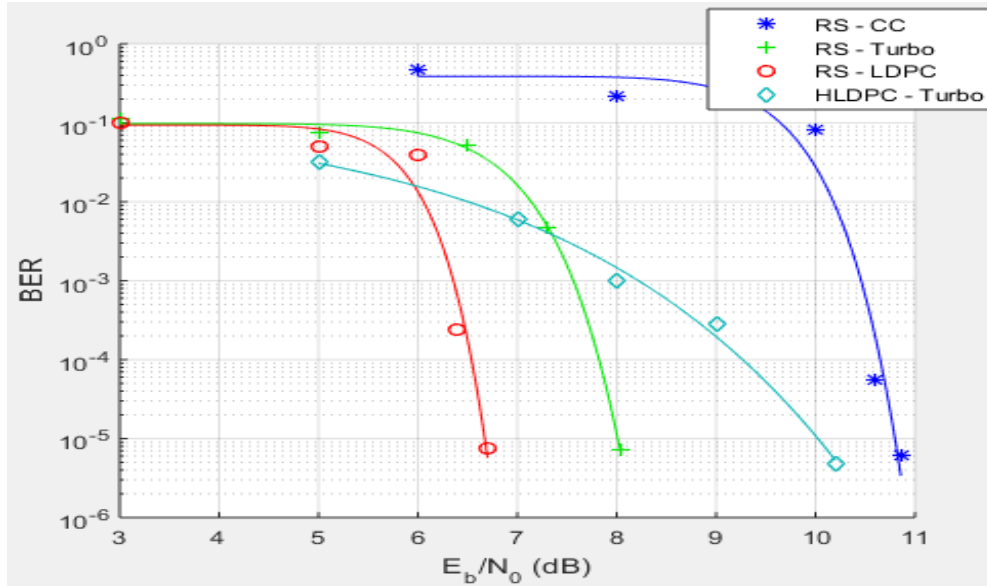
وعند العمل بمعدل ترميز 14/15 نحصل على الأشكال والجدول الآتية:



الشكل (5-15) أداء أنظمة الترميز المعتمدة عند معدل ترميز 14/15 وطول رشقة خطأ 10 بت



الشكل (5-16) أداء أنظمة الترميز المعتمدة عند معدل ترميز 14/15 وطول رشقة خطأ 30 بت



الشكل (5-17) أداء أنظمة الترميز المعتمدة عند معدل ترميز 14/15 وطول رشقة خطأ 60 بت

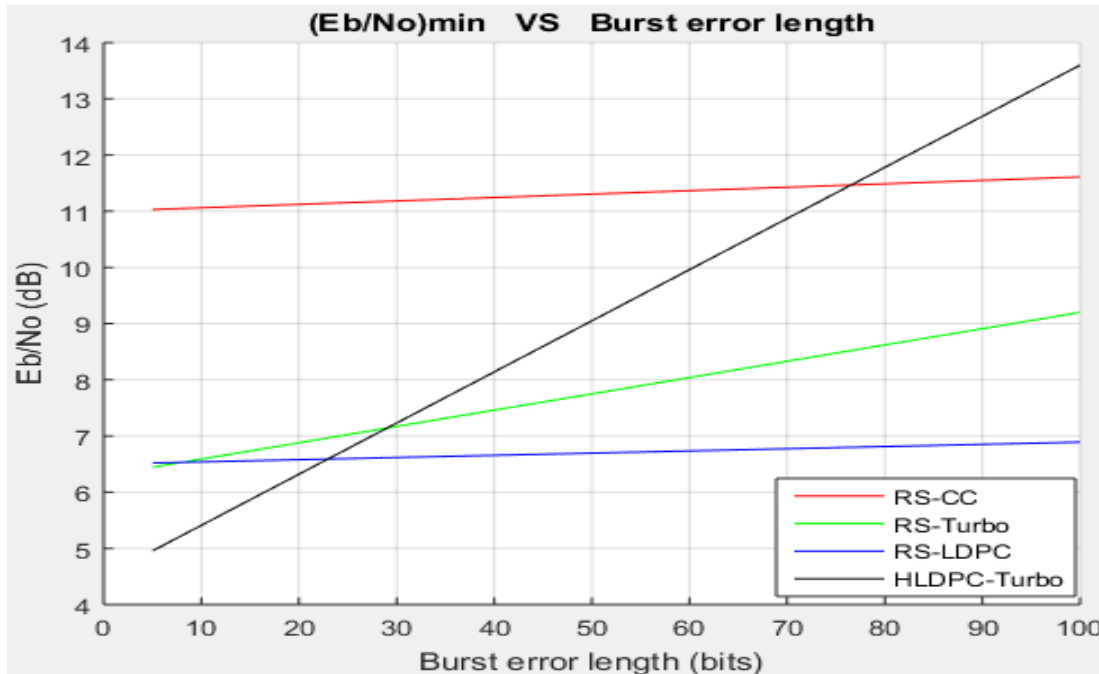
يمكن من الأشكال السابقة كتابة قيم E_b/N_0 الأصغرية اللازمة لتحقيق TBER كما في الجدول (5-7):

الجدول (5-7) قيم E_b/N_0 المطلوبة لتحقيق TBER لأنظمة الترميز المعتمدة من أجل أطوال رشقات خطأ مختلفة ومعدل ترميز 14/15

Burst error length	10	30	60
RS-CC	10.6 dB	10.7 dB	10.9 dB
RS-Turbo	6.7 dB	7 dB	8.1 dB
RS-LDPC	6.5 dB	6.6 dB	6.7 dB
HLDPC-Turbo	5.5 dB	7.1 dB	10 dB

نقوم بالاعتماد على الجدول السابق برسم المنحني البياني الذي يبين تغير أداء الترميزات التقليدية والمقترحة مع تغير

طول رشقة الخطأ، وذلك عند معدلات ترميز مرتفعة كما هو مبين في الشكل (5-18):



الشكل (5-18) مقارنة أداء أنظمة الترميز المعتمدة بوصفه تابعاً لطول رشقة الخطأ عند معدل ترميز 14/15

تبيّن الأشكال (5-14) و (5-18) تفوق نموذج الترميز المقترح على النماذج التقليدية الأخرى عند العمل على معدلات ترميز منخفضة، بينما يترجع أدائه مع زيادة طول رشقة الخطأ عند معدلات الترميز المرتفعة.

5-3- مقارنة التعقيد الحسابي

سنقوم بدراسة تأثير استبدال مرمز RS بمرمز LDPC الهجين في التعقيد الحسابي لمفكك الترميز.

تُعطى علاقات التعقيد الحسابي لمفككي ترميز ريد سولومون و LDPC بالعلاقات المبينة في الجدول (5-8).

