



الجامعة الافتراضية السورية
SYRIAN VIRTUAL UNIVERSITY

اتصالات لاسلكية ونقالة
الدكتور وسيم الجندي



ISSN: 2617-989X



Books & References

اتصالات لاسلكية ونقالة

الدكتور وسيم الجنيدي

من منشورات الجامعة الافتراضية السورية

الجمهورية العربية السورية 2020

هذا الكتاب منشور تحت رخصة المشاع المبدع – النسب للمؤلف – حظر الاشتقاق (CC– BY– ND 4.0)

<https://creativecommons.org/licenses/by-nd/4.0/legalcode.ar>

يحق للمستخدم بموجب هذه الرخصة نسخ هذا الكتاب ومشاركته وإعادة نشره أو توزيعه بأية صيغة وبأية وسيلة للنشر ولأية غاية تجارية أو غير تجارية، وذلك شريطة عدم التعديل على الكتاب وعدم الاشتقاق منه وعلى أن ينسب للمؤلف الأصلي على الشكل الآتي حصراً:

د. وسيم الجنيدي، الإجازة في تقانة الاتصالات BACT، من منشورات الجامعة الافتراضية السورية، الجمهورية العربية السورية، 2020

متوفر للتحميل من موسوعة الجامعة <https://pedia.svuonline.org/>

Mobile and Wireless communications

Dr. Wassim Aljuneidi

Publications of the Syrian Virtual University (SVU)

Syrian Arab Republic, 2020

Published under the license:

Creative Commons Attributions- NoDerivatives 4.0

International (CC-BY-ND 4.0)

<https://creativecommons.org/licenses/by-nd/4.0/legalcode>

Available for download at: <https://pedia.svuonline.org/>



الفهرس

7	الفصل الأول: مقدمة في نظم الاتصال اللاسلكية
9	1. نظرة عامة في الاتصالات اللاسلكية Wireless Communication Overview
11	2. نظام الاتصالات اللاسلكي Wireless communication system
13	3. نظم الاتصال اللاسلكية النقالة الحالية Current Wireless Mobile Systems
13	3-1. نظم الهاتف الخلوية النقالة Mobile Cellular Systems
13	3-1-1. نظم الجيل الأول First Generation Systems
15	3-1-2. نظم الجيل الثاني Second Generation System
18	3-1-3. نظم الجيل الثالث Third Generation System
19	3-1-4. نظم الجيل الرابع Fourth Generation Systems
22	3-2. الاتصالات الساتلية Satellite Communications
23	3-3. الشبكات اللاسلكية Wireless Networks
23	3-3-1. الشبكات اللاسلكية المحلية Wireless Local Area Networks
25	3-3-2. شبكات المناطق الشخصية اللاسلكية Wireless Personal Area Networks
25	3-3-3. الشبكات اللاسلكية المدنية Wireless Metropolitan Area Network
26	3-3-4. الشبكات اللاسلكية الإقليمية Wireless Regional Area Network
27	3-3-5. الشبكات اللاسلكية الغائية Ad hoc Wireless Networks
29	3-4. نظم التصفح Paging Systems
30	4. الطيف الترددي Radio Spectrum
31	4-1. طرق تخصيص الحزم الترددية Frequency Bands Allocation Methods
	4-2. توزيع الحزم الترددية على النظم الحالية Allocation of Bands on Current Systems
33	
35	5. تمارين
36	6. مذاكرة
39	الفصل الثاني: الخفوت
41	1. مقدمة (Introduction)
46	2. أنواع الخفوت (fading types)
51	1-2. الخفوت عريض النطاق (large-scale fading)

52.....	2-2. الخفوت ضيق النطاق (small-scale fading)
56	3. التشتت الزمني للإشارة المستقبلية (time spreading of the received signal)
	1-3. التشتت الزمني للإشارة المستقبلية المشاهد في مجال زمن التأخير (Time spreading)
56.....	(viewed in the time-delay domain)
	2-3. تصنيفات تراجع الأداء الناتجة عن التشتت الزمني للإشارة المستقبلية المشاهد في مجال زمن التأخير (Degradation categories due to signal time spreading viewed in the)
57.....	(time delay domain)
	3-3. التشتت الزمني للإشارة المستقبلية المشاهد في المجال الترددي (signal time spreading)
60.....	(viewed in the frequency domain)
	4-3. تصنيفات تراجع الأداء الناتجة عن التشتت الزمني للإشارة المستقبلية المشاهد في المجال الترددي (Degradation categories due to signal time spreading viewed in the)
61.....	(frequency domain)
63.....	3-5. أمثلة عملية (practical examples)
65	4. التغيرات في الزمن (Time variance)
	1-4. التغير الزمني المشاهد في المجال الزمني (Time variance viewed in the time)
65.....	(domain)
	2-4. تصنيفات تراجع الأداء الناتجة عن التغير الزمني المشاهد في المجال الزمني (Degradation)
66.....	(categories due to Time variance viewed in the time domain)
	3-4. التغير الزمني المشاهد في مجال انزياح دوبلر (Time variance viewed in the)
68.....	(Doppler-shift domain)
	4-4. تصنيفات تراجع الأداء الناتجة عن التغير الزمني المشاهد في مجال انزياح دوبلر (Degradation categories due to Time variance viewed in the Doppler-shift)
72.....	(domain)
75	5. حلول المشاكل الناجمة عن الخفوت (Mitigation of fading problems)
	1-5. الطرق المعتمدة في التخلص من التشويه الناتج عن الانتقائية في التردد (Mitigation to)
77.....	(combat frequency-selective distortion)
	2-5. الطرق المعتمدة في التخلص من التشويه الناتج عن الخفوت السريع (Mitigation to)
82.....	(combat fast fading distortion)
	3-5. الطرق المعتمدة في التخلص من الفقد الذي يصيب نسبة الإشارة إلى الضجيج (Mitigation)
83.....	(to combat loss in SNR)
87	6. أمثلة عملية (Practical example)
87.....	1-6. التشويه الناتج عن الخفوت السريع (Fast fading distortion)
	2-6. التشويه الناتج عن الخفوت الانتقائي في التردد (frequency selective fading)
88.....	(distortion)

89	3-6. التشويه الناتج عن الخفوت السريع الانتقائي في التردد (Fast fading and frequency selective fading distortion)
89	4-6. استخدام مسوّي Viterbi ضمن نظم ال GSM (The Viterbi Equalizer as applied to GSM)
92	5-6. حسابات الوصلة
96	7. تمارين
96	8. مذاكرة
101	الفصل الثالث: فقد المسار والتظليل
103	1. انتشار الأمواج الراديوية (Radio waves propagation)
107	2. نماذج الإشارات المرسلّة والمستقبلة (Transmitted and received signal models)
111	3. فقد المسار في الفضاء الحر (free space path loss)
113	4. رسم الأشعة (ray tracing)
115	1-4. نموذج الشعاعين (2-Ray Model)
119	2-4. نموذج العشرة أشعة (مجرى عازل) ("isolated guide" 10-ray model)
120	3-4. رسم الأشعة العام (general ray tracing)
125	4-4. الوسطي المحلي للاستطاعة المستقبلة (received signal local mean)
126	5. نماذج فقد المسار العملية (empirical path loss models)
127	1-5. نموذج Okumura (Okumura model)
128	2-5. نموذج Hata (Hata model)
128	3-5. التوسيع COST 231 لنموذج Hata (COST 231 extension of Hata model)
129	4-5. نموذج النموذج الخطي على مجالات (متعدد قيم الميل) Piecewise Linear model (Multi-Slope)
130	5-5. معاملات التخمين داخل الأبنية Indoor attenuation parameters
133	6. نموذج فقد المسار المبسّط Simplified path loss model
136	7. خفوت التظليل Shadowing fading
141	8. دمج فقد المسار مع التظليل Shadowing and path loss model
142	9. احتمال الانقطاع ضمن فقد المسار والتظليل Outage probability within shadowing and path loss
144	10. مساحة تغطية الخلية Cell coverage area
148	11. تمارين
150	12. مذاكرة

153	الفصل الرابع: نماذج تعدد المسارات
155.....	1. مقدمة Introduction
156	2. نموذج خفوت Rayleigh fading model, Rayleigh
161	3. نموذج خفوت Hoyt fading model, Hoyt
165	4. نموذج خفوت Rice fading model, Rice
169	5. نموذج خفوت Nakagami-m fading model, Nakagami-m
171	6. نموذج خفوت Wiebull fading model, Wiebull
173	7. نموذج خفوت Beckmann fading model, Beckmann
174	8. نماذج الخفوت الإحصائية المدمجة: Combined statistical fading models
	1-8. نموذج Gamma واللوغاريتم الطبيعي المدمج. Combined Gamma and Normal
174.....	Logarithm model
175.....	2-8. توزيع K, K distribution
176.....	3-8. توزيعات Rice المظلمة Shadowed Rician models
178	9. الخفوت المدمج تظليل/بلا تظليل Shadowing/No-shadowing combined fading
	10. نماذج القنوات ذات الخفوت الانتقائي في التردد Frequency selective channel models
179	11. تمارين
181	12. مذاكرة
185	الفصل الخامس: سعة القناة اللاسلكية
187	1. مقدمة Introduction
189	2. سعة القناة ذات الضجيج الغوسي الجمعي AWGN channel capacity
191.....	1-2. سعة القناة المحدودة الحزمة Narrow band channel capacity
193	3. سعة القنوات ذات الخفوت المسطح flat fading channel capacity
193.	3-1. السعة عند توفر CSI لدى المستقبل فقط Capacity when we have receiver CSI
	3-2. السعة عند توفر CSI لدى المرسل والمستقبل Capacity when we have transmitter
198.....	and receiver CSI
203.....	3-3. مقارنة قيم السعة Capacity values comparison
	4. سعة القنوات ذات الخفوت الانتقائي في التردد Frequency selective fading channels
206	capacity
206.....	4-1. القنوات المستقرة مع الزمن Time stationary channels
208.....	4-2. القنوات المتغيرة مع الزمن Time variant channels

209	5. تمارين
210	6. مذاكرة
213	الفصل السادس: تحسين أداء النظم اللاسلكية النقالة
215	1. التباين Diversity
215	1-1. تقنيات التباين Diversity methods
215	1-1-1. التباين المكاني Space diversity
217	2-1-1. التباين الزمني Time diversity
217	3-1-1. التباين الترددي Frequency diversity
217	4-1-1. التباين الزاوي Angular diversity
218	5-1-1. التباين بالاستقطاب Polarization diversity
218	6-1-1. التباين الماكروي Macro diversity
219	7-1-1. التباين التعاوني Cooperation diversity
219	2-1. تجميع إشارات متعددة Combining several signals
221	1-2-1. التباين بالاختيار Selection diversity
224	2-2-1. التجميع بالنسبة الأعظمية Maximum ratio combining
226	3-2-1. التجميع بالربح المتساوي Equal gain combining
226	4-2-1. التباين بالتبديل Switch diversity
227	5-2-1. التجميع الأمثل Optimal combining
228	3-1. التباين في الإرسال Transmit diversity
229	4-1. التباين متعدد المستخدمين Multi-user diversity
231	2. النظم متعددة المداخل والمخارج Multiple Input Multiple Output systems
231	1-2. مقدمة Introduction
232	2-2. النظام MIMO, The MIMO system
232	1-2-2. نموذج النظام MIMO, MIMO system model
233	2-2-2. الترابط المكاني ونموذج قناة MIMO special correlation and MIMO channel model
236	3-2-2. فك الترميز MIMO, MIMO decoding
236	4-2-2. تفريق القناة MIMO, MIMO channel decomposition
237	5-2-2. تقدير القناة Channel Estimation
238	3-2. السعة ضمن قنوات الخفوت البطيء iid, Capacity within iid slow fading channels

Capacity within iid fast fading channels, iid	السعة ضمن قنوات الخفوت السريع iid	4-2
239.....		
239.....	Space time coding الترميز الزماني المكاني	5-2
Orthogonal space time block codes	التراميز الكتلية الزمانية المكانية المتعامدة	1-5-2
241.....		
241.....	Spatial Multiplexing التضميم المكاني	6-2
243	تمارين	3
243	مذاكرة	4



الفصل الأول: مقدمة في نظم الاتصال اللاسلكية

كلمات مفتاحية:

الاتصالات اللاسلكية - النظم النقالة - الاتصالات الساتلية - الطيف الترددي - الحزم الترددية - المجالات الترددية.

ملخص:

تعتبر النظم اللاسلكية وبالأخص النقالة منها أهم نظم الاتصالات التي تعمل على ربط النقاط المتباعدة فيما بينها، وقد تطورت هذه النظم بشكل كبير بنقدم الزمن حتى أصبحت على درجة من التعقيد والأدائية والجودة بحيث يعتمد عليها في كثير من التطبيقات سواءً أكانت مدنية أم عسكرية أو علمية. تتشارك هذه النظم فيما بينها الطيف الترددي الذي يعتبر أحد أهم موارد العمل لهذا النمط من النظم، وبسبب الازدحام الكبير على هذا الطيف كان لا بد من استخدام معايير عالمية متفق عليها من قبل جميع المشغلين تحدد كيفية استخدام هذا الطيف، بهذا الشكل لا يؤثر أي من هذه التطبيقات على الآخر. ضمن هذا الفصل سنقوم بعرض ملخص لنظم الاتصالات اللاسلكية وبالأخص النقالة منها ومن ثم سنقوم بتبيان كيفية تخصيص الطيف الترددي والحزم الترددية على النظم اللاسلكية المختلفة تبعاً لطبيعة عمل هذه النظم وطبيعة الخدمات المطلوبة منها.

الأهداف التعليمية:

- التعرف على طبيعة النظم اللاسلكية والغاية منها
- التعرف على كيفية تطور نظم الاتصالات اللاسلكية والخدمات التي تقدمها والمبدأ الأساسي في عملها
- التعرف على كيفية تشارك نظم الاتصالات اللاسلكية للطيف الترددي وكيفية توزيع الحزم الترددية على النظم المختلفة

1. نظرة عامة في الاتصالات اللاسلكية (Wireless Communication :Overview)

نتيجةً للنظرية الرياضية الخاصة بالأمواج الكهرومغناطيسية التي تمت صياغتها من قبل James Clerk Maxwell عام 1873، وبنيت برهان وجود هذه الأمواج من قبل Heinrich Hertz عام 1887، قام Guglielmo Marconi بصناعة التاريخ عندما استخدم الأمواج الراديوية ليؤمن اتصال لاسلكي عبر المحيط الأطلنطي عام 1901. في عام 1906، ابتكر Reginald Fessenden الإرسال الراديوي باستخدام التعديل المطالي (AM) من أجل أن يقوم ببث المقاطع الموسيقية. في عام 1913، ابتكر Edwin H. Armstrong جهاز الاستقبال الذي يعمل بالفعل المغاير الفوقي (Super-heterodyne receiver)، حيث تم استخدامه في أول بث راديوي في Pittsburgh عام 1920. تم استخدام الاتصالات اللاسلكية النقالة على الأرض (Land-mobile) لأول مرة عام 1921 من قبل قسم شرطة Detroit. في عام 1929، قام Vladimir Zworykin بأول تجربة إرسال تلفزيوني. في عام 1933، ابتكر Edwin H. Armstrong التعديل الترددي (FM). تم تقديم أول خدمة هاتف متحرك للعموم عام 1946 في خمس مدن أمريكية، وهو نظام بإرسال نصف مزدوج (Half duplex) بالتعديل الترددي وبعرض حزمة 120KHz. في عام 1958 تم الإعلان عن الساتل SCORE (Signal Communication by Orbital Relay Equipment) كبادرة عهد جديد في الاتصالات الساتلية. مع منتصف الستينيات، تم اختزال عرض حزمة التعديل الترددي لتصبح 30KHz. في كل من الخمسينيات والستينيات تم تقديم تبديل القنوات الآلي (Automatic channel trunking) حيث تم استخدام الإرسال المزدوج الكامل (full duplex). يعتبر مبدأ النظم النقالة الخلوية (cellular mobile systems) أكثر نقاط التحول أهمية في الاتصالات النقالة الحديثة وهو ما تم تقديمه من قبل مختبرات AT&T Bell Laboratories في السبعينيات.

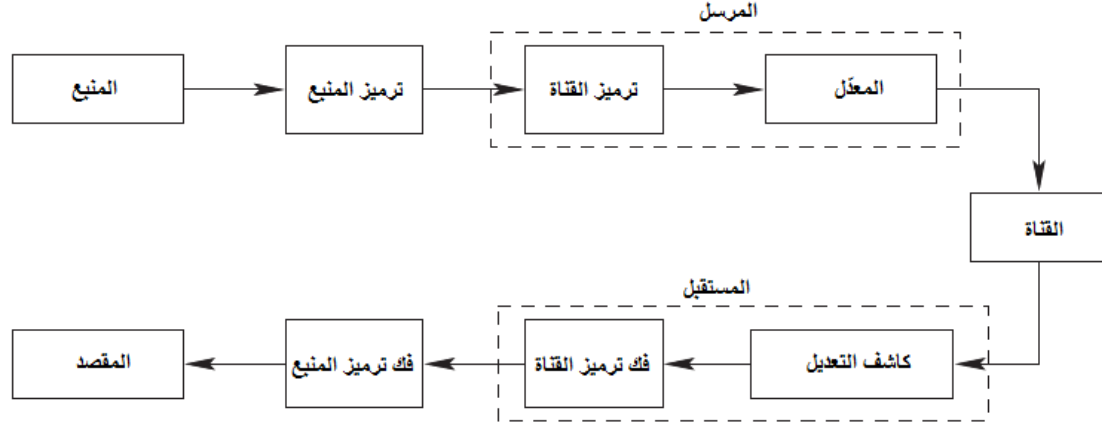
تطور النظم الراديوية:

شهد العقدين الأخيرين تطوراً هائلاً في نمو النظم الراديوية، فقد انتقلت نظم الاتصال اللاسلكية من الجيل الأول الذي يستخدم النظم التمثيلية ضيقة الحزمة في الثمانينات، إلى الجيل الثاني الذي يستخدم النظم الرقمية ضيقة الحزمة في التسعينيات، ومنها إلى الجيل الثالث المستخدم حالياً والذي يستخدم نظم الوسائط المتعددة عريضة الحزمة. ولا تزال مراكز البحث العالمية إلى الآن تعمل على تطوير الاجيال الجديدة من خلال العمل على ابتكارات جديدة في نظم الوسائط المتعددة الراديوية ذات الحزمة العريضة. ترافق ذلك مع ما يمكن تسميته بالثورة الخلوية، ففي عام 2002 بدأت نظم الهاتف النقال بأخذ دور أجهزة الهاتف ذات الخطوط الثابتة وأصبحت في معظم دول العالم رديفاً لها ما لم تشكل بديلاً عنها. فقد وصل عدد مشتركى الهاتف النقال في العالم حوالي 3.3 بليون مشترك في كانون الأول 2007، كما وصل عدد الأشخاص الذين يتصلون بالإنترنت من خلال الهاتف النقال أو

يستخدمون خدمات أنترنت مقابلة مقدمة من شركات الهاتف النقال حوالي 798 مليون في العالم مع نهاية العام 2007. هذا ما جعل من الهواتف النقالة الأجهزة الإلكترونية الأكثر شيوعاً في العالم. بالإضافة إلى الخدمات الأساسية المطلوبة من الاتصالات اللاسلكية كنقل المكالمات الهاتفية والمقاطع الصوتية ومقاطع الفيديو والمعطيات، تم إدخال العديد من الخدمات الجديدة إلى حياتنا اليومية كالعناية بالصحة والأتمتة المنزلية وما إلى ذلك.

2. نظام الاتصالات اللاسلكي (Wireless Communication System):

يعمل نظام الاتصالات على نقل المعطيات من نقطة إلى أخرى حيث يبين الشكل التالي المخطط الصندوقي العام لنظام اتصالات رقمي.



الشكل (1-1): مخطط صندوقي لنظام اتصالات عام.

يمثل الشكل (1-1) أيضاً المخطط الصندوقي لنظام حساسات عن بعد (كالرادارات مثلاً) حيث يمكن أن يتواجد كلاً من المرسل والمستقبل في نفس الموقع.

يعمل المنبع على توليد الإشارة المفيدة، حيث يمكن أن تكون الإشارة المولدة إشارة تمثيلية كما في حالة الصوت والصورة والفيديو، ويمكن أن تكون هذه الإشارة رقمية كما في النصوص أو الوسائط المتعددة. يقوم مرمر المنبع بتحويل الإشارة الفيزيائية إلى معطيات ثنائية، توجه هذه المعطيات الثنائية المولدة إلى مرمر القناة الذي يقوم بعمليات على هذه المعطيات تجعل إعادة توليدها لدى المستقبل ذات وثوقية أعلى. يتم بعد ذلك تعديل سلسلة المعطيات المولدة على خرج مرمر القناة بهدف توليد إشارة قادرة على الانتقال ضمن قناة الاتصال اللاسلكية التي هي موضوع هذا المقرر. تخضع الإشارة المستقبلية في طرف الاستقبال إلى سلسلة من الإجراءات تعاكس تلك التي تحدثنا عنها في الإرسال، وبالتالي نتمكن في النهاية من الحصول على المعطيات المرسله بشكل مقبول.

أثر القناة اللاسلكية:

بسبب الطبيعة المفتوحة للقناة اللاسلكية، فهي تخضع للعديد من السلبيات التي تؤثر على جودة الإشارة المستقبلية، أهمها الضجيج والتداخل والخفوت. سنعمل في هذا المقرر على دراسة أثر القناة اللاسلكية بطبيعتها المختلفة، واعتماداً على خواصها الإحصائية، على الإشارة المستقبلية وكيفية التغلب على هذه الآثار أو الحد منها. لتحقيق دراسة صحيحة وفهم كامل لنظم الاتصالات اللاسلكية لا بد من دراسة مجموعة من المواضيع الأساسية التي يمكن تلخيصها بما يلي:

- دراسة نظم الاتصال اللاسلكية العاملة حالياً وكيفية تشاركها الطيف الترددي.

- دراسة أنواع الخفوت التي يمكن أن تتواجد ضمن قنوات الاتصال اللاسلكية وتحديد أثر كل من هذه الأنواع وكيفية التغلب عليه.
- نماذج القناة الفيزيائية والإحصائية هي التي تساعد على تقدير إمكانية استخدام قناة محددة في نقل إشارات محددة، هذه النماذج.
- كيفية حساب سعة القناة في الحالات المختلفة للقناة والتصاميم المختلفة لنظام الاتصالات المعتمد: تعاني جميع قنوات الاتصال من مشكلة الحد الأعظمي لسرعة مرور المعطيات التي يمكن اعتماده ضمن نظام اتصالات دون أن يؤدي إلى ظهور أخطاء لدى الاستقبال، وهو ما يسمى بسعة القناة. عند راسة نظام اتصالات معين لا بد من حساب هذه السعة كي لا يتم تجاوزها وبالتالي لا تكون هناك مقدرة على التخلص من الأخطاء التي تصيب الإشارة أثناء انتقالها ضمن القناة.
- التنوع: أحد الأساليب الأساسية في التغلب على مشاكل القناة وتحسين أداء نظام الاتصالات، حيث تجب دراسة كافة أنواع التنوع وكيفية الاستفادة منها في تحسين نسبة الإشارة إلى الضجيج على دخل المستقبل.
- أنظمة الـ MIMO هي أحد أهم التطويرات التي دخلت على نظم الاتصال اللاسلكية بهدف الدمج بين أكثر من نمط للتنوع وبطريقة فعالة، هذه التقنية تستخدم حالياً بشكل واسع جداً في نظم الاتصالات الحديثة وخاصة النقالة منها.

3. نظم الاتصال اللاسلكية النقالة الحالية (Current Wireless Mobile Systems):

1.3. نظم الهاتف الخلوية النقالة:

1.1.3. نظم الجيل الأول (First Generation Systems):

سنبداً بدراسة نظم الجيل الأول التي تعتبر أهم نظم الاتصال اللاسلكية النقالة الحالية.

مزايا نظم الجيل الأول:

تم ابتكار النظم الخلوية النقالة من الجيل الأول بهدف تأمين اتصال تمثيلي لنقل الإشارات الكلامية. تم استخدام هذه النظم بشكل رئيسي قبل عام 1990. تتميز هذه النظم بكل من:

- استخدام طريقة الوصول المتعدد بتقسيم التردد (FDMA) مع التضميم باقتسام التردد (FDD)

- استخدام التعديل الترددي لتعديل الإشارة الكلامية
- استخدام التعديل بإزاحة التردد (FSK) لإشارات التحكم
- تقديم خدمات الصوت التمثيلية.

تم تصميم هذه النظم بحيث تعمل ضمن الحزم الترددية من 450MHz وحتى 1GHz. يتم تقسيم الخلايا بحيث يتراوح نصف القطر ما بين 2Km و40Km تبعاً لظروف الخلية.

:AMPS

- تم تطوير تقنية خدمات الهاتف النقال المتقدمة AMPS من قبل مختبرات بيل في السبعينيات وقد تم استخدامها لأول مرة في نهاية عام 1983.
- تحتل كل قناة في نظام AMPS عرض حزمة ترددية يساوي إلى 30KHz
- وتم استخدام التعديل الترددي لتعديل الإشارة الكلامية بانزياح ترددي مقداره $\pm 12\text{KHz}$
- أما إشارات التحكم فتم استخدام التعديل FSK بانزياح ترددي $\pm 8\text{KHz}$.
- يتم إرسال سلاسل المعطيات في قنوات التحكم بسرعة مرور معطيات 10Kbps.
- تم استخدام تقنية AMPS في كل من الولايات المتحدة الأمريكية، أمريكا الجنوبية، أستراليا، والصين.
- في عام 1991، قدمت شركة موتورولا النظام N-AMPS بحيث يخدم ثلاثة مستخدمين ضمن كل قناة AMPS بعرض 30KHz، بحيث يتم تخصيص قناة بعرض 10KHz لكل مستخدم وبالتالي ازدادت سعة النظام بقدر ثلاثة أضعاف.

:TACS

- تم استخدام نظام الاتصالات كامل الوصول TACS الأوروبي لأول مرة عام 1985.
- يكافئ نظام TACS النظام AMPS في التصميم
- إلا أن عرض الحزمة في النظام TACS هو 25KHz.
- يتم استخدام التعديل FM للإشارة الكلامية بانزياح ترددي $\pm 12\text{KHz}$ ،
- واستخدام التعديل FSK لإشارات التحكم بانزياح ترددي $\pm 6.4\text{KHz}$ ،
- وقد تم تحقيق سرعة مرور معطيات تساوي إلى 8Kbps.
- يوجد العديد من الإصدارات لنظام TACS: ETACS الذي تم استخدامه في بريطانيا عام 1987 و NTACS/JTACS الذي تم استخدامه في اليابان عام 1991.

:NTT

- تم استخدام النظام NTT لأول مرة في اليابان عام 1979
- وهو أيضاً يركز في تصميمه على النظام AMPS
- يستخدم النظام NTT تباعد ما بين القنوات يساوي إلى 25KHz
- كما ويتم استخدام تراكب قنوات بـ 12.5KHz مما يسمح بزيادة استخدامية الطيف الترددي
- يتم تعديل الإشارة الكلامية باستخدام التعديل FM بانزياح ترددي $\pm 5\text{KHz}$
- ويتم تعديل إشارات التحكم باستخدام التعديل FSK بانزياح ترددي $\pm 8\text{KHz}$
- وبسرعة مرور معطيات 0.3Kbps

:NMT

- تم استخدام نظام NMT المطور من قبل Ericsson في السويد عام 1981
- يستخدم النظام تباعد 25KHz ما بين القنوات
- ويتم تعديل الإشارة الكلامية باستخدام التعديل FM بانزياح ترددي $\pm 5\text{KHz}$
- يقوم النظام بإرسال 1.2Kbps باستخدام التعديل FSK بانزياح ترددي $\pm 3.5\text{KHz}$

:C-Nets/C-450

- تم استخدام النظام C-Nets/C-450 في ألمانيا وأستراليا والبرتغال وجنوب أفريقيا منذ عام 1981.
- يستخدم النظام C-450 تباعد قناة بقدر 20KHz
- يتم استخدام التعديل FM لتعديل الإشارة الكلامية بانزياح ترددي $\pm 4\text{KHz}$
- والتعديل FSK لإشارات التحكم بانزياح $\pm 2.5\text{KHz}$ ،
- وقد تم الوصول إلى سرعة مرور معطيات تساوي إلى 5.28Kbps

النظم الأخرى:

- خلال هذه الفترة، تم تطوير العديد من النظم الأخرى، بما فيها نظام RadioCom في فرنسا عام 1985
- ونظام Comvik في السويد عام 1981
- ونظام RTMS (النظام النقال للهواتف الراديوية) في إيطاليا عام 1985
- كما تم تطوير بعض نظم الهواتف اللاسلكية المنخفضة الاستطاعة ومحدودة المجال والتي تسمح للمستخدم بالتنقل ضمن المنزل أو البناء

مشاكل الجيل الأول:

- يتطلب استخدام تقنية FDMA/FDD في نظم الجيل الأول أن يتم تخصيص كل مستخدم بشريحتين من الحزم التردد، إحداهما للوصلة الصاعدة والأخرى للوصلة الهابطة.
- بالتالي يجب أن يتم تصميم نظام إرسال استقبال لكل شريحة من الحزم الترددية، مما يرفع من تكاليف هذه النظم.
- بالرغم من أن نظم الجيل الأول حفزت المزودين على جعل الخدمات النقالة خدمات شعبية، إلا أنها كانت تعاني من محدودية المجال
- وضعف جودة الإشارة الكلامية
- بالإضافة إلى انخفاض أدائية البطاريات. جميع هذه المساوئ تم التغلب عليها بدخول نظم الاتصال الرقمية والتي أدت إلى الانتقال إلى الجيل الثاني من النظم.

2.1.3. نظم الجيل الثاني (Second Generation Systems):

ننتقل الآن إلى دراسة نظم الجيل الثاني من نظم الهاتف الخلوية النقالة.

مزايا نظم الجيل الثاني:

- بدأت نظم الجيل الثاني بالظهور في بدايات التسعينيات.
- قدمت هذه النظم خدمات صوت رقمية تكافئ في جودتها النظم السلكية اعتماداً على اتصالات المعطيات بتبديل الدارات.
- تتميز هذه النظم بالتنفيذ الرقمي.
- أيضاً تم استخدام تقنيات جديدة لتأمين الوصول المتعدد كالوصول المتعدد بتقسيم الزمن TDMA
- والوصول المتعدد بتقسيم الرمز (CDMA).
- بالإضافة إلى نظم الجيل الثاني الخلوية ظهر العديد من هواتف الجيل الثاني اللاسلكية والشبكات المحلية اللاسلكية والنظم الساتلية الراديوية خلال هذه الفترة.

معايير الجيل الثاني:

- يعتبر كل من النظام العالمي للاتصالات النقالة GSM و
- نظام IS-95 الذي يعتمد على تقنية الـ CDMA أكثر نظم الجيل الثاني الخلوية شيوعاً. ففي الربع الثاني من عام 2007 أصبح عدد مشتركى النظام GSM حول العالم حوالي 2.3 بليون مشترك، كما أصبح عدد مشتركى نظام الـ CDMA حوالي 450 مليون مشترك.
- يوجد أيضاً معايير إقليمية أخرى للجيل الثاني من الشبكات الخلوية كنظام IS-54/IS-136 المرتكز على تقنية الوصول المتعدد بتقسيم الزمن TDMA
- والنظام الخلوي الرقمي الشخصي PDC المرتكز أيضاً على تقنية الوصول المتعدد بتقسيم الزمن TDMA المستخدم في اليابان. عملياً تعمل هذه النظم ضمن في
- المجال الترددي ما بين 900MHz و 1.9GHz

:GSM

- تركز الواجهة الهوائية للنظام GSM والتي تم طرحها من قبل معهد معايير الاتصالات الأوروبي ETSI عام 1990 على كل من مزيج التقنيات FDMA/TDMA/FDD
- وعلى تعديل الإزاحة الصغرى الغوصية GMSK.
- يتم تقسيم الطيف إلى العديد من القنوات كل منها بعرض حزمة 200KHz،
- وبمعدل مرور معطيات يبلغ 270.833Kbps.
- وتقسم كل قناة زمنياً على ثمانية مستخدمين.

:IS-54

- تم طرح النظام IS-54 من قبل جمعية صناعة الإلكترونيات وجمعية صناعة الاتصالات TIA/EIA الأمريكية عام 1991 وتم استخدامها عام 1993، وهو أيضاً يعرف باسم نظام أمريكا الشمالية الخلوي الرقمي NADC أو نظام AMPS الرقمي D-AMPS.
- يستخدم هذا النظام مزيج التقنيات FDMA/TDMA/FDD
- مع تعديل إزاحة الصفحة التربيعي التفاضلي $\pi/4$ -DQPSK
- وهو يستخدم نفس قنوات AMPS ذات العرض 30KHz
- ويستخدم نفس المجال الترددي، إلا أنه يوفر ستة أضعاف سعة النظام AMPS
- تبلغ سرعة مرور المعطيات ضمن كل قناة حوالي 48.6Kbps
- يستخدم النظام IS-54 نموذج إشارات التحكم الخاص بالنظام AMPS ذاته، حيث التعديل هو FSK وسرعة مرور المعطيات هي 10Kbps في قنوات التحكم لكل من الوصلة العكسية المساعدة والوصلة الأمامية الهابطة

:IS-136

كتعديل على النظام IS-54، يستخدم النظام IS-136 التعديل $\pi/4$ -DQPSK في قنوات التحكم مما يتيح سرعة مرور معطيات أعلى على قنوات التحكم وذلك لكل من عمليات التصفح والرسائل القصيرة وبالتالي ليس هناك توافق ما بين النظام IS-54 والنظام IS-136.

:PDC

يشابه النظام PDC الذي تم طرحه عام 1993 إلى حد ما النظام IS-54/IS-136، إذ أنه يستخدم مزيج التقنيات FDMA/TDMA/FDD مع التعديل $\pi/4$ -DQPSK. يبلغ عرض القناة حوالي 25KHz ويتيح النظام سرعة مرور معطيات تصل إلى 42Kbps. يتم تقسيم كل تردد حامل زمنياً إلى ثلاث قنوات بمعدل مرور معطيات كامل وهو ما يكافئ ست قنوات بنصف معدل مرور المعطيات.

:TIA/EIA IS-95

تم إصدار النظام TIA/EIA IS-95 عام 1993 وفي عام 1995 تم إصدار النسخة المحسنة IS-95A. يتيح النظام IS-95A التعامل مع النظام التماثلي AMPS كما أنه يعتبر أساساً لاستخدام الـ CDMA في نظم الجيل الثاني. تم استخدام النظام IS-95A لأول مرة في هونغ كونغ عام 1996. يستخدم النظام IS-95 مزيج التقنيات CDMA/FDD مع التعديل OQPSK (تعديل إزاحة الصفحة التربيعة المزاح) ويستخدم الحزمة الترددية التي يستخدمها النظام IS-54 ذاتها ولكن بعرض قناة 1.2288MHz وبسرعة مرور معطيات 9.6Kbps لكل مستخدم.

يتيح النظام IS-95 سرعة مرور معطيات متغيرة، حيث يمكن استخدام 1.2، 2.4، 4.8، و9.6Kbps. بالمقارنة مع نظم الجيل الثاني الأخرى، يعتبر النظام IS-95 ذي تعقيد عالٍ يستخدم ضمن النظام IS-95 تقنيات مثل ضبط الاستطاعة والتعددية في التردد والتأخير والترميز متغير سرعة مرور المعطيات والتخلي الخفيف (soft handoff)، وهو ما تم استخدامه في معايير الجيل الثالث لاحقاً.

يستخدم الإصدار IS-95B نفس الطبقة الفيزيائية التي يستخدمها النظام IS-95A، إلا أنه يتيح نقل معطيات بطريقة تبديل الرزم بسرعة مرور معطيات 64Kbps، بالإضافة إلى خدمات الصوت وبالتالي تم اعتبار النظام IS-95B كتقنية 2.5G.

تم استخدام النظام IS-95B لأول مرة في كوريا عام 1999.

يطلق على مجموع النظم IS-95/95A/95B مصطلح CDMAOne أو IS-95.

الطور الأول من التطور:

- تطورت نظم GSM ونظم IS-136 باتجاه الجيل الثالث من خلال طورين أساسيين. في الطور الأول، تم زيادة سرعة مرور المعطيات لتصل إلى حوالي 115Kbps من خلال استخدام خدمة الرزم الراديوية العامة GPRS والتي يمكن أن تصل نظرياً إلى 172.2Kbps عند استخدام الحيزات الزمنية الثمان كاملة في إطار الـ GSM
- تمكنت نظم الـ GSM من خلال استخدام الـ GPRS من الانتقال إلى نقل المعطيات بالتبديل بالرزم عوضاً من التبديل بالدارات
- تبلغ سرعة مرور المعطيات عند استخدام التبديل بالدارات في نظم الـ GSM حوالي 9.6Kbps
- يتيح نقل المعطيات باستخدام التبديل بالدارات عالي السرعة HSCSD (كتنفيذ جديد لنقل المعطيات باستخدام التبديل بالدارات ضمن نظم الـ GSM) سرعة تصل إلى 38.4Kbps، وذلك عند تخصيص الحيزات الزمنية الثمان لمستخدم واحد
- تم استخدام تقنية الـ GPRS في النظم IS-136 أيضاً

الطور الثاني من التطور:

- في الطور الثاني من عملية الانتقال إلى الجيل الثالث تم استخدام المعيار EDGE (تحسين نقل المعطيات لتطوير نظم الـ GSM) الذي سمح بالوصول إلى سرعة مرور معطيات تبلغ 384Kbps
- ضمن المعيار EDGE وبالإضافة إلى التعديل GMSK يتم استخدام التعديل 8PSK عالي السرعة. يعتبر المعيار EDGE تقارب ما بين المعيار GSM والمعيار IS-136
- بالإضافة إلى ما سبق، وفي عام 1995، تم إطلاق شبكة نقل المعطيات بالرزم الرقمية الخلوية (CDPD)، والتي أتاحت خدمة نقل معطيات بالرزم منخفضة السرعة على شبكة AMPS الأمريكية، فقد قدمت سرعة نقل معطيات تبلغ 19.2Kbps على قناة النظام AMPS التي يبلغ عرضها 30KHz

3.1.3. نظم الجيل الثالث (Third Generation Systems):

ننتقل الآن إلى دراسة نظم الجيل الثالث من نظم الهاتف الخلوية النقالة.

مزايا نظم الجيل الثالث:

- حالياً، يتم استخدام نظم الجيل الثالث بشكل واسع جداً في مختلف أنحاء العالم، تم تطوير معيار الجيل الثالث من قبل اتحاد الاتصالات العالمي (ITU) تحت اسم IMT-2000 (الاتصالات النقالة العالمية 2000) أو اسم UMTS (نظام الاتصالات النقال العالمي) وذلك ضمن ITU-R Rec. M.1457
- تتميز نظم الجيل الثالث الخلوية بالاتصالات ذات الحزمة العريضة.

كمتطلب عام، يجب على هذه النظم أن تحقق سرعة مرور معطيات تبلغ 2Mbps للأجهزة النقالة في وضعية السكون وسرعة تبلغ 384Kbps للمستخدمين بسرعة المشاة وسرعة تبلغ 144Kbps للمستخدمين ضمن العربات المتحركة وقد كان الهدف من هذا المعيار الوصول إلى نظام عالمي يدعم التجوال العالمي.

تستخدم شبكات الجيل الثالث التبديل بالرزق ويتم تنفيذها عملياً ضمن الحزمة الترددية 2GHz

معايير الجيل الثالث:

في الشهر السادس من عام 1998، تلقى قطاع الاتصالات في الـ ITU (ITU-R) أحد عشر عرضاً متنافساً للنظم النقالة الأرضية، وقد وافقت على خمس منها. يمكن التمييز بين معيارين أساسيين في الجيل الثالث هما WCDMA و CDMA2000. تتم إدارة هذين المعيارين من قبل هيأتين في الـ ITU: مشروع شراكة الجيل الثالث (3GPP) ومشروع شراكة الجيل الثالث رقم 2 (3GPP2)، على التوالي.

في شهر تشرين الأول من عام 2007، اختارت الـ ITU-R تضمين المعيار WiMAX (802.16e) ضمن مجموعة IMT-2000 للمعايير اللاسلكية وقامت بتحديث ITU-R Rec. M. 1457. حالياً WiMAX هي منافس قوي لكل من WCDMA و CDMA2000

4.1.3. نظم الجيل الرابع (Fourth Generation Systems):

سنحدث الآن عن نظم الجيل الرابع من نظم الهاتف الخلوية النقالة.

مواصفات الجيل الرابع:

- لا زالت الأبحاث التي تخص نظم الجيل الرابع مستمرة حتى يومنا هذا. قامت ITU-R بتعريف المعيار IMT المتقدم عام 2007 انطلاقاً من ITU-R Rec. M.1645
- من المفترض أن تقوم نظم الجيل الرابع بتأمين الاتصالات في مختلف الأماكن الممكنة ومن أجل أي سرعة تحرك وضمن أي ظرف
- سرعة تحميل تصل إلى 100Mbps في الظروف الساكنة و 50Mbps عند السرعة 250Km/h عند تغطية المناطق الضخمة
- سرعة مرور معطيات تبلغ 1Gbps في الظروف الساكنة وفي المناطق المحلية
- تأمين الاتصال بالإنترنت من الحركة وباستخدام البروتوكول IPv6
- إمكانية تغيير جودة الخدمة
- سعة عالية مع فعالية طيف تصل إلى 10bits/s/Hz
- استخدام الطيف الذكي بحيث يتم تخصيص الطيف بشكل ديناميكي ما بين 3GHz و 10GHz
- إدارة قنوات ديناميكية لينة

- من خلال المواصفات السابقة سيتمكن المستخدم من مشاهدة البث التلفزيوني عن طريق هاتف خلوي نقال. تعمل نظم الجيل الرابع على مكاملة وظائف كل من الشبكات الخلوية النقالة والشبكات اللاسلكية

تقنيات الجيل الرابع:

- تعتمد نظم الجيل الرابع بشكل أساسي على تقنية الـ OFDM التي يمكن أن توسع إلى OFDMA كما يمكن أن يتم تنفيذها مع أحد تقنيات الوصول المتعدد TDMA أو CDMA. من التقنيات الأخرى المستخدمة في نظم الجيل الرابع الخلوية النقالة:
- الراديو المحدد برمجياً (SDR) والذي يسمح باستخدام التكيف في كل من الحزم الترددية وأنماط الوصول إلى القنوات ومعدلات مرور المعطيات ونسب الأخطاء وضبط الاستطاعة، حيث أن جميعها مطلوبة في نظم الجيل الرابع، أيضاً يتيح الراديو المحدد برمجياً استخدام تكنولوجيا الوصول الراديوي (RATS) المطلوبة ضمن نظم الجيل الرابع.
- الراديو الذكي أو المقارب الضروري لإدارة الطيف الديناميكية. حيث يتيح تخصيص حزمة ترددية لكل مستخدم في الزمن الحقيقي
- نظم الهوائيات المتعددة MIMO التي تتيح فعالية طيف عالية
- الترميز والتعديل المتكيف (AMC) والذي يتيح اختيار أنسب أنواع التعديل وأنماط الترميز تبعاً لحالة القناة. وهو يعتبر ذو كفاءة عالية ضمن الشبكات التي تعتمد التبدل بالترزم كما في شبكات الجيل الرابع
- إعادة الطلب الآلي الهجين HARQ، حيث يزيد من المردودية من خلال دمج مزايا إعادة الطلب الآلي ARQ مع ترميز القناة

باتجاه الجيل الرابع:

تم استخدام تقنيات الجيل الرابع في بعض معايير الجيل الثالث مثل HSDPA، HSUPA، WiMAX، IEEE 802.20، CDMA200، 3GPP HSPA+، 3GPP LTE، و 3GPP2 UMB. بالإضافة إلى ما سبق، فقد تم تعريف المرونة الطيفية على أن تكون أحد المتطلبات الأساسية لنظم الجيل الرابع كما أن استخدام القفزات المتعددة مع عقد وسيطة سيفيد في توسيع المجال في الحالات التي تتطلب سرعة مرور معطيات عالية.

من المعايير التي مهدت الطريق إلى نظم الجيل الرابع كل من:

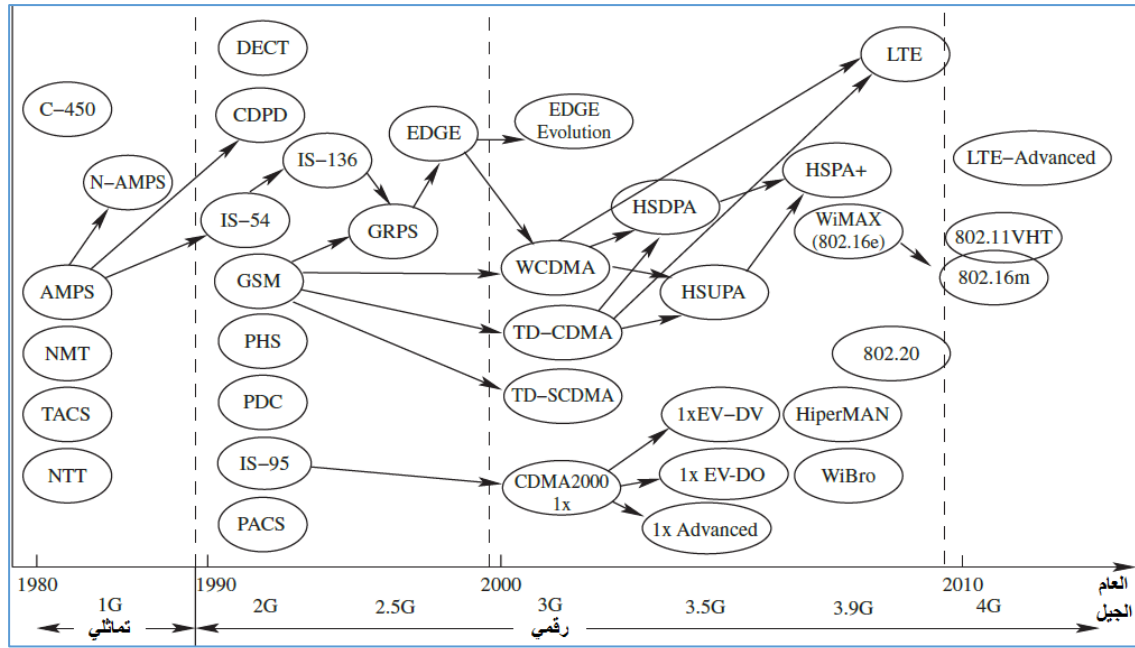
- معيار WiMAX النقال
 - الشبكات المدينة عالية الأداء HiperMAN
 - والنظام اللاسلكي عريض الحزمة WiBro الكوري
- جميع هذه المعايير هي تقنيات وصول لاسلكي بحزمة عريضة من نقطة لعدة نقاط.

يُتيح معيار WiMAX النقل حركية تصل إلى 70 لـ 80 ميل بالساعة ويعتبر المعيار WiMedia (الذي يركز على التعديل ذي عرض الحزمة الفائق UWB) مناسباً لنظم الجيل الرابع في وضعية الثبات وضمن المناطق المحلية.

تم تقديم إطار عمل خاص بنظم الجيل الرابع من قبل شركة Ericson عام 2005 وفي تموز 2006 عرضت شركة Samsung خدمات جيل رابع ناجحة تركز على المعيار WiMAX وتتيح سرعة مرور معطيات تصل إلى 1Gbps في الحالات الساكنة و100Mbps في حالة الحركة.

كيفية تطور نظم الاتصالات اللاسلكية النقالة:

تعمل IEEE على تطوير إصدارات جديدة لكل من المعيارين 802.11 و802.16 بهدف الوصول إلى متطلبات الجيل الرابع المحددة ضمن المعيار IMT المتقدم. فقد قامت مجموعة عمل المعيار IEEE 802.16 بتطوير المعيار 802.16m، وهو ما أطلق عليه اسم WiMAX II، وهو يركز على استخدام نفس تجهيزات نظم OFDMA-802.16 الحالية (802.16e) لتحقيق سرعة مرور معطيات عالية (100Mbps عند السرعة 250Km/h)، كما أنه يستخدم كل من التقنيات OFDM، AMC، HARQ، وMIMO، ويدعم استخدام العقد الوسيطة لتحقيق اتصال متعدد القفزات بغية تحقيق سرعة مرور معطيات عالية في الأماكن الواسعة. من المفترض أن يتراوح مجال الإرسال ما بين 2Km في البيئات المدنية و10Km في المناطق النادرة. أطلقت مجموعة عمل المعيار IEEE 802.11 دراسة لنظام ذي مردود عالٍ جداً (VHT) قادر على تحقيق سرعة مرور معطيات تصل إلى 1Gbps في وضعيات الثبات أو المسير الطبيعي. فقد تم تطوير المعيار IEEE802.21 بحيث يتم تعريف خدمات ضمن طبقة الوصلة تسمح بالقيام بعمليات التخلي بين واجهات هوائية مختلفة. أدت عملية الدمج ما بين المعيار IEEE 802.11VHT والمعيار 802.16m ضمن المعيار 802.21 إلى بناء نظام متكامل وحيد هو اقتراح للنظام IMT المتقدم من قبل IEEE. منذ عام 2008، تقوم المجموعة 3GPP بتطوير نظام LTE المتقدم كتطوير على المعيار LTE التابع لها بغية تلبية متطلبات الجيل الرابع. هذا المعيار هو الإصدار العاشر للمجموعة 3GPP.



الشكل (1-2): تطور أجيال نظم الاتصالات النقالة.

فعالية الطيف:

بشكل عام، تعاني نظم الجيل الثاني من مشكلة في فعالية الطيف فهي أقل من 1 bit/s/Hz بينما يمكن أن تصل فعالية الطيف في نظم الجيل الثالث إلى 3 bits/s/Hz ويجب أن تصل فعالية الطيف في نظم الجيل الرابع إلى 10 bits/s/Hz .

2.3. الشبكات الساتلية (Satellite Communications):

ننتقل الآن إلى الشبكات الساتلية التي تم اقتراحها لأول مرة من قبل Arthur C. Clarke عام 1945. وفي عام 1957 أطلقت USSR الساتل Sputnik I، وفي عام 1958 أطلقت الولايات المتحدة الأمريكية الساتل SCORE.

مواصفات الشبكات الساتلية:

تستخدم حالياً السواتل ضمن الاتصالات النقالة. الفروق الأساسية بين الاتصالات النقالة الأرضية والاتصالات النقالة الساتلية هي زوايا الارتفاع الصغيرة والأمدية الكبيرة في حالة السواتل. في حالة الاتصالات النقالة تستخدم السواتل ذات المدارات المنخفضة (LEO) ذلك أنها تتميز بتأخيرات زمنية منخفضة نسبياً. بالإضافة إلى كونها نظم قائمة بذاتها. تتيح النظم الساتلية النقالة التكامل مع النظم النقالة الأرضية. أصبحت النظم الساتلية النقالة عنصراً رئيسياً من البنية التحتية للاتصالات العالمية وقد تم وضع عدة معايير لهذه النظم من قبل المجموعة 3GPP وهيئة Satellite UMTS. تعمل هذه الهيئات على توسيع الأرضية بحيث تغطي كامل الكرة

الأرضية. حالياً يعتبر كل من الكلفة العالية والحجم الكبير للأجهزة النقالة من أهم العوائق التي تعاني منها الشبكات الساتلية النقالة

:Globalstar و Iridium

أشهر تشكيلات الجيل الأول من السواتل LEO هما Globalstar و Iridium، حيث وفرت هذه النظم خدمات الهاتف المحمولة باليد وبشكل أساسي للمناطق البعيدة.

تم تقديم نظام Iridium من قبل شركة Motorola، وهو يتألف من 66 ساتل LEO ضمن ستة مستويات مدارية بارتفاع 780Km وأتاح Iridium وصول كافة أنحاء العالم إلى الاتصالات الشخصية. حيث يعمل هذا النظام ضمن الحزمة الترددية من 1.5GHz وحتى 1.6GHz ويتيح سرعة مرور معطيات تصل إلى 2.4Kbps لكل قناة.

توفرت خدمات الاتصالات من خلال النظام Iridium تجارياً منذ العام 1998 إلا أنها لم تعد متوفرة منذ عام 2000 نظراً لإفلاس مشغلها.

تم تشغيل النظام Globastar منذ عام 2001 وهو يتألف من 48 ساتل تقع في مدار بزاوية كيل مقدارها 520 وضمن ثمانية مستويات على ارتفاع 1414Km. يتيح هذا النظام سرعة مرور معطيات تبدأ من 1.2Kbps وتصل إلى 9.6Kbps.

3.3. الشبكات اللاسلكية (Wireless Networks):

تقسم شبكات المعطيات اللاسلكية تبعاً لقطاع تغطيتها إلى شبكات لاسلكية محلية LAN، شبكات المناطق الشخصية اللاسلكية PAN، شبكات لاسلكية مدنية MAN، و شبكات لاسلكية قطاعية RAN. ويمكن اعتبار كل من نظم الاتصالات النقالة الخلوية ونظم الاتصالات الساتلية شبكات لاسلكية واسعة WAN، ذلك أنها تؤمن تغطية على المستوى العالم أو ضمن مناطق جغرافية واسعة. عملياً يتم تنفيذ الشبكات اللاسلكية من النوع المحلي والشخصي ضمن الحزمة الترددية غير المرخصة ISM (حزمة التطبيقات الصناعية والعلمية والطبية) عند التردد 2.4GHz. يعتبر التشبيك اللاسلكي العنصر المكمل لتقنيات الوصول الراديوي في اتصالات الجيل الثالث النقالة وما بعدها.

1.3.3. الشبكات اللاسلكية المحلية (Wireless Local Area Networks):

سنبداً من الشبكات اللاسلكية المحلية حيث يمكن عملياً، يمكن تحقيق أمدية في الشبكات اللاسلكية المحلية تبدأ من عدة أمتار لتصل إلى عدة مئات الأمتار. أكثر معايير الشبكات اللاسلكية المحلية شهرة هي المعايير IEEE 802.11. من المعايير الأخرى معيار الشبكة المحلية الراديوية عالية الأداء الأوروبية HiperLAN ومعيار شبكة الوصول اللاسلكي عالي السرعة الياباني HiSWAN.

:IEEE802.11

- انطلافاً من المعيار الأساسي IEEE802.11 (الذي طرح عام 1970) تم تعريف نمطين أساسيين: الأول بسرعة 1Mbps والثاني بسرعة 2Mbps
- تم تعريف ثلاثة طبقات فيزيائية مختلفة:
 - الأولى تستخدم تقنية الطيف المنتثر بالقفز الترددي (FHSS)
 - الثانية تستخدم تقنية الطيف المنتثر بالرمز المباشر (DSSS)
 - والأخيرة تستخدم تقنية الأشعة تحت الحمراء
- في النظم التي اعتمدت التقنية FHSS: تم استخدام التعديل GFSK لتأمين سرعة مرور معطيات 1Mbps والتعديل 4GFSK لتأمين سرعة مرور معطيات 2Mbps.
- أما النظم التي اعتمدت التقنية DSSS فقد: تم استخدام التعديل DBPSK للإرسال بمعدل معطيات 1Mbps والتعديل DQPSK للإرسال بمعدل 2Mbps.
- كلاً من معياري الطيف المنتثر يحتل حزمة الـ ISM حول التردد 2.4GHz.
- تقريباً، لم يتم تنفيذ الكثير من النظم ضمن المعيار الذي اعتمدت تقنية الأشعة تحت الحمراء، والسبب الرئيسي وراء ذلك هو: محدودية المدى الذي لا يتجاوز متراً واحداً بالإضافة إلى ضرورة تأمين خط نظر لتحقيق اتصال ناجح.

:IEEE802.11b

يعتبر المعيار IEEE 802.11b والمعروف باسم Wi-Fi أشهر معايير الشبكات اللاسلكية المحلية. تم إطلاق هذا المعيار في تشرين الأول من عام 1999 وتم الوصول إلى سرعة مرور معطيات تبلغ 5.5Mbps أو 11Mbps. وهو يستخدم التعديل بالرمز المرافق (CCK)، الذي هو أحد أنواع الطيف المنتثر بالرمز المباشر (DSSS)، وذلك كي يتحقق التوافق مع المعايير السابقة التي تركز على تقنيات الـ DSSS والتي تندرج تحت المعيار 802.11 يبلغ عرض الحزمة 22MHz ويمكن أن يصل مدى التغطية إلى 100m

:IEEE802.11a – IEEE802.11g

تم إصدار المعيار 802.11a في تشرين الأول من عام 1999 وهو يركز على تقنية الـ OFDM، كما تم إصدار المعيار 802.11g في حزيران من عام 2003 وهو مشابه للمعيار 802.11a إلا أنه يعمل ضمن الحزمة ISM حول التردد 2.4GHz بينما يعمل المعيار 802.11a ضمن حزمة الـ ISM حول التردد 5GHz. كلا المعيارين يستخدم كل من التعديل BPSK، التعديل QPSK، التعديل 16QAM، والتعديل 64QAM وهذا ما يتيح الوصول إلى سرعة مرور معطيات قابلة للتقييس يمكن أن تبلغ 54Mbps.

يستخدم كلا المعيارين عرض حزمة تبلغ 20MHz ويمكن للمعيار 802.11a أن يحقق أمدية تصل إلى 50m

:IEEE802.11n

في 11 أيلول من عام 2009 تم التصريح عن المعيار 802.11n وقد اعتبر في ذلك الحين جيل جديد من الشبكات اللاسلكية المحلية لكونه يتيح سرعة مرور معطيات تصل إلى 300Mbps. تم الاعتماد بشكل أساسي على تكنولوجيا الهوائيات المتعددة والترميز الذكي. يستخدم هذا المعيار كلاً من الحزمتين 2.4GHz و 5GHz بعرض مجال 20MHz و 40MHz ويتيح العمل ضمن تطبيقات المهمات الحرجة مع تأمين مردود وجودة خدمة وأمن معلومات تضاهي في مستوياتها المعيار 100Base-T الخاص بـ Ethernet. ظهر العديد من الأجهزة التي تعتمد هذا المعيار في الأسواق قبل تاريخ التصريح عنه

2.3.3. شبكات المناطق الشخصية اللاسلكية Wireless Personal Area Networks:

ننتقل الآن إلى شبكات المناطق الشخصية اللاسلكية التي تغطي أمدية قصيرة لا تتجاوز عملياً العشرة أمتار.

- تغطي أمدية قصيرة لا تتجاوز عملياً العشرة أمتار
- يتميز هذا النوع من الشبكات بانخفاض كل من الكلفة والاستطاعة
- من المعايير الشائعة للشبكات اللاسلكية الشخصية كل من عائلة IEEE 802.15 والمعيار HomeRF من ITU
- تعمل هذه الشبكات ضمن الحزمة ISM الغير مرخصة حول التردد 2.4GHz
- يعتبر هذا النمط من الشبكات مفيداً في مجال واسع من التطبيقات كالتحكم الصناعي، السلامة العامة، التحسس المؤتمت، التشبيك المنزلي، والأتمتة المنزلية
- تم توسيع مبدأ الشبكات الشخصية حيث أصبح يطلق عليه مصطلح الشبكات اللاسلكية للمناطق القريبة من الجسم (BAN) حيث أصبحت التجهيزات الشبكية التي تتعامل فيما بينها متوضعة ضمن الملابس أو على الجسم مباشرة
- تعتبر الشبكات BAN خطوة رئيسية في تطبيقات الصحة الجسدية والرياضة والتسليّة

3.3.3. الشبكات اللاسلكية المدينية (Wireless Metropolitan Area Networks):

ننتقل الآن إلى الشبكات اللاسلكية المدينية التي تغطي أمدية من الممكن أن تصل إلى عشرات الكيلومترات. الهدف من هذه الشبكات ملئ الثغرة الموجودة بين الشبكات اللاسلكية المحلية ذات سرعات مرور المعطيات العالية والشبكات الخلوية الواسعة التي تتميز بالحركية العالية.

الشبكات WiMAX:

من أهم المعايير التي تتيح وصول لاسلكي عريض الحزمة المعايير IEEE 802.16، والتي تعرف أيضاً باسم شبكات MAN اللاسلكية أو الشبكات WiMAX. تمت الموافقة على المعيار الأساسي IEEE 802.16 عام 2001 على أن يستخدم الحزمة الترددية ما بين 10GHz و 66GHz. يتطلب العمل ضمن هذا المعيار تأمين خط نظر، وهو يستخدم تعديل بحامل وحيد ويعتمد التقنية TDMA.

يتيح المعيار الأساسي IEEE 802.16 استخدام عرض حزمة قناة 20MHz أو 25MHz أو 28MHz. تستخدم المعايير IEEE 802.16a/d/e الحزمة الترددية من 2GHz وحتى 11GHz وترتكز على التقنية OFDM.

تم إنهاء المعيار IEEE 802.16a في كانون الثاني 2003 وتم إنهاء المعيار IEEE 802.16-2004 الذي يضم المعيارين IEEE 802.16a/d في حزيران 2004. يرتكز المعيار WiMAX على كل من المعيارين IEEE 802.16-2004 و IEEE 802.16e وقد تم تصميمه بحيث يمكن تنفيذه ضمن أي شبكة تعتمد على البروتوكول IP في هيكليتها، وبالتالي يصبح من السهل إدراج هذا المعيار ضمن هذا النمط من النظم.

يسمح المعيار IEEE 802.16e بحركية بسيطة لا تتجاوز الـ 70Km/h.

يمكن أن تستخدم النظم WiMAX لوصول النقاط Wi-Fi الساخنة مع بعضها البعض أو مع الأنترنت، وبالتالي تشكل بديل لاسلكي للشبكات عريضة الحزمة. تدعم الشبكات WiMAX عدة متطلبات جودة خدمة كما تتيح خدمات البث الكامل والبث الجزئي. يستخدم المعيار WiMAX كل من تقنيات الوصول العشوائي TDMA/FDMA/OFDMA مع كل من تقنيات التقسيم TDD و FDD وتعتمد كل من أنماط التعديل QPSK، 16QAM، و 64QAM. يتيح المعيار IEEE 802.16a/d/e (WiMAX) استخدام عرض حزمة قابل للتقييس من 1.75MHz وحتى 20MHz مع سرعة مرور معطيات تصل إلى 75Mbps ومسافة تغطية تصل إلى 70 ميل.

يعرف المعيار IEEE 802.16a/d/e ثلاثة طبقات فيزيائية مختلفة في الواجهة الهوائية: إما حامل وحيد أو OFDM أو OFDMA.

حالياً يتم العمل على المعيار IEEE 802.16m وهو ما يدعى بـ WiMAX II

4.3.3. الشبكات اللاسلكية الإقليمية (Wireless Regional Area Networks):

:LMDS – MMDS

- تم استخدام خدمات المعطيات عريضة الحزمة لأول مرة في نهاية التسعينيات وذلك في كل من خدمة التوزيع متعدد النقاط المحلي (LMDS) وخدمة التوزيع متعدد النقاط متعدد القنوات (MMDS).

- تم تنفيذ النظام LMDS في كل من الحزم الترددية 2.5GHz، 3.5GHz، وحزم الأمواج المليمترية: وذلك ضمن مدى من 3 إلى 6Km وتم استخدامه من قبل مستخدمي الأعمال بسرعة مرور معطيات تصل إلى عدة مئات من الـ Mbps. يمكن التعامل مع المعيار الأساسي IEEE 802.16 على أنه تكنولوجيا LMDS. لم تدم تكنولوجيا الـ LMDS طويلاً نظراً للمدى القصير وصعوبة توضع الهوائيات الخاصة بها كونها يجب أن تتوضع على الأسطح.
- تم استخدام تكنولوجيا MMDS على الحزمة الترددية 2.5GHz لتأمين خدمات البث التلفزيوني لأمدية تتراوح ما بين 30Km و 60Km إلا أنه تم استبدالها حالياً بتلفاز الساتل.

:IEEE 802.22

بدأ استخدام المعيار IEEE 802.22 (المعروف باسم Wi-TV) بشكل غير رسمي منذ تشرين الأول 2004 وهويتج كما في WiMAX و LMDS خدمات من نقطة لعدة نقاط، ويرتكز على تقنية الـ OFDMA.

تم توثيقه على أن يقدم واجهة هوائية ترتكز على الراديو المقارب ليتم استخدامها من خلال أجهزة معفية من الترخيص تتشارك في حزم الترددات VHF و UHF المخصصة للبث التلفزيوني ما بين 54MHz و 862MHz في الولايات المتحدة الأمريكية، حيث تم تفرغ هذه الحزم لتستخدم من قبل البث الرقمي.

يمكن أن يتم تأمين مدى يصل إلى 40Km وبالتالي يمكن أن تكون هذه النظم بديلة لنظم الكابل أو الـ DSL في المناطق القليلة العوائق.

بينما تم استخدام المعيار IEEE 802.22 للشبكات اللاسلكية الإقليمية ليكون مكملاً لكل من الشبكات اللاسلكية المحلية (Wi-Fi) والشبكات اللاسلكية المدينية (WiMAX)، تحاول شبكات الـ WiMAX استخدام الحزم الترددية VHF/UHF مرتكزة على الراديو المقارب. شكل ذلك ميزة كبيرة لدى نظم الـ WiMAX خاصة أن مساحة التغطية أكبر بكثير مما هي عليه عند الحزمة 2.4GHz، مما من شأنه أن يخفف من عدد المحطات القاعدية.

5.3.3. الشبكات اللاسلكية الغائية (Ad-hoc Wireless Networks):

ترتكز نظم الاتصالات ونظم التشبيك اللاسلكية التقليدية على تواجد بنية تحتية. فيوجد المحطات القاعدية، تسمى أحياناً بنقاط الوصول، التي من شأنها أن توفر وصول (كبوابة) الأجهزة النقلة إلى جسم الشبكة اللاسلكية. تقوم المحطات القاعدية وجسم الشبكة بجميع وظائف التشبيك وعادة ما تكون متصلة فيما بينها لتنظيم العمل. لا يوجد أي اتصال ند لند ما بين الأجهزة النقلة.

حديثاً، تم إيلاء الكثير من الاهتمام للشبكات اللاسلكية الغائية، أو ما يعرف باسم شبكات الراديو بالرمز أو الشبكات اللاسلكية متعددة القفزات.

خواص الشبكات اللاسلكية الغائية:

هذه الشبكات هي عبارة عن شبكات اتصال لا تحتوي على بنية تحتية مسبقة فهي تتألف من العديد من العقد النقالة اللاسلكية التي من شأنها أن تقوم بإعداد ذاتي لتشكيل الشبكة ضمن الحيز الذي تتواجد فيه وبالتالي فهي تؤمن اتصال ند لند ما بين العقد المؤلفة لها. يتم تأمين التشبيك والتحكم من خلال خوارزميات تحكم موزعة على كل عقدة ويستخدم التوجيه متعدد القفزات لتأمين إرسال الرزم

مزايا وتحديات الشبكات اللاسلكية الغائية:

يعتبر التشبيك الغائي هاماً لقلب الشبكات المستقبلية عالية الأداء لما تعطيه للشبكة من مرونة عالية والقدرة على البقاء، كما أن وجودها يحد من عدد المحطات القاعدية اللازمة لتغطية مساحة معينة. إلا أن أمن المعلومات هو أحد التحديات الموجودة في هذه الشبكات بسبب طبيعة العمل الموزع بين العقد الشبكية.

بسبب عدم وجود بنية تحتية، تمتاز الشبكات اللاسلكية الغائية بكلفة تنفيذ وصيانة منخفضة بالإضافة إلى سهولة إعادة الإعداد. يمكن للشبكات اللاسلكية الغائية أن تشكل هيكلية للعقد إما بشكل دائم أو بشكل ديناميكي، إلا أن القفزات المتعددة والتحكم الموزع يسبب انخفاض في الأداء. لا يمكن التغاضي عن الحاجة إلى تعاون جميع العقد الشبكية لإتمام بعض المهام كالتوجيه وتمرير المعلومات ذلك أنه لا يوجد جهة مركزية مسؤولة.

من الممكن أن لا تتعاون بعض العقد بهدف استمرار الشبكة في العمل من التحديات الأخرى التي تواجه تصميم وتنفيذ الشبكات اللاسلكية الغائية القيود التي تفرضها متطلبات الطاقة في الشبكة

تطبيقات الشبكات اللاسلكية الغائية:

يعتبر هذا النوع من الشبكات مناسباً في التطبيقات التي يصعب فيها تأمين بنية تحتية بشكل سريع كما في حالة الاتصالات العسكرية على أرض المعركة وحالات الطوارئ ومراقبة الفضاء. كما أنها تشكل بديل منخفض التكلفة لبعض أجزاء البنية التحتية المطلوبة في التشبيك المنزلي. يمكن أيضاً استخدام هذا النوع من الشبكات في تشبيك المعطيات، تشبيك الأجهزة، وتشبيك الحساسات

دعم الشبكات اللاسلكية الغائية:

- تقوم مجموعة عمل التشبيك الغائي النقال MANET التابعة لقوة مهام الأنترنت الهندسية IETF بتطوير بروتوكولات تركز على الـ IP للتشبيك الغائي
- تم دعم التشبيك الغائي من خلال كل من المعايير IEEE802.11، Bluetooth، 802.15.3، 802.15.4، والمعيار HiperLAN

- وقد تم تصميم المعيار HiperLAN/1 للشبكات اللاسلكية التي تعمل ضمن الحزمة 5GHz وهو يرتكز في تصميمه على تقنية CSMA/CA

4.3. نظم التصفح (Paging Systems):

نظم التصفح هي نظم إرسال باتجاه وحيد حيث يتم إرسال رسالة نصية أو صوتية مختصرة من مقدم الخدمة باتجاه المشتركين. إذاً فهو نظام وحيد الاتجاه يقوم بتوجيه المعطيات من المحطة القاعدية إلى المشترك النقال بطريقة الرزم. يعتبر التصفح الشكل الأولي للاتصالات النقالة ويمكنه العمل كشبكة مستقلة. حالياً تمت مكاملة التصفح كخدمة في الشبكات الخلوية ويستطيع جهاز المستخدم في نظم التصفح أن يقوم بتخزين وتمرير الرسائل الصوتية.

معايير أنظمة التصفح:

هناك العديد من النظم التي تم تصميمها من قبل شركات مثل Motorola، NEC، Ericsson، ومكتب البريد البريطاني. لا يوجد معيار عالمي وحيد لهذه النظم، فقد قامت الـ ITU-R بالتوصية بعدة معايير، بما فيها معيار المجموعة الاستشارية لمعايير مركز البريد POCSAG المقترح من قبل مركز البريد البريطاني في أواخر السبعينيات ونظام التصفح GSC المقدم من Motorola ونظام NEC المقدم من قبل NTT ونظام RDS المقدم من قبل نظام المعطيات الراديوية.

4. الطيف الترددي (Radio Spectrum):

الوسط المستخدم في الاتصالات اللاسلكية هو الفراغ المفتوح، ويتم نقل المعلومات من خلال الأمواج الكهرومغناطيسية. من أجل القدرة على فصل النظم اللاسلكية المختلفة، تم تقسيم طيف الأمواج الكهرومغناطيسية إلى العديد من الحزم الترددية.

تقسيم الأمواج الكهرومغناطيسية:

يبين الجدول كيفية توزيع الترددات وأطوال الموجة الموافقة لها على هذه الحزم الترددية. تسعى الأمواج الراديوية إلى اتباع سطح الأرض عندما تكون تردداتها صغيرة بينما تسعى لأن تنتشر وفق خطوط مستقيمة في الترددات المرتفعة (أكثر من 300MHz مثلاً).

الجدول (1-1): تقسيم الأمواج الكهرومغناطيسية.

طول الموجة	التردد	رمز الحزمة الترددية	الحزمة الترددية
10 – 1000 Km	30 – 300 Hz	ELF	Extremely Low Frequency
1 – 100 Km	300 – 3000 Hz		
100 – 10 Km	3 – 30 KHz	VLF	Very Low Frequency
10 – 1 Km	30 – 300 KHz	LF	Low Frequency
1000 – 100 m	300 – 3000 KHz	MF	Medium Frequency
100 – 10 m	3 – 30 MHz	HF	High Frequency
10 – 1 m	30 – 300 MHz	VHF	Very High Frequency
100 – 10 cm	300 – 3000 MHz	UHF	Ultra High Frequency
10 – 1 cm	3 – 30 GHz	SHF	Super High Frequency
10 – 1 mm	30 – 300 GHz	EHF	Extreme High Frequency
1 – 0.1 mm	300 – 3000 GHz		
7 – 0.7 μ m	43000 – 416000 GHz		الأشعة تحت الحمراء
0.4 – 0.7 μ m	430000 – 750000 GHz		الأشعة المرئية
0.4 – 0.1 μ m	750000 – 3000000 GHz		الأشعة فوق البنفسجية
تأتي أشعة X وأشعة غاما بعد الأشعة فوق البنفسجية			

تم استخدام مجال الترددات ابتداءً من التردد المعدوم (DC) وحتى الحزمة SHF بشكل واسع جداً ضمن قطاعات مختلفة كالاتصالات والرادار والقطاعات الصناعية والتسخين والأرصاد الفلكية والتحليل الطيفي والقطاعات الطبية وإرسال الاستطاعة والعلوم. في المقابل، لازالت ترددات الحزمة EHF والأعلى منها متاحة بشكل كبير بسبب الصعوبات التقنية ضمنها السبب الرئيسي في ذلك هو تخميد الغلاف الجوي بالإضافة إلى صعوبة توليد الأمواج وتضخيمها وكشفها وصعوبة تنفيذ تقنيات التعديل.

في الترددات الأعلى من 1000GHz يصبح انتشار الأمواج ضوئياً، تتم معالجة القضايا الخاصة بهذه الأمواج ضمن اختصاص الاتصالات الضوئية حيث تستخدم الألياف الضوئية كوسط لانتشار الموجة.

1.4 طرق تخصيص الحزم الترددية (Frequency Bands Allocation Methods):

لدى معظم الدول وكالات حكومية مسؤولة عن توزيع وتخصيص وضبط استخدام الطيف الراديوي. ففي الولايات المتحدة يقع على عاتق لجنة الاتصالات الفيدرالية (FCC) توزيع الطيف الترددي ضمن الاستخدام التجاري ويقع على عاتق مكتب إدارة الطيف (OSM) توزيع الطيف الترددي ضمن الاستخدام العسكري في أوروبا يقوم معهد معايير الاتصالات الأوروبي (ETSI) بتوزيع الطيف الترددي ضمن الاستخدام التجاري أما عالمياً فيكون هذا الأمر من اختصاص اتحاد الاتصالات العالمي (ITU) تقوم كل حكومة باتخاذ قراراتها في تقسيم الطيف الترددي ما بين الاستخدامات التجارية والاستخدامات العسكرية، وغالباً ما يكون هذا التقسيم ديناميكياً تبعاً للحاجة. تاريخياً، قامت الـ FCC بتوزيع الطيف إلى كتل تبعاً للاستخدام، وقد قامت بتوزيع تراخيص استخدام هذه الكتل إلى مجموعات وشركات خاصة. فمثلاً، في الثمانينات قامت الـ FCC بتخصيص الترددات ضمن حزمة الـ 800MHz لخدمة الهواتف الخلوية التماثلية، وقد أعطت تراخيص طيفية لمشغلين في كل منطقة جغرافية وفقاً لعدد من المعايير. بينما لازالت كل من الـ FCC والهيئات المسؤولة في الدول الأخرى تقوم بتخصيص الكتل الطيفية لأغراض محددة يتم الآن تخصيص هذه الكتل من خلال مزايدات طيفية للدافع الأكبر. بالرغم من أن هناك البعض ممن يعتبر أن هذه الطريقة المرتكزة على التسويق في تخصيص الكتل الترددية عادلة ومدرة للأرباح على الحكومات، إلا أن هناك العديد ممن يعتبرون هذه الطريقة مقيدة للتحديث، وتحد من المنافسة، كما أنها تؤثر على استثمار التكنولوجيا. بشكل محدد تبين الأسعار العالية للطيف أنه لا يمكن امتلاكه إلا من قبل الشركات الكبرى والتكتلات التجارية أكثر من ذلك، ستؤدي التكاليف العالية لامتلاك كتلة طيفية إلى تأخير الاستثمار في البنية التحتية للنظم إضافة إلى رفع الأسعار الأولية على المستخدمين.

الحزم الغير مرخصة:

بالإضافة إلى المزايدة الطيفية من الممكن أن يتم جزء من الطيف الترددي بحيث يكون مجاني ولكن وفق قواعد محددة تبعاً لمجموعة من الضوابط، هذه الضوابط توضع بناءً على معايير محددة في

الاتصالات وعلى مستويات الاستطاعة المسموحة وأمور مشابهة. تدعى هذه الحزم بالحزم الغير مرخصة والهدف منها تشجيع الإبداع والابتكار بالإضافة إلى خفض تكاليف التنفيذ العملي. يوجد العديد من النظم اللاسلكية الناجحة والمنتشرة والتي تستخدم هذه الحزم الترددية كما هي الحال في الشبكات المحلية اللاسلكية ونظم الـ Bluetooth والهواتف اللاسلكية. أحد الصعوبات الأساسية في الكتل الترددية الغير مرخصة هي إمكانية فشلها بسبب نجاحها، إذ أنه عندما يزداد عدد الأجهزة التي تعمل في تلك الحزم الترددية عن حد معين ضمن بقعة جغرافية محددة (أي تكون الأجهزة متقاربة) سيؤدي ذلك إلى توليد كمية كبيرة من التداخل لدى كل منها، وهذا ما سيجعل من الحزمة الترددية غير قابلة للاستخدام.

النظم المتخفية (Underlay systems):

هناك ما يدعى بالنظم المتخفية (Underlay systems) وهي ما تشكل بديلاً لتخصيص الطيف الترددي. يطلق على نظام اتصالات صفة المتخفي في الحالة التي يكون فيها نظاماً ثانوياً ضمن حزمة ترددية تحتوي على مستخدم أولي. في هذه الحالة يكون عمل المستخدم المتخفي مقيداً بعدم تسبب حد أدنى من التداخل لدى المستخدم الأولي. يمكن تأمين ذلك من خلال وضع قيود على كمية الاستطاعة المرسله في واحدة التردد لمستخدمي النظام الثانوي.

مثال على تلك النظم النظام UWB، فهو نظام غير مرخص يعمل ضمن الحزمة الترددية ISM. تنير مثل تلك النظم خلافات كبيرة نظراً لصعوبة تحديد تأثير التداخل على نظم المستخدمين الأوليين. حالياً معظم المطورين يعملون باتجاه تخصيص الطيف الترددي بطريقة النظم المتخفية، وذلك بسبب شح الطيف الترددي وصعوبة تأمين مجالات ترددية للنظم والتطبيقات الجديدة.

حالات خاصة:

تغطي النظم الساتلية العديد من الدول وفي بعض الأحيان تغطي كامل الكرة الأرضية. في مثل تلك النظم اللاسلكية التي تغطي أكثر من دولة يتم تخصيص الكتل الترددية من قبل مجموعة الاتصالات الراديوية التابعة لاتحاد الاتصالات العالمي (ITU-R) ويتم ذلك تبعاً للمعايير المنصوصة من قبل ITU-T والتي تخص كيفية التعامل ما بين النظم التي تتجاوز حدود دولة واحدة.

طرق جديدة:

هناك بعض التحركات ضمن هيئات الصوابط حول العالم نحو تغيير الطريقة التي يتم فيها تخصيص الطيف الترددي. فبالرغم من استخدام كل من المزايدات الطيفية والنظم المتخفية التي تعتبر تحديثاً لطريقة توزيع الطيف الترددي إلا أنه لا تزال الطرق التقليدية معتمدة من قبل الهيئات الخاصة بذلك عالمياً. الهدف الأساسي من ابتكار طرق جديدة في توزيع الطيف الترددي هو القدرة على الاستفادة

من التطورات الضخمة والمتعاقبة في نظم الاتصالات اللاسلكية والتي من شأنها أن تجعل استخدام الطيف الترددي أكثر فاعلية ومرونة.

أحد الأمثلة عن ذلك هي نظم الراديو الذكية أو المقاربة (cognitive radio). تعتمد هذه النظم على تحسس الطيف الترددي ضمن البيئة التي يعمل بها في كل من أبعاد الزمن والمكان والتردد بحيث ينتقي مكاناً له لا يسبب فيه التداخل للنظم التي تعمل ضمن نفس الحزمة التي سينتقيها حتى لو عمل بقم استطاعة إرسال متوسطة وعالية. في حال استطاعت هذه النظم العمل على مجالات ترددية عريضة سيسمح ذلك بإضافة تطبيقات وخدمات لاسلكية ضخمة بالاستفادة من عرض الحزمة المتاح والسرعات المتوفرة.

تجري حالياً العديد من الأبحاث لجعل مثل تلك التكنولوجيا قابلة للتطبيق حول العالم وبالتالي تحويل عمليات تخصيص التردد وفقاً لتوفر هذه النظم.

2.4. توزيع الحزم الترددية على النظم الحالية (Allocation of Bands on Current Systems)

التطبيقات والحزم:

تتواجد معظم التطبيقات اللاسلكية في الطيف الترددي ما بين 30MHz و 30GHz، تناسب هذه الترددات النظم اللاسلكية كونها لا تتأثر بسطح الكرة الأرضية وتحتاج إلى هوائيات بقياسات متوسطة ويمكنها اجتياز طبقة الأيونوسفير من الجدير بالذكر هنا أن حجم الهوائي المطلوب لتحقيق استقبال جيد يتناسب عكساً مع مربع تردد الإشارة، وبالتالي العمل على ترددات أعلى يسهل عمليات تصميم وتنفيذ الهوائيات. من جهة أخرى تتناسب استطاعة الإشارة المستقبلية عند استخدام هوائي غير موجه مع مقلوب مربع التردد، وبالتالي من الصعب تغطية مسافات كبيرة عند العمل في الترددات العالية.

الجدول (1-2): تخصيص الطيف المرخص في الولايات المتحدة الأمريكية.

