



منشورات جامعة دمشق
كلية الهندسة الميكانيكية والكهربائية

نظم الاتصالات الحديثة

الدكتور

فريز عبود

أستاذ في قسم هندسة الإلكترونيات والاتصالات

الدكتور

سعيد الصفدي

أستاذ في قسم هندسة الإلكترونيات والاتصالات

الدكتور

محمد ميهوب

مدرس في قسم هندسة الإلكترونيات والاتصالات

1428 - 1429 هـ

2007 - 2008 م

جامعة دمشق



نظم الاتصالات الحديثة



القسم : الإلكترونيات والاتصالات

السنة : الخامسة



منشورات جامعة دمشق
كلية الهندسة الميكانيكية والكهربائية

نظم الاتصالات الحديثة

الدكتور

فريز عبود

أستاذ في قسم هندسة الإلكترونيات والاتصالات

الدكتور

سعيد الصفدي

أستاذ في قسم هندسة الإلكترونيات والاتصالات

الدكتور

محمد مبهوب

مدرس في قسم هندسة الإلكترونيات والاتصالات

جامعة دمشق

٢٠١٩

١٤٤١

والله اعلم بالصواب

والله اعلم بالصواب



الفهرس

الصفحة	الموضوع	الفهرس
5		المقدمة
13		
17	الباب الأول	
19	الفصل الأول : مدخل إلى نظم الاتصالات الحديثة	
19		- مقدمة
22	1-1 بنية الشبكة في الاتصالات الخليوية	
	Network Architecture of Cellular Wireless Communication	
24	2-1 تقنيات اتصال المعلومات	
25	3-1 بروتوكولات الاتصالات اللاسلكية	
30	4-1 الانتشار الراديوي في بيئة الاتصالات اللاسلكية النقالة	
38	5-1 النظم المعيارية Wireless Standards	
47	6-1 النظم الهاتفية اللاسلكية	
	Cordless Systems	
51	الفصل الثاني : نظام الاتصال النقال TETRA	
52	1-2 خصائص وصفات نظام TETRA	
53	2-2 أنماط نظام TETRA	
54	3-2 بنية نظام TETRA	
57	4-2 المحددات الأساسية لنظام TETRA	
	Basic Specifications	
59	الفصل الثالث : الطرفيات النقالة	
	Mobile Terminal	
59		- مقدمة
60	1-3 ال IP النقال	
62	2-3 بروتوكول ال WAP	

65	الباب الثاني	
	تقانة الـ GSM	
67	الفصل الأول : البنية التحتية لشبكة GSM والسطوح البينية للشبكة	
	GSM Architecture and Interfaces	
67	1-1 مقدمة	
67	GSM Frequency Bands	2-1 المجالات الترددية لشبكة GSM
68	GSM PLMN PLMN	3-1 شبكة GSM في منطقة الخدمة
69	PLMN	4-1 أهداف شبكة GSM في منطقة الخدمة
	Objectives of a GSM PLMN	
70	PLMN	5-1 خدمات شبكة GSM في منطقة الخدمة
	GSM PLMN Services	
71	GSM Subsystems	6-1 النظم الفرعية لشبكة GSM
83	GMS Interfaces	7-1 السطوح البينية لنظام GMS
88	OSI	8-1 رسم تخطيطي لطبقات نظام GSM على طبقات OSI
	Mapping Of GSM Layers onto OSI Layers	
93	الفصل الثاني : إنشاء المكالمات والحفاظ عليها	
	Establishing and Maintaining a Call	
93	1-2 مقدمة	
93	Registrations	2-2 تسجيل المكالمات
95	Call Set-Up by an MS	3-2 تأسيس اتصال بواسطة محطة نقالة
98	Mobile- Terminated Call	4-2 الاتصال مع الطرفية النقالة
102	Call Release	5-2 تحرير المكالمات
103	Handover	6-2 التسليم
111	GSM	7-2 خوارزميات الأمن من أجل نظام GSM
	Security Algorithms for GSM	
113	Authentication	8-2 التوثيق
116	Data Encryption in GSM	9-2 تشفير المعطيات في نظام GSM

119	الفصل الثالث : قنوات حركة نظام GSM	
	GSM Traffic Channels	
119	Speech Coding in GSM	1-3 ترميز الكلام في نظام GSM
133	Channel Coding	2-3 ترميز القناة
140	Interleaving and Deinterleaving	3-3 التفريق والتجميع
141	Equalization	4-3 التسوية
145	الفصل الرابع : القنوات المنطقية في نظام GSM وبنية الإطار	
	GSM Logical Channels and Frame Structure	
145		1-4 مقدمة
145	GSM Logical Channels	2-4 القنوات المنطقية في نظام GSM
150		3-4 توافقيات القناة المنطقية المسموحة
	Allowed Logical Channel Combinations	
153	GSM Frame Structure	4-4 بنية الإطار في نظام GSM
155	GSM Bursts	5-4 رشقات نظام GSM
158	Mobility Management	6-4 إدارة التنقل
161	الفصل الخامس: ضياع مسار الانتشار ونماذج الانتشار	
	Propagation Path Loss and Propagation Models	
161		1-5 مقدمة
161		2-5 خصائص المسارات المتعددة للموجة الراديوية
	Multipath Characteristics of a Radio Waves	
175	Free – Space Path Loss	3-5 ضياع المسار في الخلاء
178	Receiver Noise	4-5 ضجيج المستقبل
181		5-5 ضياع المسار على سطح الانعكاس
	The Path Loss over a Reflecting Surface	
184	Fade Margin	6-5 هامش الخفوت
187	Propagation Models	7-5 نماذج الانتشار
203	Delay Spread	8-5 تأخير النثر

205	الفصل السادس : المفاهيم الأساسية للاتصالات الخليوية
	Cellular Communications Fundamentals
205	1-6 مقدمة
206	2-6 النظم الخليوية Cellular Systems
209	3-6 هندسة الخلايا السداسية Geometry of a Hexagonal Cell
215	4-6 نسبة التداخل بين قنوات الخلايا المتجاورة
	Cochannel Interference Ratio
220	5-6 تصميم نظام خليوي في الحالة الأسوأ مع هوائي غير موجه
	Cellular System Design in Worst Case With An Omnidirectional Antenna
221	6-6 انخفاض تداخل القنوات المتجاورة مع استعمال الهوائيات الموجهة
	Cochannel Interference Reduction With Use of Directional Antenna
224	7-6 الهوائيات الموجهة في مخطط إعادة تكرار الخلايا 7
	Directional Antenna in 7- Cell Reuse Pattern
235	8-6 تجزئة الخلية Cell Splitting
237	الفصل السابع : المعطيات في نظام GSM Data over GSM
237	1-7 خدمات الراديو العامة (مقاسم الرزم) GPRS
	General Packet Radio Services (GPRS)
249	2-7 المعطيات المعززة من أجل تطور نظام GSM (EDGE)
	EDGE : Enhanced Data for GSM Evolution
235	3-7 خدمة الرسائل القصيرة SMS
	Short Message Services (SMS)
261	جدول الاختصارات العلمية
275	الباب الثالث
	تقانة الـ CDMA
277	الفصل الأول : المفاهيم الأساسية لنظم الطيف المنتثر
277	1-1 نظام الطيف المنتثر Spread spectrum system

282	2-1 تعدد النفاذ بتقسيم الرمز
	Code Division Multiple Access – CDMA
284	3-1 سرعة شبكة الـ CDMA
285	4-1 أنواع نظم الطيف المنتثر
299	الفصل الثاني : نظم الـ CDMA
299	1-2 أسس نظام الـ CDMA الخليوي
304	2-2 المعيار IS-95 (التواجهية مع الهواء Air-Interface)
322	3-2 كاشف تعديل خلية وحيدة CDMA في قناة غوصية
327	الفصل الثالث : النظام الرقمي
327	The Digital System
327	- مقدمة
328	1-3 بنية النظام الرقمي
331	2-3 وظائف وحدة التحكم Micro Controller Unit – MCU
335	3-3 خوارزميات معالجة الإشارة
353	الفصل الرابع : ترميز الكلام
353	speech coding
353	- مقدمة
354	1-4 خصائص الكلام الإنساني
355	2-4 خوارزميات ترميز الكلام العامة
370	3-4 نوعية الكلام
373	الفصل الخامس : المودم الرقمي
373	Digital modem
373	- مقدمة
374	1-5 المعدل الرقمي Digital Modulator
389	2-5 الكاشف الرقمي Digital Demodulator

415	الفصل السادس : نظم الـ CDMA للجيل الثالث	
	3G - CDMA Systems	
415		مقدمة
416	1-6	مفاهيم الجيل القادم لنظم الـ CDMA
436	2-6	خيار الـ CDMA وحيد الحامل
447	3-6	خيار TDD-CDMA
449	4-6	خيار CDMA متعدد الحوامل
457	الفصل السابع : أسس النظام الراديوي RF	
457		- مقدمة
458	RF Engineering Concepts	1-7 مفاهيم الهندسة الراديوية
471	Frequency Synthesis	2-7 تركيب التردد
478	Transmitter System	3-7 نظام المرسل
488		4-7 نظام المستقبل
503	الباب الرابع	
	الاتصالات عبر السوائل	
505	الفصل الأول : الاتصالات الفضائية	
505	1-1	مقدمة
506	2-1	لمحة تاريخية
507	3-1	قناة الاتصال عبر الساتل
508	4-1	أهم المدارات ومزاياها
510	5-1	أنظمة السوائل المخدمة للمحطات الأرضية المتحركة
514	6-1	أنظمة السوائل التي تعمل على المدارات المتوسطة والمنخفضة
517	7-1	ديناميكية المدار
522	8-1	عدد السوائل
525	9-1	الاستطاعة وحجم الهوائي

526	10-1- أنواع الهوائيات
527	11-1- مميزات التشغيل
528	12-1- خدمة الهاتف الراديوي
529	13-1- النظام الفضائي
532	14-1- النظام الأرضي
535	15-1- تقنية الاتصال عبر السواتل
537	16-1- تقنية النفاذ المتعدد
561	الفصل الثاني : نمذجة ومحاكاة قناة الاتصال
561	1-2- مقدمة
561	2-2- نمذجة قناة الاتصال الأرضية المتحركة
562	3-2- نموذج الانتشار لقناة الاتصال للسائل والمحطة الأرضية المتحركة
566	4-2- مميزات ظاهرة تعدد المسارات
575	5-2- التظليل
576	6-2- نماذج التوزيعات الإحصائية
586	7-2- محاكاة قناة الاتصال بين السائل والمحطة المتحركة
594	8-2- التوزيعات الإحصائية الخاصة بالاتصالات المتحركة
599	الملحقات
599	المصطلحات
613	المراجع

مقدمة

تغطي محتويات هذا الكتاب مفردات مقرر نظم الاتصالات الحديثة لطلاب السنة الخامسة في قسم هندسة الإلكترونيات والاتصالات في كلية الهندسة الميكانيكية والكهربائية بجامعة دمشق وفق الخطة الدراسية الجديدة. يحتوي الكتاب على أربعة أبواب يتضمن كل باب مجموعة من الفصول.