الجدول (5-8) التعقيد الحسابي لمفككي ترميز RS و LDPC [58, 59]:

Channel code	Additions	Multiplication
RS Code	$3/2(n-k)*(n-1)+ 11/4(n-k)^2$	$3/2(n-k)*n+11/4(n-k)^2$
LDPC Code	$I*n*w_r^2$	$I*(n-k)*(2w_c + 3)$

حيث k : عدد بتات كتلة المعلومات، n : عدد البتات بعد الترميز، I : عدد دورات فك ترميز LDPC، w_r : وزن صفوف

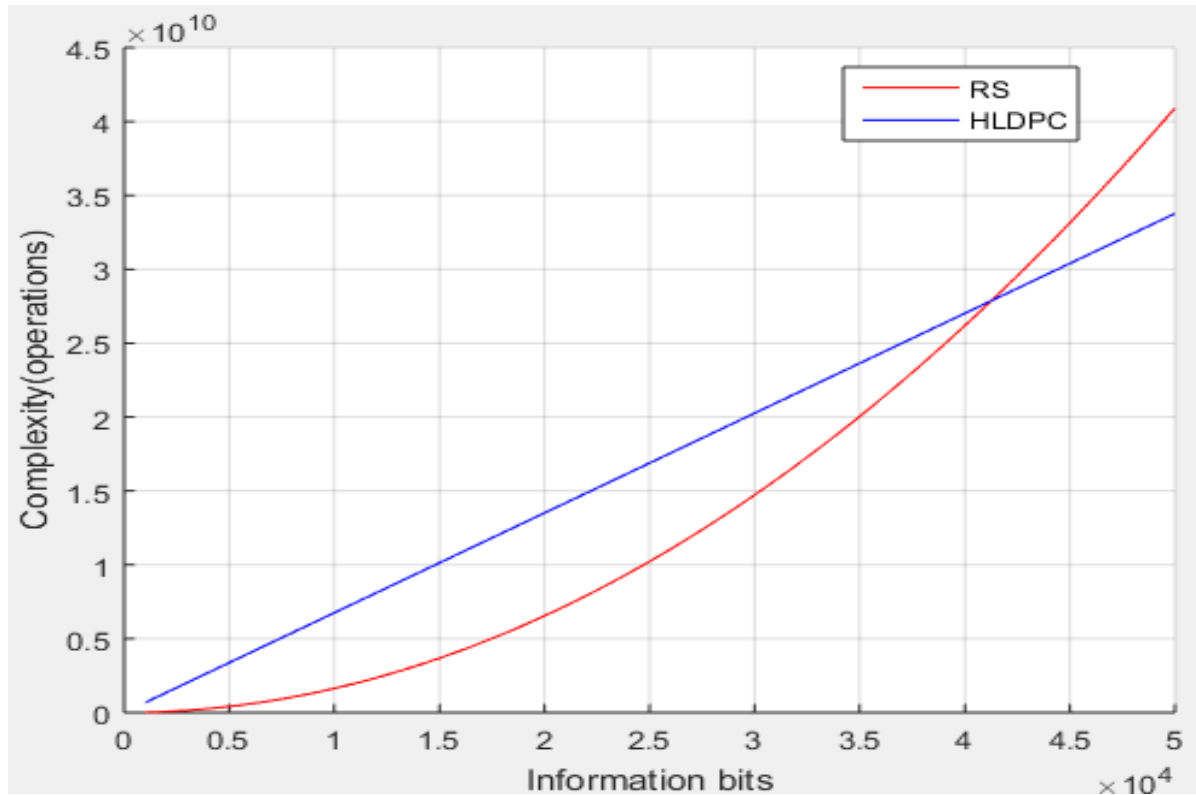
مصفوفة فحص التكافؤ لمرمز LDPC، w_c : وزن أعمدة مصفوفة فحص التكافؤ لمرمز LDPC.

لحساب التعقيد الحسابي لمفكك ترميز HLDPC وبالأعتماد على قيمة تعقيد LDPC وذلك بإضافة عمليتي جمع عليها ومن ثم مضاعفتها، ومن ثم ضربها بعدد دورات فك الترميز لتصبح كالآتي:

الجدول (5-9) التعقيد الحسابي لمفكك ترميز HLDPC

Channel code	Additions	Multiplication
LDPC Code	$2*(I*n*w_r^2 + 2) * I_H$	$2*(I*(n-k)*(2w_c + 3))* I_H$

حيث I_H عدد دورات فك ترميز HLDPC. نقوم الآن برسم منحنى يبين العلاقة بين عدد العمليات الكلية (التعقيد) وطول كتلة الدخل:



الشكل (5-19) علاقة التعقيد الحسابي بطول كتلة الدخل لمفككي RS و LDPC

يبين الشكل (5-19) أنَّ استخدام ترميز HLDPC بدلاً من RS يسبب زيادة كبيرة في التعقيد الحسابي لمفكك الترميز، لكنه يبدأ بالتناقص أُسيّاً مع زيادة طول كتلة المعلومات، ويصبح أقل من تعقيد ترميز RS عند تجاوز طول كتلة الدخل لـ 41200 بت.

5-3- مقارنة أداء نماذج AMC وفق نموذج القناة المُعتبر

5-3-1- تحديد بارامترات نموذج القناة المُعتمد في المحاكاة

سنقومُ الآن بدراسة أداء نماذج AMC التقليدية والمُقترحة ضمن نموذج القناة المُعتبر لهذه الدراسة. بغرض المحاكاة نحتاجُ إلى تحديد جميع المعاملات المطلوبة لنمذجة قناة رايسيان. سنعمدُ مثلاً محطةً ميكروية [53] تعمل على التردد 23GHz، وتسمحُ بمعدل نقل بيانات يتراوح بين 20Mbps (من أجل تعديل QPSK) و 155Mbps (من أجل تعديل 128QAM)، وتُستخدم للمسافات القصيرة (3 – 5Km).

لنمذجة القناة نحتاج لتحديد average delay profile الذي يُحدّد من path delays و path losses. وللتبسيط سنكتفي بأربعة مسارات للموجة المنتشرة، يمثّل المسار الأول مسار خط النظر المباشر المسيطر الذي نفترضه في مثالنا هذا يحقق معامل رايسيان بقيمة: $K_r = 20$ ، بينما يمثّل كلّ من المسارات الثلاثة الأخرى تجميعاً لجميع المسارات المُستقبلية بالتأخير الزمني نفسه. وبعدّ كلّ تأخير زمني بمقدار $\tau = 1\text{ms}$ يوافق زيادةً في طول المسار قدرها $d=300\text{m}$ ، حيث: $\{\tau = d/(3 * 10^8)\}$. وسنفترض قيم التأخير الزمني الآتية: $\text{path delays} = [0 \ 2 \ 4 \ 6] * 10^{-6} \text{ sec}$ ، بما يوافق زيادةً في طول المسار قدرها: $[0 \ 0.6 \ 1.2 \ 1.8] \text{ Km}$. ولحساب التخمين الزائد في كل من المسارات الثلاثة غير مباشرة عن تخمين المسار الرئيسي المباشر نستخدم معادلةً فقد المسار في الفضاء الحر. حيث لدينا:

$$L_{\text{FSL}} = 32.45 + 20 \log_{10} d + 20 \log_{10} f \quad (4-5)$$

حيث L_{FSL} فقد المسار في الفضاء الحر مُقدراً بـ dB، d : المسافة المقطوعة مُقدراً بـ Km، f : التردد الحامل مُقدراً بـ MHz. ومن ثمّ يكون لدينا: $\text{path losses} = [0 \ -115.24 \ -121.26 \ -124.78] \text{ dB}$

تُحدد الكفاءة الطيفية الوسطية ASE [bps/Hz] لنظام AMC بالعلاقة: $\text{ASE} = \sum_{k=1}^K SE_k \cdot R_t(k)$

حيث $R_t(k)$ هي المدة الزمنية النسبية لاستخدام MCS ذات الترتيب k ، التي تُحسبُ بالدراسة الإحصائية ضمن مدة زمنية كافية، بحيث يُختبَر النظام عند مختلف ظروف القناة الميكروية. و SE_k : الكفاءة الطيفية للنظام عند استخدام

MCS ذات الترتيب k . وبما أننا نهدف في دراستنا إلى إجراء مقارنة بين عدّة نماذج AMC تحت ظروف متجانسة وموحّدة تضمن نتائج متكافئة، فإنه يمكن عدّ أوقات استخدام MCS_S متساويةً ومن ثمّ تصبح: $R_t(k) = 1/K$.