535 – 1605KHz	AM radio	الاتصال الراديوي بالتعديل المطالي
88 – 108MHz	FM radio	الاتصال الراديوي بالتعديل الترددي
54 – 88MHz	Broadcast TV (channels 2-6)	البث التلفزيوني (القنوات من 2 إلى 6)
174 – 216MHz	Broadcast TV (channels 7-13)	البث التلفزيوني (القنوات من 7 إلى 13)
470 – 806MHz	Broadcast TV (UHF)	UHF البث التلفزيوني على الحزمة
746 – 764MHz	3G Broadband Wireless	نظم الجيل الثالث اللاسلكية عريضة
776 – 794 MHz		الحزمة

1.7 – 1.85MHz 2.5 – 2.69MHz	3G Broadband Wireless	نظم الجيل الثالث اللاسلكية عريضة الحزمة
806 – 902MHz	1G and 2G Cellular Phones	الهواتف الخلوية من الجيل الأول والثاني
1.85 – 1.99GHz	Personal Communications Service (2G cell Phones)	خدمات الاتصالات الشخصية (هواتف الجيل الثاني الخلوية)
2.305 – 2.32GHz 2.345 – 2.36GHz	Wireless Communications Services	خدمات الاتصالات اللاسلكية
2.32 – 2.325GHz	Satellite Digital Radio	النظم الساتلية الراديوية الرقمية
2.15 – 2.68GHz	Multichannel Multipoint Distribution Service (MMDS)	خدمات التوزيع متعددة النقاط ومتعددة القنوات
12.2 – 12.7GHz	Digital Broadcast Satellite (Satellite TV)	البث الرقمي بالسواتل (تلفزيون الساتل)
27.5 – 29.5GHz 31 – 31.3GHz	Local Multipoint Distribution Service (LMDS)	خدمة التوزيع متعدد النقاط المحلية
38.6 – 40GHz	Fixed Wireless Services	الخدمات اللاسلكية الثابتة

تخصيص الطيف المرخص في الولايات المتحدة الأمريكية:

كما رأينا سابقاً، يمكن أن يتم تخصيص الكتل الترددية إما بشكل مرخص (حيث تقوم هيئات الضوابط بتخصيص هذه الكتل إلى مشغلين محددين) أو بشكل غير مرخص (وهي ما يمكن استخدامها من قبل أي نظام ضمن متطلبات تشغيلية محددة). يبين الجدول كيفية تخصيص الكتل الترددية المرخصة إلى النظم اللاسلكية التجارية في الولايات المتحدة. وهي مشابهة إلى حد كبير لما هو مستخدم في كل من أوروبا وآسيا.

لاحظ أن حزم التلفزيون الرقمي الترددية هي ذاتها حزم البث التلفزيوني، وهذا يعني أنه على جميع نظم البث التلفزيوني التمثيلية أن تنتقل إلى نمط الإرسال الرقمي. أيضاً لاحظ أن نظم الجيل الثالث اللاسلكية عريضة الحزمة مخصصة حالياً ضمن نفس الحزمة الخاصة بمحطات التلفزة UHF من 60 إلى 69، وبالتالي يجب إعادة تخصيصها. أيضاً كل من نظم الجيل الأول الخلوية ونظم الجيل الثاني الخلوية الرقمية تحتل نفس الحزمة الترددية حول التردد 800MHz، بالتالي على يجب على مقدمي الخدمات اتخاذ القرار في حجم الحزمة المخصصة لكل من النظامين ضمن نفس الكتلة الترددية.

كما رأينا سابقاً، يتم تخصيص الحزم الترددية الغير مرخصة من قبل الهيئات الحكومية في كل دولة. إلا أن معظم الدول تحاول تخصيص هذه الحزمة تبعاً للاتجاهات التكنولوجية العالمية بغية تحقيق التوافق مع بقية دول العالم. يبين الجدول توزيع الكتل الترددية الغير مرخصة في الولايات المتحدة الأمريكية.

5. تمارين:

1. اذكر جميع التطبيقات المتاحة للاتصالات اللاسلكية.
2. اشرح ثلاث مساوئ لاستخدام الشبكات اللاسلكية المحلية بدلاً من الشبكات المحلية السلكية. ما هي التطبيقات التي يمكنها أن تهمل هذه المساوئ أما الاستفادة من حركية المستخدمين، وما هي التطبيقات التي لا يمكن فيها القبول بهذه المساوئ؟
3. ما هو السبب في استخدام التعديل FM بدلاً من التعديل AM في نظم الجيل الأول؟
4. أعط ملخصاً لجميع معايير الاتصالات الخلوية بحيث تقوم بتحديد كل من عرض حزمة القناة، التباعد ما بين القنوات، أعلى سرعة معطيات ممكنة، سرعة المعطيات العملية، نوع التعديل، كيفية الإرسال المزدوج، هيئة المعيار، عدد المستخدمين الأعظمي في نفس اللحظة.
5. ما هي الأهداف التي دعت إلى الانتقال إلى نظم الجيل الرابع الخلوية؟ وما هي التقنيات المستخدمة للوصول إلى هذه الأهداف؟

6. مذاكرة:

1. تستخدم النظم النقالة من الجيل الأول طريقة الوصول المتعدد:

a. بالتقسيم الترددي

b. بالتقسيم الزمني

c. بتقسيم الرموز

d. بالتقسيم الترددي والزمني

2. يستخدم ضمن النظام GSM التعديل:

a. MFSK

b. MPSK

c. MQAM

d. GMSK

3. يجب أن تحقق نظم الجيل الثالث سرعة مرور معطيات في وضعية السكون تصل إلى:

a. 1Mbps

b. 2Mbps

c. 3Mbps

d. 4Mbps

4. يجب أن تصل فعالية الطيف المطلوبة من نظم الجيل الرابع إلى:

a. 5bits/s/Hz

b. 10bits/s/Hz

c. 15bits/s/Hz

d. 20bits/s/Hz

5. السوائل التي تستخدم في الاتصالات النقالة هي السوائل من النوع:

a. LEO

b. GEO

6. تصل الأمدية ضمن شبكات المناطق الشخصية اللاسلكية إلى:

- a. بضع أمتار
- b. عشرات الأمتار
- c. مئات الأمتار
- d. عدة كيلو مترات.

7. تصل الأمدية ضمن الشبكات اللاسلكية المدنية إلى:

- a. بضع أمتار
- b. عشرات الأمتار
- c. مئات الأمتار
- d. عدة كيلو مترات.

8. يشغل المجال الترددي UHF الترددات

- a. من 30MHz إلى 300MHz
- b. من 300MHz إلى 3GHz
- c. من 3GHz إلى 30GHz
- d. من 30GHz إلى 300GHz

9. يعمل الاتصال الراديوي بالتعديل الترددي ضمن الحزمة الترددية

- a. HF
- b. VHF
- c. UHF
- d. SHF

10. تقع الحزمة ISM الأولى ضمن المجال الترددي:

- a. HF
- b. VHF
- c. UHF
- d. SHF

الأجوبة:

الفقرة التي يجب دراستها في حال الإجابة الخاطئة	علامة السؤال	الإجابة الصحيحة	رقم السؤال
1-1-3	1 من أصل 10	a	1
2-1-3	1 من أصل 10	d	2
3-1-3	1 من أصل 10	b	3
4-1-3	1 من أصل 10	b	4
2-3	1 من أصل 10	a	5
2-3-3	1 من أصل 10	a	6
3-3-3	1 من أصل 10	d	7
4	1 من أصل 10	b	8
2-4	1 من أصل 10	b	9
2-4	1 من أصل 10	c	10

علامة النجاح 7 من أصل 10.



الفصل الثاني: الخفوت

كلمات مفتاحية:

الخفوت عريض النطاق - الخفوت ضيق النطاق - الخفوت السريع - الخفوت البطيء - الخفوت المسطح - الخفوت الانتقائي في التردد - دوبلر - عرض حزمة التماسك - من التماسك.

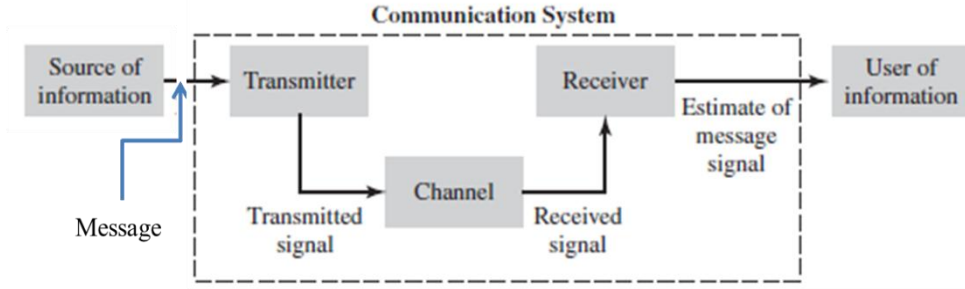
ملخص:

تعاني جميع نظم الاتصالات اللاسلكية من ظاهرة الخفوت، ويمكن تقسيم هذه الظاهرة تبعاً لتأثيرها على الإشارة المستقبلية إلى خفوت واسع النطاق وخفوت ضيق النطاق، كما ويمكن تقسيمها تبعاً لسرعة تغيرها نسبة إلى طول الرمز المرسل إلى خفوت سريع وخفوت بطيء، أيضاً يقسم الخفوت تبعاً لتغيراته ضمن الطيف الترددي إلى خفوت مسطح وخفوت انتقائي في التردد. يختلف كل نمط من أنماط الخفوت في تأثيره على الإشارة المنقولة بين طرفي الاتصال وتختلف آليات التخلص منه أو الحد من تأثيراته. نعمل في هذا الفصل على شرح الآليات المسببة للخفوت ضمن القناة اللاسلكية وعلى شرح كيفية توصيف هذا الخفوت وتحديد نوعه. أيضاً سنقوم من خلال هذا الفصل بتحديد التقنيات التي يمكن استخدامها بهدف الحد من أثر الخفوت أو التغلب على المشاكل الناتجة عنه. في نهاية الفصل سيتم عرض بعض الأمثلة العملية للخفوت الموجود ضمن بعض قنوات الاتصال وكيفية التغلب على آثاره.

الأهداف التعليمية:

- تحديد أنماط الخفوت في القناة اللاسلكية وكيفية تعريفها
- دراسة تأثيرات أنواع الخفوت المختلفة على الإشارات الراديوية والمشاكل الناجمة عنها
- تحديد التقنيات التي يجب استخدامها للتخلص من المشاكل الناجمة عن أنماط الخفوت المختلفة وكيفية تطبيقها
- التعرف على كيفية الحد من آثار الخفوت ضمن قنوات اتصال عملية

1. مقدمة (Introduction):



رأينا في الفصل السابق أن نظام الاتصالات اللاسلكي يتألف بشكل رئيسي من منبع للمعلومات في جهة الإرسال وهو ما يقوم بتوليد الإشارات التي نرغب بنقلها سواء أكانت هذه الإشارات هي صوت أو صورة أو إشارة فيديو أو حتى إشارات رقمية تدل على معلومات محددة كما في أنظمة القياس والحساسات.

يتلو ذلك المرسل الذي يعمل على تركيب إشارة المعلومات على إشارة تدعى بإشارة الحامل يمكنها أن تنتقل ضمن وسط الانتشار الذي هو في هذه الحالة القناة اللاسلكية التي تحتوي على الوصلة الجوية، وبالطبع يعمل المرسل على إضافة الإستطاعة اللازمة لنقل هذه الإشارة إلى المسافة المطلوبة ذلك أن الإشارة تبدأ بالتخامد بمجرد ابتعادها عن المرسل وتتاسب نسبة التخامد مع قوى المسافة المقطوعة.

في الطرف المقابل يتم استقبال الإشارة الراديوية المطلوبة بالإضافة إلى عدة إشارات أخرى ناتجة عن قناة الاتصال وبشكل أساسي الضجيج الذي يختلف باختلاف البيئة المحيطة. يعمل المستقبل على إعادة استخلاص المعلومات المنقولة من إشارة الحامل والتخلص قدر الإمكان من التأثيرات التي عانت منها الإشارة أثناء انتقالها ضمن الوصلة الراديوية وتقديمها إلى المستخدم النهائي الذي تم إرسال هذه المعلومات باتجاهه.

تعاني الإشارة الراديوية ضمن قناة الاتصال من العديد من الظواهر التي تؤدي إلى التأثير فيها. أهم هذه الظواهر هي ظاهرة الخفوت التي سنتحدث عنها هذا الفصل.

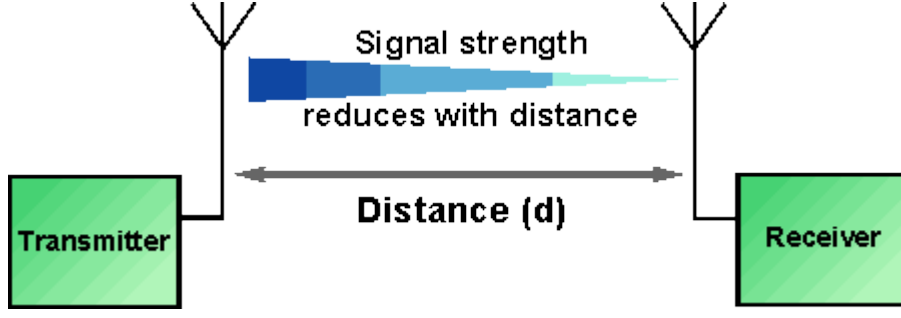
مقدمة - نظام الاتصالات اللاسلكي ضمن قناة اتصال مثالية:

عند دراسة أي نظام اتصالات عادة ما يتم البدء بدراسة أداء هذا النظام وفهم العلاقات الأساسية التي توصف أداءه ضمن القناة التقليدية (المثالية)، وهي القناة ذات الضجيج الجمعي الغوسي الأبيض (Additive White Gaussian Noise) AWGN ضمن هذه القناة تعتبر عينات الضجيج الغوسي التي تصيب الإشارة أثناء انتقالها من المرسل إلى المستقبل مستقلة إحصائياً، كما ويتم اعتبار عينات الإشارة خالية من التداخل بالرموز (Inter-Symbol Interference) ISI أو التداخل بالرموز هو

عملية تراكب الرمز المرسل مع الرمز الذي يليه وبالتالي وصول الرمز إلى جهة المستقبل مع تشوهات ناتجة عن هذا التراكب، ونذكر بأنه تمت دراسة هذا التداخل في مقرر الاتصالات الرقمية المشترك لكل الاختصاصات). ضمن هذا السياق يعتبر السبب الرئيسي لتراجع أداء نظام الاتصالات هو الضجيج الحراري الذي يتم توليده ضمن المستقبل (الضجيج الحراري هو الضجيج الناتج عن الجهود العشوائية التي تتولد ضمن أي عنصر درجة حرارته لا تساوي إلى الصفر المطلق وتتناسب شدة هذه الجهود مع درجة حرارة هذا العنصر ومقاومته)، إلا أنه غالباً ما يكون التداخل الخارجي الذي يتم استقباله من خلال الهوائي في طرف الاستقبال ذي تأثير أعلى بكثير من الضجيج الحراري (التداخل الخارجي يقصد به وجود مركبات لإشارات غير مرغوب بها أي تختلف عن الإشارة المطلوب استقبالها ضمن الحزمة الترددية التي تقع فيها الإشارة المرغوبة). من الممكن أن يكون طيف التداخل الخارجي عريض الحزمة ويتم تمثيله من خلال معامل يدعى درجة حرارة الهوائي. عادة ما تكون كثافة الاستطاعة الطيفية للضجيج الحراري ثابتة على كامل مجال الإشارة (وهذا ما يدعى بالطيف المسطح)، كما أن وسطي تابع الكثافة الاحتمالية PDF (Probability Density Function) للجهد الغوسي في الضجيج الحراري معدوم. الخطوة التالية في نمذجة النظم العملية تتم بإدخال مرشح محدد للحزمة. عادة تستخدم المرشحات في طرف الإرسال للالتزام بمتطلبات ضوابط العمل على الطيف الترددي، والتي تنص على عدم تجاوز قيم محددة لاستطاعة الإشارة خارج المجال الترددي المخصص لها. أما المرشح في طرف الاستقبال فعادة يهدف إلى تحقيق مرشح توافقي تقليدي على مجال الإشارة المستقبلية الترددي (المرشح التوافقي هو عبارة عن مرشح الهدف منه رفع قيمة نسبة الإشارة إلى الضجيج في طرف الاستقبال). بسبب خواص المرشحات في تحديد الحزمة الترددية وتشويه الصفحة، لا بد من استخدام طرق خاصة في تصميم الإشارات واستخدام تقنيات التسوية للتخلص من تداخل الرموز الذي من الممكن أن تتسبب به المرشحات.

مقدمة – نموذج فقد المسار الحر:

- إهمال ظروف الانتشار في القناة \Leftarrow التخمين مماثل لما يحدث في الفضاء الحر.
- إهمال ظروف الانتشار في القناة \Leftarrow المنطقة التي تفصل ما بين المرسل والمستقبل خالية من العوائق
- إهمال ظروف الانتشار في القناة \Leftarrow الغلاف الجوي منتظم بشكل مثالي
- إهمال ظروف الانتشار في القناة \Leftarrow سطح الكرة الأرضية بعيداً جداً عن الإشارة الراديوية المرسلة
- يتبع تخمين الطاقة الراديوية بين المرسل والمستقبل قانون تربيعي معكوس



في الحالة التي لا يتم فيها تحديد مميزات الانتشار في القناة الراديوية، عادة ما يتم اعتبار التخميد الذي يصيب الإشارة الراديوية بسبب المسافة هو نفسه الذي يصيب الإشارة في حال كان الانتشار في الفضاء الحر المثالي. يعتمد نموذج الفضاء الحر على اعتبار المنطقة التي تفصل ما بين المرسل والمستقبل خالية من العوائق التي يمكن أن تمتص الإشارة الراديوية أو تعكسها مثلاً. كما أنه يعتبر الغلاف الجوي ضمن هذه المنطقة منتظم بشكل مثالي ولا يوجد أي عملية امتصاص للطاقة التي تحملها الإشارة الراديوية. بالإضافة إلى كل الاعتبارات السابقة يتم اعتبار سطح الكرة الأرضية بعيداً جداً عن الإشارة الراديوية المرسلة، وهو ما يكافئ إهمال معامل انعكاس سطح الكرة الأرضية. بشكل أساسي، ضمن نموذج الفضاء الحر المثالي، يتبع تخميد الطاقة الراديوية بين المرسل والمستقبل قانون تربيعي معكوس. فيمكن صياغة استطاعة الإشارة المستقبلية بدلالة استطاعة الإشارة المرسلة بعد تخميدها بمعامل (نرمز له بالرمز $L_S(d)$) يطلق عليه اسم فقد المسار أو فقد المسار الحر. في الحالة التي يكون فيها هوائي الاستقبال متمائل المناحي (isotropic) يمكن صياغة فقد المسار الحر على الشكل التالي [1]:

$$L_S(d) = \left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right)^2 \quad (1)$$

حيث d هي المسافة ما بين المرسل والمستقبل، و λ هي طول موجة الإشارة المنتشرة. ضمن هذه الحالة من الانتشار المثالي يمكن التنبؤ باستطاعة الإشارة المستقبلية إلى حد كبير.

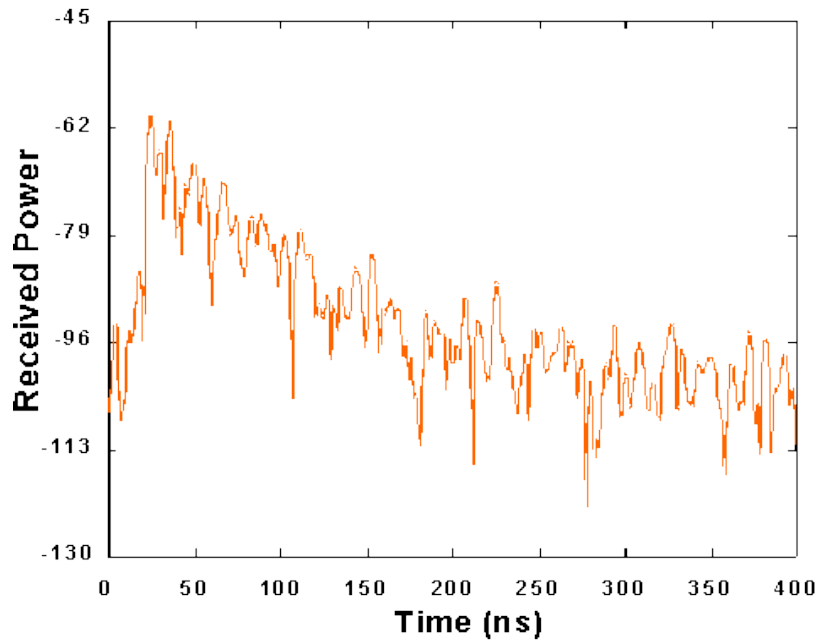
مقدمة - نموذج فقد المسار عملياً:

- تعدد المسارات (multipath): تنتقل الإشارة من المرسل إلى المستقبل ضمن عدة طرق نتيجة للانعكاسات



- النتيجة: تآرجحات عشوائية في كل من مطال وصفحة وزاوية وصول الإشارة المستقبلية. وخفوت تعدد المسارات (scintillation) وتحديات أكبر

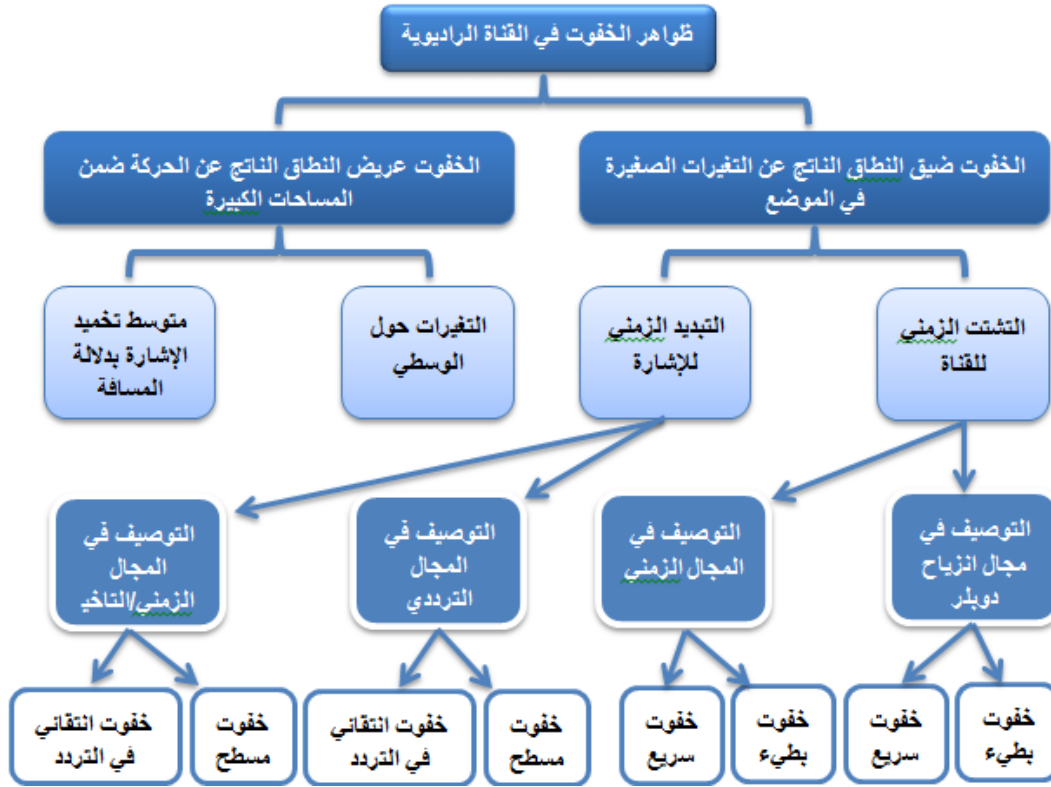
Instantaneous Impulse Response



في معظم قنوات الاتصال العملية، حيث الانتشار ضمن الغلاف الجوي وبالقرب من سطح الأرض، يصبح نموذج فقد المسار الحر غير مناسباً لتوصيف قناة الاتصال والتنبؤ بأداء النظام. في نظام اتصالات لاسلكية نقالة يمكن أن تنتقل الإشارة من المرسل إلى المستقبل ضمن عدة طرق نتيجة للانعكاسات؛ يطلق على هذه الظاهرة مصطلح تعدد المسارات (multipath). تؤدي هذه الظاهرة إلى حدوث تآرجحات في كل من مطال وصفحة وزاوية وصول الإشارة المستقبلية، وهذا ما سيؤدي بدوره إلى ما يسمى بخفوت تعدد المسارات (multipath fading). هناك مصطلح آخر يطلق على خفوت

تعدد المسارات وهو الوميض (scintillation)، وقد تم استخدامها ضمن علم الفلك الراديوي، حيث استخدمت لتوصيف خفوت تعدد المسارات الناتج عن التغيرات الفيزيائية في وسط الانتشار، كتغيرات كثافة الشحنات في طبقات الأيونوسفير التي تعكس الإشارات الراديوية ضمن الحزمة الترددية (HF). كلا المصطلحان، الخفوت والوميض، يشير إلى التأرجحات العشوائية التي تصيب الإشارة الراديوية والنتيجة عن الانتشار ضمن عدة مسارات. الفرق الأساسي يكمن في أن ظاهرة الوميض تتضمن آليات (الأيونات مثلاً) أصغر بكثير من طول الموجة. عند نمذجة وتصميم النظم اللاسلكية التي تأخذ بعين الاعتبار آثار خفوت تعدد المسارات وتعالجها، عادة ما يواجه المصممون تحديات أكبر بكثير من تلك التي سيواجهونها عندما يتم التصميم ضمن القنوات AWGN.

2. أنماط الخفوت (Fading Types):



الشكل (1-2)

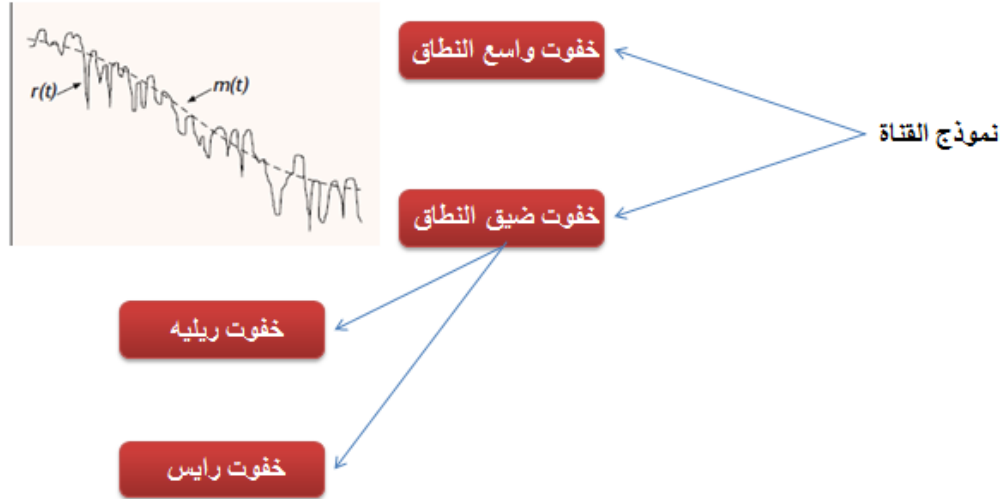
يوضح هذا المخطط نظرة عامة عن الظواهر التي تنتج عن الأنماط المختلفة للخفوت. حيث يبدأ بنمطين يتم من خلالهما توصيف الاتصالات النقالة: الخفوت عريض النطاق والخفوت ضيق النطاق. يمثل الخفوت عريض النطاق متوسط تخميد استطاعة الإشارة أو فقد المسار الناتج عن الحركة في المناطق الكبيرة. وهو يتأثر بشكل المنحني الذي ترسمه تضاريس الأرض النافرة (الهضاب والغابات وتجمعات الأبنية وغيرها) بين المرسل والمستقبل.

غالباً ما يوصف المستقبل بأنه مظلّل بهذه التضاريس النافرة. تساعد إحصائيات الخفوت عريض النطاق في تقدير العلاقات التي تربط ما بين فقد المسار والمسافة. تتضمن هذه العلاقات كل من حساب متوسط فقد المسار وإيجاد مواصفات التغيرات العشوائية لفقد المسار حول الوسطي والتي تتبع توزيع اللوغاريتم النظامي.

أما الخفوت ضيق النطاق فهو يمثل التغيرات التي تصيب كل من مطال وشفحة الإشارة الراديوية كنتيجة للتغيرات الصغيرة (والتي هي من رتبة نصف طول موجة الإشارة الراديوية) في المنطقة التي تفصل بين المرسل والمستقبل.

تتجلى ظواهر الخفوت ضيق النطاق ضمن آليتين: التبديد الزمني للإشارة (dispersion) والسلوك المتغير مع الزمن للقناة. في حالة الاتصالات الراديوية النقالة، تعتبر قناة الاتصال متغيرة مع الزمن

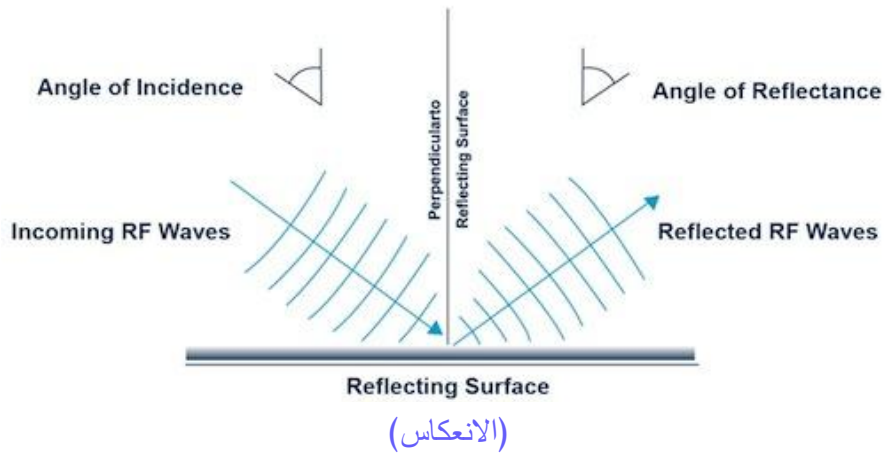
ذلك أن الحركة بين المرسل والمستقبل تؤدي إلى تغيرات في مسار الانتشار. من خلال معدل تغير ظروف الانتشار يمكن معرفة سرعة الخفوت، أي سرعة تغير تأثيرات الخفوت على الإشارة الراديوية المستقبلية.



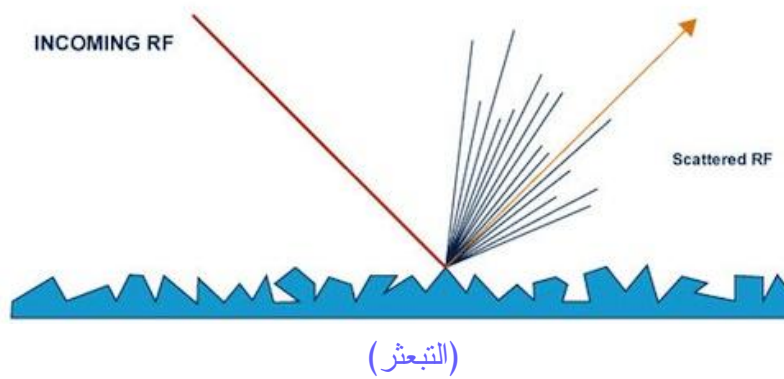
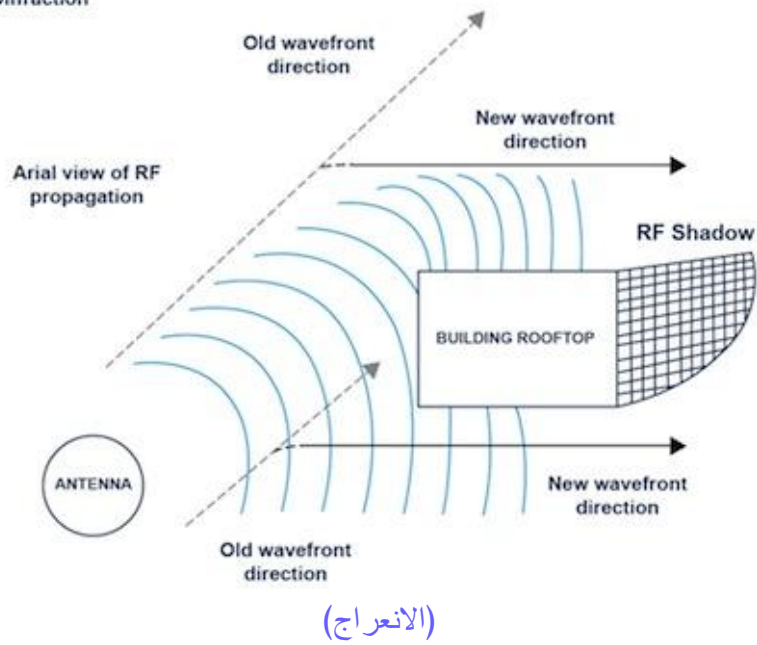
يوجد العديد من النماذج الإحصائية التي يتم من خلالها توصيف الخفوت ضيق النطاق وهو ما سنراه في فصول لاحقة، إلا أنه كبداية يمكننا أن نميز نموذجين رئيسيين يتم اعتمادهما بشكل واسع في نمذجة الخفوت ضيق النطاق في نظم الاتصالات اللاسلكية النقالة. النموذج الأول هو ما يطلق عليه اسم نموذج خفوت ريليه (Rayleigh)، ضمن هذا النموذج يصل إلى المستقبل عدد كبير جداً من الإشارات الناتجة عن عدة طرق تسلكها الإشارة الراديوية، تنتج هذه الطرق المتعددة عن الانعكاسات التي تسببها العوائق التي تقع في المسافة التي تفصل بين المرسل والمستقبل. بالإضافة إلى ما سبق تعاني قنوات الاتصال التي تخضع لنموذج ريليه من عدم وجود مسار خط نظر بين المرسل والمستقبل. ضمن نموذج ريليه يتم توصيف غلاف الإشارة الراديوية المستقبلية إحصائياً بتابع ريليه للكثافة الاحتمالية. في الحالة التي يتواجد فيها مسار مسيطر للإشارة الراديوية لا يعاني من الخفوت (بالإضافة إلى المسارات المتعددة التي تعاني من الخفوت) كما في حالة وجود مسار انتشار في خط النظر، يتم توصيف غلاف الخفوت ضيق النطاق بتابع رايس (Rice) للكثافة الاحتمالية في نظم الاتصالات اللاسلكية النقالة، وفي الحالة التي يتم فيها التجوال على مسافات كبيرة، تعاني الإشارة المستقبلية من وجود كلا النوعين من الخفوت، حيث يتركب فيها الخفوت ضيق النطاق ضمن الخفوت عريض النطاق.

يمكن تمييز ثلاثة آليات رئيسية تصيب الإشارة الراديوية في النظم اللاسلكية النقالة، هذه الآليات هي الانعكاس، الانعراج، والتبعثر:

RF Reflected

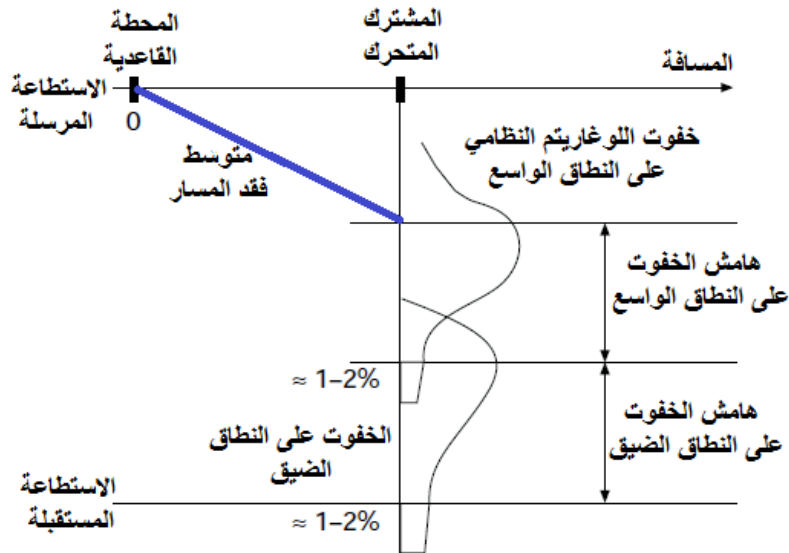


Diffraction



1. يحدث الانعكاس عندما تصطدم الموجة الكهرطيسية المنتشرة بسطح ناعم تعتبر أبعاده كبيرة مقارنة بطول موجة الإشارة الراديوية المنتشرة (λ).
2. يحدث الانعراج عندما تتواجد عوائق كثيفة في الطريق بين المرسل والمستقبل أبعادها كبيرة بالمقارنة مع طول الموجة، مما يؤدي إلى تشكل أمواج ثانوية خلف الجسم العائق. يستخدم الانعراج في توصيف الطاقة الراديوية المنتشرة من المرسل إلى المستقبل عندما لا يتواجد مسار خط نظر بينهما. عادة ما يطلق على هذه الظاهرة مصطلح التظليل (shadowing) ذلك أن الحقل المنعرج يمكن أن يصل إلى المستقبل حتى في الحالات التي يكون فيها العائق غير نفوذ.
3. يحدث التبعثر عندما تصطدم الإشارة الراديوية بسطح خشن كبير، أو عند الاصطدام بأي سطح أبعاده من رتبة طول الموجة أو أقل، وهو ما يسبب تبدد الطاقة المنعكسة (التبعثر) في جميع الاتجاهات. في البيئات المدنية، يمكن عملياً أن تجد العديد من العوائق التي تسبب التبعثر للإشارة الراديوية كأعمدة الكهرباء وإشارات المرور والأشجار وغيرها.

كما يبين الشكل (1-2)، يوجد ظاهرتان ضمن الخفوت ضيق النطاق: التبدد الزمني للإشارة الراديوية والطبيعة المتغيرة لقناة الاتصال. يمكن دراسة أثر كل من هاتين الظاهرتين في كل من المجال الزمني والمجال الترددي. في حالة تبديد الإشارة، يمكننا تصنيف آثار الخفوت ضمن نمطين: خفوت انتقائي بالتردد وخفوت مسطح (لا يتغير ضمن مجال الحزمة الترددية للإشارة الراديوية). أما بالنسبة لظاهرة التغير مع الزمن، فيمكننا تمييز نوعين من الخفوت: خفوت بطيء وخفوت سريع.



الشكل (1-2): اعتبارات موازنة الوصلة في قناة متخافتة.

يبين الشكل (2-2) مجموعة المعاملات التي يجب أن تؤخذ بعين الاعتبار عند تقدير فقد المسار أثناء القيام بتحليلات موازنة الوصلة في التطبيقات الخليوية. تتضمن هذه المعاملات كل مما يلي:

- متوسط فقد المسار كتابع للمسافة والناجم عن الخفوت عريض النطاق.
- مقارنة الحالة الأسوأ للتغيرات حول متوسط فقد المسار (عملياً من 6dB إلى 10dB)، أو ما يطلق عليه مصطلح هامش الخفوت عريض النطاق.
- مقارنة الحالة الأسوأ للخفوت ضيق النطاق من خلال هامش تتراوح قيمته عملياً من 20dB إلى 30dB.

يبين الشكل أن متطلبات النظام تسمح بإبقاء مساحة (أي احتمال) أسفل ذيول كل تابع كثافة احتمالية من 1% إلى 2%. بالتالي، يحقق هامش الخفوت المقترح استقبال الإشارة بشكل مقبول مع الأخذ بعين الاعتبار 89% إلى 99% من كل نوع من أنواع الخفوت (الخفوت ضيق النطاق والخفوت عريض النطاق).

عادة ما يتم توصيف الإشارة المستقبلية $(r(t))$ بدلالة جداء التلاف بين الإشارة المرسلية $(s(t))$ وتابع الاستجابة النبضية للقناة $(h_c(t))$. بإهمال تأثير الضجيج يمكننا أن نكتب:

$$r(t) = s(t) * h_c(t) \quad (2-2)$$

حيث :

$r(t)$: الإشارة المستقبلية.

$s(t)$: الإشارة المرسلية.

$h_c(t)$: تابع الاستجابة النبضية للقناة.

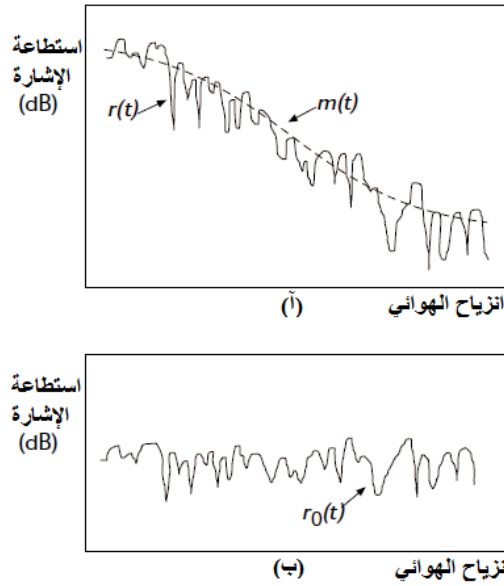
في حالة النظم الراديوية النقلة، يمكن تجزيء الإشارة المستقبلية $r(t)$ إلى مركبتين كل منهما هو عبارة عن متحول عشوائي، كما يلي [5]:

$$r(t) = m(t) \times r_0(t) \quad (3-2)$$

حيث تدعى $m(t)$ مركبة الخفوت عريض النطاق، وتدعى $r_0(t)$ مركبة الخفوت ضيق النطاق. عادة ما يطلق على المركبة $m(t)$ مصطلح الوسطي المحلي (local mean) أو الخفوت لوغاريتم النظامي (log-normal fading) ذلك أنه يتم توصيف مطال المركبة $m(t)$ من خلال تابع الكثافة الطيفية لمتحول عشوائي بتوزيع لوغاريتم النظامي (أو بشكل مكافئ، عند قياس الغلاف بالديسيبل نحصل على الكثافة الطيفية للتوزيع الغوسي). أيضاً، يمكن أن تدعى المركبة $r_0(t)$ بخفوت المسارات المتعددة.

يبين الشكل العلاقة ما بين الخفوت عريض النطاق والخفوت ضيق النطاق. في الشكل (أ) تم رسم تغيرات استطاعة الإشارة المستقبلية $r(t)$ بدلالة انزياح الهوائي (عملياً بوحدة طول الموجة) وذلك ضمن نظام راديوي نقال. يمكننا من الشكل ملاحظة كيفية تراكم الخفوت ضيق النطاق ضمن الخفوت عريض النطاق. عملياً يبلغ مقدار إزاحة الهوائي بين القيم المعدومة للإشارة ضيق النطاق نصف طول الموجة تقريباً. في الشكل (ب)، تم إزالة الخفوت عريض النطاق أو ما يدعى بالوسطي

المحلي $m(t)$ بهدف مراقبة الخفوت ضيق النطاق، أي $r_0(t)$ ، وذلك من أجل قيمة استطاعة متوسطة ثابتة.



الشكل (2-2): الخفوت عريض النطاق والخفوت ضيق النطاق.

1.2. الخفوت عريض النطاق (Large-Scale Fading):

ضمن التطبيقات الراديوية النقالة، قام Okumura بأخذ العديد من القياسات الشاملة لفقد المسار وذلك من أجل مجال عريض من ارتفاعات الهوائيات ومسافات الاتصال. وقد قام Hata بتحويل المعطيات التي قام بتجميعها Okumura إلى معادلات تضم المعاملات التي تم قياسها. في حالة التطبيقات الراديوية النقالة، يتناسب وسطي فقد المسار $\bar{L}_p(d)$ مع القوة من المرتبة n للمسافة ما بين المرسل والمستقبل d منسوبة إلى مسافة مرجعية d_0 .

$$\bar{L}_p(d) \propto \left(\frac{d}{d_0}\right)^n \quad (4-2)$$

$\bar{L}_p(d)$: وسطي فقد المسار.

n : قوة فقد المسار.

d : المسافة ما بين المرسل والمستقبل.

d_0 : مسافة مرجعية.

غالباً ما يتم التعبير عن $\bar{L}_p(d)$ بوحدة الديسيبل، كما في المعادلة التالية:

$$\bar{L}_p(d) = \bar{L}_s(d_0) + 10n \log_{10} \left(\frac{d}{d_0}\right) + X_\sigma(dB) \quad (6-2)$$

حيث X_σ هو متحول عشوائي غوسي بمتوسط صفر (يأخذ قيمه بوحدة الديسيبل) وانحراف معياري σ (أيضاً يأخذ قيمه بوحدة الديسيبل). تتعلق قيمة X_σ بكل من الموقع والمسافة. غالباً ما يرتكز

اختيار قيمة X_σ على القياسات، إلا أنه في معظم الحالات ستتراوح قيم التشتت بين 6dB و 10dB أو أكثر بقليل.

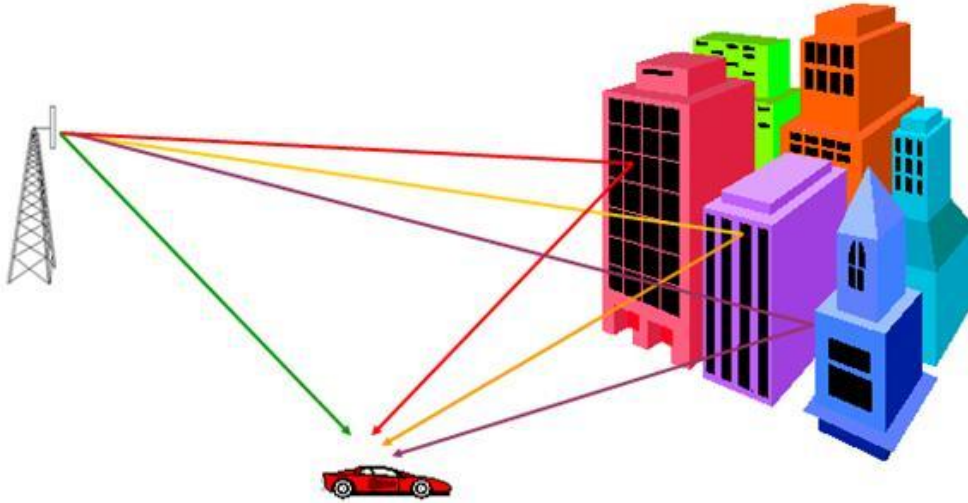
معاملات التوصيف الإحصائي لفقد المسار

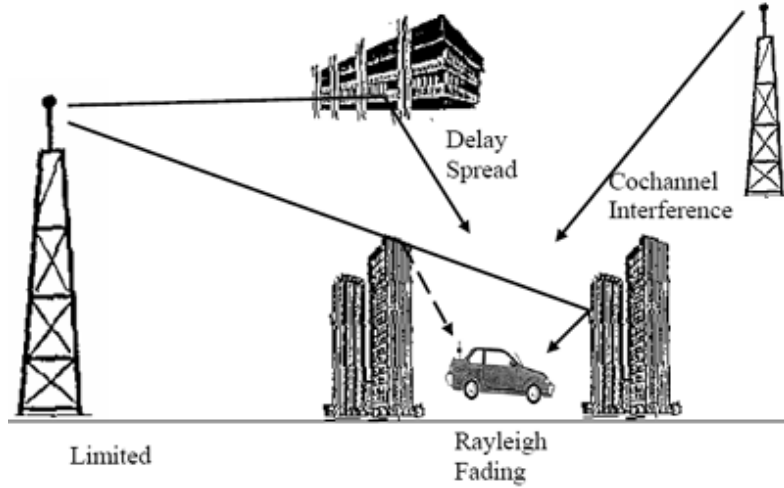
يمكننا أن نلخص المعاملات التي نحتاجها في التوصيف الإحصائي لفقد المسار الناتج عن الخفوت عريض النطاق ضمن موقع ما ومن أجل مسافة محدد بين المرسل والمستقبل بما يلي.

- المسافة المرجعية d_0 .
- قوة فقد المسار n .
- الانحراف المعياري σ الخاص بالمتحول العشوائي X_σ .

2.2. الخفوت ضيق النطاق (Small-Scale Fading):

عندما تتكون الإشارة المستقبلة من عدة أشعة معكوسة بالإضافة إلى مسار خط نظر غير متخافت ذو قيمة غير مهمة، يكون توزيع غلاف الإشارة الناتج عن الخفوت ضيق النطاق هو توزيع رايس، وفي هذه الحالة يدعى الخفوت بخفوت رايس. يطلق على المركبة الغير متخافتة مصطلح المركبة specular.





عندما يقترب مطال مركبة خط النظر من الصفر، يتقارب تابع الكثافة الاحتمالية لتوزيع رايس إلى تابع الكثافة الاحتمالية لتوزيع ريليه، وهو ما يمكن صياغته على الشكل التالي:

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right] & r \geq 0 \\ 0 & r < 0 \end{cases} \quad (7-2)$$

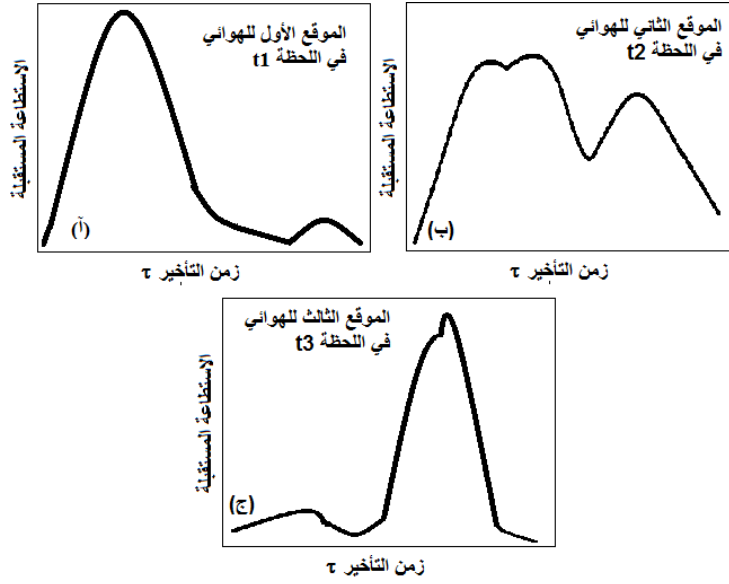
حيث r هي مطال غلاف الإشارة المستقبلية، $2\sigma^2$ متوسط استطاعة إشارة تعدد المسارات والذي يمكن تقديره مسبقاً. في بعض الأحيان يطلق على مركبة خفوت ريليه مصطلح مركبة التبعثر (scatter component) أو مركبة التبديد (diffuse component). ينتج تابع الكثافة الاحتمالية لريليه في الحالة التي تتعدم فيها مركبة خط النظر المباشرة في الإشارة المستقبلية؛ بالتالي، في حالة وصلة وحيدة يساوي هذا التابع إلى تابع الكثافة الاحتمالية لحالة الخفوت الأسوأ ضمن وسطي استطاعة الإشارة المستقبلية. ضمن هذا الفصل سنعتبر أن الفقد في نسبة الإشارة إلى الضجيج (SNR) الناتج عن الخفوت يتبع توزيع ريليه، كما أننا سنعتبر أن انتشار الإشارة يقع في الحزمة الترددية UHF، ذلك أن معظم النظم الخليوية والنقالة الحالية تعمل ضمن هذه الحزمة الترددية.

ذكرنا سابقاً أنه يمكن تلخيص أثر الخفوت ضيق النطاق ضمن آليتين:

1. التبديد الزمني للنبضات الرقمية المحتواة ضمن الإشارة.
2. السلوك المتغير مع الزمن لقناة الاتصال والناتج عن الحركية (مثلاً، وجود هوائي المستقبل على منصة متحركة).

يبين الشكل (4-2) تأثير كل من الآليتين من خلال دراسة استجابة قناة بمسارات متعددة لنبضة ضيقة بدلالة التأخير الزمني، وذلك كتابع لموقع الهوائي (أو كتابع للزمن، على اعتبار سرعة ثابتة للجسم المتحرك). في الشكل تم التفريق بين مرجعين زمنيين مختلفين، زمن التأخير τ وزمن المراقبة أو زمن الإرسال t . يشير زمن التأخير إلى تبدد الزمن الناتج عن الاستجابة النبضية غير المثالية لقناة

الاتصال المتخافتة. أما زمن الإرسال فيتعلق بحركة الهوائي أو التغيرات المكانية، حيث أنه ينتج عن التغيرات في طريق الانتشار مما يشكل السلوك المتغير مع الزمن لقناة الاتصال.



الشكل (2-4): استجابة قناة متعددة المسارات لنبضة ضيقة بدلالة التأخير الزمني، وذلك كتابع لموقع هوائي الاستقبال.

لاحظ أنه في الحالة التي تكون فيها سرعة الجسم المتحرك ثابتة، كما هي الحالة في الشكل يمكن استخدام أي من زمن الإرسال أو موضع الهوائي لتبيان السلوك المتغير مع الزمن لقناة الاتصال. تبين الأشكال (أ) حتى (ج) تسلسل توزيع استطاعة النبضة المستقبلية عند تغير موقع الهوائي ضمن تتابع من المواقع المنفصلة بمسافات متساوية. في هذا المثال، تم اعتماد مسافة تباعد تساوي إلى 0.4λ ، حيث λ طول موجة التردد الحامل. من أجل أي من الحالات الثلاثة المبينة في الشكل، يختلف شكل الاستجابة بشكل واضح في كل من:

- زمن تأخير مركبة الإشارة الأعلى
- عدد النسخ المستقبلية من الإشارة
- مطالقات النسخ المستقبلية من الإشارة
- الاستطاعة المستقبلية الكلية (المساحة) ضمن توزيع الاستطاعة المستقبل.



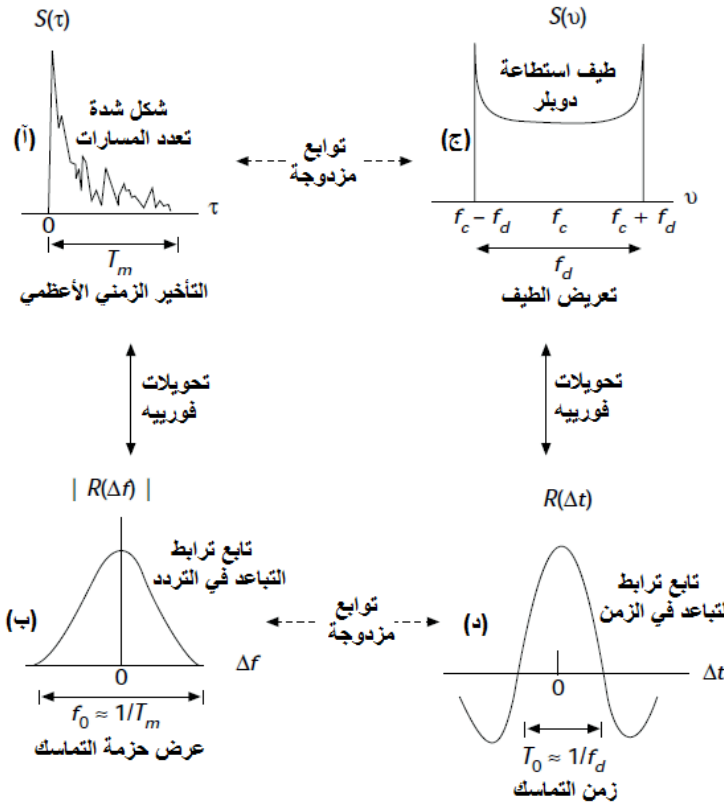
الشكل (2-5): الخفوت ضيق النطاق: الآليات، تصنيفات تراجع الأداء، والتأثيرات.

يلخص الشكل (2-5) كل من آليتي خفوت النطاق الضيق، مجالي مراقبة كل آلية (الزمن أو زمن التأخير والتردد أو انزياح دوبلر)، وتصنيفات التراجع في الأداء التي يمكن أن تسببها كل آلية. لاحظ أنه يمكننا تحديد مميزات أي من الآليات في كل من المجالين الزمني والتردد. بالتالي، كما هو واضح في الشكل، يتم توصيف آلية التبدد الزمني في المجال الزمني (أو مجال زمن التأخير) من خلال الانزياح الزمني الناتج عن تعدد المسارات، بينما يتم توصيفها ضمن المجال الترددي من خلال عرض حزمة التماسك للقناة. بشكل مشابه، يتم توصيف آلية التغير مع الزمن في المجال الزمني من خلال زمن التماسك للقناة، بينما يتم توصيفها في المجال الترددي أو مجال انزياح دوبلر بمعدل خفوت القناة أو تشتت دوبلر.

3. التشتت الزمني للإشارة المستقبلية:

1.3. التشتت الزمني المشاهد في مجال زمن التأخير:

يمكن أن تتم نمذجة ظاهرة الخفوت انطلاقاً من فكرة التبعثر الغير مترابط المستقر ضمن الحيز العريض (WSSUS). هذا النموذج يعتبر أن تغيرات الإشارة التي تصل إلى المستقبل بتأخيرات زمنية مختلفة غير مترابطة. من الممكن أن نبرهن على أن هذا النمط من القنوات هو مستقر ضمن الحيز العريض (WSS) بشكل فعال في كل من المجالين الزمني والتردد. ضمن هذا النموذج للقناة المتخافتة تم تعريف مجموعة من التوابع التي يمكن أن يتم استخدامها على كافة الأزمنة وكافة الترددات. في حالة القناة النقال، يحتوي الشكل على التوابع الأربعة التي تكوّن هذا النموذج.



الشكل (2-3): العلاقات ما بين توابع ترابط القناة وتوابع كثافة الاستطاعة.

يبين الشكل (أ) تغيرات شدة تعدد المسارات $S(\tau)$ بدلالة التأخير الزمني τ . تساعد معرفة التابع $S(\tau)$ في الإجابة على السؤال: من أجل نبضة مرسل، كيف سيتغير متوسط الاستطاعة المستقبلية مع تغيرات لتأخير الزمني τ ؟ هنا، يقصد بالتأخير الزمني عملية تزايد التأخير. وهو يمثل التأخير في انتشار الإشارة الذي يزداد عن أول وصول للإشارة إلى المستقبل. في القنوات الراديوية اللاسلكية العملية، عادة ما تتكون الإشارة المستقبلية من عدة مركبات تعدد مسارات منفصلة، بعض الأحيان يطلق عليها مصطلح الأصابع (fingers). في بعض القنوات، كما في حالة قناة طبقة التروبوسفير

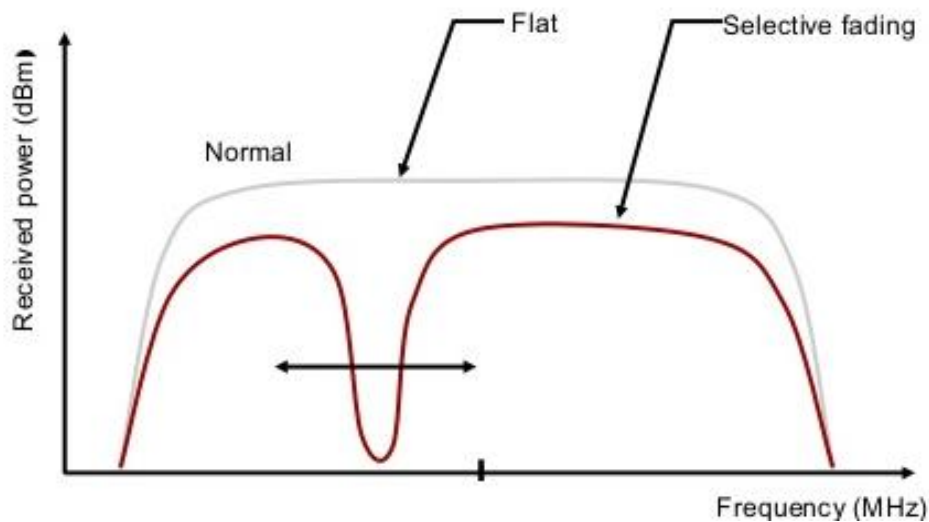
المبعثرة، غالباً ما تشاهد الإشارة المستقبلية كاستمرار لمركبات تعدد مسارات. في هذه الحالة، من أجل الحصول على قياسات لتغيرات شدة تعدد المسارات، يجب استخدام إشارات ذات حزمة عريضة (نبضات أو طيف منثور). في حال استخدام نبضة مرسلية وحيدة، يمثل الزمن T_m الفاصل ما بين المركبة المستقبلية الأولى والمركبة المستقبلية الأخيرة زمن التأخير المزداد الأعظمي (maximum excess delay)، خلال هذا الزمن تنخفض استطاعة إشارة تعدد المسارات إلى مستوى عتبة معين أقل من مستوى المركبة ذات الاستطاعة الأعلى. من الممكن أن يكون مستوى العتبة أقل بـ 10dB أو 20dB من مستوى المركبة ذات الاستطاعة الأعلى. لاحظ أنه في حال كان النظام مثالياً (قيمة التأخير المزداد معدومة)، سيتكون التابع $S(\tau)$ من نبضة مثالية بوزن يساوي إلى كامل متوسط استطاعة الإشارة المستقبلية.

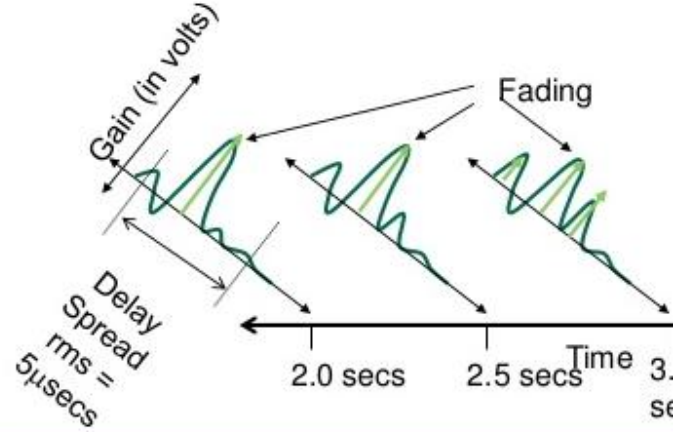
2.3. تصنيفات تراجع الأداء الناتجة عن التشتت الزمني المشاهد في مجال زمن التأخير:

ضمن القنوات المتخافتة، تستخدم العلاقة ما بين زمن التأخير المزداد الأعظمي T_m وزمن الرمز T_s لتحديد أحد تصنيفات الشكل (1-2) ولتحديد أحد تصنيفات الشكل (2-5)

الخفوت الانتقائي في التردد: $T_m > T_s$

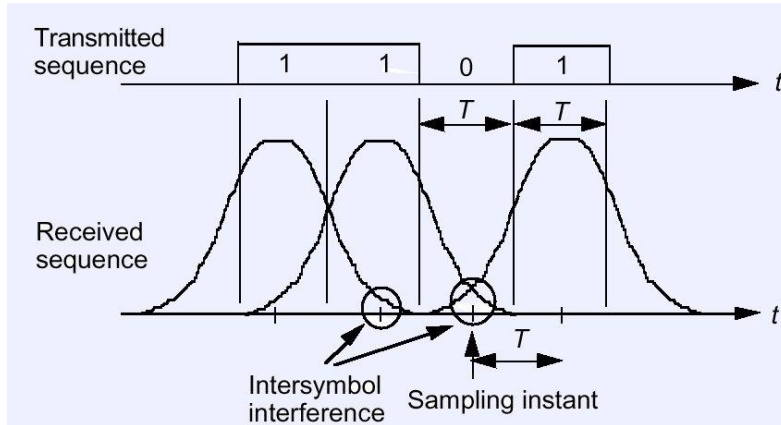
يمكننا القول بأن القناة تعاني من خفوت انتقائي في التردد في الحالة التي يكون فيها $T_m > T_s$. يتحقق هذا الشرط عندما تتجاوز مركبات تعدد المسارات المستقبلية للرمز الواحد الفترة الزمنية للرمز.





Frequency Selective Fading Channels provide
 -- time diversity (can be exploited in DS-CDMA)
 -- frequency diversity (can be exploited in OFDM)

يؤدي هذا التبدد الزمني للإشارة والنتائج عن تعدد المسارات إلى نفس التخريب ISI الذي ينتج عن استخدام المرشحات الإلكترونية. في الواقع، يستخدم مصطلح آخر للدلالة على هذا النمط من مشاكل الخفوت وهو **تداخل الرموز المولّد في القناة (channel induced ISI)**

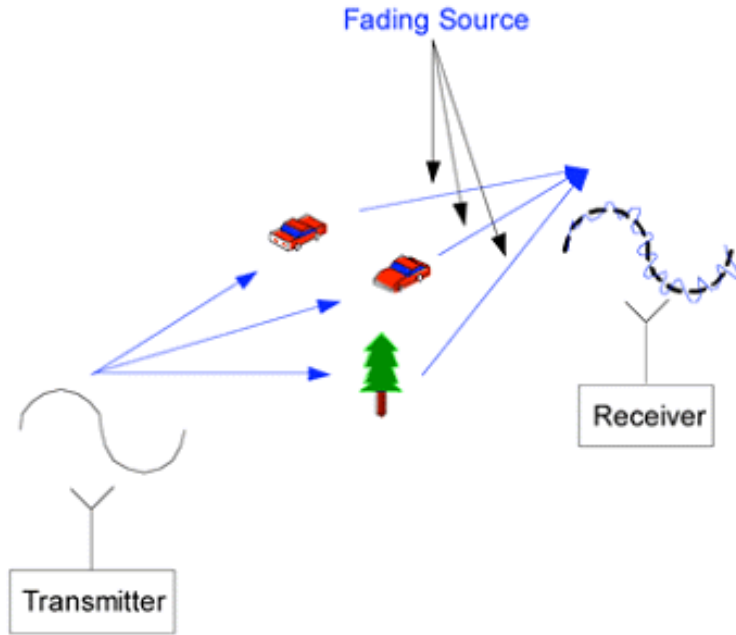


في حالة الخفوت الانتقائي في التردد من الممكن التغلب على هذا النمط من التخريب ذلك أنه يوجد عدة مركبات تعدد مسارات قابلة للفصل عند المستقبل. سنرى لاحقاً العديد من التقنيات المستخدمة من أجل التغلب على هذا النوع من التخريب.

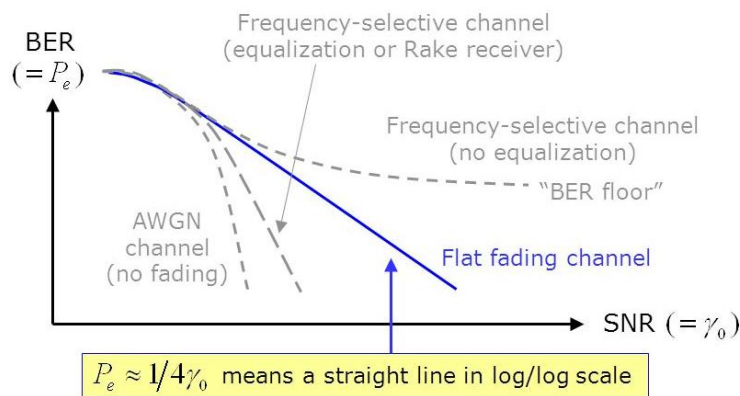
الخفوت المسطح: $T_m < T_s$

نقول عن القناة أنها تعاني من خفوت غير انتقائي في التردد أو خفوت مسطح في الحالة التي يتحقق فيها $T_m < T_s$. في هذه الحالة تصل جميع مركبات تعدد المسارات الخاصة بكل رمز ضمن فترة هذا الرمز، وبالتالي لا يمكن فصل هذه المركبات. في هذه الحالة لا يوجد تخريب من نمط تداخل الرموز

الموّد في القناة، ذلك أن التشتت الزمني لن يؤدي إلى تداخل له قيمة (فترة التداخل يمكن إهمالها أمام فترة الرمز) بين الرموز المستقبلية المتجاورة. لا زال النظام يعاني من تراجع في الأداء ذلك أن المركبات الطورية الغير قابلة للفصل من الممكن أن تتراكب بشكل سلبي مما سيؤدي إلى تناقص ملحوظ في نسبة الإشارة إلى الضجيج. أيضاً، من الممكن أن تعاني الإشارات المصنفة ضمن الخفوت المسطح من تخريب انتقائي في التردد في بعض الأحيان.



BER vs. SNR (cont.)



هذا ما سيتوضح لاحقاً عند الحديث عن تراجع الأداء ضمن المجال الترددي حيث يمكن توصيف هذه الظاهرة بشكل أبسط. للتغلب على تناقص نسبة الإشارة إلى الضجيج الناتج عن الخفوت المسطح يجب استخدام تقنيات من شأنها أن تحسّن من نسبة الإشارة إلى الضجيج المستقبلية (أو تعمل على جعل قيمة نسبة الإشارة إلى الضجيج المطلوبة من أجل أداء معين أقل). في حالة النظم الرقمية، تعتبر كل من تقنيات التنوع وتراميز تصحيح الأخطاء من أكثر الطرق فعالية في تحقيق الغاية المطلوبة.

3.3. التشتت الزمني المشاهد في المجال الترددي:

من الممكن القيام بتحليل مماثل كامل للميزات تتأثر الإشارة ضمن المجال الترددي. يظهر في الشكل (ب) التابع $|R(\Delta f)|$ ، وهو يمثل تابع ترابط التباعد الترددي، وهو تحويل فورييه للتابع $S(\tau)$. يمثل التابع $R(\Delta f)$ الترابط بين استجابة القناة لإشارتين كتابع للفرق الترددي بين الإشارتين. من الممكن أن يتم فهم هذا التابع على أنه تابع التحويل الترددي للقناة. بالتالي، تبدو ظاهرة التشتت الزمني وكأنها نتيجة إجراء ترشيح. تساعد معرفة التابع $R(\Delta f)$ في الإجابة على السؤال: ما هو الترابط بين الإشارات المستقبلية التي تبعد عن بعضها ترددياً بمقدار $\Delta f = f_1 - f_2$ ؟. يمكن أن يتم قياس التابع $R(\Delta f)$ بإرسال زوج من الإشارات الحبيبية مفصولان ترددياً بمسافة Δf ، ومن ثم حساب تابع الترابط المشترك للإشارات المستقبلية بشكل منفرد، وإعادة الإجراء عدة مرات من أجل قيم أكبر للمسافة الفاصلة Δf . بالتالي، يمكن أن تتم عملية قياس التابع $R(\Delta f)$ باستخدام إشارة حبيبية تتم إزاحتها بالتردد عبر الحزمة الترددية التي يتم العمل ضمنها (إشارة ذات حزمة عريضة). عرض حزمة التماسك (سنرمز له بالرمز f_0) هي قياس إحصائي لمجال الترددات الذي تقوم ضمنه القناة بتمرير المركبات الطيفية بربح ثابت تقريباً وصفحة خطية. بالتالي، يمثل عرض حزمة التماسك مجال الترددات الذي تمتلك فيه المركبات الترددية ترابطاً مطالياً قوياً. وهذا يعني أن مركبات الإشارة الطيفية ضمن هذا المجال تتأثر بالقناة بنفس الطريقة، فمثلاً هي تعاني من نفس كمية الخفوت. لاحظ أن كل من T_m و f_0 متعلقان ببعضهما البعض بعلاقة عكسية (مع الضرب بثابت). ضمن تقريب محدد، يمكن أن نكتب:

$$f_0 \approx \frac{1}{T_m} \quad (8-2)$$

ليس من الضروري أن يكون التأخير المتزايد الأعظمي T_m المؤشر الأفضل على أداء نظام معين ضمن قناة محددة، ذلك أنه من الممكن أن نجد قنوات لها نفس قيمة T_m إلا أنها من الممكن أن تسبب أنماط مختلفة لشدة الإشارة على مجال التأخير. غالباً ما يكون القياس الأكثر فائدة لتشتت التأخير من خلال الجذر التربيعي الوسطي (rms) لتشتت التأخير، وهو ما يرمز له بالرمز σ_τ ، ويحسب من العلاقة:

$$\sigma_\tau = \sqrt{\overline{\tau^2} - (\bar{\tau})^2} \quad (9-2)$$

حيث $\bar{\tau}$ هي وسطي التأخير المتزايد، و $(\bar{\tau})^2$ هو الوسطي التربيعي، $\overline{\tau^2}$ هو العزم من الدرجة الثانية، و σ_τ هو الجذر التربيعي للعزم المركزي من الدرجة الثانية للتابع $S(\tau)$ [3].

العلاقة بين عرض حزمة التماسك وتشتت التأخير:

لا يوجد علاقة دقيقة تربط ما بين عرض حزمة التماسك وتشتت التأخير، وبالتالي يجب أن يتم استنتاج هذه العلاقة انطلاقاً من تحليل القياسات الحقيقية لتبديد الإشارة (عادة باستخدام تقنيات فورييه) في قنوات محددة. إلا أنه تم وضع العديد من العلاقات التقريبية. في حال استخدمنا تعريف عرض

حزمة التماسك على أنه عرض المجال الترددي الذي لا يقل ضمنه ترابط تابع تحويل القناة الترددي العقدي عن القيمة 0.9، يمكن تقريب عرض حزمة التماسك بالعلاقة التالية:

$$f_0 \approx \frac{1}{50\sigma_\tau} \quad (10-2)$$

في حالة الاتصالات النقالة يقبل باعتماد نموذج سلسلة من العوارض المتكررة والمتباعدة بشكل منتظم، بمعاملات انعكاس متساوية في الطويلة وإنما مستقلة، وبحيث تكون زوايا الانعكاس عشوائية. يعتمد هذا النموذج بشكل عام للمناطق المدنية "urban". يطلق على هذا النموذج مصطلح نموذج القناة الكثيفة بالعوارض "dense-scatterer". عند استخدام مثل هذا النموذج، وبشكل مماثل، يتم تعريف عرض حزمة التماسك على أنه عرض حزمة المجال الترددي الذي لا يقل فيه ترابط تابع تحويل القناة الترددي العقدي عن 0.5، ويمكن حسابه من العلاقة:

$$f_0 = \frac{0.276}{\sigma_\tau} \quad (11-2)$$

تستخدم هيئة تأثيرات طبقة الأيونوسفير التعريف التالي:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sigma_\tau} \quad (12-2)$$

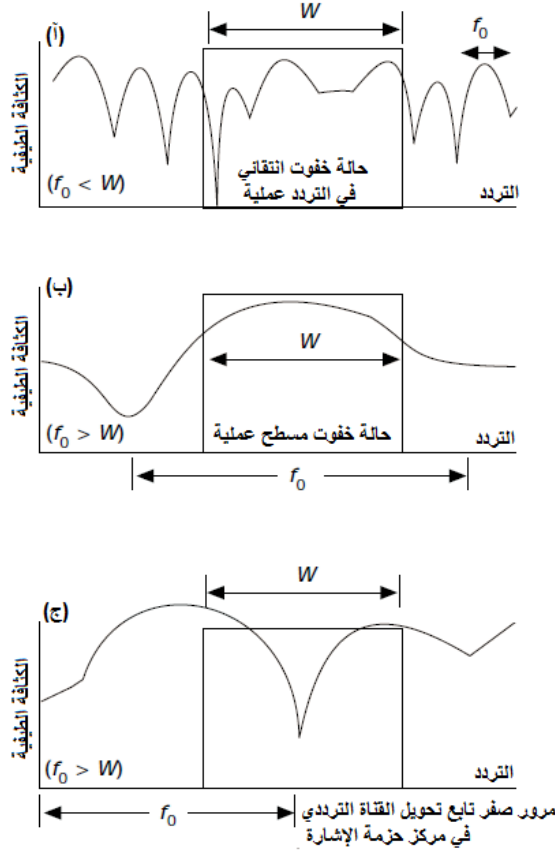
يعطى أكثر التقريبات شيوعاً لـ f_0 (وهو يتوافق مع عرض حزمة المجال الذي لا يقل فيه الترابط عن 0.5) بالعلاقة التالية:

$$f_0 \approx \frac{1}{5\sigma_\tau} \quad (13-2)$$

4.3. تصنيفات تراجع الأداء الناتجة عن التشتت الزمني المشاهد في المجال الترددي:

القناة الانتقائية في التردد:

يتم توصيف القناة بأنها انتقائية في التردد عندما تتحقق العلاقة $W_0 < \frac{1}{T_s} \approx W$ ، حيث نعتبر أن معدل الرموز $\frac{1}{T_s}$ يساوي إلى عرض حزمة الإشارة W . عملياً، من الممكن أن تختلف قيمة W عن القيمة $\frac{1}{T_s}$ بسبب المرشحات وأنماط التعديل (MPSK، MQAM، MSK، وغيرها). من الممكن أن يحدث تخريب في الإشارة المستقبلية بسبب الخفوت الانتقائي في التردد وذلك عندما لا تخضع جميع مركبات الإشارة الترددية إلى نفس التأثير من القناة. في هذه الحالة سنتأثر بعض مركبات الإشارة الترددية والتي تقع خارج عرض حزمة التماسك بشكل مختلف ومستقل عن التأثيرات التي تخضع لها المركبات الترددية التي تقع داخل عرض حزمة التماسك. يحدث ذلك عندما تتحقق العلاقة $W_0 < W$ وهو ما يبينه الشكل (أ).



الشكل (2-7): العلاقة ما بين تابع تحويل القناة الترددي وإشارة بعرض حزمة W .

قناة الخفوت المسطح:

يحدث الخفوت المسطح أو الخفوت غير الانتقائي في التردد عندما تتحقق العلاقة $f_0 > W$. في هذه الحالة، تتأثر جميع المركبات الترددية للإشارة بنفس الطريقة ضمن القناة (على سبيل المثال، وجود الخفوت أو عدمه)، وهذا ما يبينه الشكل (ب). لا يسبب الخفوت المسطح أي تخريب من النمط ISI، إلا أنه لا زال هناك تراجع في أداء النظام ناتج عن هبوط قيمة نسبة الإشارة إلى الضجيج في الحالات التي تقع ضمن الخفوت. إذاً، لتجنب الوقوع في التخريب من نمط ISI، يجب أن نضمن أن تقع القناة في حالة خفوت مسطح وذلك بضمان تحقق العلاقة:

$$f_0 > W \approx \frac{1}{T_s} \quad (14-2)$$

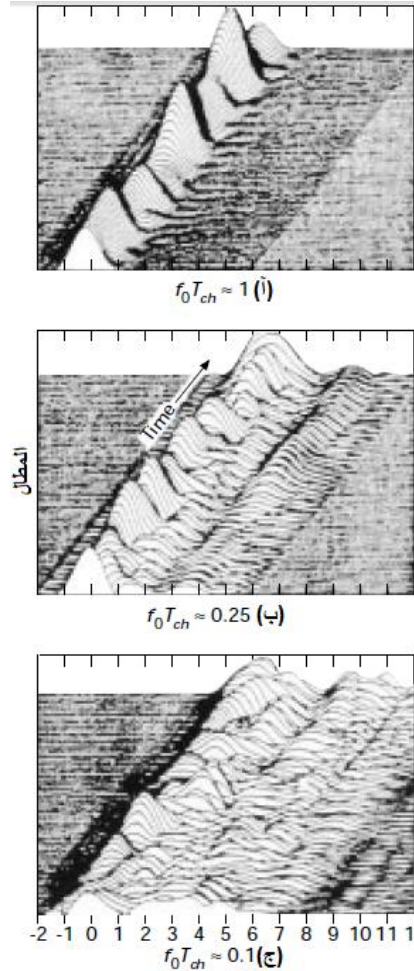
بالتالي، يمثل عرض حزمة تماسك القناة f_0 القيمة العظمى التي يمكن أن يصل إليها معدل الإرسال دون الحاجة لاستخدام مسوي قناة في المستقبل.

أصفار تابع التحويل:

يبين الشكل (ب) العلاقة بين تابع تحويل القناة الترددي والإشارة المرسل في حالة الخفوت المسطح حيث $f_0 > W$ أو $T_m < T_s$. بكافة الأحوال، بما أن المستخدم في النظم النقالة يقوم بتغيير موضعه من

لحظة إلى أخرى فمن الممكن أن تكون هناك لحظات تعاني فيها الإشارة المستقبلة من تأثير خفوت انتقائي في التردد أي $f_0 > W$. هذا ما يمثله الشكل (ج) حيث يقع صفر تابع تحويل القناة الترددي في منتصف مجال الإشارة. في مثل هذه الحالات ستعاني نبضة الحزمة القاعدية من تشويه ناتج بشكل أساسي عن تناقص في قيمة مركبة التيار المستمر الخاصة بها. أحد النتائج التي يمكن أن تتجم عن غياب مركبة التيار المستمر (أي أن الإشارة ذات وسطي معدوم) هي عدم وجود قمة نبضة موثوقة والتي نحتاجها في عملية التزامن أو في استخراج طور إشارة الحامل المحمول على هذه النبضة. بالتالي، حتى لو تم تصنيف القناة ضمن الخفوت المسطح بناء على علاقات قيم الـ rms ، إلا أنه من الممكن أن تصادف القناة فترات من الخفوت الانتقائي في التردد، فمن المنصف أن نقول بأن القنوات النقالة المصنفة ضمن الخفوت المسطح لا تبقى في هذا النمط من الخفوت في جميع الأوقات. كلما كانت قيمة f_0 أكبر بكثير من قيمة W (أو T_m أقل بكثير من T_s) كلما كانت الفترات التي تفصل ما بين الأصفار أطول. بالمقارنة، من الواضح أن الخفوت في الشكل (أ) مستقل عن موقع حزمة الإشارة، وأن الخفوت الانتقائي في التردد يقع في كافة الأوقات وليس مصادفة.

5.3 أمثلة عملية:

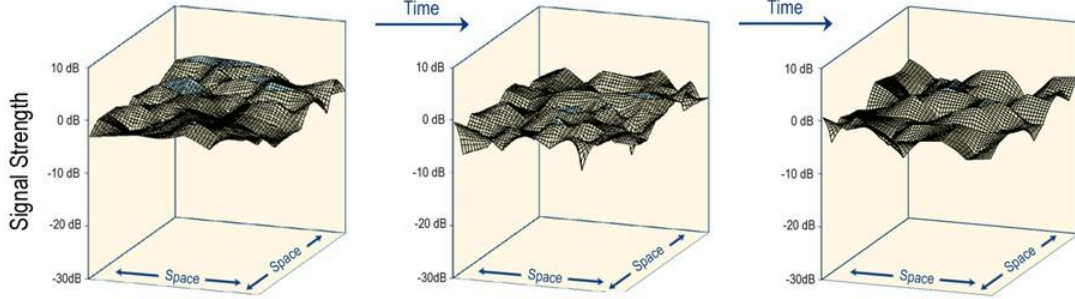


الشكل (2-8): أمثلة لتغيير سلوك خرج المرشح الموافق في نظام DSSS مع الزمن ضمن ثلاثة مستويات من حالة القناة، يمثل T_{ch} فترة زمن الـ chip.