الباب الأول: ويتضمن ثلاثة فصول، يشكل الفصل الأول مدخلاً إلى نظم الاتصالات الحديثة بتعريف لعلم الاتصالات وتبيان أهم مكوناته واستعراض لأهم نظم الاتصالات المستخدمة والنظم المعيارية المعتمدة. أما الفصل الثاني فيتناول نظام الاتصال النقال TETRA، وهو نظام لاسلكي اشتقت تسميته من العبارة Terrestrial Trunked Radio. يبحث الفصل الثالث الطرقات النقالة ويشرح هذه الطرقات وأهميتها في الحياة اليومية والمستقبلية.

الباب الثاني: يعالج أهم جوانب نظام الاتصال الخليوي GSM ويحتوي على سبعة فصول، الفصل الأول بعنوان: البنية التحتية لشبكة GSM والسطوح البينية للشبكة. يعطي لمحة عن شبكة GSM كما وصفت في توصيات المعهد العالي الأوربي لمعايير الاتصالات ETSI، يناقش هذا الفصل المجالات الترددية لشبكة GSM، شبكة GSM في منطقة الخدمة PLMN، بنية GSM وغيرها. أما الفصل الثاني فيبين كيفية إنشاء المكالمات والحفاظ عليها واليات تنفيذ أمن وسرية نظام GSM. يتحدث الفصل الثالث أفضى حركة نظام GSM. بينما خصص الفصل الرابع للحديث عن القنوات المنطقية في نظام GSM وبنية الإطار. يعالج الفصل الخامس ضياعات مسار الانتشار ونماذج الانتشار حيث تم التركيز على خصائص الانتشار وتعدد المسارات للموجة الكهرومغناطيسية، ومفهوم تأخير النثر (Delay Spread)، بسبب تشتت القناة والتداخل بين الرموز. بينما ناقش الفصل السادس المفاهيم الأساسية

للاتصالات الخليوية. يعالج الفصل السابع نقل المعطيات في نظام GSM حيث تم التطرق لمعظم الوحدات المتممة لنظام GSM مثل خدمة الرزم الراديوية العامة (GPRS) و تعزيز سرعة المعطيات كما هو محقق بنظام (EDGE).

الباب الثالث: كرس هذا الباب لتقانة CDMA ويحتوي على سبعة فصول. يعالج الفصل الأول المفاهيم الأساسية لنظم الطيف المنثور . بينما يقدم الفصل الثاني وهو بعنوان لمحة عن نظم الـ CDMA وتقنيات تأمين النفاذ المتعدد في شبكات الخليوي النقل بالإضافة إلى المسائل الرئيسية التي تنتج عن تطبيق هذه التقنيات في بيئة الاتصال هذه مع تعدد المستخدمين. أما الفصل الثالث فيقدم شرحاً للنظام الرقمي The Digital System المستخدم حيث تم التطرق لبنية هذا النظام الرقمي واستعراض أهم المفاهيم الأساسية في معالجة الإشارة المعتمدة. تم التركيز في الفصل الرابع على تقنية ترميز الكلام وشرح أهم خوارزميات الترميز المستخدمة. أما في الفصل الخامس فقد خصص للحديث عن المودم الرقمي وكيفية تكيف إشارة الرسالة في طرف الإرسال ثم واستعادتها لدى المستقبل باستخدام خوارزميات DSP فعالة وناجعة. أما الفصل السادس فقد كرس لشرح نظم الـ CDMA للجيل الثالث ويتضمن ذلك أهم المفاهيم الأساسية لهذا الجيل، وأهم الخيارات المتاحة. أما الفصل السابع فيعالج أسس النظام الراديوي RF واستعراض المفاهيم الهندسية الراديوية، ومكونات وعمل المركب الترددي ونظام الإرسال والاستقبال لهذا النظام.

الباب الرابع: ويتضمن فصلين، الفصل الأول بعنوان:الاتصالات الفضائية. ويستعرض التطور التاريخي لأنظمة الاتصالات عبر السواتل (الأقمار الصناعية) وأهم أنظمة السواتل وتبيان لمعادلات المدار وكيفية حساب عدد

السوائل في النظام، وبيان لأهم أنواع الهوائيات المستخدمة، ومميزات التشغيل واستعراض للنظام الأرضي والفضائي ولتقنيات النفاذ المستخدمة في أنظمة السوائل. أما الفصل الثاني فهو بعنوان نمذجة ومحاكاة قناة الاتصال فيتطرق لكيفية نمذجة قناة الاتصال الأرضية المتحركة واستعراض لنموذج الانتشار لقناة الاتصال للسائل والمحطة الأرضية المتحركة، وتبيان لمميزات ظاهرة تعدد المسارات وشرح لمفهوم التظليل ولنماذج التوزيعات الإحصائية وتبيان كيفية محاكاة قناة الاتصال بين السائل والمحطة المتحركة، وأخيراً تم التطرق لأهم التوزيعات الإحصائية الخاصة بالاتصالات المتحركة.

نأمل أن نكون قد حققنا الغاية المرجوة وهي التغطية الشاملة لمفردات هذا المقرر بما يتيح للطلاب فهم واستيعاب أحدث ما توصل إليه العلم في هذا المجال حتى بداية الألفية الثالثة.

المؤلفون

دمشق، 25-02-2007



الباب الأول

الفصل الأول : مدخل إلى نظم الاتصالات الحديثة

الفصل الثاني : نظام الاتصال النقال TETRA

الفصل الثالث : الطرفيات النقالة

Mobile Terminals

إعداد :

أ.د. فريز عبود

أ.د. محمد سعيد الصفدي

الفصل الأول

مدخل إلى نظم الاتصالات الحديثة

- مقدمة:

الاتصالات هي العلم الذي يهتم بإيصال المعلومات بشكلها الإلكتروني من مكان إلى آخر من خلال سلسلة العمليات التالية:

1- توليد إشارة الرسالة المطلوبة بأشكالها المعروفة: الصوت؛ الصورة؛ معطيات الحاسوب.

2- توصيف هذه الإشارة بمقادير كهربائية قابلة للقياس ومن ثم ترميزها لجعلها قابلة للنقل.

3- إرسال هذه المقادير المرمزة بشكل متتابع إلى الجهة أو المكان المقصود

4- استقبال الرسالة المرسله وفك ترميزها واسترجاع الإشارة ذات المقادير الكهربائية.

5- إعادة توليد الإشارة الأصلية ذات المعلومات المطابقة وبالتالي استرجاع المعلومات.

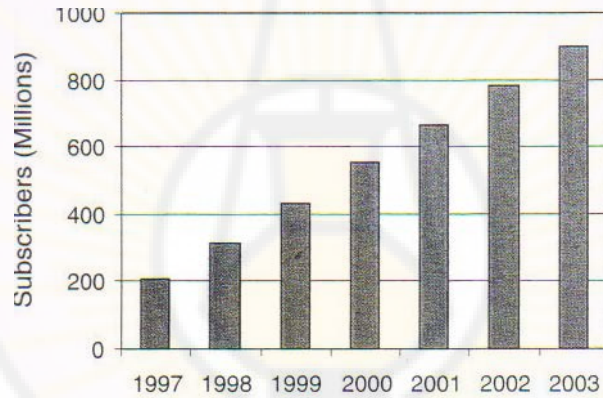
نعرف ثلاثة مكونات رئيسية تشكل نظام الاتصال بالحالة العامة هي المرسل والقناة والمستقبل.

كما نميز بين نمطين أساسيين للاتصال هما: نمط البث ونمط التخاطب. يتم جريان المعلومات في النمط الأول من المرسل إلى المستقبل باتجاه واحد فقط، بينما يقوم النمط الثاني على التخاطب وجريان المعلومات بالاتجاهين أي أن لكل طرف إمكانية الإرسال والاستقبال.

ينقسم عالم الاتصالات إلى شطرين أساسيين هما الاتصالات السلكية (من أبرز الأمثلة: الهاتف المنزلي والمكتبي)، والاتصالات اللاسلكية التي تستغني

عن الأسلاك والكابلات لنقل الإشارات الحاملة للمعلومات وتستخدم بدلاً عن ذلك الترددات الراديوية لحمل إشارات المعلومات (الهاتف النقال هو أبرز الأمثلة هنا).

تقدم الاتصالات النقالة خدمات هامة للمستثمر تختصر بعبارة الاتصال في أي وقت ومن أي مكان. أما الزبائن فقد استقبلوا هذه التقنية بترحاب كبير وهو ما يعكسه الشكل (1-1) الذي يبين ازدياد عدد المشتركين في خدمات هذه التقنية حتى عام 2003 وقد جاوز العدد مليار مشترك خلال عام 2005 حسب بعض التقديرات.



الشكل (1-1) : تعاظم استخدام الاتصالات النقالة.

أسهمت الالكترونيات الصغيرة والتطور الذي مرت به في جعل الهاتف المحمول أصغر حجماً ووزناً وكلفة فضلاً عن زيادة الوثوقية الناتجة. وتتركز هذه التطورات في التحسين الكبير لتقنيات معالجة الإشارة بالإضافة إلى الإبداعات المستمرة في تصميم دارات الـ Rf والدارات الرقمية.

يتمثل النوع الآخر من الاتصال اللاسلكي بأقنية الأقمار الصناعية والتي تتصف بتغطية جغرافية واسعة للاتصالات بالإضافة إلى جودة اتصال مرتفعة وعرض مجال ترددي واسع . توضع الأقمار الصناعية في هذا النوع من الاتصالات في مواقع بالفضاء ثابتة بالنسبة للأرض Geostationary Orbit (على ارتفاع يقارب 22300 ميل).

يمكن النظر إلى القمر الصناعي على أنه مكرر ومقوٍ للإشارة Repeater بين المحطات الأرضية الموزعة على رقعة واسعة من الكرة الأرضية. ولأسباب موضوعية استخدمت أنواع أخرى من الأقمار الصناعية ذات ارتفاع أقل وتغطية أصغر إلا أن لها عدداً من المزايا يفوق تلك المزايا الموجودة في النوع الأول وتصنف باسم LEO و MEO (يتراوح مدى الارتفاع لأقمار LEO بين 500 و 1800 كيلومتر، ولأقمار MEO بين 5000 و 12000 كيلومتر).