ويمكن حساب SE لكل MCS من العلاقة الآتية [48]:

$$SE = R_{tot} * \log_2 M * (1 - PER) / BW \quad (5-5)$$

ومن ثمّ يكون معدّل نقل البيانات الفعّال المرسل في واحدة الزمن (الإنتاجية) مُعطى بالعلاقة:

$$R_{Eff} = R_{tot} \log_2 M * (1 - PER) \quad (6-5)$$

حيث R_{tot} : معدّل الترميز الإجمالي للمرمزين الداخلي والخارجي، و M : عدد الرموز الممكن إرسالها وفق نمط التعديل المُتضمّن في MCS المُستخدم، و PER : معدّل الخطأ الكتلي الذي يمكن حسابه بدلالة معدّل خطأ البت من

$$PER = 1 - (1 - BER)^L \quad (7-5) \quad \text{العلاقة:}$$

حيث L : طول كتلة البيانات المُستخدمة.

بفرض أنّ كتلة المعلومات المُستخدمة $L = 2000$ bit، ومعدّل خطأ البت المُستهدف $TBER = 10^{-5}$ ، عندها سيكون

$$PER = 1 - (1 - BER)^L = 2 * 10^{-2}. \text{ كما سنفترض معدل ترميز خارجياً } R_1 = 0.45.$$

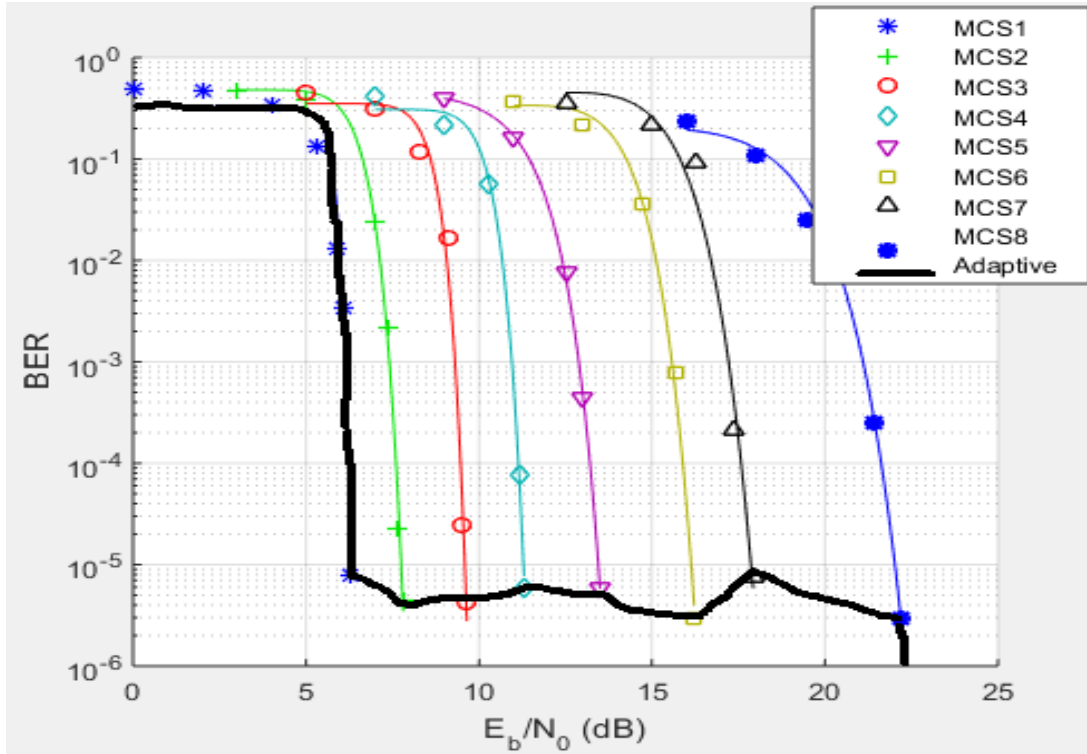
كما نُعرّف الكفاءة الطيفية العظمى الممكن تحقيقها لنظام AMC بالكفاءة الطيفية الموافقة لأعلى MCS مع استقبال خالٍ من الأخطاء ($BER=0$). بإجراء المحاكاة لأنظمة التعديل والترميز المتكيف التقليدية والمُقترحة وفق عدة MCSs وفق نموذج القناة المُحدد نحصل على النتائج والأشكال الآتية:

5-3-2 - أداء نظام AMC يعتمد تداخل ترميز ريد - سولومون وترميز الطي

نجري محاكاة برمجية لهذا النظام وفق القيم المُبيّنة في الجدول (5-10):

الجدول (5-10) معاملات المحاكاة لأداء نظام AMC يعتمد ترميز RS-CC

K=2070 bits	طول كتلة المعطيات
RS(510,230)	رمز خارجي ريد - سولومون
poly2trellis(7, [171 133])	رمز داخلي تلافي (رمز الطي)
1/4 --- 14/15	معدل ترميز داخلي
QPSK , 16QAM , 64QAM	نمط التعديل
رايسيان	نوع القناة
20	معامل رايسيان K_r
23 GHz	التردد الحامل
20 , 40 , 60Mbps	معدل النقل
0 --- 23dB	مجال تغير E_b/N_0 على دخل الكاشف
5 Km	طول الوصلة الميكروية
$[0 \ 2 \ 4 \ 6] * 10^{-6} \text{ sec}$	تأخيرات المسارات الثانوية
$[0 \ -115.24 \ -121.26 \ -124.78] \text{ dB}$	الزيادة في تخميدات المسارات الثانوية
0	إزاحة دوبلر
10^{-5}	معدل خطأ البت المُستهدف TBER