يبين الشكل بعض الأمثلة للخفوت المسطح والخفوت الانتقائي في التردد ضمن نظام يعمل بتقنية الطيف المنتثر بالسلسلة المباشرة (DSSS). يحتوي الشكل على ثلاثة مخططات لخرج كتلة ترابط الرمز المشابه للضجيج (PN) بدلالة التأخير كتابع للزمن (زمن المراقبة أو من الإرسال). يماثل كل رسم للمطال بدلالة التأخير ضمن الشكل رسم للتابع $S(\tau)$ بدلالة τ في الشكل (أ). الفرق الأساسي هو أن المطالات المبينة في هذا الشكل تمثل خرج كتلة الترابط، وبالتالي أشكال الإشارات لا تتبع فقط للاستجابة النبضية للقناة وإنما تتبع أيضاً للاستجابة النبضية لكتلة الترابط. تم التعبير عن من التأخير بوحدة فترات الـ chip (chips)، ويعرّف الـ chip بـ **عنصر تحديد تعديل الطيف المنتثر الأصغر زمنياً**. في كل من الأشكال الظاهرة، يقع زمن المراقبة على المحور العمودي على مستوى رسم المطال بدلالة التأخير الزمني. تم رسم هذه المنحنيات من خلال وصلة اتصالات من سائل نحو الأرض والتي تخضع إلى خفوت متعدد المسارات ناتج عن عدم تجانس الغلاف الجوي. بكافة الأحوال، يعتبر هذا الشكل تمثيلاً مفيداً لثلاثة شروط مختلفة للقناة والتي يمكن أن تتطابق مع حالات النظم النقلة. يتأثر الطرف النقال من نظام الاتصالات والذي يتحرك وفق محور زمن المراقبة بتغيير ظواهر تعدد المسارات أثناء تنقله، كما يتوضح من الشكل. لاحظ أن قياس محور زمن المراقبة هو أيضاً بوحدة الـ chips. يبين الشكل (أ) أن تبديد الإشارة هو من رتبة فترة زمن chip واحدة T_{ch} . ضمن نظام DSSS عملي، يبلغ عرض حزمة إشارة الطيف المنتثر حوالي $1/T_{ch}$ تقريباً، وبالتالي، يتبين من عرض حزمة التماسك المنسوبة $f_0 T_{ch}$ والتي تبلغ تقريباً (1) في الشكل (أ) أن عرض حزمة التماسك يساوي تقريباً إلى عرض حزمة الطيف المنتثر. يمكننا بذلك أن نوصّف هذه القناة على أنها **غير انتقائية في التردد أو أنها انتقائية في التردد بشكل طفيف**. في الشكل (ب) حيث $f_0 T_{ch} = 0.25$ يصبح تبديد الإشارة أكثر أثراً، إذ أن هناك تداخل واضح ما بين الـ chips، ويبلغ عرض حزمة التماسك حوالي 25% من عرض حزمة الطيف المنتثر. في الشكل (ج) حيث $f_0 T_{ch} = 0.1$ ، يصبح أثر تبديد الإشارة كبير جداً، حيث أصبحت تأثيرات التداخل ما بين الـ chips أعلى وأوضح، وفي هذه الحالة يبلغ عرض حزمة تماسك القناة حوالي 10% من عرض حزمة الطيف المنتثر. يمكن تصنيف قناة الاتصال في كل من الشكل (ب) والشكل (ج) بـ **قناة انتقائية في التردد وسطيّاً وقناة انتقائية في التردد بشكل عالي** على الترتيب وذلك نسبة إلى عنصر الإشارة الأساسي وهو الـ chip. سنرى لاحقاً ضمن هذا الفصل أن نظم الطيف المنتثر التي تعمل ضمن قناة انتقائية في التردد على مستوى الـ chip ليس بالضرورة أن تعاني من خفوت انتقائي في التردد على مستوى الرموز.

4. التغيير في الزمن للإشارة المستقبلية:

1.4. التغيير الزمني المشاهد في المجال الزمني



في الفقرات السابقة قمنا بتوصيف كل من تبدد الإشارة وعرض حزمة التماسك، وهي المعاملات التي من شأنها توصيف التشتت الزمني للقناة في منطقة محلية. بكافة الأحوال، لا تقدم هذه المعاملات أي معلومات عن الطبيعة المتغيرة في الزمن للقناة والنتيجة عن الحركة النسبية ما بين المرسل والمستقبل، أو بسبب حركة الأجسام الموجودة في القناة. تعتبر القناة في تطبيقات النظم النقالة متغيرة مع الزمن وذلك أن الحركة ما بين المرسل والمستقبل تسبب تغيرات في مسار الانتشار. بالتالي، من أجل إشارة مرسل من نمط موجة مستمرة (CW)، وكنتيجة لهذه الحركة، سيشهد المستقبل الراديوي تغيرات في كل من مطال وطور الإشارة المستقبلية. بفرض أن جميع العوائق التي تشكل القناة هي عوائق ثابتة سيكون كل من مطال وطور الإشارة المستقبلية في حالة استقرار، وبالتالي تظهر القناة وكأنها غير متغيرة مع الزمن. عندما تعود الحركة، تبدو القناة من جديد متغيرة مع الزمن. بما أن التابع المميز للقناة يتعلق بموقع كل من المرسل والمستقبل، يكافئ التشتت الزمني في هذه الحالة التشتت المكاني.

زمن التماسك:

يبين الشكل (د) التابع $R(\Delta t)$ ، وهو يمثل تابع الترابط الزماني المكاني. يمثل التابع $R(\Delta t)$ في حالتنا هذه الترابط الذاتي لاستجابة القناة لإشارة جيبية. يحدد هذا التابع كمية الترابط الموجودة بين استجابة القناة لإشارة جيبية في اللحظة t_1 واستجابة القناة لنفس الإشارة الجيبية في اللحظة t_2 حيث $\Delta t = t_2 - t_1$. يمثل زمن التماسك T_0 الفترة الزمنية التي تبقى فيها استجابة القناة مستقرة مع الزمن. في الفصول السابقة قمنا بقياس كل من تبدد الإشارة وعرض حزمة التماسك باستخدام إشارات ذات حزمة عريضة. حالياً، من أجل قياس الطبيعة المتغيرة مع الزمن للقناة، سنستخدم إشارة ذات حزمة ضيقة. لقياس $R(\Delta t)$ يمكننا أن نرسل إشارة جيبية وحيدة ($\Delta f = 0$) وتحديد تابع الترابط الذاتي للإشارة المستقبلية. يتيح كل من التابع $R(\Delta t)$ والمعامل T_0 معرفة سرعة الخفوت ضمن القناة. لاحظ أنه في حال كانت القناة مثالية ومستقرة مع الزمن (كما في حالة قناة نقالة لا تشهد أي

حركة) ستكون قيمة تابع ترابط استجابة القناة كبيرة من أجل جميع قيم Δt ، وسيكون التابع $R(\Delta t)$ تابعاً ثابتاً.

تابع الترابط الزماني المكاني:

عند استخدام نموذج القناة كثيفة العوائق والذي قمنا بتوصيفه سابقاً، وفي حالة سرعة ثابتة للأجسام المتحركة، وعند استخدام إشارة موجة مستمرة غير معدلة، يمكن كتابة التابع $R(\Delta t)$ كما هو موضح في العلاقة.

$$R(\Delta t) = J_0(kV\Delta t) \quad (15-2)$$

حيث $J_0(\cdot)$ هو تابع بيسيل من النمط الأول والدرجة صفر، V هي السرعة، $V\Delta t$ هي المسافة المقطوعة، و $k = 2\pi/\lambda$ ثابت طور الفضاء الحر (وهو ما يحول المسافات إلى قيم طور بوحدة الراديان).

قياس زمن التماسك:

يمكن قياس زمن التماسك إما بدلالة الزمن أو بدلالة المسافة المقطوعة (باعتبار سرعة ثابتة للحركة). تم توصيف مثل هذا القياس بـ استخدام إشارة CW ونموذج قناة كثيف العوائق. حيث يتم قياس الترابط الإحصائي بين مزيج من الأطوار والطويلات المستقبلية المأخوذة من أجل موقع هوائي محدد x_0 ، والمزيج الموافق المأخوذ عند الموقع المزاح $x_0 + \zeta$ ، وبحيث يتم قياس الانزياح بوحدة طول الموجة λ . من أجل إزاحة ζ تساوي إلى 0.38λ بين موقعي الهوائي، تبين أن مزيج الأطوار والطويلات للإشارة CW المستقبلية غير مترابطة إحصائياً. بمعنى آخر، لا يمكن الحصول على معلومات تخص حالة الإشارة في الموقع $x_0 + \zeta$ انطلاقاً من حالة الإشارة في الموقع x_0 . من أجل سرعة حركة محددة يمكن التعبير عن هذا الانزياح بوحدة الزمن (زمن التماسك).

مبدأ الازدواجية:

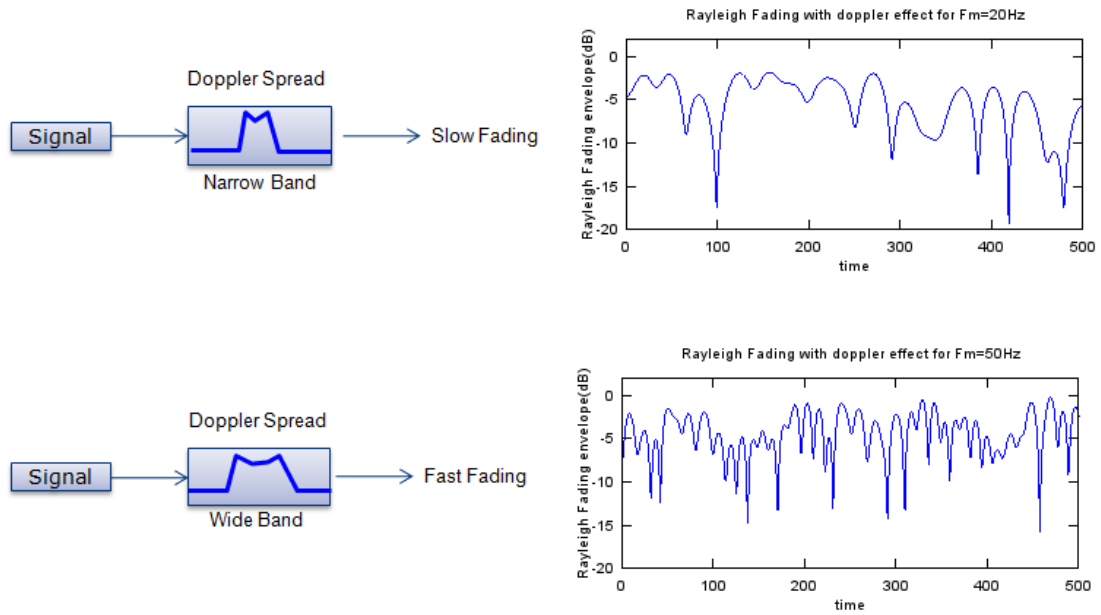
يقال عن مشغلين (تابعين، عنصرين، أو نظامين) أنهما مزدوجان عندما يكون سلوك أحدهما بالنسبة لمجال متعلق بالزمن (الزمن أو التأخير الزمني) مطابق لسلوك الآخر بالنسبة للمجال المتعلق بالتردد الموافق للمجال السابق (التردد أو انزياح دوبلر).

في الشكل المبين يمكن تحديد تابعين يخضعان لنفس السلوك عبر المجالات. لا يتطابق سلوك كل من هذين التابعين بشكل تام بالمعنى الرياضي، إلا أنه من المفيد لكي نفهم نموذج القناة التي تعاني من الخفوت أن نشير إلى هذين التابعين على أنهما مزدوجان. فمثلاً، يمكن من خلال معرفة التابع $R(\Delta f)$ ، وهو التابع الذي يميز تبديد الإشارة في المجال الترددي، أن نصل إلى معرفة المجال الترددي الذي يمكن أن نحصل فيه على ترابط عالي في كل من الطور والمطال لمركبتين طيفيتين من الإشارة المستقبلية. أيضاً من خلال معرفة التابع $R(\Delta t)$ المبين في الشكل (د) والذي يميز سرعة

الخفوت في المجال الزمني، أن نصل إلى معرفة المجال الزمني الذي يمكن أن نحصل ضمنه على ترابط عالي في كل من الطور والمطال لإشارتين مستقبليتين. لذلك قمنا بتوصيف هذين التابعين على أنهما مزدوجان. تمت الإشارة إلى ذلك أيضاً في الشكل المبين حيث يوجد ازدواجية ما بين آلية التشتت الزمني في المجال الترددي وآلية التغير مع الزمن في المجال الزمني.

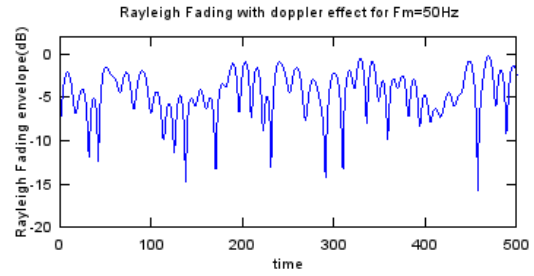
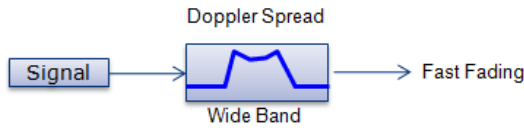
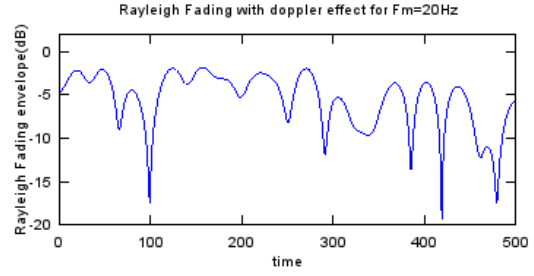
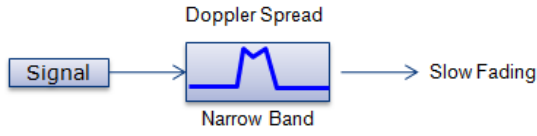
2.4. تصنيفات تراجع الأداء الناتجة عن التغير الزمني المشاهد في المجال الزمني:

الخفوت السريع:



يمكن تصنيف الطبيعة المتغيرة مع الزمن للقناة أو آلية سرعة الخفوت ضمن صنفين هما الخفوت البطيء والخفوت السريع. يستخدم مصطلح الخفوت السريع في توصيف القنوات التي تتحقق فيها العلاقة $T_0 < T_s$ ، حيث T_0 هو زمن تماسك القناة و T_s هي الفترة الزمنية لرمز مرسل. نقول عن الخفوت أنه خفوت سريع عندما تكون الفترة الزمنية التي تتصرف فيها القناة بشكل مترابط قصيرة بالمقارنة مع الفترة الزمنية للرمز. بالتالي من الممكن أن نتوقع بأن تأثيرات الخفوت ستتغير عدة مرات خلال انتشار الرمز مما سيؤدي إلى تشوهات في شكل النبضة في الحزمة القاعدية. بشكل مماثل للتشويه الذي قمنا بذكره سابقاً والذي يؤدي إلى ISI ناتج عن القناة، يحدث التشويه في هذه الحالة بسبب عدم ترابط كافة مركبات الإشارة المستقبلية عبر الزمن. بالتالي، من الممكن أن يسبب الخفوت السريع تشويهاً في نبضة الحزمة القاعدية، وهذا ما سيسبب فقد في نسبة الإشارة إلى الضجيج وهو ما قد يؤدي إلى نسبة خطأ غير قابلة للتخفيض. تسبب هذه النبضات المشوهة مشاكل في التزامن (فشل في المستقبلات التي تعتمد على حلقات إقفال الطور)، بالإضافة إلى ذلك من الممكن أن تسبب النبضات المشوهة صعوبات في تحديد المرشح الموافق المناسب بشكل صحيح.

الخفوت البطيء:



يقال عن القناة بأنها تسبب خفوت بطيء في الحالة التي تتحقق فيها العلاقة $T_0 < T_s$. في هذه الحالة، تعتبر الفترة الزمنية التي تتصرف فيها القناة بطريقة مترابطة طويلة بالمقارنة مع الفترة الزمنية للرمز المرسل. بالتالي، من الممكن أن نتوقع أن تبقى حالة القناة ثابتة افتراضياً خلال الزمن الذي يتم إرسال الرمز خلاله. في هذه الحالة لن تعاني الرموز المرسلة من تشويه النبضة الذي تحدثنا عنه سابقاً. تراجع الأداء الأساسي ضمن القنوات التي تعاني من الخفوت البطيء، كما في حالة الخفوت المسطح، هو الفقد في نسبة الإشارة إلى الضجيج.

3.4. التغير الزمني المشاهد في مجال انزياح دوبلر:

الكثافة الطيفية لاستطاعة دوبلر:

يمكن تحديد الطبيعة المتغيرة في الزمن لقناة الاتصال بشكل مشابه لما سبق وبشكل كامل ضمن مجال انزياح دوبلر (ترددياً). يبين الشكل (ج) تعبيرات الكثافة الطيفية لاستطاعة دوبلر $S(\nu)$ كتابع لانزياح تردد دوبلر ν . من أجل الحالة التي يتحقق فيها الشروط:

- نموذج كثيف العوائق
- هوائي استقبال شاقولي بربح ثابت في زاوية السمات
- توزيع منتظم للإشارات التي تصل بجميع الزوايا ضمن المجال $(0, 2\pi)$
- وإشارة CW غير معدلة

يعطى طيف الإشارة على طرف الهوائي بالعلاقة التالية:

$$S(\nu) = \frac{1}{f_d \sqrt{1 - \left(\frac{\nu}{f_d}\right)^2}} \quad (16-2)$$

تبقى هذه المساواة صحيحة لجميع قيم الانزياحات الترددية v التي تقع ضمن المجال $\pm f_d$ حول التردد الحامل f_c ، وتصبح القيمة معدومة خارج هذا المجال. كما يبين الشكل (ج) يأخذ طيف دوبلر الراديوي المعطى بالعلاقة شكل منحنى مقعر نحو الأعلى. من الجدير بالذكر أن الشكل الطيفي هو نتيجة لنموذج القناة الكثيفة العوائق. يختلف الشكل الذي يمكن أن يأخذه هذا الطيف باختلاف التطبي. فمثلاً، لا يمكن تطبيق النموذج الكثيف بالعوائق على القنوات الراديوية داخل الأبنية (Indoor)؛ حيث يتم اعتبار $S(v)$ طيف مسطح ضمن نموذج القناة الخاص بالأماكن الداخلية.

يعزى الانحدار الشديد لحواف طيف دوبلر في الشكل (ج) إلى النهاية العظمى الحدية في انزياح دوبلر والتي يسببها تحرك الهوائي بين العوارض المستقرة في نموذج القناة كثيف العوائق. يصل مطال $S(v)$ إلى قيمته العظمى (لأنهاية نظرياً) عندما يقع العائق تماماً في وجه منصة الهوائي المتحرك أو خلفها مباشرة. في هذه الحالة يعطى مطال انزياح دوبلر بالعلاقة:

$$f_d = \frac{V}{\lambda} \quad (17-2)$$

حيث V السرعة النسبية، و λ طول موجة الإشارة. تكون قيمة f_d موجبة عندما يتحرك كل من المرسل والمستقبل باتجاه الآخر، وتكون سالبة عندما يتحرك كل منهما بعكس الآخر. عندما تكون العوائق إلى جانبي المنصة المتحركة مباشرة تكون قيمة مطال الانزياح الترددي معدومة. لا تشكل حقيقة أن لمركبات دوبلر التي تصل بزوايا مساوية تماماً إلى 0^0 و 180^0 كثافة استطاعة طيفية لا نهائية أية معضلات، ذلك أن زوايا ورود موزعة بشكل مستمر ويكون احتمال ورود المركبات بزوايا ورود مساوية تماماً لتلك الزوايا معدوماً.

يمكن الحصول على $S(v)$ بتطبيق تحويل فورييه على $R(\Delta t)$. نعلم أن تحويل فورييه لتابع الترابط الذاتي الخاص بسلسلة زمنية هو مربع طويلة تحويل فورييه لهذه السلسلة الزمنية. بالتالي، يمكن أخذ القياسات بإرسال إشارة جيبيية (إشارة ذات حزمة ضيقة) واستخدام تحليلات فورييه للحصول على طيف الاستطاعة لمطال الإشارة المستقبلية. يتيح طيف استطاعة دوبلر الخاص بالقناة معرفة التوسع الطيفي للإشارة الجيبية المرسل (نبضة في التردد) ضمن مجال انزياح دوبلر. كما هو واضح في الشكل يمكن النظر إلى $S(v)$ كمزاج لتغيرات شدة تعدد المسارات $S(\tau)$ ، ذلك أن $S(\tau)$ يتيح معرفة التوسع الزمني للنبضة المرسل في مجال التأخير الزمني. ذلك أيضاً موضح في الشكل التالي كازدواج بين آلية التبدد الزمني في مجال التأخير الزمني وآلية التغير مع الزمن في مجال انزياح دوبلر.

العلاقة بين تشتت دوبلر وزمن تماسك القناة:

تتيح لنا معرفة $S(v)$ تحديد مقدار التوسع في الطيف الذي فرض على الإشارة كتابع لمعدل تغير حالة القناة. يطلق على عرض طيف استطاعة دوبلر مصطلح التوسع الطيفي أو تشتت دوبلر ، ويرمز له بالرمز f_d وفي بعض الأحيان يشار إليه بعرض حزمة خفوت القناة. تعطي العلاقة الأولى توصيفاً لإزاحة تردد دوبلر. في بيئة متعددة المسارات تصل الإشارة المستقبلية إلى المستقبل من عدة

طرق نتيجة للانعكاسات، تختلف الطرق التي تسلكها الإشارة بالطول كما تختلف مركبات الإشارة المستقبلية بزوايا ورودها، بسبب ذلك اختلافاً في إزاحة دوبلر التي تصيب كل مركبة للإشارة المستقبلية. بنتيجة الاختلاف في انزياح دوبلر لكل مركبة من الإشارة المستقبلية سنحصل على توسع في الطيف أو ما يدعى بتشتت دوبلر في ترددات الإشارة المرسلية. من الملاحظ هنا أن تشتت دوبلر f_d وزمن تماسك القناة T_0 متناسبان عكسياً، ويمكننا أن نكتب علاقة تقريبية للربط بين هذين المعاملين كما في العلاقة الثانية:

$$f_d \approx \frac{1}{T_0} \quad (18-2)$$

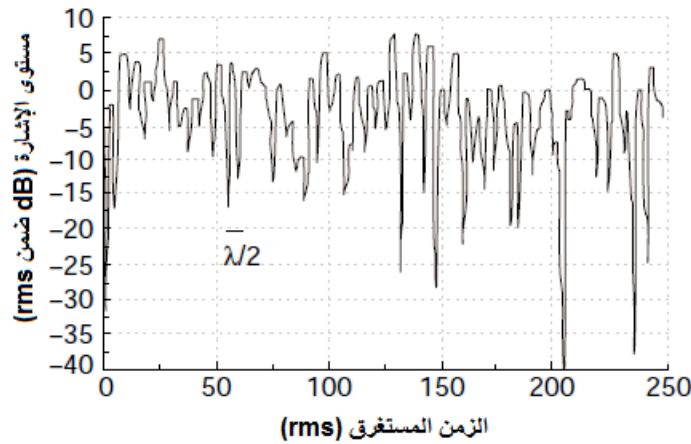
إذاً يميز تشتت دوبلر f_d أو $\frac{1}{T_0}$ معدل الخفوت العملي للقناة. {يوضع ما تحته خط بشكل واضح} فيما سبق قمنا بتوصيف T_0 بشكل أساسي على أنها فترة الزمن المتوقعة والتي تبقى فيها استجابة القناة لإشارة جيبية مستقرة {يوضع ما تحته خط بشكل واضح}. ثم قمنا بتعريف T_0 بشكل أدق بأنها الفترة الزمنية التي لا يقل فيها ترابط استجابة القناة لإشارة جيبية عن 0.5 {يوضع ما تحته خط بشكل واضح}، وفق هذا التعريف يمكن تقريب العلاقة ما بين f_d و T_0 لتصبح على الشكل التالي: {يوضع العلاقة (19-2) بشكل واضح}

$$T_0 \approx \frac{9}{16\pi f_d} \quad (19-2)$$

إلا أن المتعارف عليه بشكل عام هو تعريف T_0 بالوسطي الهندسي للعلاقتين السابقتين، وبالتالي:

$$T_0 = \sqrt{\frac{9}{16\pi f_d^2}} = \frac{0.423}{f_d} \quad (20-2)$$

محاكاة عملية لخفوت ريليه لدى مستقبل حامل بسرعة 120Km/hr



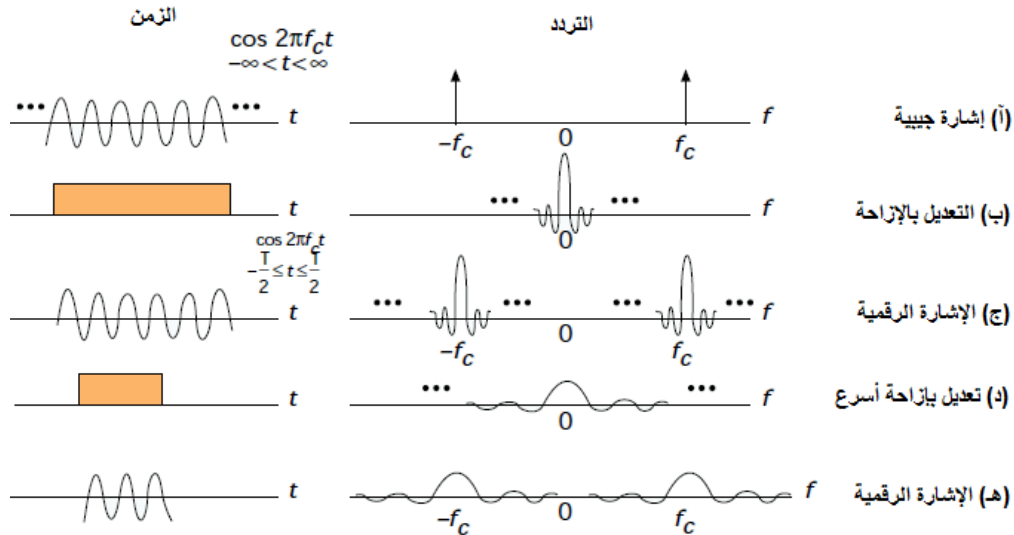
الشكل (2-9): حالة عملية لغلاف خفوت ريليه عند التردد 900MHz.

يبين الشكل حالة عملية لتغيير تأثير خفوت ريليه على مطال غلاف الإشارة بتغيير الزمن في نظام راديوي نقال يعمل على التردد 900MHz. يبين الشكل بأن المسافة التي يقطعها الجسم النقال خلال فترة زمنية توافق صفرين متجاورين (خفوت على النطاق الضيق) هي من رتبة نصف طول الموجة $\lambda/2$. بالتالي انطلاقاً من الشكل والعلاقة المجاورة نجد أن الزمن (تقريباً زمن التماسك) اللازم لاجتياز هذه المسافة عند التحرك بسرعة ثابتة V يعطى على الشكل التالي:

$$T_0 = \frac{\lambda/2}{V} = \frac{0.5}{f_d} \quad (21-2)$$

بالتالي، عندما يكون التباعد بين لحظات الخفوت هو من رتبة نصف طول الموجة، كما في الشكل، تكون العلاقة التقريبية الناتجة لـ T_0 والمبينة في العلاقة المجاورة قريبة جداً من العلاقة المتعارف عليها والمبينة في العلاقة الأخرى. باستخدام العلاقة الأولى مع المعاملات المبينة في الشكل، السرعة تساوي إلى 120Km/hr والتردد يساوي إلى 900MHz، يمكننا أن نجد بالحساب المباشر أن زمن التماسك يساوي تقريباً إلى 5ms وأن تشتت دوبلر (معدل خفوت القناة) يساوي تقريباً إلى 100Hz. بالتالي في حال كانت هذه القناة صوتية بمعدل إرسال 10^4 symbols/s عملياً، نجد أن معدل الخفوت أقل بكثير من معدل الرموز. وبالتالي ضمن مثل هذه الظروف ستعاني القناة من تأثيرات الخفوت المسطح. من الجدير بالذكر أنه لو تم تقسيم المحور الأفقي في الشكل بوحدة طول الموجة بدلاً من الزمن، سيبدو الشكل نفسه من أجل أي تردد راديوي وأي سرعة للهوائي.

التشابه بين التوسع الطيفي الناتج عن خفوت القناة والتوسع الطيفي الناتج عن التعديل بالإزاحة للإشارات الرقمية:



الشكل (2-10): التشابه بين التوسع الطيفي الناتج عن الخفوت والتوسع الطيفي الناتج عن التعديل بالإزاحة للإشارات الرقمية.

من الممكن أن تكون هناك صعوبة في فهم سبب تعلق التوسع الطيفي للإشارة بمعدل خفوت القناة. يبين الشكل التالي الأشكال التي يمكن أن نحصل عليها عند تعديل الإشارة الرقمية بإزاحة (مثلاً) التعديل بإزاحة المطال أو التعديل بإزاحة الطور) بغية توضيح حالة مشابهة. يبين الشكل (أ) أنه من الممكن توصيف إشارة بتردد وحيد (في هذه الحالة $\cos(2\pi f_c t)$ حيث $-\infty < t < +\infty$) متواجدة على طول الزمن ضمن المجال الترددي بنبضتين عند الترددات $\pm f_c$. يعتبر هذا التمثيل في المجال الترددي مثالياً (عرض حزمة معدوم) ذلك أنه تم اعتبار الإشارة صرفة وغير منتهية. في التطبيقات العملية، تتضمن العمليات على الإشارات الرقمية التبديل بين إشارتين بمعدل محدد. يمكن النظر إلى عملية التبديل تلك على أنها عملية ضرب الإشارة الجيبية الغير منتهية زمنياً والمبينة في الشكل (أ) بتابع النبضة المستطيلة المثالي والمبين في الشكل (ب). يكون شكل الطيف الترددي الخاص بتابع النبضة المستطيلة المثالي من الشكل $(\sin(f))/f$. كما يبين الشكل (ج) بنتيجة الضرب نحصل على نبضة جيبية منتهية الفترة الزمنية ضمن المجال $-T/2 \leq t \leq T/2$. يمكن الحصول على طيف النتيجة بتطبيق جداء التلاف بين النبضات الطيفية المبينة في الشكل (2-10-أ) والتابع $(\sin(f))/f$ المبين في الشكل (ب)، وهو الطيف الموسع المبين في الشكل (ج). من الواضح أيضاً أنه إذا تم توليد الإشارة بمعدل أعلى من السابق كما هو موضح بالنبضة المستطيلة ذات الفترة الزمنية الأقصر والمبينة في الشكل (د)، سيعاني طيف الإشارة الناتجة من توسيع طيفي أكبر كما هو واضح في الشكل (هـ). تشابه الحالة المتغيرة للقناة المتخافتة إلى حد ما التعديل بإزاحة للإشارات الرقمية. تعمل القناة بشكل مشابه للمبدلة، حيث تقوم بعملية فصل ووصل للإشارة. كلما كانت سرعة تغير حالة القناة أكبر، كلما كان التوسع الطيفي في الإشارة المستقبلية أكبر. لا يمكن اعتبار هذا التشابه تام ذلك أن عملية التبديل بالوصل والفصل للإشارات من الممكن أن يتسبب بانقطاعات في الطور، بينما تكون تأثيرات بيئة العوائق والمسارات المتعددة مستمرة في الطور عملياً.

4.4. تصنيفات تراجع الأداء الناتجة عن التغير الزمني المشاهد في مجال انزياح دوبلر

الخفوت السريع:

توصف القناة بأنها ذات خفوت سريع في الحالة التي يكون فيها معدل الرموز $\frac{1}{T_s}$ (وهو ما يساوي تقريباً إلى معدل الإشارة أو عرض الحزمة W) أقل من معدل الخفوت $\frac{1}{T_0}$ (وهو ما يساوي تقريباً إلى f_d)؛ أي أنه يمكن توصيف الخفوت السريع بالعلاقات الموضحة:

$$W < f_d \quad (\text{أ-22-2})$$

$$T_s > T_0 \quad (\text{ب-22-2})$$

الخفوت البطيء:

بشكل معاكس، يمكن توصيف القناة بأنها ذات خفوت بطيء في الحالة التي يكون فيها معدل الإشارة أكبر من معدل الخفوت. بالتالي، لتجنب تشويه الإشارة الذي ينجم عن الخفوت السريع، يجب أن نضمن أن يكون الخفوت في القناة بطيئاً بضمن تجاوز معدل الإشارة لمعدل خفوت القناة. أي بحيث تتحقق العلاقات التالية:

$$W > f_d \quad (\text{آ-23-2})$$

$$T_s < T_0 \quad (\text{ب-23-2})$$

رأينا من العلاقة أنه وبسبب تشتت الإشارة، يشكل عرض حزمة تماسك القناة f_0 نهاية عظمى للقيم التي يمكن أن تعطى لمعدل الإشارة بحيث لا تعاني الإشارة من تشويه ناتج عن الانتقائية في التردد. بشكل مشابه، تبين العلاقتين أنه وبسبب تشتت دوبلر، يشكل معدل خفوت القناة f_d نهاية صغرى للقيم التي يمكن أن تعطى لمعدل الإشارة بحيث لا تعاني الإشارة من تشويه ناتج عن الخفوت السريع. في حالة نظم الاتصال التي تعمل على الحزمة الترددية HF، عندما يتم إرسال إشارات ترميز مرس من نمط التلكس بمعدل مرور معطيات منخفض، غالباً ما يكون الخفوت ضمن قناة الاتصال خفوت سريع. بكافة الأحوال، يمكن توصيف الخفوت في معظم نظم الاتصالات الراديوية النقالة الأرضية في وقتنا الحالي بأنه خفوت بطيء.

الالتزام بالعلاقة المبينة لا يكفي لتحقيق المواصفات التي عادة ما نسعى إليها ضمن قناة الاتصال. للتخلص من آثار الخفوت السريع بشكل كافٍ من الأفضل أن نسعى إلى أن يتحقق $W \gg f_d$ (أو $T_s \ll T_0$). في حال لم يتحقق هذا الشرط سيؤدي التعديل الترددي (FM) العشوائي الناتج عن التغير في انزياحات دوبلر إلى الحد من أدائية النظام بشكل ملحوظ. سيؤدي تأثير دوبلر إلى معدل أخطاء لا يمكن تخفيضه ولا يمكن التخلص منه ببساطة من خلال زيادة النسبة E_b/N_0 . غالباً ما يتم التصريح عن معدل الخطأ الغير قابل للتخفيض لأي نمط تعديل يتضمن عملية تبديل في طور الحامل. بالنسبة للمسار المباشر الوحيد، بدون عوائق، فهو يتضمن انزياح ترددي لحظي يحسب من العلاقة $f_d = V/\lambda$. بكافة الأحوال، يؤدي تركيب كل من المسار المباشر ومركبات تعدد المسارات إلى علاقة تعلق مع الزمن للتردد اللحظي معقدة أكثر، والتي من الممكن أن تسبب تأرجحات أكبر من $\pm V/\lambda$ في التردد عندما يتم كشفه من قبل كاشف تردد لحظي. بشكل مثالي، يجب على كواشف التعديل المتناسكة التي تعمل على ملاحقة والقف على إشارة المعلومات أن تقوم بحذف تأثيرات الضجيج FM وبالتالي التخلص من تأثير انزياح دوبلر. بكافة الأحوال، من أجل قيم كبيرة لـ f_d ، تصبح عملية استخلاص إشارة الحامل معضلة بسبب صعوبة تصميم حلقات إقفال الطور ذات الحزمة العريضة جداً (نسبة إلى معدل مرور المعطيات). في تطبيقات الإشارات الصوتية، والتي تتطلب معدل أخطاء لا يزيد عن 10^{-3} أو 10^{-4} ، تعتبر قيمة انزياح دوبلر عالية عندما تكون من رتبة $0.01 \times W$. بالتالي، لتجنب التشويه الناتج عن الخفوت السريع ومعدل الأخطاء الغير قابل للتخفيض

الناتج عن دوبر، يجب أن تكون قيمة معدل الإشارة أكبر من قيمة معدل الخفوت بمعامل تقع قيمته بين الـ 100 والـ 200. تتعلق القيمة المباشرة لهذا المعامل بكل من نمط التعديل، تصميم المستقبل، ومعدل الأخطاء المطلوب. من الممكن أن تساعد حلقة ملاحقة التردد في تخفيض، وليس حذف بشكل نهائي، معدل الأخطاء الغير قابل للتخفيض في النظم النقالة وذلك عند استخدام التعديل بالإزاحة الصغرى التفاضلي (DMSK).

5. حلول المشاكل الناجمة عن الخفوت:

خلال الفقرات السابقة قمنا بتوصيف العناصر الأساسية التي تسبب الخفوت في قنوات الاتصال، بالإضافة إلى تحديد آثار هذه العناصر على أداء نظام الاتصالات بشكل عام. ضمن هذه الفقرة سنقوم بتحديد الطرق المعتمدة للتخلص من هذه الآثار التي من شأنها أن تسبب تراجع في أداء نظام الاتصالات.

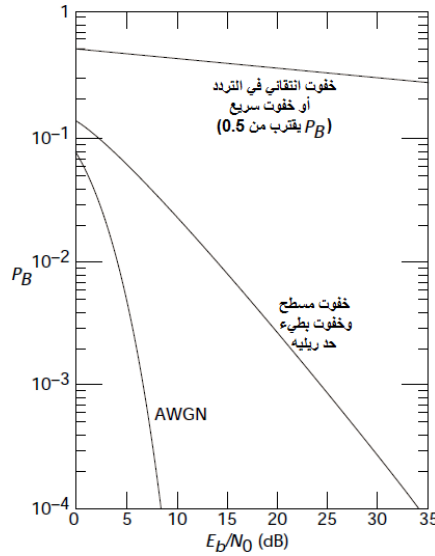
شروط خفوت مسطح بطيء :

يمكن تلخيص الشروط التي يجب أن تتحقق للحصول على قناة لا تسبب تشويهاً ناجمة عن الانتقائية في التردد ولا تشويهاً ناجمة عن الخفوت السريع بالعلاقات المبينة:

$$f_0 > W > f_d \quad (2-24\text{أ})$$

$$T_m < T_s < T_0 \quad (2-24\text{ب})$$

بمعنى آخر، يجب أن يتجاوز عرض حزمة تماسك القناة معدل الإشارة المرسل، والذي يجب بدوره أن يتجاوز معدل خفوت القناة. وبالتالي بدون استخدام أي طريقة للحد من التشويهاً يعتبر f_0 هو الحد الأعظمي لمعدل الإشارة و f_d هو الحد الأدنى له.



الشكل (2-11): اختلاف أداء نظم الاتصالات باختلاف طبيعة قناة الاتصال.

يبين الشكل ثلاثة تصنيفات أساسية لأداء نظم الاتصالات وذلك وفقاً لعلاقة احتمال الخطأ في الخانة (P_B) مع E_b/N_0 . يبين المنحني إلى أقصى اليسار (المشابه للمنحني الأسّي) الأداء الذي يمكن الحصول عليه عند استخدام أحد أنماط التعديل ضمن ضجيج أبيض غوسي جمعي "AWGN". لاحظ أنه من الممكن الحصول على أداء جيد من أجل قيم مقبولة لـ E_b/N_0 . يبين المنحني في الوسط، والمشار إليه بحد ريليه، تراجع الأداء الناتج عن الفقد في نسبة الإشارة إلى الضجيج الذي يميز الخفوت البطيء أو الخفوت المسطح عند انعدام مركبة خط النظر المباشرة. يمكن تقريب هذا المنحني

بعلاقة خطية عكسية مع E_b/N_0 ، أي أنه من أجل قيم مقبولة لنسبة الإشارة إلى الضجيج سيكون الأداء سيء بشكل عام. في حالة خفوت ريليه عادة ما نضع خط أعلى الرموز المستخدمة للدلالة على أن هذه الرموز تشير إلى وسطي القيمة ما بين الارتفاعات والانخفاضات التي يمكن أن تصيب الخفوت في القناة، لذلك غالباً ما توضع منحنيات احتمال الخطأ باستخدام المعاملات الوسطية والتي يرمز لها بـ \bar{P}_B و \bar{E}_b/N_0 . يمثل المنحني الذي يصل إلى مستوى غير قابل للتخفيض، وهو ما يشار إليه أحياناً بأرضية الخطأ، الأداء الأسوأ على الإطلاق حيث يتقارب احتمال الخطأ في الخانة من القيمة 0.5. وهذا ما يوضح التأثيرات المشوهة الكبيرة للخفوت الانتقائي في التردد أو الخفوت السريع.

نستنتج مما سبق أنه في الحالة التي تتسبب فيها القناة بتشويهات للإشارة ناتجة عن الخفوت، من الممكن أن يعاني نظام الاتصال من نسبة أخطاء غير قابلة للتخفيض؛ وفي الحالات التي يتم فيها تجاوز نسبة الأخطاء المقبولة لا يمكن الحصول على الأداء المطلوب لنظام الاتصال مهما تمت زيادة E_b/N_0 . في مثل هذه الحالات، الطريقة المتبعة لتحسين أداء النظام هي استخدام طرق خاصة لحذف أو تخفيض التشويه. تختلف طرق تخفيض التشويه تبعاً لسبب التشويه فيما إذا كان ناتجاً عن الخفوت الانتقائي في التردد أم عن الخفوت السريع. في الحالة التي يتم فيها تخفيض التشويه سينتقل منحني علاقة احتمال الخطأ في الخانة مع النسبة E_b/N_0 من منطقة أرضية الخطأ إلى منطقة حد ريليه. الخطوة التي تلي تخفيض التشويه هي التخفيف من تأثيرات الخفوت ومحاولة الاقتراب من منطقة أداء القنوات AWGN من خلال استخدام أحد أشكال التنوع التي تتيح استقبال مجموعة من العينات الغير مترابطة من الإشارة، ومن خلال استخدام ترميز تصحيح أخطاء ذي أداء عالٍ. يبين الجدول تقنيات التخفيض المختلفة والتي تهدف إلى الحد من تأثيرات كل من تشويه الإشارة والفق في نسبة الإشارة إلى الضجيج. يمكن الرجوع إلى هذا الجدول لتحديد طرق التخفيض المناسبة التي يمكن أن تستخدم في تخفيف الآثار الناتجة عن الخفوت. الطريقة الأساسية في تحسين الأداء تبدأ أولاً بتخفيض التشويه ومن ثم استخدام التنوع.

الجدول (2-1): أنماط تخفيض التشويه الأساسية.

طرق الحد من الفقد في نسبة الإشارة إلى الضجيج		طرق الحد من التشويه	
استخدام أنماط التنوع للحصول على تقديرات إضافية غير مترابطة للإشارة: زمنياً (مثلاً، المشابكة) ترددياً (مثلاً، توسيع عرض الحزمة، الطيف المنثور بتقنية DS أو FH مع مستقبل (RAKE)	ترميز تصحيح الأخطاء	التشويه الناتج عن الخفوت السريع	التشويه الناتج عن الخفوت الانتقائي في التردد
		تعديل متطور. تكرار الإشارة لزيادة معدل الإشارة. الترميز والمشابكة	تسوية متكيفة (كما في مسوي Viterbi ومسوي قرار التغذية العكسية) الطيف المنثور: DS أو FH.

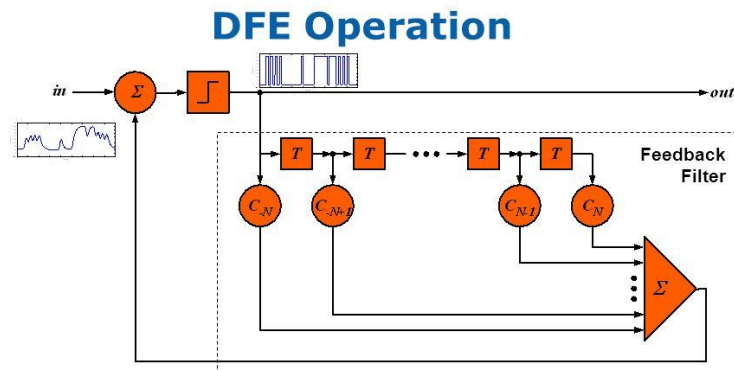
استقبال	مكانيًا (مثلاً، هوائيات متباعدة) استقطابياً.	"interleaving"	FDM متعامد (OFDM) إشارة قيادة "Pilot"
---------	--	----------------	--

1.5. الطرق المعتمدة في التخلص من التشويه الناتج عن الانتقائية في التردد:

التسوية:

تعتبر التسوية أحد الطرق الممكنة لتعويض التداخل في الرموز الذي تسببه القناة التي تعاني من خفوت انتقائي في التردد. وبالتالي فهي تقنية تساعد في نقل نقطة العمل من منحنى احتمال الخطأ الذي يقع ضمن منطقة أرضية الخطأ إلى منطقة حد رلييه. تتضمن عملية تسوية تداخل الرموز طرفاً تعمل على تجميع طاقة الرمز المبددة مع بعضها لتعود إلى مجالها الزمني الأساسي. عملياً، لتحقيق التسوية يجب إدراج مرشح يقوم بعملية دمج القناة ومرشح يعمل على تحقيق استجابة مسطحة وطور خطي. نحصل على الخطية في الطور عندما يكون مرشح مسوي القناة هو المرافق العكسي لمقلوب النبضة المشتتة الزمني. بما أن استجابة القناة في النظم النقالة متغيرة مع الزمن، يجب أن يكون مرشح المسوي متغيراً أو متكيفاً مع الطبيعة المتغيرة في الزمن لقناة الاتصال. لذلك يطلق على مثل هذا المرشحات الخاصة بمسويات القناة مصطلح المسويات المتكيفة "adaptive equalizers". يتضمن المسوي عمليات تتجاوز تخفيض التشويه؛ فهو أيضاً يتيح التنوع. بما أن تخفيض التشويه يتم من خلال تجميع طاقة الرمز المبددة بحيث تبقى ضمن مجال الرمز الزمني الأساسي فلن تتضرر عملية كشف الرموز الأخرى، في نفس الوقت يقوم المسوي بإضافة طاقة إلى كل رمز من الممكن أن تكون طاقة ضائعة بدونه.

مسوي قرار التغذية العكسية (DFE):



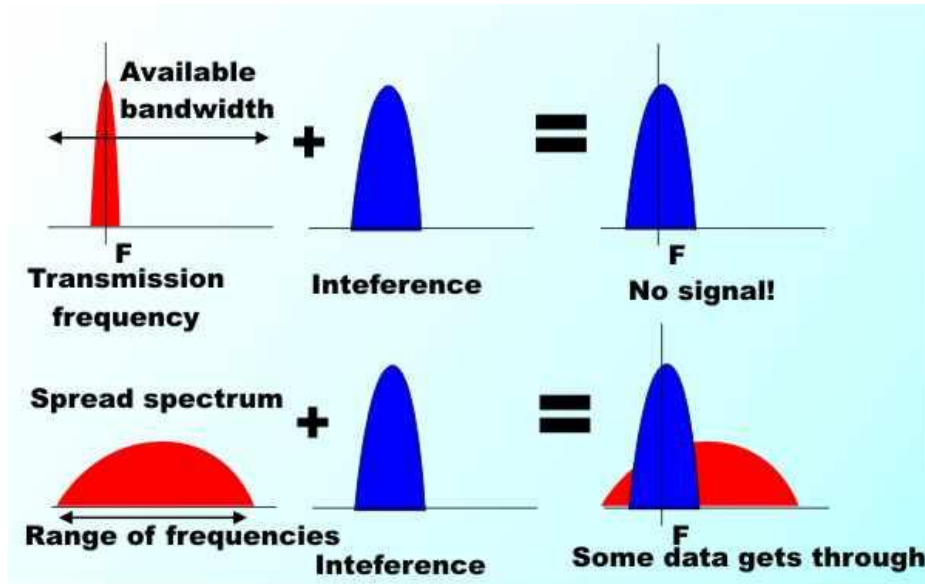
- The DFE uses the same FIR filter structure as the DLE.
- The input signal is summed with the feedback signal to provide input to a bit slicer, which decodes the signal into either a "1" or a "0".
- The output from the bit slicer is used as input to the FIR filter.

يحتوي مسوِّي قرار التغذية العكسية (DFE) على مقطع أمامي هو عبارة عن مرشح عبور خطي يتم اختيار طولهُ وأوزانه بحيث يقوم بدمج متماسك لكامل طاقة الرمز الحالي نظرياً. يحتوي المسوي DFE أيضاً على مقطع تغذية عكسية يعمل على حذف الطاقة المتبقية من الرموز المكشوفة سابقاً. المبدأ الأساسي في عمل المسوِّي DFE، هو أنه عندما يتم كشف رمز من رموز المعطيات يتم تقدير نسبة التداخل في الرموز التي ستتم في الرموز اللاحقة وبالتالي يتم حذفها قبل كشف الرموز المتعاقبة.

مسوِّي تقدير الأرجحية العظمى للسلاسل (MLSE):

يقوم مسوِّي تقدير الأرجحية العظمى للسلاسل (MLSE) باختبار جميع سلاسل المعطيات الممكنة (بدلاً من كشف ترميز كل رمز مستقبل منفرداً) واختيار سلسلة المعطيات الأكثر احتمالاً. تم تنفيذ المسوِّي MLSE أولاً باستخدام خوارزمية فك ترميز Viterbi. يعتبر المسوِّي MLSE أمثلياً كونه يعمل على تصغير احتمال الخطأ في السلسلة. بما أن خوارزمية فك ترميز Viterbi هي الطريقة التي يعمل بها المسوِّي MLSE، غالباً ما يشار إلى هذا المسوِّي باسم مسوي Viterbi. سنرى لاحقاً كيف يتم استخدام هذا المسوِّي ضمن نظام الاتصالات النقالة العالمي "GSM" لتحقيق التسوية المتكيفة.

تقنيات الطيف المنتثر:



من الممكن أن يتم استخدام تقنيات الطيف المنتثر في التخفيض من التشويه الناتج عن تداخل الرموز في القنوات التي تعاني من خفوت انتقائي في التردد، ذلك أن الميزة الأساسية في نظم الطيف المنتثر هي القدرة على حذف التداخل، وتداخل الرموز هو أحد أنماط هذا التداخل.

الطيف المنتثر بالسلسلة المباشرة (DSSS):

ليكن لدينا نظام اتصالات يعتمد تقنية الطيف المنتثر بالسلسلة المباشرة (DSSS) والتعديل بإزاحة الطور (PSK) وبحيث تحتوي قناة الاتصال على مسارين أحدهما هو المسار المباشر والثاني هو مسار منعكس. لنفترض أن الانتشار من المرسل نحو المستقبل سيسبب موجة تعدد مسارات متأخرة بمقدار τ_k بالمقارنة مع الموجة المباشرة. في حال تمت مزامنة المستقبل وفق الموجة التي ستصل من المسار المباشر، يمكن صياغة الإشارة المستقبلية ($r(t)$) بإهمال الضجيج كما يلي:

$$r(t) = Ax(t)g(t) \cos(2\pi f_c t) + \alpha Ax(t - \tau_k)g(t - \tau_k) \cos(2\pi f_c t + \theta) \quad (25-2)$$

حيث $x(t)$ إشارة المعطيات، $g(t)$ رمز النثر المشابه للضجيج (PN)، و τ_k التأخير الزمني التفاضلي بين المسارين. الزاوية θ هي الطور العشوائي، ويفترض بأنها موزعة بشكل منتظم في المجال $(0, 2\pi)$ ، و α هو تخميد مسار تعدد المسارات نسبة إلى المسار المباشر. يقوم المستقبل بضرب الإشارة المستقبلية $r(t)$ بالرمز $g(t)$. في الحالة التي يتم فيها مزامنة المستقبل مع إشارة المسار المباشر، سيؤدي الضرب بإشارة الرمز إلى العلاقة المبينة:

$$Ax(t)g^2(t) \cos(2\pi f_c t) + \alpha Ax(t - \tau_k)g(t)g(t - \tau_k) \cos(2\pi f_c t + \theta) \quad (26-2)$$

نظم الطيف المنتثر يكون $g^2(t)=1$ ، وفي الحالة التي يكون فيها τ_k أكبر من زمن الـ chip تحقق العلاقة:

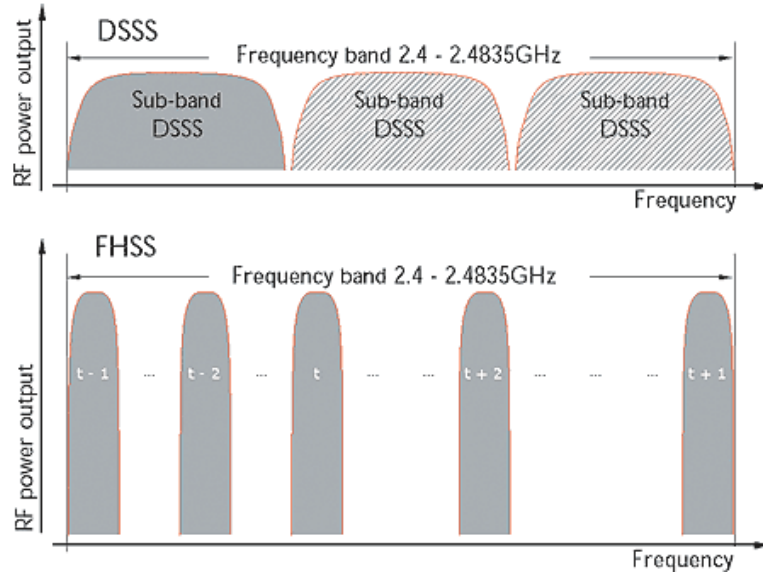
$$|\int g^*(t)g(t - \tau_k)dt| \ll \int g^*(t)g(t)dt \quad (27-2)$$

وذلك ضمن مجال محدد للتكامل (مجال الترابط). تشير * إلى المرافق العقدي، و τ_k تساوي إلى فترة الـ chip أو أكبر منها. بالتالي، تستطيع نظم الطيف المنتثر التخلص من التداخل الناتج عن تعدد المسارات بشكل فعال من خلال باستخدام مستقبل يرتكز على ترابط الرموز. بالرغم من أن نظم الطيف المنتثر بالسلسلة المباشرة لا تتأثر نهائياً بتداخل الرموز الناجم عن القناة، إلا أن هذه النظم تعاني من نقص في الطاقة المستقبلية وهي الطاقة الموجودة في مركبات المسارات المتعددة التي لا يراها المستقبل. أدت الحاجة إلى تجميع هذه الطاقة الضائعة والتي تنتمي إلى الـ chip المستقبل إلى ابتكار المستقبل RAKE. يقوم المستقبل RAKE بتخصيص كتلة ترابط منفردة لكل مركبة من مركبات تعدد المسارات (ويطلق عليها اسم الأصابع). فهو قادر وبشكل متماسك على تجميع الطاقة المستقبلية من قبل كل إصبع من خلال التأخير الانتقائي لهذه الأصابع (المركبة التي تصل أولاً تحتاج إلى أكبر تأخير) وبالتالي يمكن أن يتم دمج جميع هذه المركبات بشكل متماسك.

تحدثنا فيما سبق عن قناة اتصال يمكن أن يم تصنيفها ضمن الخفوت المسطح إلا أنها من الممكن أن تعاني من لحظات تشويه ناتجة عن خفوت انتقائي في التردد وذلك عندما يصدف ورود صفر تابع

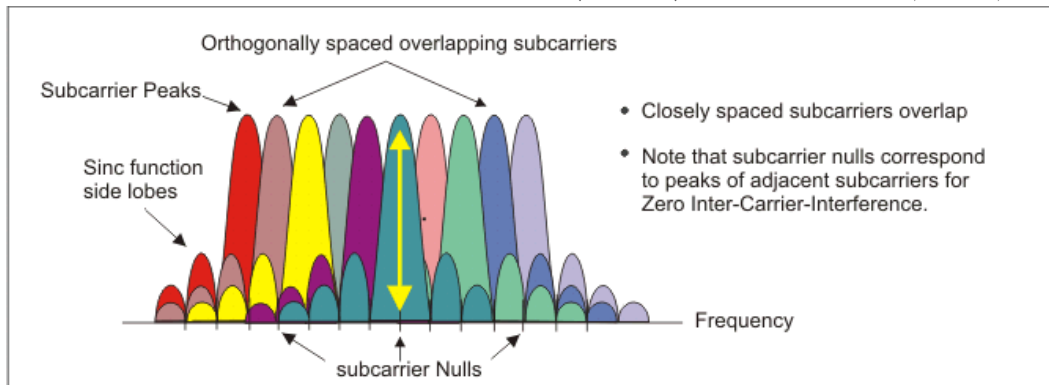
تحويل القناة الترددي في منتصف حزمة الإشارة الترددية. تعتبر تقنية DSSS طريقة جيدة للتخلص من مثل هذا التشويه ذلك أن الإشارة SS العريضة الحزمة ستمتد على العديد من الفصوص ضمن الاستجابة الترددية التي تعاني من خفوت انتقائي في التردد. بالتالي، كمية كبيرة من طاقة النبضة ستمر من خلال الوسط ذي العوائق، وهو ما يخالف أثر الأصفار الذي يحدث ضمن الإشارات ذات الحزمة الضيقة نسبياً.

تقنية الطيف المنتور بالقفز الترددي "FHSS":



من الممكن أن يتم استخدام تقنية الطيف المنتور بالقفز الترددي "FHSS" للتخلص من التشويه الناتج عن الخفوت الانتقائي في التردد، على أن يكون معدل القفز يساوي إلى معدل الرموز كحد أدنى. بالمقارنة مع التقنية DSSS يتم التخلص من التشويه بألية مختلفة. تعمل المستقبلات FH على تجنب الفقد الناتج عن تعدد المسارات بإجراء تغييرات سريعة في حزمة الإرسال الترددية، وبالتالي يتم تجنب التداخل بتغيير موقع حزمة المستقبل قبل وصول إشارة تعدد المسارات.

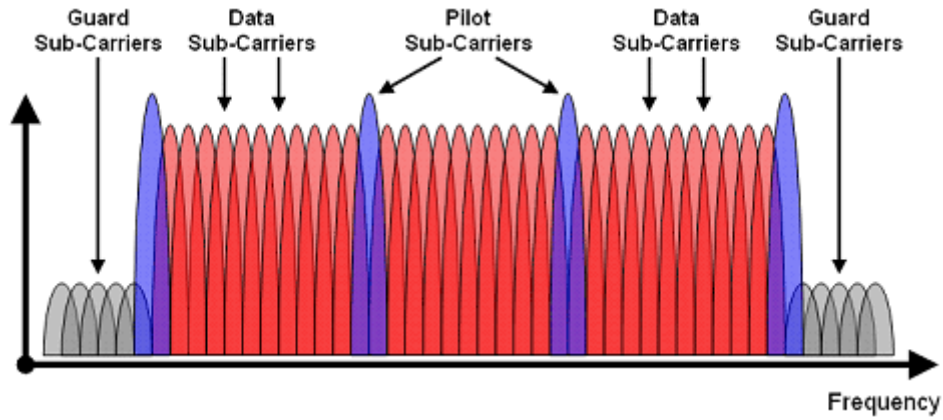
التصميم بتقسيم الترددات المتعامدة (OFDM):



OFDM Signal Frequency Spectra

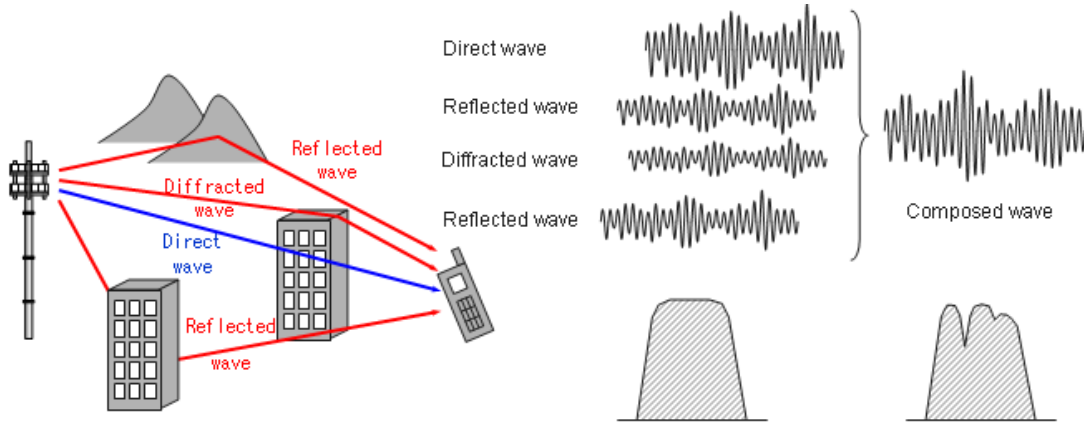
من الممكن أن يتم استخدام التضميم بتقسيم الترددات المتعامدة (OFDM) ضمن القنوات التي تعاني من خفوت انتقائي في التردد لتجنب استخدام المسويات وذلك بإطالة زمن الرمز. يتم تجزئة حزمة الإشارة الترددية إلى عدة حزم ترددية جزئية، ويكون معدل الرموز ضمن هذه الحزم الجزئية أقل منه ضمن الحزمة الأساسية للإشارة. بعد ذلك يتم إرسال الحزم الترددية الجزئية على عدة حوامل متعامدة. الهدف من هذه العمالية هو تخفيض معدل الرموز (أي معدل الإشارة)، $W \approx \frac{1}{T_s}$ ، ضمن كل حامل بحيث يصبح أقل من عرض حزمة تماسك القناة f_0 . أطلق على تقنية الـ OFDM مصطلح Kineplex في البداية. تم تنفيذ هذه التقنية ضمن نظم الخليوي النقالة في الولايات المتحدة، وقد تم اختيارها من قبل اللجنة الأوروبية تحت اسم OFDM المرمز (COFDM) من أجل البث التلفزيوني عالي الدقة (HDTV)

إشارة القيادة "Pilot":



إشارة القيادة "Pilot" هو الاسم الذي تم استخدامه للدلالة على الإشارة التي تهدف إلى تسهيل عملية الكشف المتناسك للأمواج. يمكن استخدام أحد ترددات الحزمة الترددية للإشارة لتنفيذ إشارة القيادة بحيث تكون إشارة بتردد وحيد ضمن الحزمة ، ومن الممكن أيضاً أن يتم تنفيذ إشارة القيادة في المجال الزمني باستخدام سلسلة قيادة والتي يمكن أيضاً أن تعطي معلومات عن حالة القناة وبالتالي تمكن من تحسين الأداء ضمن الخفوت .

2.5. الطرق المعتمدة في التخلص من التشويه الناتج عن الخفوت السريع:



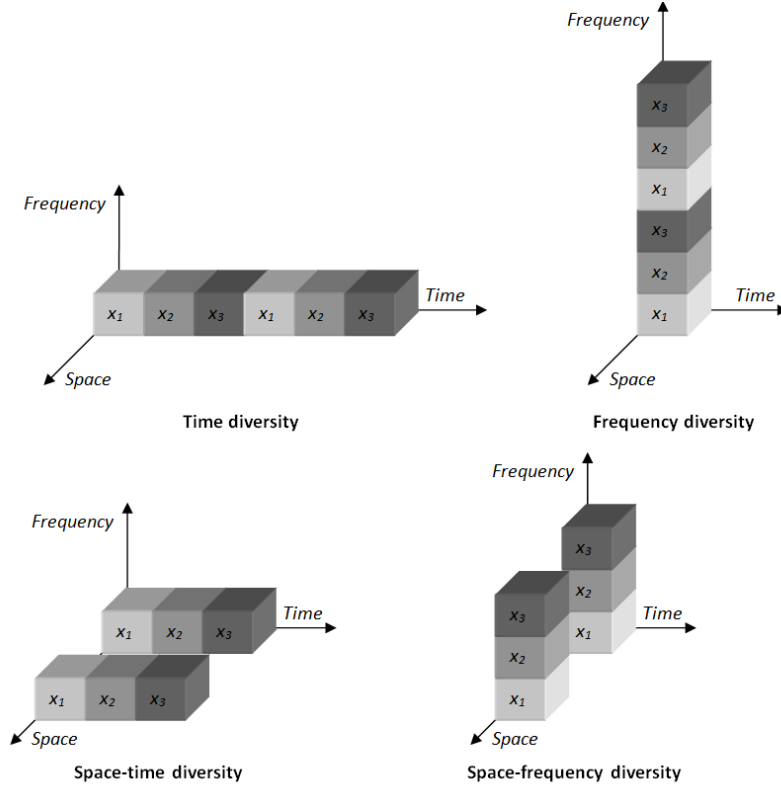
يمكن للتخلص من تشويه الخفوت السريع القيام بأي من الإجراءات التالية:

- استخدام تعديل عالي الأداء (ليس متماسكاً أو متماسك تفضلياً) لا يحتاج إلى ملاحظة في الطور، بالإضافة إلى تخفيض زمن تكامل الكاشف].
- زيادة معدل الرموز، $W \approx 1/T_s$ ، بحيث يصبح أكبر من معدل الخفوت $f_d \approx \frac{1}{T_0}$ ، من خلال إضافة تكرار على الإشارة.
- استخدام ترميز تصحيح الأخطاء والمشابكة وهو ما من شأنه أن يتيح التخلص من التشويه، ذلك أنه بدلاً من العمل على زيادة طاقة الإشارة، يقوم الترميز بخفض قيمة E_b/N_0 المطلوبة. من أجل قيمة محددة لـ E_b/N_0 مع وجود الترميز، ستكون أرضية الضجيج منخفضة بالمقارنة مع الحالة التي لا تحتوي على الترميز.
- هناك تقنيات ترشيح هامة من شأنها أن تتيح التخلص من التشويه في الحالة التي يتواجد فيها كل من التشويه الناتج عن الخفوت السريع والتشويه الناتج عن الخفوت الانتقائي في التردد في آن واحد. من الممكن أن نتخلص من تشويه الخفوت الانتقائي في التردد باستخدام التقنية OFDM. إلا أنه عملياً يسبب الخفوت السريع تراجعاً في أداء الـ OFDM التقليدي ذلك أن تشتت دوبلر سيخرب التعامد الموجود بين الحوامل الجزئية الخاصة بالـ OFDM. تستخدم تقنية الترشيح متعددة الطور في تشكيل النبضات في المجال الزمني وتوسيع الفترات الزمنية بغية تخفيض الحزم الترددية الجانبية لمجموعة الترددات المحجوزة للإشارة، وبالتالي تساعد في الحفاظ على التعامد فيما بين هذه الترددات. تؤدي هذه العملية إلى توليد تداخل معروف في الرموز بالإضافة إلى تداخل القنوات المجاورة (ACI)، إلا أن هذه الآثار سيتم التخلص منها من خلال مسوي بعد المعالجة "post-processing equalizer" ومرشح إلغاء "cancelling filter".

3.5. الطرق المعتمدة في التخلص من الفقد الذي يصيب نسبة الإشارة إلى الضجيج:

بعد القيام بالطرق اللازمة للتخلص من التشويه الناتج عن الخفوت السريع والخفوت الانتقائي في التردد، يمكننا الآن استخدام أحد أشكال التنوع بغية نقل منحنى تغير احتمال الخطأ بتغير E_b/N_0 من منطقة حد ريليه باتجاه منطقة القناة AWGN.

التنوع:

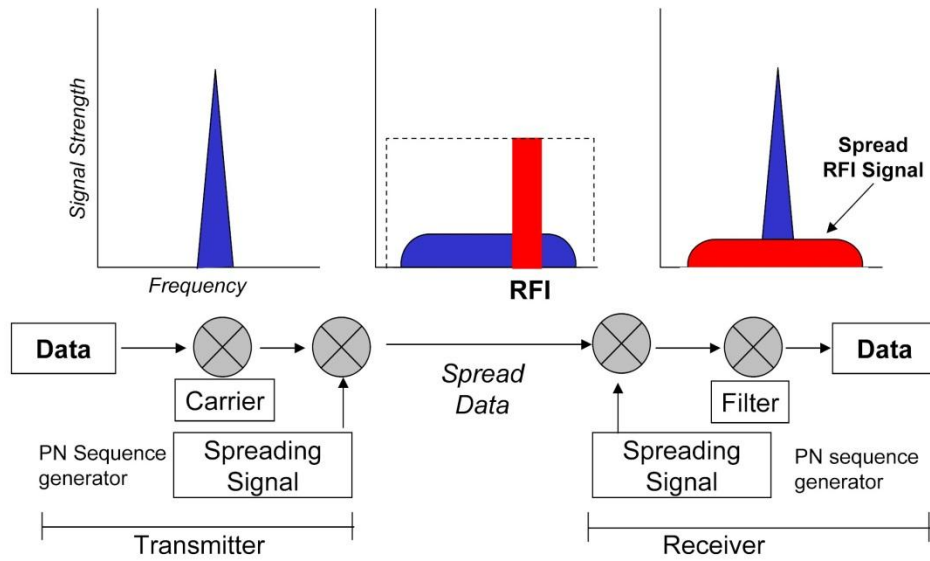


يستخدم مصطلح التنوع للدلالة على الطرق المختلفة المتاحة والتي تهدف إلى تأمين مجموعة مركبات غير مترابطة للإشارة لدى المستقبل. الميزة الأساسية والهامة هنا هي عدم الترابط، ذلك أنه لن يتم الاستفادة لدى المستقبل من نسخ إضافية للإشارة في حال كانت جميع هذه النسخ سيئة. فيما يلي بعض الطرق التي يمكن من خلالها تحقيق التنوع:

- **التنوع في الزمن:** إرسال الإشارة على L حيز زمني مختلف بحيث يكون التباعد الزمني أكبر من T_0 . المشابكة، وهي عادة ما تستخدم مع ترميز تصحيح الأخطاء، هي أحد أشكال التنوع في الزمن.
- **التنوع في التردد:** إرسال الإشارة على L حامل مختلف بحيث يكون التباعد الترددي أكبر من f_0 . توسيع عرض الحزمة هو أحد أشكال التنوع في التردد. يتم توسيع عرض حزمة الإشارة، W ، بحيث تصبح أكبر من f_0 ، وبالتالي يصبح المستقبل قادراً على استقبال أكثر من مركبة للإشارة كل منها تعاني من خفوت مستقل عن الخفوت الذي تعاني منها بقية

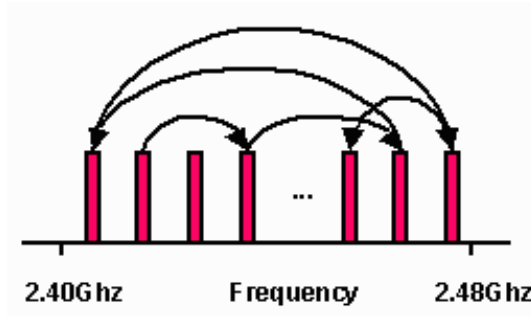
المركبات. يتيح ذلك الوصول إلى تعددية في التردد من الرتبة $L=W/f_0$. إلا أنه يجب الانتباه أنه كلما أصبحت W أكبر من f_0 أصبح هناك إمكانية أكبر لحدوث الخفوت الانتقائي في التردد، إلا إذا قمنا باستخدام أحد الطرق الخاصة بالتغلب على التشويه الناتج عن الخفوت الانتقائي في التردد كما في التسوية. أي أنه لا يمكن الحصول على التحسين في الأداء بتوسيع عرض الحزمة (من خلال التنوع) إلا إذا تم التخلص من التشويه الناتج عن الخفوت الانتقائي في التردد والذي تسببت به التنوع.

● الطيف المنتثر:



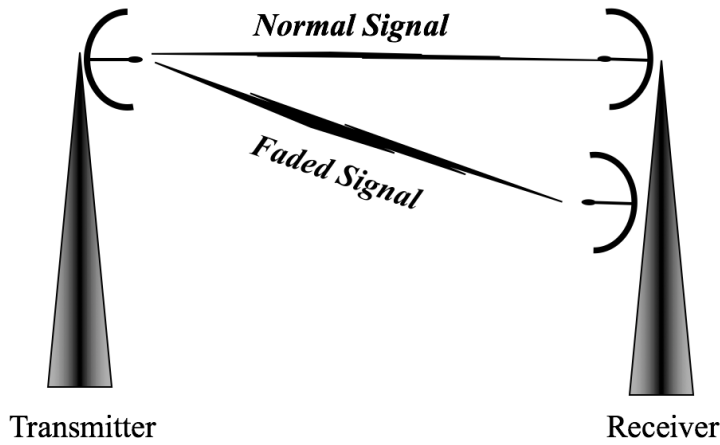
هو أحد أشكال توسيع عرض الحزمة الذي يمتاز بحذف إشارات التداخل. في حالة الطيف المنتثر بالسلسلة المباشرة، رأينا سابقاً أنه يتم حذف مركبات تعدد المسارات في حال كانت متأخرة زمنياً بأكثر من فترة chip . إلا أنه للاقتراب من منحنى القنوات AWGN لا بد من تعويض الطاقة المحتواة في المركبات المحذوفة. يعمل المستقبل RAKE على الدمج المتناسك للطاقة المحتواة في كل مركبة من مركبات تعدد المسارات الواصلة من طرق مختلفة. بالتالي، استخدام المستقبل RAKE مع تقنية التعديل DSSS هو أحد أشكال التنوع في المسار. نحتاج إلى المستقبل RAKE في الاستقبال المتناسك في الطور، إلا أنه من الممكن تحقيق الغرض المطلوب في كشف الخانات المتناسك التفاضلي باستخدام خط تأخير بسيط (بطول خانة واحدة) مع المرافق العقدي

● في بعض الحالات يمكن استخدام الطيف المنتثر بالقفز الترددي FHSS:



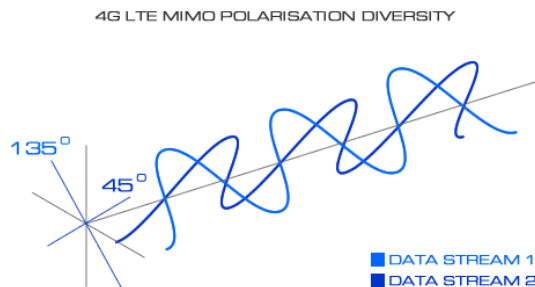
كأحد تقنيات التنوع. يستخدم النظام GSM قفز ترددي بطيء (217 hops/s) للتغلب على الحالات التي يتحرك فيها المستخدم بشكل بطيء جداً (أو في الحالة التي لا يتحرك فيها نهائياً) ويصادف صفر طيفي.

- غالباً ما يتم تحقيق التنوع المكاني باستخدام عدة هوائيات استقبال:

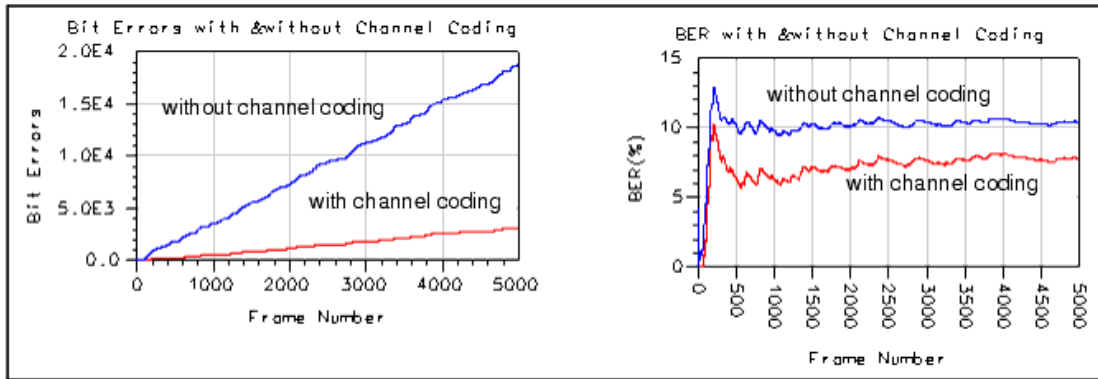


بتباعد 10λ على الأقل عند المحطة القاعدية (تكون قيمة التباعد أقل بكثير لدى المستخدم). يجب استخدام معالجة الإشارة لاختيار خرج أفضل هوائي أو للدمج المتماسك لجميع مخارج الهوائيات. أيضاً يتم تنفيذ نظم الاتصالات باستخدام عدة هوائيات متباعدة في طرف الإرسال؛ كمثال على ذلك نظام المواقع العالمي GPS.

- التنوع في الاستقطاب:



هي أيضاً طريقة أخرى للحصول على نسخ إضافية غير مترابطة من الإشارة المرسلة.



- من الممكن أن النظر إلى أي من أنماط التنوع على أنه شكل بديهي من تكرار الرموز في الزمن أو في المكان. إلا أن هناك مجموعة من التقنيات المختلفة التي من شأنها أن تقوم بتحسين الفقد في نسبة الإشارة إلى الضجيج ضمن القنوات المتخافتة وهي أكثر فعالية وتعطي نتائج أفضل من تكرار الرموز. تعتبر ترميز تصحيح الأخطاء أحد طرق التخلص من التشويه الفعالة، ذلك أنها تعمل على تخفيض النسبة E_b/N_0 المطلوبة لتحقيق أداء معين بدلاً من زيادة الطاقة التي تحملها الإشارة المرسلة. عند المزج ما بين أحد تقنيات تصحيح الأخطاء والمشابكة نحصل على أفضل طرق التخلص من التشويه فعالية في القنوات المتخافتة .

6. أمثلة عملية:

1.6. التشويه الناتج عن الخفوت السريع:

في الحالة التي لا تتحقق فيها المتراجحات وفي حال لم يتم استخدام أي من طرق التخلص من التشويه الناتج عن الخفوت السريع سنحصل على إشارة مخربة في طرف الاستقبال.

لنأخذ بعين الاعتبار الحالة التي تكون فيها القناة ذات خفوت سريع، أي أن معدل الرموز أقل من معدل خفوت القناة، وهو ما يمكن التعبير عنه بالعلاقة المبينة:

$$f_0 > W < f_a \quad (28-2)$$

في هذه الحالة يمكن التغلب على التشويه الناتج عن الخفوت السريع باتباع واحد أو أكثر من الطرق التالية:

- اختر تقنية التعديل وفك التعديل الأكثر كفاءة ضمن ظروف الخفوت السريع. هذا يعني، على سبيل المثال، تجنب استخدام كشف الحامل بحلقات إقفال الطور ذلك أن الخفوت السريع من الممكن أن يمنع حلقة إقفال الطور من الوصول إلى حالة القفل.
- استخدام تكرار كافٍ بما يجعل معدل الرموز المرسل يتجاوز معدل خفوت القناة. طالما أن معدل إرسال الرموز لا يتجاوز عرض الحزمة المتماكب، من الممكن تصنيف الخفوت في القناة ضمن حالة الخفوت المسطح. إلا أنه حتى القنوات ذات الخفوت المسطح من الممكن أن تتعرض إلى خفوت انتقائي في التردد عندما يظهر صفر للقناة في مركز حزمة الإشارة. بما أن ذلك لا يحدث إلا مصادفة، من الممكن أن نصل إلى التخلص من التشويه باستخدام كل من ترميز تصحيح أخطاء جيد والمشابكة.
- ستؤدي كل من الطريقتين السابقتين إلى الوصول بمنحني احتمال الخطأ إلى جوار حد ريليه. إلا أنه وكما رأينا سابقاً من الممكن أن نشهد عتبة غير قابلة للتخفيض في منحنى احتمال الخطأ بدلالة النسبة E_b/N_0 ناتجة عن ضجيج التعديل الترددي FM الناتج عن تشتت دوبلر العشوائي. من الممكن تخفيض هذه العتبة باستخدام إشارة قيادة ضمن الحزمة وحلقة ضبط للتردد.
- لتجنب أرضية الخطأ الناتجة عن تشتت دوبلر العشوائي، من الممكن زيادة معدل الرموز بحيث يتم تجاوز معدل الخفوت بنسبة من 100 إلى 200 مرة. وهو أحد الطرق المتبعة ضمن النظم النقالة التي تعتمد مبدأ الوصول المتعدد بالتقسيم الزمني (TDMA).
- استخدام كل من ترميز تصحيح الأخطاء والمشابكة بهدف تخفيض أرضية الضجيج باتجاه منحنيات الأداء الخاصة بالقنوات AWGN.

2.6. التشويه الناتج عن الخفوت الانتقائي في التردد:

لنأخذ بعين الاعتبار الحالة التي تكون فيها القناة ذات خفوت انتقائي في التردد، أي أن معدل الرموز أكبر من عرض حزمة تماسك القناة، وهو ما يمكن التعبير عنه بالعلاقة التالية:

$$f_0 < W > f_d \quad (29-2)$$

بما أن معدل ارسال الرموز يتجاوز معدل خفوت القناة، فليس هناك أي تشويه ناتج عن خفوت سريع. في هذه الحالة من الضروري أن يتم التخلص من التشويهات الناتجة عن الخفوت الانتقائي في التردد. وهو ما يمكن تحقيقه باستخدام واحد أو أكثر مما يلي:

• التسوية المتكيفة.

• الطيف المنثور (DS أو FH)

• OFDM

• إشارة قيادة.

مثال: يستخدم النظام الأوروبي GSM سلسلة تدريب توضع في منتصف الإطار الخاص بحيز إرسال زمني بحيث يمكن للمستقبل أن يحصل على معلومات حول الاستجابة الترددية للقناة. يستخدم النظام GSM بعد ذلك مسوّي Viterbi للتخلص من التشويهات الناتجة عن الخفوت الانتقائي في التردد.