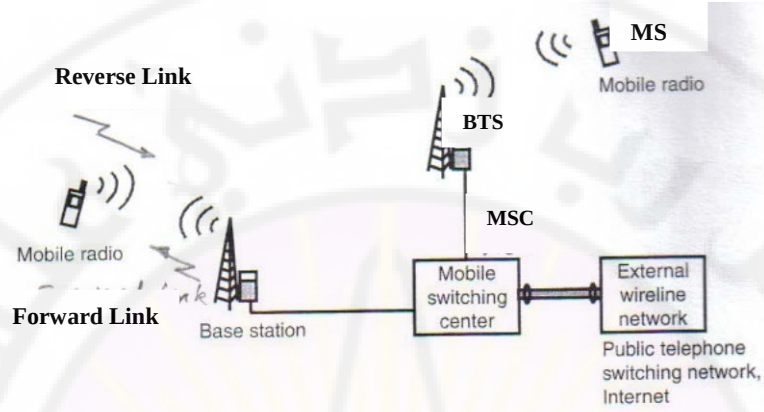
1-1 بنية الشبكة في الاتصالات الخليوية :

Network Architecture of Cellular Wireless Communication

تخدم الشبكة اللاسلكية الاتصالات عبر الهواء بين الأجهزة الراديوية النقالة والمحطات القاعدية الثابتة (Stationary Transceiver or Base Station- BTS). وتتمتع هذه الوصلات بالاعتمادية عبر المسافات القصيرة فقط (حتى بضع كيلو مترات) مما يستوجب بناء شبكة من هذه المحطات عبر مساحات التغطية المطلوبة (مدينة مثلاً) .

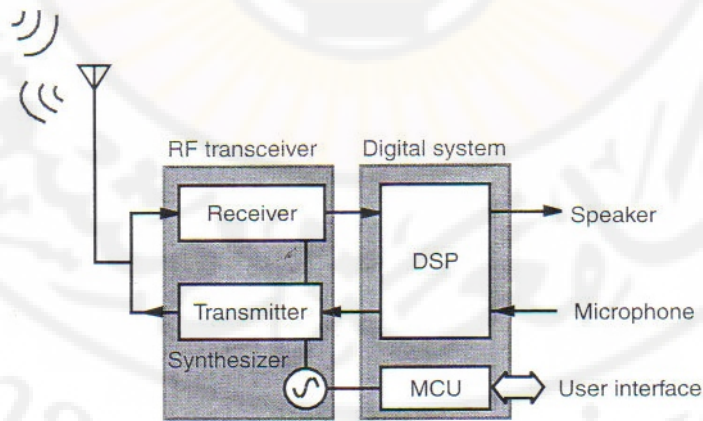
تتواصل هذه المحطات مع مراكز التبديل (Mobile Switching

Centers- MSC) حيث تتصل هذه الأخيرة مع الشبكات الأخرى مثل : شبكة الهاتف العامة PSTN وشبكة خدمة المعطيات المتكاملة ISDN وشبكة الانترنت كما هو مبين بالشكل (1-2).



الشكل (2-1) : بنية شبكة الاتصالات النقالة.

- يعتمد الهاتف النقال على الإشارات الراديوية للربط بينه وبين المحطة القاعدية. ولكي نتمكن من تحقيق متطلبات الاتصال يحتوي الهاتف النقال على وحدة المتحكم الصغري MCU ومعالج الإشارة DSP الذي يقوم بتكييف الإشارة قبل إرسالها فضلاً عن فك تعديل الإشارة المستقبلية كما في الشكل (1-3).



الشكل (3-1): البنية الصندوقية لنظام الاتصال النقال.

- تقوم المحطة القاعدية بتحويل الإشارة الراديوية إلى رزم معطيات (Data Packets) ورسائل تأشير (Signaling messages) تكون مقررة من قبل الشبكة حيث تحول المعلومات بعدها إلى مراكز التبديل MSC.
- يقوم مركز التبديل MSC بتمرير رزم المعطيات المرتكزة على رسائل التأشير من دون أن يصدر أية رسالة. ولكن قد يحتاج مركز التبديل، في بعض الأحيان، إلى إرسال استيضاحات للعثور على مشتركين لاسلكيين.
- أما الشبكة الخارجية فتقدم الهيكل الأساسي لتوصيل وربط مراكز التبديل MSC . فهي تقوم بتمرير رزم المعطيات وتدقيق الرسائل بهدف الإجازة (Authorization) بالإضافة إلى التحقق من سلامة وتكامل التوجيه (Routing Integrity Verification) وكذلك تبديل البروتوكولات. كما أن الشبكة الخارجية تعمل كبوابة عبور (Gateway) لشبكات أخرى.
- تشكل مراكز التبديل MSC والشبكة الخارجية نقاط تحويل للإشارة (Signal Transfer Points) تحتوي على تحقيق إمكانيات للقياس يستفاد منها في تبيان مشاكل الشبكة فضلاً عن تبيان مدى الاستثمار بهدف الفوترة (Billing). ويساعد التكرار البنيوي في الشبكة (Built-in Redundancy) في إكساب القدرة على المناورة في الأحمال حين حصول أعطال في مناطق مختلفة من الشبكة.
- تتضمن الشبكة أيضاً نقاط تحكم بالخدمة لتحقيق التوافقية مع الحاسب Interface to computer وبالتالي النفاذ إلى قاعدة المعطيات . مثال ذلك استخدام الـ MSC لنقاط التحكم بالخدمة للنفاذ إلى ملفات سجل التموضع المكاني (HLR- Home Location Register) أو سجل تموضع الزائر (VLR- Visitor Location Register) أو ملفات مركز التشغيل والصيانة (OMC- Operation and Maintenance Center).

1-2 تقنيات اتصال المعلومات :

أصبحت كل شبكات الاتصال السلكية واللاسلكية تعتمد حالياً التقنيات الرقمية للوصول إلى مردود ومواصفات أعلى لنظم الاتصالات. وتستند هذه التقنيات (Techniques) إلى صياغة إشارات الرسائل والمعلومات على شكل رزم معطيات (Data Packets) ومن ثم السماح لعدد من المستخدمين بالترزم (Bundling) عند سويات أعلى للشبكة.

يعد هذا مهماً بسبب انقاص الوصلات الفيزيائية اللازمة لتوصيل عدد معين من المستخدمين. يحدث هذا الترميز عند نقاط تمرير الإشارة (Signal Transfer Point) ويستخدم عادة طرق التقسيم الزمني (Time Division Multiplexing).

من المعلوم أن معدل المعطيات في خط هاتفي لمستخدم واحد هو 64kbps، بينما تحمل الوصلات الرقمية والبصرية (Digital and Optical Data Trunks) معدلات أعلى كما في الجدول (1-1).

الجدول (1-1) : معدلات المعطيات السلكية والألياف الضوئية.

Carrier Designation	Type	Bandwidth	Channels
DS0	Digital	64 Kbps	1
T-1	Digital	1.544 Mbps	24
T-3	Digital	44.736 Mbps	672
STM-1	Optical	51.84 Mbps	810
STM-3	Optical	155.52 Mbps	2,430
STM-16	Optical	2,488.32 Mbps	38,880

يجري تمرير رزم المعطيات عبر الشبكة باستخدام أحد نوعي التوصيل المعروفين وهما التوصيل المفتاحي للدائرة (Circuit Switched) -CS أو التوصيل المفتاحي للرزمة (Packet Switched) PS . يبنى المسار بين

المستخدم وبين الطرف المستهدف في النوع الأول CS عندما يتأسس الوصل بينهما، بينما تبقى الموارد الأخرى اللازمة مكرسة لهذا الاتصال إلى حين انتهائه. أما في حالة شبكات تعتمد الـ PS فإن المسار المخصص للاتصال غير ثابت، ولكنه ينتخب بشكل ديناميكي بالاستناد إلى ظروف التحميل للشبكة المعنية، وعنوان الطرف المستهدف (Destination) المرتبط مع كل رزمة معطيات.

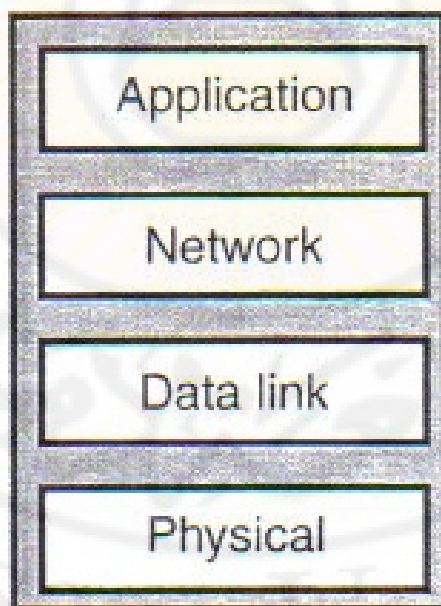
تتصف شبكات الـ CS بأنها تؤمن الاتصال بتأخير قليل وزمن قصير، بينما تمتاز شبكات الـ PS بتعقيد أكبر لأن المعطيات يمكن أن تتخذ فيها مسارات مختلفة ويمكن أن تستقبل بشكل غير منتظم؛ حيث يحتاج الأمر إلى إعادة ترتيب وتهيئة قبل تسليمها في طرف الاستقبال إلى المستخدم. تتمتع كل هذه النظم بخاصية التجوال، مع بطاقة تعريف هوية المشترك (SIM). يمكن للمشارك في أي من هذه النظم النفاذ إلى خدمات الاتصالات الخليوية بلستعمال بطاقة SIM في الهاتف. أخيراً، عندما يكون لدى المشترك هاتف متعدد المجالات الراديوية عند ذلك يمكن استعمال هذا الهاتف الخليوي عالمياً. هذه الشمولية جعلت نظام GSM ومشتقاته المنافس الأول الذي يقدم خدمات الخليوي الرقمي، والاتصالات الشخصية (PCS: Personal Communication Services) في أنحاء العالم.