الشكل (5-20) أداء نظام AMC يعتمد ترميز RS-CC

الجدول (5-11) عتبات التبديل لنظام AMC يعتمد ترميز RS-CC

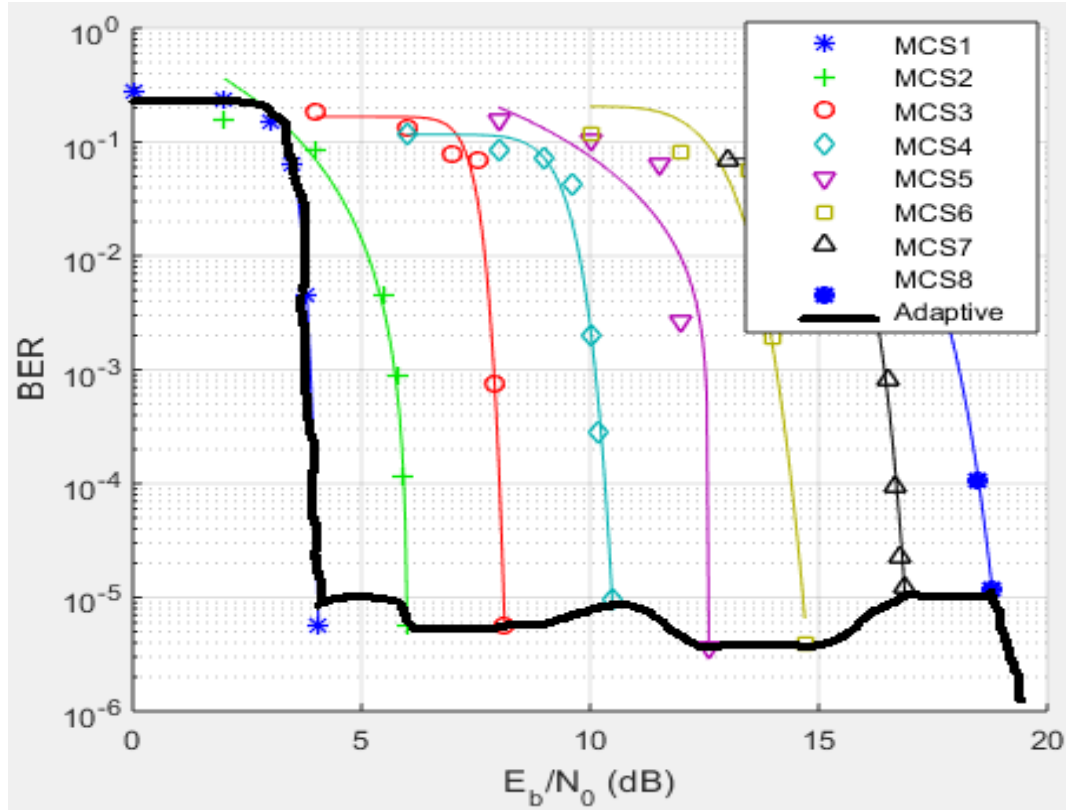
MCS	R_1	R_2	R_{tot}	Modulation	Efficiency (bit/symbol)	Switch level (dB)
1	0.45	1/2	0.225	QPSK	0.441	<7.8
2	0.45	3/4	0.337	QPSK	0.662	>7.8
3	0.45	1/2	0.225	16QAM	0.882	>9.5
4	0.45	2/3	0.3	16QAM	1.176	>11.3
5	0.45	4/5	0.36	16QAM	1.411	>13.5
6	0.45	8/9	0.4	16QAM	1.568	>16.2
7	0.45	14/15	0.42	16QAM	1.646	>17.9
8	0.45	2/3	0.3	64QAM	1.764	>22.2

5-3-3- أداء نظام AMC يعتمد تداخل ترميزي ريد - سولومون وتوربو

نجري محاكاة برمجية لهذا النظام وفق القيم المُبينة في الجدول (5-12):

الجدول (5-12) معاملات المحاكاة لأداء نظام AMC يعتمد ترميز RS-Turbo

K=2070 bits	طول كتلة المعطيات
RS(510,230)	رمز خارجي ريد - سولومون
poly2trellis(4, [13 15], 13)	رمز داخلي توربو
1/3 --- 31/40	معدل ترميز داخلي
QPSK , 16QAM , 64QAM	نمط التعديل
رايسيان	نوع القناة
20	معامل رايسيان K_r
23 GHz	التردد الحامل
20 , 40 , 60Mbps	معدل النقل
0 ---19dB	مجال تغير E_b/N_0 على دخل الكاشف
5 Km	طول الوصلة الميكروية
$[0 \ 2 \ 4 \ 6] * 10^{-6} \text{ sec}$	تأخيرات المسارات الثانوية
$[0 \ -115.24 \ -121.26 \ -124.78] \text{ dB}$	الزيادة في تخميدات المسارات الثانوية
0	إزاحة دوبلر
10^{-5}	معدل خطأ البت المُستهدف TBER



الشكل (5-21) أداء نظام AMC يعتمد ترميز RS-Turbo

الجدول (5-13) عتبات التبديل لنظام AMC يعتمد ترميز RS-Turbo

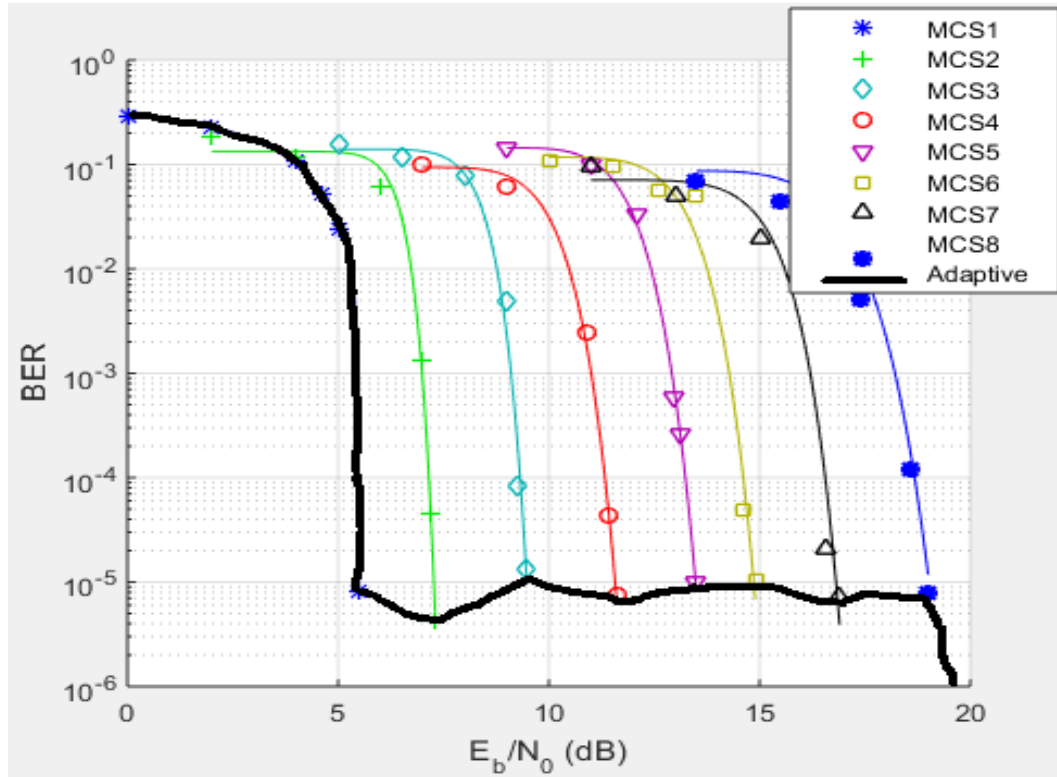
MCS	R_1	R_2	R_{tot}	Modulation	Efficiency (bit/symbol)	Switch level (dB)
1	0.45	1/3	0.15	QPSK	0.294	<6
2	0.45	3/4	0.337	QPSK	0.661	>6
3	0.45	7/12	0.262	16QAM	1.029	>8.2
4	0.45	4/5	0.36	16QAM	1.411	>10.5
5	0.45	7/12	0.262	64QAM	1.543	>12.6
6	0.45	2/3	0.3	64QAM	1.764	>14.7
7	0.45	35/48	0.328	64QAM	1.929	>16.9
8	0.45	31/40	0.348	64QAM	2.05	>18.8

5-3-4 - أداء نظام AMC يعتمد تداخل ترميزي ريد - سولومون و LDPC

نجري محاكاة برمجية لهذا النظام وفق القيم المُبينة في الجدول (5-14):

الجدول (5-14) معاملات المحاكاة لأداء نظام AMC يعتمد ترميز RS-LDPC

K=2070 bits	طول كتلة المعطيات
RS(510,230)	رمز خارجي ريد - سولومون
$w_c = (1 \sim 5)$	رمز داخلي LDPC
1/4 --- 4/5	معدل ترميز داخلي
QPSK , 16QAM , 64QAM	نمط التعديل
رايسيان	نوع القناة
20	معامل رايسيان K_r
23 GHz	التردد الحامل
20 , 40 , 60Mbps	معدل النقل
0 --- 20dB	مجال تغير E_b/N_0 على دخل الكاشف
5 Km	طول الوصلة الميكروية
$[0 \ 2 \ 4 \ 6] * 10^{-6} \text{ sec}$	تأخيرات المسارات الثانوية
$[0 \ -115.24 \ -121.26 \ -124.78] \text{ dB}$	الزيادة في تخميدات المسارات الثانوية
0	إزاحة دوبلر
10^{-5}	معدل خطأ البت المُستهدف TBER