ملاحظة: بعد أن يتم الحد من تأثيرات التشويه، يجب إضافة أحد أشكال التنوع وترميز تصحيح الأخطاء والمشابكة للوصول بمنحني الأداء إلى القرب من منحنيات الأداء الخاصة بالقنوات AWGN. في حالة النظم التي تعتمد تقنية الطيف المنثور بالسلسلة المباشرة (DSSS)، من الممكن أن يتم استخدام مستقبل RAKE لتأمين التنوع من خلال الدمج المتناسك لمركبات تعدد المسارات التي يمكن أن تضيع في حال لم يتم استخدام المستقبل RAKE.

3.6. التشويه الناتج عن الخفوت السريع الانتقائي في التردد:

لنأخذ بعين الاعتبار الحالة التي يكون فيها عرض حزمة تماسك القناة أقل من معدل الرموز، والذي بدوره هو أقل من معدل الخفوت. في هذه الحالة تعاني القناة من كلاً من الخفوت السريع والخفوت الانتقائي في التردد، وهو ما يمكن التعبير عنه بالعلاقة التالية:

$$f_0 < W < f_d \quad (30-2\text{أ})$$

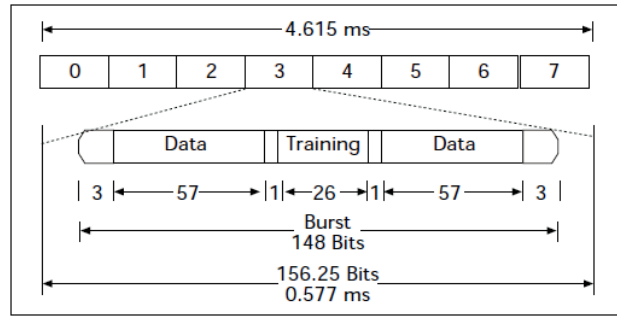
أو:

$$f_0 < f_d \quad (30-2\text{ب})$$

رأينا في المعادلة أن f_0 يحدد نهاية عظمى لمعدل الرموز وأن f_d يحدد نهاية صغرى له، يشكل ذلك معضلة تصميم صعبة، إلا إذا تم استخدام تقنيات التخلص من التشويه، ذلك أنه في هذه الحالة سيكون الحد الأعظمي المسموح لمعدل الرموز أقل من الحد الأصغري المسموح له. طرق التغلب على التشويه في هذه الحالة:

- استخدام تقنيات تعديل وفك تعديل أكثر فعالية في الحالات التي تعاني من الخفوت السريع.
- استخدام التكرار في الإرسال بهدف زيادة معدل الرموز المرسلة.
- استخدام أشكال التخلص من التشويه الناتج عن الخفوت الانتقائي في التردد.
- في الحالة التي يتم فيها تخفيض التشويشات، يجب استخدام أحد أشكال التنوع وأحد ترميز تصحيح الأخطاء والمشابكة لهدف الاقتراب بمنحني الأداء من منحنيات أداء القنوات AWGN.

4.6. استخدام مسوي Viterbi ضمن نظم الـ GSM:



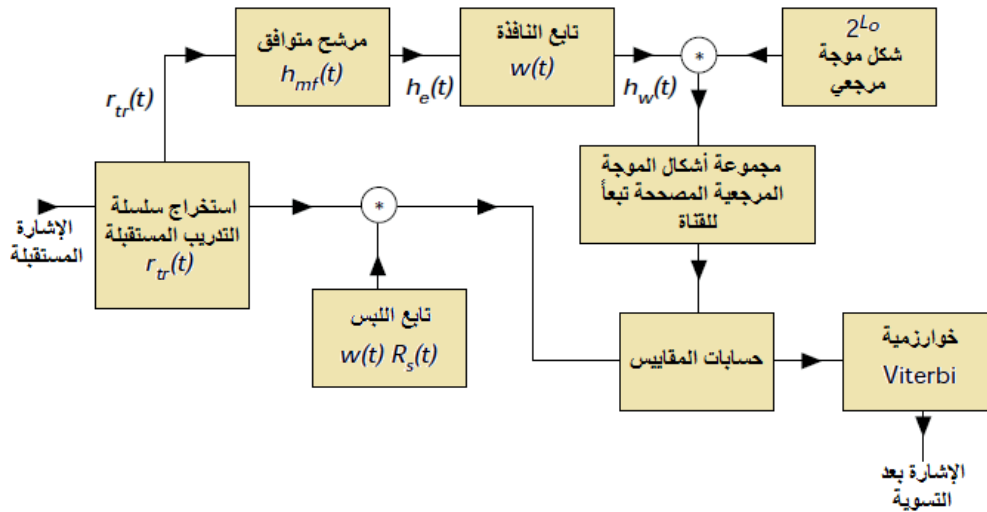
الشكل (2-12): إطار الـ TDMA في نظام الـ GSM والحيز الزمني الذي يحتوي على رشقة اعتيادية.

يبين الشكل إطار الوصول المتعدد باستخدام التقسيم الزمني (TDMA) الخاص بنظم الـ GSM، حيث يبلغ طوله الزمني 4.615ms ويحتوي على ثمانية حيزات زمنية. يتم كل مستخدم نشط في النظام النقل أحد هذه الحيزات الزمنية. تحتوي رشقة الإرسال الطبيعية، هي التي تحتل حيز زمني وحيد، على 57 خانة من الرسالة توزع على جانبي السلسلة المتوسطة والتي تضم 26 خانة ويطلق عليها اسم سلسلة التدريب. يبلغ طول الحيز الزمني 0.577ms، وهو ما يكافئ معدل حيزات زمنية يساوي إلى 1733 slot/s. تهدف السلسلة المتوسطة إلى مساعدة المستقبل في تقدير الاستجابة النبضية للقناة بطريقة متكيفة (خلال الفترة الزمنية الخاصة بكل حيز زمني والتي تبلغ 0.577ms). كي تكون هذه التقنية فعالة يجب ألا يتغير سلوك الخفوت في القناة بشكل ملحوظ خلال المجال الزمني لحيز زمني واحد. بمعنى آخر، يجب ألا يحدث أي تراجع في الأداء بسبب الخفوت السريع خلال فترة الحيز الزمني والتي يقوم خلالها المستقبل باستخدام معرفته السابقة بالسلسلة المتوسطة من أجل تعويض الخفوت في القناة. لنأخذ الحالة التي يكون فيها مستقبل الـ GSM موجوداً على سطح قطار عالي السرعة، وبفرض أن القطار يسير بسرعة ثابتة تبلغ 200Km/h أي 55.56m/s. ولنفترض أن التردد الحامل هو 900MHz، وهو ما يقابل طول موجة يساوي إلى $\lambda=0.33m$. باستخدام العلاقة نجد أنه يتم اجتياز مسافة نصف طول الموجة تقريباً خلال الزمن التالي (زمن التماسك):

$$T_0 \approx \frac{\lambda/2}{V} \approx 3ms \quad (31-2)$$

وبالتالي يبلغ زمن تماسك القناة خمس أضعاف زمن الحيز الزمني (وهو 0.577ms) تقريباً. الزمن اللازم ليحدث تغير ملحوظ في سلوك الخفوت ضمن القناة طويل نسبياً بالمقارنة مع المدة الزمنية لحيز زمني واحد. تجب الملاحظة هنا على أن الخيارات المعتمدة أثناء تصميم النظام GSM لكل من الحيز الزمني لتقنية الـ TDMA والسلسلة المتوسطة تمت بناء على الحاجة إلى منع الخفوت السريع نسبة إلى فترة الحيز الزمني كما رأينا في المثال السابق.

يبلغ معدل الرموز في نظم الـ GSM (أو معدل الخانة ذلك أن التعديل ثنائي) 271Ksymbol/s يبلغ عرض الحزمة $W=200KHz$. في حال افتراضنا قيمة rms العملية لتشتت التأخير في بيئة مدنية من الرتبة $\sigma_r=2\mu s$ ، وباستخدام العلاقة نجد أن عرض حزمة التماسك الناتجة $f_0 \approx 10KHz$. من الواضح هنا أنه بما أن $f_0 < W$ يجب على مستقبل الـ GSM أن يستخدم أحد طرق التخلص من التشويه الناتج عن الخفوت الانتقائي في التردد. لتحقيق هذا الهدف، عملياً يتم استخدام مسوي Viterbi.



الشكل (2-13): استخدام مسوي Viterbi في النظم GSM.

يبين الشكل الكتل الوظيفية الأساسية المستخدمة ضمن مستقبل الـ GSM والتي تهدف إلى تقدير الاستجابة النبضية للقناة، والتي تستخدم بعد ذلك في بناء مجموعة من أشكال الموجة المرجعية المصححة تبعاً لاستجابة القناة. ضمن المرحلة الأخيرة من هذا المستقبل يتم استخدام خوارزمية Viterbi في حساب MLSE للرسالة. يمكن التعبير عن الإشارة المستقبلية بجداء التلاف بين الإشارة المرسله والاستجابة النبضية للقناة كما يلي:

$$r_{tr}(t) = S_{tr}(t) * h_c(t) \quad (32-2)$$

حيث $r_{tr}(t)$ سلسلة التدريب المستقبلية، $S_{tr}(t)$ سلسلة التدريب المستقبلية، و* تعبر عن جداء التلاف. في المستقبل، يتم استخلاص $r_{tr}(t)$ من الرشقة الاعتيادية ومن ثم يتم ارسالها إلى مرشح ذي استجابة

ترددية $h_{mf}(t)$ وهو مرشح موافق مع $he(t)$ (تقدير $hc(t)$) والذي يمكن الحصول عليه من المعادلة (32-2) كما يلي:

$$h_e(t) = r_{tr}(t) * h_{mf}(t) = S_{tr}(t) * h_c(t) * h_{mf}(t) \quad (33-2)$$

يمكننا كتابة العلاقة (33-2) على الشكل التالي:

$$h_e(t) = R_S(t) * h_c(t) \quad (34-2)$$

حيث $R_S(t)$ هو تابع الترابط الذاتي لـ $S_{tr}(t)$. في الحالة التي يكون فيها $R_S(t)$ على شكل نبضة ضيقة يمكننا أن نعتمد التقريب $h_e(t) \approx h_c(t)$.

بعد ذلك، وباستخدام تابع نافذة $W(t)$ ، يتم اقتطاع $h_e(t)$ للحصول على تابع يسهل من العمليات الحسابية المطلوبة نرسم له بالرمز $h_w(t)$. يجب أن يكون طول النافذة كافياً بحيث يتم تعويض تأثير تداخل الرموز الذي تسببه القناة عملياً. يمكن صياغة مجال المراقبة المطلوب للنافذة L_o من خلال مجموع مقدارين. المجال الذي يبلغ طوله L_{CISI} والناتج عن تداخل الرموز القابل للضبط والناتج عن الترشيح الغوسي لنبضات الحزمة القاعدية، والتي يتم بعد ذلك تعديلها باستخدام تعديل الإزاحة الأصغرية (MSK). والمجال الذي يبلغ طوله L_c والناتج عن تداخل الرموز الذي تسببه القناة والناتج عن الانتشار متعدد المسارات. بالتالي يمكن كتابة L_o على الشكل التالي:

$$L_o = L_{CISI} + L_c \quad (35-2)$$

يطلب من النظام GSM أن يحتوي على تقنيات من شأنها أن تتخلص من التشويشات الناتجة عن تشتت الإشارة بحوالي $15\mu s$ إلى $20\mu s$. يبلغ زمن الخانة في النظام GSM حوالي $3.69\mu s$. بالتالي، يبلغ مجال ذاكرة مسوي Viterbi المستخدم ضمن نظم الـ GSM من أربع إلى ست خانات. من أجل كل مجال مؤلف من L_o خانة في الرسالة، يعمل مسوي Viterbi على إيجاد السلسلة المؤلفة من L_o خانة الأكثر احتمالاً ضمن السلاسل المحتملة والتي يبلغ عددها L_o سلسلة. تتطلب عملية إيجاد السلسلة المؤلفة من L_o خانة الأكثر احتمالاً إنشاء أشكال موجة مرجعية ذات معنى بعدد 2^{L_o} وذلك بتعديل (أو توزيع) أشكال الموجة المثالية والتي يبلغ عددها 2^{L_o} بنفس الطريقة التي تقوم فيها القناة بتوزيع الرسالة المرسله. بالتالي، يتم تطبيق جداء التلاف بين الإشارات المرجعية التي يبلغ عددها 2^{L_o} وخرج تابع النافذة لتقدير الاستجابة النبضية للقناة $h_w(t)$ بهدف اشتقاق الإشارات المرجعية الموزعة أو المصححة بالقناة. بعد ذلك تتم مقارنة الأمواج المرجعية المصححة بالقناة مع أمواج المعطيات المستقبلية لنصل إلى حسابات المقاييس. إلا أنه قبل أن تتم عملية المقارنة، يتم تطبيق جداء التلاف بين أمواج المعطيات المستقبلية وتابع الترابط الذاتي المعلوم $w(t)R_s(t)$ ، مما يؤدي إلى تحويل هذه الأمواج إلى شكل يمكن مقارنته مع ما تم تنفيذه على الأمواج المرجعية. تتم مقارنة إشارة الرسالة بعد الترشيح مع جميع الإشارات المرجعية المصححة بالقناة الممكنة (2^{L_o} حالة)، ومن ثم يتم حساب المقاييس بحسب خوارزمية ترميز Viterbi (VDA). يؤمن الـ VDA تقدير الأرجحية العظمى للسلسلة المرسله.

5.6. حسابات الوصلة:

يحتاج مصممي أنظمة الاتصالات اللاسلكية إلى تحديد العديد من العوامل قبل الشروع في بناء نظام الاتصال اللاسلكي وتنفيذه عملياً. تضم هذه المعاملات كل من:

- المسافة القصوى للاتصال وتحدد بناء على المساحة التي يقع فيها المستخدمين والتي ينبغي تأمين الاتصال ضمنها
 - استطاعة المرسل
 - ربح هوائي الإرسال وهنا يؤخذ بعين الاعتبار ألا تكون الاستطاعة المشعة الفعالة EIRP أعلى من الحد الذي تسمح به المعايير الدولية.
 - ربح هوائي الاستقبال
 - تردد العمل ويحدد تبعاً لنمط العمل والخدمة والمعايير الدولية.
 - معدل مرور المعطيات وهو يدخل في حساب طاقة الخانة وعرض الحزمة في الحزمة القاعدية
 - درجة حرارة المستقبل وهي تدخل في حساب استطاعة الضجيج: $N=KTB$ ، حيث K ثابت بولتزمان ويساوي إلى $1.38 \times 10^{-23} \text{m}^2 \text{kgs}^{-2} \text{k}^{-1}$ ، T درجة الحرارة بالوحدة kelvin، و B عرض الحزمة.
 - نمط التعديل ورتبته: عادة ما يلجأ المصممون إلى استخدام التعديل الطوري لما يوفره من سهولة في كشف الأخطاء وتصحيحها بالإضافة إلى الفعالية الطيفية، ويتم اختيار رتبة التعديل بحيث نحصل على سرعة نقل معطيات مرتفعة وبمعدل أخطاء لا يتجاوز الحدود المقبولة للخدمة المطلوب تقديمها
 - تقنية تصحيح الأخطاء المستخدمة وهي تؤدي إلى خفض قيمة الاستطاعة المطلوبة للوصول إلى رتبة خطأ محددة.
 - تقنية التنوع المستخدمة وهي أيضاً تؤدي إلى خفض قيمة الاستطاعة المطلوبة للوصول إلى رتبة خطأ محددة.
 - هامش الخفوت وهو عبارة عن قيمة تؤخذ بعين الاعتبار أثناء القيام بحسابات الوصلة بهدف إعطاء هامش لتغيرات استطاعة الإشارة المستقبلية الناتجة عن الخفوت في قناة الاتصال وتتبع قيمته إلى نمط الخفوت المعتمد في القناة. عادة ما تكون قيمته ما بين 1dB إلى 5dB.
- يدخل في تحديد المعاملات السابقة كل من:
- حساسية المستقبل المستخدم، وهي أقل استطاعة يمكن أن يتم استقبالها بحيث لا يتجاوز معدل الخطأ حد معين، وهنا يدخل الخفوت بشكل أساسي إذ أن قيمة هذا الخطأ ستختلف باختلاف نمط الخفوت في القناة.
 - بالإضافة إلى نموذج قناة الاتصال الذي يؤثر بشكل أساسي على كمية الفقد التي ستصيب الإشارة أثناء انتقالها من المرسل إلى المستقبل

في معظم الأنظمة يتم تثبيت معظم المعاملات واختيار أحدها انطلاقاً من قيم المعاملات الأخرى ومن حسابات الوصلة، فمثلاً من أجل مسافة محددة نبحث عن الاستطاعة التي يجب أن يتم إرسالها، أو من أجل استطاعة إرسال محددة ورياح هوائيات محدد نبحث عن المسافة القصوى التي يمكن الوصول إليها، وهكذا. بشكل عام يمكن أن نكتب معادلة الوصلة بالشكل المبين:

$$P_r = P_t + G_t + G_r - PL - Mg \quad (36-2)$$

حيث:

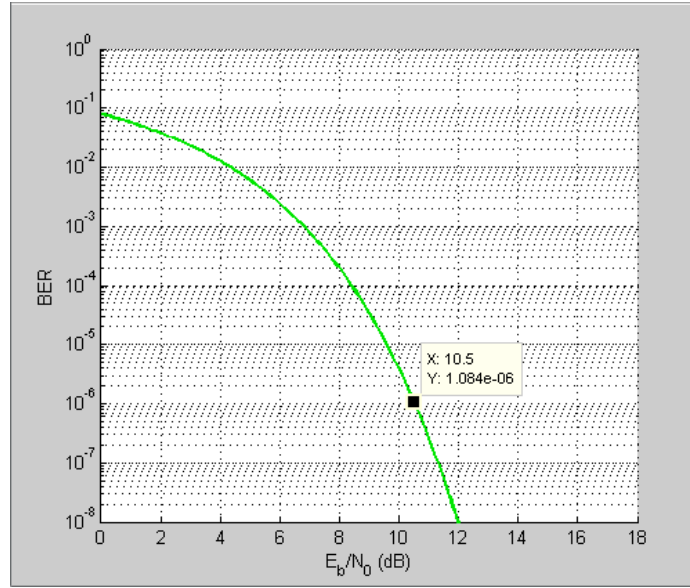
- P_r : الاستطاعة المستقبلة
- P_t : الاستطاعة المرسل
- G_t : ربح هوائي الإرسال
- G_r : ربح هوائي الاستقبال
- PL : فقد المسار (سنتم دراسته بشكل موسع في الفصل القادم)
- Mg : هامش الخفوت

في الأمثلة التالية سنبين أثر كل من نموذج القناة والخفوت على حسابات الوصلة.

حسابات الوصلة - مثال (1):

بفرض لدينا نظام اتصالات لاسلكي يعمل على التردد 2.4GHz ويستخدم التعديل BPSK بدون ترميز، أوجد استطاعة المرسل التي يجب أن يتم استخدامها إذا علمت ما يلي:

1. الحد الأعلى المقبول لمعدل الخطأ هو $BER=10^{-6}$.
2. ربح هوائي الإرسال هو 30dB.
3. هوائي الاستقبال غير موجّه.
4. مسافة الاتصال القصوى المطلوبة هي 35Km.
5. معدل مرور المعطيات 1Mbps.
6. درجة حرارة المستقبل هي 300K.
7. نموذج فقد المسار هو نموذج فقد المسار الحر ويعطى بالعلاقة: $L_s(d) = \left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right)^2$
8. لا يوجد خفوت (قناة AWGN) وتعطى تغيرات معدل الخطأ بالمنحني التالي:



من محني تغيرات معدل الخطأ نجد أن قيمة E_b/N_0 المقابلة لمعدل الخطأ $BER=10^{-6}$ هي تقريباً $E_b/N_0=10.5dB$ ، وبما أن التعديل هو ثابت المطال وطول الرمز يساوي إلى خانة واحدة يمكننا أن نكتب:

$$P_r = \frac{E_b}{T_b} = \frac{E_b}{N_0} \times \frac{N_0}{T_b} = \frac{E_b}{N_0} \times R_b \times K \times T$$

$$P_r = 10^{10.5/10} * 10^6 * 1.38 * 10^{-23} * 300 = 4.65 \times 10^{-14}W = -103.33dBm$$

فقد المسار الحر يحسب على الشكل التالي:

$$PL = 20 \log \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right) = 20 \log \left(\frac{4\pi d f}{c} \right) = 20 \log \left(\frac{4\pi * 35 * 10^3 * 2.4 * 10^9}{3 * 10^8} \right)$$

$$= 130.93dB$$

باعتبار هامش خفوت مقداره 5dB وباستخدام علاقة حسابات الوصلة نجد أن:

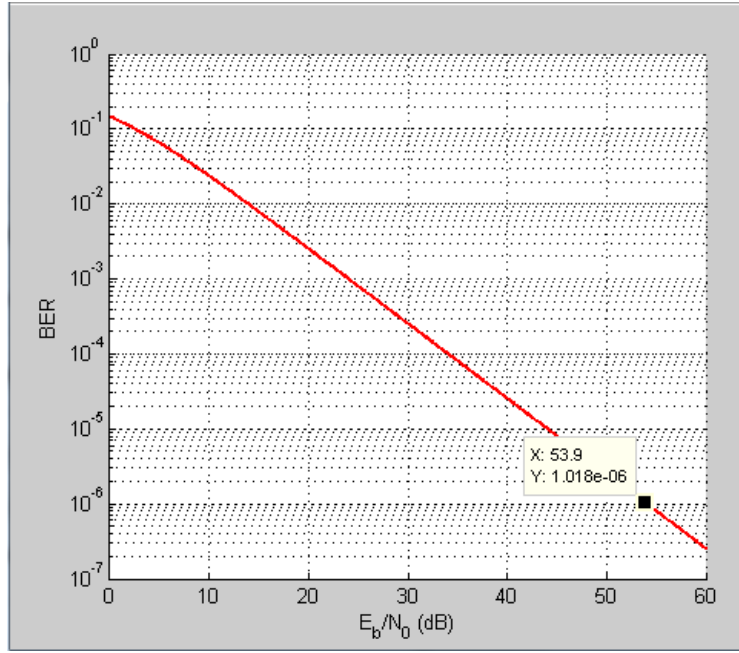
$$P_t = P_r - G_t - G_r + PL + Mg = -103.33 - 30 - 0 + 130.93 + 5$$

$$= 2.6dBm = 1.82mw$$

نستنتج أنه يكفي في القناة التي لا تحتوي على خفوت ضيق النطاق استخدام استطاعة مرسل تساوي إلى 1.82mw للوصول إلى المسافة المطلوبة وبدون تجاوز معدل الخطأ الأعظمي المسموح.

حسابات الوصلة - مثال (2):

لنعد المثال السابق ولكن مع اعتبار خفوت ريليه في القناة حيث يبين الشكل التالي تغيرات معدل الخطأ في الرمز ضمن هذا النمط من القنوات:



من محني تغيرات معدل الخطأ نجد أن قيمة E_b/N_0 المقابلة لمعدل الخطأ $BER=10^{-6}$ هي تقريباً $E_b/N_0=53.9\text{dB}$ ، وبالتالي تصبح قيمة الاستطاعة المستقبلية:

$$P_r = \frac{E_b}{T_b} = \frac{E_b}{N_0} \times \frac{N_0}{T_b} = \frac{E_b}{N_0} \times R_b \times K \times T$$

$$P_r = 10^{53.9/10} * 10^6 * 1.38 * 10^{-23} * 300 = 1.02 \times 10^{-9}W = -59.93\text{dBm}$$

باستخدام علاقة حسابات الوصلة نجد أن:

$$P_t = P_r - G_t - G_r + PL + Mg = -59.93 - 30 - 0 + 130.93 + 5 = 46\text{dBm} \\ = 39.8\text{w}$$

نلاحظ الفرق الشاسع في الاستطاعة المطلوبة والتي سببها وجود الخفوت في القناة. يتم في معظم الأنظمة التعويض عن هذا الفرق في الاستطاعة المطلوب من خلال استخدام تقنيات تصحيح الأخطاء وتقنيات التنوع.

7. تمارين:

1. أوجد أعلى إزاحة دوبلر لمتحرك بسرعة 50Km/h و 100Km/h عند الترددات 1GHz و 2GHz.
2. ليكن لدينا حاسب محمول يتحرك بسرعة 20Km/h ضمن شبكة لاسلكية محلية تعمل على التردد 2.45GHz وضمن المعيار IEEE802.11g. أوجد كل من إنزياح دوبلر الأعظمي وزمن التماسك.
3. بفرض أن سرعة المستخدم المتحرك تصل إلى 60Km/h، وبفرض التردد الحامل المستخدم هو 920MHz، وأن القيمة الجذر التربيعي الوسطي لتشتت التأخير هي $3\mu s$ ، أحسب كل من عرض حزمة التماسك وزمن التماسك. في النظام IS-95، يبلغ معدل الرموز 19.2Kbits/s ويبلغ عرض الحزمة 1.2288MHz، ما هو نمط الخفوت الذي يصيب قناة الاتصال في هذا النظام.
4. أوجد معدل الرموز الأصغر الذي يتم من خلاله تجنب آثار تشتت دوبلر في نظام نقال يعمل على التردد 900MHz بسرعة أعظمية 120Km/h.

8. مذاكرة:

1. يمكن تعريف الخفوت عريض النطاق:
 - a. فقد المسار الناتج عن الحركة في المناطق الكبيرة
 - b. فقد المسار الناتج عن الحركة في المناطق الضيقة
 - c. فقد المسار الناتج عن التأخير الزمني للإشارة المستقبلية
 - d. فقد المسار الناتج عن تعدد المسارات
2. يمكن تعريف الخفوت ضيق النطاق:
 - a. تأرجح مطال الإشارة المستقبلية بنتيجة الحركة في المناطق الكبيرة
 - b. تأرجح مطال الإشارة المستقبلية الناتج عن تعدد المسارات
 - c. تأرجح مطال الإشارة المستقبلية نتيجة امتصاص الإشارة من العوائق الموجودة في طريقها
 - d. تأرجح مطال الإشارة المستقبلية نتيجة التداخل مع إشارات نظم أخرى
3. يمكننا القول بأن القناة تعاني من خفوت انتقائي في التردد في الحالة التي يكون فيها:
 - a. زمن التأخير المزداد أكبر من زمن الرمز
 - b. زمن التأخير المزداد أقل من زمن الرمز

4. يمكننا القول بأن القناة تعاني من خفوت مسطح في الحالة التي يكون فيها:

a. زمن التأخير المزداد أكبر من زمن الرمز

b. زمن التأخير المزداد أقل من زمن الرمز

5. يؤدي الخفوت الانتقائي في التردد إلى

a. انهيار في الاستطاعة المستقبلية

b. زيادة في التأخير الزمني

c. تشويه ISI

d. مركبات تعديل داخلي

6. يؤدي الخفوت المسطح إلى

a. انهيار في الاستطاعة المستقبلية

b. انخفاض نسبة الإشارة إلى الضجيج

c. زيادة في مركبات التعديل الداخلي

d. تشويه ISI

7. يمكن تعريف عرض حزمة التماسك:

a. قياس إحصائي لمجال الترددات الذي تقوم ضمنه القناة بتمرير المركبات الطيفية دو أن تؤثر عليها

b. قياس إحصائي لمجال الترددات الذي تقوم ضمنه القناة بتمرير المركبات الطيفية بربح ثابت تقريباً بغض النظر عن الصفحة

c. قياس إحصائي لمجال الترددات الذي تقوم ضمنه القناة بتمرير المركبات الطيفية بربح متغير و صفحة خطية تقريباً.

d. قياس إحصائي لمجال الترددات الذي تقوم ضمنه القناة بتمرير المركبات الطيفية بربح ثابت تقريباً و صفحة خطية

8. يتم توصيف القناة بأنها انتقائية في التردد عندما يتحقق

a. عرض حزمة التماسك أكبر من معدل الرموز

b. عرض حزمة التماسك أقل من معدل الرموز

c. زمن التماسك أقل من زمن الرمز

d. زمن التماسك أكبر من زمن الرمز

9. يتم توصيف القناة بأنها ذات خفوت مسطح عندما يتحقق

a. عرض حزمة التماسك أكبر من معدل الرموز

b. عرض حزمة التماسك أقل من معدل الرموز

c. زمن التماسك أقل من زمن الرمز

d. زمن التماسك أكبر من زمن الرمز

10. يعرف زمن التماسك كما يلي:

a. الفترة الزمنية التي يبقى فيها طيف القناة مستقر مع الزمن

b. الفترة الزمنية التي تبقى فيها استجابة القناة مستقرة مع الزمن

c. الفترة الزمنية التي يستمر فيها الاستقبال دون أخطاء

d. الفترة الزمنية التي يستمر فيها الاستقبال دون انقطاعات.

11. يستخدم مصطلح الخفوت السريع في توصيف القنوات التي يتحقق فيها

a. عرض حزمة التماسك أكبر من معدل الرموز

b. عرض حزمة التماسك أقل من معدل الرموز

c. زمن التماسك أقل من زمن الرمز

d. زمن التماسك أكبر من زمن الرمز

12. يستخدم مصطلح الخفوت البطيء في توصيف القنوات التي يتحقق فيها

a. عرض حزمة التماسك أكبر من معدل الرموز

b. عرض حزمة التماسك أقل من معدل الرموز

c. زمن التماسك أقل من زمن الرمز

d. زمن التماسك أكبر من زمن الرمز

13. أحد الطرق الممكنة لتعويض التداخل في الرموز الذي تسببه القناة التي تعاني من خفوت انتقائي

في التردد

a. التسوية

b. التكرار

c. التنوع

d. استخدام تعديل عالي الأداء

14. يمكن للتخلص من تشويه الخفوت السريع القيام بـ

a. التسوية

b. الطيف المنثور

c. التنوع

d. استخدام تعديل عالي الأداء

15. يمكن للتخلص من تشويه الخفوت السريع القيام بـ

a. التسوية

b. OFDM

c. التنوع

d. استخدام تعديل عالي الأداء

رقم السؤال	الجواب	العلامة	الفقرة التي يجب مراجعتها في حالة الإجابة الخاطئة
1	a	1 من أصل 15	1-2
2	b	1 من أصل 15	2-2
3	a	1 من أصل 15	2-3
4	b	1 من أصل 15	2-3
5	c	1 من أصل 15	2-3
6	b	1 من أصل 15	2-3
7	d	1 من أصل 15	3-3
8	b	1 من أصل 15	4-3
9	a	1 من أصل 15	4-3
10	b	1 من أصل 15	1-4
11	c	1 من أصل 15	2-4
12	d	1 من أصل 15	2-4
13	a	1 من أصل 15	1-5
14	d	1 من أصل 15	2-5
15	c	1 من أصل 15	3-5

علامة النجاح 10 من أصل 15.



الفصل الثالث: فقد المسار والتظليل

كلمات مفتاحية:

فقد المسار – الفضاء الحر – رسم الأشعة – البيئة الداخلية – البيئة المدنية – البيئة الشبه مدنية – التظليل – احتمال الانقطاع – مساحة التغطية.

ملخص:

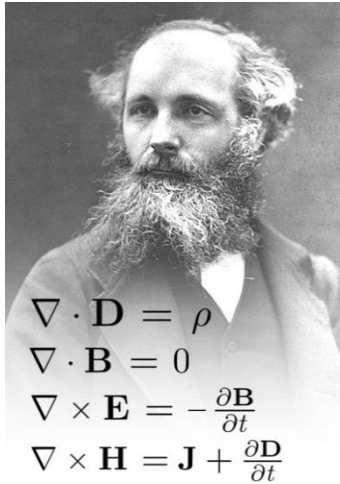
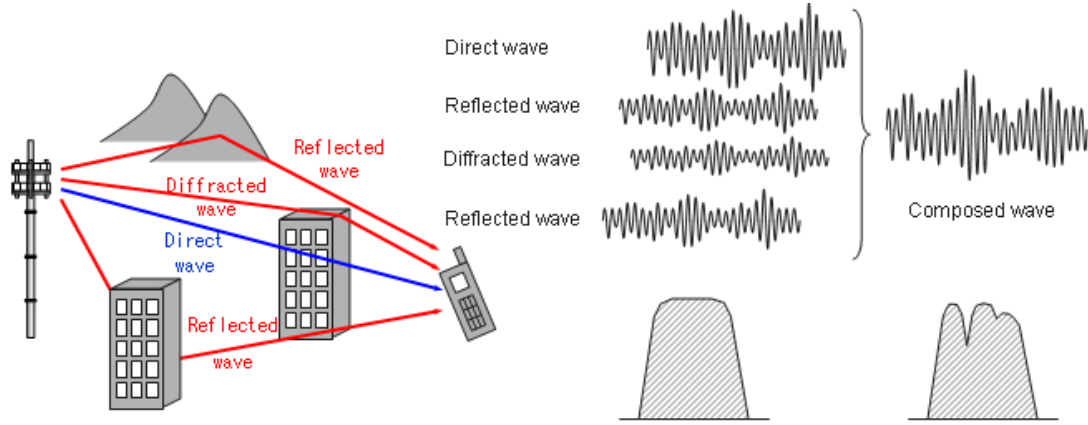
رأينا في الفصول السابقة أن القناة الراديوية اللاسلكية تفرض العديد من التحديات كوسط انتشار أمام الاتصالات عالية السرعة الموثوقة. فبالإضافة إلى أنها عرضة للضجيج والتداخل والتأثيرات الأخرى، فإن هذه التأثيرات تتغير مع الزمن بطريقة غير قابلة للتنبؤ بسبب حركة المستخدم. سنعمل في هذا الفصل على توصيف تغيرات استطاعة الإشارة المستقبلية مع المسافة الناتجة عن كل من فقد المسار والتظليل. ينتج فقد المسار عن تبيد الاستطاعة المشعة من المرسل بالإضافة إلى تأثيرات وسط الانتشار. نفترض نماذج فقد المسار عموماً أن قيمة فقد المسار هي نفسها عند مسافة معينة بين المرسل والمستقبل، أي أن هذه النماذج لا تتضمن تأثيرات التظليل الناتج عن العوائق الموجودة بين المرسل والمستقبل والتي تسبب تخميد استطاعة الإشارة بسبب كل من الامتصاص والانعكاس والتبعثر والانعراج. في الحالات التي يكون فيها التخميد شديداً يتم قطع الإشارة بشكل كامل. تحدث التغييرات في استطاعة الإشارة المستقبلية الناتجة عن فقد المسار ضمن مسافات كبيرة نسبياً (ما بين 100 إلى 1000 متر) بينما التغييرات الناتجة عن التظليل فهي تحدث ضمن مسافات تتناسب مع طول الجسم العائق (من 10 إلى 100 متر خارج الأبنية وأقل من ذلك داخل الأبنية). كما رأينا في الفصل السابق، بما أن التغييرات الناتجة عن كل من فقد المسار والتظليل تحدث ضمن مسافات كبيرة نسبياً، تصنف هذه التغييرات ضمن الخفوت واسع النطاق.

الأهداف التعليمية:

- دراسة الخفوت واسع النطاق بالتفصيل لتحديد آثاره وتجنبها
- دراسة نماذج فقد المسار الشائعة وتحديد إمكانية استخدام كل منها
- تحليل أداء نظام الاتصالات من خلال حساب كل من احتمال الانقطاع ومساحة التغطية

1. انتشار الأمواج الراديوية:

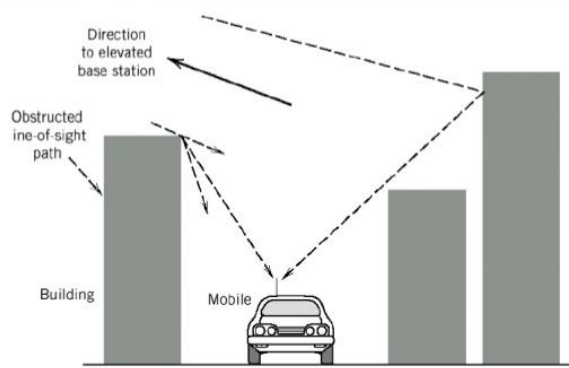
تعاني الأمواج الكهرومغناطيسية أثناء انتشارها في البيئات المختلفة من كل من الانعكاس والتبعثر والانعراج



$$\begin{aligned}\nabla \cdot \mathbf{D} &= \rho \\ \nabla \cdot \mathbf{B} &= 0 \\ \nabla \times \mathbf{E} &= -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \\ \nabla \times \mathbf{H} &= \mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t}\end{aligned}$$

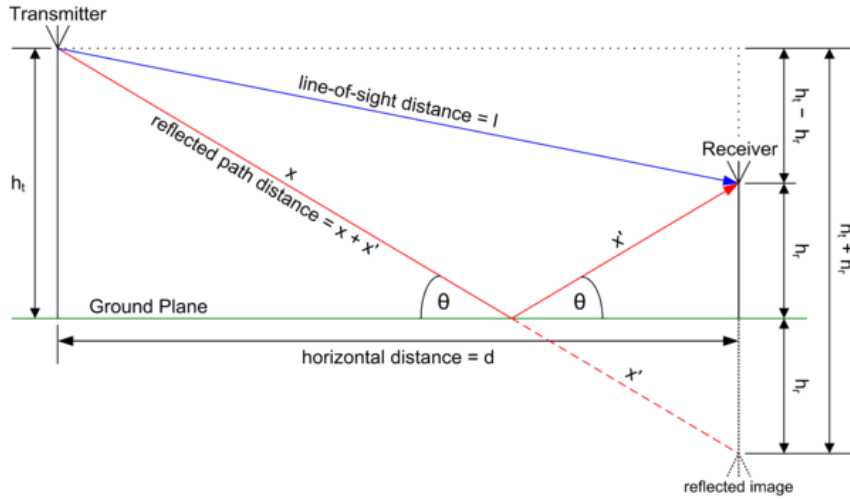
وذلك بسبب اصطدامها بالجدران والتضاريس والأبنية والعوائق الأخرى. يمكن الحصول على تفاصيل دقيقة حول طبيعة هذا الانتشار بحل معادلات مكسويل مع تطبيق الشروط الحدية التي تعبر عن المميزات الفيزيائية لهذه العوائق. يتطلب ذلك حساب المقطع الراداري (RCS) لهياكل معقدة وضخمة.

Multipath radio propagation in urban areas

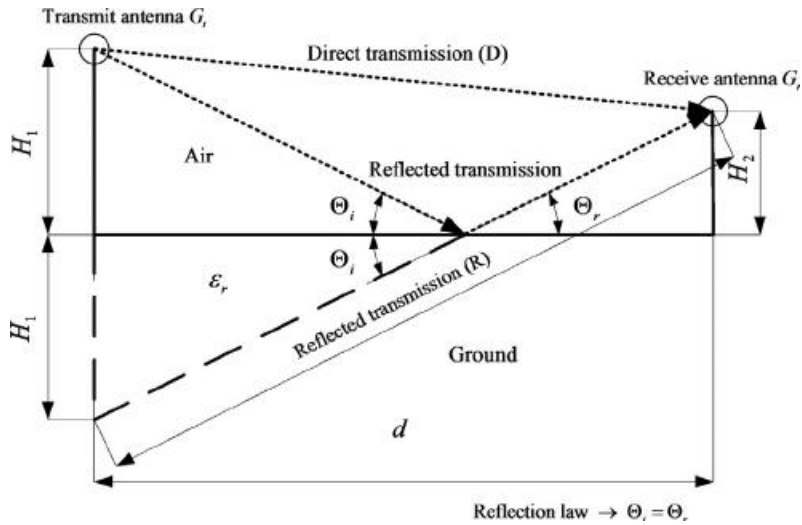


ECE6331 Spring 2009

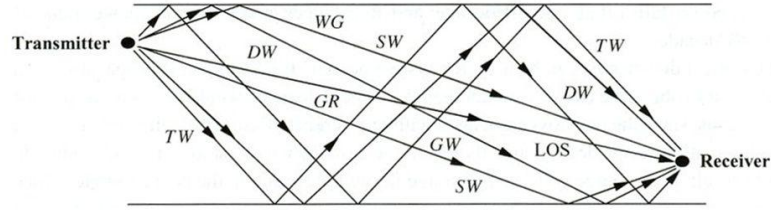
نظراً لصعوبة هذه الحسابات، بالإضافة إلى عدم توفر المعاملات الضرورية في معظم الأحيان، تم تطوير تقريبات من شأنها أن تقوم بتوصيف انتشار الإشارة دون الحاجة إلى حل معادلات مكسويل.



تستخدم معظم هذه التقريبات تقنيات رسم الأشعة. تعتمد هذه التقنيات على تقريب انتشار الأمواج الكهرطيسية من خلال تمثيل الأمواج بأجسام بسيطة: يعمل النموذج على إيجاد تأثيرات الانعكاس والانكسار على هذه الأمواج إلا أنه يهمل ظاهرة التبعثر الأكثر تعقيداً والتي من الممكن التنبؤ بها معادلات مكسويل التفاضلية المشتركة.



يعتبر نموذج الشعاعين أبسط نماذج رسم الأشعة المتاحة، حيث يقدم توصيف دقيق لانتشار الإشارة عندما تتكون الإشارة المستقبلة من مركبتين الأولى هي مركبة المسار المباشر بين المرسل والمستقبل والأخرى ناتجة عن مسار يحتوي على انعكاس وحيد. عادة ما تكون مركبة الانعكاس ناتجة عن ارتطام الإشارة بسطح الأرض، وبذلك يعتبر نموذج الشعاعين تقريباً جيداً لانتشار الإشارة في الطرق الطويلة والبيئات النادرة وفوق الماء.



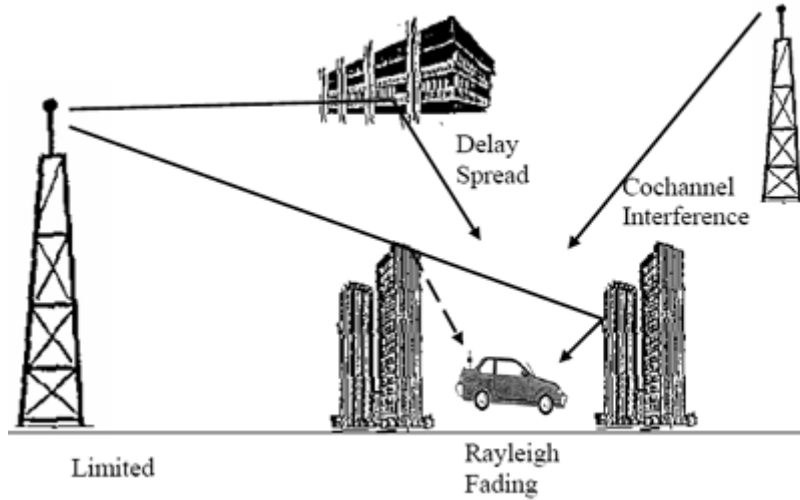
Overhead view of 10 – ray model

$$r_{10\text{-ray}}(t) = \text{Re} \left\{ \frac{\lambda}{4\pi} \left[\frac{\sqrt{G_t} u(t) e^{-j2\pi \frac{l}{\lambda}}}{l} + \sum_{i=1}^9 \frac{R_i \sqrt{G_{x_i}} u(t - \tau_i) e^{-j2\pi \frac{x_i}{\lambda}}}{x_i} \right] e^{j2\pi f_c t} \right\}$$

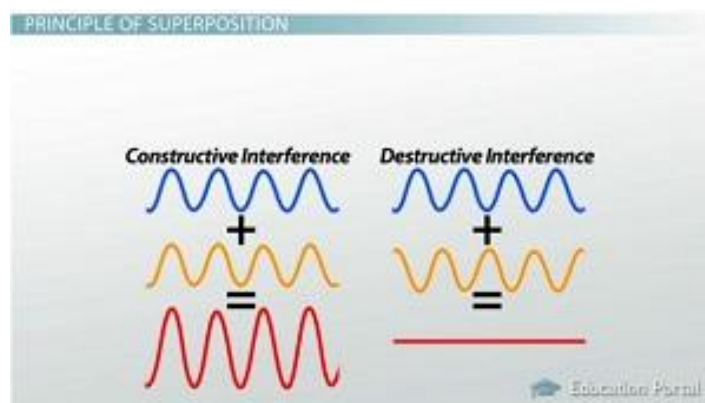
x_i = path length of the i th reflected ray

$$\tau_i = \frac{x_i - l}{c} \quad \sqrt{G_{x_i}} = \text{Product of the transmit and receive antenna gains of the } i \text{ th ray}$$

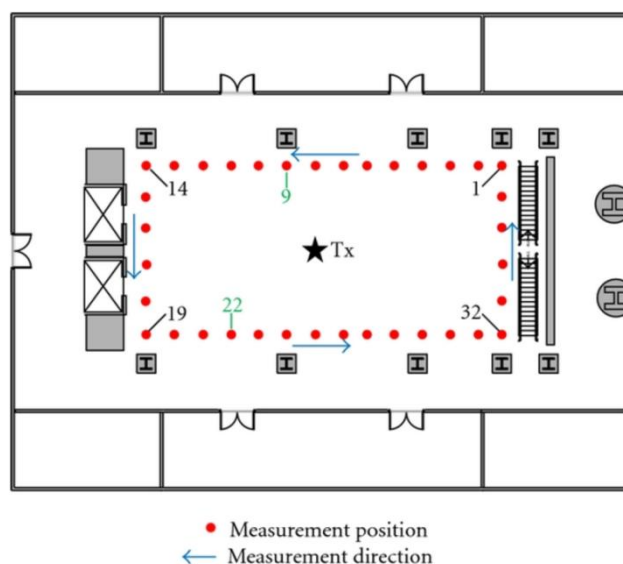
يوجد أيضاً نماذج رسم أشعة أكثر تعقيداً بحيث تأخذ بعين الاعتبار مركبات أخرى للإشارة المستقبلية ناتجة عن الانعكاس أو الانعراج أو التبعثر. يوجد العديد من البيئات التي لا يمكن توصيفها باستخدام نماذج رسم الأشعة، في هذه الحالة من الأفضل صياغة نموذج تحليلي بالاعتماد على القياسات العملية وفي هذه الحالة يطلق على هذه النماذج اسم النماذج العملية.



غالباً ما يصعب إيجاد نموذج قناة محدد دقيق بسبب الطبيعة المعقدة والمتغيرة للقناة الراديوية. في مثل هذه الحالات تستخدم النماذج الإحصائية. عملياً يتم توصيف التخميد الناتج عن العوائق الموجودة في طريق الإشارة كالأبنية والعوائق الأخرى إحصائياً.



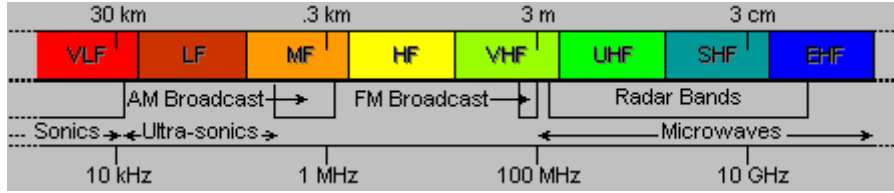
أيضاً تستخدم النماذج الإحصائية في توصيف التداخل البناء والمخرّب لمركبات تعدد المسارات كما رأينا في الفصل السابق. تعتبر النماذج الإحصائية أكثر دقة في البيئات التي تتميز بتوزع هندسي منتظم وخواص عازلية منتظمة تقريباً.



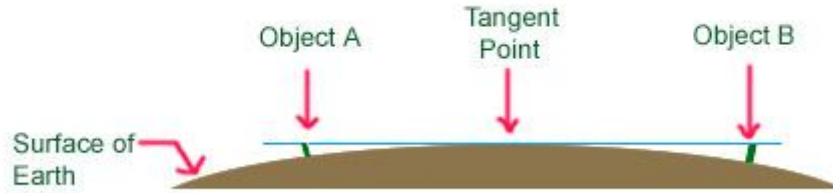
غالباً ما تكون البيئات داخل الأبنية أقل انتظاماً من البيئات الخارجية، وذلك بسبب الاختلافات الكبيرة في المميزات العازلية الهندسية لهذه البيئات، فهي تختلف ما بين المصانع المفتوحة والمكاتب المغلقة والمناطق التي تحتوي على آلات معدنية. في مثل هذه البيئات من الممكن أن يتم استخدام أدوات نمذجة حاسوبية للتنبؤ بمميزات انتشار الإشارة.

2. نماذج الإشارات المرسله والمستقبلة:

تم تصميم النماذج بشكل أساسي للإشارات التي تقع ضمن الحزم الترددية UHF و SHF،



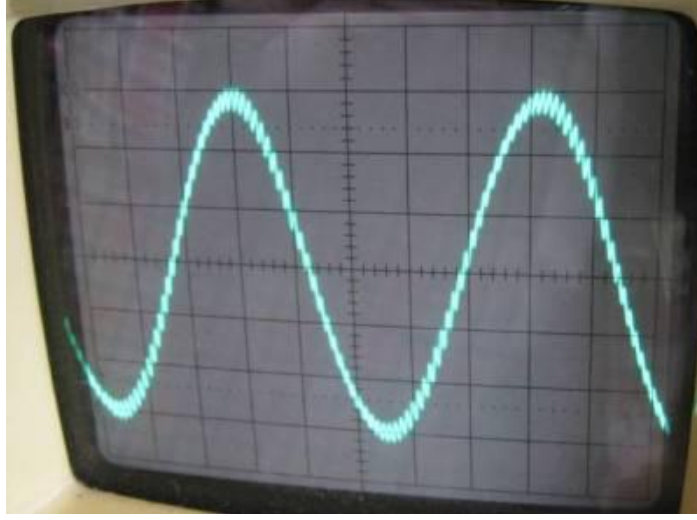
وهو ما يوافق الترددات 0.3-3GHz و 3-30GHz على التوالي. يتناسب هذا المجال من الترددات مع عمل الأنظمة اللاسلكية لما يمتلكه من ميزات في الانتشار



بالإضافة إلى أن قياس الهوائيات ضمن هذا المجال من الترددات صغير نسبياً.



أيضاً سنعتبر أن المسافة بين المرسل والمستقبل صغيرة بشكل كافٍ بحيث يمكننا إهمال أثر منحنى سطح الأرض.



سنعتبر أن جميع الإشارات المرسل والمستقبل هي إشارات حقيقية. ذلك أن المعدلات تستخدم مهتزازات محلية تقوم بتوليد إشارات جيبية حقيقية (وليس إشارات أسية عقدية). بينما نقوم بنمذجة قنوات الاتصال باستخدام استجابة ترددية عقدية بهدف التبسيط التحليلي، إلا أنه حقيقة لا تقوم القناة سوى بإزاحة التردد والطور بقيمة ربما تكون مختلفة عند كل تردد من ترددات الإشارة المرسل، وبالتالي تبقى الإشارة المستقبل حقيقية. غالباً ما يتم تمثيل الإشارة المعدلة وإشارة خرج كاشف التعديل بالجزء الحقيقي لإشارة عقدية بهدف تسهيل التحليل. يظهر من خلال هذا النموذج التمثيل العقدي في الحزمة القاعدية للإشارات التي تقع تردداتها ضمن حزمة محددة، وهو ما سنقوم باستخدامه للتعبير عن كل من الإشارات المرسل والإشارات المستقبلية.

$$\begin{aligned}
 u(t) &= x(t) + jy(t) \\
 s(t) &= \Re\{u(t)e^{2\pi j f_c t}\} \\
 s(t) &= \Re\{u(t)\} \cos(2\pi f_c t) - \Im\{u(t)\} \sin(2\pi f_c t) \\
 s(t) &= x(t) \cos(2\pi f_c t) - y(t) \sin(2\pi f_c t)
 \end{aligned}
 \tag{1-3}$$

ضمن هذه المعادلات $u(t)$ هي إشارة الحزمة القاعدية العقدية بمركبة موافقة في الطور $x(t)$ ومركبة تربيعية $y(t) = \Im\{u(t)\}$ ، وعرض حزمة B_u واستطاعة P_u . تدعى الإشارة $u(t)$ بالغلاف العقدي أو الإشارة العقدية المكافئة لـ $s(t)$ في حزمة التمرير المنخفض. نطلق على $u(t)$ مصطلح الغلاف العقدي لـ $s(t)$ ذلك أن طولية $u(t)$ هي طولية $s(t)$ وطور $u(t)$ هو طور $s(t)$. يحتوي هذا الطور على أي انزياح يصيب طور الحامل. يعتبر هذا التمثيل معياراً لجميع إشارات حزمة التمرير والتي يحقق عرض حزمتهما الشرط $B \ll f_c$ ، ذلك أنه في هذه الحالة من

الممكن أن يتم التعامل مع الإشارة من خلال $u(t)$ بغض النظر عن التردد الحامل. يمكن حساب الاستطاعة في الإشارة المرسل $s(t)$ من العلاقة $P_t = P_u/2$. تمتلك الإشارة المستقبلية شكلاً مماثلاً:

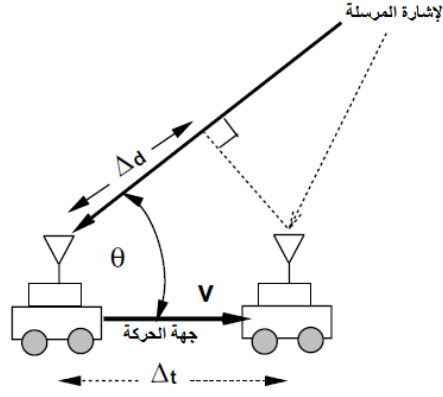
$$r(t) = \Re\{v(t)e^{2\pi j f_c t}\} \quad (2-3)$$

حيث تتعلق إشارة الحزمة القاعدية العقدية $v(t)$ بالقناة التي قامت $s(t)$ بعبورها. بشكل خاص، في حال كانت القناة التي تمر من خلالها الإشارة $s(t)$ متغيرة مع الزمن، يمكن كتابة $v(t)$ على الشكل $v(t) = u(t) * c(t)$ ، حيث $c(t)$ استجابة القناة النبضية المكافئة في حزمة التمرير المنخفض. يمكن أن تحتوي الإشارة المستقبلية على انزياح دوبلر $f_D = v \cos(\theta) / \lambda$ ، حيث θ هي زاوية ورود الإشارة المستقبلية نسبة إلى اتجاه الحركة، و v هي سرعة المستقبل نسبة إلى المرسل في جهة الحركة، و $\lambda = c/f_c$ هي طول موجة الإشارة ($c = 3 \times 10^8 \text{ m/s}$ هي سرعة الضوء).

يبين الشكل التمثيل الهندسي المرافق لانزياح دوبلر. ينتج انزياح دوبلر من حقيقة أن حركة المرسل أو المستقبل ضمن مجال صغير من الزمن Δt يسبب تغير بسيط في المسافة $\Delta d = v \Delta t \cos \theta$ التي يجب على الإشارة المرسل أن تقطعها لتصل إلى المستقبل. يمكن حساب تغير الطور الناجم عن الاختلاف في المسافة من العلاقة $\Delta \phi = 2\pi \Delta t \cos \theta / \lambda$. يمكننا الآن الحصول على تردد دوبلر من خلال العلاقة بين تردد الإشارة والطور:

$$f_D = \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta \phi}{\Delta t} = v \cos \theta / \lambda \quad (3-3)$$

في الحالة التي يتحرك فيها المستقبل باتجاه المرسل، أي أن $-\pi/2 \leq \theta \leq \pi/2$ ، يكون تردد دوبلر موجباً، وفي الحالة المعاكسة يكون تردد دوبلر سالباً. سيتم إهمال حد دوبلر في كل من نموذج الفضاء الحر ونماذج رسم الأشعة، ذلك أن قيمة تردد دوبلر عند سرعة المركبات الاعتيادية (75Km/h) وعند الترددات العملية في الأنظمة النقالة (حول 1GHz) هي بحدود 100Hz. إلا أنه لا بد من إدراج أثر دوبلر في نماذج الخفوت الإحصائية.



الشكل (3-1): التوزيع الهندسي المرافق لانزياح دوبلر.

فقد المسار في القناة:

لنفترض أنه عند إرسال الإشارة $s(t)$ ضمن قناة معطاة باستطاعة P_t كانت الإشارة المستقبلية الموافقة لها هي $r(t)$ وباستطاعة P_r ، وحيث أن P_r هي الناتجة عن الوسطي المأخوذ للتغيرات العشوائية في الإشارة المستقبلية والناتجة عن التظليل. يمكن أن نعرف فقد المسار الخطي للقناة بالنسبة ما بين الاستطاعة المرسلّة والاستطاعة المستقبلية:

$$P_L = \frac{P_t}{P_r} \quad (4-3)$$

ونعرف فقد المسار في القناة على أنه قيمة الـ dB الموافقة لفقد المسار الخطي، أو بشكل مكافئ، هو الفرق بالـ dB بين استطاعتي الإشارة المرسلّة والإشارة المستقبلية:

$$P_L \text{ dB} = 10 \log_{10} \frac{P_t}{P_r} \text{ dB} \quad (5-3)$$

بشكل عام قيمة فقد المسار بالـ dB هي قيمة غير سالبة ذلك أن القناة لا تحتوي على عناصر فعالة، وبالتالي هي فقط تقوم بتخميد الإشارة. يمكن تعريف ربح المسار بالـ dB بالقيمة السالبة لفقد المسار بالـ dB: $P_G = -P_L = 10 \log_{10}(P_r/P_t)$ dB، وهو بشكل عام ذي قيمة سالبة. بسبب التظليل ستحتوي الإشارة المستقبلية على كل من فقد المسار ومركبة عشوائية إضافية ناتجة عن صد الإشارة بالعوائق التي يمكن أن تتواجد في مسار الإشارة.

3. فقد المسار في الفضاء الحر:

ليكن لدينا إشارة تم إرسالها عبر الفضاء الحر إلى مستقبل موجود على مسافة d من المرسل. ولنفترض عدم وجود أية عوائق بين المرسل والمستقبل وأن الإشارة تنتشر عبر خط مستقيم بينهما. يطلق على نموذج القناة المرافق لهذا الانتشار مصطلح قناة خط النظر (LOS)، ويطلق على الإشارة المستقبلية الموافقة بإشارة خط النظر أو شعاع خط النظر. يسبب فقد المسار في الفضاء الحر معامل تقييس عقدي في علاقة الإشارة المستقبلية يعطى بالعلاقة المبينة

$$r(t) = \Re \left\{ \frac{\lambda \sqrt{G_l} e^{-\frac{2\pi j d}{\lambda}}}{4\pi d} u(t) e^{2\pi j f_c t} \right\} \quad (6-3)$$

حيث $\sqrt{G_l}$ هو جداء مخططي إشعاع الحقول لكل من هوائي الإرسال والاستقبال في اتجاه خط النظر. ينتج الانزياح في الطور $e^{-2\pi j d/\lambda}$ عن المسافة d التي تقطعها الموجة. الاستطاعة في الإشارة المرسلية هي P_t ، وبالتالي يمكن صياغة النسبة ما بين الاستطاعة المرسلية والاستطاعة المستقبلية انطلاقاً من العلاقة (6-3) كما يلي:

$$\frac{P_r}{P_t} = \left[\frac{\sqrt{G_l} \lambda}{4\pi d} \right]^2 \quad (7-3)$$

بالتالي، تتناقص استطاعة الإشارة المستقبلية بما يتناسب عكسياً مع مربع المسافة d بين هوائي الإرسال وهوائي الاستقبال. سنرى لاحقاً أنه من أجل نماذج انتشار أخرى للإشارة تتناقص استطاعة الإشارة المستقبلية بشكل أسرع بالنسبة لهذه المسافة. أيضاً تتعلق استطاعة الإشارة المستقبلية بمربع طول الموجة للإشارة، وبالتالي كلما ازداد التردد الحامل، كلما تناقصت استطاعة الإشارة المستقبلية. ينتج هذا التعلق لاستطاعة الإشارة المستقبلية بطول موجة الإشارة λ عن المساحة الفعالة لهوائي الاستقبال. إلا أنه من الممكن تصميم هوائيات موجهة بحيث تصبح الاستطاعة المستقبلية تابع متزايد مع التردد، يمكن أن يتم تحقيق ذلك في الوصلات ذات الاتجاهية العالية. يمكن التعبير عن الاستطاعة المستقبلية بوحدة الـ dBm كما يلي:

$$P_r \text{ dBm} = P_t \text{ dBm} + 10 \log_{10}(G_l) + 20 \log_{10}(\lambda) - 20 \log_{10}(4\pi) - 20 \log_{10}(d) \quad (8-3)$$

نعرف فقد مسار الفضاء الحر بفقد المسار ضمن نموذج الفضاء الحر:

$$P_L \text{ dB} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_t}{P_r} \right) = -10 \log_{10} \frac{G_l \lambda^2}{(4\pi d)^2} \quad (9-3)$$

بالتالي يمكن صياغة ربح مسار الفضاء الحر على الشكل التالي:

$$P_G = -P_L = 10 \log_{10} \frac{G_l \lambda^2}{(4\pi d)^2} \quad (10-3)$$

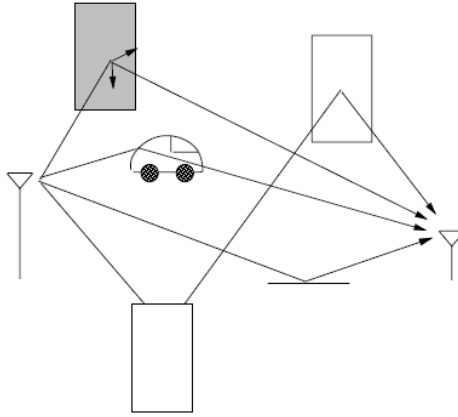
مثال 3-1: ليكن لدينا شبكة لاسلكية محلية داخل الأبنية تعمل على التردد الحامل $f_c=900\text{MHz}$ ، وبخلايا لكل منها نصف قطر يبلغ 100m ، وباستخدام هوائيات غير موجهة. ضمن نموذج فقد المسار في الفضاء الحر، ما هي الاستطاعة المرسلية المطلوبة عند نقطة الوصول بحيث تستقبل جميع الطرفيات ضمن الخلية استطاعة لا تقل عن $10\mu\text{W}$ ؟ وكم ستصبح قيمة هذه الاستطاعة في حال أصبح تردد النظام 5GHz ؟

$$P_t = P_r \left[\frac{4\pi d}{\sqrt{G_t} \lambda} \right]^2$$

الحل: يجب أن نوجد الاستطاعة المرسلية بحيث تستقبل الطرفيات التي تقع على حدود الخلية الاستطاعة الدنيا. بالتالي يمكن صياغة علاقة الاستطاعة المطلوبة انطلاقاً من العلاقة المبينة. بتعويض قيمة $G_t=1$ (هوائيات غير موجهة)، وبتعويض قيمة $\lambda=c/f_c=0.33\text{m}$ ، وبتعويض $d=10\text{m}$ ، وبتعويض $P_r=10\mu\text{W}$ ، نجد أن $P_t=1.45\text{W}=1.61\text{dBW}$. (نذكر بأن P بوحدة الواط تساوي إلى $10\log_{10}[P]$ بالـ dBW ، أي نسبة إلى واحد واط، وتساوي إلى $10\log_{10}[P/0.001]$ بالـ dBm ، أي نسبة إلى واحد ميلي واط). عندما يصبح التردد 5GHz تتغير قيمة طول الموجة فقط لتصبح $\lambda=0.06$ ، وبالتالي $P_t=43.9\text{KW}=16.42\text{dBW}$.

4. رسم الأشعة:

ضمن بيئة المدن الاعتيادية أو البيئة الداخلية الاعتيادية، ستواجه الإشارة الراديوية المرسله من خلال منبع ثابت العديد من العوارض والتي ستقوم بتوليد عدة نسخ من الإشارة بنتيجة عمليات الانعكاس والانعراج والبعثرة التي يمكن أن تطبق على الإشارة المرسله، كما هو واضح في الشكل. من الممكن أن تعاني هذه النسخ الإضافية للإشارة المرسله، والتي تدعى مركبات تعدد المسارات للإشارة، من تخميد في الاستطاعة وتأخير في الزمن وانزياح في الطور و/أو التردد بالنسبة مركبة خط النظر لدى المستقبل. يتم استقبال كل من المركبة المباشرة ومركبات تعدد المسارات لدى المستقبل، وهذا ما سيؤدي غالباً إلى تشوهات في الإشارة المستقبلية نسبة إلى الإشارة المرسله.



الشكل (3-2): مركبات الموجة الناتجة عن كل من الانعكاس والانعراج والتبعثر.

ضمن نماذج رسم الأشعة نفترض وجود عدد منتهي من العواكس معلومة المواقع وذات خواص عازلية معروفة. عند ذلك يمكن إيجاد تفاصيل الانتشار متعدد المسارات باستخدام معادلات مكسويل وتطبيق الشروط الحدية. إلا أن التعقيد الحسابي لهذا الحل يجعل من هذه النماذج غير عملية في الحالة العامة. تعتمد تقنيات رسم الأشعة على تقريب انتشار الأمواج الكهرومغناطيسية من خلال تمثيل الأمواج بجزيئات بسيطة. بالتالي، يمكن تقريب تأثيرات كل الانعكاس والانعراج والتبعثر على الأمواج باستخدام معادلات هندسية بسيطة عوضاً عن معادلات مكسويل للموجة الأكثر تعقيداً. يعتبر الخطأ الناتج عن تقريب رسم الأشعة أصغرياً عندما يبلغ البعد بين المستقبل وأقرب عائق العديد من أطوال موجة، بالإضافة إلى أن تكون العوائق كبيرة نسبة لطول الموجة وبسطوح ناعمة تقريباً. تظهر المقارنة بين طريقة رسم الأشعة والمعطيات المقاسة عملياً أن هذه الطرق توفر نمذجة دقيقة لاستطاعة الإشارة المستقبلية في المناطق النادرة، وعبر شوارع المدن حيث يتم وضع كل من هوائي الإرسال وهوائي الاستقبال بالقرب من الأرض، وضمن المناطق الداخلية التي يمكن ضبط معاملات الانعراج ضمنها بشكل مقبول. لا يمكننا دائماً تمثيل تأثيرات الانتشار وتغيرات الاستطاعة المستقبلية، كما في تشتت التأخير لتعدد المسارات، من خلال تقنيات رسمة الأشعة.

في الحالة التي يكون فيها كل من المرسل والمستقبل والعاكس في حالة ثبات، سيكون تأثير كل من الإشارات المستقبلية من المسارات المتعددة وتأخيراتها نسبة للمسار المباشر ثابتاً. إلا أنه، في الحالة التي يتحرك فيها المرسل أو المستقبل، ستتغير مميزات طرق المسارات المتعددة مع الزمن. يمكن اعتبار هذه التغيرات الزمنية محددة (ليست عشوائية) عندما يكون عدد العواكس ومواقعها ومميزاتها معروف مع الزمن التغيرات الزمنية محددة (ليست عشوائية). وفي حال لم تكن هذه المعلومات موجودة يجب استخدام النماذج الإحصائية. بشكل مشابه، في الحالة التي يكون فيها عدد العواكس كبير جداً أو في حال كانت أسطح العواكس غير ملساء يجب استخدام التقريبات الإحصائية لوضع مميزات الإشارة المستقبلية. من الممكن أيضاً الدمج ما بين نماذج رسم الأشعة والنماذج الإحصائية للخفوت.

يتضمن أكثر نماذج رسم الأشعة عمومية جميع مركبات المسارات المتعددة المتخادمة والمنعرجة والمتبعثرة. يستخدم هذا النموذج جميع الخصائص الهندسية وخصائص العازلية للعوائق التي تحيط بالمرسل والمستقبل. تستخدم البرامج الحاسوبية المرتكزة على رسم الأشعة (مثلاً:

• WISE

• Wireless Valley's SitePlanner

• و Marconi's Planet EV

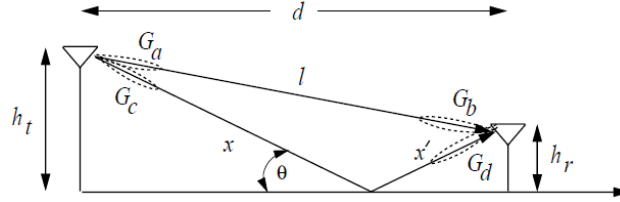
بشكل واسع في عمليات تخطيط الأنظمة لكل من البيئات الداخلية والبيئات الخارجية. في مثل هذه البرمجيات يتم دمج الرسومات الحاسوبية مع الصور الفوتوغرافية الهوائية (في القنوات الخارجية) للحصول على صورة هندسية ثلاثية الأبعاد للبيئة المحيطة.

نماذج رسم الأشعة المدروسة:

فيما يلي سنقوم بتوصيف العديد من نماذج رسم الأشعة التي تختلف فيما بينها بدرجة التعقيد. سنبدأ من نموذج الشعاعين البسيط والذي يعمل على التنبؤ بتغيرات الإشارة الناتجة عن تداخل مركبة خط النظر مع المركبة المنعكسة عن سطح العوائق، كما في طرقات المناطق النادرة والطرقات السريعة. لا يعتبر هذا النموذج مناسباً للبيئات الداخلية. بعد ذلك سننتقل إلى نموذج انعكاس العشر أشعة الذي يتنبأ بتغيرات الإشارة المنتشرة عبر شارع مستقيم أو طريق سريع. أخيراً، سنعمل على توصيف نموذج عام يعمل على التنبؤ بانتشار الإشارة ضمن أي بيئة انتشار. يحتاج نموذج الشعاعين إلى معلومات حول ارتفاعات الهوائيات، بينما يحتاج نموذج العشر أشعة إلى معلومات حول ارتفاعات الهوائيات بالإضافة إلى معلومات عن عرض الطريق أو الشارع، ويحتاج النموذج العام إلى جميع المعاملات السابقة بالإضافة إلى معلومات مفصلة حول الخواص الهندسية وخواص العازلية للعواكس والعوائق المسببة للانعراج والعوائق التي تسبب البعثرة ضمن البيئة المحيطة.

1.4. نموذج الشعاعين:

يستخدم نموذج الشعاعين عندما تكون المركبة المنعكسة عن الأرض هي مركبة تعدد المسارات الأساسية وباستطاعة كافية لإهمال تأثير بقية مركبات تعدد المسارات التي يحتمل تواجدها، كما هو واضح في الشكل. تتألف الإشارة المستقبلة من مركبتين: مركبة أو شعاع خط النظر، وهي بالضبط الإشارة المرسله المنتشرة عبر الفضاء الحر، والمركبة المنعكسة أو الشعاع المنعكس، وهي الإشارة المرسله المنعكسة عن الأرض.



الشكل (3-3): نموذج الشعاعين.

يمكن الحصول على شعاع خط النظر المستقبل من علاقة فقد انتشار الفضاء الحر المبينة. يمثل الشعاع المنعكس في الشكل بالقطعة المستقيمة x والقطعة المستقيمة x' . في حال أهملنا تأثير تخميد الموجة السطحية (وهو تقريب صحيح عندما توضع الهوائيات على مسافة أكبر من بضعة أطوال موجة عن الأرض) يمكن صياغة الإشارة المستقبلة في نموذج الشعاعين بالعلاقة:

$$r_{2ray}(t) = \Re \left\{ \frac{\lambda}{4\pi} \left[\frac{\sqrt{G_l} u(t) e^{-\frac{2\pi j l}{\lambda}}}{l} + \frac{R \sqrt{G_r} u(t - \tau) e^{-\frac{2\pi j (x+x')}{\lambda}}}{x + x'} \right] e^{2\pi j f_c t} \right\} \quad (11-3)$$

حيث $\tau = (x+x'-l)/c$ هو التأخير الزمني للمركبة المنعكسة عن الأرض نسبة إلى مركبة خط النظر، $\sqrt{G_l} = \sqrt{G_a G_b}$ هو جداء المخطط الإشعاعي لحقل هوائي الإرسال والمخطط الإشعاعي لحقل هوائي الاستقبال باتجاه خط النظر، R هو ثابت انعكاس الأرض، و $\sqrt{G_r} = \sqrt{G_c G_d}$ هو جداء المخطط الإشعاعي لحقل هوائي الإرسال والمخطط الإشعاعي لحقل هوائي الاستقبال الموافقة للأشعة ذات الأطوال x و x' على التوالي. يحسب تشتت التأخير في نموذج الشعاعين من التأخير بين شعاع خط النظر والشعاع المنعكس: $(x+x'-l)/c$.

الاستطاعة المستقبلية في نموذج الشعاعين:

في الحالة التي تكون فيها حزمة الإشارة المرسله ضيقة نسبة إلى تشتت التأخير ($\tau \ll B_u^{-1}$) يمكننا أن نستخدم التقريب $u(t) \approx u(t-\tau)$. بهذا التقريب، يمكننا صياغة الاستطاعة المستقبلية في نموذج الشعاعين وفي حالة الإرسال بالحزمة الضيقة كما يلي:

$$P_r = P_t \left[\frac{\lambda}{4\pi} \right]^2 \left| \frac{\sqrt{G_l}}{l} + \frac{R\sqrt{G_r}e^{-j\Delta\phi}}{x+x'} \right|^2 \quad (12-3)$$

حيث $\Delta\phi = 2\pi(x+x'+l)/\lambda$ هو فرق الطور بين مركبتي الإشارة المستقبلية. أثبتت الأبحاث التوافق الكبير بين الحسابات الناتجة عن العلاقة المبينة والقياسات المخوذة عملياً.

تقريبات:

في حال رمزنا بـ d للبعد الأفقي بين الهوائيات، ورمزنا بـ h_t لارتفاع هوائي الإرسال وبـ h_r لارتفاع هوائي الاستقبال، وباستخدام التوصيف الهندسي يمكننا أن نكتب العلاقة المبينة.

$$x + x' - l = \sqrt{(h_t + h_r)^2 + d^2} - \sqrt{(h_t - h_r)^2 + d^2} \quad (13-3)$$

عندما تكون قيمة d كبيرة جداً بالمقارنة مع قيمة المجموع h_t+h_r يمكننا أن نستخدم تقريب سلاسل تايلور لنحصل على العلاقة التالية

$$\Delta\phi = \frac{2\pi(x + x' - l)}{\lambda} \approx \frac{4\pi h_t h_r}{\lambda d} \quad (14-3)$$

يمكن صياغة معامل انعكاس الأرض كما يلي:

$$R = \frac{\sin \theta - Z}{\sin \theta + Z} \quad (15-3)$$

حيث:

$$Z = \begin{cases} \frac{\sqrt{\epsilon_r - (\cos \theta)^2}}{\epsilon_r} & \text{للاستقطاب الشاقولي} \\ \sqrt{\epsilon_r - (\cos \theta)^2} & \text{للاستقطاب الأفقي} \end{cases} \quad (16-3)$$

حيث ϵ_r هو ثابت العازلية للأرض. في الحالة التي يكون لدينا فيها أرض صرفة وفي حالة أسطح الطرقات يمكن تقريب قيمة هذا الثابت إلى تلك الموافقة لعازل مثالي (حيث ϵ_r ذي قيمة حقيقية وتبلغ قيمته حوالي 15).

المعادلة تقريبية لاستطاعة الإشارة المستقبلية:

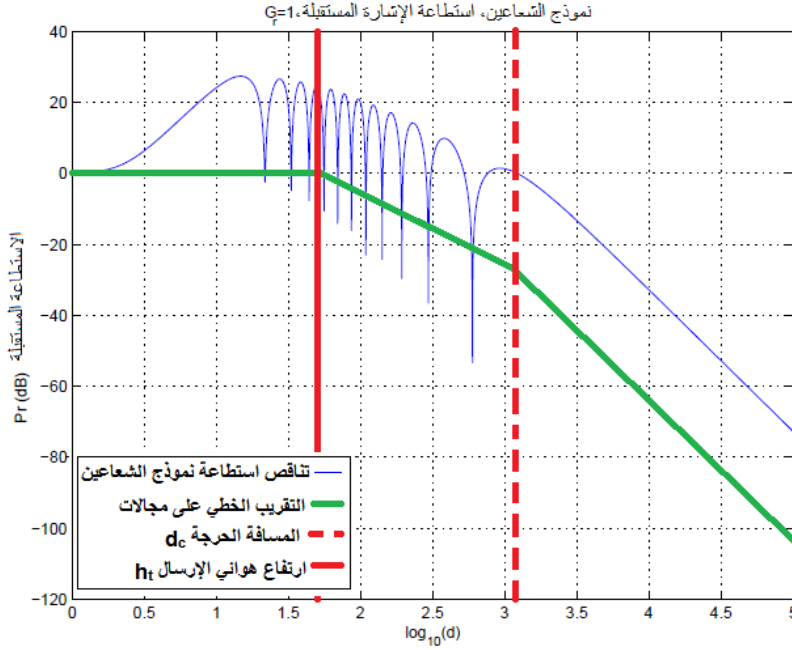
إذاً، حتى الآن رأينا من خلال الشكل (3-3) والمعادلة (15-3) أنه من أجل قيمة كبيرة لـ d ، لدينا التقريبات $x+x' \approx d$ ، $\theta \approx 0$ ، $G_r \approx G_l$ ، و $R \approx -1$. بتعويض جميع هذه التقريبات في المعادلة نحصل على معادلة تقريبية لاستطاعة الإشارة المستقبلية يمكن استخدامها ضمن هذه الشروط المقاربة، وهي:

$$P_r \approx P_t \left[\frac{\lambda\sqrt{G_l}}{4\pi d} \right]^2 \left[\frac{4\pi h_t h_r}{\lambda d} \right]^2 = P_t \left[\frac{h_t h_r \sqrt{G_l}}{d^2} \right]^2 \quad (17-3)$$

وهي ما يمكن كتابتها بوحدة الـ dB كما يلي:

$$P_r \text{ dBm} = P_t \text{ dBm} + 10 \log_{10}(G_t) + 20 \log_{10}(h_t h_r) - 40 \log_{10}(d) \quad (18-3)$$

بالتالي، ضمن شرط المقاربة من قيم كبيرة لـ d ، تتناقص الاستطاعة المستقبلية بشكل متعكس مع القوة من المرتبة 4 للمسافة d وهي لا تتعلق بطول الموجة λ . في هذه الحالة لا تتعلق الإشارة المستقبلية بطول الموجة λ ذلك أن دمج المسار المباشر مع المسار المنعكس يشابه في أثر الأثر الناتج عن مصفوفة هوائيات، وليس من الضرورة عند استخدام الهوائيات الموجهة أن تتناقص استطاعة الإشارة المستقبلية مع زيادة التردد.



الشكل (3-4): الاستطاعة المستقبلية بدلالة المسافة في نموذج الشعاعين.

يبين الشكل منحنى العلاقة بدلالة المسافة، وذلك من أجل $f=900\text{MHz}$ ، $R=-1$ ، $h_t=50\text{m}$ ، $G_t=1$ ، $G_r=1$ ، $h_r=2\text{m}$ ، بالإضافة إلى تقييس الاستطاعة المرسله بحيث يبدأ الرسم من القيمة 0dBm .

يمكن تقسيم هذا المنحنى إلى ثلاثة أقسام. في حالة المسافات الصغيرة ($d < h_t$): يتم جمع الشعاعين بشكل إيجابي ويصبح فقد المسار مسطحاً بشكل خشن. بشكل أدق، يتناسب فقد المسار في هذه الحالة مع النسبة $1/(d^2 + h_t^2)$ ذلك أنه، من أجل هذه المسافات الصغيرة، تغطي المسافة ما بين المرسل والمستقبل بالعلاقة $l = \sqrt{d^2 + (h_t - h_r)^2}$ وبالتالي $1/l^2 \approx 1/(d^2 + h_t^2)$ من أجل $h_t \gg h_r$ ، والتي هي غالباً ما تتحقق عملياً. بالنسبة للمسافات التي تتجاوز h_t ولا تتجاوز مسافة حدية معينة d_0 ، تعاني من الموجة من تداخلات مفيدة وتداخلات مضيئة بين كل من الشعاعين، مما يؤدي إلى ظهور تسلسل من القيم الحدية العظمى والصغرى في شكل الموجة. تشكل هذه القيم العظمى والصغرى ما أسميناه بخفوت النطاق الضيق أو خفوت تعدد المسارات. يتم الوصول إلى آخر نهاية عظمى عند المسافة

الحدية d_c ، $d > d_c$ بعد ذلك تبدأ استطاعة الإشارة بالتناقص بما يتناسب مع d^{-4} . السبب وراء الانهيار السريع لاستطاعة الإشارة مع المسافة هو أنه في الحالة التي تتحقق فيها العلاقة $d > d_c$ تجمع المركبتان بشكل مسيء دائماً، أي أنهما متباعدتان في الطور بقيمة π على الأقل.

يمكن الحصول على تقريب لقيمة d_c بجعل $\Delta\phi = \pi$ في المعادلة المبينة لنحصل على $d_c = 4h_t h_r / \lambda$. من الممكن أن نقوم بتقريب تناقص الاستطاعة مع المسافة ضمن نموذج الشعاعين من خلال أخذ الوسطي ما بين النهايات العظمى والنهايات الصغرى الخاصة بها. بنتيجة ذلك سنحصل على نموذج خطي على مجالات مؤلف من ثلاثة مقاطع، وهو مبين في الشكل بعد إضافة إزاحة بسيطة عن منحنى تناقص الاستطاعة الفعلي بهدف توضيح الرسم. في المقطع الأول يكون تناقص الاستطاعة ثابتاً ويتناسب مع $1/(d^2 + h_t^2)$ ، وعندما تكون المسافة أكبر من h_t وأقل من d_c تتناقص الاستطاعة بمقدار -20dB/decade ، أما في حال تجاوزت المسافة قيمة d_c فتتناقص الاستطاعة بمقدار -40dB/decade .

يمكن أن يتم استخدام المسافة الحرجة d_c أثناء تصميم الأنظمة. مثلاً، في حال تمت نمذجة الانتشار ضمن نظام خليوي بأنه يتبع نموذج الشعاعين فيجب أن يساوي نصف قطر الخلية إلى المسافة الحرجة، إذ أنه عند ذلك سيكون فقد المسار الخاص بالتداخل خارج الخلية أكبر بكثير من فقد المسار الخاص بالإشارة المرغوبة ضمن الخلية. إلا أنه، تحديد نصف قطر الخلية بقيمة d_c من الممكن أن يعطي خلايا ذات حجومات كبيرة جداً كما يبين الشكل وكما سيتبين ضمن المثال الذي سنراه لاحقاً. بما أن الخلايا الأصغر مرغوبة أكثر، بهدف زيادة سعة النظام وتخفيض استطاعة المرسل، عادة ما تكون أنصاف أقطار الخلايا أقل بكثير من المسافة d_c . بالتالي، عند استخدام نموذج الشعاعين، تتناقص الاستطاعة ضمن الخلايا الصغيرة نسبياً مع مربع المسافة. أكثر من ذلك، نادراً ما تتم نمذجة الانتشار في الأنظمة الخليوية بنموذج الشعاعين، ذلك أنه من النادر حذف الأشعة المعكوسة في جميع الاتجاهات.