1-3 بروتوكولات الاتصالات اللاسلكية :

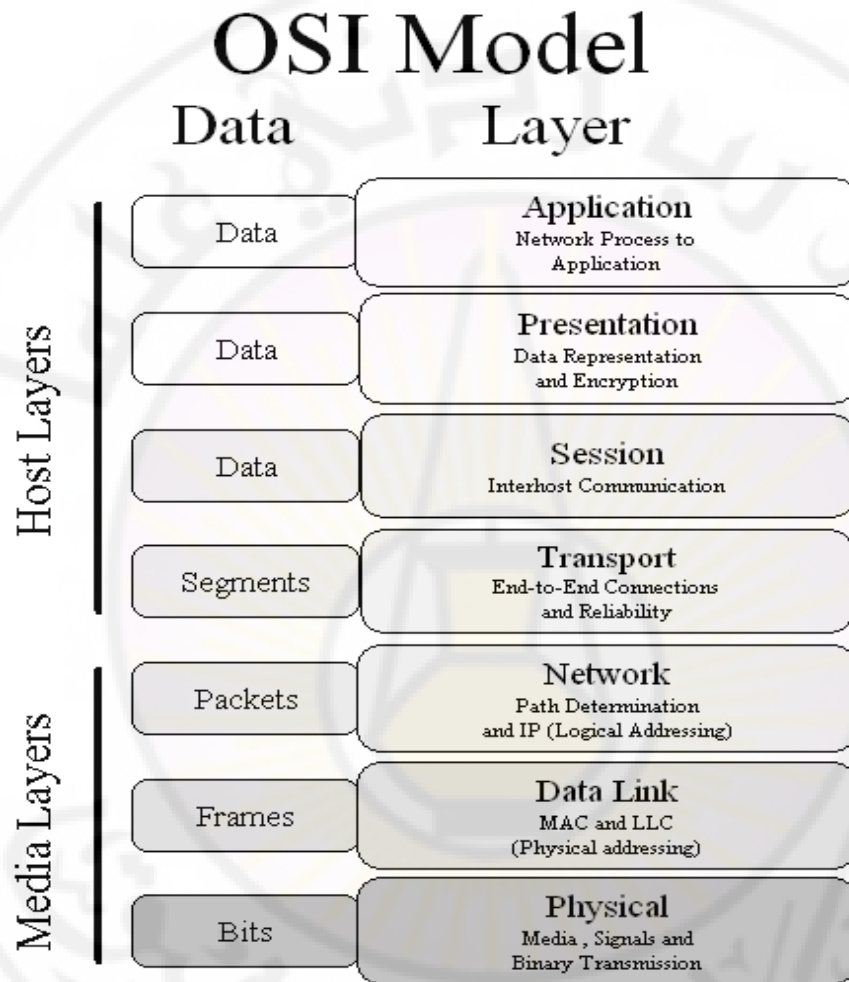
تستخدم بروتوكولات الاتصالات اللاسلكية لتنظيم عمليات التمرير والتحكم بالشبكة. تتضمن هذه البروتوكولات مجموعة القواعد الحاكمة لإرسال واستعادة المعطيات في شبكات الاتصال. تصطف هذه البروتوكولات على شكل طبقات ضمن ما يسمى مكس الاتصالات (Comm. Stack) وتتم المعطيات

صعوداً أو نزولاً ضمن هذا المكدر من طبقة إلى أخرى خلال وقت محدد لتحقيق تابع وظيفي معين عند كل طبقة.

تتتمي معظم شبكات الاتصال إلى ما يسمى نموذج الترابط ضمن النظام المفتوح OSI (Open System Interconnection) حسبما يبينه الشكل (1-4-آ) ذي الطبقات السبع وهي طبقات: الفيزيائية، وصلة المعطيات، الشبكة، النقل، الجلسة، التقديم والتطبيقات (Physical, Data Link, Network, Transport, Session, Presentation, Application) أما في شبكات الاتصال اللاسلكية فتستخدم صيغة معدلة من نموذج الـ OSI يدعى نظام التأشير رقم 7 (SS7) Signaling System number 7 . يأخذ هذا الأخير من سابقه الطبقات الثلاث الأولى بينما يدمج الطبقات العليا الباقية بطبقة تطبيقات وحيدة كما يبينه الشكل (1-4-ب) .



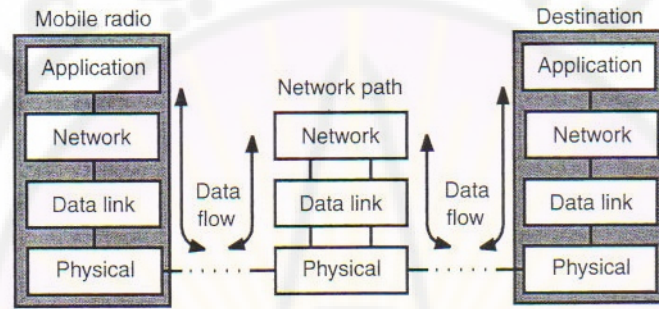
الشكل (1-4-ب)



الشكل (1-4-أ): طبقات الاتصالات السلكية واللاسلكية.

يحدد مكدس البروتوكولات بنية كل عقدة تحويل للإشارة في الشبكة. فهي تستخدم الطبقة الفيزيائية للربط بين تلك العقد وإعطاء مسار للمعطيات عبر الشبكة بالإضافة إلى وصلة المعطيات وطبقات الشبكة بهدف ترجمة إشارات

التحكم وإعادة تشكيل المعطيات للاتصال بشبكات أخرى. وهكذا تتساب المعطيات بشكل دائم من طبقة إلى أخرى تالية في مكس البروتوكول لتأمين اتصال موثوق كما في الشكل (5-1).



الشكل (5-1): عمل مكس البروتوكول.

- تقوم الطبقة الفيزيائية بدور التوجيهية بين عقدتي اتصال. أما في الشبكة اللاسلكية فإن الطبقة الفيزيائية هي توجيهية الهواء بين المطراف النقال وبين المحطة القاعدية وهي الوصلة الضوئية أو الرقمية في الشبكة السلكية. تزود هذه الطبقة خدمات التحويل للطبقات الأعلى في المكس. وتستخدم خدمات التحويل الأقنية الفيزيائية - وتدعى بأقنية النقل - وفق معدلات معطيات محددة وكذلك طرق تعديل وتحكم بالاستطاعة ومحددات RF محددة. وتختلف هذه الطبقة من معيار اتصالات (ستاندر) إلى آخر.
- تضم طبقة وصلة المعطيات (Data Link) طبقتين جزئيتين هما: تحكم النفاذ المتوسط (Medium Access Control) MAC والتحكم بوصلة الراديو (Radio Link Control). تقوم طبقة الـ MAC بإسناد الوظائف الأساسية المعروفة بلسم الأقنية المنطقية إلى الأقنية الفيزيائية. ويحدث هذا بشكل مباشر

أو عن طريق ناخب يوحد عدة أقنية منطقية إلى قناة فيزيائية واحدة. كما تؤمن هذه الطبقة ترتيب الرسائل وإظهار مستوى الحركة Traffic بالإضافة إلى تمرير الإشارة إلى الطبقات الأعلى.

أما الطبقة الجزئية الخاصة بالتحكم بالوصلة الراديوية، فتقوم بتجزئ سلسة المعطيات إلى رزم معطيات، وتعرف أيضاً بلسم كتل النقل Transport Blocks وذلك استعداداً لإرسالها. ويتضمن ذلك استخدام التحكم بالخطأ لضمان سلامة المعطيات المنقولة ، وذلك بإدخال تقنية التحقق من التماثل Parity check أو التحقق من التكرار الدوري (Cyclic Redundancy Check-CRC). كما أن هذه الطبقة تؤمن الإقلاع بالنداء Call Initialization ثم الوصل والإنهاء.

- أما طبقة الشبكة - أو التحكم بالمصادر الراديوية - فتؤمن خدمات التحكم واللحظ. فهي تشرف على الموارد الراديوية بما في ذلك إسناد وتحديد الأقنية الراديوية وطلبات النداء Paging Requests فضلاً عن مستويات استطاعة الإرسال . كما أنها تتواجه مع الشبكة السلكية مما يؤمن الاتصال مع مستخدمين آخرين.

- تمثل طبقة التطبيقات عقدة المقصد (Destination node) حيث توصف متطلبات جودة الخدمة QoS (Quality of Service) مثل : سويات الأولوية، السرية، توقعات زمن الاستجابة، معدلات الخطأ وآليات استعادة المعطيات وذلك بصرف النظر عن قيود تواجهايات الهواء أو الشبكة. ويمكن القول إن هذه الطبقة تمدد أو تقلص المعطيات بدلالة الزمن بما يحقق تمنيات المستخدم. تتضمن كل من الطبقة الفيزيائية وطبقة وصلة المعطيات وطبقة الشبكة لتشكيل ما يسمى جزءاً من نقل الرسالة MTP (Message Transfer Part) من مكس البروتوكول SS7. وهي بالتالي تتواجه مع بروتوكولات السوية

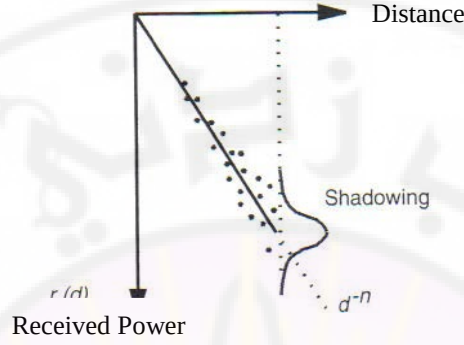
الأعلى المصممة لتطبيقات محددة. فمثلاً في الاتصالات المحكية يمكننا استخدام أحد البروتوكولين ذوي السوية الأعلى إما الـ TUP (Telephone User Part) أو ISUP (ISDN User Part) .

1-4 الانتشار الراديوي في بيئة الاتصالات اللاسلكية النقالة :

يشار إلى التوجيهية الراديوية في أنظمة الاتصالات اللاسلكية على أنها المسؤولة عن الكثير من التعقيدات المصاحبة لشبكات اللاسلكي والهواتف النقالة، كما تسمى أيضاً بقناة الاتصال. تتأثر هذه القناة بعوامل واضحة ومباشرة من قبيل تخميد الإشارة المرتبط بمسافة انتشارها ويسمى فقد المسار (Path Loss)، بالإضافة إلى آثار حادة وسريعة التغير تحدث بشكل لا يمكن التنبؤ عنه من قبيل الخفوت Fading وغيره .

1-4-1 فقد المسار Path Loss :

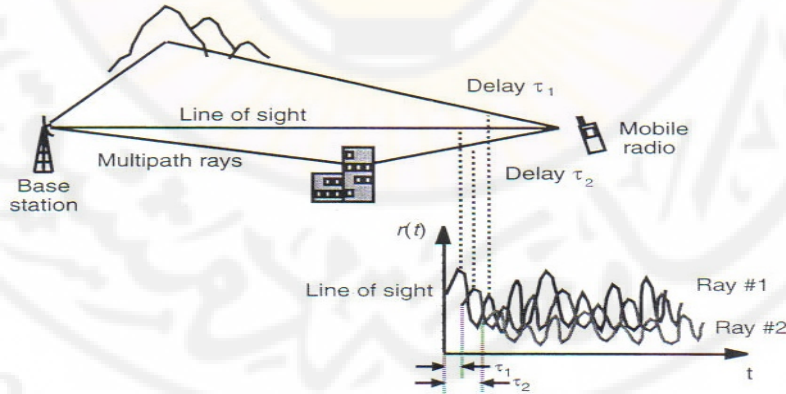
تعطى علاقة فقد المسار للإشارة الراديوية بشكل تناسبي كالتالي:
 $r(d) \propto d^{-n}$ حيث $r(d)$ استطاعة الإشارة المستقبلية و d المسافة أما n فهو مقدار عددي يتراوح بين 3.5 و 3.7 من أجل الراديو الخليوي في المناطق الحضرية (Urban area). إن هذا النموذج يعد بسيطاً جداً ويناسب فقط الحالة التي يتم فيها الانتشار من خلال ما يسمى خط النظر (line-of-sight) .
لكن واقع الحال يفرض وجود عوائق في طريق الانتشار مما يؤدي إلى انعكاس الإشارة أو حجزها وبالتالي ظهور تغييرية إحصائية في شكل المسار البسيط كما يظهره الشكل (6-1) وتسمى هذه الحادثة بالتظليل (shadowing) مما يقود إلى النموذج الرياضي الأعقد وهو
 $r(d) \propto 10^{\chi/10} d^{-n}$ حيث χ متحول عشوائي من النوع log-normal يستخدم لنمذجة ظاهرة الظلال .