الشكل (5-22) أداء نظام AMC يعتمد ترميز RS-LDPC

الجدول (5-15) عتبات التبديل لنظام AMC يعتمد ترميز RS-LDPC

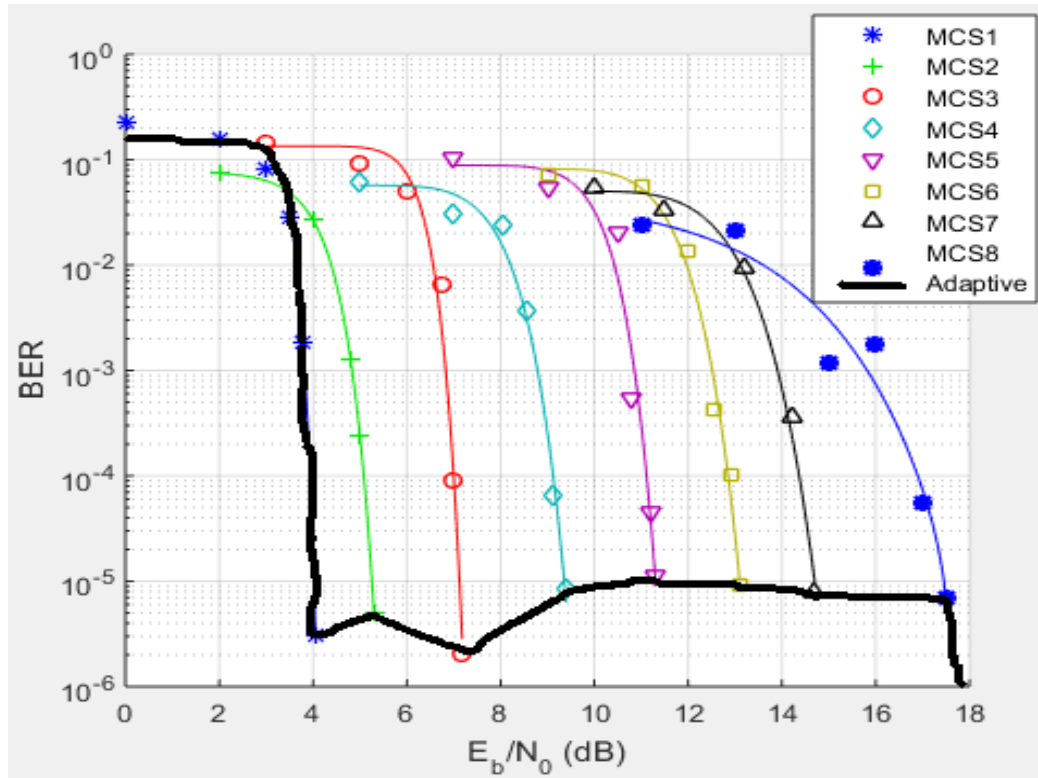
MCS	R_1	R_2	R_{tot}	Modulation	Efficiency (bit/symbol)	Switch level (dB)
1	0.45	$\frac{1}{4}$	0.112	QPSK	0.22	<7.3
2	0.45	$\frac{2}{3}$	0.3	QPSK	0.588	>7.3
3	0.45	$\frac{2}{3}$	0.3	16QAM	1.176	>9.5
4	0.45	$\frac{4}{5}$	0.36	16QAM	1.411	>11.6
5	0.45	$\frac{7}{12}$	0.262	64QAM	1.543	>13.5
6	0.45	$\frac{2}{3}$	0.3	64QAM	1.764	>14.9
7	0.45	$\frac{3}{4}$	0.337	64QAM	1.985	>16.9
8	0.45	$\frac{4}{5}$	0.36	64QAM	2.117	>19

5-3-5 - أداء نظام تعديل وترميز متكيف يعتمد تداخل ترميزي Turbo و HybridLDPC

نجري محاكاة برمجية لهذا النظام وفق القيم المُبينة في الجدول (5-16):

الجدول (5-16) معاملات المحاكاة لأداء نظام AMC يعتمد ترميز HLDPC-Turbo

K=2070 bits	طول كتلة المعطيات
$w_c = 5$	رمز خارجي HLDPC
poly2trellis(4, [13 15], 13)	رمز داخلي توربو
1/3 --- 14/15	معدل ترميز داخلي
QPSK , 16QAM , 64QAM	نمط التعديل
رايسيان	نوع القناة
20	معامل رايسيان K_r
23 GHz	التردد الحامل
20 , 40 , 60Mbps	معدل النقل
0 ---18dB	مجال تغير E_b/N_0 على دخل الكاشف
5 Km	طول الوصلة الميكروية
$[0 \ 2 \ 4 \ 6] * 10^{-6} \text{ sec}$	تأخيرات المسارات الثانوية
$[0 \ -115.24 \ -121.26 \ -124.78] \text{ dB}$	الزيادة في تخميدات المسارات الثانوية
0	إزاحة دوبلر
10^{-5}	معدل خطأ البت المُستهدف TBER



الشكل (5-23) أداء نظام AMC يعتمد ترميز HLDPC-Turbo

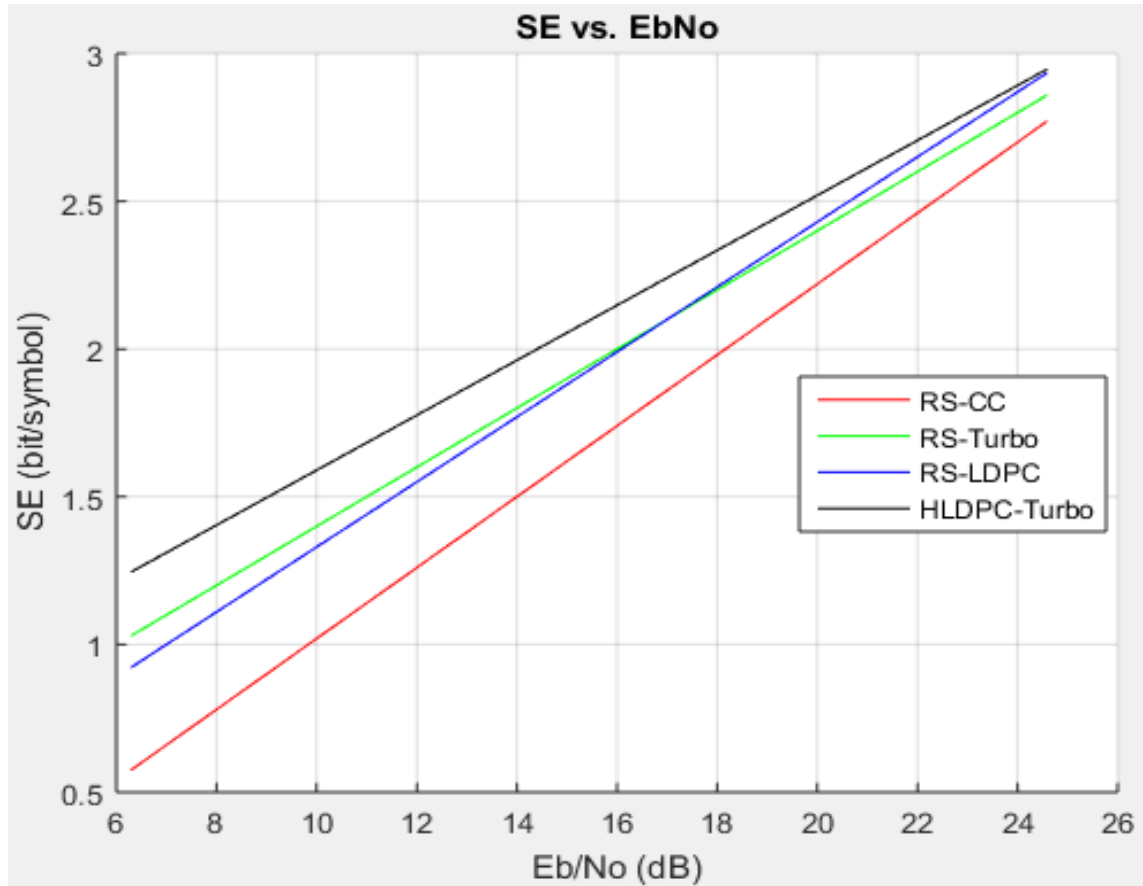
الجدول (5-17) عتبات التبديل لنظام AMC يعتمد ترميز HLDPC-Turbo