مثال 3-2: أوجد المسافة الحرجة ضمن نموذج الشعاعين عند تطبيقه على خلية ميكروية في بيئة مدينة ($h_t=10\text{m}$, $h_r=3\text{m}$) وخلية ميكروية في بيئة داخلية ($h_t=3\text{m}$, $h_r=2\text{m}$) وذلك عند التردد $f_c=2\text{GHz}$.

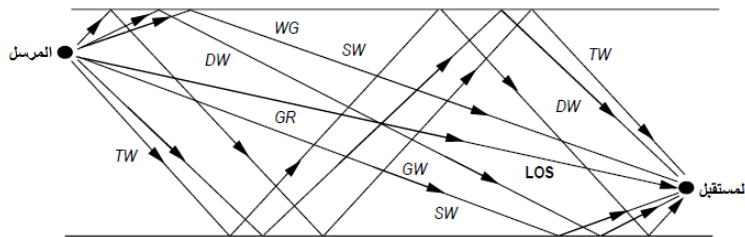
الحل: في حالة الخلية الميكروية ضمن المدينة نجد أن $d_c = 4h_t h_r / \lambda = 800\text{m}$ ، وفي حالة الخلية الميكروية في البيئة الداخلية نجد أن $d_c = 160\text{m}$. ضمن نظام خلايا ميكروي وفي بيئة مدينة يعتبر نصف القطر 800m للخلية الواحدة كبير نوعاً ما: حالياً يتم تصميم الخلايا الميكروية ضمن المدن بحيث يكون نصف قطر من رتبة الـ 100m لتحقيق سعة نظام عالية. إلا أنه، في حال قمنا بتحديد نصف القطر ليكون 800m ضمن معاملات النظام المذكورة، ستتناقص استطاعة الإشارة المستقبلية بالتناسب مع d^2 ضمن الخلية، وستتناقص التداخل القادم من الخلايا المجاورة بالتناسب مع d^4 ، مما يعني أن هذا التداخل سيتم تخفيضه بشكل كبير. بشكل مشابه، تعتبر القيمة 160m كبيرة جداً لنصف

قطر الخلية في البيئة الداخلية، إذ أنه سيكون هناك العديد من الجدران التي يجب على الإشارة أن تجتازها ضمن خلية لها نصف قطر بهذه القيمة. بالتالي يكون نصف قطر الخلية ضمن البيئة الداخلية أقل من ذلك عملياً، حيث يتراوح ما بين 10 و20m.

2.4. نموذج العشرة الأشعة (مجرى عازل):

سنقوم الآن بدراسة نموذج تم تصميمه للخلايا الميكروية ضمن المدن. يفترض هذا النموذج أن الشوارع مستقيمة الخطوط (شوارع مسطحة تتقاطع بزوايا 90^0) مع وجود أبنية على جانبي الشارع، ويفترض أن موقع كل من هوائي الإرسال وهوائي الاستقبال قريب من مستوى الشارع. تتصرف هذه الشوارع وبسبب الأبنية على الجانبين وكأنها مجرى عازل للإشارة المنتشرة. نظرياً، سيصل إلى المستقبل عدد لا نهائي من الأشعة المنعكسة عن واجهات الأبنية الموجودة بين المرسل والمستقبل؛ بالإضافة إلى ذلك، من الممكن أيضاً أن تنعكس الأشعة عن الأبنية التي تقع خلف المرسل أو خلف المستقبل. إلا أنه وبما أن جزء من طاقة الإشارة سينتدب عند كل انعكاس، بشكل عام من الممكن إهمال طرق الإشارة الموافقة لأكثر من ثلاثة انعكاسات. أيضاً، في الحالة التي يكون فيها توضع الشارع بشكل مستقيم نسبياً، يتم عادة إهمال الانعكاسات التي تتم خلف الهوائيات. تظهر القياسات العملية مدى تقارب نموذج انعكاسات العشرة أشعة مع انتشار الإشارة خلال مجرى عازل. يتضمن هذا النموذج جميع الأشعة التي تحتوي على انعكاس، انعكاسين، أو ثلاثة انعكاسات: بشكل أدق، يتضمن النموذج كل من:

1. خط النظر (LOS)،
 2. الشعاع المنعكس عن الأرض (GR)
 3. الشعاع المنعكس عن جدار واحد (SW)
 4. الشعاع المنعكس عن جدار مزدوج (DW)
 5. الشعاع المنعكس عن ثلاثة جدران (TW)
 6. الشعاع المنعكس عن الأرض ثم جدار (GW) وبالعكس (WG)
- هناك شعاعين من كل طريق يحتوي على انعكاس عن الجدار، واحد لكل جانب من الطريق.



الشكل (3-5): نظرة عامة لنموذج العشرة أشعة.

علاقة الإشارة المستقبلية في نموذج العشر أشعة:

يمكن أن نكتب علاقة الإشارة المستقبلية في نموذج العشر أشعة كما يلي:

$$r_{10ray}(t) = \Re \left\{ \frac{\lambda}{4\pi} \left[\frac{\sqrt{G_l} u(t) e^{-\frac{2\pi j l}{\lambda}}}{l} + \sum_{i=1}^9 \frac{R_i \sqrt{G_{x_i}} u(t - \tau_i) e^{-\frac{2\pi j x_i}{\lambda}}}{x_i} \right] e^{2\pi j f_c t} \right\} \quad (19-3)$$

حيث تمثل x_i طول المسار للشعاع المنعكس رقم i ، و $\tau_i = (x_i - l)/c$ ، و $\sqrt{G_{x_i}}$ هو جداء ربح هوائي الإرسال و ربح هوائي الاستقبال الموافق للشعاع رقم i . من أجل كل شعاع من الأشعة المنعكسة، يمكن أن يكون المعامل R_i معامل انعكاس وحيد يحسب من العلاقة المبينة أو، في الحالة التي يكون فيها المسار مؤلف من عدة انعكاسات، أن يكون نتيجة جداء عوامل الانعكاس الموافقة لكل انعكاس. ثوابت العازلية في العلاقة المبينة هي تقريباً تساوي إلى ثابت العازلية للأرض، أي أن $\epsilon_r = 15$ يمكن أن تستخدم في حساب جميع القيم R_i . في حال فرضنا من جديد النموذج ضيق الحزمة بحيث يتحقق $u(t) \approx u(t - \tau_i)$ من أجل أي قيمة i ، يمكن إعادة كتابة الاستطاعة المستقبلية انطلاقاً من العلاقة المبينة أعلى الشريحة على الشكل التالي:

$$P_r = P_t \left[\frac{\lambda}{4\pi} \right]^2 \left| \frac{\sqrt{G_l}}{l} + \sum_{i=1}^9 \frac{R_i \sqrt{G_{x_i}} e^{-j\Delta\phi_i}}{x_i} \right|^2 \quad (20-3)$$

حيث $\Delta\phi_i = 2\pi(x_i - l)/\lambda$.

عملياً يتناسب تناقص الاستطاعة مع المسافة في كل من نموذج العشر أشعة والقياسات العملية داخل المدن سواء تم وضع هوائي الإرسال أعلى سطح الأبنية أم أخفض منه مع d^{-2} ، وذلك محقق حتى في المسافات البعيدة. أكثر من ذلك، لا يتعلق هذا التناقص بارتفاع هوائي الإرسال. يُعزى تناقص الاستطاعة مع مربع المسافة إلى قوة أشعة تعدد المسارات التي تتناقص مع d^{-2} ، بالنسبة للأشعة الناتجة عن الدمج ما بين مركبة خط النظر والأشعة المنعكسة عن الأرض (نموذج الشعاعين)، والتي تتناقص مع d^{-4} . تبين الدراسات العملية الأخرى أن الاستطاعة تتناقص مع المسافة بما يتناسب مع $d^{-\gamma}$ حيث γ تأخذ قيمتها ما بين 2 و 6.

3.4. رسم الأشعة العام:

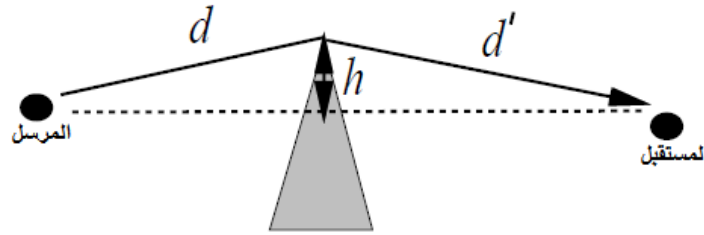
:GRT

من الممكن استخدام رسم الأشعة العام (GRT) للتنبؤ بقوة الحقل وتشتت التأخير لأي توزيع أبنية وتوضع هوائيات. ضمن هذا النموذج، يجب تحديد كل من قاعدة معطيات الأبنية (الارتفاع، الموقع،

وخواص العازلية) ومواقع هوائيات الإرسال الاستقبال نسبة إلى الأبنية بدقة. بما أن هذه المعلومات تختلف باختلاف الموقع، لا يتم استخدام النموذج GRT للحصول على نتائج نظرية حول أداء النظام وكيفية توزيعه؛ فهو يتم استخدامه من أجل توصيف الآليات الأساسية للانتشار ضمن المدن، كما أنه من الممكن أن يتم استخدامه للحصول على معلومات عن قوة الإشارة من أجل توضع محدد للمرسل والمستقبل ضمن بيئة محددة.

تستخدم طريقة الـGRT الضوء الهندسي بغية رسم انتشار خط النظر ومركبات الإشارة المعكوسة، بالإضافة إلى مركبات الإشارة الناتجة عن الانعراج عن سطح الأبنية والناتجة عن التبعثر. ليس هناك حد أعظمي لعدد مركبات تعدد المسارات التي يتم أخذها بعين الاعتبار لدى موقع المستقبل: يتم تحديد قوة كل مركبة بشكل منفرد اعتماداً على مواقع الأبنية وخواص العازلية. بشكل عام، تعتبر كل من مركبة خط النظر والمسارات المنعكسة المركبات الأساسية والمسيطرة في الإشارة المستقبلية، ذلك أن الفقد في المركبات الناتجة عن الانعراج والتبعثر أعلى بكثير من الفقد الناتج عن الانعكاس والمسار المباشر. إلا أنه، في المناطق القريبة من السطوح المسببة للانعراج والتبعثر، والتي من الممكن أن تسبب قطع للمسار المباشر والأشعة المنعكسة، تعتبر مركبات تعدد المسارات الأخرى هي المسيطرة.

الانعراج:



الشكل (3-6): الانعراج بحافة السكين.

رأينا سابقاً كيف يمكن نمذجة كل من مركبة خط النظر والمسارات المنعكسة. يحدث الانعراج عندما تنحرف الموجة المرسله حول جسم خلال مسارها إلى المستقبل، كما هو واضح في الشكل. ينتج الانعراج عن العديد من الظواهر، بما في ذلك انحناءات سطح الأرض، الهضاب أو البنية الغير منتظمة للتضاريس، حواف الأبنية، أو العوائق التي تقوم بصد مسار خط النظر بين المرسل والمستقبل. من الممكن توصيف الانعراج بشكل دقيق باستخدام نظرية الانعراج الهندسية (GTD)، إلا أن تعقيد هذه الطريقة قلل من استخدامها في نمذجة القناة اللاسلكية. بسطت نظرية انعراج الـGTD النظرية GTD بافتراض أن الجسم الذي يسبب الانعراج هو بشكل وتد بدلاً من الأشكال الأكثر عمومية. تم استخدام هذا النموذج في توصيف الآلية التي يتم من خلالها انعراج الإشارات حول زوايا الشوارع، وهو ما يتسبب بفقد مسار من الممكن أن يصل إلى 100dB من أجل بعض زوايا الورد على الورد. بالرغم من أن نظرية انعراج الورد قامت بتبسيط النظرية GTD إلا أنها لا زالت تتطلب

حل عددي لفقد المسار وبالتالي لا يتم استخدامها عموماً. يعتبر نموذج الانعراج بحافة سكين فريزل الأكثر شيوعاً في نمذجة الانعراج نظراً لبساطته. وهو ما يبينه الشكل، حيث يفترض أن الجسم الذي يسبب الانعراج هو جسم رفيع تقريباً، وهذا يخالف حالة الهضاب، التضاريس الغليظة، أو الأوتاد المسببة للانعراج. بشكل خاص، لا يأخذ هذا النموذج معاملات الجسم المسبب للانعراج كالاستقطاب والناقلية وخشونة السطح بعين الاعتبار، وهذا ما قد يؤدي إلى عدم الدقة. يبين التوزيع الهندسي في الشكل أن الإشارة المنعرجة تجتاز مسافة $d+d'$ مما يؤدي إلى انزياح طور بمقدار $\phi=2\pi(d+d')$. أيضاً يبين التوزيع الهندسي في الشكل أنه من أجل قيم صغيرة لـ h بالنسبة لـ d و d' ، يجب على الإشارة أن تجتاز مسافة إضافية نسبة إلى مسار خط النظر والتي يمكن أن تعطى بشكل تقريبي بالعلاقة:

$$\Delta d = \frac{h^2}{2} \frac{d + d'}{dd'}$$

ويمكن حساب انزياح الطور الموافق نسبة إلى مسار خط النظر من العلاقة:

$$\Delta \phi = \frac{2\pi \Delta d}{\lambda} = \frac{\pi}{2} v^2 \quad (21-3)$$

حيث:

$$v = h \sqrt{\frac{2(d + d')}{\lambda dd'}} \quad (22-3)$$

وهو ما يدعى بمعامل انعراج كيرشوف وفريزل.

فقد المسار الناتج عن الانعراج بحافة السكين:

بشكل عام يتبع فقد المسار المترافق مع انعراج حافة السكين لـ v . إلا أن عملية حساب فقد مسار الانعراج لمثل هذه الحالة هي عملية معقدة نوعاً ما، إذ أنها تتطلب استخدام مبدأ Huygen، مناطق فريزل، وتكامل فريزل العقدي. أكثر من ذلك، عموماً لا يمكن إيجاد علاقة مباشرة لفقد الانعراج الذي ينتج عن هذه الظاهرة. قام Lee بإيجاد تقريب لفقد المسار الناتج عن الانعراج بحافة السكين (بوحدة الـ dB) نسبة إلى فقد مسار خط النظر وهو المبين في العلاقة

$$L(v)dB = \begin{cases} 20 \log_{10}[0.5 - 0.62v] & -0.8 \leq v < 0 \\ 20 \log_{10}[0.5e^{-0.95v}] & 0 \leq v < 1 \\ 20 \log_{10} \left[0.4 - \sqrt{0.1184 - (0.38 - 0.1v)^2} \right] & 1 \leq v < 2.4 \\ 20 \log_{10}[0.225/v] & v > 2.4 \end{cases} \quad (23-3)$$

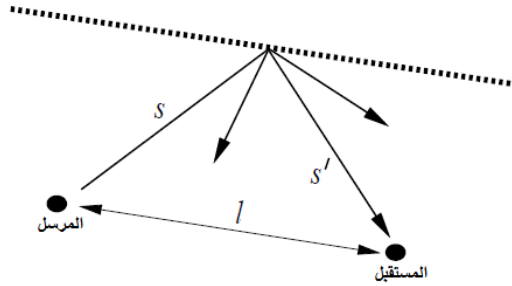
يمكن صياغة الإشارة المستقبلية التي تعاني من الانعراج ضمن نموذج الانعراج بحافة السكين على الشكل التالي:

$$r(t) = \Re \left\{ L(v) \sqrt{G_d} u(t - \tau) e^{-\frac{2\pi j(d+d')}{\lambda}} e^{2\pi j f_c t} \right\} \quad (24-3)$$

حيث $\sqrt{G_d}$ هو ربح الهوائي و $\tau = \Delta d/c$ هو التأخير المترافق مع الشعاع المنعرج نسبة إلى مسار خط النظر.

التبعثر:

بالإضافة إلى الأشعة التي تعاني من انعراج لمرة واحدة من الممكن أن يوجد مركبات ضمن الإشارة المستقبلية ناتجة عن عدة ظواهر انعراج متعاقبة، وأيضاً من الممكن أن تتواجد مركبات ضمن الإشارة المستقبلية ناتجة عن عمليات انعكاس وانعراج ضمن مسارها. هناك بعض النماذج التي تم تصميمها بحيث تأخذ بعين الاعتبار جميع الترتيب الممكنة لعمليات الانعراج والانعكاس؛ إلا أنه، عموماً، التخمين الذي يصيب هذه المركبات عالٍ جداً مما يجعلها مهملة أمام الضجيج. من الممكن أيضاً أن يتم تخصيص نماذج الانعراج لتلائم بيئة محددة. مثلاً، تم تصميم نموذج خاص بالانعراج عن أسطح المنازل والأبنية ضمن الأنظمة الخليوية من قبل Bertoni و Walfisch.



الشكل (3-7): التبعثر.

يتناسب فقد المسار للشعاع الناتج عن التبعثر والموضح بالشكل بالمقاطع s و s' مع جداء كل من s و s' . يأتي هذا التعلق بالجداء من فقد التشتت الإضافي الذي يعاني منه الشعاع بنتيجة عملية التبعثر. يمكن إيجاد علاقة الإشارة المستقبلية الناتجة عن شعاع متبعثر باستخدام معادلة الرادار:

$$r(t) = \Re \left\{ u(t - \tau) \frac{\lambda \sqrt{G_s} \sigma e^{-\frac{2\pi j(s+s')}{\lambda}}}{(4\pi)^{3/2} s s'} e^{2\pi j f_c t} \right\} \quad (25-3)$$

حيث:

• $\tau = (s+s'-l)/c$ هو التأخير المترافق مع الشعاع المتبعثر

- σ (وواحدتها m^2) مساحة المقطع الراداري للجسم المُبعثر (وهي تتعلق بكل من خشونة وحجم وشكل الجسم المُبعثر)
- $\sqrt{G_s}$ هو ربح الهوائي.

يفترض هذا النموذج أن الإشارة تنتشر من المرسل باتجاه الجسم المُبعثر ضمن نموذج انتشار الفضاء الحر، ومن ثم يتم إشعاع الإشارة من الجسم المُبعثر باستطاعة إرسال تساوي إلى الاستطاعة المستقبلية لدى الجسم المُبعثر بعض ضربها بالمعامل σ . انطلاقاً من العلاقة المبينة يمكن أن نجد فقد المسار المترافق مع الشعاع المنعرج كما العلاقة التالية:

$$P_r dBm = P_t dBm + 10 \log_{10}(G_s) + 20 \log_{10}(\lambda) + 10 \log_{10}(\sigma) - 30 \log_{10}(4\pi) - 20 \log_{10}(s) - 20 \log_{10}(s') \quad (26-3)$$

تم تحديد القيم العملية للمقدار $10 \log_{10}(\sigma)$ لأبنية مختلفة في عدة مدن. تبين النتائج أن قيمة $10 \log_{10}(\sigma)$ تتراوح ما بين $-4.5 dBm^2$ و $55.7 dBm^2$ ، حيث dBm^2 تمثل قيمة الـ dB لقياسات σ بالنسبة لواحد متر مربع.

علاقة الإشارة المستقبلية:

يمكن تحديد الإشارة المستقبلية من خلال تركيب جميع المركبات الناتجة عن الأشعة المتعددة. بالتالي، في حال كان لدينا

- شعاع خط النظر
- N_r شعاع منعكس
- N_d شعاع منعرج
- N_s شعاع ناتج عن التبعثر

يمكن صياغة الإشارة المستقبلية كما هو موضح:

$$r_{total}(t) = \Re \left\{ \left[\frac{\lambda}{4\pi} \right] \left[\frac{\sqrt{G_l} u(t) e^{\frac{2\pi j l}{\lambda}}}{l} + \sum_{i=1}^{N_r} \frac{R_{x_i} \sqrt{G_{x_i}} u(t - \tau_i) e^{-\frac{2\pi j x_i}{\lambda}}}{x_i} + \sum_{j=1}^{N_d} L_j(v) \sqrt{G_{d_j}} u(t - \tau_j) e^{-\frac{2\pi j (d_j + d'_j)}{\lambda}} + \sum_{k=1}^{N_s} u(t - \tau_k) \frac{\lambda \sqrt{G_{s_k}} \sigma_k e^{\frac{2\pi j (s_k + s'_k)}{\lambda}}}{s_k s'_k} \right] e^{2\pi j f_c t} \right\} \quad (27-3)$$

حيث τ_i ، τ_j ، و τ_k هي التأخيرات الزمنية للأشعة المعطية الناتجة عن عمليات الانعكاس والانعراج والتبعثر على التوالي منسوبة إلى التأخير الزمني الخاص بشعاع خط النظر، كما تم تعريفه سابقاً. من

الممكن الآن الحصول على كل من الاستطاعة المستقبلية P_r وفقد المسار الموافق لها P_r/P_t انطلاقاً من هذه العلاقة.

من الممكن أن يكون هناك معامل تخميد إضافي لأي من هذه المركبات الناتجة عن تعدد المسارات في حال تم إعاقة مسار الانتشار بالأبنية أو عوارض أخرى. في هذه الحالة، يجب ضرب معامل التخميد الخاص بالجسم العارض بقدر مسار المركبة ضمن العلاقة. تختلف قيمة فقد التخميد بشكل واسع تبعاً للمادة التي صنع منها العارض وتبعاً لعمق هذا العارض. سنقوم لاحقاً بالحديث عن النماذج الخاصة بالفقد العشوائي الناتج عن التخميد.

4.4. الوسطي المحلي للاستطاعة المستقبلية:

يرتبط فقد المسار المحسوب من خلال جميع نماذج رسم الأشعة بموقع ثابت لكل من المرسل والمستقبل. بالإضافة إلى ذلك، من الممكن استخدام نماذج رسم الأشعة في حساب الوسطي المحلي للاستطاعة المستقبلية \bar{P}_r بالقرب من موقع المستقبل بإضافة مربع طويلة جميع الأشعة المستقبلية. بهذه الطريقة يتم أخذ الوسطي للتغيرات المحلية المكانية الناتجة عن تغيرات الطور حول الموقع المحدد. يعتبر الوسطي المحلي للاستطاعة المستقبلية مؤشراً جيداً لجودة الوصلة وغالباً ما يستخدم ضمن وظائف الأنظمة الخليوية كالتحكم بالاستطاعة والتخلي.

5. نماذج فقد المسار العملية:

تعمل معظم أنظمة الاتصال النقالة ضمن ظروف انتشار معقدة، وبالتالي لا يمكن الحصول على نتائج دقيقة في حال تم استخدام نموذج فقد مسار الفضاء الحر أو نماذج رسم الأشعة. خلال الأعوام الماضية تم تطوير عدد من نماذج فقد المسار بهدف التنبؤ بقيمة هذا الفقد ضمن بيئات لاسلكية عملية كالخلايا الماكروية الكبيرة ضمن المدن، والخلايا الميكروية ضمن المدن بالإضافة إلى الانتشار داخل الأبنية. تركز هذه النماذج بشكل أساسي على القياسات العملية عند مسافة محددة وضمن مجال ترددي محدد وضمن منطقة جغرافية محددة أو بناء محدد. إلا أنه لا ينحصر استخدام هذه النماذج على البيئات التي تم أخذ القياسات العملية ضمنها، وهذا ما يجعل إمكانية الحصول على دقة مقبولة عند تطبيق هذه النماذج العملية ضمن بيئات أعم مسألة بحثية. ومع ذلك، العديد من الأنظمة اللاسلكية يستخدم هذه النماذج كأساس في تحليل الأداء. سنبدأ الآن بالنماذج الشائعة للخلايا الميكروية ضمن المدينة ومن ثم سنقوم بتوصيف نماذج أحدث للخلايا الميكروية في ظروف الانتشار خارج الأبنية وداخلها.

النماذج التحليلية والنماذج العملية:

تعتمد النماذج التحليلية على توصيف النسبة P_r/P_t كتابع للمسافة، أي أنه يتم تحديد فقد المسار بشكل جيد. بالمقابل، تحتوي القياسات العملية للنسبة P_r/P_t كتابع للمسافة على كل من فقد المسار، التظليل، وتعدد المسارات. لإزالة تأثيرات تعدد المسارات، عملياً تركز النماذج العملية على أخذ الوسطي لقياسات الاستطاعة المستقبلية وفقد المسار الموافق لها عند مسافة محددة على عدة أطوال موجة. يدعى وسطى فقد المسار المحسوب بهذه الطريقة باسم التخمين الوسطي المحلي (LMA) عند مسافة d ، وهو بشكل عام يتناقض مع المسافة d نتيجة لفقد المسار في الفضاء الحر والعوائق الموجودة في طريق الإشارة. تتعلق قيمة الـ LMA في بيئة محددة (كمدينة مثلاً) بموقع كل من المرسل والمستقبل الذي تم اختياره أثناء القيام بقياسات LMA. لتوصيف LMA بشكل أكثر شمولية، عملياً يتم أخذ القياسات في مناطق مختلفة من البيئة المدروسة، ومن الممكن أن يتم أخذ القياسات في عدة بيئات بميزات متشابهة. بالتالي، يمكن تعريف فقد المسار العملي، ويرمز له بالرمز $P_L(d)$ ، في بيئة محددة (مثلاً مدينة، منطقة قليلة الأبنية، أو بناء مكاتب) بوسطى قياسات LMA عند المسافة d ، وبحيث يتم أخذ الوسطي على جميع القياسات التي أخذت ضمن البيئة المعطية. جميع نماذج فقد المسار العملية التي سنراها لاحقاً تم الحصول عليها من وسطى قياسات LMA.

1.5. نموذج Okumura:

أحد أكثر النماذج شيوعاً للتنبؤ بالإشارة ضمن الخلايا الماكروية الضخمة في المدن هو نموذج Okumura. يمكن تطبيق هذا النموذج ضمن مسافات من 1 إلى 100km وضمن المجال الترددي من 150 وحتى 1500MHz.

استخدم Okumura مجموعة كبيرة من القياسات لتخميد الإشارة الصادرة عن محطة قاعدية باتجاه مستخدم متحرك ضمن العديد من المناطق في طوكيو، وبنتيجة ذلك قام بتطوير مجموعة من المنحنيات تعطي وسيط التخميد نسبة إلى الفضاء الحر عند انتشار الإشارة ضمن منطقة تضاريس غير منتظمة. استخدم Okumura في قياساته ارتفاعات مختلفة للمحطة القاعدية حيث تراوحت ما بين 30 و 100m، ونلاحظ هنا أن القيمة العظمى التي استخدمها Okumura تتجاوز القيم المستخدمة عملياً في المحطات القاعدية التابعة لنظم الاتصالات النقالة الحالية. يمكن صياغة علاقة Okumura لفقد المسار العملي عند مسافة d وبدلالة التردد الحامل f_c على الشكل التالي:

$$P_L(d) \text{ dB} = L(f_c, d) + A_{mu}(f_c, d) - G(h_t) - G(h_r) - G_{AREA} \quad (28-3)$$

حيث:

- $L(f_c, d)$ هو فقد مسار الفضاء الحر عند المسافة d وتردد الحامل f_c
- $A_{mu}(f_c, d)$ هو وسيط التخميد بالإضافة إلى فقد مسار الفضاء الحر والمأخوذ على جميع البيئات
- $G(h_t)$ معامل ربح ارتفاع هوائي المحطة القاعدية
- $G(h_r)$ معامل ربح ارتفاع هوائي الجسم النقال، و
- G_{AREA} هو ربح ناتج عن نمط البيئة التي يتم فيها الانتشار

يمكن الحصول على قيم كل من $A_{mu}(f_c, d)$ و G_{AREA} من مخططات Okumura العملية.

العلاقات التالية هي العلاقات التي قام Okumura باشتقاقها انطلاقاً من القياسات العملية لكل من $G(h_t)$ و $G(h_r)$:

$$G(h_t) = 20 \log_{10}(h_t/200) \quad 30m < h_t < 1000m \quad (29-3)$$

$$G(h_r) = \begin{cases} 10 \log_{10}(h_r/3) & h_r \leq 3m \\ 20 \log_{10}(h_r/3) & 3m < h_r \leq 10m \end{cases} \quad (30-3)$$

تم اشتقاق معاملات تصحيح تتعلق بالتضاريس بهدف زيادة دقة النموذج. يحتوي نموذج Okumura على انحراف معياري يقدر بحوالي 10 إلى 14dB بين فقد المسار المحسوب انطلاقاً من النموذج وفقد المسار المترافق مع أحد القياسات المستخدمة في اشتقاق النموذج.

2.5. نموذج Hata:

هو عبارة عن صياغة لعلاقة فقد المسار العملية البيانية التي قام Okumura باشتقاقها انطلاقاً من القياسات العملية، وبالتالي فإن نموذج Hata قابل للاستخدام (بشكل خشن) على نفس المجال من الترددات ابتداءً من 150 وحتى 1500MHz. يتيح هذا النموذج العملي تبسيط حسابات فقد المسار لارتكازه على علاقة مباشرة وعدم اعتماده على منحنيات عملية للمعاملات الموجودة ضمنه.

فيما يلي العلاقة المعيارية لفقد المسار العملي في المناطق المدنية بناء على نموذج Hata:

$$P_{L,urban}(d) \text{ dB} = 69.55 + 26.16 \log_{10}(f_c) - 13.82 \log_{10}(h_t) - a(h_r) + (44.9 - 6.55 \log_{10}(h_t)) \log_{10}(d) \quad (31-3)$$

جميع المعاملات المستخدمة في هذا النموذج هي نفسها المستخدمة في نموذج Okumura، أما $a(h_t)$ فهو معامل تصحيح ارتفاع هوائي الجسم النقال وهو يتعلق بحجم منطقة التغطية. في حالة المدن الصغيرة والمتوسطة الحجم، يعطى هذا المعامل بالعلاقة التالية:

$$a(h_r) = (1.1 \log_{10}(f_c) - 0.7)h_r - (1.56 \log_{10}(f_c) - 0.8) \text{ dB}$$

وفي المدن الكبيرة من أجل ترددات $f_c > 300 \text{ MHz}$ تعطى قيمة معامل التصحيح على الشكل التالي:

$$a(h_r) = 3.2(\log_{10}(11.75h_r))^2 - 4.97 \text{ dB}$$

تم إضافة تصحيحات على النموذج الخاص بالمدن بغية اشتقاق نماذج خاصة بالمناطق الريفية والمناطق الشحيحة بالأبنية، وهي كما يلي:

$$P_{L,suburban}(d) = P_{L,urban}(d) \text{ dB} - 2 \left(\log_{10} \left(\frac{f_c}{28} \right) \right)^2 - 5.4 \quad (32-3)$$

$$P_{L,rural}(d) = P_{L,urban}(d) \text{ dB} - 4.78(\log_{10}(f_c))^2 + 18.33 \log_{10}(f_c) - K \quad (33-3)$$

حيث K تتراوح ما بين 35.94 (عند حواف المدينة) و 40.94 (في الصحراء). لا يتيح نموذج Hata أي معامل تصحيح خاص بالمسار المتبع كما هي الحالة في نموذج Okumura. يعتبر نموذج Hata تقريب جيد لنموذج Okumura من أجل المسافات التي تتجاوز 1Km. بالتالي، اعتبر نموذج Hata نموذجاً مناسباً للأجيال الأولى من الاتصالات الخليوية، إلا أنه من السيء استخدامه في الأجيال الحالية من نظم الاتصالات النقالة والتي تعتمد حجوم صغيرة للخلايا وتستخدم ترددات أعلى. أيضاً لا يمكن استخدام نموذج Hata في تقدير فقد المسار داخل الأبنية.

3.5. التوسيع COST 231 لنموذج Hata:

تم توسيع نموذج Hata من قبل مجموعة التعاون الأوروبي للأبحاث التقنية والعلمية (EURO-COST) ليتم استخدامه عند التردد 2GHz،

نموذج COST 231:

فيما يلي علاقة فقد المسار المستنتجة:

$$P_{L,urban}(d) \text{ dB} = 46.3 + 33.9 \log_{10}(f_c) - 13.82 \log_{10}(h_t) - a(h_r) \quad (34-3) \\ + (44.9 - 6.55 \log_{10}(h_t)) \log_{10}(d) + C_M$$

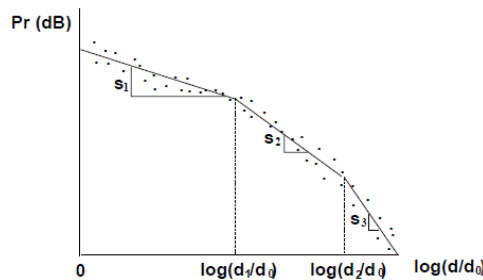
حيث $a(h_r)$ هو نفس معامل التصحيح المستخدم في نموذج Hata و C_M تأخذ القيمة 0dB في المدن ذات الحجم المتوسط وفي الأرياف و 3dB في المدن الضخمة تم الإشارة إلى هذا النموذج بمصطلح التوسيع COST231 لنموذج Hata، وهو يقتصر فقط على المجال التالي من المعاملات: $1.5\text{GHz} < f_c < 2\text{GHz}$ ، $30\text{m} < h_t < 200\text{m}$ ، $1\text{m} < h_r < 10\text{m}$ ، و $1\text{Km} < d < 20\text{Km}$

4.5. النموذج الخطي على مجالات (متعدد قيم الميل) Piecewise Linear (Multi-Slope):

يعتبر النموذج الخطي على مجالات أحد الطرق العملية الشائعة المستخدمة في نمذجة فقد المسار ضمن الخلايا الميكروية الخارجية وقنوات الاتصالات داخل الأبنية، وذلك من خلال تقريب العلاقة ما بين الفقد بوحدة الـ dB ولوغاريتم المسافة.

النموذج الخطي على مجالات:

يبين الشكل عملية التقريب المستخدمة، حيث تبين النقط القياسات العملية ويمثل النموذج الخطي على مجالات تقريب لقيم هذه القياسات. ضمن النموذج الخطي على مجالات المؤلف من N مقطع، ينبغي أن نحدد $N-1$ نقطة إيقاف يرمز لها بالرموز d_1, \dots, d_{N-1} بالإضافة إلى الميل الموافق لكل مقطع، ونرمز لها بالرموز s_1, \dots, s_N . يمكن استخدام طرق مختلفة في تحديد عدد ومواقع نقاط الإيقاف التي يجب استخدامها ضمن هذا النموذج. حالما يتم تثبيت هذه النقاط، يمكن الحصول على الميل الخاص بكل مقطع باستخدام انكفاء خطي. تم استخدام النموذج الخطي على مجالات في نمذجة فقد المسار للقنوات الخارجية والقنوات الداخلية.



الشكل (3-8): النموذج الخطي على مجالات لفقد المسار.

النموذج ثنائي الميل:

حالة خاصة من النموذج الخطي على مجالات هو النموذج ثنائي الميل. يوصف النموذج ثنائي الميل بمعامل فقد مسار ثابت K وأس فقد المسار γ_1 وذلك من أجل مسافات أكبر من مسافة مرجعية d_0 وأقل من مسافة حرجة d_c تتناقص بعدها الاستطاعة بأس فقد مسار γ_2 :

$$P_r(d) \text{ dB} = \begin{cases} P_t + K - 10\gamma_1 \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right) & d_0 \leq d \leq d_c \\ P_t + K - 10\gamma_1 \log_{10} \left(\frac{d_c}{d_0} \right) - 10\gamma_2 \log_{10} \left(\frac{d}{d_c} \right) & d > d_c \end{cases} \quad (35-3)$$

يتم الحصول على كل من أسس فقد المسار K و d_c باستخدام تطبيق انكفاثي للمعطيات العملية. يمكن تقريب نموذج الشعاعين الذي قمنا بالحديث عنه سابقاً وفي الحالة التي يكون فيها $d > h_t$ بالنموذج ثنائي الميل، وذلك من خلال تحديد نقطة إيقاف عند المسافة الحرجة d_c واستخدام الميل $s_1 = 20 \text{ dB/decade}$ والميل $s_2 = 40 \text{ dB/decade}$.

معادلات النموذج ثنائي الميل:

يمكن استخدام التقريب ثنائي الميل التالي لصياغة معادلات النموذج ثنائي الميل:

$$P_r = \frac{P_t K}{L(d)} \quad (36-3)$$

حيث:

$$L(d) \triangleq \left[\frac{d}{d_0} \right]^{\gamma_1 q} \sqrt{1 + \left(\frac{d}{d_c} \right)^{(\gamma_1 - \gamma_2)q}} \quad (37-3)$$

ضمن هذه العلاقة، q هي عبارة عن معامل يحدد درجة نعومة فقد المسار عند الانتقال من المقطع الأول إلى المقطع الثاني عند مسافة نقطة الإيقاف d_c . يمكن توسيع هذا النموذج ليشمل أكثر من منطقتين.

5.5. معاملات التخمين داخل الأبنية:

تختلف البيئات الداخلية اختلافاً واسعاً في كل من المواد المصنوعة منها الجدران والأسقف، طريقة توزع الغرف، الممرات، النوافذ، والمناطق المفتوحة، مواقع العوائق والمواد المصنوعة منها، وحجم كل غرفة وعدد الطوابق. جميع العوامل سابق تمتك تأثيراً هاماً على فقد المسار داخل الأبنية. بالتالي، من الصعب إيجاد نماذج شاملة يمكن تطبيقها بشكل دقيق لتحديد فقد المسار عملياً ضمن حالة داخلية محددة.

فقد المسار داخل الأبنية:

يجب على نماذج فقد المسار داخل الأبنية أن تأخذ بعين الاعتبار وبدقة تأثير التخميد عبر الطوابق نتيجة التقسيمات بالإضافة إلى التخميد الناتج عن الانتقال عبر الطوابق المختلفة. بينت القياسات التي أخذت ضمن مجال واسع من الأبنية التي تختلف في مميزاتها وعند مجال واسع من الترددات أن تخميد الطوابق يكون أعظماً في أول طابق تمر عبره الإشارة ومن ثم يتناقص مع كل طابق يتم اجتيازه. بشكل أدق، بينت القياسات أنه عند التردد 900MHz وعندما يتم الفصل بين المرسل والمستقبل بطابق واحد يتراوح التخميد ما بين 10 و 20dB بينما يتراوح التخميد عندما يفصل بين المرسل والمستقبل أكثر من طابق بين 6 و 10dB لكل طابق يلي الأول بالنسبة للطوابق الثلاث التالية ومن ثم يصبح التخميد عبر الطابق بضعة dB للطوابق التي تعلو الطابق الرابع. يصبح فقد التخميد لكل طابق أكبر عملياً عند الترددات العالية.

إذاً يمكننا القول بأن تخميد الطابق يتناقص مع زيادة عدد الطوابق المسببة للتخميد نتيجة البعثرة عن جانب البناء والانعكاسات عن الأبنية المجاورة. تختلف المواد المكونة لأقسام الأبنية وأجزائها والخواص العازلية الخاصة بها بشكل واسع، وبالتالي يختلف الفقد الناتج عن هذه التقسيمات. يبين الجدول بعض الأمثلة لقيم الفقد الخاص ببعض أجزاء الأبنية المقاسة ضمن المجال الترددي 900-1300MHz والمأخوذة من القياسات السابقة. غالباً ما يختلف، وبشكل كبير، الفقد الخاص بأي من أجزاء الأبنية والمقاس من قبل أبحاث مختلفة بالرغم من أنه يقاس عند نفس التردد ولنفس النمط من الأبنية، وهذا ما يجعل عملية التعميم انطلاقاً من مجموعة قياسات لأحد أجزاء الأبنية صعبة

الجدول (3-1): قيم الفقد القياسية لبعض أجزاء الأبنية.

فقد هذا الجزء بالـ dB	نمط الجزء المكون للبناء
1.4	الأجزاء القماشية
3.4	حائط جصي مضاعف
3.9	غلاف عازل
13	حائط اسمنتي
20.4	جوانب من الألمنيوم
26	معدن بالكامل

نموذج فقد المسار التحليلي:

من الممكن إضافة المعطيات التجريبية المقاسة لكل من فقد الطوابق وفقد الأجزاء والتقسيمات الداخلية إلى نموذج فقد المسار التحليلي أو العملي $P_L(d)$ (بالـ dB) كما يلي:

$$P_r \text{ dBm} = P_t \text{ dBm} - P_L(d) - \sum_{i=1}^{N_f} FAF_i - \sum_{i=1}^{N_p} PAF_i \quad (38-3)$$

- تمثل FAF_i معامل فقد الطابق (FAF) للطابق رقم i الذي يتم اجتيازها من قبل الإشارة
- ويمثل PAF_i معامل تخميد الجزء الداخلي (PAF) التابع للجزء الداخلي رقم i والذي يتم اجتيازها من قبل الإشارة
- عدد الطوابق والأجزاء الداخلية التي يتم اجتيازها من قبل الإشارة هو N_f و N_p على التوالي

فقد اختراق البناء:

من المعاملات المهمة أيضاً في الأنظمة الداخلية والتي يتوضع فيها هوائي الإرسال خارج البناء هو فقد اختراق البناء. تبين القياسات أن فقد اختراق البناء هو تابع لكل من التردد والارتفاع والمواد المكون منها البناء. يتراوح فقد اختراق البناء في الطابق الأرضي عملياً بين 8 و 20dB ضمن الحزمة الترددية من 900MHz وحتى 2GHz

يتناقص فقد الاختراق بشكل طفيف مع زيادة التردد ويتناقص أيضاً بحوالي 1.4dB مع الارتفاع بكل طابق يعلو الطابق الأرضي. يعزى هذا التناقص إلى قلة العوارض في الطوابق العليا بالإضافة إلى الاستقبال الأفضل لمسار خط النظر. أيضاً هناك تأثير هام لعدد ونوع النوافذ في البناء على فقد الاختراق. بينت القياسات المأخوذة خلف النوافذ أن فقد الاختراق يقل بقيمة 6dB عنه في حال تم القياس خلف الجدران الخارجية. أكثر من ذلك، تبين أن قيمة التخميد الناتج عن الزجاج المسطح حوالي 6dB. بينما تتراوح قيمة التخميد الناتج عن الزجاج الذي يحتوي على رسومات ما بين 3 و 30dB.

6. نموذج فقد المسار المبسط:

نظراً لتعقيد الانتشار في القنوات المختلفة، من الصعب جداً إيجاد نموذج وحيد لتوصيف فقد المسار بشكل دقيق بحيث يكون صالحاً للاستخدام ضمن بيئات العمل المختلفة. يمكن الحصول على نماذج دقيقة لفقد المسار من خلال النماذج التحليلية المعقدة أو من خلال القياسات العملية حيث يجب أن يتم توصيف النظام بشكل محكم ودقيق أو يجب اختيار الموقع الأمثل للمحطة القاعدية أو نقطة الوصول. إلا أنه، وبهدف القيام بتحليلات ميزانية الوصلة في مختلف تصاميم النظم من الأفضل أحياناً استخدام نموذج بسيط بحيث يمكن توصيف انتشار الإشارة دون العودة إلى نماذج فقد المسار المعقدة، والتي هي أصلاً تعمل على تقريب الحالة الفعلية للقناة لا أكثر. بالتالي، من الشائع جداً استخدام النموذج المبسط التالي لفقد المسار كتابع للمسافة أثناء عمليات تصميم النظم:

$$P_r = P_t K \left[\frac{d_0}{d} \right]^\gamma \quad (39-3)$$

وبالتالي يمكن صياغة التخمين بالـ dB:

$$P_r \text{ dBm} = P_t \text{ dBm} + K \text{ dB} - 10\gamma \log_{10} \left[\frac{d_0}{d} \right] \quad (40-3)$$

ضمن هذا التقريب، K هو ثابت ليس له واحدة يتعلق بمميزات الهوائي المستخدم وبمتوسط تخميد القناة و d_0 لحقل الهوائي البعيد، و γ أس فقد المسار.

يتم تحديد قيم كل من K و d_0 و γ بحيث نحصل على تقريب إما لنموذج تحليلي أو لنموذج ناتج عن قياسات عملية. يمكننا ببساطة أن نرى أن كل من نموذج فقد المسار في الفضاء الحر ونموذج الشعاعين ونموذج Hata وتوسيع COST لنموذج Hata لها نفس شكل العلاقة الأولى. نتيجة لظاهرة التبعر التي تحدث ضمن الحقل القريب للهوائي، بشكل عام لا يمكن تطبيق هذا النموذج إلا عندما تحقق مسافة الإرسال الشرط $d > d_0$ ، حيث يمكن افتراض قيمة d_0 عملياً ما بين 1 إلى 10m داخل الأبنية وما بين 10 و 100m للمناطق الخارجية.

القيم العملية:

عند استخدام النموذج المبسط بهدف تقريب القياسات العملية، في بعض الحالات، تعطى $K < 1$ قيمة ربح فقد المسار الحر عند المسافة d_0 وذلك بفرض أن الهوائيات المستخدمة غير موجهة:

$$K \text{ dB} = 20 \log_{10} \frac{\lambda}{4\pi d_0} \quad (41-3)$$

أكدت القياسات العملية لفقد المسار في الفضاء الحر على مسافة إرسال تبلغ 100m هذه الفرضية. بالمقابل، من الممكن أن يتم تحديد قيمة K بإجراء القياسات عند المسافة d_0 أو باستخدام طرق الأمثلة (لتحديد K فقط أو للقيام بتحديد كل من K و γ بنفس الخوارزمية) للحصول على القيمة الصغرى لمتوسط مربع الخطأ (MSE) بين النموذج والقياسات العملية.

- تتعلق قيمة γ بالبيئة التي يتم ضمنها الانتشار

- في حال تم تقريب الانتشار بحيث يتبع نموذج الانتشار في الفضاء الحر أو نموذج الشعاعين، تعطى γ قيمة 2 أو 4 على التوالي.
- يتم تحديد قيمة γ ضمن البيئات الأكثر تعقيداً باستخدام توافق متوسط مربع الخطأ الأصغري (MMSE) مع القياسات العملية، كما سنرى في المثال اللاحق. بالمقابل، يمكن تحديد قيمة γ من النماذج التي تعتمد على القياسات العملية والتي تأخذ بعين الاعتبار كل من التردد وارتفاع الهوائي. يبين الجدول قيم γ ضمن بيئات داخلية وخارجية مختلفة ولارتفاعات مختلفة للهوائي وذلك عند الترددات 900MHz و1.9GHz.
- عادة ما يكون أس فقد المسار عالي القيمة عند الترددات العالية بينما تكون قيمته منخفضة عند استخدام هوائيات بارتفاعات عالية.
- من الجدير بالذكر هنا أن السبب الرئيسي في ارتفاع قيم أس فقد المسار عند الانتشار ضمن البيئات الداخلية هو التخميد الناتج عن الطوابق والعوائق والتقسيمات التي تكثر في هذه الحالة.

الجدول (3-2): بعض القيم العملية لأس فقد المسار.

البيئة	مجال تغير γ
الخلايا الماكروية في المدن	3.7 – 6.5
الخلايا الميكروية في المدن	2.7 – 3.5
المكاتب ضمن الأبنية (ضمن نفس الطابق)	1.6 – 3.5
المكاتب ضمن الأبنية (طوابق مختلفة)	2 – 6
المخازن	1.8 – 2.2
المصانع	1.6 – 3.3
المنازل	3

مثال 3-3:

ليكن لدينا مجموعة القياسات العملية للنسبة P_r/P_t الموضحة في الجدول التالي والتي تم الحصول عليها ضمن بيئة داخلية عند التردد 900MHz. أوجد قيمة أس فقد المسار التي تجعل قيمة الخطأ MSE بين النموذج المبسط في العلاقة وقياسات الاستطاعة العملية بالـ dB أصغرياً. افترض أن $d_0=1m$ وأن قيمة K يتم الحصول عليها من علاقة ريج فقد المسار الحر عند المسافة d_0 . أوجد الاستطاعة المستقبلية عند المسافة 150m باستخدام نموذج فقد المسار المبسط بعد تعويض قيمة γ بالقيمة التي تم الحصول عليها ومن أجل استطاعة ارسال بقيمة 1mW (أي 0dBm).

الجدول (3-3): قياسات فقد المسار.

M=P _r /P _t	البعد عن المرسل
-70dB	10m
-75dB	20m
-90dB	50m
-110dB	100m
-125dB	300m

حل المثال 3-3:

في البداية نكتب معادلة الخطأ MMSE لقياسات الاستطاعة بالـ dB.

$$F(\gamma) = \sum_{i=1}^5 [M_{measured}(d_i) - M_{model}(d_i)]^2$$

حيث $M_{measured}(d_i)$ هو قياس فقد المسار عند المسافة d_i والذي يمكن الحصول عليه من الجدول

و $M_{model}(d_i) = K - 10\gamma \log_{10}(d)$ هو فقد المسار المحسوب من العلاقة عند المسافة d_i .

باستخدام علاقة فقد المسار في الفضاء الحر، $K = 20 \log_{10}(0.3333/(4\pi)) = -31.54 \text{ dB}$ ، بالتالي:

$$\begin{aligned} F(\gamma) &= (-70 + 31.54 + 10\gamma)^2 + (-75 + 31.54 + 13.01\gamma)^2 \\ &\quad + (-90 + 31.54 + 16.99\gamma)^2 \\ &\quad + (-110 + 31.54 + 20\gamma)^2 \\ &\quad + (-125 + 31.54 + 24.77\gamma)^2 \\ &= 21676.3 - 11654.9\gamma + 1571.47\gamma^2 \end{aligned} \quad (42-3)$$

باشتقاق التابع $F(\gamma)$ بالنسبة لـ γ وجعل المشتق يساوي إلى الصفر نحصل على:

$$\frac{\partial F(\gamma)}{\partial \gamma} = -11654.9 + 3142.94\gamma = 0 \Rightarrow \gamma = 3. \text{ و } P_t = 0 \text{ dBm} \text{ نجد أن } P_r = P_t + K - 10\gamma \log_{10}(d/d_0) = 0 - 31.54 - 10 * 3.71 \log_{10}(150) = -112.27 \text{ dBm} .$$

من الواضح انحراف القياسات عن القيم التي يتم الحصول عليها من نموذج فقد المسار المبسط: السبب الرئيسي في هذا الانحراف هو وجود خفوت التظليل الذي سنقوم بالحديث عنه في الفقرة التالية.

7. خفوت التظليل:

عند إرسال الإشارة عبر قناة لاسلكية فمن الطبيعي أن تعاني هذه الإشارة من تغيرات عشوائية بسبب وجود العوائق ضمن مسار الإشارة، ومن الممكن أن تزداد هذه التغيرات بشكل كبير من أجل مسافات معينة بين المرسل والمستقبل. من الأسباب الأخرى التي تؤدي إلى هذه التغيرات العشوائية في الإشارة المستقبلية هي التغيرات التي تصيب السطوح العاكسة والأجسام المبعثرة. بالتالي، من الضروري الحصول على نموذج يمكنه توصيف التخيم العشوائي الناتج عن هذه التأثيرات. بما أن كل من موقع وحجم وخواص العازلية للأجسام التي يمكن أن تتواجد في مسار الإشارة غير معروف عموماً وبما أن التغيرات في السطوح العاكسة والأجسام التي تسبب البعثرة والتي تؤدي إلى تخيم عشوائي أيضاً غير معروفة عموماً، يجب استخدام النماذج الإحصائية لتوصيف هذا التخيم. أكثر النماذج شيوعاً في توصيف هذا التخيم الإضافي هو تظليل اللوغاريتم الطبيعي. تم التأكد عملياً من دقة هذا النموذج في توصيف تغيرات الاستطاعة المستقبلية في جميع بيئات انتشار الإشارة الراديوية الداخلية والخارجية.

تظليل اللوغاريتم الطبيعي:

ضمن نموذج تظليل اللوغاريتم الطبيعي نفترض أن نسبة الاستطاعة المرسل إلى الاستطاعة المستقبلية $\psi = P_t/P_r$ عشوائية وتتبع توزيع اللوغاريتم الطبيعي. بالتالي:

$$p(\psi) = \frac{\xi}{\sqrt{2\pi}\sigma_{\psi_{dB}}\psi} \exp \left[-\frac{\left(10 \log_{10} \psi - \mu_{\psi_{dB}}\right)^2}{2\sigma_{\psi_{dB}}^2} \right], \psi > 0 \quad (43-3)$$

حيث $\xi = 10/\ln(10)$ و $\mu_{\psi_{dB}}$ هو وسيطي $\psi_{dB} = 10 \log_{10}(\psi)$ بوحدة الـ dB و $\sigma_{\psi_{dB}}$ هو الانحراف المعياري لـ ψ_{dB} ويقاس أيضاً بوحدة الـ dB.

يمكن أن يتم حساب الوسيطي انطلاقاً نموذج تحليلي أو من خلال القياسات العملية، في حال قمنا بالحساب انطلاقاً من القياسات العملية ستساوي قيمة $\mu_{\psi_{dB}}$ إلى فقد المسار المستنتج من هذه القياسات، ذلك أن الوسيطي للتخيم الناتج عن التظليل مشمول مسبقاً ضمن هذه القياسات أما عند الاستناد إلى النماذج التحليلية في حساب قيمة الوسيطي، فيجب على $\mu_{\psi_{dB}}$ أن تحتوي كل من فقد المسار (المحسوب ضمن الفضاء الحر مثلاً أو من خلال استخدام نموذج الشعاعين) بالإضافة إلى وسيطي التخيم الناتج عن العوائق الموجودة في مسار الإشارة. بالمقابل، يمكن التعامل مع فقد المسار بشكل مستقل عن التظليل، كما سنرى في الفقرة القادمة.

لاحظ أنه بما أن توزيع ψ هو اللوغاريتم النظامي، فإن توزيع كل من الاستطاعة المستقبلية و SNR المستقبلية هو أيضاً اللوغاريتم النظامي، ذلك أن هذه المقادير تنتج عن ضرب المتحول العشوائي ψ

بثابت. بحالة نسبة الإشارة إلى الضجيج تكون واحدة وسطي هذا المتحول العشوائي ذي توزيع اللوغاريتم النظامي هي الـ dB، وكذلك الأمر بالنسبة لواحدة الانحراف المعياري. بالنسبة للاستطاعة المستقبلية ذات توزيع اللوغاريتم النظامي، بما أن المتحول العشوائي له واحدة استطاعة، ستكون واحدة كل من الواسطي والانحراف المعياري هي الـ dBm أو الـ dBW بدلاً من الـ dB

وسطي ψ :

يمكن إيجاد وسطي ψ (الوسطي الخطي لربح المسار) انطلاقاً من علاقة الكثافة الاحتمالية للمتحول العشوائي ψ ليكتب كما هو مبين في العلاقة الأولى:

$$\mu_{\psi} = E[\psi] = \exp \left[\frac{\mu_{\psi_{dB}}}{\xi} + \frac{\sigma_{\psi_{dB}}^2}{2\xi^2} \right] \quad (44-3)$$

يمكن الحصول على الواسطي الخطي (بالـ dB) من وسطي اللوغاريتم (بالـ dB) انطلاقاً من العلاقة الأولى كما تبين العلاقة الثانية:

$$10 \log_{10} \mu_{\psi} = \mu_{\psi_{dB}} + \frac{\sigma_{\psi_{dB}}^2}{2\xi} \quad (45-3)$$

توزيع النسبة ψ عند استخدام واحدة الـ dB:

عملياً، يتم تحديد الأداء ضمن القنوات التي تعاني من تظليل اللوغاريتم الطبيعي من خلال قيمة وسطي اللوغاريتم $\mu_{\psi_{dB}}$ ، ويشار إليها بالمصطلح متوسط فقد المسار بالـ dB وواحدتها الـ dB. باستخدام تغيير المتحولات نجد أن توزيع النسبة ψ عند استخدام واحدة الـ dB هو تويغ غوسي بوسطي $\mu_{\psi_{dB}}$ وانحراف معياري $\sigma_{\psi_{dB}}$:

$$p(\psi_{dB}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{\psi_{dB}}} \exp \left[-\frac{(\psi_{dB} - \mu_{\psi_{dB}})^2}{2\sigma_{\psi_{dB}}^2} \right] \quad (46-3)$$

يتم تعريف توزيع اللوغاريتم الطبيعي من خلال معاملين: $\mu_{\psi_{dB}}$ و $\sigma_{\psi_{dB}}$.

بما أن النسبة P_t/P_r هي دائماً أكبر من الواحد، تكون قيمة $\mu_{\psi_{dB}}$ دائماً أكبر أو تساوي الصفر. لاحظ أن توزيع اللوغاريتم الطبيعي في العلاقة المبينة يأخذ قيمه بين الصفر واللانهاية الموجبة ($0 \leq \psi \leq \infty$). إلا أنه، عندما تكون قيمة ψ أصغر من الواحد ستكون P_r أكبر من P_t وهو مستحيل فيزيائياً. أيضاً، سيكون الاحتمال صغير جداً عندما تكون قيمة $\mu_{\psi_{dB}}$ موجبة وكبيرة. بالتالي، يتوافق نموذج اللوغاريتم الطبيعي مع النموذج الفيزيائي المرافق بشكل دقيق عندما تكون قيمة $\mu_{\psi_{dB}}$ أكبر بكثير من الصفر.

القياسات العملية:

السؤال الآن هو: في الحالة التي تركز فيها قيمة كل من الوسطي والانحراف المعياري في نموذج التظليل على القياسات العملية هل يمكننا الحصول على هذه القيم من خلال أخذ الوسطي للقيم الخطية أم للقيم بوحدة الـ dB للقياسات العملية؟

بالتحديد، في حال رمزنا لقياسات فقد المسار الخطية بالرمز $\{p_i\}_{i=1}^N$ يجب أن يتم حساب وسطي فقد المسار انطلاقاً من العلاقة $\mu_{\psi} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N p_i$ أو من العلاقة

$$\mu_{\psi_{dB}} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N 10 \log_{10} p_i$$

نفس السؤال مطروح لحساب قيمة التشتت انطلاقاً من القياسات العملية.

الأكثر شيوعاً في الحالات العملية هو حساب كل من وسطي وتشتت فقد المسار بناءً على الوسطي المحسوب من القيم المقاسة بالـ dB وذلك للعديد من الأسباب. أولاً، كما سنرى لاحقاً، يركز البرهان الرياضي لنموذج اللوغاريتم الطبيعي على القياسات بالـ dB. بالإضافة إلى ذلك، تظهر الأدبيات أن الحصول على الوسطي انطلاقاً من قياسات فقد المسار بالـ dB يؤدي إلى قيمة أقل خطأ التقدير. أخيراً، كما رأينا سابقاً، غالباً ما يتم الحصول على نماذج تناقص الاستطاعة مع المسافة من التقريب الخفي على مجالات للقياسات العملية للاستطاعة بالـ dB مع تغير لوغاريتم المسافة

تخميد الإشارة:

أظهرت معظم الدراسات العملية التي جرت على قنوات خارجية أن قيمة الانحراف المعياري $\sigma_{\psi_{dB}}$ تتراوح ما بين 4dB و 13dB. يتعلق وسطي الاستطاعة $\mu_{\psi_{dB}}$ بكل من فقد المسار وخواص الأبنية ضمن المنطقة التي تتم الدراسة ضمنها.

تتغير قيمة وسطي الاستطاعة $\mu_{\psi_{dB}}$ بتغير المسافة نظراً لتعلقها بفقد المسار وبحقيقة أن متوسط التخميد الناتج عن العوائق يزداد بازدياد المسافة بسبب زيادة احتمال وجود عدد أكبر من العوائق. يمكن البرهان على أن توزيع وسطي استطاعة الإشارة المستقبلية يتبع للنموذج الغوسي باستخدام النموذج المبين في العلاقة والذي يستخدم عندما ينتج التظليل بشكل أساسي عن العوائق في مسار الإشارة. يعطى تخميد الإشارة الناتج عن اجتياز هذه الإشارة لعائق بعمق d بشكل تقريبي بالعلاقة

$$s(d) = e^{-\alpha d} \quad (47-3)$$

حيث α هو ثابت التخميد ويتعلق بالمواد التي صنع منها الجسم العائق بالإضافة إلى خواصه العازلية.

في حال افترضنا أن قيمة α هي نفسها تقريباً لجميع الأجسام التي تقع ضمن مسار الإشارة، وأن الجسم العائق رقم i له عمق عشوائي d_i ، يعطى تخميد الإشارة خلال اجتيازها لهذه المنطقة بالعلاقة

$$s(d_t) = e^{-\alpha \sum_i d_i} = e^{-\alpha d_t} \quad (48-3)$$

حيث $d_t = \sum_i d_i$ هو مجموع العمق العشوائي للأجسام التي تقع ضمن مسار الإشارة. في الحالة التي يكون فيها عدد الأجسام بين المرسل والمستقبل كبيراً، وبالاعتماد على نظرية النهايات المركزية، يمكن تقريب d_t بمتحول عشوائي غوسي. وبالتالي، سيكون توزيع المتحول العشوائي $\log s(d_t) = \alpha d_t$ غوسي بمتوسط μ وانحراف معياري σ . تتعلق قيمة σ بالبيئة التي تنتشر ضمنها الإشارة.

مثال 3-4:

وجدنا في المثال السابق أن قيمة أس فقد المسار التي تؤدي إلى أفضل تطابق بين القيم المقاسة عملياً والمبينة في الجدول والقيم المحسوبة من نموذج فقد المسار المبسط هي $\gamma=3.71$. لنفترض الآن نموذج فقد المسار المبسط باستخدام هذه القيمة المستخرجة لأس فقد المسار ومن أجل نفس قيمة الثابت $K=-31.54dB$ ، أوجد $\sigma_{\psi_{dB}}^2$ ، تشتت تظليل اللوغاريتم النظامي حول وسطي فقد المسار انطلاقاً من هذه القياسات العملية.

حل المثال 3-4:

يمكن حساب تشتت العينات نسبة إلى نموذج فقد المسار المبسط من أجل $\gamma=3.71$ كما يلي:

$$\sigma_{\psi_{dB}}^2 = \frac{1}{5} \sum_{i=1}^5 [M_{measured}(d_i) - M_{model}(d_i)]^2$$

حيث $M_{measured}(d_i)$ هو قياس فقد المسار من الجدول عند المسافة d_i و $M_{model}(d_i)=K-37.1\log_{10}(d_i)$ بالتالي:

$$\begin{aligned} \sigma_{\psi_{dB}}^2 = \frac{1}{5} [& (-70 + 31.54 + 37.1)^2 + (-75 + 31.54 + 48.27)^2 \\ & + (-90 + 31.54 + 63.03)^2 + (-110 + 31.54 + 74.2)^2 \\ & + (-125 + 31.54 + 91.90)^2] = 13.29 \end{aligned}$$

بالتالي، يبلغ الانحراف المعياري لخفوت التظليل في هذا المسار $\sigma_{\psi_{dB}} = 3.65dB$.

لاحظ أن الحد الواقع بين القوسين في العلاقة السابقة يساوي إلى الخطأ MMSE المعطى بالعلاقة ضمن المثال السابق وذلك من أجل $\gamma=3.71$.

ترابط التظليل:

تم إجراء العديد من القياسات بهدف توصيف تغيرات ترابط التظليل مع المسافة بشكل عملي، وذلك ضمن العديد من البيئات ومن أجل ترددات مختلفة. ارتكز أكثر النماذج التحليلية شيوعاً لهذا الترابط على القياسات العملية، وقد افترض أن التظليل $\psi(d)$ إجراء عودي آلي من الدرجة الأولى وبالتالي يمكن حساب ترابط خفوت التظليل بين نقطتين البعد بينهما δ بالعلاقة التالية:

$$A(\delta) = E \left[\left(\psi_{dB}(d) - \mu_{\psi_{dB}} \right) \left(\psi_{dB}(d + \delta) - \mu_{\psi_{dB}} \right) \right] = \sigma_{\psi_{dB}}^2 \rho_D^{\delta/D} \quad (49-3)$$

حيث ρ_D هو الترابط بين نقطتين البعد بينهما ثابت D

يجب أن يتم الحصول على قيمة هذا الترابط عملياً، حيث أنه يتغير بتغير بيئة الانتشار وبتغير التردد الحامل. تبين القياسات أن في الخلايا الماكروية الشبه مدنية وعند التردد $f_c=900\text{MHz}$ تكون قيمة هذا الترابط $\rho_D=0.82$ من أجل $D=100\text{m}$ وأنه في الخلايا الماكروية المدنية عند تردد حوالي الـ 2GHz تكون قيمة هذا الترابط $\rho_D=0.3$ من أجل $D=10\text{m}$

ترابط التظليل المبسط:

من الممكن تبسيط هذا النموذج كما أنه من الممكن إزالة تعلق هذا النموذج بالحالة العملية بجعل $\rho_D=1/e$ عند المسافة $D=X_c$ ، وبالتالي تصبح العلاقة على الشكل التالي:

$$A(\delta) = \sigma_{\psi_{dB}}^2 e^{-\delta/X_c} \quad (50-3)$$

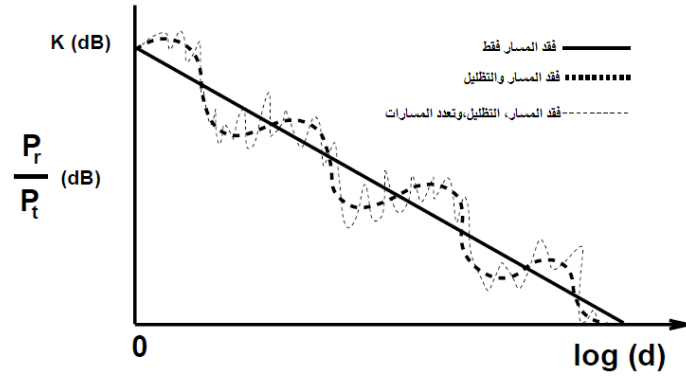
مسافة إلغاء الترابط X_c ضمن هذا النموذج هي المسافة التي يبلغ عندها الترابط القيمة $1/e$ من قيمته العظمى ويكون من رتبة حجم الأجسام التي تقع في مسار الإشارة أو تجمع لهذه الأجسام. عملياً، تتراوح قيمة X_c في البيئات الخارجية ما بين 50 و 100m وفي حالة المستخدمين بسرعة v ، يمكن الحصول على إلغاء ترابط التظليل في زمن τ بتعويض $\tau v = \delta$ في العلاقة أو العلاقة المبينة.

نموذج الترابط التكراري الذاتي من الدرجة الأولى:

من السهل تحليل نموذج الترابط التكراري الذاتي من الدرجة الأولى وشكله المبسط ومن السهل أيضاً بناء محاكي له. بالتحديد، من الممكن محاكاة ψ_{dB} بداية بتوليد إجراء ضجيج غوسي أبيض باستطاعة $\sigma_{\psi_{dB}}^2$ ومن ثم تمريره على مرشح من الدرجة الأولى باستجابة $\rho_D^{\delta/D}$ للحصول على الترابط الموصف بالعلاقة الأولى أو استجابة $e^{-\delta/X_c}$ للحصول على الترابط الموصف بالعلاقة الثانية. سنحصل على خرج المرشح على إجراء عشوائي للتظليل يحمل خصائص الترابط المطلوبة.

8. دمج فقد المسار مع التظليل:

من الممكن دمج كل من فقد المسار والتظليل بهدف الحصول على نموذج من شأنه توصيف كل من تناقص الاستطاعة مع المسافة والتخميد العشوائي حول قيمة فقد المسار والنتائج عن التظليل. ضمن هذا النموذج المدمج، يستخدم نموذج فقد المسار لتوصيف وسطي فقد المسار بالـ $(\mu_{\psi_{dB}})$ ، ويستخدم خفوت التظليل (ذي المتوسط 0dB) في توليد التغييرات العشوائية حول قيمة فقد المسار تلك. يبين الشكل رسم المنحني الناتج عن الدمج ما بين نموذج فقد المسار المبسط والإجراء العشوائي لتظليل اللوغاريتم الطبيعي.



الشكل (3-9): فقد المسار، التظليل، وتعدد المسارات بتغير المسافة.

نسبة الاستطاعة المستقبلية إلى الاستطاعة المرسلية بالـ dB:

ضمن هذا النموذج المدمج يمكن صياغة علاقة نسبة الاستطاعة المستقبلية إلى الاستطاعة المرسلية بالـ dB كما يلي:

$$\frac{P_r}{P_t} (dB) = 10 \log_{10} K - 10\gamma \log_{10} \frac{d}{d_0} - \psi_{dB} \quad (51-3)$$

حيث ψ_{dB} متحول عشوائي ذي توزيع غوسي بمتوسط صفر وتشتت $\sigma_{\psi_{dB}}^2$.

في العلاقة المبينة وكما هو واضح في الشكل، يتناقص فقد المسار بشكل خطي مع $\log_{10} d$ بميل 10γ dB/decade، حيث γ أس فقد المسار.

عموماً تكون التغييرات الناتجة عن التظليل أسرع بكثير من التغييرات الناتجة عن فقد المسار، فهي من رتبة مسافة إلغاء الترابط X_c .

في الأمثلة السابقة تم إظهار الدمج ما بين نموذج فقد المسار ونموذج تظليل اللوغاريتم الطبيعي وذلك استناداً على القياسات الموجودة في الجدول، حيث وجدنا أن فقد المسار يتبع نموذج فقد المسار المبسط مع $K = -31.54$ dB وأس فقد المسار $\gamma = 3.71$ ووجدنا أن التظليل يتبع نموذج اللوغاريتم الطبيعي بمتوسط معطى من قبل نموذج فقد المسار وانحراف معياري $\sigma_{\psi_{dB}} = 3.65$ dB.

9. احتمال الانقطاع ضمن فقد المسار والتظليل:

هناك أهمية كبيرة للتأثيرات الناتجة عن دمج كل من فقد المسار والتظليل في تصميم الأنظمة اللاسلكية. في الأنظمة اللاسلكية يوجد حد أدنى للاستطاعة المستقبلية P_{min} لا يمكن قبول أداء النظام في حال كانت الاستطاعة المستقبلية أقل من هذا الحد، فمثلاً ضمن الأنظمة الخليوية يوجد قيمة دنيا للاستطاعة المستقبلية لا يجب تجاوزها، وفي حال كانت الاستطاعة المستقبلية لدى أحد المستخدمين أقل من هذه الاستطاعة لن يكون الصوت مفهوماً أو من الممكن أن يكون هناك تقطعات في هذا الصوت. نعلم من الفقرات السابقة أنه بسبب التظليل فإن الاستطاعة المستقبلية المقاسة على بعد محدد من المرسل هي متحول عشوائي يتبع لتوزيع اللوغاريتم الطبيعي مما يعني أن هناك احتمال لأن تكون قيمة الاستطاعة المستقبلية أقل من الحد المقبول P_{min} وفي لحظات مختلفة. نعرّف احتمال الانقطاع (Outage Probability) ضمن فقد المسار والتظليل (ونرمز له بالرمز $p_{out}(P_{min}, d)$) باحتمال أن تكون قيمة الاستطاعة المستقبلية عند مسافة محددة d (والتي نرمز لها بـ $P_r(d)$) أقل من القيمة الحدية الصغرى P_{min} ؛ أي $p_{out}(P_{min}, d) = p(P_r(d) < P_{min})$. من أجل نموذج فقد المسار والتظليل المدمج الذي رأيناه في الفقرة السابقة يمكننا أن نكتب العلاقة المبينة

$$p(P_r(d) \leq P_{min}) = 1 - Q\left(\frac{P_{min} - (P_t + 10 \log_{10} K - 10\gamma \log_{10}(d/d_0))}{\sigma_{\psi_{dB}}}\right) \quad (52-3)$$

حيث يعرّف التابع Q باحتمال أن يكون متحول عشوائي غوسي بمتوسط معدوم وتشتت يساوي إلى الواحد أكبر من القيمة التي يتم حساب التابع عندها، أي:

$$Q(z) \triangleq p(x > z) = \int_z^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-y^2/2} dy \quad (53-3)$$

ويمكن أن يكتب التابع Q بدلالة تابع الخطأ كما يلي:

$$Q(z) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{z}{\sqrt{2}}\right) \quad (54-3)$$

مثال 3-5:

أوجد احتمال الانقطاع على مسافة 150m ضمن قناة تتركز على النموذج المدمج لفقد المسار والتظليل والتي تمت دراستها في كل من الأمثلة السابقة، وذلك بافتراض أن الاستطاعة المرسلية $P_t = 10\text{mW}$ وأن متطلب الاستطاعة الدنيا هو $P_{min} = -110.5\text{dBm}$.

حل المثال 3-5:

لدينا $P_t=10\text{mW}=10\text{dBm}$

$$\begin{aligned}
P_{out}(-110.5\text{dBm}, 150\text{m}) &= p(P_r(150\text{m}) < -110.5\text{dBm}) \\
&= 1 - Q\left(\frac{P_{min} - \left(P_t + 10 \log_{10} K - 10\gamma \log_{10}\left(\frac{d}{d_0}\right)\right)}{\sigma_{\psi_{dB}}}\right) \\
&= 1 - Q\left(\frac{-110.5 - (10 - 31.54 - 37.1 \log_{10}(150))}{3.65}\right) \\
&= 0.0121
\end{aligned}$$

أحد الأهداف العملية في تصميم الأنظمة اللاسلكية هو الوصول إلى احتمال انقطاع لا يزيد عن 1%.

10. مساحة تغطية الخلية:

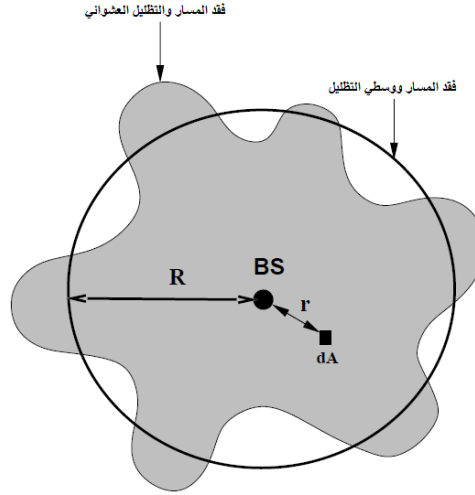
تعرف مساحة تغطية الخلية ضمن نظام اتصالات خليوي بالنسبة المتوقعة من المساحة التي تقع ضمن الخلية والتي تكون ضمنها الاستطاعة المستقبلية أعلى من حد أصغري محدد.

احتمال الانقطاع ضمن فقد المسار والتظليل:

ليكن لدينا محطة قاعدية ضمن خلية من نظام اتصالات خليوي نصف قطرها R . جميع المستخدمين ضمن هذه الخلية بحاجة إلى استقبال إشارة تحقق نسبة إشارة إلى الضجيج أعلى من حد معين للحصول على أداء مقبول للخدمة. بفرض استخدام نموذج مناسب لكل من الضجيج والتداخل، يمكن ترجمة متطلبات نسبة الإشارة إلى الضجيج إلى استطاعة مستقبلية أصغرية P_{min} عبر الخلية.

تحدد استطاعة مرسل المحطة القاعدية بحيث نحصل على متوسط استطاعة مستقبلية محدد (\bar{P}_R) على حدود الخلية، حيث أن الوسطي مأخوذ على التغيرات التي يسببها التظليل، إلا أن التظليل من الممكن أن يسبب انخفاض في قيمة الاستطاعة المستقبلية في بعض مناطق الخلية بحيث تكون أقل من \bar{P}_R . يتضح ذلك في الشكل حيث يوجد منحنيين للاستطاعة المستقبلية استناداً على قيمة ثابتة للاستطاعة المرسل من المحطة القاعدية، أحدهما يمثل قيم الاستطاعة المستقبلية الناتجة عن فقد المسار ومتوسط التظليل، والثاني يمثل الاستطاعة المستقبلية الناتجة عن فقد المسار والتظليل العشوائي. في حالة الاستطاعة المستقبلية الناتجة عن فقد المسار ومتوسط التظليل يظهر المنحني على شكل دائرة حول المحطة القاعدية، ذلك أن دمج كل من فقد المسار ومتوسط التظليل سيعطي القيمة ذاتها على بعد معين من المحطة القاعدية. في حالة الاستطاعة المستقبلية الناتجة عن فقد المسار والتظليل العشوائي يظهر المنحني بشكل غير منتظم حول المحطة القاعدية بسبب التغيرات العشوائية للتظليل حول القيمة الوسطى. يبين المنحني الناتج عن فقد المسار والتظليل العشوائي الصعوبات التي تواجه المصممين أثناء العمل في تخطيط النظام الخليوي. بالتحديد، لا يمكن تأمين نفس القيمة للاستطاعة المستقبلية لدى جميع المستخدمين الذين يقعون على حدود الخلية وبالتالي، يجب على المصمم أن يختار بين أحد طين: إما أن يقوم بزيادة الاستطاعة المرسل في المحطة القاعدية بحيث يضمن أن جميع المستخدمين على حدود الخلية، وبالذات الذين يتأثرون بالتظليل، يحصلون على استطاعة مستقبلية بقيمة أعلى من الحد الأدنى المقبول P_{min} .

وفي هذه الحالة سيؤدي ذلك إلى زيادة التداخل مع الخلايا المجاورة أو أن يقبل بعدم حصول بعض المستخدمين في الخلية على الاستطاعة الدنيا المقبولة وبالتالي عدم الوصول إلى مستوى الأداء المطلوب. في الحقيقة، بما أن التوزيع الغوسي يمتلك امتدادات في اللانهاية، لا يمكننا أن نضمن انعدام احتمال حصول المستخدم على استطاعة مستقبلية أقل من الحد الأدنى المقبول حتى في حالة المستخدمين القريبين من مركز الخلية وهذا متوقع، فمن الممكن أن يتواجد مستخدم قريب من المحطة القاعدية إلا أنه محجوب عنها بمبنى ضخم



الشكل (3-10): منحنيات الاستطاعة المستقبلية الثابتة.

مساحة تغطية الخلية (C):

سنقوم الآن بحساب مساحة تغطية الخلية (C) آخذين بعين الاعتبار كل من فقد المسار والتظليل. يمكن الحصول على نسبة مساحة الخلية التي تزداد فيها الاستطاعة المستقبلية عن الحد الأدنى المطلوب للاستطاعة P_{min} . بأخذ مساحة تزايدية dA بنصف قطر r مركزها المحطة القاعدية للخلية (BS) كما هو واضح في الشكل.

لنرمز للاستطاعة المستقبلية باستخدام النموذج المدمج لفقد المسار والتظليل ضمن dA بالرمز $P_r(r)$ ، بالتالي يمكن الحصول على المساحة الكلية ضمن الخلية والتي تتحقق ضمنها متطلبات الاستطاعة المستقبلية بأن لا تزيد عن الحد الأدنى بإجراء التكامل على جميع المساحات المترابدة التي تتجاوز فيها الاستطاعة المستقبلية الحد الأدنى. انطلاقاً من احتمال الانقطاع الذي قمنا بحسابه سابقاً، وبإجراء بعض الحسابات يمكن أن نحصل على العلاقة التالية لمساحة تغطية الخلية:

$$C = Q(a) + \exp\left(\frac{2-2ab}{b^2}\right) Q\left(\frac{2-ab}{b}\right) \quad (55-3)$$

حيث:

$$a = \frac{P_{min} - \bar{P}_r(R)}{\sigma_{\psi_{dB}}}, b = \frac{10\gamma \log_{10} e}{\sigma_{\psi_{dB}}} \quad (56-3)$$

وكما نعلم $\bar{P}_r = P_t + 10 \log_{10} K - 10\gamma \log_{10}(R/d_0)$ هي الاستطاعة المستقبلية على حدود الخلية (على بعد R من المحطة القاعدية) والناجمة عن فقد المسار فقط.

مساحة تغطية الخلية المختزلة:

في الحالة التي تتساوى فيها قيمة الحد الأدنى المقبول للاستطاعة مع متوسط الاستطاعة على حدود الخلية (أي أن $P_{min} = \bar{P}_r(R)$) تصبح فيها قيمة a معدومة، وبالتالي يمكن أن تختصر مساحة التغطية لتصبح على الشكل التالي:

$$C = \frac{1}{2} + \exp\left(\frac{2}{b^2}\right) Q\left(\frac{2}{b}\right) \quad (57-3)$$

لاحظ أنه بهذا التبسيط أصبحت C تتعلق فقط بالنسبة $\gamma/\sigma_{\psi_{dB}}$.
أكثر من ذلك، بسبب تناظر توزيع غوص، ضمن الافتراض السابق يبلغ احتمال الانقطاع على حدود
الخلية $P_{out}(\bar{P}_r(R), R) = 0.5$.

مثال 3-6:

أوجد مساحة التغطية لخلية ينطبق عليها النموذج المدمج لفقد المسار والتظليل الذي تمت دراسته في
المثالين (3-3) و(4-3)، وذلك من أجل نصف قطر الخلية 600m، والاستطاعة المرسله من
المحطة القاعدية $P_t=100mW=20dBm$ ، ومن أجل قيمتين للحد الأدنى المطلوب للاستطاعة
المستقبلية: $P_{min}=-110dBm$ و $P_{min}=-120dBm$.

حل المثال 3-6:

في البداية سنبدأ مع القيمة $P_{min}=-110dBm$ ونرى فيما إذا كانت a معدومة لنعلم إن كان بالإمكان
استخدام المعادلة المبسطة أم العلاقة العامة.

لدينا:

$$\bar{P}_r = P_t + K - 10\gamma \log_{10}(600) = 20 - 31.54 - 37.1 \log_{10}(600)$$

$$\bar{P}_r = -114.6dBm \neq -110dBm$$

بالتالي يجب استخدام العلاقة العامة. باستخدام العلاقات يمكننا الحصول على قيمة كل من a و b:

$$a = (-110 + 114.6) / 3.65 = 1.26$$

$$b = 37.1 * (0.434 / 3.65) = 4.41$$

بتعويض القيم السابقة في العلاقة العامة نحصل على قيمة مساحة التغطية كما يلي:

$$C = Q(1.26) + \exp\left(\frac{2 - 2(1.26 * 4.41)}{4.41^2}\right) Q\left(\frac{2 - (1.26)(4.41)}{4.41}\right) = 0.59$$

وهي مساحة تغطية منخفضة جداً ليتم اعتمادها ضمن نظام خليوي فعال (سيؤدي إلى استياء العديد
من المستخدمين).