الشكل (6-1): حادثة التظليل على الإشارة.

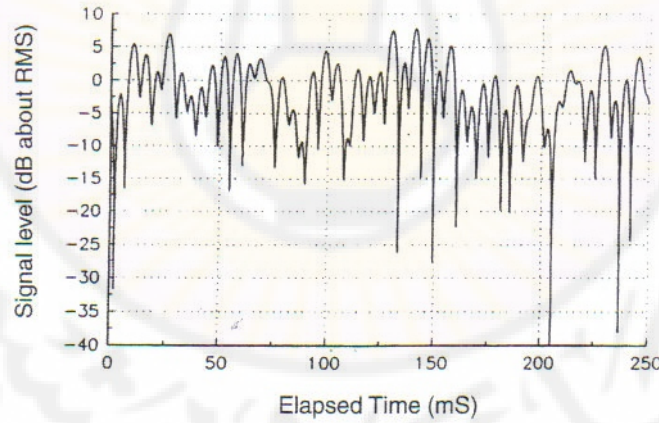
1-4-2 خفوت تعدد المسارات Multipath Fading :

تعرض سيرة الإشارة الراديوية عوائق أخرى من قبيل الأبنية والمنشآت والتلال مما يجعل لدينا مسارات أخرى مرافقة للمسار المباشر ويتسبب ذلك باستقبالها جميعاً لدى المستقبل كما في الشكل (1-7). تسير الإشارات المنعكسة مسافات أطول من المباشرة مما ينتج تأخراً زمنياً في وصولها لهوائي الاستقبال وقيم مختلفة للتخميد .



الشكل (7-1): تعدد المسارات للإشارة المستقبلية.

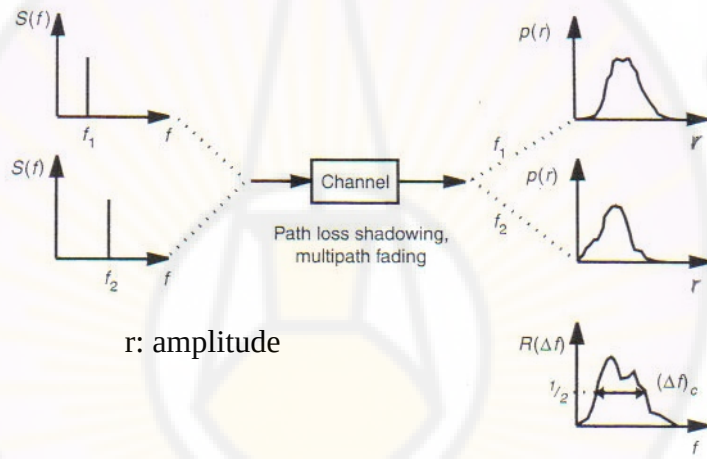
تدعى هذه المكونات للإشارة بخطوط تعدد المسار (Multipath Rays) وهي تجمع بشكل شعاعي مما ينجم عنه تموجات بمستوى الاستطاعة المستقبلية للإشارة كما في الشكل (8-1) وتدعى بالخفوت (small-scale fading) . ويمكن لخطوط تعدد المسار أن تتضمن بشكل مخرب للإشارة المستقبلية مما يتسبب باختفائها بالاستقبال لفترة زمنية قصيرة . وبطبيعة الحال يضاف هذا الخفوت إلى فقد الاستطاعة بسبب المسار . يكون خفوت تعدد المسار مرتبطاً بخصائص قناة الاتصال ويتجلى بشكل متغير زمنياً وانتقائياً حسب التردد (Frequency-selective and Time Varying) . إن هذه الخصائص ليست محددة (Deterministic) لذا يتم تحليلها باستخدام طرق إحصائية .



الشكل (8-1): تعدد مسارات الإشارة المستقبلية.

يبين الشكل (9-1) مثلاً توضيحياً على سلوك القناة بالنسبة لموضوع الخفوت الانتقائي للتردد حيث يكون الخفوت مختلفاً بالنسبة لإشارة بترددين الأولى $S(f_1)$ والثانية $S(f_2)$ فينتج لدينا محدد مهم هو $(\Delta f)_c$ أو عرض مجال الاتساق Coherence Band Width ويعرف بأنه مجال الترددات الذي تكون

استجابة القناة ثابتة تقريباً أي أن قيمة الترابط المعترض Cross-) أكبر من النصف. بمعنى آخر فإن القناة تؤثر على مجال الترددات $(\Delta f)_c$ بشكل متساوٍ. وعليه فإن الإشارات ذات الطيف الضيق تتعرض لخفوت متساوٍ من قبل القناة بينما تعاني الإشارات ذات المجال العريض (مثل إشارات الـ DS-CDMA) من خفوت انتقائي يختلف باختلاف موقع المركبات الترددية.



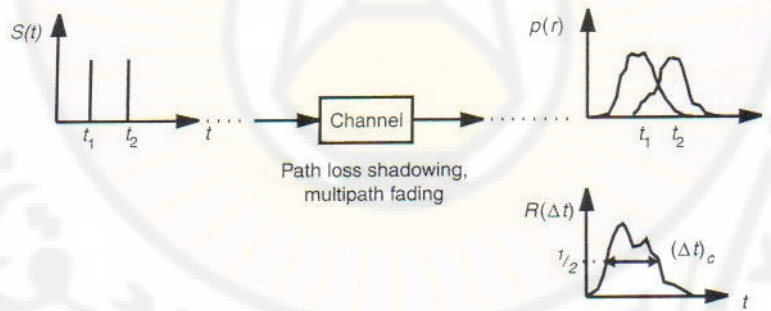
الشكل (9-1): الخفوت الترددي الانتقائي.

أما الشكل (10-1) فيبين إشارتين متماثلتين ترسلان في زمنين مختلفين t_1 و t_2 حيث يلاحظ استجابة القناة المختلفة لكل منهما من خلال اختلاف الـ (Probability Density Function-pdf) لإشارتي الخرج الناتجتين. يظهر هذا الشكل وجود اختلاف باستجابة القناة مع مرور الزمن، فإن كانت $t_1 = t_2$ فإن الترابط المعترض بين الإشارتين t_1 و t_2 يكون عالياً جداً ثم يتناقص مع تباعد t_1 عن t_2 إلى أن ينزل دون النصف. نعرف زمن الاتساق للقناة $(\Delta t)_c$ بأنه المدة الزمنية التي تبقى فيها استجابة القناة ثابتة تقريباً. أو بعبارة أخرى

إمكانية التنبؤ عن استجابة القناة (مستوى الاستطاعة المستقبلية للإشارة) طالما بقي المجال الزمني بين الإشارتين t_1 و t_2 أقل من $(\Delta t)_c$.
تعتبر $(\Delta t)_c$ و $(\Delta f)_c$ من أهم المحددات لقناة الاتصال اللاسلكية، وهي تفضي إلى محددات أخرى تعرف باسم توابع التشتت (Scattering Functions) التي توصف الآثار المرتقبة على الإشارات المرسلة في هذا النوع من الاتصالات. يتم الحصول على هذه التوابع (توابع التشتت) بأخذ تحويل فورييه للتوابع الاعتراضية أي:

$$R(\Delta f, \Delta t) \xleftrightarrow{\text{Fourier transform}} S(\tau, \nu) \quad (1-1)$$

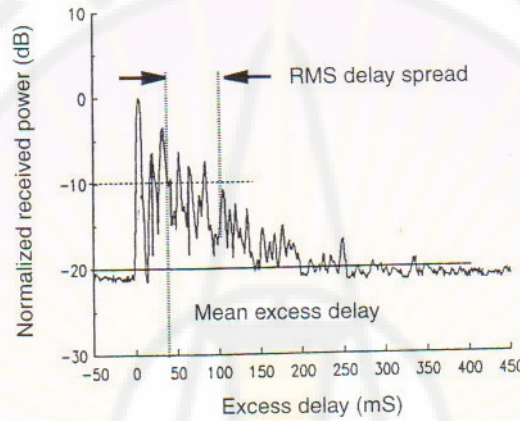
حيث يرتبط تشتت تأخير تعدد المسارات τ (Multipath delay spread) مع $1/(\Delta f)_c$ ، أما تشتت دوبلر ν فيرتبط مع $1/(\Delta t)_c$.



الشكل (10-1): اختلاف استجابة القناة مع الزمن

يعد تشتت التأخير الناجم عن تعدد المسارات (τ) مهماً جداً في نظم الاتصالات الرقمية إذ يعبر عن مدى النثر أو التشتت الذي يصيب الإشارة المستقبلية عندما ترسل نبضة واحدة عبر قناة الاتصال. يبين الشكل (11-1) هذا التشتت النبضي المرافق لقناة اتصال خليوي نمطية حيث تعبر القمة الأولى في الاستجابة الطيفية عن مطال الإشارة الخاضعة فقط إلى فقد المسار

(خط النظر)، أما القمم الأخرى فتشير إلى القيم الناتجة بعد خضوع الإشارة لقيم تأخير مختلفة بسبب الانعكاسات المنتجة لخطوط تعدد المسارات. يغطي تشتت التأخير τ المجال الزمني الممتد بين القمة الأولى للإشارة وآخر قمة ذات قيمة غير مهمة.



الشكل (1-11): التشتت النبضي لقناة الاتصال.

يتسبب تأخير التشتت (τ) Delay Spread بتراكب الخانات (البتات) المتجاورة فوق بعضها البعض مما ينتج تداخلاً مهماً هو التداخل البيني للرموز ISI (Inter Symbol Interference). يعتبر أثر الـ ISI كارثياً في نظم الاتصال ضيقة المجال ويجب إزالته بواسطة تقنيات التسوية الملائمة (Equalization techniques). أما في نظم الاتصال عريضة المجال فإن بالإمكان إزالة التأخير بين مركبات الإشارة الواردة (بسبب تعدد المسارات) ومن ثم إعادة تموضع خطوط الإشارة باستخدام طرق معالجة الإشارة المناسبة. أما في عدد من الحالات فيمكن الاكتفاء بالخط الأعلى شدة من خطوط تعدد المسارات وذلك لتسهيل عملية معالجة الإشارة.