MCS	R_1	R_2	R_{tot}	Modulation	Efficiency (bit/symbol)	Switch level (dB)
1	0.45	1/3	0.15	QPSK	0.294	<5.3
2	0.45	14/15	0.42	QPSK	0.823	>5.3
3	0.45	1/2	0.225	16QAM	0.882	>7.2
4	0.45	4/5	0.36	16QAM	1.411	>9.4
5	0.45	13/24	0.243	64QAM	1.433	>11.3
6	0.45	15/24	0.281	64QAM	1.654	>13.1
7	0.45	33/48	0.309	64QAM	1.819	>14.7
8	0.45	14/15	0.42	64QAM	2.467	>17.5

5-3-6 - مقارنة النتائج

نرسم بالاستناد إلى الجداول (11-5)، (13-5)، (15-5) و(17-5) علاقة الكفاءة الطيفية بوصفها تابعاً للنسبة E_b/N_0

لنحصل على الشكل (24-5):



الشكل (24-5) مقارنة الفعالية الطيفية لنماذج AMC

- نلاحظ من الشكل (24-5) تخطي النموذج المقترح لبقية النماذج الأخرى فيما يتعلق بالكفاءة الطيفية.
- وتكون الكفاءة العظمى لهذه الأنظمة $MASE=2.52$ ، وهي توافق أعلى درجة تعديل، وأعلى معدل ترميز مُستخدمين.
- وتكون الكفاءة الوسطية للنظام الأول : $ASE1=1.66$ bit/symbol أي 66% من الكفاءة العظمى.
- وتكون الكفاءة الوسطية للنظام الثاني : $ASE2=1.976$ bit/symbol أي 78% من الكفاءة العظمى.
- وتكون الكفاءة الوسطية للنظام الثالث : $ASE3=1.94$ bit/symbol أي 77% من الكفاءة العظمى.

وتكون الكفاءة الوسطية للنظام الرابع : $ASE_4 = 2.088 \text{ bit/symbol}$ أي 83% من الكفاءة العظمى.

أي يمكن القول إنَّ النموذج الرابع يتجاوز النماذج الثلاثة الأخرى فيما يتعلَّق بالفعالية الطيفية، إذ يحقق النموذج المُقترح زيادة في ASE تصل حتى 5% مقارنةً بالنماذج الأخرى، ويعودُ الفضلُ في ذلك إلى آلية ترميز القناة المُقترحة في النموذج الجديد.

لكن من سلبيات هذا النموذج ضعف المرونة في تغيير معدّل الترميز الخارجي، كما أنه يتفوّق على النماذج التقليدية الأخرى أمام الأخطاء العشوائية والأخطاء الرشقية عند العمل على معدلات ترميز منخفضة، بينما يترجع أدائه تراجعاً كبيراً عند تجاوز طول رشقة الخطأ 2% تقريباً من طول كتلة المعلومات، وذلك عند معدلات الترميز المرتفعة. يسببُ أيضاً استخدام ترميز HLDPC بدلاً من RS زيادةً كبيرةً في التعقيد الحسابي لمفكك الترميز، لكنه يبدأ بالتناقص أُسبياً مع زيادة طول كتلة المعلومات، ويصبح أقل من تعقيد ترميز RS عند تجاوز طول كتلة الدخل لـ 41200 بت.

خاتمة وآفاق مستقبلية

قدمنا في هذا البحث دراسةً لأداء أهم ترميزات القناة المُستخدمة في الاتصالات الميكروية الحديثة وتحليلها، إذ تناول التحليل دراسةً نظريةً لمميزات كل ترميز وعيوبه، فضلاً عن دراسة عملية باستخدام المحاكاة البرمجية لتقييم أداء كل ترميز في أثناء عمله ضمن نظام الاتصال المُفترض، وذلك برسم منحنى الأداء (علاقة معدل خطأ البت بنسبة الاستطاعة إلى الضجيج). ومن ثم قمنا بدراسة نظرية لأنظمة الترميز والتعديل المُتكيف المُستخدمة في قناة الاتصال الميكروية الحديثة. ومن ثم اقترحنا نموذج ترميز وتعديل مُتكيف يستخدم تداخل لترميزي LDPC الهجين و Turbo، واستخدام المحاكاة البرمجية لتصميم بارامترات هذا المُرمز. وقمنا في الفصل الأخير بمقارنة أداء هذا النموذج مع النماذج الأكثر استخداماً، إذ تبين بالمحاكاة البرمجية تفوق النموذج المُقترح على النماذج الأخرى فيما يتعلّق بمعدل خطأ البت والكفاءة الطيفية الوسطية ضمن مجال E_b/N_0 المُفترض. كما تبين أن النموذج المُقترح يتجاوز بقية النماذج بوجود الأخطاء العشوائية والأخطاء الرشقية القصيرة (حتى 2%)، فيما يتراجع أدائه عند ازدياد طول الرشفة.

يمكن عدّ هذا البحث ملخصاً نظرياً لعمل عدد من ترميزات القناة المُستخدمة في الأنظمة الحديثة ومميزاتها، ولآلية عمل نظام الترميز والتعديل المُتكيف. كما يمكن عدّ النموذج المُقترح نقطةً بدايةً لاستخدام مرمز LDPC الهجين بوصفه مرمزاً خارجياً في الترميزات المتداخلة بدل مرمز ريد - سولومون من أجل زيادة المناعة أمام الأخطاء العشوائية والرشفية القصيرة، لذلك يمكن تطوير هذا النموذج ليصبح فعّالاً أمام رشقات الضجيج المتوسطة والطويلة باستخدام مرمزات LDPC اللاتثائية، وبذلك يُجمع بين ميزة الترميز اللاتثائي في ممانعة الأخطاء الرشفية وفك الترميز التكراري المُستخدم في التداخل التفرعي لمرمّزات القناة.