الآن سندرس حالة متطلب الاستطاعة المستقبلية الدنيا الأقل $P_{min} = -120dBm$ ، في هذه الحالة:

$$a = (-120 + 114.9) / 3.65 = -1.479$$

$$b = 4.41$$

بتعويض هذه القيم في العلاقة العامة نحصل على قيمة مساحة التغطية $C=0.988$ ، وهي قيمة أفضل
لمساحة التغطية، ويمكن استخدامها ضمن الأنظمة الخليوية بشكل فعال.

مثال 3-7:

ليكن لدينا نظام خلوي تم تصميمه بحيث $\bar{P}_r(R) = P_{min}$ ، أي أن الاستطاعة المستقبلية والناطقة عن كل من فقد المسار ومتوسط الخفوت على حدود الخلية تساوي إلى الحد الأدنى للاستطاعة المطلوب للحصول على أداء مطلوب. أوجد مساحة التغطية من أجل قيم أس فقد المسار 2، 4، و6، ومن أجل قيم $\sigma_{\psi_{dB}}$ 4، 8، و12 وشرح كيفية تغير مساحة التغطية عند ازدياد أس فقد المسار وعند ازدياد قيمة $\sigma_{\psi_{dB}}$.

حل المثال 3-7:

عند تحقق العلاقة $\bar{P}_r(R) = P_{min}$ تكون قيمة a معدومة، وبالتالي يمكن استخدام العلاقة لحساب مساحة التغطية.

وبالتالي تتعلق قيمة مساحة التغطية فقط بالمقدار $b = 10\gamma \log_{10}[e] / \sigma_{\psi_{dB}}$ ، وهو بالمقابل يتعلق بالنسبة $\gamma / \sigma_{\psi_{dB}}$.

يحتوي الجدول التالي على قيم مساحة التغطية المحسوبة عند القيم المطلوبة لكل من أس فقد المسار و $\sigma_{\psi_{dB}}$ انطلاقاً من العلاقة المبسطة.

الجدول (3-4): مساحة التغطية من أجل عدة قيم لـ γ ولـ $\sigma_{\psi_{dB}}$.

$\gamma / \sigma_{\psi_{dB}}$	4	8	12
2	0.77	0.67	0.63
4	0.85	0.77	0.71
6	0.90	0.83	0.77

كما هو متوقع، من أجل قيمة ثابتة لأس فقد المسار، تزداد مساحة التغطية مع تناقص $\sigma_{\psi_{dB}}$: السبب في ذلك أنه كلما كانت قيمة $\sigma_{\psi_{dB}}$ أصغر كلما كانت التغيرات حول وسطي فقد المسار أقل. وبما أنه في الحالة التي لا يوجد فيها تظليل نصل إلى تغطية بنسبة 100% (ذلك أن $\bar{P}_r(R) = P_{min}$)، نتوقع بأنه عندما تنتهي قيمة $\sigma_{\psi_{dB}}$ إلى الصفر، تزداد مساحة التغطية لتصل إلى النسبة 100% من مساحة الخلية. الأمر الذي يدعو إلى الحيرة هنا هو أن مساحة التغطية تزداد بازدياد أس فقد المسار من أجل قيمة ثابتة لـ $\sigma_{\psi_{dB}}$ ، ذلك أن القيم الكبيرة لأس فقد المسار تعني تناقص أسرع لاستطاعة الإشارة المستقبلية. ولكن بالعودة إلى الشرط الذي بدأنا منه وهو تحقق التساوي $\bar{P}_r(R) = P_{min}$ نجد أن هذا التناقض الأسرع قد أخذ مسبقاً بعين الاعتبار (أي أنه يجب أن تكون الاستطاعة المرسله عندما $\gamma=6$ أعلى بكثير من الاستطاعة المرسله عندما $\gamma=2$ كي تبقى هذه المساواة محققة).

السبب في أن مساحة التغطية تزداد مع أس فقد المسار ضمن الافتراض السابق هو أنه عندما تزداد قيم أس فقد المسار، يجب أن تتم زيادة استطاعة الإرسال لتحقيق المساواة $\bar{P}_r(R) = P_{min}$. يؤدي ذلك إلى متوسط استطاعة أعلى ضمن الخلية وهذا ما يؤدي إلى توفر مساحة تغطية أعلى.

11. تمارين:

1. أوجد المسافات التي من أجلها يمكن استخدام نموذج الشعاعين في خلية ماكروية فيها ارتفاع هوائي الإرسال 50m وارتفاع هوائي الاستقبال 2m، وضمن خلية ميكروية فيها ارتفاع هوائي الإرسال 10m وارتفاع هوائي الاستقبال 2m، مع العلم أن الترددات المستخدمة هي 900MHz و1800MHz.

2. أوجد فقد المسار باستخدام نموذج Hata عند التردد 1GHz ومن أجل ارتفاع هوائي الإرسال 50m وارتفاع هوائي الاستقبال 2m وعلى مسافة 2Km.

3. في حال كانت الاستطاعة المستقبلية على مسافة 1Km هي 1dBm، أوجد الاستطاعة المستقبلية على مسافة 2Km، 5Km، و20Km عن هوائي الإرسال من أجل نماذج فقد المسار التالية:

a. نموذج فقد المسار في الفضاء الحر.

b. $\gamma=3$

c. $\gamma=4$

d. نموذج فقد في الأرض المستوية.

e. COST-231-Hata

ارسم هذه النماذج من أجل مسافة متغيرة ما بين 1Km و20Km. افترض أن التردد 2GHz، ارتفاع هوائي الإرسال 50m، ارتفاع هوائي الاستقبال 3m، ربح هوائي الإرسال يساوي إلى ربح هوائي الاستقبال ويساوي إلى الواحد. علق على النتائج.

4. ضمن نموذج فقد المسار الحر، أوجد الاستطاعة المرسل المطلوبة للحصول على استطاعة مستقبلية بقيمة 1dBm على مدخل نظام لاسلكي يستخدم هوائي متمائل المناحي ($G_T=1$) وبتردد حامل $f_c=5\text{GHz}$ ، وذلك على افتراض البعد $d=10\text{m}$ ومن ثم البعد $d=100\text{m}$.

5. من أجل نموذج انتشار الشعاعين وبعد فاصل بين المرسل والمستقبل $d=100\text{m}$ ، $h_t=10\text{m}$ ، $h_r=2\text{m}$ ، أوجد تشتت التأخير بين الإشارتين.

6. أوجد المسافة الحرجة d_c عند استخدام نموذج الشعاعين ضمن خلية ماكروية كبيرة في منطقة شبه مدنية وبحيث يتم وضع المحطة القاعدية على برج أو بناء بارتفاع $h_t=20\text{m}$ ، ويتم وضع المستقبل على ارتفاع $h_r=3\text{m}$ ، علماً أن تردد الحامل $f_c=2\text{GHz}$. هل يعتبر هذا القياس مناسباً لنصف قطر الخلية الماكروية في البيئة الشبه مدنية؟ علل إجابتك.

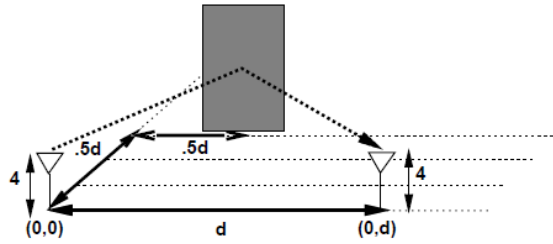
7. ليكن لدينا قناة تتبع لنموذج اشعاعين وتعطى الاستجابة النبضية فيها على الشكل $h(t)=\alpha_1\delta(\tau)+\alpha_2\delta(\tau-0.022\mu\text{s})$. أوجد المسافة التي تفصل بين المرسل والمستقبل وأوجد قيمة كل من α_1 و α_2 على افتراض أن فقد المسار هو في الفراغ الحر في كل من الطرفين وأن معامل الانعكاس يساوي إلى -1. افترض أن كلاً من المرسل والمستقبل يقع على ارتفاع 8m عن سطح الأرض، وأن التردد الحامل يساوي إلى 900MHz.

8. تستخدم الهوائيات الموجهة كأداة قوية للحد من مشاكل كل من تعدد المسارات والتداخل. بشكل خاص، تستخدم الهوائيات الموجهة ضمن نموذج الشعاعين بهدف التخلص من تأثير التخميد الذي يسببه الحذف الناتج عن المركبة المنعكسة عن الأرض. ارسم الاستطاعة بالوحدة dB بدلالة لوغاريتم المسافة العشري في حالة نموذج الشعاعين من أجل $f=900\text{MHz}$ ، $R=-1$ ، $h_t=50\text{m}$ ، $G_r=1$ ، $h_r=2\text{m}$ ، ومن أجل القيم التالية لـ G_r : 0.316 ، 0.1 ، 0.01 . كل من المنحنىات الأربعة يجب أن يحتوي على المسافات من $d=1\text{m}$ وحتى $d=100000\text{m}$. أيضاً قم بحساب وتحديد المسافة الحدية على كل منحنى، وقم بتقييس المنحنىات بحيث تبدأ تقريباً من القيمة 0dB . أخيراً، بين أن النموذج الخطي على مجالات سيحتوي على تناقص استطاعة مسطح حتى المسافة h_t ، تناقص مسافة يتناسب مع $10\log_{10}(d^{-2})$ من أجل $h_t < d < d_c$ ، وتناقص يتناسب مع $10\log_{10}(d^{-4})$ من أجل $d \geq d_c$.

9. ما هو متوسط تناقص الاستطاعة مع المسافة المتوقع في نموذج العشر أشعة ولماذا؟

10. ضمن نموذج العشر أشعة، بفرض أن المرسل والمستقبل يقعان في شارع عرضه 20m ولهما نفس الارتفاع، وأن التباعد بين المرسل والمستقبل هو 500m ، أوجد تشتت التأخير.

11. بفرض لدينا نظام الاتصالات المبين في الشكل التالي، بفرض أن المقطع الراداري يساوي إلى 20dBm^2 ، أوجد فقد المسار للإشارة المنعكسة عن العائق وذلك من أجل المسافات $d=1,10,100,1000\text{m}$. قارن نتائجك مع تلك التي يتم الحصول عليها عند انعكاس الإشارة فقط بمعامل انعكاس $R=-1$.



12. مذاكرة:

1. يستخدم نموذج فقد المسار الحر في الحالة التي يتحقق فيها:

- عدم وجود أية عوائق بين المرسل والمستقبل
- وجود عدد مهمل من العوائق بين المرسل والمستقبل
- توزع العوائق منتظم بين المرسل والمستقبل
- تتبع العوائق توزيعاً نظامياً بين المرسل والمستقبل

2. ضمن نماذج رسم الأشعة نفترض وجود:

- عدد منتهي من العواكس معلومة المواقع وذات خواص عازلية معروفة
- عدد منتهي من العواكس معلومة المواقع وذات خواص عازلية غير معروفة
- عدد منتهي من العواكس غير معلومة المواقع وذات خواص عازلية معروفة
- عدد منتهي من العواكس غير معلومة المواقع وذات خواص عازلية غير معروفة

3. يستخدم نموذج الشعاعين في الحالة التي يتم فيها استقبال:

- مركبة خط النظر ومركبة منعكسة واحدة على الأكثر بغض النظر عن مسارها.
- مركبة خط النظر والمركبة المنعكسة عن سطح الأرض فقط
- مركبة خط النظر وأحد المركبات المنعكسة إما عن سطح الأرض أو من طبقات الجو العليا.
- مركبتين للإشارة فقط لا غير بغض النظر عن مسارهما

4. تم تصميم نموذج العشر أشعة من أجل:

- الخلايا الماكروية ضمن المدن
- الخلايا الميكروية ضمن المدن
- الخلايا الماكروية ضمن البيئة الشبه مدنية
- الخلايا الميكروية ضمن البيئة الشبه مدنية

5. يتناقص فقد المسار بشكل:

- خطي مع $\log_{10}d$ بميل 10γ dB/octave، حيث γ أس فقد المسار
- أسي مع $\log_{10}d$ بميل 10γ dB/octave، حيث γ أس فقد المسار
- خطي مع $\log_{10}d$ بميل 10γ dB/decade، حيث γ أس فقد المسار
- أسي مع $\log_{10}d$ بميل 10γ dB/decade، حيث γ أس فقد المسار

6. تكون التغيرات الناتجة عن التظليل:

- a. أبطأ بكثير من التغيرات الناتجة عن فقد المسار، وهي من رتبة المسافة
- b. أبطأ بكثير من التغيرات الناتجة عن فقد المسار، وهي من رتبة مسافة إلغاء الترابط X_c
- c. أسرع بكثير من التغيرات الناتجة عن فقد المسار، وهي من رتبة المسافة
- d. أسرع بكثير من التغيرات الناتجة عن فقد المسار، فهي من رتبة مسافة إلغاء الترابط X_c

7. توزيع نسبة الاستطاعة المرسل إلى الاستطاعة المستقبلية في نموذج التظليل عند استخدام واحدة الـ dB هو:

- a. توزيع لوغاريتمي
- b. توزيع لوغاريتمي نظامي
- c. توزيع نظامي
- d. توزيع منتظم

8. تقع قيمة أس فقد المسار في البيئات المختلفة تقريباً ضمن المجال:

- a. من صفر إلى 2
- b. من 2 إلى 6
- c. من 6 إلى 8
- d. من 8 إلى 12

9. يمكن استخدام التوسيع COST 231 لنموذج Hata عند التردد:

- a. 500MHz
- b. 1GHz
- c. 1.5GHz
- d. 2GHz

10. نموذج Hata قابل للاستخدام (بشكل خشن) على مجال الترددات:

- a. من 150 وحتى 1500MHz
- b. من 300 وحتى 1500MHz
- c. من 500 وحتى 1500MHz
- d. من 1000 وحتى 1500MHz

رقم السؤال	الإجابة	العلامة	الفقرة التي تجب مراجعتها في حال الإجابة الخاطئة
1	a	1 من أصل عشرة	3
2	a	1 من أصل عشرة	4
3	b	1 من أصل عشرة	1-4
4	b	1 من أصل عشرة	2-4
5	c	1 من أصل عشرة	8
6	d	1 من أصل عشرة	8
7	c	1 من أصل عشرة	7
8	b	1 من أصل عشرة	6
9	d	1 من أصل عشرة	3-5
10	a	1 من أصل عشرة	2-5

علامة النجاح 7 من أصل 10



الفصل الرابع: نماذج تعدد المسارات

كلمات مفتاحية:

– Gamma – Beckmann – Wiebull – Hoyt – Nakagami – Rice – Rayleigh
Suzuki – توزيع K

ملخص:

ينتج الخفوت متعدد المسارات عن الدمج المفيد أو المخرب لمركبات الإشارة العشوائية في كل من تأخيرها الزمني والانعكاسات و/أو البعثرة و/أو عمليات الانعراج التي تخضع لها هذه المركبات أثناء مرورها ضمن قناة الاتصال. نسبياً يعتبر هذا النوع من الخفوت سريعاً بالمقارنة مع كل من التغيرات التي يسببها فقد المسار والتغيرات التي يسببها التظليل، وبالتالي يعتبر هذا الخفوت هو المسؤول عن تغيرات الإشارة على المدى القصير. بناءً على طبيعة بيئة الانتشار الراديوية، هناك العديد من النماذج المختلفة التي من شأنها أن تقوم بتوصيف السلوك الإحصائي لغللاف خفوت تعدد المسارات. سنقوم من خلال هذا الفصل بعرض معظم النماذج التي تم تصميمها لتوصيف هذا النوع من الخفوت بحيث نبين الفرق بين كل منها من ناحية البيئة التي يستخدم فيها النموذج، كما سنقوم بعرض النماذج المدمجة التي أخذت بعين الاعتبار وجود التظليل ضمن البيئة المدروسة.

الأهداف التعليمية:

- التعرف على الطرق المختلفة في نمذجة خفوت تعدد المسارات
- دراسة النماذج المختلفة للخفوت ضيق النطاق والفرق بينها
- دراسة النماذج المدمجة للخفوت والتظليل وإمكانية استخدامها
- دراسة كيفية محاكاة نماذج الخفوت للاستفادة منها في دراسة الأنظمة المختلفة

1. مقدمة:

عندما تعاني الأنظمة ضيقة الحزمة من الخفوت، يتم تعديل مطال الحامل المستقبل بمطال الخفوت α ، حيث α متحول عشوائي ذي وسطي تربيعي $\Omega = \overline{\alpha^2}$ وتابع كثافة احتمالية (PDF) $p_\alpha(\alpha)$ ، وهو متعلق بطبيعة بيئة الانتشار الراديوية.

بعد عبور القناة التي تعاني من الخفوت، تصل الإشارة إلى المستقبل بعد تحميلها بالضجيج الأبيض الغوسي الجمعي (AWGN)، والذي يفترض عملياً أن يكون مستقلاً إحصائياً عن مطال الخفوت α ، وهو يوصف بكثافة استطاعة الطيف أحادي الجانب N_0 بالوحدة Watts/Hertz.

بشكل مكافئ، يتم تعديل الاستطاعة اللحظية للإشارة المستقبلية بـ α^2 . بالتالي، يمكن تعريف نسبة الإشارة إلى الضجيج (SNR) بالرمز اللحظية بالعلاقة $\gamma = \alpha^2 E_s / N_0$ ووسطي SNR بالرمز بالعلاقة $\bar{\gamma} = \Omega E_s / N_0$ ، حيث E_s هي طاقة الرمز المرسل.

معايير تقييم الخفوت:

بالإضافة إلى ما سبق، يمكن الحصول على تابع الكثافة الاحتمالية لـ γ بإجراء تغيير متحول في علاقة تابع الكثافة الاحتمالية لـ α لنحصل على العلاقة التالية:

$$p_\gamma(\gamma) = \frac{p_\alpha\left(\sqrt{\frac{\Omega\gamma}{\bar{\gamma}}}\right)}{2\sqrt{\frac{\gamma\bar{\gamma}}{\Omega}}} \quad (1-4)$$

أحد المعايير الهامة في تقييم الخفوت في القناة، وهو ما يطلق عليه مصطلح كمية الخفوت أو رقم الخفوت ونرمز له بالرمز AF ويعرّف بالعلاقة التالية:

$$AF = \frac{\text{var}[\alpha^2]}{(E[\alpha^2])^2} = \frac{E[(\alpha^2 - \Omega)^2]}{\Omega^2} = \frac{E[\gamma^2] - (E[\gamma])^2}{(E[\gamma])^2} \quad (2-4)$$

حيث $E[.]$ تمثل الوسطي الإحصائي و $\text{var}[.]$ يمثل التشتت. تم تقديم هذا الرقم من قبل Charach كمقياس موحد لكمية الخفوت، وهو عملياً مستقل عن متوسط استطاعة الخفوت Ω .

من المعايير الأخرى المستخدمة في توصيف درجة الخفوت في قناة محددة وضمن نموذج محدد **معدل تجاوز المستوى (LCR) ومتوسط فترة الخفوت**. يمكن اشتقاق علاقة كل من المعيارين السابقين انطلاقاً من طيف دوبلر حيث تختلف علاقة كل منهما باختلاف النموذج المعتمد للخفوت ضمن القناة. يعرّف معدل تجاوز المستوى بعدد التجاوزات التي يمكن أن تحدث لمستوى مرجعي بوحدة الزمن، بينما يعرّف متوسط فترة الخفوت بالمتوسط الزمني الذي يصبح فيه الغلاف أقل من مستوى محدد.

بشكل مشابه لمعدل تجاوز المستوى يعرّف معدل التجاوز الصفري لإشارة بمتوسط عدد المرات التي تتجاوز فيها الإشارة قيمة الصفر بوحدة الزمن.

2. نموذج خفوت Rayleigh:

يستخدم توزيع Rayleigh في معظم قنوات الاتصالات في نمذجة الخفوت متعدد المسارات في الحالات التي ينعدم فيها مسار خط النظر.

في هذه الحالة يكون توزيع كل من مركبتي الإشارة المستقبلية a و Q (x_i و x_Q) هو التوزيع النظامي، وتكون الإشارة المستقبلية متحول عشوائي عقدي.

في هذه الحالة يكون توزيع غلاف الإشارة المستقبلية $r = (x_i^2 + x_Q^2)^{1/2}$ هو توزيع Rayleigh ويكون توزيع r^2 هو التوزيع الأسي.

لاحظ أن التوزيع الأسي هو حالة خاصة من توزيع χ^2 المركزي وذلك بجعل $m=1$. وأن توزيع χ^2 هو توزيع المتحول $Y=X^2$ حيث X متحول عشوائي غوسي. بفرض أن الانحراف المعياري لكلاً من x_i و x_Q هو σ ، يمكن كتابة الاستطاعة الكلية للإشارة المستقبلية على الشكل $E[r^2]/2 = \sigma^2$ ، وبالتالي تكون توابع الكثافة الاحتمالية كما هو مبين في العلاقات:

$$p_r(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r^2}{2\sigma^2}}, \quad 0 \leq r < \infty \quad (3-4)$$

$$p_{r^2}(r) = \frac{1}{2\sigma^2} e^{-\frac{r}{2\sigma^2}} \quad (4-4)$$

$$p_\alpha(\alpha) = \frac{2\alpha}{\Omega} e^{-\frac{\alpha^2}{\Omega}}, \quad \alpha \geq 0 \quad (5-4)$$

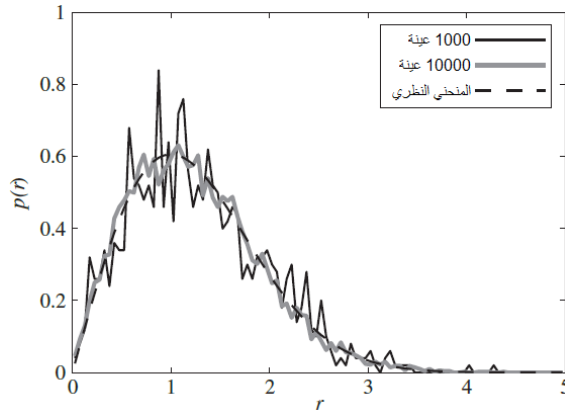
يمكن حساب وسطي r من العلاقة $E[r] = \sigma\sqrt{\pi/2}$ ، ويمكن حساب وسطي الجذر التربيعي (rms) لهذا التوزيع من العلاقة $E[\sqrt{r^2}] = \sqrt{2}\sigma$.

بما أن كل من المركبتين a و Q في الإشارة المستقبلية هي عبارة عن متحولات عشوائية مستقلة ذات توزيع نظامي بمتوسط معدوم، فإن الطور في أي لحظة سيتوزع بشكل منتظم ما بين $-\pi$ و π .

$$p_\phi(\phi) = \frac{1}{\pi} \quad -\pi \leq \phi < \pi \quad (6-4)$$

مثال 1-4:

يبين الشكل طويلة متحول عشوائي غوسي عقدي من أجل $\sigma=1$ لآلف عينة ولعشرة آلاف عينة. من الواضح أنه كلما ازداد عدد العينات كلما اقتربت الطويلة من توزيع Rayleigh.



الشكل (4-1): تابع الكثافة الاحتمالية لتوزيع Rayleigh بناءً على القياسات العملية.

مثال 2-4:

بفرض قناة بخفوت Rayleigh ومتوسط استطاعة مستقبلية $P_r=20\text{dBm}$. أوجد احتمال أن تكون الاستطاعة المستقبلية أقل من 10dBm .

حل المثال 2-4:

لدينا $P_r=20\text{dBm}=100\text{mW}$

نرغب بإيجاد احتمال تحقق العلاقة $r^2 < 10\text{dBm}=10\text{mW}$. بالتالي:

$$p(r^2 < 10) = \int_0^{10} \frac{1}{100} e^{-\frac{x}{100}} dx = 0.095$$

ملخص:

مما سبق، لتوزيع Rayleigh تابع الكثافة الاحتمالية المعرّف بالعلاقة السابقة، حيث r مطال الإشارة المستقبلية و $\bar{r}^2 = 2\sigma^2$ هو متوسط الاستطاعة المقدر أو قيمة المتوسط التريبيعي لمطال الإشارة. يأخذ تابع الكثافة الاحتمالية قيمته العظمى عند $r=\sigma$ وبقية وسطى $\bar{r} = \sigma\sqrt{\pi/2}$ ، وتشتت $0.429\sigma^2$.

تابع التوزيع التراكمي:

يمكن كتابة علاقة تابع التوزيع التراكمي على الشكل التالي:

$$P(R) = \Pr(r < R) = 1 - e^{-\frac{R^2}{2\sigma^2}} \quad (7-4)$$

في الحالة التي تكون فيها قيم r صغيرة يمكننا أن نستخدم التقريب $P(R) \approx r^2/2\sigma^2$.

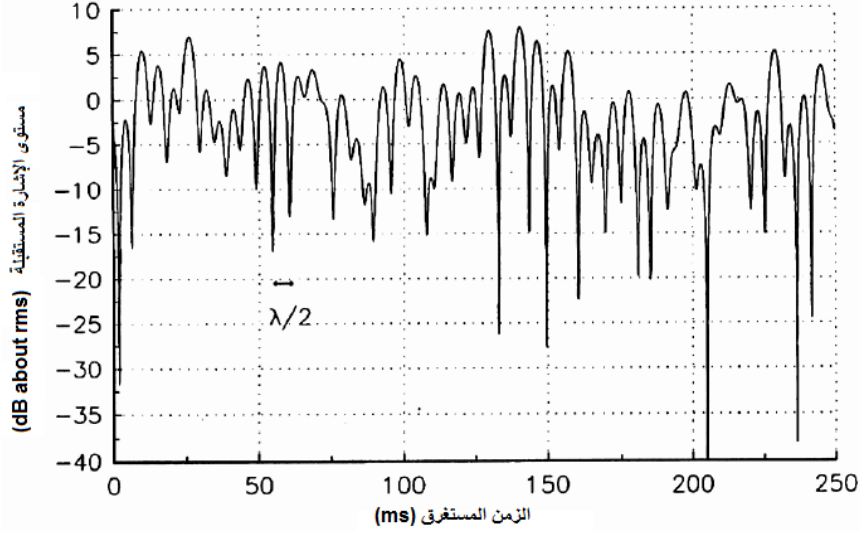
رقم الخفوت:

بحساب رقم الخفوت في قناة Rayleigh نجد أنه يساوي إلى الواحد، وهو يتوافق بشكل عالٍ مع القياسات التجريبية المأخوذة في الأنظمة النقالة التي لا تحتوي على مسار خط نظر بين كل من هوائي المرسل وهوائي المستقبل.

يمكن أيضاً استخدام توزيع ريليه في نمذجة انتشار المسارات المنعكسة والمنكسرة عن طبقة التريبوسفير وطبقة الأيونوسفير، والوصلات الراديوية المتشكلة بين السفن.

مثال:

يبين الشكل التالي تغيرات مستوى الإشارة المستقبلية مع الزمن ضمن قناة خفت Rayleigh من أجل إشارة مرسله بتردد حامل 900MHz وسرعة مستقبل بحدود 120Km/h .



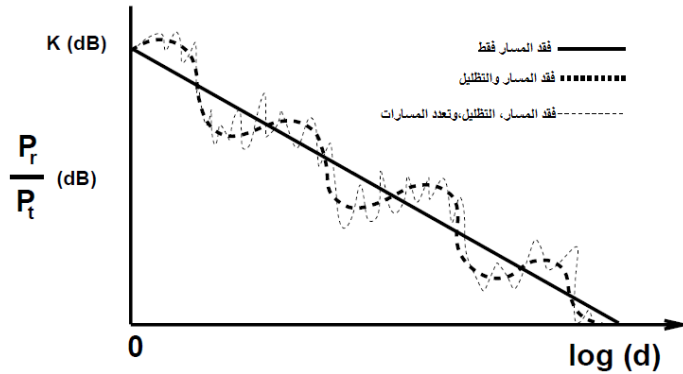
الشكل (4-2): شكل عملي لخلاف خفوت Rayleigh عند التردد 900MHz.

التأثير المدمج لكل من فقد المسار والتظليل وخفوت Rayleigh:

من الممكن أن يتم دمج تأثير كل من فقد المسار والتظليل وخفوت Rayleigh بجمع وسطي فقد المسار (الموصّف من خلال نموذج فقد المسار) إلى متحول عشوائي يمثل تأثير التظليل وآخر يمثل تأثير خفوت Rayleigh. بالتالي يمكننا أن نكتب العلاقة المبينة

$$\frac{P_r}{P_t} = C_0 - 10\gamma \log_{10} \frac{d}{d_0} - \psi_{dB} - \psi_{dB}^R \quad (dB) \quad (8-4)$$

- حيث C_0 ثابت يعتمد على الهوائي ومميزات القناة
- d_0 المسافة المرجعية الخاصة بالحقل البعيد للهوائي
- γ أس فقد المسار
- ψ_{dB} متحول غوسي بمتوسط معدوم وتشتت $\sigma_{\psi_{dB}}^2$ ، وهو ناتج عن التظليل
- و ψ_{dB}^R يمثل جزء الاستطاعة التابع لخفوت Rayleigh

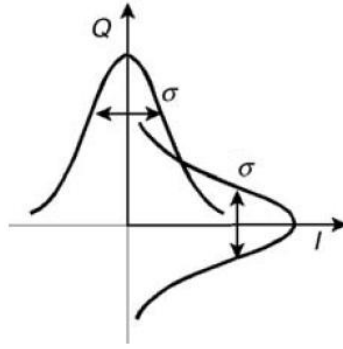


الشكل (3-9): فقد المسار، التظليل، وتعدد المسارات بتغير المسافة.

الشكل (3-9) من الفصل الماضي يبين الشكل التأثير الكلي للحدود الثلاثة مجتمعة.

محاكاة خفوت Rayleigh:

من الممكن أن نقوم ببناء محاكي يقوم بتوليد سلسلة زمنية بتوزيع Rayleigh وذلك باستخدام مولدين لأعداد عشوائية بتوزيع غوص بالإضافة إلى مرشح. عملياً، تتشكل القناة متعددة المسارات من تتابع لعمليات الدمج وهو ما يماثل عدد لا نهائي من العوائق. بحسب نظرية النهايات المركزية كلما تزايد عدد المتحولات العشوائية كلما اقترب التوزيع من توزيع غوص وبالتالي، يمكن محاكاة القناة النقالة باستخدام مولدين لأعداد عشوائية بتوزيع غوص بينهما انزياح تربيعي في الصفحة: أحدهما يمثل الجزء الحقيقي من الغلاف العقدي، والآخر يمثل الجزء التخيلي منه، كما يبين الشكل:

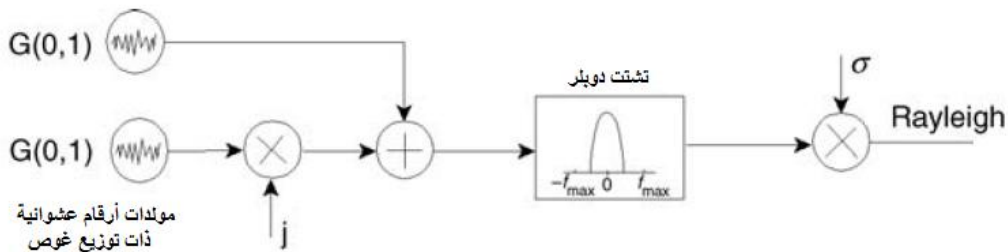


الشكل (4-3): مولدات غوصية على ترابع في الطور لمحاكاة خفوت Rayleigh.

يعطي هذان المولدان طيف مسطح محدود $\pm f_s/2$ ، حيث f_s هو تردد التقطيع. كما رأينا سابقاً فإن ظاهرة الخفوت محدودة الحزمة بعرض طيف دوبلر. بالتالي يجب أن نقوم بترشيح كلاً من المركبتين بمرشح دوبلر بحيث يتم تصحيح شكل طيف الخفوت.

المخطط الصندوقي لمحاكي قناة Rayleigh:

عند القيام ببناء المحاكي، يجب الانتباه إلى أن معظم المولدات العشوائية الغوصية تقوم بتوليد سلسلة عشوائية بمتوسط معدوم وتشتت يساوي إلى الواحد، بالتالي يجب أن يتم ضرب خرج كل من المولدين بالمعامل σ للحصول على التشتت المطلوب على خرج المحاكي. الآن بجمع نتيجة المولدين بعد ضرب أحدهما بالعدد العقدي (j) نحصل على سلسلة بتوزيع Rayleigh.



الشكل (4-4): مخطط صندوقي لمحاكي خفوت Rayleigh.

مرشح دوبلر:

يجب الانتباه على ألا تتجاوز قيمة انزياح دوبلر الأعظمية عن القيمة V/λ . لتنفيذ مرشح دوبلر من الممكن أن الأفضل اعتماد مرشح Butterworth، إذ أنه افتراض شائع في معظم القنوات الناقلة، فضمن هذا المرشح نعتبر أن المركبات الناتجة عن نهايتي الشارع تعطي تعدد في المسارات أقل من المركبات التي تصل من جانبي الشارع (واجهات الأبنية). يتبع طيف Butterworth العلاقة المبينة:

$$|H_{Butt}(f)|^2 = \frac{A}{1 + (f/f_c)^{2k}} \quad (9-4)$$

حيث f_c تردد القطع و k درجة المرشح.

يجب إضافة معامل ضرب لتعويض الربح الذي يمكن أن يسببه المرشح.

معدل تجاوز المستوى:

يمكن أن نبرهن على أن معدل تجاوز المستوى (لمستوى محدد R) ضمن خفوت Rayleigh (ونرمز له بالرمز L_R) يعطى بالعلاقة التالية:

$$L_R = \sqrt{2\pi} f_{max} \rho e^{-\rho^2}$$

حيث $\rho = R/r_{rms}$ ، r_{rms} مستوى rms للغلاف، f_{max} أعلى انزياح ترددي ناتج عن أثر دوبلر. أيضاً يمكن البرهان على أن متوسط فترة الخفوت ضمن نموذج Rayleigh يعطى بالعلاقة:

$$\bar{t} = \frac{e^{\rho^2} - 1}{\rho f_{max} \sqrt{2\pi}}$$

3. نموذج خفوت Hoyt:

يعطى توزيع Hoyt (ويطلق عليه أيضاً اسم توزيع Nakagami-q) بالمعادلة المبينة:

$$p_{\alpha}(\alpha) = \frac{(1+q^2)\alpha}{q\Omega} \exp\left(-\frac{(1+q^2)^2\alpha^2}{4q^2\Omega}\right) I_0\left(\frac{(1-q^4)\alpha^2}{4q^2\Omega}\right), \quad \alpha \geq 0 \quad (10-4)$$

حيث $I_0(\cdot)$ تابع بيسيل من الدرجة صفر والمرتبة الأولى و q معامل خفوت Nakagami-q وهو يتراوح ما بين الصفر والواحد.

رقم الخفوت:

من الممكن أن نبرهن على أن قيمة AF لهذا التوزيع تعطى بالعلاقة المبينة:

$$AF_q = \frac{2(1+q^4)}{(1+q^2)^2} \quad 0 \leq q \leq 1 \quad (11-4)$$

وبالتالي فهو يتراوح ما بين القيمة 1 (عندما $q=1$) والقيمة 2 (عندما $q=0$)

يُمسح توزيع Nakagami-q المجال من الخفوت النظامي أحادي الجانب (عندما $q=0$) إلى خفوت Rayleigh (عندما $q=1$)

غالباً ما نجد هذا التوزيع في وصلات الأقمار الصناعية التي تخضع لتأثير شديد من طبقة الأيونوسفير ومن الجدير بالذكر هنا أن الخفوت النظامي أحادي الجانب هو الموافق لأسوأ حالات الخفوت أو بشكل مكافئ هو الموافق لأكبر قيمة AF بين جميع توزيعات تعدد المسارات التي سنتحدث عنها ضمن هذا الفصل.

محاكاة خفوت Hoyt:

تعتمد طريقة المحاكاة على استخدام مسارين معدلين على ترابع في الصفحة لتوليد إشارة خفوت تحمل توزيع Hoyt ومن ثم تحميل الإشارة بأثر دوبلر.

يستخدم مولدي ضجيج غوصي مستقلين بهدف توليد المركبتين ويمكن تنفيذ كل منبع نظامي من خلال مجموع متحولين عشوائيين نظاميين متعامدين مستقلين بحيث نحصل على الشكل $z=a+jb$ ، حيث a و b متحولين عشوائيين نظاميين حقيقيين و Z متحول عشوائي نظامي عقدي.

بعد ذلك يجب استخدام مرشح طيفي بهدف إعادة تشكيل الإشارات العشوائية في المجال الترددي. من الممكن أيضاً أن يتم العمل على الإشارات في المجال الزمني لإدخال خفوت دوبلر

نموذج Clark:

يمكن استخدام نموذج Clark لمحاكاة تشتت دوبلر ضمن الشكل الطيفي لإشارة الخفوت. استخدم Clark التأثيرات الناتجة عن البعثرة لتطوير نموذج يأخذ بعين الاعتبار الخواص الإحصائية للإشارة

المستقبله ضمن قناة تعلنى من الخفوت. ضمن هذا النموذج، يتمركز الطيف حول التردد الحامل ويكون معدوماً خارج الحزمة الترددية التي يتم العمل ضمنها، ويعطى هذا النموذج بالعلاقة المبينة:

$$S(f) = \frac{1.5}{\pi f_m \sqrt{1 - \left(\frac{f-f_c}{f_m}\right)^2}} \quad (12-4)$$

حيث f_c التردد المركزي لإشارة الخفوت و f_m هو انزياح دوبلر الأعظمي.

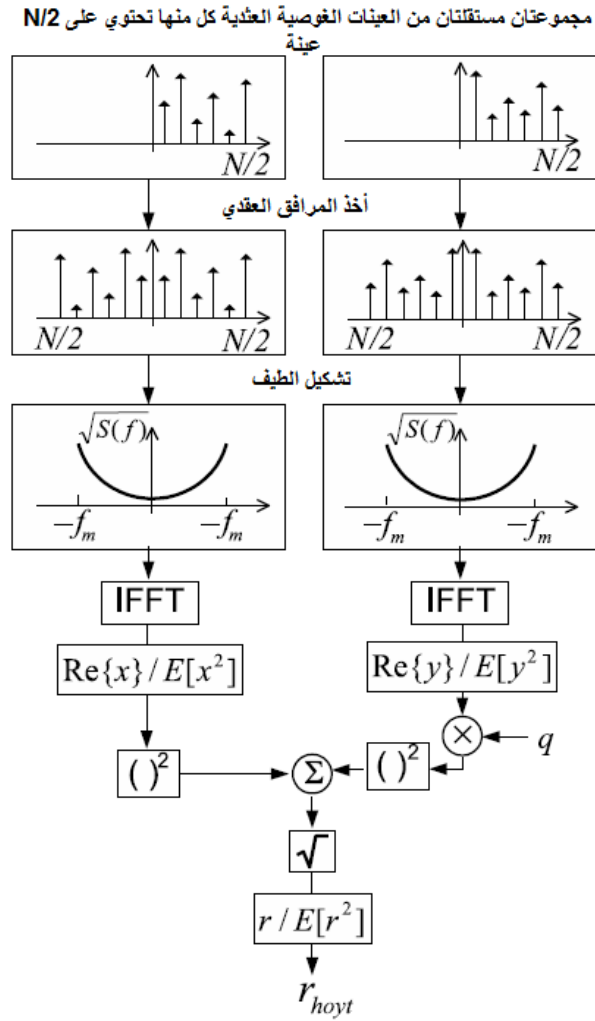
تنفيذ المحاكى:

لتنفيذ محاكى ضمن المميزات السابقة يمكن اتباع الخطوات التالية:

1. تحديد انزياح دوبلر الأعظمي f_m وعدد نقاط التردد N التي ستستخدم لتمثيل $\sqrt{S(f)}$.
2. قيمة التباعد الترددي بين الخطوط الطيفية المتجاورة والذي يعطى بالعلاقة $\Delta f = 2f_m/N$. وبالتالي تكون الفترة الزمنية الخاصة بخفوت الموجة مساوية إلى مقلوب Δf ، أي أن $T = 1/\Delta f$.
3. توليد $N/2$ متحول عشوائي نظامي عقدي.
4. يمكن تشكيل المركبات الترددية السالبة بأخذ مرافق قيم الترددات الموجبة، باعتبار التردد المركز هو الصفر.
5. صياغة الطيف بضرب المركبة in-phase والمركبة التي على ترابع معها بطيف الخفوت $\sqrt{S(f)}$.
6. تطبيق تحويل فورييه المعاكس IFFT على كل من المركبتين بشكل مستقل.
7. حساب مربع كل من المركبتين بشكل منفصل ومن ثم جمع النتائج.
8. الحصول على الجذر التربيعي للنتيجة السابقة والتي تمثل إشارة خفوت Rayleigh المؤلفة من N عينة زمنية وضمن تشتت دوبلر الموافق.
9. لتوليد خفوت Hoyt، من الضروري تقييس تشتت كل من المركبتين. هذه الخطوة هي التي ستعمل على توليد خفوت Hoyt بدلاً من خفوت Rayleigh.

مخطط صندوقى لطريقة تنفيذ المحاكى:

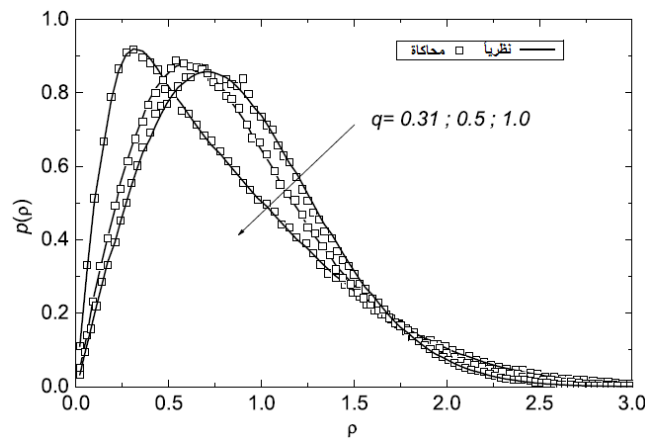
يبين الشكل مخطط صندوقى لطريقة تنفيذ المحاكى.



الشكل (4-5): مخطط صندوقي لمحاكي خفوت Hoyt

تابع الكثافة الاحتمالية لغلغاف الإشارة:

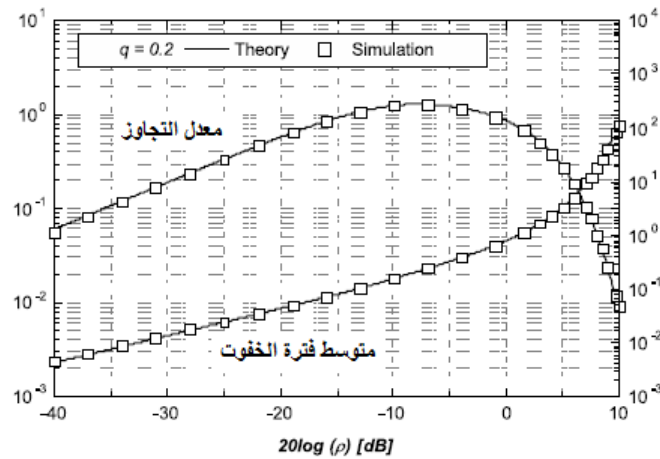
يبين الشكل منحنى تابع الكثافة الاحتمالية لغلغاف الإشارة الناتج عن العلاقة النظرية وذاك الناتج عن استخدام المحاكى. تم رسم المنحنيات عند التردد $f=900\text{MHz}$ ومن أجل سرعة الجسم النقل $v=60\text{Km/hour}$ ومن أجل قيم مختلفة لمعامل الخفوت q .



الشكل (4-6): منحنى تابع الكثافة الاحتمالية لتوزيع Hoyt.

معدل تجاوز المستوى:

لا يوجد علاقة مغلقة لكل من معدل تجاوز المستوى ومتوسط فترة الخفوت ضمن نموذج Nakagami-q، إذ أن العلاقات المتوفرة تعتمد على التعريف الأساسي بحساب الاحتمال انطلاقاً من تابع الكثافة الطيفية. إلا أنه من الممكن أن نجد منحنيات نظرية انطلاقاً من الحل الرقمي للتكامل الناتج عن حساب الاحتمال ومنحنيات ناتجة عن المحاكاة بالطريقة الموضحة سابقاً وذلك من أجل قيم محددة لمعامل الخفوت q . يبين الشكل هذه المنحنيات من أجل $q=0.2$.



الشكل (4-7): معدل تجاوز المستوى ومتوسط فترة الخفوت ضمن نموذج Hoyt من أجل $q=0.2$.

4. نموذج خفوت Rice:

عندما يتوفر مسار مستقر وقوي كما في حالة مسار خط النظر ضمن بيئة خفوت Rayleigh، يصبح توزيع الخفوت ضيق النطاق هو توزيع Rice، وهو يعرف أيضاً باسم توزيع Nakagami-n. يتناسب هذا التوزيع مع قنوات الاتصال باستخدام الأقمار الصناعية وفي بعض البيئات المدنية.

تابع الكثافة الطيفية المشتركة:

انطلاقاً من نظرية النهايات المركزية، يمكن الحصول على تابع الكثافة الطيفية المشتركة لكل من المطال r والطور ϕ على الشكل المبين في العلاقة التالية:

$$p_{r,\phi}(r, \phi) = \frac{r}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{r^2+A^2-2rA\cos\phi}{2\sigma^2}} \quad (13-4)$$

حيث A مطال المركبة المسيطرة و σ هي نفسها المستخدمة في خفوت Rayleigh، $\sigma^2=1/2E[r^2]$. لا يمكن فصل تابع الكثافة الاحتمالية المشتركة في هذه العلاقة، وبالتالي يمكن الحصول على تابع الكثافة الاحتمالية لـ r أو ϕ بإجراء التكامل على المتحول الآخر. بالتالي يمكننا الحصول على تابع الكثافة الاحتمالية للمطال وهو يمثل توزيع Rice:

$$p_r r = \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r^2+A^2}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{rA}{\sigma^2}\right) \quad 0 \leq r < \infty \quad (14-4)$$

يمكن حساب القيمة التربيعية الوسطى للمطال لنجد أن:

$$P_r = \overline{r^2} = 2\sigma^2 + A^2 \quad (15-4)$$

يتبع مربع الغلاف r^2 توزيع χ^2 اللامركزي بدرجتي حرية.

تابع الكثافة الاحتمالية لمطال خفوت القناة:

نعرف معامل Rice ونرمز له بالرمز K_r بالنسبة ما بين المركبة المسيطرة والاستطاعة التي تحملها بقية المركبات، $K_r=A^2/2\sigma^2$ عندما تكون $K_r \ll 1$ يتقارب توزيع Rice من توزيع Rayleigh، ويتطابق معه عندما $K_r=0$.

عندما تكون $A \gg 1$ يتقارب توزيع Rice من التوزيع النظامي بمتوسط A ، ويتطابق معه عندما تنتهي K_r إلى اللانهاية.

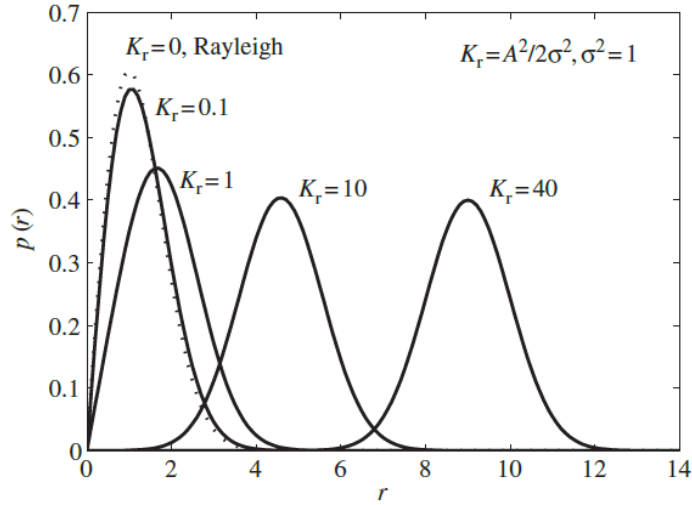
يتناقص المعامل K_r بشكل أسي مع المسافة وتتراوح قيمته ما بين 20 بالقرب من المحطة القاعدية والصفر عند مسافات بعيدة عنها. يمكن استخدام معامل Rice في صياغة علاقة تابع الكثافة الاحتمالية لمطال خفوت القناة كما في العلاقة المبينة:

$$p_\alpha(\alpha) = \frac{2(1+n^2)e^{-n^2\alpha}}{\Omega} \exp\left(-\frac{(1+n^2)\alpha^2}{\Omega}\right) I_0\left(2n\alpha\sqrt{\frac{1+n^2}{\Omega}}\right) \quad \alpha \geq 0 \quad (16-4)$$

حيث n معامل خفوت Nakagami- n ، ويتراوح ما بين الصفر واللانهاية. يرتبط المعامل n مع معامل Rice بالعلاقة $K_r = n^2$.

مقارنة:

يبين الشكل مقارنة ما بين توابع الكثافة الاحتمالية لكل من توزيع Rice، توزيع Rayleigh، والتوزيع النظامي. تتوافق القيمة $K_r=0$ مع خفوت Rayleigh، ويمكن استخدام القيمة $K_r=40$ للتقريب إلى التوزيع النظامي.



الشكل (4-7): توزيع Rice من أجل قيم مختلفة لمعامل Rice (K_r).

توزيع الطور:

تؤدي المركبة المسيطرة إلى تغيير توزيع الطور من التوزيع العشوائي المنتظم المشاهد ضمن خفوت Rayleigh ليصبح تجمع القيم حول طور المركبة المسيطرة. كلما كانت المركبة المسيطرة أقوى كلما اقتربت قيمة الطور الناتجة من قيمة طور المركبة المسيطرة ويشابه ذلك التابع delta من المناسب استخدام قناة خفوت Rice المسطح لتوصيف وصلات الأقمار الصناعية الحقيقية. يمكن ملاحظة هذا النوع من الخفوت في أول مسار خط نظر قابل للعزل ضمن قنوات الاتصالات النقالة الأرضية وفي الخلايا الميكروية ضمن المدن وأشباه المدن وضمن الخلايا الصغيرة داخل الأبنية وداخل المصانع والاتصالات بين السفن.

رقم الخفوت:

يمكن حساب رقم الخفوت في توزيع Rice من العلاقة:

$$AF_n = \frac{1 + 2n^2}{(1 + n^2)^2} \quad n \geq 0 \quad (17-4)$$

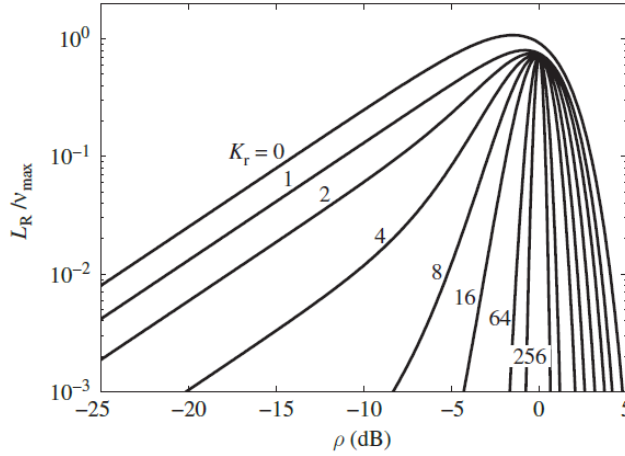
وهو يتراوح بين الصفر ($n=\infty$) وهي حالة الغلاف المستقر أي عدم وجود الخفوت، والواحد ($n=0$) وهي الحالة التي يتطابق فيها الخفوت مع خفوت Rayleigh.

معدل تجاوز المستوى:

يمكن أن نبرهن على أن معدل تجاوز المستوى (لمستوى محدد R) ضمن خفوت Rice يعطى بالعلاقة التالية:

$$L_R = \sqrt{2\pi(K_r + 1)} f_{max} \rho e^{-K_r - (K_r + 1)\rho^2} I_0 \left(2\rho \sqrt{K_r(K_r + 1)} \right)$$

حيث $\rho = R/r_{rms}$ مستوى rms للغلاف و f_{max} أعلى انزياح ترددي ناتج عن أثر دوبلر يبين الشكل تغير معدل تجاوز غلاف الإشارة للمستوى بتغير ρ ضمن بيئة عوائق متجانسة ثنائية الأبعاد وذلك من أجل قيم مختلفة لمعامل Rice بما فيها $K_r=0$ التي توافق حالة خفوت Rayleigh. يتضح من الشكل أن الخفوت يصبح أقل مع زيادة K_r . يمكننا أيضاً أن نستنتج من الشكل أن قيمة LCR تصبح مستقلة عن معامل Rice حول قيمة $\rho=0\text{dB}$ وتستخدم هذه الميزة للتنبؤ بسرعة الجسم النقال.



الشكل (4-8): معدل تجاوز المستوى ضمن خفوت Rice في بيئة عوائق متجانسة ثنائية الأبعاد.

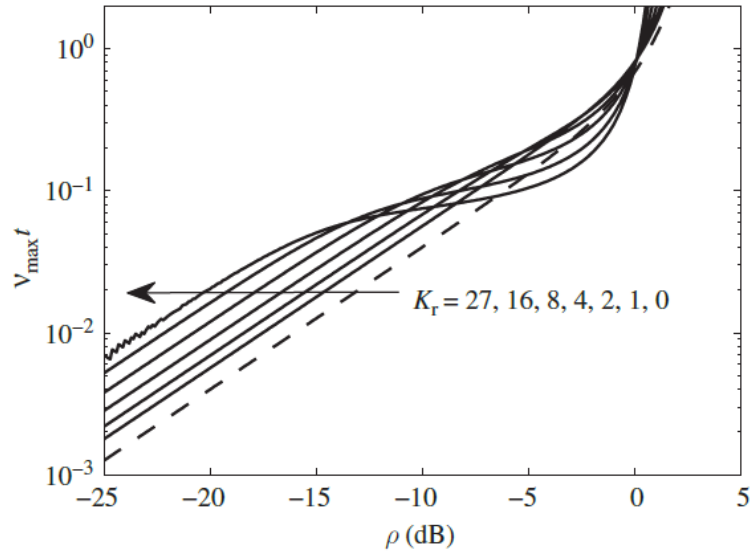
متوسط فترة الخفوت:

أيضاً يمكن البرهان على أن متوسط فترة الخفوت ضمن نموذج Rice يعطى بالعلاقة:

$$\bar{t} = \frac{1 - Q\left(\sqrt{2K_r}, \rho\sqrt{2(K_r + 1)}\right)}{\sqrt{2\pi(K_r + 1)}\rho f_{max} e^{-K_r - (K_r + 1)\rho^2} I_0\left(2\rho\sqrt{K_r(K_r + 1)}\right)}$$

يبين الشكل تغير متوسط فترة الخفوت بتغير ρ ضمن بيئة عوائق متجانسة ثنائية الأبعاد وذلك من أجل قيم مختلفة لمعامل Rice بما فيها $K_r=0$ التي توافق حالة خفوت Rayleigh. يتضح من الشكل

أنه عندما يكون الخفوت شديد العمق (قيم صغيرة لـ ρ) تكون فترة الخفوت صغيرة جداً (\bar{t} صغيرة جداً)، وكما رأينا في الشكل السابق يكون معدل تجاوز المستوى أيضاً صغير جداً.



الشكل (4-9): متوسط فترة الخفوت ضمن نموذج Rice في بيئة عوائق متجانسة ثنائية الأبعاد.

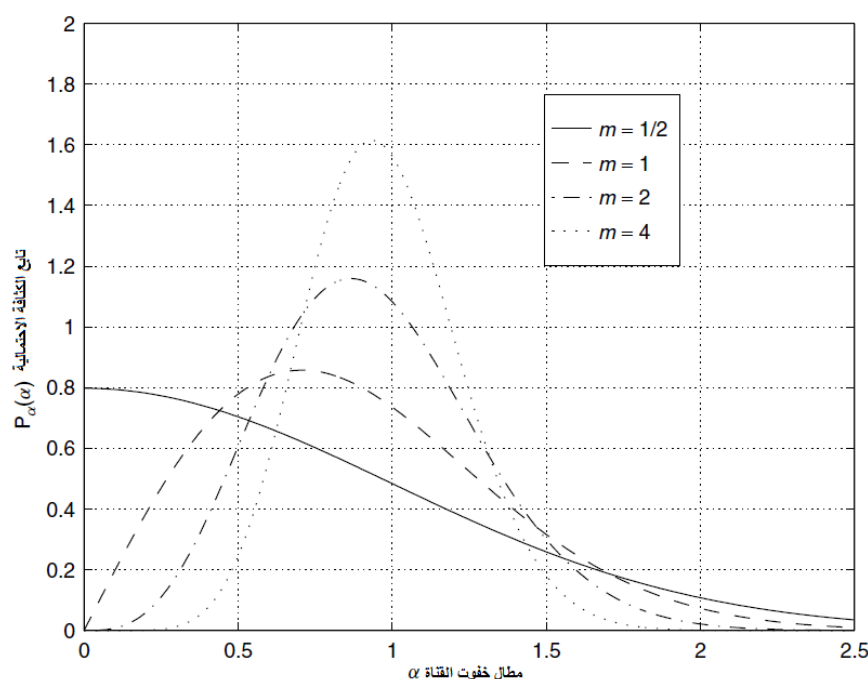
5. نموذج خفوت Nakagami-m:

تابع الكثافة الاحتمالية لتوزيع Nakagami-m:

يعطى تابع الكثافة الاحتمالية لتوزيع Nakagami-m (وهو مشتق من توزيع χ^2 المركزي) بالعلاقة التالية:

$$p_{\alpha}(\alpha) = \frac{2m^m \alpha^{2m-1}}{\Omega^m \Gamma(m)} \exp\left(-\frac{m\alpha^2}{\Omega}\right) \quad \alpha \geq 0 \quad (18-4)$$

حيث m معامل خفوت Nakagami-m، ويتراوح ما بين القيمة $1/2$ واللانهاية. يبين الشكل تابع الكثافة الاحتمالية لتوزيع Nakagami-m من أجل $\Omega=1$ ومن أجل عدة قيم للمعامل m .



الشكل (4-10): تابع الكثافة الاحتمالية لتوزيع Nakagami-m من أجل $\Omega=1$ وقيم مختلفة لمعامل الخفوت m .

تابع الكثافة الاحتمالية لنسبة الإشارة إلى الضجيج بالرمز γ :

بتطبيق العلاقة التالية نحصل على علاقة تابع الكثافة الاحتمالية لنسبة الإشارة إلى الضجيج بالرمز γ وهو ما سنحتاجه في إيجاد تابع الكثافة الاحتمالية لتوزيع الخفوت المدمج لاحقاً.

$$p_{\gamma}(\gamma) = \frac{m^m \gamma^{m-1}}{\bar{\gamma}^m \Gamma(m)} \exp\left(-\frac{m\gamma}{\bar{\gamma}}\right) \quad \gamma \geq 0 \quad (19-4)$$

رقم الخفوت في توزيع Nakagami-m:

يمكن البرهان على أن رقم الخفوت في توزيع Nakagami-m يعطى بالعلاقة:

$$AF_m = \frac{1}{m} \quad m \geq \frac{1}{2} \quad (20-4)$$

بالتالي، يسمح التوزيع Nakagami-m من خلال المعامل m أوسع مجال لرقم الخفوت (من القيمة 0 إلى القيمة 2) بالمقارنة مع بقية التوزيعات الخاصة بقنوات تعدد المسارات والتي ندرسها ضمن هذا الفصل فهو يتضمن التوزيع النظامي أحادي الجانب ($m=1/2$) وتوزيع Rayleigh ($m=1$) كحالات خاصة وعندما تنتهي قيمة m إلى اللانهاية، تتقارب قناة خفوت Nakagami-m من القناة AWGN التي ينعدم فيها الخفوت. أكثر من ذلك، عندما تكون $m < 1$ يمكن الحصول على تقابل ما بين المعامل m والمعامل q للحصول على تقريب لتوزيع Nakagami-m بتوزيع Nakagami-q (Hoyt)، ويعطى هذا التقابل بالعلاقة التالية:

$$m = \frac{(1 + q^2)^2}{2(1 + 2q^4)} \quad m \leq 1 \quad (21-4)$$

بشكل مماثل، عندما تكون قيمة m أكبر من الواحد، يمكن الحصول على تقابل ما بين قيمة المعامل m والمعامل n في توزيع Rice (وبالتالي التقابل مع معامل Rice K_r) مما يسمح بتقريب التوزيع Nakagami-m إلى التوزيع Nakagami-n (أي توزيع Rice) بشكل جيد. تعطى علاقات التقابل كما يلي:

$$m = \frac{(1 + n^2)^2}{1 + 2n^2} \quad n \geq 0 \quad (22-4)$$

$$n = \frac{\sqrt{m^2 - m}}{m - \sqrt{m^2 - m}} \quad m \geq 1 \quad (23-4)$$

غالباً ما يستخدم التوزيع Nakagami-m في نمذجة الانتشار متعدد المسارات ضمن قنوات الاتصال الخاصة بالنظم النقالة الأرضية والنظم النقالة داخل الأبنية بالإضافة إلى الانتشار في الوصلات الراديوية التي تستخدم طبقة الأيونوسفير

6. نموذج خفوت Weibull:

توزيع Weibull هو أحد التوصيفات الرياضية لنماذج الاحتمالات المستخدمة في تحديد مميزات خفوت المطال ضمن البيئات متعددة المسارات، وبشكل خاص تلك التي ترتبط بالنظم الراديوية النقالة التي تعمل ضمن المجال الترددي 800/900MHz.

تابع الكثافة الاحتمالية:

يعطى تابع الكثافة الاحتمالية لتوزيع Weibull بالعلاقة التالية:

$$p_{\alpha}(\alpha) = c \left(\frac{\Gamma\left(1 + \frac{2}{c}\right)}{\Omega} \right)^{c/2} \alpha^{c-1} \left[- \left(\frac{\alpha^2}{\Omega} \Gamma\left(1 + \frac{2}{c}\right) \right)^{c/2} \right] \alpha \quad (24-4)$$

$$\geq 0$$

حيث c معامل يتم اختياره بحيث يعطي أفضل مطابقة مع نتائج القياسات العملية وبحيث يتيح المرونة في الشكل التي تتيحها توزيعات Nakagami. في الحالة الخاصة التي تكون فيها قيمة c مساوية إلى 2، تتطابق العلاقة مع توزيع Rayleigh وعندما تكون c=1، تتطابق العلاقة مع التوزيع الأسّي

رقم الخفوت في قنوات Weibull:

يمكن البرهان على أن رقم الخفوت في قنوات Weibull يعطى بالعلاقة التالية:

$$AF = \frac{\text{var}(R^2)}{(E\{R^2\})^2} = \frac{E\{R^2\} - (E\{R^2\})^2}{(E\{R^2\})^2} = \frac{\Gamma\left(1 + \frac{4}{c}\right) - \Gamma^2\left(1 + \frac{2}{c}\right)}{\Gamma^2\left(1 + \frac{2}{c}\right)} \quad (25-4)$$

$$= \frac{\Gamma\left(1 + \frac{4}{c}\right)}{\Gamma^2\left(1 + \frac{2}{c}\right)} - 1$$

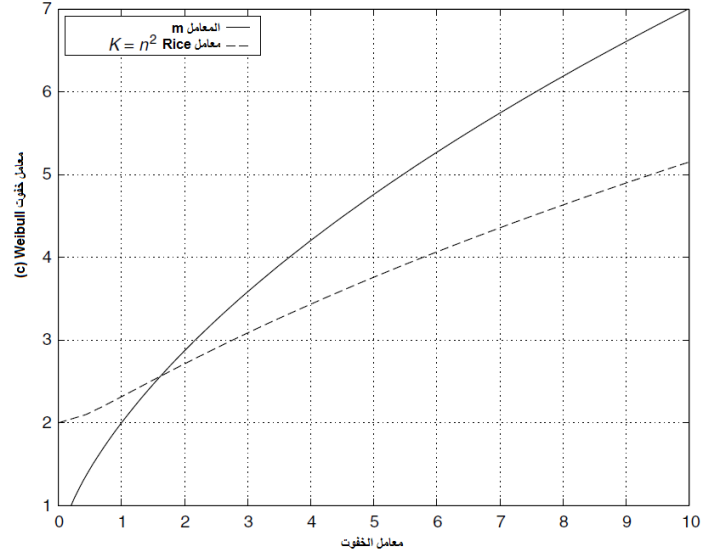
يأخذ رقم الخفوت قيمه ما بين الصفر واللانهاية.

في الحالة التي نعود فيها إلى قناة Rayleigh (أي c=2)، نحصل من العلاقة على القيمة التي وجدناها سابقاً في خفوت Rayleigh وهي AF=1

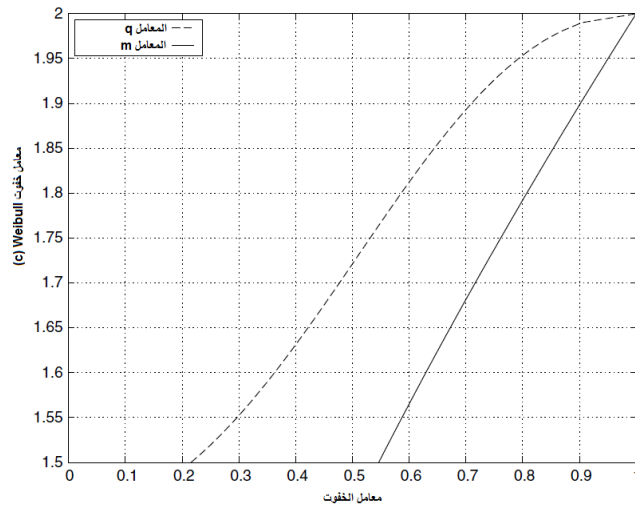
مقارنة:

يبين الشكل رسم للتقابل ما بين معامل خفوت Weibull (c) وما بين معاملات الخفوت الخاصة بالتوزيع Nakagami-m والتوزيع Rice. تم الحصول على المنحنيات ضمن هذا الرسم من خلال إيجاد كمية الخفوت الموافقة لقيمة محددة لـ n² أو m باستخدام العلاقات ومن ثم إيجاد القيمة الموافقة للمعامل c بإيجاد العلاقة العكسية للعلاقة رقمياً.

يبين الشكل التقابل ما بين معامل الخفوت الخاص بتوزيع Weibull ومعامل الخفوت الخاص بالتوزيع Nakagami-m ومعامل الخفوت الخاص بالتوزيع Nakagami-q (أي توزيع Hoyt).



الشكل (4-11): التقابل ما بين معاملات خفوت Nakagami-m و Nakagami-n (Rice) وما بين معامل خفوت Weibull.



الشكل (4-12): التقابل ما بين معاملات خفوت Nakagami-m و Nakagami-q (Hoyt) وما بين معامل خفوت Weibull.

7. نموذج خفوت Beckmann:

يحتوي توزيع Beckmann على أربعة معاملات موافقة لغللاف متحولين عشوائيين نظاميين مستقلين، لكل منهما متوسط وتشتت خاص به وبالتالي فهو يتضمن كل من توزيع Rayleigh، توزيع Rice، توزيع Nakagami-q، والتوزيع النظامي أحادي الجانب كحالات خاصة. في حال كان X متحول عشوائي نظامي له المعاملات (μ_x, σ_x) و Y متحول عشوائي نظامي له المعاملات (μ_y, σ_y) وكان X و Y مستقلين عشوائياً يكون توزيع الغلاف $\alpha = \sqrt{X^2 + Y^2}$ هو توزيع Beckmann، ويعطى تابع الكثافة الاحتمالية بالعلاقة المبينة:

$$p_\alpha(\alpha) = \frac{\alpha}{2\pi\sigma_x\sigma_y} \int_0^{2\pi} \exp \left[-\frac{(\alpha \cos \theta - \mu_x)^2}{2\sigma_x^2} - \frac{(\alpha \sin \theta - \mu_y)^2}{2\sigma_y^2} \right] d\theta \quad \alpha \geq 0 \quad (26-4)$$

من الممكن أن نجد شكل آخر لتابع الكثافة الاحتمالية الخاص بتوزيع Beckmann بحيث تتم كتابته على شكل مجموع مزدوج غير منتهي لمضاريب توابع ببسيل من الدرجة الأولى، إلا أنه عند دراسة قنوات الاتصالات النقالة يعتبر الشكل المستخدم في العلاقة المبينة هو الأنسب.

يمكن استخدام التعريفات التالية ضمن توزيع Beckmann:

$$q^2 \triangleq \frac{\sigma_x^2}{\sigma_y^2}, r^2 \triangleq \frac{\mu_x^2}{\mu_y^2}, K = \frac{\mu_x^2 + \mu_y^2}{\sigma_x^2 + \sigma_y^2} \quad (27-4)$$

بهذا الشكل يتوافق تعريف كل من q و K مع تعريفها ضمن كل من نموذج Nakagami-q ونموذج Rice على الترتيب. يمكن باستخدام المعاملات السابقة استنتاج الحالات الخاصة التالية:

$$\begin{aligned} \mu_x^2 = \mu_y^2 = 0, \sigma_x^2 \\ = \sigma_y^2 (r^2 = 1, q^2 = 1, K \\ = 0) \end{aligned} \quad (Rayleigh)$$

$$\begin{aligned} \mu_x^2 = \mu_y^2 \neq 0, \sigma_x^2 \\ = \sigma_y^2 (r^2 = 1, q^2 = 1, K \\ \neq 0) \end{aligned} \quad (Rician)$$

$$\begin{aligned} \mu_x^2 = \mu_y^2 = 0, \sigma_x^2 \\ \neq \sigma_y^2 (r^2 = 1, q^2 \neq 1, K \\ = 0) \end{aligned} \quad (Nakagami - q)$$

(التوزيع النظامي أحادي الجانب) $\mu_x^2 = \mu_y^2 = 0, \sigma_x^2 = 0, \sigma_y^2 \neq 0 (r^2 = 1, q^2 = 0, K = 0)$

8. نماذج الخفوت الإحصائية المدمجة:

غالباً ما تحتوي بيئة الانتشار على كلاً من خفوت تعدد المسارات والتظليل، في هذه الحالة يتراكم أثر التظليل على مركبات تعدد المسارات. ضمن هذه البيئة لا يقوم المستقبل بأخذ وسطي الخفوت الناتج عن تعدد المسارات وإنما يستجيب للإشارة اللحظية التي تحتوي على كل من التظليل والخفوت متعدد المسارات.

من الممكن أن نجد مثل هذه البيئة في المدن المزدهمة التي تتحرك فيها العربات بسرعة منخفضة. أيضاً يتواجد هذا النوع من الخفوت المركب ضمن أنظمة السائل النقالة الأرضية التي تتعرض للتظليل ضمن المدن. هناك العديد من المنظورات والاقتراحات ضمن المراجع التي تسعى إلى إيجاد توزيع من شأنه أن يقوم بتوصيف الخفوت الناتج عن تراكم كل من تعدد المسارات مع التظليل. فيما يلي سنقوم بعرض بعض الحالات (كأمثلة) التي تم طرحها بهدف الوصول إلى توزيع يمكن من خلاله توصيف الخفوت الناتج عن تراكم تعدد المسارات والتظليل.

التظليل:

لإيجاد توزيع الخفوت المركب مع التظليل سنحتاج إلى تابع الكثافة الاحتمالية لنسبة الإشارة إلى الضجيج بالرمز ضمن القناة التي تعاني من التظليل، حيث يتم إيجاد تابع الكثافة الاحتمالية للتوزيع المركب من خلال أخذ الوسطي لتوزيع خفوت تعدد المسارات على الكثافة الشرطية ضمن التظليل. يمكن بالرجوع إلى العلاقة والعلاقة البرهان على أن توزيع نسبة الإشارة إلى الضجيج بالرمز ضمن خفوت التظليل يعطى بالعلاقة المبينة:

$$p_{\gamma}(\gamma) = \frac{\xi}{\sqrt{2\pi\sigma\gamma}} \exp \left[-\frac{(10 \log_{10} \gamma - \mu)^2}{2\sigma^2} \right] \quad (28-4)$$

حيث γ (dB) هي وسطي $10 \log_{10} \gamma$ و σ (dB) هي انحرافه المعياري.

يمكن البرهان على أن رقم الخفوت في القنوات التي تخضع لخفوت التظليل يعطى بالعلاقة:

$$AF_{\sigma} = \exp \left(\frac{\sigma^2}{\xi^2} \right) - 1 \quad (29-4)$$

1.8. نموذج Gamma واللوغاريتم الطبيعي المدمج:

تم تقديم نموذج Gamma واللوغاريتم الطبيعي المدمج من قبل Ho و Stuber وهو يستخدم في قنوات الاتصال التي تعاني من خفوت Nakagami-m المظلل.

تابع الكثافة الاحتمالية:

يمكن الحصول على هذا التوزيع بأخذ وسطي استطاعة الإشارة ذات توزيع gamma (أو بشكل مكافئ وسطي نسبة الإشارة إلى الضجيج بالرمز) من العلاقة على الكثافة الشرطية لمتوسط استطاعة

الإشارة التي تحمل توزيع اللوغاريتم الطبيعي (أو بشكل مكافئ متوسط نسبة الإشارة إلى الضجيج بالرمز) من العلاقة، وهو ما يعطي العلاقة التالية لتابع الكثافة الاحتمالية في القناة:

$$p_{\gamma}(\gamma) = \int_0^{\infty} \frac{m^m \gamma^{m-1}}{w^m \Gamma(m)} \exp\left(-\frac{m\gamma}{w}\right) \frac{\xi}{\sqrt{2\pi\sigma w}} \exp\left[-\frac{(10 \log_{10} w - \mu)^2}{2\sigma^2}\right] dw \quad (30-4)$$

في الحالة الخاصة التي يتبع فيها خفوت تعدد المسارات توزيع Rayleigh (أي $m=1$)، تختزل العلاقة لتصبح علاقة تابع الكثافة الاحتمالية للتوزيع الأسّي واللوغاريتم الطبيعي المدمج والذي تم تقديمه في البداية من قبل Hansen و Meno.

رقم الضجيج:

يمكن البرهان على أن رقم الضجيج لتوزيع gamma واللوغاريتم الطبيعي المدمج يعطى بالعلاقة:

$$AF_{m\sigma} = \frac{1+m}{m} \exp\left(\frac{\sigma^2}{\xi^2}\right) - 1 \quad (31-4)$$

لاحظ أنه عند غياب التظليل ($\sigma=0$) تختزل العلاقة لتصبح مماثلة للعلاقة كما هو متوقع. بشكل مشابه، عند غياب الخفوت متعدد المسارات (أي m تنتهي إلى اللانهاية) تختزل العلاقة لتصبح مماثلة للعلاقة كما هو متوقع.

قام Suzuki بوضع تابع الكثافة الاحتمالية الخاص بتوزيع Rayleigh واللوغاريتم الطبيعي المدمج بهدف نمذجة توزيع الخفوت متعدد المسارات المعرض للتظليل وذلك لمطال الخفوت الذي يميز القناة النقالة. اعتبر Suzuki أن القيمة التربيعية الوسطى لمطال الخفوت ذات توزيع لوغاريتم نظامي.

2.8. توزيع K:

بما أنه يتم استخدام توزيع اللوغاريتم الطبيعي في توصيف ظاهرة التظليل في كل من نموذج Suzuki ونموذج Rayleigh واللوغاريتم الطبيعي المدمج، فإن السيئة الأساسية لتوزيعات مطال الخفوت الناتجة تكمن في التعقيد الرياضي ضمن علاقة تابع الكثافة الاحتمالية وبالتالي صعوبة استنتاج المعاملات الخاصة بالقناة، وهذا ما غالباً يجعلها مستبعدة من قبل المصممين عند القيام بتحليلات الأداء المطلوبة في نظم الاتصالات. باستخدام توزيع gamma عوضاً عن توزيع اللوغاريتم الطبيعي يمكن الوصول إلى علاقات أبسط لتوزيع الخفوت متعدد المسارات والتظليل المركب.

تابع الكثافة الاحتمالية:

توزيع K هو أحد التوزيعات التي تعتمد توزيع gamma في نمذجة التظليل بهدف إيجاد تقريب مقبول لتوزيع Rayleigh والوغياريتم الطبيعي المدمج، وهو عبارة عن مزج ما بين توزيع Rayleigh وتوزيع gamma، ويمكن كتابة تابع الكثافة الاحتمالية الناتجة على الشكل التالي:

$$p_{\alpha}(\alpha) = \frac{4}{\Gamma(v)} \left(\frac{v}{w}\right)^{\frac{v+1}{2}} \alpha^v K_{v-1} \left(\sqrt{\frac{4v}{w}} \alpha \right) \quad \alpha \geq 0 \quad (32-4)$$

وتكون علاقة تابع الكثافة الاحتمالية لنسبة الإشارة إلى الضجيج بالرمز المكافئة كما يلي:

$$p_{\gamma}(\gamma) = \frac{2}{\Gamma(v)} \left(\frac{v}{w}\right)^{\frac{v+1}{2}} \gamma^{\frac{v-1}{2}} K_{v-1} \left(\sqrt{\frac{4v\gamma}{w}} \right) \quad \gamma \geq 0 \quad (33-4)$$

حيث $K_{\beta}(\cdot)$ تابع بيسيل المعدل من النوع الثاني والمرتبة β و v معامل موجب يتعلق بعدد العوائق الفعال. في الحالة الحدية التي تنتهي فيها قيمة v إلى اللانهاية تختصر العلاقة لتصبح علاقة توزيع Rayleigh، أو بشكل مكافئ علاقة توزيع gamma.

تم اقتراح التوزيع K لنمذجة العديد من ظواهر التبعثر كما في انتشار الأمواج الراديوية باستخدام طبقة التروبوسفير، وأنماط متعددة من المقاطع الرادارية، والتبديد الضوئي الذي يسببه الغلاف الجوي

كمية الخفوت:

يمكن البرهان على أن كمية الخفوت ضمن توزيع K تعطى بالعلاقة:

$$AF = \frac{v+2}{v} \quad (34-4)$$

تتغير قيمة كمية الخفوت ما بين اللانهاية والواحد عندما تتغير قيمة v بين الصفر واللانهاية. يكافئ مجال تغير AF الخاص بتوزيع K مجال تغير AF الخاص بتوزيع Rayleigh والوغياريتم الطبيعي المدمج الذي يمكن الحصول عليه عند جعل $m=1$ في العلاقة وجعل σ تتغير بين الصفر واللانهاية.

3.8. توزيعات Rice المظلمة:

تم وضع نموذج خفوت Rice المظلم لأول مرة من قبل Loo بهدف توصيف وصلات الساتل النقالة الأرضية وقد تم التحقق منه بعد ذلك ضمن العديد من الحزم الترددية (UHF, L-band, S-band, Ka-band).

تابع الكثافة الاحتمالية:

يتألف هذا النموذج من قناة Rice (أي Nakagami-n) يعاني فيها مسار خط النظر من الصد الكامل أو الجزئي من قبل الأبنية والأشجار والتلال وغيرها من الأجسام العائقة وبالتالي فهو عرضة لتظليل

عشوائي. ضمن نموذج Loo الأساسي تتم نمذجة التظليل باستخدام توزيع اللوغاريتم الطبيعي وهو ما يؤدي إلى علاقة معقدة لتابع الكثافة الاحتمالية لمطال الخفوت. باعتبار أن استطاعة مسار خط النظر تتبع توزيع γ بدلاً من توزيع اللوغاريتم الطبيعي، تمكن Abdi et al. من الحصول على نموذج لقناة Rice المظلمة يمكن من خلاله الحصول على علاقة مباشرة لتابع الكثافة الاحتمالية وهو متوافق مع العديد من النتائج العملية للقياسات التي تمت على عدة قنوات سائل نقالة أرضية. يعطى تابع الكثافة الاحتمالية لمطال الخفوت ضمن نموذج Abdi et al. بالعلاقة المبينة:

$$p_{\alpha}(\alpha) = \left(\frac{2b_0m}{2b_0m + \Omega} \right)^m \frac{\alpha}{b_0} \exp\left(-\frac{\alpha^2}{2b_0}\right) {}_1F_1\left(m, 1; \frac{\Omega\alpha^2}{2b_0(2b_0m + \Omega)}\right) \quad \alpha \geq 0 \quad (35-4)$$

حيث Ω متوسط استطاعة مسار خط النظر المسيطر و $2b_0$ متوسط استطاعة المركبة الناتجة عن تعدد المسارات و m معامل يأخذ قيمه بين الصفر واللانهاية يعبر عن كمية التظليل في الحالة التي تنتهي فيها m إلى اللانهاية، لا يعاني مسار خط النظر من أي تظليل وتكون قيمة الاستطاعة التي يحملها هذا المسار غير عشوائية، وتختصر العلاقة لتصبح علاقة توزيع Rice. بالمقابل، في الحالة التي تنعدم فيها قيمة m ، يعاني مسار خط النظر من صد بشكل تام من قبل العوائق ضمن القناة مما يختزل العلاقة (35-4) لتصبح علاقة توزيع Rayleigh. نتيجة لاستخدام نموذج Loo في نمذجة مجال واسع من قنوات الاتصال بالسائل، تم استنتاج علاقات للربط بين معاملات نموذج Loo ومعاملات نموذج Abdi et al. والتحقق منها.

9. الخفوت المدمج تظليل/بلا تظليل:

في بداية التسعينيات، ومن خلال التجارب التي هدفت إلى توصيف قناة الساتل النقالة الأرضية، وجد كل من Lutz et al. و Barts و Stutzman أنه من الممكن النظر إلى كامل إجراء الخفوت ضمن أنظمة الساتل النقالة الأرضية على أنه مزيج من خفوت متعدد المسارات غير مظلل ومن خفوت متعدد مسارات وتظليل مدمج.