1-4-3 نمذجة قناة الاتصال :

Modeling the communication Channel

من المستحيل وضع نموذج محدد (Deterministic) لخصائص قناة الاتصال اللاسلكية وبالتالي فإن دراسة هذه الخصائص يستند إلى نماذج عملية تأخذ بالاعتبار آثار البيئة الفعلية مجسدة بثلاثة نماذج كما في الشكل (1-12).

يمثل الأول منها (a) أبسط نموذج للانتشار وهو انتشار مباشر - خط نظر - بعد إضافة أثر الضجيج الغوسي فنكتب :

$$r(t) = cs(t) + n(t) \quad (2-1)$$

حيث c معامل فقد المسار و s(t) الإشارة المرسلية و n(t) الضجيج المضاف عند الاستقبال وهو ذو كثافة طيف ثابتة عبر المجال الترددي ويعبر عنه أيضاً بالضجيج الأبيض. تكتب علاقة مطاله كما يلي :

$$p(a) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-a^2/2\sigma^2} \quad (3-1)$$

حيث σ^2 تشتت (Variance) المتحول العشوائي a. يدعى هذا النوع من الضجيج بضجيج غوص الأبيض المضاف (Additive white Gaussian Noise). إن هذا النوع من النماذج (نموذج خط النظر أو المباشر) يعتبر مناسباً للخلايا البيكوية (Pico cells) وأقنية الاتصال السلكية. لكن أقنية الاتصال اللاسلكية تعتبر متغيرة زمنياً وترددياً (من حيث الخصائص) مما

يستوجب تغير العلاقة أعلاه لتأخذ بالاعتبار هذه الحقيقة أي:

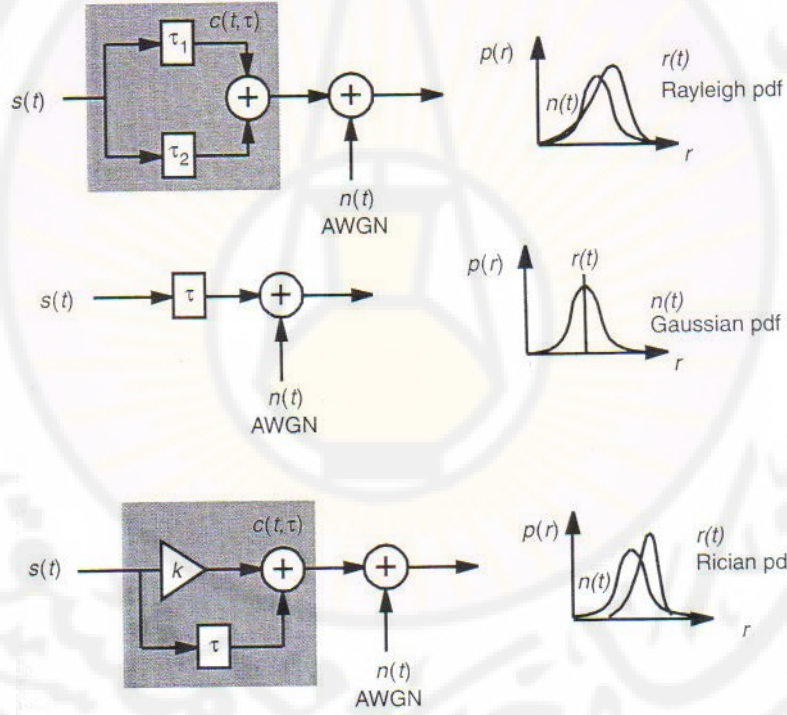
$$r(t) = c(t, \tau)s(t) + n(t) \quad (4-1)$$

حيث $c(t, \tau)$ تابع يعبر عن خصائص القناة اللاسلكية ويأخذ بالاعتبار كلاً من فقد المسار المباشر وأثر تعدد المسارات. علينا أن نلاحظ أن c يعد ثابتاً في حالة الاتصال بالخط المباشر للنظر .

يمكن تقريب هذا النموذج الثاني من خلال التقريب التالي: عند إرسال إشارة $\cos\omega t$ عبر قناة اتصال لاسلكية فإنها تستقبل على شكل $r(\cos\omega t + \Phi)$ حيث r مطال عقدي و Φ متحول عشوائي منتظم التوزيع، كما يمكن اعتبار المطال العقدي r بالشكل :

$$r = \sqrt{I^2 + Q^2} \quad (5-1)$$

حيث كل من I و Q متحولات عشوائية مستقلة .



الشكل (12-1): نمذجة قناة الاتصال.

يرتبط احتمال استقبال إشارة ذات توزيع يخضع لرايلي (Rayleigh) أو لريسيان (Rician) بالقيمة الوسطى لكل من المتحولين العشوائيين I و Q . فإن كانت القيمة الوسطى لكل من I و Q صفر فإن الـ pdf للمتحول r يتبع توزيع رايلي ويساوي :

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-(r^2/2\sigma^2)} \quad (6-1)$$

حيث σ^2 المتوسط الزمني لمستوى الاستطاعة .

أما إن كانت القيمة الوسطى للمتحول العشوائي غير منعدمة فإن الـ pdf لـ

r يتبع توزيع ريسان ويعطى :

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-(r^2 + A^2/2\sigma^2)} I_0\left(\frac{Ar}{\sigma^2}\right) \quad (7-1)$$

حيث A مطال الإشارة المهيمنة و (I_0) تابع بيسيل المعدل من النوع الأول والمرتبة صفر .

5-1 النظم المعيارية Wireless Standards :

يبين الشكل (13-1) طرق النفاذ المختلفة المستخدمة في الاتصالات

اللاسلكية النقالة وهي الـ CDMA و TDMA و FDMA .

إن اختيار نوع آلية النفاذ يؤثر مباشرة على سعة نظام الاتصال (عدد

المستخدمين الذين يستوعبهم النظام في لحظة زمنية واحدة) .

كانت نظم الاتصال اللاسلكية النقالة من الجيل الأول (1G) تعتمد النقانة

التشابهية (Analog) واستخدمت تقنية الـ FDMA لتحقيق النفاذ للمستخدمين.

أما المثال على ذلك فهو نظام AMPS (Advanced Mobile Phone

System) .

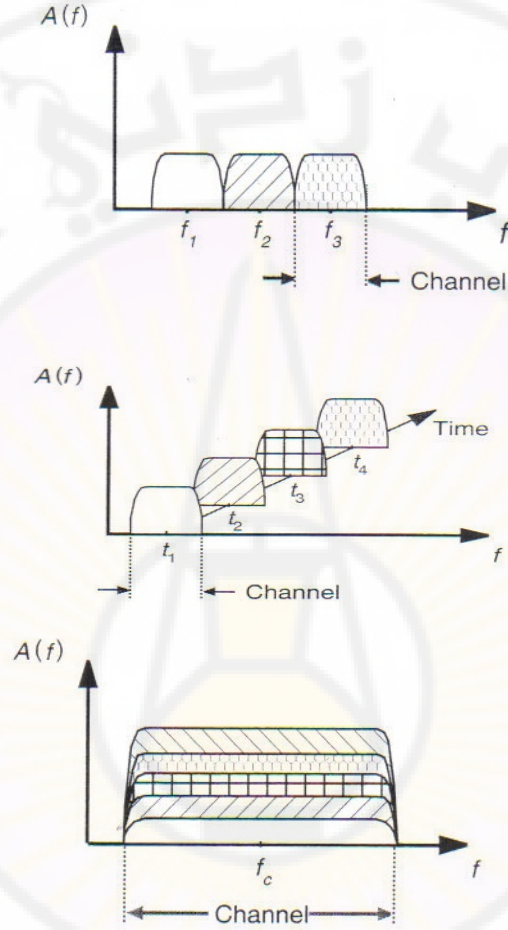
استخدم الجيل الثاني لأنظمة الاتصال النقالة (2G) النقانة الرقمية وكان

أسلوب النفاذ المعتمد هو الـ TDMA بالنسبة لنظام الـ GSM (Global

System for Mobile Comm.) ونظام NADC (North American

Digital Cellular) وكذلك PHS (Personal Haully Phone System) . أما

نظام الـ IS95 فقد استخدم الـ CDMA .

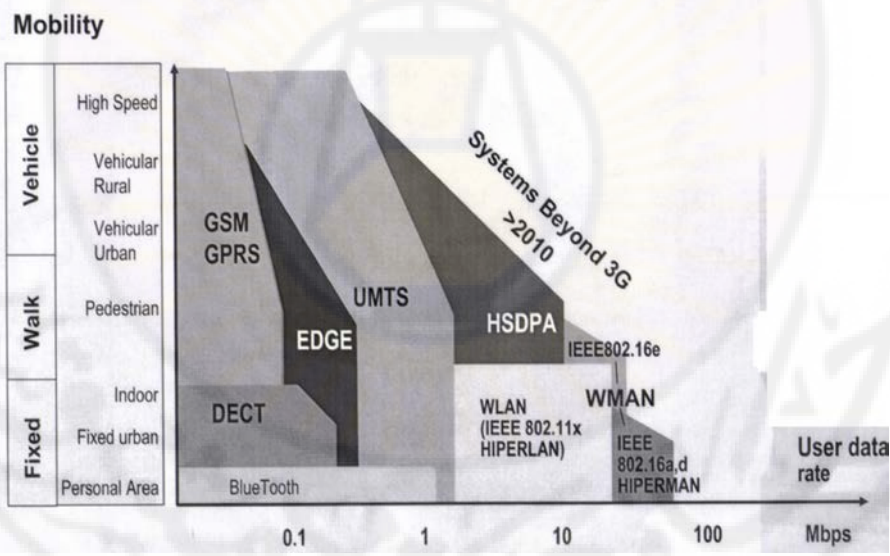


الشكل (13-1): أنواع نظم الاتصال النقال.

يبين الجدول (2-1) إيجازاً لأهم المعايير في الجيلين الأول والثاني .
 أما الشكل (14-1) فيبين مواقع أنظمة الهاتف النقال بأجياله المختلفة على خارطة نظم الاتصال اللاسلكي بشكل عام. لقد حمل المحور الأفقي معدل المعطيات المتزايد باستمرار وفق طلبات المستثمر، بينما يمثل المحور الشاقولي وضعية الحركة لهذا المستثمر انطلاقاً من حالة الثبات.

الجدول (1-2): معايير الاتصال للجيلين الأول والثاني.