المراجع

- [1] Malhotra, J. (July 2015). Performance Evaluation of Channel Codes for High Data Rate Mobile Wireless System. **International Journal of Microwave and Wireless Technologies**. DOI: 10.5815/ijwmt.
- [2] Borwankar, S., & Shah, D. (2020). **Low Density Parity Check Code (LDPC Codes) Overview**. Institute of technology, Nirma University.
- [3] Reeves, G. (2020). **Channel Coding**. Duke University.
- [4] Mahalakshmi, R., Bhuvaneshwari, P, V., C, Tharini., & B, Vidhyacharan. (2020). A Novel Algorithm to Design Rate-Adaptive Irregular LDPC Codes, **Springer Science+Business Media**, LLC, part of Springer Nature 2020.
- [5] Jiang, Y. (2010). **A Practical Guide to Error-Control Coding Using MATLAB®**. Boston: Artech House.
- [6] Stallings, W. (2014). **Wireless Communications and Networks**. 2nd ed. Essex: Pearson.
- [7] Lone, F, R., Puri, A., & Kumar, S. (2013) **Performance Comparison of Reed Solomon Code and BCH Code over Rayleigh Fading Channel. International Journal of Computer Applications**. 71(20), pp. 23-26.
- [8] Al-Barrak. (2018). **A Novel Diversity Technique to Improve the Channel Coding Performance in Wireless Communications**. Submitted for the Degree of Doctor of Philosophy At the University of Northampton.
- [9] Pahlavan, K., & Krishnamurthy, P. (2009). **Networking Fundamentals: Wide, Local and Personal Area Communications**. Sussex: John Wiley & Sons Ltd.
- [10] Khan, A., & Roy, K. C. (2013). **Comparison of Turbo Codes and Low Density Parity Check Codes**. IOSR Journal of Electronics and Communication Engineering (IOSR-JECE). 6(6), pp. 11-18.
- [11] Reichel, H., & Tison, S. (2000). **STACS 2000**: 17th Annual Symposium on Theoretical Aspects of Computer Science Lille, France, February 17-19, 2000 Proceedings. Lille: Springer Science & Business Media.

- [12] Dogra, K., & Gaba, G. S. (2017). **A Theoretical Review of Channel Coding Techniques over Different Channel Models.** International Journal of Control and Automation Vol.10, No.9, pp.37-42.
- [13] Baby, R. A. (2015). **Convolution coding and applications: A performance analysis under AWGN channel.** International Conference on Communication Networks (ICCN), Gwalior, pp. 84-88.
- [14] Singh, J., & Bahel, S. (2014). **Comparative Study of Data Transmission Techniques of Different Block Codes over AWGN Channel using Simulink.** International Journal of Engineering Trends and Technology, vol. 9, no. 12, pp. 609-615.
- [15] Alnwaimi, G., & Boujemaa, H. (2018). **Adaptive packet length and MCS using average or instantaneous SNR.** [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 67(11): 10519-10527.
- [16] Kamali, B. (2019). **Adaptive Modulation-Coding Scheme for Link Adaotation in Aeronautical Mobile Airport Communications Systems.** Integrated Communications Navigation and Surveillance (ICNS) Conference.
- [17] Mahmud, R, Al., & Z Khan, Sh. (2009). **Analysis and Planning Microwave Link to Estaablished Efficient Wireless Communication.** Thesis of Degree of Masters of Science in Electrical Engineering, Blekinge Institute of Technology.
- [18] L, Stuart., & S, Harris. (2008). **How adaptive modulation can multiply link capacity in carrier ethernet over wireless.** <http://www.wirelessnetdesignline.com/howto/208800281>.
- [19] McEliece, R.J., & L. Swanson. (n,d). **On the decoder error probability for Reed-Solomon codes.** IEEE Trans.on Inf.Theory, Vol.IT-32, pp.701-703.
- [20] Chinnici, S., & Decanis, C. (2010). **Channel Coding and Carrier Recovery for adaptive Modulation Microwave Radio Links.** 978-1-4244-5794-6/10/\$26.00 © IEEE.
- [21] Ullah, I., & Noor, S. (2010). **Construction and Performance Evaluation of QC-LDPC Codes over Finite Fields.** This is presented as part of the Degree of Master of Sciences in Electrical Engineering with emphasis on Telecommunications, Blekinge Institute of Technology.

- [22] Ammar, B., Honary, B., Kou, Y., Xu, J., & Lin, S. (2004). **Construction of Low Density Parity Check Codes Based on Balanced Incomplete Block Designs**. IEEE Transactions on Information Theory, Vol. 50, No. 6.
- [23] **TM Synchronization and Channel Coding— Summary of Concept and Rationale**. (2020). INFORMATIONAL REPORT, CCSDS 130.1-G-3, GREEN BOOK.
- [24] Arias, T., & C, Mosquera. (2019). **Link Adaptation Techniques for Future Terrestrial and Satellite Communications**, Doctoral Dissertation, International Doctoral School.
- [25] Khodabacchas, M., & Reisenfeld, S. (2015). **Adaptive Modulation Techniques for Bandwidth and Power Efficient Communication**. Master of Research, Department of Electronic Engineering Macquarie University Department.
- [26] Lee, S. H., Seok, J. A., & Joo, E. K. (2005). **Serially concatenated LDPC and turbo code with global iteration**. Proc. IEEE Symp. International Conference on Systems Engineering IEEE Press. pp. 201 - 204.
- [27] C, Carlo. (2013). **Concatenated Turbo/LDPC Codes for Deep Space Communications: Performance and Implementation**. The fifth international conference on advances in Satellite and Space Communications, SPACOMM.
- [28] Rekha, S. M., & Manoj, P. B. (2013). **Comparing the BER Performance of WiMAX System by Using Different Concatenated Channel Coding Techniques under AWGN, Rayleigh and Rician Fading Channels**. International Journal of Engineering and Advanced Technology (IJEAT) ISSN: 2249 – 8958, Volume-2, Issue-6.
- [29] Alimi, I. A. (2016). **Link Adaptation for Microwave Link using both MATLAB and Path-Loss Tool**. Indonesian Journal of Electrical Engineering and Informatics (IJEI) Vol. 4, No. 4, pp. 281~291 ISSN: 2089-3272, DOI: 10.11591/ijeii.v4i4.245.
- [30] Steffi, A Pereira. (2015). **Performance Evaluation of Turbo Decoding Methods**. International Journal of Innovative Research in Computer and Communication Engineering (An ISO 3297: 2007 Certified Organization). Vol. 3, Issue 8, August 2015.
- [31] Tuchler, M., Singer, A. C., & R, Koetter. (2002). **Minimum mean squared error equalization using a priori information**. IEEE Trans. Signal Process. vol. 50, no. 3, pp. 673–683.

- [32] Chi, C L., & Kuo, C. H. (2012). **Quadratic permutation polynomial interleaver for LTE turbo coding**. International Conference on Information Security and Intelligent Control, pp. 313–316.
- [33] Faruque, S. (2016). **Radio Frequency Channel Coding Made Easy**. Switzerland: Springer.
- [34] [دمشق: د.ن.] - 487. **نظم الاتصالات الخليوية: أسس ومبادئ**. (2013). عروديكي، هشام
- [35] **Digital and Analog Communication System**. (2013). 8th, edition, by Leon W. COUSH II, Pearson Education International, ch3-4.
- [36] **Digital Communication: Fundamentals and Applications**. (2001). 2nd edition, by Bernard SKALAR, Prentice Hall P T R.
- [37] Hillebrand, F. (2001). **GSM and UMTS: The Creation of Global Mobile Communication**. John Wiley & Sons.
- [38] Kattaswamy., & Mergu. (2016). **Performance Analysis of Reed-Solomon Codes Concatenated with Convolutional Codes over AWGN Channel**. Wolaita Sodo University.
- [39] Shi, Z., Fu, C., & Li, S. (2005). **Serial Concatenation and Joint Iterative Decoding of LDPC Codes and Reed-Solomon Codes**. Open Research Fund of National Mobile Communication Research Laboratory, Southeast University.
- [40] Alfiras, M., Hadi, W., & Jassim, A. A. (2018). **Parallel Concatenation of LDPC Codes with LTE Modulation Schemes** Applied Mathematics & Information Sciences and International Journal, Appl. Math. Inf. Sci. 12, No. 6, 1165-1176.
- [41] Jassim, A. A., Hadi W., and Alfiras, M. (2018). **Serially Concatenated Low-density Parity Check Codes as Compatible Pairs**. International Journal of Engineering & technology, Vol.7, No 4.15.
- [42] Nguyen, T., Nguyen, V. D., & Do, Q. T. (2015). **Parallel and Serial LDPC Decoders for Wifi and Wimax Receivers**. Chuyên san Công Sinhê thông tin và Truyền thông.
- [43] Alfiras, M., Hadi, W., & Jassim A. (2019). **Hybrid Concatenated LDPC Codes with LTE Modulation Schemes**. (IJACSA) International Journal of Advanced Computer Science and Applications, Vol. 10, No. 5.