تابع الكثافة الاحتمالية:

تم تطوير العديد من النماذج التي تحمل نفس الطابع منذ ذلك الحين، كمثال على أحد هذه النماذج سنستعرض نموذج Lutz et al. ضمن هذا النموذج وفي الحالة التي لا تحتوي على تظليل يتبع الخفوت لتابع الكثافة الاحتمالية الخاص بنموذج Rice (Nakagami-n). بالمقابل، في الحالة التي يتواجد فيها التظليل، نفترض أنه لا يوجد مسار خط نظر مباشر وتتبع استطاعة الإشارة المستقبلية لتابع الكثافة الاحتمالية الخاص بالتوزيع الأسي واللوغاريتم الطبيعي المدمج (Hanses-Meno). يتم توصيف الدمج ما بين هاتين الحالتين من خلال معامل خاص يدعى معامل مشاركة زمن التظليل، ونرمز له بالرمز A ($0 \leq A \leq 1$)، بالتالي، يمكن كتابة تابع الكثافة الاحتمالية المدمج كما يلي:

$$p_{\gamma}(\gamma) = (1 - A) \frac{(1 + K)e^{-K}}{\bar{\gamma}^u} \exp\left(-\frac{(1 + K)\gamma}{\bar{\gamma}^u}\right) I_0\left(2\sqrt{\frac{K(1 + K)\gamma}{\bar{\gamma}^u}}\right) + A \int_0^{\infty} \frac{1}{w} \exp\left(-\frac{\gamma}{w}\right) \frac{\xi}{\sqrt{2\pi\sigma^s w}} \exp\left[-\frac{(10 \log_{10} w - \mu^s)^2}{2\sigma^{s^2}}\right] dw \quad (36-4)$$

حيث $\bar{\gamma}^u$ متوسط نسبة الإشارة إلى الضجيج بالرمز خلال الفترة الزمنية الغير مظلمة، μ^s و σ^s المتوسط والانحراف المعياري للمقدار $10 \log_{10} \gamma$ خلال الفترة الزمنية المظلمة. تعطى علاقة متوسط نسبة الإشارة إلى الضجيج بالرمز الكلية على الشكل التالي:

$$\bar{\gamma} = (1 - A)\bar{\gamma}^u + A \cdot 10^{\mu^s/10 + (\ln 10)(\sigma^s)^2/200} \quad (37-4)$$

10. نماذج القنوات ذات الخفوت الانتقائي في التردد:

يتأثر طيف الإشارات عريضة الحزمة بتابع تحويل القناة عندما تنتشر هذه الإشارات ضمن القنوات التي تعاني من خفوت انتقائي في التردد، وهذا ما يؤدي إلى حدوث تبدد زمني في شكل الإشارة.

الاستجابة النبضية:

يمكن نمذجة هذا النمط من الخفوت كمرشح خطي يمكن توصيفه بعلاقة الاستجابة النبضية المكافئة لمرشح تمرير منخفض ذي قيم عقدية كما يلي:

$$h(t) = \sum_{l=1}^{L_p} \alpha_l e^{-j\theta_l} \delta(t - \tau_l) \quad (38-4)$$

- حيث $\delta(\cdot)$ تابع نبضة Dirac
- رقم القناة
- قيم المطال العشوائية للقنوات $\{\alpha_l\}_{l=1}^{L_p}$
- قيم الطور العشوائية للقنوات $\{\theta_l\}_{l=1}^{L_p}$
- قيم التأخيرات الزمنية العشوائية للقنوات $\{\tau_l\}_{l=1}^{L_p}$
- L_p عدد المسارات القابلة للعزل (نعتبر أن المسار الأول هو المسار المرجعي وبتأخير زمني معدوم)، وهي ترتبط بنسبة تشتت التأخير الأعظمي إلى زمن الرمز

الخفوت البطيء:

ضمن فرضية الخفوت البطيء، تعتبر L_p ثابتة ضمن فترة زمنية محددة وكل من $\{\alpha_l\}_{l=1}^{L_p}$ و $\{\theta_l\}_{l=1}^{L_p}$ و $\{\tau_l\}_{l=1}^{L_p}$ أيضاً ثابتة على المجال الزمني للرمز.

في حال تم توليد المسارات المختلفة التابعة لاستجابة نبضية محددة من خلال عوائق مختلفة، يسعى الترابط بين هذه المسارات لأن يكون معدوماً وبالتالي من الممكن أن نفترض بأن $\{\alpha_l\}_{l=1}^{L_p}$ متحولات عشوائية مستقلة إحصائياً.

في الحالة المعاكسة، يجب اعتبار $\{\alpha_l\}_{l=1}^{L_p}$ متحولات عشوائية مترابطة وعندها يجب استخدام أحد نماذج ترابط الخفوت العديدة الموجودة والتي هي خارج إطار هذا المنهاج.

يمكننا الآن استخدام الرموز التي كنا قد اعتمدناها في حالات الخفوت المسطح، فسنفترض أن مطال الخفوت α_l الخاص بالمسار القابل للعزل رقم l هو متحول عشوائي له وسطي تربيعي $\overline{\alpha_l^2}$ نرمز له بالرمز Ω_l وله تابع كثافة احتمالية $p_{\alpha_l}(\alpha_l)$ والتي من الممكن أن تأخذ أي شكل من الأشكال التي قمنا بدراستها سابقاً. أيضاً، كما في حالة الخفوت المسطح، بعد المرور بالقناة التي تعاني من الخفوت، تعاني الإشارة عريضة الحزمة من الضجيج AWGN الموصف بكثافة الاستطاعة الطيفية أحادية الجانب N_0 (W/Hz).

نفترض أن الضجيج AWGN مستقل عن قيم مطال الخفوت $\{\alpha_l\}_{l=1}^{Lp}$ وبالتالي تعطى نسبة الإشارة إلى الضجيج بالرمز للقناة رقم l بالعلاقة $\gamma_l = (\alpha_l^2 E_s) / N_0$ ، ويعطى متوسط نسبة الإشارة إلى الضجيج بالرمز للقناة رقم l بالعلاقة $\bar{\gamma}_l = (\Omega_l E_s) / N_0$

عملياً يخضع المسار الذي يصل في البداية ضمن الاستجابة النبضية إلى أقل كمية خفوت نسبة إلى المسارات اللاحقة، ذلك أنه من الممكن أن يحتوي على مسار خط النظر. أكثر من ذلك، بما أن استطاعة المسار الغير مباشر تتناقص مع التأخير، فإن المسار الأخير سيعاني من أكبر كمية خفوت.

تتعلق القيم $\{\Omega_l\}_{l=1}^{Lp}$ بمنحني تغير الاستطاعة بتغير التأخير، وهو ما يعرف بمنحني شدة تعدد المسارات، وهو تابع متناقص مع التأخير، يتغير شكل هذا المنحني بتغير تصميم نموذج القناة بين بيئة داخلية وبيئة خارجية، وضمن كل بيئة بحسب ظروف الانتشار الموجودة

11. تمارين:

1. أوجد قيم كل من LCR و AFD لإشارة خفوت Rayleigh من أجل 5dB أعلى وأخفض من متوسط الغلاف: (أ) $f=1\text{GHz}$ ، $v=50\text{Km/h}$ ؛ (ب) $f=2\text{GHz}$ ، $v=50\text{Km/h}$ ؛ (ج) $f=1\text{GHz}$ ، $v=100\text{Km/h}$ ؛ (د) $f=2\text{GHz}$ ، $v=100\text{Km/h}$.
2. بفرض لدينا قناة خفوت Rayleigh بمتوسط استطاعة إشارة $2\sigma^2=-80\text{dBm}$. ما هو احتمال انقطاع الاستطاعة في هذه القناة إذا كانت العتبة $P_0=-95\text{dBm}$ ؟ أعد الحل من أجل $P_0=-90\text{dBm}$.
3. بفرض لدينا تطبيق يتطلب أن يكون احتمال انقطاع الاستطاعة 0.01 عند العتبة $P_0=-80\text{dBm}$ ، في حالة خفوت Rayleigh، ما هي قيمة متوسط استطاعة الإشارة المطلوبة؟
4. بفرض لدينا قناة خفوت Rice يتحقق فيها $2\sigma^2=-80\text{dBm}$ من أجل استطاعة $P_0=-80\text{dBm}$. أوجد احتمال الانقطاع باعتبار متوسط استطاعة مركبة خط النظر $s^2=-80\text{dBm}$.

12. مذاكرة:

1. ضمن خفوت Rayleigh، يكون توزيع كل من مركبتي الإشارة المستقبلية Q و X_I و X_Q هو

- a. توزيع χ^2
- b. توزيع اللوغاريتم النظامي
- c. التوزيع المنتظم
- d. التوزيع النظامي

2. تقع قيمة AF في توزيع Hoyt في المجال

- a. من صفر إلى 2
- b. من صفر إلى 3
- c. من 1 إلى 2
- d. من 1 إلى 3

3. يتبع مربع الغلاف r^2 ضمن قنوات خفوت Rice

- a. توزيع χ^2
- b. توزيع اللوغاريتم النظامي
- c. التوزيع المنتظم
- d. التوزيع النظامي

4. ضمن قناة خفوت Nakagami-m يتراوح معامل الخفوت

- a. ما بين الصفر واللانهاية
- b. ما بين القيمة $1/2$ واللانهاية
- c. ما بين القيمة $3/4$ واللانهاية
- d. ما بين القيمة 1 واللانهاية

5. يتطابق توزيع Wiebull مع توزيع Rayleigh في الحالة التي يساوي فيها المعامل c إلى

- a. 0
- b. 1
- c. 2
- d. 3

6. يستخدم نموذج Gamma واللوغاريتم الطبيعي المدمج في القنوات التي تعاني من:

- a. خفوت Rayleigh المظلل
- b. خفوت Hoyt المظلل
- c. خفوت Rice المظلل
- d. خفوت Nakagami-m المظلل

7. يعتمد توزيع K في نمذجة التظليل على:

- a. التوزيع المنتظم
- b. التوزيع النظامي
- c. توزيع اللوغاريتم النظامي
- d. توزيع gamma

8. ضمن نموذج LOO يعاني:

- a. مسار خط النظر المباشر من التظليل
- b. مركبات تعدد المسارات من التظليل
- c. كامل الإشارة المستقبلية من التظليل
- d. لا تعاني أي من مركبات الإشارة المستقبلية من التظليل

9. يستخدم رقم الخفوت للتعبير عن:

- a. متوسط استطاعة الخفوت
- b. كمية الخفوت
- c. درجة تعرض المسار المباشر للخفوت
- d. عدد المسارات المنعكسة عن العوائق لدى المستقبل.

10. يمكن اشتقاق علاقة متوسط فترة الخفوت انطلاقاً من:

- a. رقم الخفوت
- b. الكثافة الطيفية للإشارة المستقبلية
- c. طيف دوبلر
- d. نسبة الإشارة إلى الضجيج بالرمز

رقم السؤال	الإجابة	العلامة	الفقرة التي تجب مراجعتها في حال الإجابة الخاطئة
1	d	1 من أصل عشرة	2
2	c	1 من أصل عشرة	3
3	a	1 من أصل عشرة	4
4	b	1 من أصل عشرة	5
5	c	1 من أصل عشرة	6
6	d	1 من أصل عشرة	1-8
7	d	1 من أصل عشرة	2-8
8	a	1 من أصل عشرة	3-8
9	b	1 من أصل عشرة	1
10	c	1 من أصل عشرة	1

علامة النجاح 7 من أصل 10



الفصل الخامس: سعة القناة اللاسلكية

كلمات مفتاحية:

فعالية الطيف – سعة Shannon – السعة أحادية البعد – السعة ثنائية البعد – السعة الإرجودية – سعة الانقطاع – سعة الانقطاع المعدوم.

ملخص:

تستخدم سعة القناة كمعيار يتم من خلاله تحديد سرعة مرور المعطيات التي يمكن استخدامها ضمن نظام اتصالات بحيث لا يحدث أخطاء غير قابلة للتصحيح لدى المستقبل، وتختلف قيمة سعة القناة باختلاف كل من معاملات النظام المستخدم ونوع الخفوت ضمن قناة الاتصال. بالتالي، كان لا بد عند تصميم نظام اتصالات من تحديد سعة القناة ضمن هذا النظام بأنواعها المختلفة. سنقوم من خلال هذا الفصل بتحديد كيفية حساب سعة القناة بأنواعها المختلفة ضمن مختلف أنماط الخفوت في القناة.

الأهداف التعليمية:

- استيعاب مفهوم سعة القناة وعلاقتها بمعاملات نظام الاتصالات المختلفة وبمعاملات القناة
- تحديد الهدف الرئيسي من استخدام كل نمط من أنماط سعة القناة وكيفية الاستفادة منه
- حساب سعة القناة ضمن الظروف المختلفة للقناة ومن أجل تصاميم مختلفة لنظام الاتصالات

1. مقدمة:

يمكن تعريف سعة القناة بسرعة مرور المعطيات الأعظمية التي تضمن إرسال موثوق للمعلومات على القناة. برهن Nyquist على أن القناة التي لها عرض حزمة W [Hz] قادرة على نقل إشارات PAM بمعدل $2W$ عينة بالثانية دون أن يحدث ISI.

فعالية الطيف:

يمكن تعريف فعالية الطيف أو فعالية عرض الحزمة بمعدل نقل المعطيات في واحدة عرض الحزمة المحجوز. يمكن أن يكتب على الشكل التالي:

$$\eta_s = \frac{\text{معدل نقل المعطيات}}{\text{عرض حزمة القناة}} = \frac{R_s H}{B} \text{ [bits/s/Hz]} \quad (1-5)$$

- حيث R_s معدل الرموز
- H الإنتروبية المتضمنة في الرمز، وهي وسطي كمية المعلومات مقاسة بوحدة الـ bits،
- و B هو عرض الحزمة المحجوز
- في الحالة التي يتم فيها استخدام تعديل M -ary تعطى قيمة H بالعلاقة $H = \log_2 M$ ووحدتها [bits/symbol]
- بالرجوع إلى نظرية Nyquist في التقطيع نجد أن معدل الرموز يجب ألا يتجاوز الحد الأعظمي $2B$ ، أي $R_s \leq 2B$ [symbols/s]

سعة القناة:

يمكن تعريف سعة القناة C (وتعرف أيضاً بسعة Shannon) بالحد الأعظمي لوسطي المعلومات المتبادلة ضمن قناة اتصال يوجد فيها قيد على الاستطاعة S ، وبالتالي يمكننا أن نكتب:

$$C = \max_{p_X(x): E[X^2] \leq S} I(X; Y) \quad (2-5)$$

يمكن إيجاد هذه السعة باستخدام احتمال الانتقال، أي الاحتمال الشرطي $P_r(Y|X)$ ، وهو ما يمكن صياغته باستخدام احتمال الخطأ.

معدل رماز:

يمكن تعريف معدل رماز (ونرمز له بالرمز R) من الدرجة (M, n) ، حيث M حجم مخطط الكوكبة للرموز و n طول الرماز، بالعلاقة التالية:

$$R = \frac{\log_2 M}{n} \quad (3-5)$$

- تقاس R بعدد الخانات خلال عملية الإرسال الواحدة.

- نقول عن معدل R أنه قابل للتحقيق في الحالة التي يتواجد فيها سلسلة رمازات من الشكل $(\lceil 2^{nR} \rceil, n)$ بحيث تنتهي القيمة العظمى لاحتمال الخطأ λ_n إلى الصفر عندما تنتهي n إلى اللانهاية.
- هناك ازدواجية بين سعة القناة والتشوه الناتج عن معدل الإرسال لأي زوج من معلومات حالة القناة المترابطة عند المرسل والمستقبل على التوالي وبحيث يكون هذا الزوج من المعلومات مستقل وموزع بشكل متماثل (iid).

نظرية ترميز القناة:

تم البرهان على نظرية ترميز القناة من قبل Shannon، وهي تنص على أن جميع القيم التي يأخذها معدل مرور المعطيات والتي هي أقل من سعة القناة قابلة للتحقيق. بالتحديد، من أجل أي $R < C$ يوجد سلسلة رمازات من النمط $(\lceil 2^{nR} \rceil, n)$ يتناهى الحد الأعظمي لاحتمال الخطأ (λ_n) فيها إلى الصفر. وبالعكس، ضمن أي سلسلة رمازات من النمط $(\lceil 2^{nR} \rceil, n)$ فيها λ_n تنتهي إلى الصفر، يمكن أن نجد معدل مرور معطيات يحقق العلاقة $R \leq C$.

بالرجوع إلى نظرية ترميز القناة، من الممكن أن يتم نقل المعطيات دون أن يحدث أي أخطاء ما دامت سرعة مرور المعطيات لا تتجاوز سعة القناة.

نسعى في عمليات ترميز القناة إلى الوصول إلى هذه الحالة الخالية من الأخطاء. تكمن أهمية ترميز القناة في تحسين معدل الأخطاء BER في نظم الاتصالات الرقمية التي تعاني من الضجيج والتداخل.

سعة القنوات المتقطعة التي لا تملك ذاكرة:

في حالة القنوات المتقطعة التي لا تملك ذاكرة، عرّف Shannon سعة القناة بالقيمة العظمى للمعلومات المتبادلة بين مدخل القناة X وخرج القناة Y من أجل جميع التوزيعات الاحتمالية للدخل:

$$\begin{aligned}
 C &= \max_{\Pr(X_i)} I(X; Y) \\
 &= \max_{\Pr(X_i)} \sum_{X_i} \sum_{Y_j} \Pr(X_i) \Pr(Y_j|X_i) \\
 &\quad \times \log_2 \frac{\Pr(Y_j|X_i)}{\sum_{X_k} \Pr(X_k) \Pr(Y_j|X_k)}
 \end{aligned} \tag{4-5}$$

حيث $P_r(Y_j|X_i)$ احتمال عبور القناة.

2. سعة القناة ذات الضجيج الغوسي الجمعي:

في حالة القناة AWGN يرتبط الخرج مع الدخل بالعلاقة التالية:

$$Y=X+N \quad (5-5)$$

حيث نعتبر هنا أن كل من دخل القناة X وخرج القناة Y هي عبارة عن إشارات مستمرة، و N الضجيج الأبيض النظامي ذي التوزيع $N(0, \sigma_N^2)$ وكثافة الاستطاعة الطيفية PSD ثنائية الجانب $N_0/2$.

يمكن البرهان على أن كمية المعلومات المتبادلة $I(X;Y)$ تعطى بالعلاقة التالية:

$$I(X;Y) = h(Y) - h(N) \quad (6-5)$$

سعة البعد الواحد:

- من أجل الإجراءات العشوائية الغوسية الحقيقية المستقلة X و N ، تتحقق علاقة الاستطاعة:

$$\sigma_Y^2 = S + \sigma_N^2$$

- حيث $S = \sigma_X^2$.

- تكون إنتروبية Y محدودة بالمقدار

$$h(N) = \frac{1}{2} \log 2\pi e \sigma_N^2 \text{ و } \frac{1}{2} \log 2\pi e (S + \sigma_N^2)$$

- بالتالي، يمكننا أن نبرهن على أن سعة البعد الواحد تعطى بالعلاقة:

$$C_{1d} = \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + \frac{S}{\sigma_N^2} \right) \quad [bits \text{ per transmission}] \quad (7-5)$$

$$C_{1d} = \frac{1}{2} \log_2 \left(1 + 2 \frac{E_s}{N_0} \right) \quad [bits/s/Hz]$$

- أي أن السعة أحادية البعد تساوي إلى الفعالية الأعظمية η_{max} .
- لاحظ أن واحدة عدد الخانات في الإرسال الواحد تكافئ الوحدة bits/s/Hz.

السعة ثنائية البعد:

بنفس الطريقة، يمكن إيجاد علاقة السعة ثنائية البعد الخاصة بالإجرائين الغوسيين العديدين المستقلين X و N لتكتب على الشكل التالي:

$$C_{2d} = \log_2 \left(1 + \frac{S}{\sigma_N^2} \right) \quad [bits \text{ per transmission}] \quad (8-5)$$

$$C_{2d} = \log_2 \left(1 + \frac{E_s}{N_0} \right) \quad [bits/s/Hz]$$

في الحالة التي تكون فيها الفعالية الطيفية بقيمتها العظمى تتحقق العلاقة

$$E_s = C_{2d} E_b$$

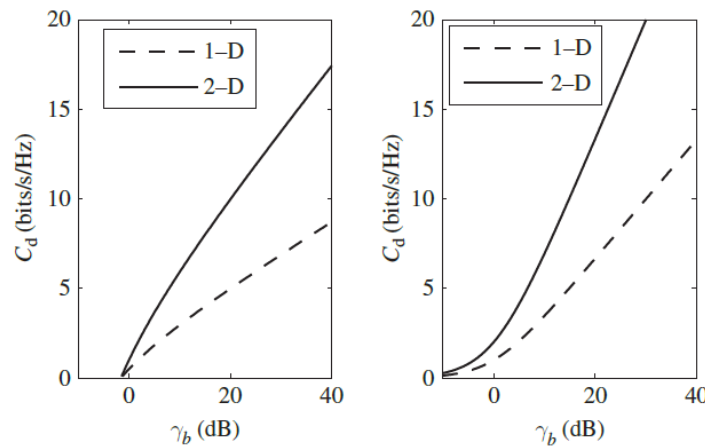
وذلك ضمن إشارات بقيم عقدية؛ بالتالي، وبالاعتماد على علاقة سعة قناة AWGN بدخل غوسي، تتحقق العلاقة التالية:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{2^{C_{2d}} - 1}{C_{2d}} \quad (9-5)$$

سعة القناة AWGN:

- من هذه العلاقة نجد أن $\gamma_b = E_b/N_0$ تنتهي إلى $\ln 2 = -1.59\text{dB}$ عندما تنتهي C_{2d} إلى الصفر (من أجل عرض حزمة لا نهائي)،
- وتترايد قيمة γ_b بشكل أسي عندما تتزايد C_{2d} إلى اللانهاية.
- تشكل القيمة $\gamma_b = -1.59\text{dB}$ الحد الأصغري لقيم γ_b ، وتدعى بحد Shannon.
- يمكن الوصول إلى نفس الحد الأصغري في حالة الإشارات التي تأخذ قيم حقيقية.

يبين الشكل منحنى سعة القناة AWGN بدلالة $\gamma_b = E_b/N_0$ و $\gamma_s = E_s/N_0$ لكل من الحالتين أحادية البعد وثنائية البعد.



الشكل (1-5): تغيير سعة القناة AWGN أحادية البعد وثنائية البعد من أجل دخل بتوزيع نظامي.

1.2. سعة القناة المحدودة الحزمة:

تعطى علاقة سعة القناة محدودة الحزمة على الشكل التالي:

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{BN_0} \right) \text{ [bits/s]} \quad (10-5)$$

حيث B عرض حزمة القناة وتقاس بالـ Hz و S متوسط استطاعة الإشارة و BN_0 استطاعة الضجيج تستخدم هذه العلاقة مع كلاً من القنوات الغوسية محدودة الحزمة العقدية والقنوات الغوسية محدودة الحزمة الحقيقية.

سعة القناة العظمى:

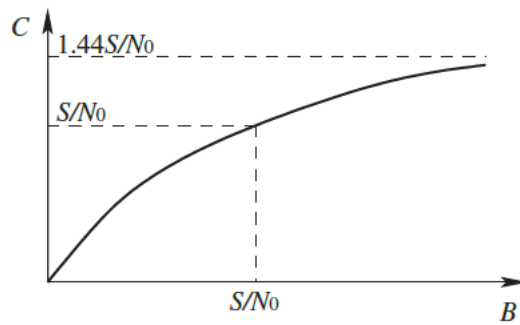
يمكن الحصول على فعالية الطيف الأعظمية بنسب علاقة السعة C/B [bits/s/Hz]. عندما تنتهي قيمة عرض الحزمة B إلى اللانهاية، نحصل على العلاقة التالية التي تبين سعة القناة العظمى:

$$C_{\infty} = \frac{S}{N_0} \log_2(e) = 1.44 \frac{S}{N_0} \quad (11-5)$$

عادة ما يتم الاتجاه نحو زيادة نسبة الإشارة إلى الضجيج وتخفيض قيمة عرض الحزمة في الأنظمة العملية لتحسين فعالية الطيف.

تغير سعة القناة بتغير عرض الحزمة:

يبين الشكل (2-5) منحنى تغير سعة القناة بتغير عرض الحزمة.



الشكل (2-5): تغير سعة القناة C بتغير عرض الحزمة من أجل قيمة ثابتة للنسبة S/N_0 .

:water-filling

في الحالة التي يكون لدينا فيها قنوات غوسية متوازية مع قيد استطاعة محدد، يتم استخدام إجراء أمثلة يطلق عليه اسم water-filling بهدف إلى الحصول على أعلى قيمة لسعة القناة.

تم البرهان على أن التغذية العكسية لا تزيد من سعة القناة في القنوات الرقمية التي ليس لها ذاكرة. ولكنها تفيد في اختزال تعقيد كل من عمليتي الترميز وفك الترميز بشكل فعال. يطبق ذلك أيضاً على القنوات AWGN. في حالة القنوات التي تحتوي على ذاكرة، يؤدي استخدام التغذية العكسية إلى زيادة سعة القناة. يمكن حساب السعة في الأنظمة التي لا تستخدم التغذية العكسية باستخدام الإجراء water-filling، أما في حالة الأنظمة التي تستخدم التغذية العكسية فتصبح عملية الحساب أكثر تعقيداً.

مثال 5-1:

ليكن لدينا قناة لاسلكية تتناقص فيها الاستطاعة مع المسافة تبعاً للقانون التالي: $P_r(d) = P_t(d_0/d)^3$ وذلك من أجل $d_0 = 10\text{m}$. بفرض أن عرض حزمة القناة هو $B = 30\text{KHz}$ وأن القناة هي قناة AWGN تبلغ فيها الكثافة الطيفية لاستطاعة الضجيج القيمة $N_0 = 10^{-9}\text{W/Hz}$. من أجل استطاعة إرسال 1W ، أوجد سعة هذه القناة عندما تكون المسافة بين المرسل والمستقبل 100m و 1Km .

حل المثال 5-1:

يمكن إيجاد نسبة الإشارة إلى الضجيج المستقبلية من العلاقة $\gamma = P_r(d)/(N_0B)$ وبالتالي نجد أن $\gamma = 15\text{dB}$ من أجل $d = 100\text{m}$ و $\gamma = -15\text{dB}$ من أجل $d = 1\text{Km}$.
يمكن الآن حساب سعة القناة المقابلة لكل حالة من العلاقة $C = B \log_2(1 + \gamma)$ لنجد أن $C = 152.6\text{Kbps}$ عندما $d = 100\text{m}$ وأن $C = 1.4\text{Kbps}$ عندما $d = 1\text{Km}$.
لاحظ التناقص الواضح في قيمة سعة القناة عند المسافات الكبيرة، يعزى ذلك إلى قيمة أس فقد المسار العالية (3) التي تؤدي إلى تخفيض الاستطاعة المستقبلية بشكل كبير عند ازدياد المسافة.

3. سعة القنوات ذات الخفوت المسطح:

يمكن التمييز بين نمطين من سعة القناة: الأول هو سعة القناة الإرجودية، ويرمز لها بالرمز \bar{C} ، وهي تمثل متوسط سعة القناة لحالات القناة كاملة، وتستخدم في القنوات التي تعاني من خفوت سريع حيث يتم تصميم الترميز بحيث يأخذ بعين الاعتبار العديد من حالات القناة والثاني هو سعة الانقطاع C_{out} وهي تستخدم بشكل خاص مع القنوات التي يكون فيها الخفوت بطيء.

1.3. السعة عند توفر CSI لدى المستقبل فقط:

السعة الإرجودية:

تعطى علاقة السعة الإرجودية لقناة تعاني من الخفوت عندما تتوفر لدى المستخدم معلومات عن القناة (CSI) وضمن قيد استطاعة محددة \bar{S} كما يلي:

$$\bar{C} = \int_0^{\infty} C(\gamma) p_{\gamma}(\gamma) d\gamma = \int_0^{\infty} \log_2(1 + \gamma) p_{\gamma}(\gamma) d\gamma \quad [bits/s/Hz] \quad (12-5)$$

حيث أن نسبة الإشارة إلى الضجيج المستقبلية تعطى بالعلاقة: $\gamma = |h|^2 E_s / N_0$ و h معامل القناة اللحظي و $p_{\gamma}(\gamma)$ تابع الكثافة الاحتمالية لـ γ

سعة Shannon:

في هذه الحالة يمكن أن نكتب سعة Shannon على الشكل التالي:

$$\bar{C} = \int_0^{\infty} B \log_2(1 + \gamma) p_{\gamma}(\gamma) d\gamma \quad (13-5)$$

نلاحظ أن هذه العلاقة هي علاقة وسطي احتمالي أي أن سعة Shannon تساوي إلى وسطي سعة Shannon في قناة AWGN (وهي تساوي إلى $B \log_2(1 + \gamma)$ عند حسابها نسبةً لتوزيع γ . وهذا هو سبب استخدام مصطلح السعة الإرجودية لسعة Shannon

إلا أنه يجب الانتباه عند التعامل مع العلاقة المبينة على أنها احتمال. بالتحديد، من الخطأ الفهم أنه يمكن الوصول إلى هذه السعة الوسطية في حال كانت السعة $B \log_2(1 + \gamma)$ عند نسبة إشارة إلى الضجيج لحظية γ ، ذلك أن المستقبل فقط يعلم نسبة الإشارة إلى الضجيج اللحظية $\gamma[i]$ وبالتالي فإن سرعة نقل المعطيات المرسل على القناة ثابتة، بغض النظر عن قيمة γ

من الجدير بالذكر أيضاً أن كلمة الرمز الذي يمكن من الوصول إلى سعة القناة يجب أن تكون بطول يسمح لهذه الكلمة بالتأثر بجميع حالات الخفوت الممكنة في القناة وهذا ما سيسبب تأخير لا يمكن إهماله. باستخدام مترابحة Jensen نحصل على العلاقة التالية:

$$\begin{aligned} E[B \log_2(1 + \gamma)] &= \int B \log_2(1 + \gamma) p_{\gamma}(\gamma) d\gamma \leq B \log_2(1 + E[\gamma]) \\ &= B \log_2(1 + \bar{\gamma}) \end{aligned} \quad (14-5)$$

حيث $\bar{\gamma}$ متوسط نسبة الإشارة إلى الضجيج ضمن القناة بالتالي، نجد أن سعة Shannon لقناة تعاني من الخفوت ومع وجود معلومات عن القناة ضمن المستقبل فقط أقل من سعة Shannon في قناة AWGN من أجل نفس وسطي نسبة الإشارة إلى الضجيج، بمعنى آخر يسبب الخفوت تناقصاً في سعة Shannon في الحالة التي تكون فيها معلومات القناة متوافرة فقط لدى المستقبل. أكثر من ذلك، بدون معرفة المرسل بحالة القناة، يجب أن يشتمل تصميم الرماز على احصائيات الترابط للقناة، كما أن تعقيد مفكك الترميز الذي يعتمد على قاعدة الأرجحية العظمى سيتناسب مع زمن انعدام ترابط القناة. بالإضافة إلى ما سبق، في الحالة التي لا تكون فيها معرفة المستقبل بحالة القناة مثالية، تتناقص سعة القناة بشكل ملحوظ

مثال 5-2:

ليكن لدينا قناة ذات خفوت مسطح، ولتكن قيم ربح القناة $g[i]$ مستقلة وموزعة بشكل متماثل (iid). يمكن لربح القناة أن يأخذ ثلاثة قيم مختلفة: $g_1=0.05$ باحتمال $p_1=0.1$ ، $g_2=0.5$ باحتمال $p_2=0.5$ ، و $g_3=1$ باحتمال $p_3=0.4$. إذا علمت أن استطاعة المرسل 10mW ، الكثافة الطيفية للضجيج $N_0=10^{-9}\text{W/Hz}$ ، وعرض حزمة القناة 30KHz . على افتراض أن المستقبل لديه معلومات حول القيم اللحظية لربح القناة $g[i]$ وأن المرسل ليس لديه أي معلومات حولها، أوجد سعة Shannon لهذه القناة ومن ثم قارن القيمة التي تحصل عليها مع سعة قناة AWGN عند قيمة وسطي نسبة الإشارة إلى الضجيج نفسها.

حل المثال 5-2:

ضمن القناة المطروحة، يوجد ثلاثة قيم مختلفة ممكنة لنسبة الإشارة إلى الضجيج المستقبلية:

$$\gamma_1 = P_t g_1 / (N_0 B) = 0.8333 = -0.79\text{dB} \quad , \quad \gamma_2 = P_t g_2 / (N_0 B) = 83.333 = 19.2\text{dB} \quad ,$$

$$\gamma_3 = P_t g_3 / (N_0 B) = 333.33 = 25\text{dB}.$$

نستطيع الآن حساب سعة Shannon كما يلي:

$$\bar{C} = \sum_i B \log_2(1 + \gamma_i) p(\gamma_i) = 199.26\text{Kbps}$$

يمكننا إيجاد متوسط نسبة الإشارة إلى الضجيج لهذه القناة كما يلي:

$$\bar{\gamma} = 0.1(0.8333) + 0.5(83.33) + 0.4(333.33) = 175.08 = 22.43\text{dB}$$

وبالتالي يمكننا حساب سعة القناة AWGN كما يلي:

$$C = B \log_2(1 + 175.08) = 223.8\text{Kbps}$$

نلاحظ أن سعة القناة AWGN أكبر بحوالي 25Kbps منها في حالة قناة تعاني من الخفوت المسطح مع توفر معلومات عن القناة في المستقبل ومن أجل نفس متوسط نسبة الإشارة إلى الضجيج.

حالة قناة Rayleigh:

$$p_{\gamma}(\gamma) = \frac{1}{\bar{\gamma}} e^{-\gamma/\bar{\gamma}}$$

حيث:

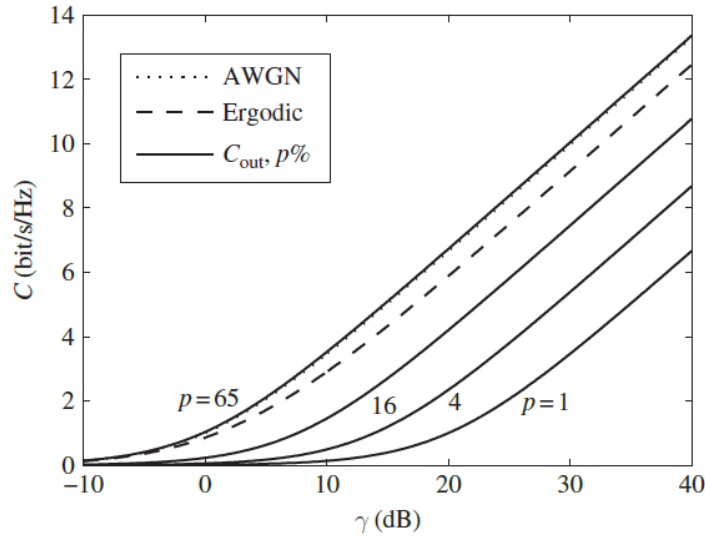
بالتالي نجد أن:

$$\bar{C} = \log_2 e \cdot \exp\left(\frac{1}{\sigma_h^2 E_s / N_0}\right) \cdot \text{expint}\left(\frac{1}{\sigma_h^2 E_s / N_0}\right) \quad (15-5)$$

حيث:

$$\text{expint}(x) = \int_x^{\infty} \frac{e^{-t}}{t} dt \quad (16-5)$$

تغيرات السعة الإرجودية ضمن قناة خفوت Rayleigh بتغير نسبة الإشارة إلى الضجيج: يبين الشكل تغيرات السعة الإرجودية ضمن قناة خفوت Rayleigh بتغير نسبة الإشارة إلى الضجيج. نلاحظ أنه عندما تكون نسبة الإشارة إلى الضجيج مرتفعة، يكون الفقد الناتج عن الخفوت بجوار 2.5dB. أيضاً نلاحظ أن كلاً من قناة خفوت Rayleigh والقناة AWGN تصل إلى الحد الأدنى الذي يبلغ -1.59dB.



الشكل (3-5): تغير سعة القناة الإرجودية وسعة الانقطاع ضمن قناة خفوت Rayleigh بدخل نظامي، حيث $p\%$ يمثل احتمال الانقطاع.

سعة الانقطاع:

تعطى العلاقة التي تربط بين احتمال الانقطاع P_{out} وسعة الانقطاع C_{out} على الشكل التالي:

$$P_{out} = \Pr(C(\gamma) < C_{out}) = \int_0^{\gamma_{min}} p_{\gamma}(\gamma) d\gamma \quad (17-5)$$

حيث يمكن الحصول على γ_{min} من علاقة C_{out} .

في حالة القناة AWGN تعطى سعة الانقطاع بالعلاقة:

$$C_{out} = \log_2(1 + \gamma_{min})$$

وبالتالي:

$$\gamma_{min} = 2^{C_{out}} - 1.$$

يعطى احتمال الانقطاع في حالة قناة ذات خفوت Rayleigh مع نفس نسبة الإشارة إلى الضجيج المستخدمة في القناة AWGN، أي $\bar{\gamma} = E_s/N_0$ بالعلاقة التالية:

$$P_{out} = 1 - \exp\left(-\frac{1 - 2^{C_{out}}}{E_s/N_0}\right) \quad (18-5)$$

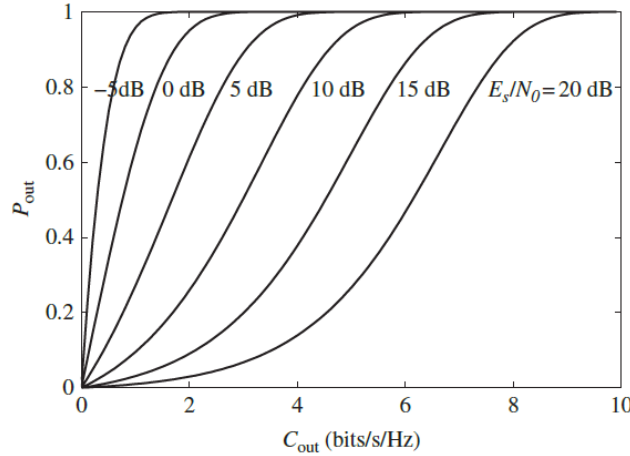
وبالتالي يمكننا استخراج علاقة سعة الانقطاع لتصبح على الشكل التالي:

$$C_{out} = \log_2\left(1 - \frac{E_s}{N_0} \ln(1 - P_{out})\right) \quad (19-5)$$

يبين الشكل سعة الانقطاع من أجل قيم مختلفة لـ P_{out} . نلاحظ أنه عندما $P_{out}=64\%$ فإن سعة الانقطاع أكبر منها في حالة القناة AWGN. كما هو متوقع، في الحالة التي تكون فيها قيم P_{out} صغيرة تتناقص سعة الانقطاع بشكل كبير مع نسبة الإشارة إلى الضجيج المعطية.

العلاقة ما بين احتمال الانقطاع وسعة الانقطاع:

يبين الشكل العلاقة ما بين احتمال الانقطاع وسعة الانقطاع من أجل قيم مختلفة لنسبة الإشارة إلى الضجيج.



الشكل (4-5): تغير احتمال الانقطاع مع تغيرات سعة الانقطاع ضمن قناة خفوت Rayleigh وبدخل غوصي.

تعتبر سعة الانقطاع أداة فعالة في توصيف القنوات الغير إرجودية، ذلك أنه لا يمكن حساب السعة الإرجودية أو متوسط احتمال الخطأ في مثل هذه القنوات. في مثل هذه الحالات، يكون كل من احتمال الخطأ $P_e(h)$ وسعة القناة $C(h)$ متحولات عشوائية.

يمكن تعريف احتمال الانقطاع بالعلاقة $P_{out} = \Pr\{P_e(h) > P_0\}$ أو بالعلاقة $P_{out} = \Pr\{C(h) < C_0\}$.

مثال 3-5:

مثال 3-5: لنفترض نفس مواصفات القناة المذكورة في المثال السابق حيث عرض الحزمة 30KHz وثلاثة احتمالات لنسبة الإشارة إلى الضجيج المستقبلية: $\gamma_1=0.8333$ باحتمال $p(\gamma_1)=0.1$ ، $\gamma_2=83.33$ باحتمال $p(\gamma_2)=0.5$ ، و $\gamma_3=333.33$ باحتمال $p(\gamma_3)=0.4$. أوجد علاقة السعة بدلالة الانقطاع لهذه القناة، ثم أوجد وسطي معدل الاستقبال الصحيح من أجل احتمالات الانقطاع $p_{out}<0.1$ ، $p_{out}=0.1$ ، و $p_{out}=0.6$.

حل المثال 3-5:

- في الحالة التي تكون فيها القناة متغيرة مع الزمن وتكون فيها قيم نسبة الإشارة إلى الضجيج متقطعة يكون فيها منحنى السعة بدلالة الانقطاع تابع درجي.
- بالتحديد، من أجل $p_{out}<0.1$ يجب أن يتم فك الترميز بشكل صحيح من أجل جميع حالات القناة.
- عندما تكون p_{out} ضمن هذا المجال من القيم تكون قيمة نسبة الإشارة إلى الضجيج المستقبلية الصغرى هي نفسها لأضعف إشارة، أي $\gamma_{min}=\gamma_1$ ، وتكون السعة المقابلة لها $C=Blog_2(1+\gamma_{min})=26.23Kbps$
- عندما تقع p_{out} ضمن المجال $0.1 \leq p_{out} < 0.6$ يمكن أن يتم فك الترميز بشكل خاطئ فقط في الحالة التي تكون فيها القناة ضمن حالتها الأضعف.
- وبالتالي $\gamma_{min}=\gamma_2$ ، وفي هذه الحالة تكون السعة الموافقة $C=191.94Kbps$.
- أما في الحالة التي تقع فيها p_{out} في المجال $0.6 \leq p_{out} < 1$ ، فيمكن أن يتم فك الترميز بشكل خاطئ عندما تتساوى نسبة الإشارة إلى الضجيج المستقبلية في القناة مع γ_1 أو مع γ_2 .
- بالتالي $\gamma_{min}=\gamma_3$ وتكون قيمة السعة الموافقة $C=251.55Kbps$.
- بالتالي، تنحصر تغيرات السعة مع الانقطاع بحيث تأخذ السعة القيمة $C=26.23Kbps$ عندما $p_{out}<0.1$ ، والقيمة $C=191.94Kbps$ عندما $0.1 \leq p_{out} < 0.6$ ، والقيمة $C=251.55Kbps$ عندما $p_{out} \geq 0.6$.
- في الحالة التي تكون فيها $p_{out}<0.1$ ، يتم بشكل دائم استقبال المعطيات المرسلّة بسرعة قريبة من السعة $C=26.23Kbps$ بشكل صحيح، ذلك أن القناة دائماً تدعم هذه السرعة.
- عندما تكون $p_{out}=0.1$ يمكننا الإرسال بسرعة قريبة من السعة $C=191.94Kbps$ إلا أنه يمكننا فقط فك ترميز المعطيات بشكل صحيح عندما تساوي نسبة الإشارة إلى الضجيج على القناة قيمة γ_2 أو قيمة γ_3 .
- بالتالي، يكون المعدل الذي يتم استقباله بشكل صحيح: $(1-0.1)191940=172.75Kbps$.

- عندما تكون $p_{out}=0.6$ ، يتم الإرسال بسرعة قريبة من السعة $C=251.55\text{Kbps}$ إلا أنه يمكننا فقط فك الترميز بشكل صحيح عندما تساوي نسبة الإشارة إلى الضجيج على القناة قيمة γ_3 ،
- بالتالي يكون المعدل الذي يتم استقباله بشكل صحيح: $(1-0.6)251550=125.78\text{Kbps}$.
- من الواضح أنه من أجل الحصول على نتائج ممتازة ضمن هذه القناة يجب استخدام سرعة مرور معطيات قريبة من القيمة 191.94Kbps .
- في هذه الحالة تحدث الأخطاء أثناء فك الترميز ضمن 10% فقط من الزمن الكلي،
- وتكون قيمة سرعة مرور المعطيات أعلى بقليل من تلك المساوية إلى أسوأ حالة لسعة القناة.
- إلا أن النسبة 10% قد تكون عالية جداً بالنسبة لبعض التطبيقات،
- في هذه الحالة يجب أن يتم تصميم النظام بحيث يعمل على سرعة معطيات تساوي إلى 26.23Kbps وبالتالي نضمن ألا يتم إعادة إرسال.

2.3. السعة عند توفر CSI لدى المرسل والمستقبل:

سعة قناة الخفوت:

في الحالة التي تتوفر فيها معلومات عن القناة في كل من المرسل والمستقبل، من الممكن أن يقوم المرسل بتعديل استراتيجية الإرسال التي يعتمدها. بفرض أن الاستطاعة المرسله $S(\gamma)$ من الممكن أن تتغير بتغير نسبة الإشارة إلى الضجيج المستقبلية γ تبعاً لقيد على متوسط الاستطاعة \bar{S} ، يتم تعريف سعة قناة الخفوت بإيجاد القيمة العظمى للمقدار الموضح بالعلاقة:

$$C = \int_0^{\infty} B \log_2 \left(1 + \frac{S(\gamma)\gamma}{\bar{S}} \right) p_{\gamma}(\gamma) d\gamma \quad (20-5)$$

وذلك ضمن القيد:

$$\int_0^{\infty} S(\gamma) p_{\gamma}(\gamma) d\gamma = \bar{S} \quad (21-5)$$

باستخدام نظرية مضاريب Lagrange نحصل على توزيع الاستطاعة الأمثل المحدد بالعلاقة التالية:

$$\frac{S(\gamma)}{\bar{S}} = \begin{cases} \frac{1}{\gamma_0} - \frac{1}{\gamma} & \gamma \geq \gamma_0 \\ 0 & \gamma < \gamma_0 \end{cases} \quad (22-5)$$

حيث γ_0 هي نسبة الإشارة إلى الضجيج الدنيا التي لا يمكن تحقيق الاتصال عند قيم أقل منها وتدعى نسبة القطع.

بالتالي لا يكون لدينا إرسال إلا عند تحقق العلاقة $\gamma > \gamma_0$.

يمكن الحصول على علاقة نسبة القطع γ_0 من خلال قيد الاستطاعة كما يلي:

$$\int_{\gamma_0}^{\infty} \left(\frac{1}{\gamma_0} - \frac{1}{\gamma} \right) p(\gamma) d\gamma = 1 \quad (23-5)$$

الآن يمكن صياغة علاقة السعة كما يلي:

$$C = \int_{\gamma_0}^{\infty} B \log_2 \left(\frac{\gamma}{\gamma_0} \right) p(\gamma) d\gamma \quad (24-5)$$

من أجل قناة خفوت Rayleigh نجد أن هذه السعة تتجاوز سعة القناة AWGN من أجل نفس متوسط نسبة الإشارة إلى الضجيج، وهو ما يعاكس حالة توفر معلومات القناة لدى المستقبل فقط.

مثال 4-5:

لنأخذ نفس القناة التي فرضناها في المثال السابق، حيث عرض الحزمة 30KHz وثلاثة احتمالات لنسبة الإشارة إلى الضجيج المستقبلية: $\gamma_1=0.8333$ باحتمال $p(\gamma_1)=0.1$ ، $\gamma_2=83.33$ باحتمال $p(\gamma_2)=0.5$ ، و $\gamma_3=333.33$ باحتمال $p(\gamma_3)=0.4$. أوجد السعة الإرجودية لهذه القناة مع العلم أنه يتوفر معلومات لحظية عن حالة القناة في كل من المرسل والمستقبل.

حل المثال 4-5:

نعلم أن الطريقة المثلى في توزيع الاستطاعة هي water-filling ويجب أن نوجد سعة القطع التي تحقق العلاقة، أي التي تحقق العلاقة التالية:

$$\sum_{\gamma_i \geq \gamma_0} \left(\frac{1}{\gamma_0} - \frac{1}{\gamma_i} \right) p(\gamma_i) = 1$$

سنفترض بداية بأن جميع حالات القناة يتم استخدامها للحصول على قيمة γ_0 أي أننا سنفترض $\gamma_0 \leq \min \gamma_i$ وسنرى فيما إذا كانت قيمة γ_0 الناتجة أقل من تلك التي توافق أضعف قناة في حال لم تحقق γ_0 الناتجة ذلك نكون قد وصلنا إلى حلة عدم توافق، ويجب إعادة الحساب على افتراض أن أحد حالات القناة على الأقل لا يتم استخدامها.

بتطبيق العلاقة السابقة لنموذج القناة المفروض نحصل على النتيجة التالية:

$$\begin{aligned} \sum_{i=1}^3 \frac{p(\gamma_i)}{\gamma_0} - \sum_{i=1}^3 \frac{p(\gamma_i)}{\gamma_i} = 1 &\Rightarrow \frac{1}{\gamma_0} = 1 + \sum_{i=1}^3 \frac{p(\gamma_i)}{\gamma_i} \\ &= 1 + \left(\frac{0.1}{0.8333} + \frac{0.5}{83.33} + \frac{0.4}{333.33} \right) = 1.13 \end{aligned}$$

وبالتالي نجد أن $\gamma_0=0.89$ والتي هي أكبر من تلك التي توافق أضعف قناة $\gamma_1=0.8333$.

تعتبر قيمة γ_0 المستخرجة غير منطقية كونه يجب أن يتم استخدام حالات القناة التي تحقق γ أكبر من γ_0 . لذلك، سنعيد استخراج قيمة γ_0 بافتراض أن الحالة الأضعف غير مستخدمة:

$$\begin{aligned} \sum_{i=2}^3 \frac{p(\gamma_i)}{\gamma_0} - \sum_{i=2}^3 \frac{p(\gamma_i)}{\gamma_i} = 1 &\Rightarrow \frac{0.9}{\gamma_0} = 1 + \sum_{i=2}^3 \frac{p(\gamma_i)}{\gamma_i} = 1 + \left(\frac{0.5}{83.33} + \frac{0.4}{333.33} \right) \\ &= 1.0072 \end{aligned}$$

وبالتالي نجد أن $\gamma_0=0.98$. إذاً بافتراض أن نسبة الإشارة إلى الضجيج الموافقة لحالة القناة الأضعف وبالتالي نجد أن γ_1 غير مستخدمة، نحصل على قيمة منطقية لـ γ_0 تحقق المتراجحة $\gamma_1 < \gamma_0 \leq \gamma_2$. وبالتالي يمكن حساب سعة القناة كما يلي:

بالمقارنة مع النتائج التي تم الحصول عليها في المثال السابق نجد أن المعدل الذي تم الحصول عليه هنا أعلى بقليل من ذلك الذي تم الحصول عليه عند توفر معلومات القناة لدى المستقبل فقط، ولا يزال أقل بكثير من المعدل الذي يمكن الحصول عليه في قناة AWGN من أجل متوسط نسبة الإشارة إلى الضجيج محدد.

السبب في ذلك هو أن متوسط نسبة الإشارة إلى الضجيج في هذه القناة له قيمة عالية نسبياً: في حالة قنوات الاتصال التي تعاني من انخفاض في قيمة نسبة الإشارة إلى الضجيج تكون السعة في حالة الخفوت المسطح أعلى من تلك التي يمكن الوصول إليها في القنوات AWGN من أجل نفس متوسط نسبة الإشارة إلى الضجيج وذلك نتيجة الاستفادة من الأوقات النادرة التي تكون فيها القناة بحالة جيدة جداً.

سعة الانقطاع المعلوم:

عندما يستخدم المرسل معلومات القناة للوصول إلى استطاعة مستقبلية ثابتة، تبدو القناة وكأنها قناة AWGN مستقرة مع الزمن بالنسبة لكل من المرمز ومفكك الترميز. يدعى هذا النموذج من تكييف الاستطاعة بمصطلح عكس القناة ويعطى بالعلاقة التالية:

$$\frac{S(\gamma)}{\bar{S}} = \frac{\sigma}{\gamma} \quad (25-5)$$

حيث σ نسبة الإشارة إلى الضجيج المستقبلية الثابتة التي تحقق قيد الاستطاعة المرسل أي أن σ يعطى بالعلاقة $\sigma=1/E[1/\gamma]$ وبالتالي يمكن صياغة سعة القناة التي تعاني من الخفوت كما يلي:

$$C = B \log_2(1 + \sigma) \quad (26-5)$$

يمكن الوصول إلى هذه السعة باستخدام مرمز ومفكك ترميز بمعدل ثابت مصمم ليعمل ضمن قناة AWGN فيها نسبة الإشارة إلى الضجيج تساوي إلى σ . بما أن المستقبل يحصل على استطاعة ثابتة ولا يوجد أي انقطاع في القناة، يطلق على هذه مصطلح سعة الانقطاع المعلوم. من الممكن أن تكون قيمة سعة الانقطاع المعلوم أقل بكثير من سعة Shannon في البيئة التي تعاني من الخفوت، ذلك أنه من الممكن أن تكون قيمة $E[1/\gamma]$ عالية جداً.

يستخدم نموذج عكس القناة ضمن أنظمة الـ CDMA للتغلب على أثر القريب-بعيد.

مثال 5-5:

لنأخذ نفس القناة التي فرضناها في المثال السابق، حيث عرض الحزمة 30KHz وثلاثة احتمالات لنسبة الإشارة إلى الضجيج المستقبلية: $\gamma_1=0.8333$ باحتمال $p(\gamma_1)=0.1$ ، $\gamma_2=83.33$ باحتمال $p(\gamma_2)=0.5$ ، و $\gamma_3=333.33$ باحتمال $p(\gamma_3)=0.4$. أوجد سعة الانقطاع المعلوم لهذه القناة مع العلم أنه يتوفر معلومات عن حالة القناة في كل من المرسل والمستقبل.

حل المثال 5-5:

تعطى سعة الانقطاع المعلوم بالعلاقة:

$$C = B \log_2 [1 + \sigma]$$

حيث:

$$\sigma = 1 / E[1/\gamma] .$$

بما أن:

$$E[1/\gamma] = (0.1/0.8333) + (0.5/83.33) + (0.4/333.33) = 0.1272$$

نحصل على:

$$C = 30000 \log_2 (1 + 1/0.1272) = 9443 \text{ Kbps} .$$

لاحظ أن هذه القيمة أقل من نصف سعة Shannon باستخدام التكييف water-filling الأمثل.

سعة الانقطاع:

من الممكن تحسين السعة التي لا تتعلق بالانقطاع بشكل واضح بتعديل استراتيجية تكييف الاستطاعة بحيث يتم إلغاء الإرسال أثناء حالات الانقطاع في القناة (أي عندما $\gamma < \gamma_0$) ومن ثم استخدام معدل نقل معطيات ثابت ضمن الحالات الأخرى. في هذه الحالة يطلق على السعة مصطلح سعة الانقطاع. يقوم نموذج تكييف الاستطاعة بالتعويض عن الخفوت فقط في الحالات التي تكون فيها $\gamma \geq \gamma_0$ ، بالتالي:

$$\frac{S(\gamma)}{S} = \begin{cases} \frac{\sigma}{\gamma} & \gamma \geq \gamma_0 \\ 0 & \gamma < \gamma_0 \end{cases} \quad (27-5)$$

حيث يتم حساب γ_0 من احتمال الانقطاع: $P_{\text{out}} = \Pr(\gamma < \gamma_0)$. بالتالي:

$$\sigma = \frac{1}{E_{\gamma_0}[1/\gamma]} , \quad E_{\gamma_0}[1/\gamma] = \int_{\gamma_0}^{\infty} \frac{1}{\gamma} p_{\gamma}(\gamma) d\gamma \quad (28-5)$$

يدعى هذا النموذج بعكس القناة المبتور.

يمكن بالتالي أن نحصل على سعة الانقطاع بالعلاقة التالية:

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{1}{E_{\gamma_0}[1/\gamma]} \right) \Pr(\gamma \geq \gamma_0) \quad (29-5)$$

من خلال البحث على كامل القيم التي يمكن أن تأخذها γ_0 يمكن الحصول على سعة الانقطاع العظمى التي يمكن الوصول إليها. لا تزال القيمة العظمى لسعة الانقطاع أقل من سعة Shannon، إلا أنه من الأسهل تنفيذها.

مثال 5-6:

لنأخذ نفس القناة التي فرضناها في المثال السابق، حيث عرض الحزمة 30KHz وثلاثة احتمالات لنسبة الإشارة إلى الضجيج المستقبلية: $\gamma_1=0.8333$ باحتمال $p(\gamma_1)=0.1$ ، $\gamma_2=83.33$ باحتمال $p(\gamma_2)=0.5$ ، و $\gamma_3=333.33$ باحتمال $p(\gamma_3)=0.4$. أوجد سعة الانقطاع لهذه القناة وما يرافقها من احتمالات انقطاع من أجل قيم القطع $\gamma_0=0.84$ و $\gamma_0=83.4$. أي من هذه القيم (قيم الانقطاع) سيعطي سعة الانقطاع الأعلى؟

حل المثال 5-6:

من أجل $\gamma_0=0.84$ نستخدم القناة عندما تكون نسبة الإشارة إلى الضجيج γ_2 أو γ_3 ، بالتالي:

$$E_{\gamma_0} [1/\gamma] = \sum_{i=2}^3 \frac{p(\gamma_i)}{\gamma_i} = \frac{0.5}{83.33} + \frac{0.4}{333.33} = 0.0072$$

وتكون سعة الانقطاع:

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{1}{E_{\gamma_0} [1/\gamma]} \right) p(\gamma \geq \gamma_0) = 30000 \log_2 (1 + 138.88) * 0.9 \\ = 192.457 Kbps$$

من أجل $\gamma_0=83.34$ نستخدم القناة عندما تكون نسبة الإشارة إلى الضجيج مساوية إلى γ_3 فقط، بالتالي:

$$E_{\gamma_0} [1/\gamma] = \frac{p(\gamma_3)}{\gamma_3} = \frac{0.4}{333.33} = 0.0012$$

وتكون سعة الانقطاع:

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{1}{E_{\gamma_0} [1/\gamma]} \right) p(\gamma \geq \gamma_0) = 30000 \log_2 (1 + 833.33) * 0.4 \\ = 116.45 Kbps$$

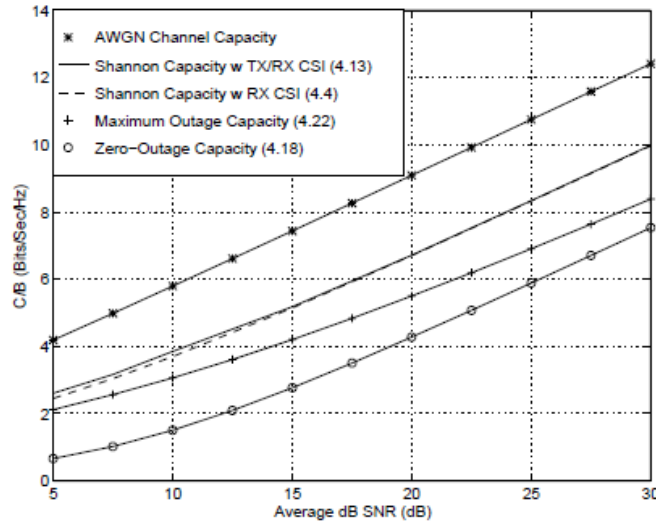
نلاحظ أن قيمة سعة الانقطاع أعلى عندما يتم استخدام القناة في الحالات التي تكون فيها نسبة الإشارة إلى الضجيج مساوية إلى γ_2 و γ_3 .

بالرغم من أن نسبة الإشارة إلى الضجيج γ_3 أعلى بكثير من قيمة γ_2 ، إلا أن حقيقة أن هذه النسبة لا تحدث إلا خلال 40% فقط من الزمن يجعل من استخدام القناة فقط عند تحقق هذه الحالة الأفضل أمراً غير فعال.

3.3. مقارنة قيم السعة:

ضمن هذه الفقرة سنقوم بمقارنة مقارنة السعة المحسوبة في نظام تتوافر فيه معلومات عن القناة لدى كل من المرسل والمستقبل ومن أجل سياسات توزيع استطاعة مختلفة مع السعة المحسوبة في نظام تتوافر فيه معلومات عن القناة لدى المستقبل فقط.

السعة في القنوات التي تعاني من تظليل اللوغاريتم النظامي:

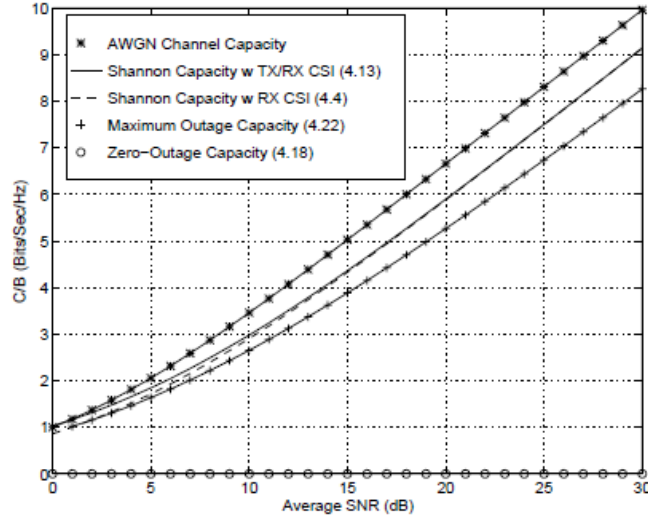


الشكل (5-5): السعة في القنوات التي تعاني من تظليل اللوغاريتم النظامي.

يبين الشكل منحنيات لسعات مختلفة كتابع لمتوسط نسبة الإشارة إلى الضجيج المستقبلية في خفوت اللوغاريتم النظامي (الانحراف المعياري $\sigma=8\text{dB}$). تم إدراج سعة القناة AWGN من أجل نفس متوسط الاستطاعة ضمن المنحنيات بهدف المقارنة. لاحظ أنه قد تم رسم سعة خفوت اللوغاريتم الطبيعي نسبة إلى متوسط نسبة الإشارة إلى الضجيج المحسوبة بالـ μdB وليس متوسط نسبة الإشارة إلى الضجيج بعد تحويله إلى واحدة الـ $(10\log_{10}\mu)\text{dB}$.

السعة في قنوات خفوت Rayleigh:

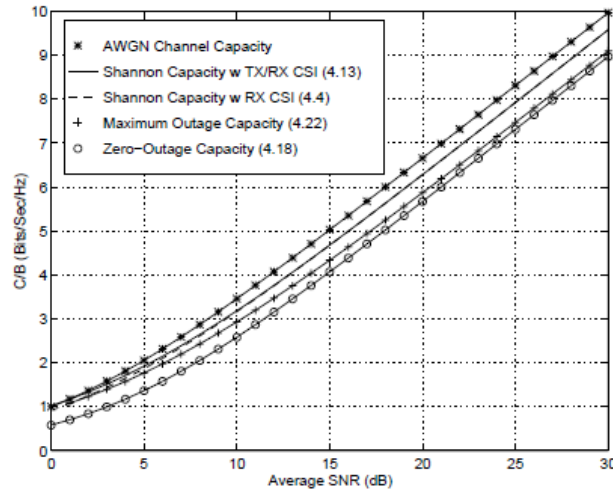
يبين الشكل منحنيات لسعات مختلفة كتابع لمتوسط نسبة الإشارة إلى الضجيج المستقبلية في خفوت Rayleigh.



الشكل (5-6): السعة في قنوات خفوت Rayleigh.

السعة في قنوات خفوت Nakagami ($m=2$):

يبين الشكل منحنيات لسعات مختلفة كتابع لمتوسط نسبة الإشارة إلى الضجيج المستقبلية في خفوت Nakagami (معامل الخفوت $m=2$). نلاحظ أن خفوت Nakagami مع $m=2$ يكافئ بشكل خشن حالة خفوت Rayleigh ولكن عند استخدام تعددية مكانية في الاستقبال بهوائيين (وهذا ما سندرسه في الفصل القادم).



الشكل (5-7): السعة في قنوات خفوت Nakagami ($m=2$).

ملاحظات:

هناك العديد من الملاحظات التي يمكن استخلاصها من هذه الأشكال. بدايةً، من الواضح في الأشكال أن سعة القناة AWGN أعلى من سعة القناة التي تعاني من الخفوت في جميع الحالات. إلا أنه عندما تكون قيمة نسبة الإشارة إلى الضجيج صغيرة تصبح قيمة سعة القناة في كل من القناة AWGN وقناة

الخفوت عندما تتوافر معلومات عن القناة لدى المرسل والمستقبل متقاربة. بالحقيقة، عندما تكون نسبة الإشارة إلى الضجيج صغيرة (أقل من 0dB)، تصبح سعة القناة التي تعاني من الخفوت ويتوافر فيها لدى المرسل والمستقبل معلومات عن القناة أعلى من سعة القناة AWGN الموافقة. والسبب في ذلك هو أن القناة AWGN تحتوي دائماً على نسبة الإشارة إلى الضجيج الصغيرة مما يحد من سعتها. قناة الخفوت التي لديها نفس متوسط نسبة الإشارة إلى الضجيج ستحتوي على لحظات تكون فيها نسبة الإشارة إلى الضجيج مرتفعة، ذلك أن لتوزيعها مجال لانهائي. بالتالي، في حال تم استخدام كامل الاستطاعة وكامل المعدل ضمن هذه الفترات المتقطعة التي تكون فيها نسبة الإشارة إلى الضجيج مرتفعة، ستكون السعة أعلى من تلك التي من الممكن الحصول عليها ضمن القنوات AWGN من أجل نفس متوسط نسبة الإشارة إلى الضجيج المنخفض.

4. سعة القنوات ذات الخفوت الانتقائي في التردد:

سنعمل الآن على إيجاد سعة Shannon ضمن القنوات التي تعاني من خفوت انتقائي في التردد. سنبدأ بقنوات الخفوت الانتقائي في التردد المستقر مع الزمن. يشابه تحليل السعة في هذه الحالة حالة قنوات الخفوت المسطح ولكن بعد تبديل المحور الزمني بالمحور الترددي. بعد ذلك سنناقش سعة قنوات الخفوت الانتقائي في التردد المتغيرة مع الزمن.

1.4. القنوات المستقرة مع الزمن:

يمكن تقسيم قنوات الخفوت الانتقائي في التردد (والتي سنرمز للاستجابة الترددية فيها بالرمز $H(f)$) إلى العديد من القنوات الجزئية. في الحالة التي تكون فيها هذه القنوات مستقرة مع الزمن، يمكن أن يتم اختيار كل قناة جزئية بحيث يكون عرض الحزمة B وتكون الاستجابة الترددية $H_j(f) = H_j$ ثابتة ضمن هذه القناة الجزئية. بهذه الطريقة تصبح كل قناة جزئية هي عبارة عن قناة خفوت مسطح. يطلق على مثل هذه القناة مصطلح الخفوت الكتلي.

سعة القناة:

تخضع الاستطاعة الكلية للقنوات الجزئية إلى قيد الاستطاعة

$$\sum_j S_j \leq S$$

وتساوي السعة إلى مجموع سرعة مرور المعطيات ضمن كل قناة جزئية:

$$C = \sum_j B \log_2 \left(1 + \frac{|H_j|^2 S_j}{N_0 B} \right) \quad (30-5)$$

يمكن استنتاج توزيع الاستطاعة الأمثل باستخدام مضاريب Lagrange، وهو ما يؤدي إلى توزيع الاستطاعة بطريقة Water-filling على كل قناة جزئية:

$$\frac{S_j(\gamma_j)}{S} = \begin{cases} \frac{1}{\gamma_0} - \frac{1}{\gamma_j} & \gamma_j \geq \gamma_0 \\ 0 & \gamma_j < \gamma_0 \end{cases} \quad (31-5)$$

حيث $\gamma_j = \frac{|H_j|^2 S}{N_0 B}$ نسبة الإشارة إلى الضجيج في القناة الجزئية رقم j على افتراض أن جزء الاستطاعة المطلوب قد تم تخصيصها به ويمكن الحصول على قيمة القطع γ_0 انطلاقاً من قيد الاستطاعة:

$$\sum_j \left(\frac{1}{\gamma_0} - \frac{1}{\gamma_i} \right) = 1 \quad (32-5)$$

وأخيراً، يمكن الحصول على السعة باستخدام العلاقة:

$$C = \sum_{j:\gamma_j \geq \gamma_0} B \log_2 \left(\frac{\gamma_j}{\gamma_0} \right) \quad (33-5)$$

لاحظ أنه من الممكن الوصول إلى هذه السعة المثلى من خلال القيام بالإرسال باستخدام سرعات مرور معطيات مختلفة واستخدام قيم استطاعة مختلفة ضمن القنوات الجزئية. تستخدم هذه التقنية ضمن التعديل متعدد الحوامل. في حالة قنوات الخفوت الانتقائي في التردد المستقرة مع الزمن ومن أجل $H(f)$ مستمر يمكن الحصول على نتائج مشابهة، إلا أن علاقة السعة ستحتوي على تكامل بدلاً من المجموع.

مثال 5-7:

ليكن لدينا قناة خفوت كثلي انتقائي في التردد مستقرة مع الزمن وتتألف من ثلاثة قنوات جزئية كل منها بعرض حزمة $B=1\text{MHz}$. تعطى الاستجابة الترددية المرافقة لكل قناة كما يلي: $H_1=1$ ، $H_2=2$ ، $H_3=3$. قيد الاستطاعة المرسل هو $P=10\text{mW}$ والكثافة الطيفية للضجيج $N_0=10^{-9}\text{W/Hz}$. أوجد سعة Shannon لهذه القناة وتوزيع الاستطاعة الأمثل للوصول إلى هذه السعة.

حل المثال 5-7:

في البداية نوجد:

$$\gamma_j = \frac{|H_j|^2 S}{N_0 B}$$

لكل قناة جزئية،

وهو ما يعطينا أن $\gamma_1=10$ ، $\gamma_2=40$ ، و $\gamma_3=90$.

يجب أن تحقق نسبة القطع γ_0 العلاقة .

على افتراض أنه قد تم اسناد استطاعة لجميع القنوات الجزئية نحصل على:

$$\frac{3}{\gamma_0} = 1 + \sum_j \frac{1}{\gamma_j} = 1.14 \Rightarrow \gamma_0 = 2.64 < \gamma_j \quad \forall j$$

بما أن نسبة القطع γ_0 أقل من γ_j من أجل جميع قيم j فإن افتراضنا بأنه قد تم اسناد استطاعة إلى جميع القنوات الجزئية صحيح بالتالي قيمة نسبة القطع التي حصلنا عليها هي القيمة الصحيحة ويمكن الحصول على قيمة السعة المقابلة كما يلي:

$$\begin{aligned} C &= \sum_{j=1}^3 B \log_2 \left(\frac{\gamma_j}{\gamma_0} \right) = 1000000 \left(\log_2 \left(\frac{10}{2.64} \right) + \log_2 \left(\frac{40}{2.64} \right) + \log_2 \left(\frac{90}{2.64} \right) \right) \\ &= 10.93 \text{Mbps} \end{aligned}$$

2.4. القنوات المتغيرة مع الزمن:

- من الصعب جداً حساب سعة قنوات الخفوت الانتقائي في التردد المتغيرة مع الزمن بسبب تأثير تداخل الرموز (ISI).
- من الممكن تقريب هذه السعة من خلال تقسيم القناة إلى العديد من القنوات الجزئية، لكل منها عرض حزمة يساوي إلى عرض حزمة التماسك للقناة B_c .
- يفترض بأن تكون هذه القنوات الجزئية مستقلة، متغيرة مع الزمن، وبخفوت مسطح.
- يمكن الوصول إلى قيمة السعة المثلى باستخدام مضاريب Lagrange الخاضعة إلى قيود على الاستطاعة ضمن كل قناة جزئية وعلى القناة كاملة.
- من الممكن أن يتم تبسيط تصميم كل من المرسل والمستقبل بشكل كبير عند استخدام نماذج Water-filling المقربة.
- ضمن استراتيجية توزيع الاستطاعة الثابتة، يقوم المرسل بإعطاء استطاعة معدومة إلى القنوات الجزئية التي من الممكن أن تستقبل استطاعة معدومة بطريقة water-filling المباشرة.
- تم البرهان على أن استراتيجية توزيع الاستطاعة الثابتة تعطي نتائج قريبة من المثلى عند استخدام التعديل المتكيف.

5. تمارين:

1. ليكن لدينا قناة AWGN بعرض حزمة 50MHz، استطاعة مستقبلية 10mW، وكثافة استطاعة طيفية للضجيج $N_0=2 \times 10^{-9} \text{W/Hz}$. ما هو مقدار زيادة السعة في حال تمت مضاعفة الاستطاعة المستقبلية؟ وما هو مقدار زيادة السعة عند مضاعفة عرض الحزمة؟
2. ليكن لدينا قناة خفوت مسطح بعرض حزمة 20MHz، حيث يتم استقبال ست قيم مختلفة لنسبة الإشارة إلى الضجيج من أجل متوسط استطاعة مرسل ثابتة، هذه القيم هي: $\gamma_1=20\text{dB}$ ، $\gamma_2=15\text{dB}$ ، $\gamma_3=10\text{dB}$ ، $\gamma_4=5\text{dB}$ ، $\gamma_5=0\text{dB}$ ، $\gamma_6=-5\text{dB}$. الاحتمال المرتبط بكل حالة من الحالات السابقة: $p_1=p_6=0.1$ ، $p_2=p_4=0.15$ ، $p_3=p_5=0.25$. بفرض أن المستقبل فقط لديه معلومات عن القناة
- a. أوجد سعة Shannon لهذه القناة.
- b. ارسم منحنى السعة بدلالة الانقطاع من أجل $0 \leq p_{\text{out}} < 1$ وأوجد أعلى متوسط معدل يمكن استقباله بشكل صحيح.
3. ليكن لدينا قناة خفوت مسطح حيث يتم استقبال أربع قيم مختلفة لنسبة الإشارة إلى الضجيج من أجل متوسط استطاعة مرسل ثابتة، هذه القيم هي: $\gamma_1=30\text{dB}$ ، $\gamma_2=20\text{dB}$ ، $\gamma_3=10\text{dB}$ ، $\gamma_4=0\text{dB}$. الاحتمال المرتبط بكل حالة من الحالات السابقة: $p_1=p_4=0.2$ ، $p_2=p_3=0.3$. بفرض أن كلاً من المستقبل والمرسل لديه معلومات عن القناة:
- a. أوجد أفضل سياسة لتوزيع الاستطاعة لهذه القناة وسعة Shannon التي تقابلها بوحدة التردد.
- b. أوجد سياسة توزيع الاستطاعة لعكس القناة وسعة الانقطاع الصفري التي تقابلها بوحدة عرض الحزمة.
4. لتكن لدينا قناة خفوت Rayleigh يمتلك فيها كل من المرسل والمستقبل معلومات عن القناة، وليكن توزيع نسبة الإشارة إلى الضجيج أسي وبمتوسط 10dB. بفرض عرض حزمة القناة 10MHz:
- a. أوجد قيمة القطع لنسبة الإشارة إلى الضجيج، والتخصيص الموافق الذي يضمن الوصول إلى سعة Shannon في هذه القناة.
- b. أحسب سعة Shannon لهذه القناة.
- c. قارن نتيجتك من الطلب (b) مع سعة قناة AWGN بنفس متوسط نسبة الإشارة إلى الضجيج.
- d. قارن النتيجة التي حصلت عليها في الطلب (b) مع سعة القناة المحسوبة عندما فقط المستقبل لديه علم بنسبة الإشارة إلى الضجيج اللحظية.
- e. قارن النتيجة التي حصلت عليها في الطلب (b) مع سعة الانقطاع الصفري ومع سعة الانقطاع عندما يساوي احتمال الانقطاع إلى 0.05.

6. مذاكرة:

1. تعرّف فعالية الطيف بـ :

- a. معدل نقل المعطيات في واحدة الزمن.
- b. معدل نقل المعطيات في واحدة التردد.
- c. معدل نقل المعطيات في واحدة السعة.
- d. معدل نقل المعطيات في واحدة عرض الحزمة.

2. يبلغ حد Shannon القيمة:

- a. 0.159dB
- b. 1.59dB
- c. 15.9dB
- d. 159dB

3. يهدف استخدام الإجراء water-filling إلى الحصول على

- a. أعلى قيمة لسعة القناة
- b. أعلى قيمة للاستطاعة المستقبلية
- c. أعلى قيمة للاستطاعة المرسلية
- d. أعلى قيمة لعرض الحزمة المستخدم

4. تمثل السعة الإرجودية

- a. متوسط سعة القناة لحالات القناة كاملة
- b. متوسط سعة القناة لحالات القناة التي لا تحتوي على خفوت عميق
- c. متوسط سعة القناة لحالات الخفوت العميق
- d. متوسط سعة القناة لحالات القناة القريبة من حد معين.

5. تستخدم السعة الإرجودية في القنوات التي تعاني من خفوت

- a. مسطح و بطيء
- b. مسطح و سريع
- c. انتقائي في التردد و بطيء
- d. انتقائي في التردد و سريع

6. تستخدم سعة الانقطاع في القنوات التي تعاني من خفوت

- a. مسطح و بطيء
- b. مسطح و سريع
- c. انتقائي في التردد و بطيء
- d. انتقائي في التردد و سريع

7. يقصد بمصطلح عكس القناة

- a. استخدام المرسل تقنيات مثل التعددية للوصول إلى أعلى نسبة إشارة إلى الضجيج لدى المستقبل
- b. استخدام المرسل نوع من الترميز يمكن المستقبل من استقبال أعلى استطاعة ممكنة
- c. استخدام المرسل معلومات القناة للوصول إلى استطاعة مستقبلة ثابتة
- d. استخدام المرسل لتقنية إعادة إرسال المعلومات التي تم استقبالها بشكل خاطئ

8. يستخدم مصطلح سعة القناة المدموم للدلالة على السعة التي يتم حسابها

- a. ضمن قنوات AWGN
- b. ضمن قناة خفوت لا تتوفر فيها معلومات لدى أي من المرسل والمستقبل
- c. ضمن قناة خفوت تتوفر فيها معلومات القناة لدى المستقبل فقط
- d. ضمن قناة خفوت تتوفر فيها معلومات القناة لدى كل من المرسل والمستقبل

9. يطلق مصطلح الخفوت الكتلي على

- a. القناة ذات الخفوت الانتقائي في التردد التي يتم تقسيمها إلى عدة قنوات ذات خفوت بطيء
- b. القناة ذات الخفوت الانتقائي في التردد التي يتم تقسيمها إلى عدة قنوات بخفوت مسطح
- c. القناة ذات الخفوت السريع التي يتم تقسيمها إلى عدة قنوات ذات خفوت بطيء
- d. القناة ذات الخفوت السريع التي يتم تقسيمها إلى عدة قنوات بخفوت مسطح

10. تساوي السعة في قناة الخفوت الكتلي

- a. سرعة مرور المعطيات الأعلى في القنوات الجزئية
- b. سرعة مرور المعطيات الأقل في القنوات الجزئية
- c. مجموع سرعة مرور المعطيات ضمن كل قناة جزئية
- d. متوسط سرعة مرور المعطيات ضمن كل قناة جزئية

رقم السؤال	الإجابة	العلامة	الفقرة التي تجب مراجعتها في حال الإجابة الخاطئة
1	d	1 من أصل عشرة	1
2	b	1 من أصل عشرة	2
3	a	1 من أصل عشرة	1-2
4	a	1 من أصل عشرة	3
5	b	1 من أصل عشرة	3
6	a	1 من أصل عشرة	3
7	d	1 من أصل عشرة	2-3
8	d	1 من أصل عشرة	2-3
9	b	1 من أصل عشرة	1-4
10	c	1 من أصل عشرة	1-4

علامة النجاح 7 من أصل 10



الفصل السادس: تحسين أداء النظم اللاسلكية النقالة

كلمات مفتاحية:

التباين – SISO – MISO – SIMO – MIMO – التجميع بالنسبة الأعظمية – التجميع بالربح المتساوي – التجميع الأمثل – OSTBC

ملخص:

أصبح واضحاً الآن أن الخفوت وإن كان مسطحاً وبطيئاً سيؤدي إلى تراجعاً في قيمة كل من نسبة الإشارة إلى الضجيج المستقبلية وفي سعة القناة. هناك العديد من التقنيات التي من الممكن أن يتم استخدامها بهدف تحسين أداء النظم اللاسلكية التي تعاني من الخفوت، معظم هذه التقنيات تم الحديث عنها سابقاً، أهم هذه الطرق هما التباين وما يطلق عليه مصطلح النظم متعددة الدخل ومتعددة الخرج (MIMO). سنعمل في هذا الفصل على دراسة مفصلة لهاتين التقنيتين بهدف تبيان مدى الاستفادة التي يمكن الوصول إليها من جراء استخدام الأنماط المختلفة التي توفرها كل من هاتين التقنيتين.

الأهداف التعليمية:

- التعرف على تقنيات التباين المختلفة وكيفية استخدامها
- دراسة مدى تحسن النظم النقالة باستخدام تقنيات التباين المختلفة
- التعرف على النظم MIMO وكيفية استخدامها.
- دراسة مدى تحسن النظم النقالة باستخدام أنماط MIMO المختلفة

1. التباين:

عندما يكون لدينا قناتين بترددين مختلفين أو استقطابين مختلفين أو مواضع فيزيائية مختلفة يكون الخفوت الذي تتعرض إليه أي من هاتين القناتين مستقل عن الخفوت الذي تتعرض إليه القناة الأخرى. من خلال تجميع قناتين أو أكثر من هذا النمط، من الممكن أن يتم التخفيض من الخفوت الذي تتم مشاهدته في ناحية الاستقبال. هذا ما يدعى بالتباين (Diversity).

تضمن عملية التباين وصول نفس المعلومات إلى المستقبل من خلال قنوات مستقلة إحصائياً. هناك نمطين من التباين: التباين الميكروي الذي يهدف إلى التغلب على أثر الخفوت متعدد المسارات، والتباين الماكروي الذي يهدف إلى التغلب على أثر التظليل.

في القنوات التي تعاني من الخفوت، في حال قمنا باستخدام هوائيين مفصولين بشكل جيد، يكون احتمال وقوع كلاً من القناتين بحالة خفوت عميق في آن واحد منخفضاً. يصبح التباين أكثر فعالية عندما تحمل عدة قنوات مشكلة من خلال التباين نسخ من نفس الإشارة وكل منها يعاني من خفوت مستقل عن الخفوت الذي تعاني منه القنوات الأخرى. بهذا الشكل ينتج تابع الكثافة الاحتمالية المشترك من جداء توابع الكثافة الاحتمالية الهامشية لهذه القنوات.

يؤدي وجود الترابط بين الخفوت الذي يصيب القنوات إلى تخفيض فعالية التباين، حيث يمكن توصيف الترابط من خلال معامل يدعى معامل الترابط. لاحظ أنه ضمن القنوات AWGN لا يمكن تحسين الأداء باستخدام التباين.