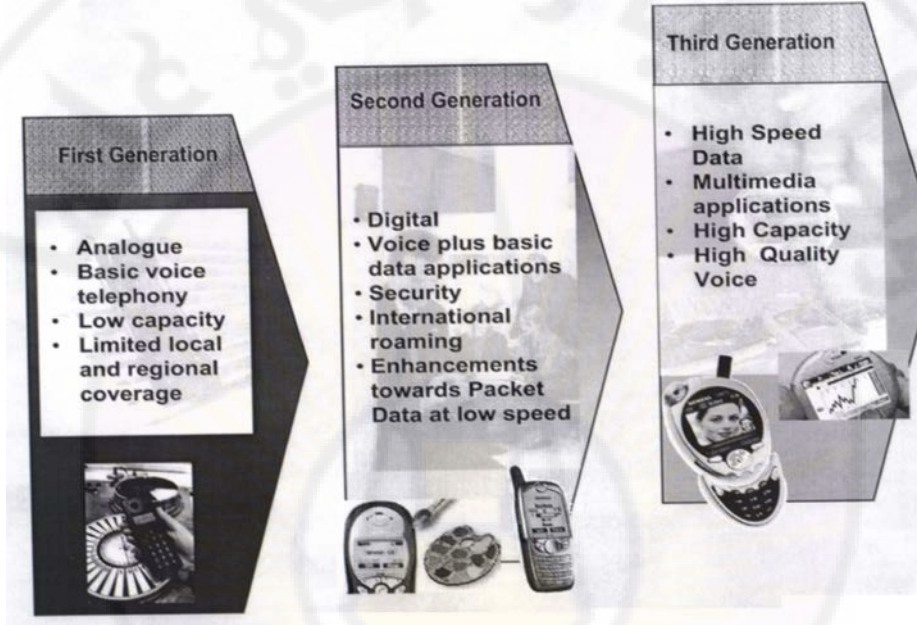
Standard	AMPS	GSM	NADC	PHS	CDMA IS95
Frequency plan					
Tx (MHz)	824–849	880–915	824–849		824–849
Rx (MHz)	869–894	925–960	869–894		869–894
Tx (MHz)		1,710–1,785	1,850–1,910	1,895–1,907	1,850–1,910
Rx (MHz)		1,805–1,885	1,930–1,990	1,895–1,907	1,930–1,990
Multiple access	FDMA	F/TDMA	F/TDMA	F/TDMA	F/CDMA
Channel spacing (Hz)	30K	200K	30K	300K	1.25M
Modulation	FM	GMSK	$\pi/4$ QPSK	$\pi/4$ QPSK	QPSK
Maximum Tx power		1W	600mW	80mW	200mW
Bit rate	NA	13 Kbps	8 Kbps	32 Kbps	1–8 Kbps
Speech per channel	1	8	3	4	28
Number of users (in 10 MHz spectrum)	47	56	142	19	224



- GSM: Global System for Mobile communication DECT: Digital Enhanced Cordless Telephony
- EDGE: Enhanced Data services for GSM Evolution GPRS: General Packet Radio Services
- UMTS: Universal Mobile Telecommunication Service WLAN: Wireless Local Area Network
- WMAN: Wireless Metropolitan Area Network HSDPA: High Speed Data Packet Access

الشكل (1-14): موضع نظم الاتصال الجوال على خارطة الاتصال اللاسلكي الثابت والنقال

من جهة أخرى يبين الشكل (1-15) تطور الهاتف النقال عبر أجياله الثلاثة 1G و 2G و 3G.



الشكل (1-15): تطور أجيال الهاتف النقال 1G و 2G و 3G

1-5-1 الجيل الأول لنظم الخليوي :

1st Generation Cellular Systems

آ- في الولايات المتحدة الأمريكية:

خصصت لجنة الاتصالات الفيدرالية طيفاً ترددياً مقداره 50 MHz في المجالين 824-849 MHz و 869-894 MHz للهاتف النقال. خصص هذان المجالان لمناطق جغرافية معينة بحيث يعمل بها مزود و الخدمة ولكل واحد طيف ترددي مقداره 25 MHz. خصص المجالان A و B لمزودي الخدمة اللاسلكية والسلكية على الترتيب. قسم الطيف الكلي إلى 832 قناة

راديوية، عرض كل منها 30KHz. بحيث يحصل كل من مزودي الخدمة A و B على 416 قناة راديوية.

يستخدم كل مزود خدمة 21 قناة من أجل التحكم والتشوير، ويبقى 395 قناة راديوية من أجل نقل مكالمات المشتركين. استعمل التعديل الترددي F M مع انحراف 8 KHz من أجل الصوت. واستعمل في قنوات التشوير الإقفال بإزاحة التردد الثنائي (FSK) بمعدل 10 kbps. كما استخدم نظام الهاتف النقال المتقدم (AMPS: Advanced Mobile Telephone System) منذ عام 1983. استخدم هذا النظام AMPS في كندا و أمريكا الجنوبية، استراليا، وبعض دول آسيا.

ب- في أوروبا:

انتشرت عدة نظم مشابهة من الجيل الأول وهذا يتضمن نظام الاتصالات ذا النفاذ الكلي في المملكة المتحدة، إيطاليا، هولندا و إيرلندا (TACS: Total Access Communication System)، والهاتف النقال الاسكنديناوي (NMT: Nordic Mobile Telephone) : في عدد من الدول الاسكنديناوية. أما في ألمانيا والبرتغال فكان نظام (C-450) وفي فرنسا Radio 2000. أما في ايطاليا فاستخدم نظام الهاتف النقال الراديوي (Radio Telephone RTMS Mobile System).

تعتمد هذه النظم التعديل الترددي FM من أجل المحادثة، والإقفال بإزاحة التردد من أجل التشوير FSK، وعرض القناة 25 KHz للنظم (TACS, RTMS, NMT-450, و 10 KHz للنظام (C-450) و 12.5KHz للنظم (NMT-900, Radio-2000). أما قرارات التسليم Handover فكانت تتخذ على أساس الاستطاعة المستقبلية عند محطة القاعدة BST المحيطة بالمحطة النقالة MS .

ج- في اليابان:

خصص طيف ترددي مقداره 56 MHz من أجل النظم النقالة التشابهية (860-885/915-940)MHz و (843-846/898-901)MHz. بدأ النظام التشابهي (NTT: Nippon Telephone and Telegram) عمله في طوكيو بعام 1979.

كان التردد (925-940)MHz من المحطة النقالة MS إلى محطة القاعدة BS بينما خصص المجال (870-885)MHz من محطة القاعدة BS إلى المحطة النقالة MS. قسم عرض القناة 25KHz إلى 600 قناة مزدوجة، وكان تحكم قناة التشوير بمعدل 0.6kbps .

في عام 1988 أدخل نظام السعة العالية في المجال نفسه مع زيادة تحكم قناة التشوير إلى 2.4kbps وتخفيض عرض القناة إلى 12.5KHz. وبالتالي زيادة عدد الأفنية إلى 2400 . وبعد ذلك استعمل نظام آخر يعتمد على نظام TACS الأوربي.

1-5-2 الجيل الثاني من النظم الخليوية :

2nd Generation Digital Systems

ان تطور مرمزات الصوت الرقمية والاستمرارية في زيادة تصغير الدارات المتكاملة أتاح ظهور نظم الهاتف الخليوي من الجيل الثاني. طورت اليابان عام 1989 دراسة النظم الخليوية الرقمية مع وحدات ربط هوائية مشتركة. دعي النظام الرقمي الجديد (PDC:Personal Digital Cellular) ، والذي ظهر عام 1991 معتمداً على TDMA، مع ثلاث شرائح زمنية للإرسال المتعدد على كل حامل (شبيه إلى المعيار IS-54). يكون عرض القناة 25KHz مع فاصل لتسهيل الانتقال من التماثلي إلى الرقمي. ومعدل تشوير الإشارة الراديوية هو 42kbps والتعديل هو $\pi/4$.DQPSK .

يعطي الجدول (3-1) أهم المحددات للجيل الأول من نظم الاتصالات الخليوية.

الجدول (3-1): أهم محدّدات الجيل الأول.

Standard	Region	Frequency (MHz)	Channel Spacing (kHz)	No. of Channels	Modulation	Data Rate (kbps)
AMPS	USA	824-849 869-894	30	832	FM	10
TACS	Europe	890-915 935-960	25	1000	FM	8
ETACS	UK	872-905 917-950	25	1240	FM	8
NMT 450	Europe	453-457.5 463-467.5	25	150	FM	1.2
NMT900	Europe	890-915 935-960	12.5	1999	FM	1.2
C-450	Germany Portugal	450- 455.74 460- 465.74	10	573	FM	5.28
RTMS	Italy	450-455 460-465	25	200	FM	--
Radiocom 2000	France	414.8-418 424.8-438	12.5	256	FM	--
NTT	Japan	870-885 925-940	25	600	FM	0.3
JTACS/ NTACS	Japan	860-870 915-925	25	400	FM	0.8

ما محدّدات الجيل الثاني فيبينها الجدول (4-1)

الجدول (1-4) : محددات الجيل الثاني من النظم الخليوية واللاسلكية.

النظام	IS-54	GSM	IS-95	CT-2	CT-3 DCT-90	DECT
الدولة	USA	Europe	USA	Europe Asia	Sweden	Europe
تقنية	TDMA/ FDMA	TDMA/ FDMA	CDMA/ FDMA (DS)	FDMA	TDMA/ FDMA	TDMA/ FDMA
النفاز						
الاستعمال	خليوي	خليوي	خليوي	لاسلكي	لاسلكي	لاسلكي
مجال التردد						
BS(MHz)	869-894	935-960	869-894	864-868	862-866	1800- 1900
(MHz)MS	824-849	890-915	824-849			
مزودج	FDD`	FDD	FDD	TDD`	TDD	TDD
عرض القناة (KHz)	30	200	1250	100	1000	1720
التعدي	$\pi / 4$ DQPSK	GMSK	BPSK QPSK	GFSK	GFSK	GFSK
استطاعة الهاتف النقال (mW)	600/200	1000/125	600	10/5	80/5	250/10
التردد المخصص	ثابت	ثابت	ثابت	ديناميكي	ديناميكي	ديناميكي
ترميز الكلام	VSELP	RPE-LTP	QCELP	ADPCM	ADPCM	ADPCM
معدل الكلام (kbps)	7.95	13	8 معدل متغير	32	32	32
قناة كلامية بالحامل الراديوي	3	8	13-40	1	8	12
معدل بتات	48.6	270.833	1228.8	72	640	1152
القناة						
مدة الإطار (ms)	40	4.615	20	2	16	10

1-5-3 الجيل الثالث لنظم الاتصالات :

3rd Generation Mobile-Systems

إن هدف الجيل الثالث من نظم الاتصالات الخليوية يتركز حول الناحية الاقتصادية للشبكات وبرتوكولات الراديو لتسليم الخدمات المتعددة من أجل الاستعمال عبر عدد من الشبكات (السلكية واللاسلكية). يوجد في أوروبا، حالياً ثلاث بنى هي موضوع البحث المكثف. وهي نظم الاتصالات النقالة العالمية (UMTS: Universal Mobile Telecommunications Systems) والمعروفة بلسم IMT-2000، النظم النقالة عريضة المجال (MBS: Mobile Broadband Systems) و شبكة المنطقة المحلية اللاسلكية (WLAN : Wireless Local Area Network).