- [44] June, R., & P Bertrand. (2019). **Code Block Segmentation and Configuration for Concatenated Turbo and RS Code**. U.S. Patent., US 10, 230, 493 B2.
- [45] Mesri, M. (2018). **Significant Reduction Of Bit Error Rate in 5G-GFDM System Using Concatenated Turbo Code with Low Density Parity Check Code in Fading Channels**. J. Electrical Systems 14-1: 118-129.
- [46] Kattaswamy, M. (2016). **Performance Analysis of Reed-Solomon Codes Concatenated with Convolutional Codes over AWGN Channel**. APTIKOM Journal on Computer Science and Information Technologies, Vol. 1, No. 1, 2016, pp. 27~32 ISSN: 2528-2417, DOI: 10.11591/APTIKOM.J.CSIT.10.
- [47] Chowdhury, M., & Biswas, A. (2017). **Wireless Communication: Theory and Applications**. Cambridge: Cambridge University Press.
- [48] Juan, R., Christian, V., Sebastian, G., & Barco, J. (2017). **Performance and Analysis of Turbo and Convolutional Coding Schemes of Downlink LTE-Advanced**. Revista Politécnica ISSN 1900-2351 (Impreso), ISSN 2256-5353 (En línea), Año 13, Volumen 13, Número 25, páginas 31-42.
- [49] Jetlund, O. (2005). **Adaptive Coded Modulation: Design and Simulation with Realistic Channel State Information**. PhD thesis, NTNU.
- [50] Alouini, M.S., & Goldsmith, A.J. (2000). **Adaptive Modulation over Nakagami fading channels**. Kluwer Journal on wireless Commun. vol.13, no.1-2, pp.119-143.
- [51] Wu, D., & Ci, S. (2006). **Cross-Layer Design for Combining Adaptive Modulation and Coding with Hybrid ARQ to Enhance Spectral Efficiency**. 3rd International Conference on Broadband Communications, Networks and Systems, pp.1-6.Graw-Hill.
- [52] Tran, V. (2020). **Evaluation of LDPC coding technique to OFDM system in AWGN and multipath fading channel using MATLAB**. A Thesis Presented to the Faculty of California State Polytechnic University, Pomona in Partial Fulfillment Of the Requirement for the Degree Master of Science In Electrical Engineering .
- [53] Nishioka, J., & Yagyu T. (n.d). **Availability Constrained Traffic Control for AMC-enabled Wireless Mobile Backhaul Networks**. NEC Corporation System Platforms Research Labs.

- [54] Karad, M., & Harnal V. M. (2017). **An Energy Efficient Decoding Scheme for concatenated LDPC and turbo code in Wireless Sensor Networks.** International Journal of Engineering Research & Technology, ISSN: 2278-0181 Vol. 6 Issue 11.
- [55] Wang, Y., Liu, W., & Fang, L. (2020). **Adaptive Modulation and Coding Technology in 5G System.** 978-1-7281-3129-0/20©2020 IEEE.
- [56] Wang, B., Chen, P., Fang, Y., Lau, F., & Lin, Z. (2019). **The Design of Vertical RS-CRC and LDPC Code for Ship-based Satellite Communications On-the-move.** Citation information: DOI 10.1109/ACCESS.2019.2895746, IEEE Access.
- [57] Roca, V., Cunche, M., Thienot C., Detchart J., & Lacan, J. (2013). **RS + LDPC-Staircase Codes for the Erasure Channel: Standards, Usage and Performance.** HAL Id: hal-00850118. <https://hal.inria.fr/hal-00850118>.
- [58] Belhadj, S., Lakhdar, A., & Bendjillali, R. (2021). **Performance comparison of channel coding schemes for 5G massive machine type communications** Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science. Vol. 22, No. 2.
- [59] Lim, J., & Neuhoff, D. (2003). **Joint and Tandem Source-Channel Coding With Complexity and Delay Constraints.** IEEE Transactions on communications, Vol. 51.
- [60] S, Manoj. (2020). **Communication Channel Analysis for Efficient Beamforming.** This thesis is presented as part of Degree of Master of Science in Electrical Engineering with emphasis on Signal Processing, Blekinge Tekniska Högskola.
- [61] Jeong W. Lee and Richard E. Blahut. (2003). **Bit Error Rate Estimate of Finite Length Turbo Codes.** 0-7803-7802-4/03/\$17.00 © 2003 IEEE.

Abstract

Search background

Study the performance of the most important channel encodings in the case of random errors and burst errors. In addition, study their performance within the adaptive coding and modulation systems used in modern microwave links. In addition to suggesting a new way to use successive encodings by taking advantage of the performance results of single encodings and demonstrating their impact on AMC systems.

Search objective

Evaluation of the most important models of AMC used in modern micro communication channels under various conditions. The research also aims to propose a model that adopts a new coding technique by using the hybrid LDPC codes as an external encoder in successive coding, and comparing the performance of this model with previous models according to BER criteria and spectral efficiency.

Materials and Methodes

Matlab version R2015a installed on Asus-CORE i3-7th Gen computer was used as a simulation environment for the work of the wireless communication system by drawing performance curves using the Monte Carlo simulator as a direct application to measure the bit error rate, and the computational complexity associated with using the proposed model will be evaluated.

Practical results

The simulation results show the effect of the presence of the Turbo encoder in improving the performance at low coding rates, outperforming the rest of the encoders, while its performance deteriorates with the increase in the coding rate, as the superiority of LDPC encoding appears at high rates. The simulation also showed the effect of RS encoding in reducing burst errors.

The simulation also showed the superiority of the proposed model over the other three models at all coding rates, in the presence of random errors and burst errors when working at low coding rates, while its performance declines with the increase in burst length at high coding rates.

Conclusions

The use of information exchange between the LDPC decoders that make up the HLDPC decoder helped to increase the coding gain, and it was found that using the HLDPC encoder helps reduce short burst errors more than using the RS encoder at low coding rates, while its performance deteriorates with the increase in burst length at higher coding rates.

Keywords: Channel coding, concatenated codes, adaptive modulation and coding, Hybrid LDPC code, iterative decoding algorithms in concatenated LDPC codes.

Syrian Arab Republic

Damascus University

Faculty of Mechanical and Electrical Engineering

Department of Electronics and Communication Engineering



Performance Evaluation of the Adaptive Modulation and Coding in Modern Microwave Communication Channel

A dissertation submitted in partial fulfillment of the requirements for the degree of Master in Advanced Communication

By
Rasheed Obiedo

Supervisor
Adel Khadour Ali

Academic Year
2021-2022