1.1. تقنيات التباين:

يمكن تمييز عدة طرق لتحقيق التباين الذي يهدف إلى التغلب على الخفوت ضيق النطاق منها التباين المكاني (عدة هوائيات متباعدة فيما بينها)

- التباين الزمني (تقسيم زمني)
- تباين ترددي (تقسيم ترددي)
- تباين زاوي (عدة هوائيات كل منها بمخطط إشعاعي مختلف)
- تباين بالاستقطاب (عدة هوائيات كل منها باستقطاب مختلف)

عادة ما يتم تنفيذ التباين الماكروي بتجميع الإشارات المستقبلية من قبل عدة محطات قاعدية أو عدة مكررات أو عدة نقاط وصول، ويكون التنظيم بينها أحد أجزاء بروتوكولات التشبيك.

1.1.1. التباين المكاني:

يمكن التعبير عن كثافة الاستطاعة الطيفية للتأخير أو ما يسمى بلاحة تأخير الاستطاعة (PDP) باستخدام النموذج الأسّي أحادي الجانب الذي يعتبر نموذج مناسب لمعظم قنوات الاتصال النقالة داخل الأبنية وفي المدن.

من أجل قناة تحتوي PDP من هذا النمط، وبافتراض طيف دوبلر تقليدي من أجل جميع العناصر يمكن صياغة معامل الترابط لإشارتين بفاصل زمني Δt وفاصل ترددي Δf بالعلاقة التالية:

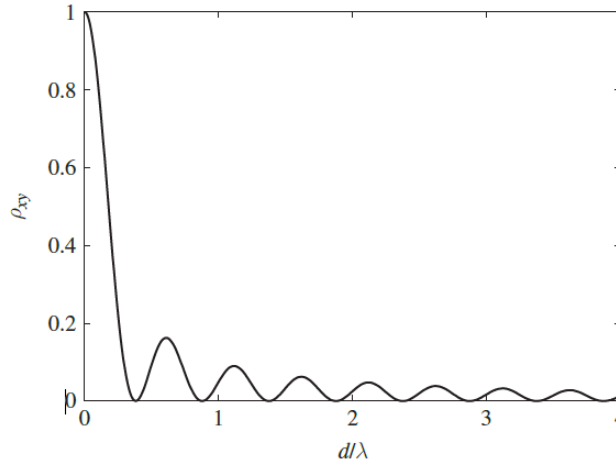
$$\rho_{xy}(\Delta t, \Delta f) = \frac{J_0^2(2\pi f_{Dmax}\Delta t)}{1 + (2\pi\sigma_\tau\Delta f)^2} \quad (1-6)$$

حيث $J_0(x)$ تابع بيسيل من النمط الأول والدرجة صفر، f_{Dmax} تردد دوبلر الأعظمي و σ_τ القيمة rms لتشتت التأخير.

يمكن تطبيق المعادلة المبينة بافتراض استخدام هوائيات غير موجهة وبافتراض ورود الاستطاعة بتوزع منتظم.

في حال استخدام مصفوفة من الهوائيات الغير موجهة، كما في حالة المستخدم النقال، يمكن حساب الترابط بين هوائيات المصفوفة المتجاورة باستخدام هذه العلاقة. في هذه الحالة، $f_2 - f_1 = 0$ ، و $v\tau = d$ المسافة بين الهوائيين

معامل الترابط لهوائيين:



الشكل (1-6): معامل الترابط لهوائيين.

يبين الشكل تغير معامل الترابط بين عنصرين متجاورين من مصفوفة الهوائيات بدلالة المسافة المنسوبة إلى طول الموجة. نلاحظ أنه من أجل $d = 0.2\lambda$ ، تكون قيمة معامل الترابط $\rho_{xy} = 0.5$. ومن أجل $d = 0.388\lambda$ تنعدم قيمة معامل الترابط.

كقاعدة عامة، في الحالة التي يكون فيها توزع اتجاهات الورد منتظماً، عادة ما يتم تثبيت التباعد بين الهوائيات المتجاورة بحيث يساوي إلى نصف طول الموجة تقريباً.

لا يمكن استخدام هذا النموذج مع المحطات القاعدية في النظم الخليوية، ذلك أن الأغراض المتفاعلة حول المستخدمين النقالين تجعل من فرضية توزع منتظم لوصول الاستطاعة غير صحيحة.

للولصول إلى عدم ترابط كافٍ، يجب زيادة التباعد بين الهوائيات المتجاورة.

2.1.1. التباين الزمني:

يمكن القول بأن الإشارات التي يتم استقبالها بلحظات زمنية مختلفة غير مترابطة. من أجل تعريف قناة متغيرة بالزمن مع طيف دوبلر محدود الحزمة، وكما قمنا بتعريف إشارة مع طيف محدود الحزمة في نظرية التقطيع، يجب أن يكون تردد التقطيع الزمني على الأقل ضعفي تردد دوبلر الأعظمي f_{Dmax} :

$$f_{min} = \frac{1}{\tau_{max}} = 2f_{Dmax} \quad (2-6)$$

تضمن هذه الخاصية إمكانية تعريف القناة. من أجل استخدام التباين الزمني وعدم ترابط كافٍ، يجب أن يكون التباعد الزمني الأصغر أكبر من τ_{max} .

من الممكن أن يتم تحويل التباين الزمني إلى تباين مكاني. عادة ما يتم تنفيذ التباين الزمني باستخدام FEC مع التشابك وARQ. يعتبر أيضاً تباين تعدد المسارات أحد أنماط التباين الزمني، إذ أنه يتم تجميع ودمج مركبات تعدد المسارات للإشارة للحصول على إشارة أقوى. أيضاً يعتبر الإرسال باستخدام التعديل المتكيف، وهو يتطلب معرفة القناة، أحد أنماط التباين الزمني.

3.1.1. التباين الترددي:

في هذه الحالة، يتم إرسال نفس الإشارة على عدة ترددات بحيث تكون مفصولة على الأقل بعرض حزمة يساوي إلى عرض حزمة التماسك للقناة يمكن أيضاً تحليل هذا النمط من التباين باستخدام العلاقة وفي هذه الحالة تبلغ قيمة البسط واحد إذ أن $vt=0$ من أجل معامل ترابط أقل من 0.5

من النادر أن يتم تنفيذ التباين الترددي بهذا الشكل إذ أنه سيسبب خسارة في الفعالية الترددية، كبديل عن ذلك، يتم نشر المعلومات على حزمة ترددية واسعة للتغلب على مشاكل الخفوت وهذا ما يتم توظيفه في النظم التي تعتمد تقنية TDMA والنظم التي تعتمد تقنية القفز الترددي ونظم الـ CDMA والنظم التي تستخدم التقنية OFDM

4.1.1. التباين الزاوي:

يعرف التباين الزاوي أيضاً باسم تباين المخططات الإشعاعية وهو يستخدم عدة هوائيات في نفس الموقع، بحيث يكون لكل منها مخطط إشعاعي خاص به، بحيث يتم تخميد مركبات تعدد المسارات الواصلة من اتجاهات مختلفة بشكل مختلف. يجب أن يتم توزيع الهوائيات بحيث يتم التخفيض من الترابط المتبادل، الذي من شأنه أن يغير من المخطط الإشعاعي لجميع الهوائيات. عادة ما يتم تجميع التباين الزاوي مع التباين المكاني

تستخدم الآن الهوائيات الذكية المتميزة بعدة حزم ضيقة ثابتة في النظم اللاسلكية ويؤدي الترابط المتبادل إلى تغيير في المخطط الإشعاعي لكل هوائي ضمن مصفوفة الهوائيات، إلا أن ذلك لن يؤثر في حال كان توزيع الهوائيات بشكل قريب جداً من بعضها البعض من الممكن أن يتسبب الترابط المتبادل بترابط مكاني عالٍ بين إشارات الهوائيات من خلال إعادة إشعاع الاستطاعة المستقبلية، مما يؤدي إلى تخفيض السعة

5.1.1. التباين بالاستقطاب:

تشهد مركبات تعدد المسارات المستقطبة شاقولياً ظروف انتشار مختلفة عن تلك التي تشهد مركبات تعدد المسارات المستقطبة أفقياً في القناة اللاسلكية. ويعتبر الخفوت الذي يصيب الإشارات المختلفة في الاستقطاب مستقل إحصائياً تسعى البيئة التي تحتوي على عوائق إلى إزالة استقطاب الإشارة. بالتالي، استقبال الإشارة من قبل هوائيين مختلفين بالاستقطاب يحقق التباين. من الممكن الحصول على التباين عند استخدام هوائيين متعاكسين في الاستقطاب دون الاضطرار إلى تأمين تباعد مكاني بينهما تعتبر النظم التي تستخدم الاستقطاب المتعاكس من النظم الهامة إذ أنه من الممكن أن تتم مضاعفة عدد الهوائيات المستخدمة من أجل نصف التباعد الذي نحتاج إليه في الحالة التي يتم فيها استخدام هوائيات باستقطاب متماثل.

من الممكن باستخدام التباين بالاستقطاب الوصول إلى ربح تباين عالٍ بقدر ربح التباين الذي يمكن الحصول عليه عند استخدام التباين المكاني فقط في منطقة تحتوي على عوائق بشكل كافٍ وبالتالي يستخدم هذا النمط من التباين في العديد من المحطات القاعدية حالياً ويتم تحديد مجموع المسارات المتعددة من خلال أطوارها النسبية ومن خلال استقطاباتها.

6.1.1. التباين الماكروي:

أيضاً من الممكن الوصول إلى سعة عالية باستخدام التباين الماكروي أو ما يعرف باسم التباين المكاني على النطاق الواسع من خلال استقبال و/أو ارسال نفس الإشارة عبر عدة محطات قاعدية، تعتبر هذه الطريقة فعالة في التغلب على مشاكل التظليل.

أحد أساليب تنفيذ التباين الماكروي هو التخلي اللين المستخدم ضمن النظم CDMA، في أي لحظة، يتم اختيار المحطة القاعدية التي لديها أفضل جودة لنقوم بتحديد المستخدم النقال وعادة ما يتم استخدام معيار المتوسط المحلي للاستطاعة ذلك أن اختيار التفرعة لا يكون بسرعة عالية بالمقارنة مع سرعة تغير استطاعة الإشارة اللحظية.

ضمن النظم TDMA، يجب استخدام التخلي الصلب نظراً لتوظيف إعادة استخدام التردد، إلا أن استخدام تقنيات تخصيص القنوات الديناميكية من الممكن أن يساعد النظم TDMA من الاستفادة من التباين الماكروي من خلال تطبيق التخلي اللين

7.1.1. التباين التعاوني:

التباين التعاوني هو أحد أنماط التباين الفعالة والواعدة للتغلب على أثر الخفوت في القنوات اللاسلكية ضمن الشبكات النقالة الغائية أو الشبكات الخليوية، يتم تشارك الموارد بين المستخدمين أو العقد في الشبكة اللاسلكية ويتم الإرسال بشكل تعاوني وتعمل هذه العقد فيما بينها وكأنها مصفوفة هوائيات وبالتالي تؤمن التباين. على سبيل المثال، تجميع الإشارات المرسله من الوصلات المباشرة والوصلات التي تحتوي على مكررات تؤمن نمط من أنماط التباين

2.1. تجميع إشارات متعددة:

وجدنا أن التباين هو أحد الطرق الفعالة في التغلب على آثار الخفوت من خلال تحسين نسبة الإشارة إلى الضجيج.

في النظم الخليوية، من الممكن أن يتم استخدام التباين أيضاً بهدف التقليل من CCI. للتباين تأثير كبير على مناظير أخرى في الإرسال اللاسلكي، كالتخفيف من تأثير الضجيج FM العشوائي، والذي يتم توليده كنتيجة لخفوت القناة في النظم التي تستخدم التعديل الزاوي. بما أن المستقبل لديه عدة نسخ خفوت مستقلة من نفس الإشارة، يجب أن يقوم بتجميع هذه الإشارات لتحسين جودة الإشارة المكشوفة. يمكن الاستفادة من التباين بطريقتين مختلفتين: الأولى يطلق عليها مصطلح التباين بالاختيار حيث يتم اختيار ومعالجة أفضل نسخة إشارة ويتم إهمال بقية النسخ، أما الطريقة الثانية فيطلق عليها مصطلح التباين بالتجميع حيث يتم تجميع جميع نسخ الإشارة ومن ثم تتم معالجة الإشارة المجمع.

تعطي طريقة التباين بالتجميع نتائج أفضل من تلك التي يمكن الحصول عليها باستخدام التباين بالاختيار، إلا أن تنفيذ التباين بالتجميع يحتاج إلى تعقيد أكبر في المستقبل من ذلك الذي سنحتاج إليه عند استخدام التباين بالاختيار.

تتم معالجة التباين بالتجميع في الحزمة القاعدية. علماً أن جميع أنماط التباين يمكن أن يتم تنفيذها في النظم الرقمية.

ربح التباين وربح تشكيل الحزمة:

في حالة الهوائيات المتعددة، يأتي الربح من كل من ربح التباين وربح تشكيل الحزمة. ربح التباين هو الربح الناتج عن حقيقة أن احتمال وقوع النسخ التي يتم استقبالها من قبل الهوائيات المتعددة في حالة خفوت عميق في نفس اللحظة ضئيل جداً.

يتوافق ربح التباين مع التباين بالاختيار ويتوافق ربح تشكيل الحزمة مع التباين بالتجميع والذي يتم من خلاله حساب الوسطي على الضجيج الموجد عند كل هوائي.

في حالة التباين بالاختيار، نحتاج فقط إلى تشكيلة نظام RF وحيدة بينما في حالة التباين بالتجميع فنحتاج إلى عدة تشكيلات ضمن جزء الـ RF للمستقبل

التباين بالتجميع:

تعمل تقنيات التباين بالتجميع على استخلاص المعلومات من جميع نسخ الإشارات المستقبلية. من الممكن أن تتم عملية التجميع اعتماداً على التجميع بالنسبة الأعظمية (MRC) أو اعتماداً على التجميع بالربح المتساوي (EGC).

في حالة القنوات المتغيرة مع الزمن بشكل عالٍ، من الصعب جداً القيام بعملية تقدير الطور. بعكس طريقتي MRC و EGC، يمكن تحقيق التباين من خلال التجميع بالقانون التربيعي دون الحاجة إلى تقدير الطور.

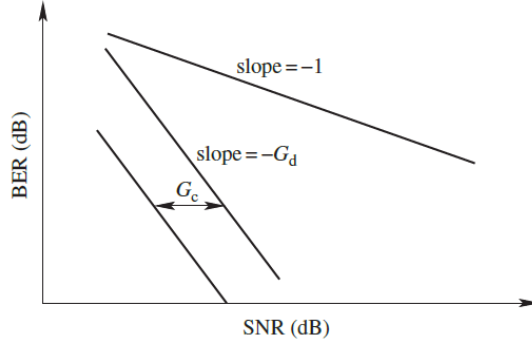
يعتبر التجميع بالقانون التربيعي للإشارات المعدلة بالتعامد (كما في حالة التعديل FSK أو الإشارات DS-CDMA المستخدمة بشكل واسع ضمن كشف التعديل الغير متماسك) أحد طرق تحقيق التباين

احتمال الخطأ في قناة الخفوت:

يمكن باستخدام كل من ترميز القناة والتباين تحسين متوسط احتمال الاستقبال الخاطئ بالإضافة إلى احتمال الانقطاع. بافتراض استخدام الكشف بالأرجحية العظمى (ML) واستخدام التجميع MRC وضمن نسبة إشارة إلى الضجيج عالية يمكن صياغة احتمال الخطأ في قناة الخفوت على الشكل التالي:

$$P_e \propto \frac{\bar{\gamma}^{-G_d}}{G_c} \quad (3-6)$$

حيث G_c ربح الترميز، $\bar{\gamma}$ نسبة الإشارة إلى الضجيج بالرمز و G_d رتبة التباين يؤثر كل من G_c و G_d على احتمال الخطأ بالخانة BEP، وهو يدعى أيضاً بمعدل الخطأ بالخانة BER، بطرق مختلفة كما هو واضح في الشكل حيث يتوافق المستقيم ذي الميل (-1) مع حالة $G_d=1$ ، أي عدم وجود ربح تباين. يؤدي ربح الترميز G_c إلى إزاحة منحني BER نحو اليسار



الشكل (2-6): تأثير كل من ربح التباين و ربح الترميز على الـ BER.

ربح التباين أو رتبة التباين:

من الشكل السابق يمكن تعريف ربح التباين أو رتبة التباين بالعلاقة التالية:

$$G_d = - \lim_{\bar{\gamma} \rightarrow \infty} \frac{\log_2 P_e(\bar{\gamma})}{\log_2 \bar{\gamma}} \quad (4-6)$$

1.2.1. التباين بالاختيار:

يرتكز التباين بالاختيار على أعلى استطاعة لحظية وهي ما تعرف بالرمز RSSI.

احتمال الانقطاع:

تعطى علاقة تابع الكثافة الاحتمالية للإشارة التي يتم اختيارها بجداء توابع الكثافة الاحتمالية لكل تفرعة في التباين:

$$P_{\gamma_{max}}(\gamma) = p\left(\max[\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_{N_r}] < \gamma\right) = \prod_{i=1}^{N_r} p(\gamma_i < \gamma) \quad (5-6)$$

حيث γ_i هي نسبة الإشارة إلى الضجيج اللحظية لتفرعة التباين ذات الرقم i و N_r عدد تفرعات التباين في حالة خفوت Rayleigh، يعطى متوسط نسبة الإشارة إلى الضجيج في التفرعة رقم i بالعلاقة

توزيع نسبة الإشارة إلى الضجيج هو توزيع أسي يعطى بالعلاقة

ويعطى احتمال الانقطاع بالعلاقة التالية:

$$P_{out}(\gamma_0) = \int_0^{\gamma_0} \prod_{i=1}^{N_r} p(\gamma_i) d\gamma = \prod_{i=1}^{N_r} (1 - e^{-\gamma_0/\bar{\gamma}_i}) \quad (6-6)$$

متوسط نسبة الإشارة إلى الضجيج:

في الحالة التي يكون فيها متوسط نسبة الإشارة إلى الضجيج متساوي في جميع تقريعات التباين $\bar{\gamma}_i = \bar{\gamma}$ ، تعطى علاقة احتمال الانقطاع عند التجميع بالاختيار على الشكل التالي:

$$P_{out}(\gamma_0) = \Pr(\gamma_{max} < \gamma_0) = (1 - e^{-\gamma_0/\bar{\gamma}})^{N_r} \quad (7-6)$$

باشتقاق $P_{out}(\gamma_0)$ بالنسبة لـ γ_0 نحصل على توزيع γ_{max} :

$$p_{\gamma_{max}}(\gamma) = \frac{N_r}{\bar{\gamma}} (1 - e^{-\gamma/\bar{\gamma}})^{N_r-1} e^{-\gamma/\bar{\gamma}} \quad (8-6)$$

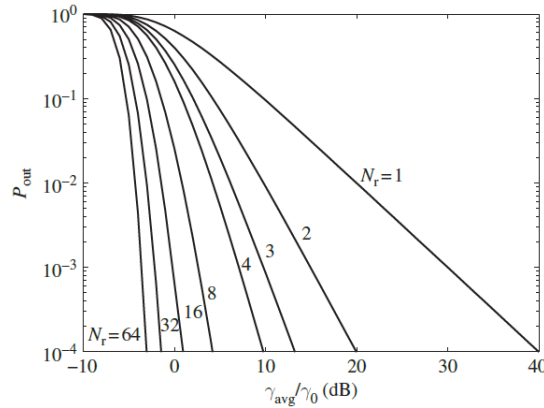
وبالتالي يمكننا استنتاج متوسط نسبة الإشارة إلى الضجيج لتصبح على الشكل التالي:

$$\overline{\gamma_{max}} = \int_0^{\infty} \gamma p_{\gamma_{max}}(\gamma) d\gamma = \bar{\gamma} \sum_{i=1}^{N_r} \frac{1}{i} \quad (9-6)$$

احتمال الانقطاع في حالة التباين بالاختيار ضمن قنوات خفوت Rayleigh:

بالتالي، يتزايد ربح متوسط نسبة الإشارة إلى الضجيج و ربح المصفوفة بزيادة N_r أكبر ربح يمكن الحصول عليه يتم عند الانتقال من حالة عدم استخدام التباين إلى حالة تباين بتقريعتين

يتناقص مقدار زيادة ربح المصفوفة مع زيادة N_r . يبين الشكل تغيرات احتمال الانقطاع في حالة التباين بالاختيار



الشكل (3-6): احتمال الانقطاع في حالة التباين بالاختيار ضمن قنوات خفوت Rayleigh.

:BER

يمكن الحصول على BER في حالة الخفوت البطيء بأخذ متوسط BER المحسوب ضمن قناة AWGN على تابع الكثافة الاحتمالية لنسبة الإشارة إلى الضجيج المختارة γ_{max} :

$$P_b = \int_0^{\infty} P_b(\gamma) p_{\gamma_{max}}(\gamma) d\gamma \quad (10-6)$$

عملياً، عندما يحقق متوسط نسبة الإشارة إلى الضجيج بالرمز المستقبلية على تفرجات التباين المتراجحة $1 \gg \bar{\gamma}$ ، تتناسب قيمة P_b مع:

$$\frac{1}{\bar{\gamma}^{N_r}}$$

مثال 6-1:

أوجد احتمال الانقطاع للتعديل BPSK عند $P_b=10^{-3}$ ضمن قناة خفوت Rayleigh وباستخدام التوع بالاختيار (SC) وذلك من أجل $N_r=1$ (أي بدون تباين)، $N_r=2$ ، و $N_r=3$. افترض أن جميع تفرجات التباين لها نفس نسبة الإشارة إلى الضجيج $\bar{\gamma} = 15 \text{ dB}$. (ملاحظة: تمتلك إشارة التعديل BPSK التي تحقق $\gamma_b=7\text{dB}$ احتمال $P_b=10^{-3}$)

حل المثال 6-1:

في هذه الحالة لدينا $\gamma_0=7\text{dB}$. بتعويض $\gamma_0=10^{0.7}$ و $\bar{\gamma} = 10^{1.5}$ في المعادلة نحصل على $P_{\text{out}}=1.466$ من أجل $N_r=1$ ، $P_{\text{out}}=0.0215$ من أجل $N_r=2$ ، و $P_{\text{out}}=0.0031$ من أجل $N_r=3$. نلاحظ أن كل تفرجة إضافية تؤدي إلى تخفيض احتمال الانقطاع برتبة مطال تقريباً.

معيار الاختيار:

يمكن تطبيق التباين بالاختيار المرتكز على القيمة RSSI فقط عندما يتم إيجاد BER من خلال الضجيج. عندما يكون لدينا CCI مرتفع، من الممكن أن نحصل على قيمة RSSI عالية نتيجة لإشارة تداخل قوية وبالتالي يصبح المعيار RSSI غير مناسباً. يناسب الاعتماد على قيمة BER ضمن التباين بالاختيار جميع الحالات.

يستخدم التباين بالاختيار الذي يرتكز على قيم BER سلاسل التدريب ويتم فك تعديل الإشارة التي يتم استقبالها من خلال كل من الهوائيات في المستقبل ومن ثم يتم اختيار الهوائي الذي يعطي أقل BER لتقييم جميع تفرجات التباين (وعددها N_r)، نحتاج إلى N_r نظام راديوي ضمن المستقبل أو نحتاج إلى إعادة سلسلة التدريب N_r مرة.

في الحالة الثانية، لا يمكن استخدام كاشف تعديل وحيد في القناة التي تتغير بشكل سريع. نظراً لمحدودية طول سلسلة التدريب، لا يتم حساب BER بشكل دقيق وفي حال أردنا الحصول على دقة أعلى يجب استخدام سلسلة تدريب أطول إلا أن ذلك سيؤدي إلى فقد في فعالية الطيف

تأثير التفرجات المترابطة:

عندما يكون هناك درجة من الترابط بين الإشارات المستقبلية، سيؤدي ذلك إلى تخفيض الفعالية المرجوة من التباين. في هذه الحالة، يمكن الحصول على احتمال الانقطاع $P_{\text{out}}(\gamma_0)$ بالاعتماد على تابع الكثافة الاحتمالية المشترك لـ γ_i المتغيرة في التفرجات المختلفة (وعددها N_r).

في حالة تباين بتفريعتين، نفترض أن إجراء الخفوت الجدائي المترابط للتفريعتين غوصي مشترك، ونرمز للتغاير المتبادل العقدي بـ ρ . يتم تقريب التغاير المنسوب بين التفريعات بـ $|\rho|^2$.

احتمال الانقطاع:

من أجل مستوى عتبة γ_0 ، يمكن الحصول على احتمال الانقطاع من العلاقة التالية:

$$P_{out} = 1 - e^{-\frac{\gamma_0}{\bar{\gamma}_1}} Q(b, |\rho|a) - e^{-\frac{\gamma_0}{\bar{\gamma}_2}} Q(a, |\rho|b) + e^{-\frac{\gamma_0}{1-|\rho|^2} \left(\frac{1}{\bar{\gamma}_1} + \frac{1}{\bar{\gamma}_2} \right)} I_0 \left(\frac{2|\rho|\gamma_0}{(1-|\rho|^2)\sqrt{\bar{\gamma}_1\bar{\gamma}_2}} \right) \quad (11-6)$$

حيث:

$$a = \sqrt{\frac{2\gamma_0}{\bar{\gamma}_1(1-|\rho|^2)}}, \quad b = \sqrt{\frac{2\gamma_0}{\bar{\gamma}_2(1-|\rho|^2)}} \quad (12-6)$$

$$Q(x, y) = \int_y^\infty e^{-\frac{x^2+z^2}{2}} I_0(xz) z dz = 1 - \int_0^b e^{-\frac{x^2+z^2}{2}} I_0(xz) z dz \quad (13-6)$$

في شروط العمل الطبيعية يتحقق $\bar{\gamma}_1 = \bar{\gamma}_2$ ، في هذه الحالة، عند تزايد قيمة $|\rho|$ ، يتناقص ربح التباين وحتى في الحالة التي يكون فيها $\rho=0.95$ ، نحصل على ربح تباين 4.2dB عند احتمال الانقطاع 1%. كلما ازداد التفاوت بين قيمة $\bar{\gamma}_1$ وقيمة $\bar{\gamma}_2$ ، يتناقص ربح التباين بالمقارنة مع حالة التساوي بينهما من أجل نفس قيمة ρ . عندما تكون قيمة γ_0 أصغر بكثير من قيمة $\bar{\gamma}_1$ ومن قيمة $\bar{\gamma}_2$ ، يمكن تقريب احتمال الانقطاع بالعلاقة التالية:

$$P_{out} \approx \frac{\gamma_0^2}{\bar{\gamma}_1\bar{\gamma}_2(1-|\rho|^2)} \quad (14-6)$$

2.2.1. التجميع بالنسبة الأعظمية MRC:

تعتبر MRC استراتيجية التجميع الأمثل في قنوات الخفوت المسطح والبطيء والتي تحتوي فقط على الضجيج من النمط AWGN كتأثيرات سلبية.

متوسط نسبة الإشارة إلى الضجيج المجمع:

تعتبر كل قناة مرشح مستقر مع الزمن وباستجابة نبضية تكتب على الشكل التالي:

$$h_n(\tau) = \alpha_n \delta(\tau) \quad (15-6)$$

حيث α_n التخمد اللحظي لتفريعة التباين رقم n

باختيار وزن الهوائي

$$W_{MRC} = \alpha_n^*$$

يتم تصحيح طور الإشارات وتوزيعها بالمطال، وتحسب نسبة الإشارة إلى الضجيج للخرج المجمع بجمع نسب الإشارة إلى الضجيج لكل تفرعة تباين:

$$\gamma_{MRC} = \sum_{n=1}^{N_r} \gamma_n \quad (16-6)$$

بالتالي، تزداد نسبة الإشارة المستقبلية بشكل مستمر مع زيادة عدد الهوائيات. يمكن الحصول على متوسط نسبة الإشارة إلى الضجيج المجمع من العلاقة التالية:

$$\bar{\gamma}_{MRC} = N_r \bar{\gamma} \quad (17-6)$$

حيث $\bar{\gamma}$ متوسط نسبة الإشارة إلى الضجيج عند كل تفرعة تباين. بالتالي، تزداد نسبة الإشارة إلى الضجيج بشكل خطي مع رتبة التباين.

احتمال الانقطاع:

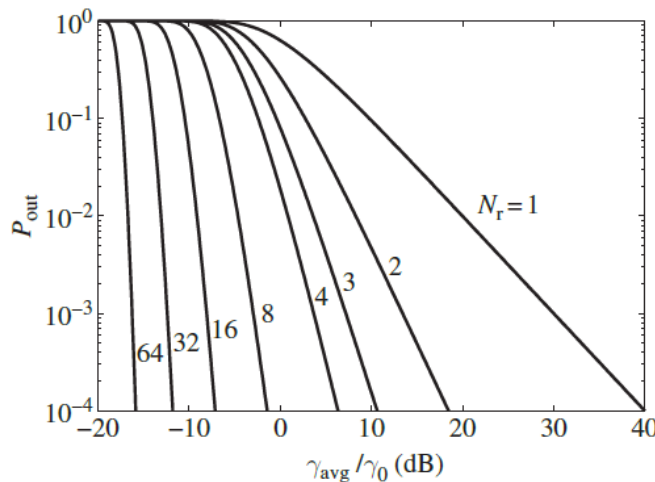
على افتراض أن تفرعات التباين لها نفس متوسط نسبة الإشارة إلى الضجيج $\bar{\gamma}$ وبافتراض أنها غير مترابطة تتبع γ توزيع χ^2 بعدد درجات حرية مقداره $2N_r$ ومتوسط $N_r \bar{\gamma}$ ، وتشتت $2N_r \bar{\gamma}$ ، يعطى بالعلاقة التالية:

$$p_\gamma(\gamma) = \frac{\gamma^{N_r-1} e^{-\gamma/\bar{\gamma}}}{\bar{\gamma}^{N_r} (N_r - 1)!} \quad \gamma \geq 0 \quad (18-6)$$

يعطى احتمال الانقطاع الموافق من أجل عتبة معروفة γ_0 بالعلاقة التالية:

$$P_{out} = \Pr(\gamma < \gamma_0) = \int_0^{\gamma_0} p_\gamma(\gamma) d\gamma = 1 - e^{-\gamma_0/\bar{\gamma}} \sum_{k=1}^{N_r} \frac{(\gamma_0/\bar{\gamma})^{k-1}}{(k-1)!} \quad (19-6)$$

احتمال الانقطاع في حالة التجميع MRC في قنوات خفوت Rayleigh:



الشكل (4-6): احتمال الانقطاع في حالة التجميع MRC في قنوات خفوت Rayleigh.

يبين الشكل احتمال الانقطاع عند استخدام التجميع MRC ضمن خفوت Rayleigh. بالمقارنة مع الشكل السابق نلاحظ أن أداء التجميع MRC أفضل بكثير من أداء التجميع بالاختيار. تتضح درجة التباين من خلال ميل منحنى BER أو منحنى احتمال الانقطاع بدلالة متوسط نسبة الإشارة إلى الضجيج عند الرسم بمقياس log-log. تظهر المقارنة بين الشكلين أن التجميع MRC أكثر فعالية من التجميع بالاختيار بحوالي 2dB.

3.2.1. التجميع بالربح المتساوي:

تحتاج تقنية التجميع MRC إلى توفر معلومات عن القناة ضمن كل تفرعة. EGC هي تقنية أبسط تعمل على تقييس الطور ضمن كل تفرعة ومن ثم تجميع الإشارات بأوزان متساوية. من المفيد استخدام تقنية التجميع EGC في الإشارات ذات المطال الثابت كحالة التعديل MPSK ذلك أن للرموز طاقة متساوية.

نسبة الإشارة إلى الضجيج:

بعد تقييس الطور والتجميع، يصبح غلاف الإشارة المجمع من الشكل التالي:

$$\alpha_{EGC} = \sum_{k=1}^{N_r} \alpha_k \quad (20-6)$$

تعطى نسبة الإشارة إلى الضجيج على الخرج بالعلاقة التالية:

$$\gamma_{EGC} = \frac{1}{N_r} \left(\sum_{n=1}^{N_r} \sqrt{\gamma_n} \right)^2 \quad (21-6)$$

في حالة خفوت Rayleigh، وفي حال كان الخفوت الذي تعاني منه التفرعات غير مترابطاً، نحصل على العلاقة التالية:

$$\gamma_{EGC} = \bar{\gamma} \left[1 + (N_r - 1) \frac{\pi}{4} \right] \quad (22-6)$$

بالتالي، أداء النظم التي تستخدم التجميع EGC هو دائماً أسوأ من تلك التي تستخدم التجميع MRC إلا أنه هذا الأداء متقارب مع فرق في الاستطاعة حوالي 1.05dB في الحالة التي يتم فيها استخدام التجميع EGC ضمن النظم التي تستخدم تعديل برموز غير متساوية القدرة، يجب حساب الانزياح الأمثل، وهو ما يتعلق بالقياس على كل تفرعة تباين

4.2.1. التباين بالتبديل:

يحتاج التجميع بالاختيار إلى مستقبل موجه على كل تفرعة بهدف مراقبة نسبة الإشارة إلى الضجيج على كل تفرعة تباين. التباين بالتبديل أو ما يطلق عليه اسم التباين بالعبء هو أحد تقنيات التباين بالاختيار البسيطة.

يتم استخدام التباين بالاختيار مع مستقبل وحيد يقوم بمسح جميع التفريعات بالترتيب، ويعطي على الخرج أول إشارة نسبة الإشارة إلى الضجيج فيها أعلى من عتبة معينة γ_T ، حالما تصبح الإشارة ضمن التفريعة المختارة أقل من γ_T ، يستمر التبديل إلى أن يتم الحصول على مستوى إشارة مقبول. يطلق أيضاً على هذه الطريقة مصطلح التباين بالتبديل مع تغذية عكسية.

لتخفيض الضجيج الناتج عن التبديل السريع، عادة ما يتم استخدام استراتيجية التبديل والانتظار: ضمن مرحلة التجميع يتم التبديل إلى تفريعة أخرى عندما تصبح نسبة الإشارة إلى الضجيج ضمن التفريعة المختارة أقل من عتبة محددة، بغض النظر عن مستوى الإشارات ضمن التفريعات الأخرى.

ضمن النظم الراديوية النقالة التمثيلية التي تعتمد التعديل FM، يؤدي التبديل بين الهوائيات إلى توليد ضجيج على الإشارة. بالتالي، يجب أن يتم وضع حد على معدل التبديل، وهو ما بدوره سيؤدي إلى وضع حد على الحماية من الخفوت التي يمكن أن تحقق.

في النظم الراديوية الرقمية، تؤدي عملية التبديل إلى خسارة في تماسك الطور في الإشارة. لا يشكل ذلك أية مشكلة عند استخدام أي من نمطي التعديل FSK و DPSK: مثل هذه النظم لا يتأثر بمعدل التبديل، مما يمكن من الوصول إلى درجة أعلى من الحماية من الخفوت.

التباين بالتبديل – ملاحظات:

- يعتبر التباين بالتبديل أحد أنماط التباين بالاختيار.
- يتيح التباين بالتبديل معظم الربح ضمن المنطقة التي تعلو مستوى العتبة مباشرة.
- يجب أن يتم تحديد العتبة الأمثل بحيث تكون أعلى بقليل من أقل نسبة إشارة إلى الضجيج مقبولة.
- يقع أداء التباين بالتبديل ما بين حالة عدم استخدام تباين وحالة استخدام التباين بالاختيار.
- الاختيار الأمثل للعتبة هو $\gamma_T = \gamma_0$ ، هذا ما سيؤدي إلى الحصول على احتمال انقطاع يساوي إلى ما يمكن الحصول عليه في حالة التباين بالاختيار.

5.2.1. التجميع الأمثل:

تعتمد طرق التجميع السابقة على زيادة استطاعة الإشارة على خرج مرحلة التجميع. يكون التجميع MRC أمثلياً فقط في حال عدم وجود تداخل. في الحالة التي تعاني فيها قناة الاتصال من CCI، من الممكن الوصول إلى التجميع الأمثل من خلال محاولة الوصول إلى أعلى قيمة لنسبة الإشارة إلى مجموع الضجيج والتداخل (SNIR) على خرج مرحلة التجميع.

حل Wiener:

تتألف الإشارة المستقبلية من كل من الإشارة المرغوبة والضجيج وإشارات التداخل التي سنرمز لها بالرمز N_1 :

$$\mathbf{x} = \mathbf{x}_d + \mathbf{n} + \sum_{i=1}^{N_I} \mathbf{x}_i \quad (23-6)$$

في حال قمنا بتقييس متوسط استطاعة الإشارة المرغوبة المرسله ($S_d(t)$) بحيث يساوي إلى الواحد، يمكننا أن نكتب العلاقة التالية:

$$\mathbf{x} = \mathbf{h}_d S_d(t) + \mathbf{n} + \sum_{i=1}^{N_I} \mathbf{x}_i \quad (24-6)$$

حيث \mathbf{h}_d شعاع تخميد القناة العقدي لجميع تقريعات التباين وعددها N_r . يمكن كتابة شعاع الأوزان الذي يعطي القيمة العظمى لـ SINR على الشكل التالي:

$$\mathbf{w}_{opt} = \mathbf{R}_I \mathbf{h}_d^* \quad (25-6)$$

حيث \mathbf{R}_I مصفوفة الترابط لمجموع الضجيج والتداخل المستقبل الموجود في نسخ الإشارة المستقبلية المتعددة، ويعطى بالعلاقة التالية:

$$\mathbf{R}_I = \sigma_n^2 \mathbf{I} + \sum_{k=1}^{N_I} E[\mathbf{x}_k^* \mathbf{x}_k^T] \quad (26-6)$$

حيث σ_n^2 استطاعة الضجيج. يعرف الحل باسم حل Wiener.

تعطى النسبة SINR على الخرج بالعلاقة:

$$\gamma = \frac{\mathbf{w}_{opt}^H \mathbf{h}_d \mathbf{h}_d^H \mathbf{w}_{opt}}{\mathbf{w}_{opt}^H \mathbf{R}_I \mathbf{w}_{opt}} \quad (27-6)$$

3.1. التباين في الإرسال:

يعتبر التباين في الإرسال ازدواجاً للتباين في الاستقبال عندما تتوفر معلومات عن ربح القناة العقدي. في حالة نظام إرسال يستخدم التباين بـ N_t هوائي لدى المرسل وهوائي استقبال وحيد وفي حال توفر CSI لدى المستقبل وفي حال كانت جميع هوائيات الإرسال تخضع لقيود متوسط قدرة كلية E_s يمكن تجميع نسبة الإشارة إلى الضجيج المستقبلية باستخدام تحليلات مشابهة لتلك المستخدمة في تجميع MRC في الاستقبال، وتعطى نسبة الإشارة إلى الضجيج المجمعّة بالعلاقة:

$$\gamma_{MRC} = \sum_{i=1}^{N_t} \gamma_i \quad (28-6)$$

في الحالة التي تكون فيها نسبة الإشارة إلى الضجيج مرتفعة، نصل بكل من حالتنا التجميع MRC في الإرسال والاستقبال إلى كامل رتبة التباين. يمكن القيام بتحليلات مشابهة لكل من حالتنا التجميع بالاختيار والتجميع بالربح المتساوي.

تأمين CSI:

- يمكن تأمين CSI لدى المرسل من خلال تغذية عكسية من المستقبل. يقوم المستقبل بتقدير القناة انطلاقاً من قناة طليعة يتم إرسالها من قبل المرسل ومن ثم يعيدها إلى المرسل. ضمن النظم TDMA، يمكن للمحطة القاعدية أن تستخدم الإرسال من قبل المستخدم النقال بهدف تقدير القناة، ومن ثم تقوم بالإرسال انطلاقاً من هذه المعلومات. السبب في ذلك أنه في التقسيم الزمني تكون الوصلة المباشرة عكوسة للوصلة العكسية.

4.1. التباين متعدد المستخدمين:

يمتاز التباين متعدد المستخدمين بحقيقة أن للمستخدمين المختلفين قنوات اتصال كل منها تحتوي على خفوت مستقل عن الأخرى. عند الإرسال فقط للمستخدمين الذين يقعون ضمن القنوات الأفضل، يمكن تحسين كل من سعة النظام وأدائه. يستخدم التباين في حالة المستخدم الوحيد وصلة اتصالات من نقطة إلى نقطة تتكون من عدة قنوات مستقلة يتم تجميع الإشارات التي تؤخذ من خرج كل منها، بينما في حالة التباين متعدد المستخدمين تكون القنوات المتعددة لمستخدمين مختلفين ويتم استخدام التباين بالاختيار بغية اختيار المستخدم الذي يقع ضمن أفضل قناة اتصال بهدف زيادة متوسط نسبة الإشارة إلى الضجيج. يسمح التباين متعدد المستخدمين بتحسين مردودية النظام بشكل ملحوظ في الحالة التي يكون فيها عدد المستخدمين مرتفع.

الجدولة النفعية:

تعرف تقنية جدولة الإرسال التي توظف التباين متعدد المستخدمين انطلاقاً من حالة القناة بمصطلح الجدولة النفعية.

بالإضافة إلى زيادة مردودية النظام، تعمل الجدولة النفعية على تحسين أداء BER ذلك أن الإرسال يتم فقط للمستخدمين الذين يملكون أعلى نسبة إشارة إلى الضجيج ضمن قنوات خفوت Rayleigh المستقلة والموزعة بشكل متماثل (iid).

يبلغ ربح نسبة الإشارة إلى الضجيج الأعظمية المقدار $\ln(K)$ في الحالة التي يكون فيها عدد المستخدمين (K) كبيراً.

تم استخدام التباين متعدد المستخدمين ضمن النظم 1xEV-DO النظم WiMAX بهدف تحسين التباين في النظام ككل.

مشاكل الجدولة النفعية:

تؤدي الجدولة النفعية إلى مشاكل في كل من عدالة التوزيع والتأخير. من الممكن أن يحتل المستخدم الذي يمتلك أعلى نسبة إشارة إلى الضجيج موارد النظام كامل الوقت، بينما لا يستطيع المستخدم

الذين يقعون ضمن القنوات السيئة الحصول على موارد النظام أبدأً. تساعد جدولة العدالة المتناسبة في حل مشاكل العدالة والتأخير في الحزمة الهابطة.

تعتبر جدولة العدالة المتناسبة أساس تقنية الجدولة المستخدمة ضمن الوصلة الهابطة التي تركز على التقنية TDMA في النظم 1xEV-DO لإرسال رزم المعطيات. تحتاج الجدولة المتناسبة إلى CSI لدى المحطة القاعدية. يمكن للاستراتيجيات التي تستخدم خانة واحدة لكل مستخدم مخصصة للتغذية العكسية أن تصل إلى زيادة السعة التي يمكن الوصول إليها ضمن النظم التي تؤمن CSI كامل. من الممكن باستخدام هذه الاستراتيجيات الوصول إلى عدالة متناسبة دون أي خسارة في المردود.

2. النظم متعددة المداخل والمخارج:

1.2. مقدمة:

تعاني القنوات اللاسلكية من التأثيرات السلبية المتغيرة مع الزمن كخفوت تعدد المسارات والتداخل والضجيج. عملياً، يتم استخدام التباين في الزمن أو التردد أو المكان أو الاستقطاب أو الطور للتغلب على هذه السلبيات. يتم الوصول إلى ربح التباين من خلال إرسال نسخ من نفس الإشارة بحيث يكون الخفوت الذي يصيب أي من هذه النسخ مستقل عن الخفوت الذي يصيب النسخ الأخرى.

نظم الهوائيات المتعددة:

- تعمل نظم الهوائيات المتعددة على استخدام أكثر من هوائي في طرف الإرسال و/أو في طرف الاستقبال
- يمكن أن تكون هذه النظم مؤلفة من عدة هوائيات في طرف الإرسال وهوائي وحيد في طرف الاستقبال، وعند ذلك يطلق عليها اسم النظم متعددة المداخل وبمخرج وحيد (MISO)
- تستخدم مثل هذه النظم تقنية تشكيل الحزمة أو التباين في الإرسال لدى المرسل.
- من الممكن أيضاً أن يستخدم عدة هوائيات في طرف الاستقبال وهوائي وحيد في طرف الإرسال، عند ذلك يطلق على النظام مصطلح متعدد الخرج بمدخل وحيد (SIMO)، في هذه الحالة يتم استخدام أحد طرق التجميع في طرف الاستقبال
- أخيراً يمكن استخدام أكثر من هوائي في كلا طرفي الاتصال، وفي هذه الحالة يطلق على النظام مصطلح متعدد المداخل والمخارج (MIMO)
- يمكن توليد قناة الاتصال الخاصة بكل من النظم MISO، SIMO، و MIMO باستخدام تابع تبعثر التأخير والطور

نظم الهوائيات الذكية:

- بشكل عام يتم تصنيف النظم متعددة الهوائيات ضمن فئتين: نظم الهوائيات الذكية والنظم MIMO
- نظام الهوائيات الذكية هو عبارة عن نظام فرعي يستخدم عدة هوائيات
- اعتماداً على كل من التباين المكاني ومعالجة الإشارة
- يستطيع هذا النظام زيادة أداء نظم الاتصالات اللاسلكية بشكل كبير
- أكثر التقنيات استخداماً ضمن نظم الهوائيات الذكية هما تقنيتي تشكيل الحزمة وكشف الاتجاه
- يستخدم كشف الاتجاه في تقدير عدد المصادر التي تقوم بالإرسال وفي تقدير اتجاهات وصولها (DoA)
- بينما يستخدم تشكيل الحزمة في تقدير الإشارة المرغوبة (SOI) بوجود التداخل

:MIMO

- يتألف النظام MIMO من عدة هوائيات في كل من طرف الإرسال وطرف الاستقبال.
- تستخدم هذه الهوائيات لتأمين كل من التباين في الإرسال والتضميم المكاني.
- يمكن من خلال التضميم المكاني الوصول بسعة النظام إلى القيمة العظمى وذلك بإرسال سلسلة معطيات مختلفة على كل هوائي إرسال.
- يمكن التعامل مع النظم MISO و SIMO تماماً بنفس الطريقة التي يتم فيها التعامل مع النظم MIMO، وبالتالي يمكن النظر إلى نظم الهوائيات الذكية على أنها حالة خاصة من النظم MIMO.
- المشكلة الأساسية في تطبيق نظم الهوائيات المتعددة هي الحاجة إلى معرفة القناة في كل من طرف الإرسال وطرف الاستقبال.
- من الممكن ألا تكون هناك إمكانية لتأمين ذلك، ومن الممكن أن تكون هناك إمكانية لتأمين CSI فقط لدى المستقبل. يتحسن الأداء كلما كانت معلومات القناة المتاحة أكثر.
- من الصعب تحقيق نظام هوائيات متعددة لدى المستخدم النقال نظراً لقيود كل من الحجم والقدرة الكهربائية.

2.2. النظام MIMO:**1.2.2. نموذج النظام MIMO:**

يمكن توصيف قناة الاتصال الخاصة بنظم الـ MIMO ضيقة الحزمة التي تحتوي على N_t هوائي في طرف الإرسال و N_r هوائي في طرف الاستقبال باستخدام مصفوفة $N_r \times N_t$ نرسم لها بالرمز $H=[h_{ij}]$

حيث h_{ij} تمثل تابع تحويل القناة المشكلة بين المرسل رقم i والمستقبل رقم j تتم نمذجة H بمصفوفة عشوائية توصف بقناة خفوت Rayleigh مترابطة أو غير مترابطة، أو بقناة خفوت Rice مترابطة أو غير مترابطة

الإشارة المستقبلية من خلال الهوائي j :

بافتراض أن لكل هوائي إرسال طاقة من أجل كل رمز على الدخل هي E_s/N_t ، حيث E_s هي القدرة الكلية المرسل من جميع الهوائيات من أجل كل رمز على الدخل، يمكن كتابة علاقة الإشارة المستقبلية من خلال الهوائي j على الشكل المبين:

$$y_j(k) = \sqrt{\frac{E_s}{N_t}} \sum_{i=1}^{N_t} h_{ji} x_i(k) + n_j(k) \quad (29-6)$$

حيث القيم n_j هي متحولات غوسية عقدية جمعية متناظرة دورانياً معدومة الوسطي مستقلة وموزعة بشكل متماثل (ZMCSCG) لها كثافة استطاعة طيفية ثنائية الجانب مقدارها $N_0/2$ و h_{ij} ربح قناة الخفوت المسطح المتشكلة بين المرسل i والمستقبل j في الحالة التي لا يتوفر فيها مسار خط نظر تكون h_{ij} أيضاً من النمط ZMCSCG باستخدام المصفوفات، يمكننا أن نكتب العلاقة المبينة:

$$\mathbf{y}(k) = \sqrt{\frac{E_s}{N_t}} \mathbf{H}(k) \mathbf{x}(k) + \mathbf{n}(k) \quad (30-6)$$

حيث \mathbf{y} ، شعاع بعده N_r ، يوافق إشارات الخرج على هوائيات الاستقبال و \mathbf{x} شعاع بعده N_t ، تمثل عناصره x_j الإشارة المرسله من الهوائي j و \mathbf{n} شعاع الضجيج ZMCSCG له مصفوفة تغاير \mathbf{R}_w على هوائيات الاستقبال.

نسبة الإشارة إلى الضجيج عند كل هوائي استقبال هي E_s/N_0

تنفيذ نظم الـ MIMO:

يرتبط تنفيذ نظم الـ MIMO بوجود كمية كبيرة من التبعثر حول هوائيات الإرسال وهوائيات الاستقبال. تحدث فترات من التبعثر الغير كافي بشكل متكرر في الحالة التي تحتوي فيها القناة على مسار خط نظر أو في الحالة التي يتم فيها استخدام الهوائيات الموجهة أو تشكيل الحزمة بهدف تخفيض التداخل أو بهدف تحقيق مدى اتصال أعلى من أجل كلمة ترميز مكاني زمني بطول N_{st} ، من الممكن تكديس N_{st} رمز من الأشعة المستقبلية مع بعضها ضمن مصفوفة بحيث تتم معالجتها في آن واحد في حالة القناة الانتقائية في التردد يمكن تمثيل القناة \mathbf{H} بالشكل $\mathbf{H}(l)$ حيث l تأخذ قيمها ما بين الصفر و $L-1$ حيث L طول القناة الأعظمي في هذه الحالة، من الممكن تكديس عدة رموز مستمرة من الأشعة المستقبلية بحيث يتم إيجاد حل للمصفوفة $\mathbf{H}(l)$ عندما تتغير l بين الصفر والقيمة $L-1$

2.2.2. الترابط المكاني ونموذج قناة MIMO:

- ضمن النظم MIMO، عادة ما يتم افتراض عناصر المصفوفة \mathbf{H} مستقلة إحصائياً فيما بينها. هذا الافتراض ليس صحيحاً في الحالة العامة، ذلك أنه من الممكن أن يتواجد الترابط بسبب بيئة الانتشار (كما في حالة وجود مسار خط نظر)، وبسبب استقطاب كل هوائي من الهوائيات المستخدمة، وبسبب التباعد فيما بين الهوائيات.

المصفوفة \mathbf{H} :

يمكن أن يتم تفكيك ترابط الخفوت المرتبط بالمصفوفة H إلى مركبتين مستقلتين على الشكل التالي:

$$H = R_r^{1/2} H_w R_t^{1/2} \quad (31-6)$$

حيث تدعى المصفوفات R_r و R_t بمصفوفات الترابط المستقبل والترابط المرسل على التوالي و H_w مصفوفة لعناصرها توزيع نظامي وهي مستقلة فيما بينها وبتشتت يساوي إلى الواحد ويشير الدليل $1/2$ إلى جذر Hermitian التريبيعي للمصفوفة.

تحدد المصفوفة R_r الترابط بين أسطر المصفوفة H ، بشكل مستقل عن هوائيات الإرسال، بشكل مشابه، تحدد المصفوفة R_t تغاير أعمدة المصفوفة H ، بشكل مستقل عن هوائيات الاستقبال. يستخدم هذا النموذج بشكل واسع في تنفيذ النظم MIMO، وقد تم توظيفه من قبل المعيار IEEE 802.11n والمعيار IEEE 802.20 كنموذج للقناة MIMO

مصفوفات الترابط:

من الممكن قياس مصفوفات الترابط R_r و R_t أو حسابها بافتراض توزيع للعوائق حول هوائيات الإرسال وهوائيات الاستقبال. يمكن البرهان على العلاقة المبينة:

$$R_r, R_t = \begin{bmatrix} 1 & \rho & \rho^4 & \dots & \rho^{(N-1)^2} \\ \rho & 1 & \rho & \ddots & \vdots \\ \rho^4 & \rho & 1 & \ddots & \rho^4 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \rho \\ \rho^{(N-1)^2} & \dots & \rho^4 & \rho & 1 \end{bmatrix} \quad (32-6)$$

حيث N تساوي إلى N_r أو N_t ، الموافقة لمصفوفة الهوائيات المستخدمة في الإرسال أو في الاستقبال و ρ ترابط الخفوت بين عناصر الهوائيات المتجاورة في الإرسال أو في الاستقبال وهو ما يمكن تقريبه بالعلاقة التالية:

$$\rho(d) \approx e^{-23\lambda^2 d^2} \quad (33-6)$$

حيث Δ التشتت الزاوي و d التباعد ما بين الهوائيات.

لاحظ أنه من أجل قيم صغيرة لـ $r(d)$ ، يمكن إهمال الحدود ذات المرتبات العالية وتصبح مصفوفات الترابط على شكل مصفوفات مثلثية

:Keyholes

في الحالات العملية، من الممكن أن تنتج ظاهرة سيئة في القناة تدعى keyholes، حيث يتواجد لدى الهوائيات في كل من طرف الإرسال وطرف الاستقبال ترابط منخفض جداً، وبما أن المصفوفة H تحتوي على درجة حرية واحدة فقط إلى الآن، سيؤدي ذلك إلى نمط وحيد من الاتصالات

تشابه هذه الظاهرة إلى حد كبير الحالة التي يقع فيها كل من المرسل والمستقبل ضمن بيئة غنية بالعوائق إلا أنه يفصل بينهما جدار تجتازه الموجة فقط من خلال فتحة المفتاح. يستخدم هذا النموذج أيضاً داخل الأبنية عبر الممرات، الأنفاق الضيقة، ودلائل الموجة. من الممكن التعامل مع قنوات التكرير المستخدمة في نمط التضخيم والتمرير على أنها قنوات keyhole بالتالي، وجود كمية ضئيلة من الترابط لا تضمن الوصول إلى استطاعة عالية. في البيئات الخارجية، يعتبر انعراج حافة السطح keyhole بالنسبة لمصفوفة هوائيات قاعدية شاقولية حيث يمكن التغلب على أثر الـ keyhole باستخدام مصفوفة إرسال موجهة أفقية. في الحالة التي يتوفر فيها عدد كبير من الهوائيات، يكون توزيع سعة القناة التي تحتوي على عدة keyhole توزيع نظامي وهي تنتج عن مجموع السعات للقنوات التي تحتوي على keyhole وحيد.

الترابط:

عادة لا يشكل الترابط الموجود بين الهوائيات أية مشكلة لنظم الـ MIMO التي يتم فيها تصميم الهوائيات بشكل جيد. السبب في ذلك هو أنه حتى في الحالة الأسوأ نادراً ما يتجاوز الترابط القيمة 0.7، وهذا يسبب تراجعاً أقل من 1dB في الحالة التي يتم فيها استخدام التجميع MRC وأقل من ذلك في الحالة التي يتم فيها استخدام التجميع MMSE. يؤدي الترابط إلى تراجع قيمة السعة التي يمكن الوصول إليها من أجل دخل متجانس، بينما في الحالة التي لا يكون فيها الدخل متجانساً من الممكن ألا يكون فيها الترابط سيئاً. فمثلاً، من الممكن أن يكون الترابط في الإرسال ميزة في الحالات التي تكون فيها نسبة الإشارة إلى الضجيج منخفضة وفي حال تحقق $N_t > N_r$.

إهمال الترابط:

يمكن إهمال تأثير ترابط القناة على سعة النظم MIMO في الحالة التي يكون فيها عرض الحزمة الزاوي لمصفوفة من عنصرين أقل من التشتت الزاوي لإشارات تعدد المسارات المستقبلية. يعطى عرض الحزمة الزاوي لمصفوفة من عنصرين بالعلاقة:

$$\lambda/d\cos\phi$$

حيث d البعد بين العنصرين و ϕ متوسط اتجاهات الوصول يؤدي الترابط الكامل للخفوت إلى إزالة ربح التباين بينما يبقى ربح المصفوفة موجوداً. يؤدي وجود مسار خط النظر إلى استقرار في الوصلة وتحسين في أداء النظام من جهة نسبة الأخطاء في الرموز، إلا أنه يؤدي إلى تخفيض سعة النظام MIMO

3.2.2. فك الترميز MIMO:

يتم تقدير \mathbf{x} باستخدام الكاشف ML الأمثل بالعلاقة المبينة:

$$\hat{\mathbf{x}} = \arg \min_{\mathbf{x} \in B^{N_t}} \left\| \mathbf{y} - \sqrt{\frac{E_s}{N_t}} \mathbf{H} \mathbf{x} \right\| \quad (34-6)$$

- حيث يمكن لكل عنصر في \mathbf{x} أن يختار أحد ترميز الكوكبة (وعددها M) من المجموعة B .
- يوجد M^{N_t} قيمة ممكنة لـ \mathbf{x} .
- يأخذ تعقيد الكاشف ML الأمثل شكلاً أسياً.
- في حالة مجموعة من N_{st} شعاع، يمكننا أن نكتب:

$$\mathbf{Y} = \sqrt{\frac{\bar{E}_s}{N_t}} \mathbf{H} \mathbf{X} + \mathbf{N}$$

- حيث $\mathbf{X} = [\mathbf{x}(0) | \mathbf{x}(1) | \dots | \mathbf{x}(N_{st}-1)]$ مصفوفة $N_t \times N_{st}$
 - ويتم تعريف \mathbf{Y} و \mathbf{N} بنفس الطريقة، إلا أن أبعادها $N_r \times N_{st}$
- باستخدام العلاقة الأخيرة يمكن أن نكتب خرج مفكك الترميز ML على الشكل التالي:

$$\hat{\mathbf{X}} = \arg \min_{\mathbf{X} \in B^{N_t \times N_{st}}} \left\| \mathbf{Y} - \sqrt{\frac{\bar{E}_s}{N_t}} \mathbf{H} \mathbf{X} \right\|_F^2$$

حيث \bar{E}_s متوسط طاقة الرمز ضمن الكتلة.

4.2.2. تفريق القناة MIMO:

يمكن تفريق مصفوفة القناة \mathbf{H} بالطريقة SVD:

$$\mathbf{H} = \mathbf{U} \mathbf{\Sigma} \mathbf{V}^H \quad (35-6)$$

- حيث قياس \mathbf{U} ، $\mathbf{\Sigma}$ ، و \mathbf{V} على التوالي، $N_r \times N_r$ ، $N_r \times N_t$ ، و $N_t \times N_t$
 - \mathbf{U} و \mathbf{V} مصفوفات واحدة
 - و $\mathbf{\Sigma} = \text{diag}(\sigma_i)$
 - يجب أن تحقق مرتبة مصفوفة القناة \mathbf{H} العلاقة:
- $$r_H \leq \min(M_t, M_r)$$
- في الحالة التي تكون فيها المصفوفة \mathbf{H} بمرتبة كاملة، تكون القناة غنية بالعوائق وتحقق العلاقة:

$$r_H = \min(M_t, M_r)$$

كامل ربح الاستطاعة:

يمكن حساب كامل ربح الاستطاعة للقناة من خلال إيجاد مربع نظيم Frobenius للمصفوفة \mathbf{H} :

$$\|\mathbf{H}\|_F^2 = \text{tr}(\mathbf{H}\mathbf{H}^H) = \sum_{i=1}^{N_r} \lambda_i \quad (36-6)$$

حيث القيم λ_i القيم الذاتية للمصفوفة $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$:

$$\lambda_i = \begin{cases} \sigma_i^2 & i = 1, 2, \dots, r_H \\ 0 & i = r_H + 1, \dots, N_r \end{cases}$$

- أيضاً القيمة $\|\mathbf{H}\|_F^2$ هي متحول عشوائي.
- تحدد إحصائيات $\|\mathbf{H}\|_F^2$ أداء التباين.
- في حالة القناة i.i.d (قناة بيضاء مكانياً)، $\mathbf{H} = \mathbf{H}_w$ ، يكون تابع الكثافة الاحتمالية لـ $\|\mathbf{H}\|_F^2$ هو نابع الكثافة الاحتمالية للتوزيع χ^2 مع $k=2N_tN_r$ درجة حرية:

$$p(x) = \frac{x^{N_tN_r-1}}{(N_tN_r - 1)!} e^{-x} \quad x \geq 0$$

نتائج:

يستطيع النظام MIMO الوصول إلى فعالية طيفية عالية جداً وإلى وثوقية عالية جداً في البيئات الغنية بالعوائق. إلا أنه، عندما يتواجد ترابط مكاني متزايد بين الهوائيات المتجاورة أو عندما يكون التشتت الزاوي محدوداً ضمن القناة MIMO، يبدأ الأداء بالتراجع بشكل كبير. من الممكن أن يتم استخدام مرمرز أولي بهدف تحسين سعة أو أداء النظام MIMO في القنوات التي تعاني من الخفوت، وذلك في الحالة التي تتوافر فيها CSI لحظية أو على المدى البعيد لدى المستقبل. بالتحديد، من المفضل استخدام مرمرز أولي مع CSI على المدى الطويل ضمن نظم MIMO التي تعاني من الترابط وبمعدل تغذية عكسية منخفض.

5.2.2. تقدير القناة:

كما في حالة النظم التي تستخدم هوائي وحيد، من الممكن تنفيذ تقدير القناة ضمن النظم MIMO باستخدام سلاسل التدريب أو باستخدام التقنية العمياء. ضمن نظام MIMO، لدينا العديد من معاملات القناة التي تتطلب التقدير. من الأفضل أن يتم اختيار سلاسل التدريب التي سيتم إرسالها عبر الهوائيات المتعددة بحيث تكون متعامدة فيما بينها ضمن شكل ما (الزمن، التردد، أو الرموز) بهدف تحسين دقة التقدير. يجب أن تمتلك سلاسل التقدير خواص ترابط ذاتي وترابط تبادلي جيدة. عدد عينات التدريب المطلوبة يجب أن يحقق $N_{tr} \geq N_t \times L$.

3.2. السعة ضمن قنوات الخفوت البطيء iid:

من المعروف أن المتحول (أو الشعاع) العشوائي النظامي العقدي بمتوسط معدوم يمتلك خاصية الوصول إلى الأنتروبية الأعظمية. من أجل شعاعين عشوائيين \mathbf{x} و \mathbf{y} يمكن تعريف المعلومات المتبادلة بالعلاقة التالية:

$$I(\mathbf{x}, \mathbf{y}) = H(\mathbf{y}) - H(\mathbf{y}|\mathbf{x})$$

حيث تعطى الأنتروبية الشرطية بالعلاقة:

$$H(\mathbf{x}|\mathbf{y}) = -E[\log_2(p(\mathbf{x}|\mathbf{y}))]$$

في حالة نموذج عقدي خطي مع قناة \mathbf{H} :

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{e}$$

حيث متوسط \mathbf{x} معدوم ومصفوفة التباير لها \mathbf{P} و \mathbf{e} هو شعاع ZMCSCG له مصفوفة تباير $\sigma_n^2 \mathbf{I}$

بالتالي، \mathbf{y} لها متوسط معدوم ومصفوفة تباير $\mathbf{H}\mathbf{P}\mathbf{H}^H + \sigma_n^2 \mathbf{I}$

كمية المعلومات المتبادلة:

يمكن الحصول على كمية المعلومات المتبادلة كما في العلاقة المبينة:

$$I(\mathbf{y}, \mathbf{x}|\mathbf{H}) = \log_2 \det \left(\mathbf{I} + \frac{1}{\sigma_n^2} \mathbf{H}\mathbf{P}\mathbf{H}^H \right) \quad (37-6)$$

من أجل قناة معطية \mathbf{H} ، تعطى سعة Shannon بكمية المعلومات المتبادلة الأعظمية بين الأشعة المستقبلية $\{\mathbf{y}_n\}$ والأشعة المرسلية $\{\mathbf{x}_n\}$.

تصل المعلومات المتبادلة إلى قيمتها العظمى فقط في الحالة التي تكون فيها \mathbf{x} ذات توزيع نظامي بمتوسط معدوم. بالتالي، تعطى علاقة سعة القناة كما يلي:

$$C(\mathbf{H}) = B \log_2 \det \left(\mathbf{I} + \frac{1}{\sigma_n^2} \mathbf{H}\mathbf{P}\mathbf{H}^H \right)$$

حيث B عرض حزمة القناة، وتعطى الاستطاعة المرسلية الكلية بالعلاقة

$$P_{\text{tot}} = \text{tr}(\mathbf{P}).$$

السعة ضمن قنوات الخفوت:

في حالة القنوات التي تعاني من الخفوت، القناة \mathbf{H} هي عبارة عن متحول عشوائي، وبالتالي سعة القناة $C(\mathbf{H})$ هي أيضاً متحول عشوائي.

تعطى السعة الإرجودية بمتوسط السعة $E_{\mathbf{H}}[C(\mathbf{H})]$.

في الحالة التي تكون فيها \mathbf{H} مصفوفة عشوائية بتوزيع نظامي وعناصرها مستقلة وموزعة بشكل متماثل، يمكن الوصول إلى السعة الإرجودية العظمى ضمن قيد الاستطاعة $\text{tr}(\mathbf{P}) \leq P$ عندما يتحقق:

$$\mathbf{P} = \frac{P}{N_t} \mathbf{I} \quad (38-6)$$

بالتالي، نحصل على أعلى قيمة لمتوسط السعة عندما يقوم كل هوائي بإرسال سلسلة غير مترابطة بنفس متوسط الاستطاعة. تستخدم هذه النتيجة في الحالة التي لا يملك فيها المرسل أية معلومات عن القناة.

السعة ضمن قنوات لا تعاني من الخفوت:

في الحالة التي تتوفر فيها معلومات CSI لدى كل من المرسل والمستقبل، تصل السعة إلى قيمتها العظمى. تعطى سعة النظام MIMO ضمن قناة لا تعاني من الخفوت بالعلاقة التالية:

$$C = \sum_{i=1}^{r_H} \log_2 \left(1 + \frac{P_i}{\sigma_n^2} \sigma_i^2 \right) \quad (39-6)$$

حيث r_H رتبة المصفوفة \mathbf{H} و P_i الاستطاعة المخصصة للنمط الذاتي رقم i و σ_n^2 تشتت الضجيج

السعة المكافئة:

على افتراض أن جميع هوائيات الإرسال تخضع للاستطاعة الكلية P يمكن كتابة علاقة مكافئة للسعة كما يلي:

$$C = \max_{tr(\mathbf{R}_{xx})=N_t} \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_{N_r} + \frac{\bar{\gamma}}{N_t} \mathbf{H} \mathbf{R}_{xx} \mathbf{H}^H \right) \right] \quad (40-6)$$

حيث \mathbf{I}_{N_r} المصفوفة الواحدة $N_r \times N_r$ و $\bar{\gamma} = \frac{\bar{E}_s}{N_o}$ متوسط نسبة الإشارة إلى الضجيج ضمن كل تفرعة استقبل و $\mathbf{R}_{xx} = \mathbf{E}[\mathbf{x}\mathbf{x}^H]$ مصفوفة الترابط للمعطيات المرسل.

يتعلق توزيع الاستطاعة بين الهوائيات المختلفة بكمية المعلومات CSI لدى المرسل على افتراض أن المستقبل لديه CSI مثالية، تتزايد السعة بشكل خطي مع $\min(N_t, N_r, N_s)$ حيث N_s عدد العوائق. في الحالة التي تكون فيها N_s كبيرة بشكل كافٍ، تتزايد السعة بشكل خطي مع $\min(N_t, N_r)$ ، وذلك سواءً أكان المرسل لديه CSI أم لا

4.2. السعة ضمن قنوات الخفوت السريع iid:

في حالة قنوات الخفوت السريع المستقلة والموزعة بشكل متماثل تكون السعة $C(\mathbf{H})$ متحول عشوائي، وهو تابع للقناة العشوائية \mathbf{H}

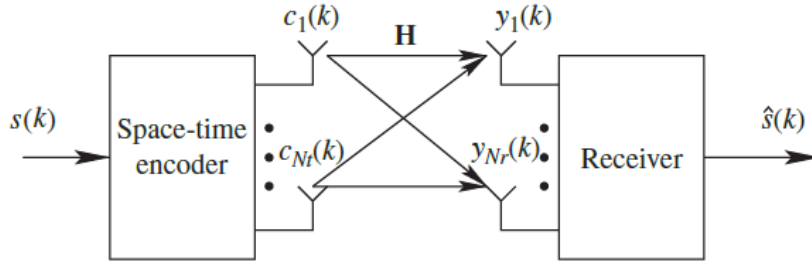
كمتحول عشوائي، يمكن أن يتم توصيف $C(\mathbf{H})$ من خلال تابع الكثافة الاحتمالية، حيث تشكل كل من سعة الانقطاع C_{out} والسعة الإرجودية \bar{C} قياساً للسعة $C(\mathbf{H})$

5.2. الترميز الزمني المكاني:

من الممكن تجنب الحاجة إلى CSI لدى المرسل إذا تم استخدام الترميز الزمني المكاني. تم تصميم الترميز الزمني المكاني بشكل خاص ليتم استخدامه في حالة عدة هوائيات في الإرسال. تولد

التراميز الزمانية المكانية ترابط زمني ومكاني في الإشارات المرسلية من خلال عدة هوائيات بهدف تأمين التباين وربح الترميز دون التأثير على عرض الحزمة.

تم تصميم معظم التراميز الزمانية المكانية ليتم استخدامها ضمن القنوات الشبه ساكنة، حيث تكون القناة ثابتة خلال فترة كتلة معطيات مؤلفة من N_{st} رمز وبحيث تكون القناة غير معروفة لدى المرسل. يتم ترميز الكتلة المؤلفة من N_{st} رمز بآن واحد. يبين الشكل مخطط لنظام يعتمد الترميز الزماني المكاني. يتم ترميز رموز المعطيات $S(k)$ ضمن كلمات ترميز عددها N_t ونرمز لها بالرموز $c_1(k), c_2(k), \dots, c_{N_t}(k)$ ، يتم إرسال كل كلمة ترميز عبر هوائي مختلف وترسل جميعها في نفس الفترة. ويتم ترميز كلمات الترميز (وعدها N_t) بحيث يتم الحصول على أعلى قيمة لربح الترميز وأعلى قيمة لربح التباين في طرف الاستقبال.



الشكل (5-6): نظام ترميز زمني مكاني.

فئات الترميز الزماني المكاني:

يؤدي الترميز الزماني المكاني إلى زيادة التكرار عبر كل من الزمن والمكان، ذلك أن كل هوائي يقوم بإرسال نفس الإشارة وإنما بترميز مختلف. بالتالي يتيح الترميز الزماني المكاني الوصول إلى أعلى قيمة لربح التباين.

يمكن تصنيف التراميز الزمانية المكانية ضمن فئتين، الأولى هي التراميز الزمانية المكانية الكتلية (STBC) والثانية هي التراميز الزمانية المكانية التشابكية (STTC)، وذلك اعتماداً على التراميز المبتكرة في نظرية الترميز. في الحالة التي يتم فيها استخدام تراميز التباين الزمانية المكانية كحالة STBC و STTC، والتي تحقق رتبة تباين كاملة، يكون المعدل المكاني r_s أصغر أو يساوي الواحد.

تعتبر التراميز STBC العملية أحد أنماط التراميز الخطية ضمن حقل الأعداد العقدية، والتي هي عبارة عن رموز تقع على نقاط مخطط كوكبة التعديل ببعدين، أما التراميز STTC فهي غير خطية ضمن حقل الأعداد العقدية، إذ أنها توابع للخانات المرمزة.

تحتاج التراميز STTC إلى ذاكرة ويمكن من خلالها الوصول إلى أداء أفضل من ذلك الذي يمكن الوصول إليه عند استخدام التراميز OSTBC بحوالي 2dB. إلا أن تعقيد عملية فك الترميز في حال استخدام التراميز STTC يقارب الرتبة $O(M^{\min\{N_t, N_r\}})$ ، حيث M قياس الكوكبة، بينما يقارب تعقيد الترميز OSTBC الرتبة $O(\min\{N_t, N_r\})$.

الترميز الكتلية الزمانية المكانية المتعامدة:

تتيح الترميز الزمانية المكانية المتعامدة الوصول إلى كامل ربح التباين وبإجراء فك ترميز بسيط، إلا أنه لا يمكن الحصول على ربح تشكيل الحزمة أو ربح للترميز.

يستخدم الترميز OSTBC تصميماً متعامداً (للوصول إلى مصفوفة H متعامدة) بهدف فصل الإشارات الواصلة من هوائيات مختلفة، ويتم الوصول إلى كامل التباين من خلال استخدام مفك ترميز ML خطي بسيط. تتم تجزئة إجراء فك الترميز MIMO ML إلى عدة إجراءات فك ترميز SIMO ML.

تسبب الترميز OSTBC فقد لا يمكن إهماله في فعالية عرض الحزمة، وذلك في الحالة التي تكون فيها N_t أكبر من 2 وبمخططات كوكبة عقدية. ويعتبر الترميز OSTBC ترميزاً زمانياً مكانياً خطياً.

6.2. التضميم المكاني:

بعكس الترميز الزماني المكاني، يهدف التضميم المكاني إلى رفع معدل مرور المعطيات. يطلق على التضميم المكاني أيضاً مصطلح MIMO المعلومات، بينما يطلق على الترميز الزماني المكاني مصطلح MIMO التباين.

يعمل التضميم المكاني على تضميم عدة قنوات مكانية بهدف إرسال أكبر عدد ممكن من المعطيات المستقلة من خلال هوائيات مختلفة ضمن معدل أخطاء محدد. تقوم الهوائيات بإرسال سلاسل معطيات متوازية يطلق عليها مصطلح طبقات (layers)، وهذا هو السبب في تسمية التضميم المكاني باسم نموذج الطبقات الزماني المكاني.

بدون استخدام الترميز يمكن التعامل مع التضميم المكاني على أنه ترميز زماني مكاني مع معدل مكاني قدره $r_s = N_t$ وبدرجة تباين N_r .

في الحالة العامة، من أجل التنفيذ العملي للتضميم المكاني، يجب أن يكون N_r أكبر أو يساوي N_t . يجب أن يتعامل مستقبل النظام MIMO في حالة التضميم المكاني مع التداخل الناتج عن سلاسل المعطيات المتعددة.

مقارنة:

بشكل عام، يمكن أن تؤمن تقنية الترميز الزماني المكاني QoS أفضل من التباين بالهوائيات؛ من جهة أخرى، يمكن أن يؤمن التضميم المكاني فعالية عرض حزمة عالية، إلا أنه وبسبب النقص في تباين الهوائيات من الممكن أن يتسبب الأداء المنخفض لمستوى الوصلة من ناحية الأخطاء بتخفيض مردودية النظام، خاصة في الحالات التي تكون فيها نسبة الإشارة إلى الضجيج منخفضة.

للوصول إلى حل وسط بين التباين وسرعة مرور المعطيات من الممكن أن يتم استخدام ترميز مسبق زماني مكاني خطي بحيث يكون أكبر بـ N_t من عدد سلاسل المعطيات الجزئية.

للوصول إلى فعالية في الطيف مشابهة لتلك التي يمكن الوصول إليها عند استخدام تقنيات التضميم المكاني، يجب أن تستخدم الترميز الزمانية المكانية رتب تعديل أعلى.

ترميز التثنت الخطي:

يعتبر ترميز التثنت الخطي توصيفاً موحداً لكل من الترميز الزماني المكاني والإرسال بالتضميم المكاني، تتيح هذه الطريقة القيام بموازنة ما بين ربح التباين ورياح التضميم. يمكن فك ترميز التثنت الخطي بشكل فعال باستخدام مفكك ترميز كروي، وهو مفكك ترميز يحتوي على تعقيد فك ترميز من شكل كثيرات الحدود وذلك لمجال عريض من قيم نسبة الإشارة إلى الضجيج. بالمقارنة مع الترميز OSTBC، يصل ترميز التثنت الخطي إلى معدلات مرور معطيات أعلى، إلا أن كلفة توسيع كوكبة الإشارة لا تضمن الوصول إلى أعلى ربح ممكن في التباين.

التعديل المكاني:

حديثاً تم اقتراح التعديل المكاني كنموذج إرسال MIMO بديل لكل من الترميز الزماني المكاني والتضميم المكاني.

ضمن نموذج التعديل المكاني، يتم ترميز كتلة من خانات المعطيات بشكل متبادل باستخدام كل من مخطط الكوكبة للرموز وعدد هوائيات الإرسال، ويتم استخدام هوائي واحد فقط في كل لحظة. في طرف الاستقبال، يتم استخدام التجميع MRC لاستعادة كتلة خانات المعطيات المرسله.

3. تمارين:

1. بفرض استخدام ثلاثة تفريعات تباين ضمن قناة خفوت Rayleigh، وبفرض أن نسبة الإشارة إلى الضجيج يساوي إلى 10dB، أوجد احتمال أن تكون نسبة الإشارة إلى الضجيج أقل من 5dB. وما هي النتيجة في حالة مستقبل وحيد.
2. بفرض لدينا ثلاثة تفريعات ضمن نظام تباين بالاختيار، وبفرض أن متوسط نسبة الإشارة إلى الضجيج في كل فرع تتغير بشكل عشوائي بتوزع منتظم فوق الـ 4dB، أوجد علاقة احتمال الانقطاع.
3. أوجد التباعد الزمني المطلوب بين إشارتين للحصول على تعددية في الزمن في قناة Rayleigh على التردد 1800MHz ومن أجل سرعة جسم متحرك تبلغ 60Km/h.

4. مذاكرة:

1. يهدف التباين الميكروي إلى التغلب على أثر:
 - a. خفوت التظليل
 - b. الخفوت واسع النطاق
 - c. الخفوت الانتقائي في التردد
 - d. الخفوت متعدد المسارات
2. يهدف التباين الماكروي إلى التغلب على أثر:
 - a. خفوت التظليل
 - b. الخفوت واسع النطاق
 - c. الخفوت الانتقائي في التردد
 - d. الخفوت متعدد المسارات
3. ربح التباين هو:
 - a. ربح الاستطاعة الناتج عن جمع استطاعات جميع الإشارات المستقبلية
 - b. الربح الناتج عن حقيقة أن احتمال وقوع النسخ التي يتم استقبالها من قبل الهوائيات المتعددة في حالة خفوت عميق في نفس اللحظة ضئيل جداً
 - c. الربح الناتج عن تركيب نسبة الإشارة إلى الضجيج للإشارات المستقبلية
 - d. ربح أفضل تفريعة تباين مستخدمة

4. في الحالة التي يكون فيها توزع اتجاهات الورد منتظماً، عادة ما يتم تثبيت التباعد بين الهوائيات

المتجاورة بحيث يساوي إلى:

a. ربع طول الموجة تقريباً

b. نصف طول الموجة تقريباً

c. طول الموجة تقريباً

d. ضعفي طول الموجة تقريباً

5. من أجل تعريف قناة متغيرة بالزمن مع طيف دوبلر محدود الحزمة يجب أن يكون تردد النقطيع

الزمني:

a. أقل من تردد دوبلر الأعظمي

b. يساوي إلى تردد دوبلر الأعظمي

c. أقل من تردد دوبلر الأعظمي

d. على الأقل ضعفي تردد دوبلر الأعظمي

6. تستخدم تقنية الهوائيات المتعددة لتأمين كل من:

a. التباين في الإرسال والتضميم المكاني

b. التباين في الاستقبال والتضميم المكاني

c. التباين في الإرسال والتباين في الاستقبال

d. التباين في الإرسال والتباين في الاستقبال والتضميم المكاني.

7. ظاهرة keyholes:

a. ظاهرة جيدة في القناة تنتج عندما يتحقق عدم الترابط بين الهوائيات:

b. ظاهرة سيئة في القناة تنتج عندما يتواجد لدى الهوائيات في كل من طرف الإرسال وطرف

الاستقبال ترابط منخفض جداً

c. ظاهرة سيئة في القناة تنتج عندما يتواجد لدى الهوائيات في طرف الإرسال ترابط منخفض

جداً

d. ظاهرة سيئة في القناة تنتج عندما يتواجد لدى الهوائيات طرف الاستقبال ترابط منخفض جداً

8. يستطيع النظام MIMO الوصول إلى فعالية طيفية عالية جداً وإلى وثوقية عالية جداً في البيئات:

- a. الخالية من العوائق
- b. التي لا تحتوي الكثير من العوائق
- c. الغنية بالعوائق
- d. لا علاقة لذلك بالعوائق

9. يستخدم الترميز الزماني المكاني:

- a. لتجنب الحاجة إلى CSI لدى المستقبل
- b. لتجنب الحاجة إلى CSI لدى المرسل
- c. لتجنب الحاجة إلى CSI لدى كلا من المستقبل والمرسل
- d. لا علاقة لذلك بالـ CSI.

10. تتيح الترميز الزمانية المكانية المتعامدة الوصول إلى:

- a. كامل ربح الترميز إلا أنه لا يمكن الحصول على ربح تشكيل الحزمة أو ربح للترميز
- b. كامل ربح تشكيل الحزمة إلا أنه لا يمكن الحصول على ربح التباين أو ربح للترميز
- c. كامل ربح التباين إلا أنه لا يمكن الحصول على ربح تشكيل الحزمة أو ربح للترميز
- d. لا يمكن الحصول على كامل الربح لأي منهم

الفقرة التي تجب مراجعتها في حال الإجابة الخاطئة	العلامة	الإجابة	رقم السؤال
1 1	1 من أصل عشرة	d	1
1-1	1 من أصل عشرة	a	2
2-1	1 من أصل عشرة	b	3
1 1 1	1 من أصل عشرة	b	4
2-1-1	1 من أصل عشرة	d	5
1-2	1 من أصل عشرة	a	6
2 2 2	1 من أصل عشرة	b	7
4-2-2	1 من أصل عشرة	c	8
5-2	1 من أصل عشرة	b	9
5-2	1 من أصل عشرة	c	10

علامة النجاح 7 من أصل 10