الأمر المميز في نظام IMT-2000، بالنسبة لنظم الجيل الثاني، هو البنية الهرمية للخلية. وتستعمل نظم الجيل الثاني بنية الخلية ذي الطبقة الواحدة وتستخدم إعادة تكرار التردد ضمن الخلايا المتجاورة. وهكذا، فإن كل خلية مفردة تدير المنطقة الراديوية بنفسها وتحكم الدارة الراديوية ضمن الشبكة النقالة، بما فيها إدارة حركة المكالمات الهاتفية وإجراء التسليم.

إن بنية الخلية المتعددة الطبقات في نظام UMTS تهدف إلى التغلب على هذه المشاكل بتغطية الخلايا الإنتقائية (Picocells) والخلايا الميكروية (Microcells) ضمن البيئة العريضة للخلايا الماكروية (Macrocells). يمكن استعمال الخلايا العالمية (الكروية) أيضاً لتغطية المناطق عندما تكون الخلايا الماكروية غير اقتصادية لتوزيع أو دعم حركة المكالمات الهاتفية البعيدة المسافة.

في الخلايا الانتقائية (Picocells)، تكون حركة المشترك قليلة ومدة النثر الصغيرة ومعدلات البت عالية وكثافة المكالمات عالية. بينما في الخلايا الماكروية الأكبر، يمكن تخديم معدلات البت وحركة المكالمات القليلة نسبياً بسبب ارتفاع حركية المشترك وزيادة معدل النثر. إن اختيار الوصلة الراديوية لدعم مخطط النفاذ المتعدد يكون قضية حرجية ويجب أن نأخذ بعين الاعتبار فعالية الطيف، والطلب المتزايد لسوق الاتصالات النقالة، ومصدر الطيف الراديوي النادر.

1-6 النظم الهاتفية اللاسلكية: Cordless Systems

تسمح النظم اللاسلكية بتنقل الطرفية ضمن حيز محدود من الفراغ. في عام 1985 بدأ المؤتمر الأوروبي للبريد والاتصالات CEPT بوضع معايير نظم الهاتف اللاسلكي الرقمي من الجيل الثاني (CT-2). أما الجيل الأول للهاتف اللاسلكي التماثلي CT-1 فقد كان نظاماً بسيطاً مع محطة قاعدة BS تصل أداة نقالة واحدة إلى شبكة الهاتف العامة (PSTN : Public Switching Telephone Network) على تردد ثابت. في المناطق السكنية، يقدم الهاتف CT-1 نفاذ لاسلكي إلى الشبكة الهاتفية العامة PSTN مع قيود للتنقل عبر المسافات وانخفاض في جودة الصوت.

أدخل مفهوم خدمة النقطة الهاتفية (Telepoint) بالاستناد إلى نظام الهاتف اللاسلكي الرقمي من الجيل الثاني CT-2 في المملكة المتحدة في عام 1988 الأمر الذي سمح بالنفاذ اللاسلكي لشبكة الهاتف العامة PSTN في بعض المناطق حول محطة قاعدة ثابتة BS. قدمت هذه الخدمة تنقلاً محدوداً (التحرك إلى المنطقة المخصصة واستخدام الهاتف الخاص). في الوقت نفسه، أدخل المؤتمر الأوروبي للبريد والاتصالات CPTE في عام 1988 نظاماً أوروبية

جديدة في مجالات ترددية مختلفة نذكر من أهمها نظام DECT في عام 1992. سمح هذا النظام بتطبيقات أخرى غير النقطة الهاتفية بتزويد مركز التبادل الفرعي الآلي الخاص PABX مع نوعية كلام عالية واستبدال محلي للدارة الهاتفية، بالإضافة إلى خدمات المعطيات اللاسلكية من أجل تطبيقات الشبكة المحلية اللاسلكية LAN مع تدفق عالٍ للمعطيات بوحدة الزمن. تسمح معايير نظام DECT بأربعين قناة عرض الواحدة 100KHz في مجال 900MHz بنمط النفاذ المتعدد بتقسيم التردد/ المزدوج في تقسيم الزمن FDMA/TDD . وتعمل نظم DECT أيضاً عند (1890-1900)MHz لتقديم كثافة مكالمات هاتفية عالية . تستعمل عشرة ترددات بالحامل والذي يقسم ضمن إطارات مع اثنين عشرة شريحة زمنية. تعتمد الوصلة الراديوية على نمط النفاذ المتعدد بتقسيم الزمن/ المزدوج في تقسيم الزمن /المتعدد الحوامل TDMA/TDD/MC بواسطة النفاذ، محققاً تخصيص القناة الديناميكية بالزمن الحقيقي. وبالتالي يمكن للطرفية النفاذ إلى جميع الترددات للكل الشرائح الزمنية.

يتكون نظام DECT من خلايا ذات أنصاف أقطار من 20m إلى 100m ضمن الأبنية وتصل إلى 300m في خارجها. كما يسمح أيضاً بالتسليم Hand-over بين محطات القاعدة BSs. تحدد سعة النقل في نظام CT-2 لقناة واحدة بـ 32kbps، بينما يتحمل نظام DECT ضمناً معطيات متكسدة التي تصل إلى اثنتي عشرة شريحة زمنية بـ 32kbps من أجل وصلة واحدة. إن التسليم Hand-over من محطة قاعدة إلى أخرى يعتمد على قياسات القناة ويتهى بواسطة الأداة النقالة. ينحصر الامتداد الجغرافي لشبكة DECT عادة بمنطقة محدودة تبعاً للبنية التحتية عالية الثمن المطلوبة لتغطية مناطق أوسع كما يسمح نظام DECT بالتنقل الكامل ضمن منطقة التغطية.

تدار معظم شبكات DECT بواسطة معالج راديوي مركزي مما يخفض تعقيدات الإدارة. تحفظ مواضع المشتركين في قاعدة بيانات مركزية. وبالتالي تسهيل ملاحقة الموضع بشكل واضح ضمن الشبكة اللاسلكية. إذا كانت المنطقة الجغرافية معقدة وواسعة عندها يكون من الضروري استخدام معالجات مركزية متعددة لتزويد الهواتف اللاسلكية بالتنقل لمناطق أبعد، وعندها يمكن استعمال الشبكة الذكية IN لإدارة محطة التنقل.

تنجز المحطة النقالة في نظام DECT دورياً قياسات القناة، وتحكم القناة المستخدمة بالاعتماد على هذه القياسات. يتوفر لكل قناة 32kbps من أجل كل مكالمة هاتفية. تستعمل طريقة التعديل النبضي المرمز التفاضلي المتوافق ADPCM بـ 32kbps من أجل ترميز الكلام. نلاحظ أن هذا المعدل هو نصف المعتاد 64kbps المستعمل في طريقة التعديل النبضي المرمز PCM في الشبكات السلكية، ولا يتسبب في أي تشويه لجودة الكلام.

يقدم نظام DECT خدمات متعددة من أجل الاستعمال التجاري، النفاذ، الاستعمال السكني، واستبدال الدارة المحلية. كما صمم ليفي بالطلب من أجل معطيات الاتصالات، ولكن هذا النظام لا يستعمل بشكل كبير من أجل هذا التطبيق.

يصف النموذج DECT/GSM دلائل الربط الهوائي الضرورية لوصل نظام DECT مع نظام GSM. في هذه الحالة، يمكن أن يستفيد نظام DECT من منطقة التنقل الواسعة لنظام GSM، وميزات GSM يمكن أن تصل إلى الجودة العالية بما يقدمه نظام DECT. هناك حلول أخرى قيد التطوير من أجل وحدة ربط مزدوجة (الأولى من أجل نظام DECT والأخرى من أجل نظام GSM).

يوجد عدة مشاكل لشبكة DECT بالنسبة للتجانس مع الشبكات الأخرى. إذ يصف معيار DECT الطبقات الدنيا لنظام الاتصالات فقط، وترتبط بنيته التحتية تماماً بالطبقات الدنيا من النموذج المرجعي OSI، ولا يتطلب شيئاً من العمل الوظيفي للطبقات العليا. عند تحقيق الوصل، فإن معطيات بروتوكول الوصلة لنظام DECT تكون المسؤولة عن المحافظة على الوصل. إن كل وظائف معطيات طبقة الوصل وطبقة الشبكة نحتاج إليها لعمل وتثبيت الترابط بين المعالج المركزي والأداة النقالة، وهذه هي وظيفة التشوير في نظام DECT. من أجل نقل المعلومات (مثال : اتصال لطرفية نقالة إلى شبكة OSI باستعمال نظام DECT). فإنه يجب استعمال وحدة الربط لطبقة النفاذ الوسيطة.



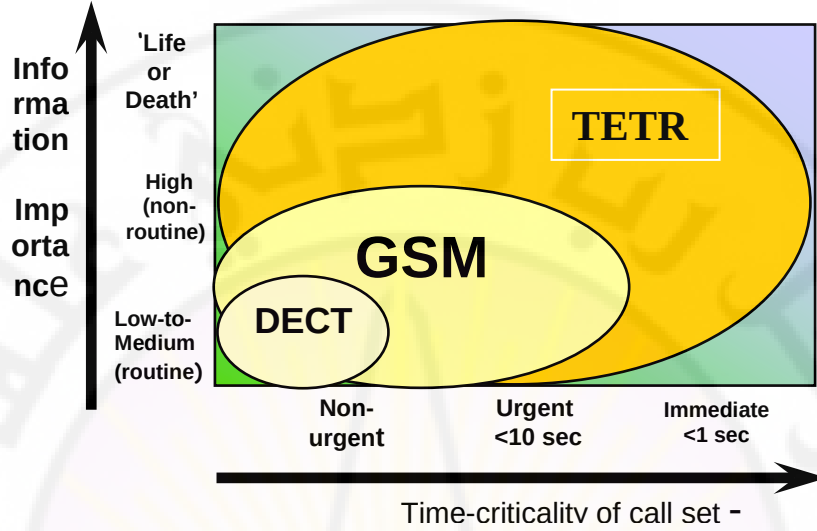
الفصل الثاني

نظام الاتصال النقال

TETRA

هو نظام لاسلكي أوروبي المنشأ اش تفتت تسميته من العبارة **TErestrial Trunked RAdio** وقد صمم هذا النظام للاتصال المتحرك لتلبية الاحتياجات المحددة لقطاع من الأعمال والمهن حيث يأخذ أحد الشكلين **PMR- Professional Mobile Radio** و **Private Access Mobile**. **Radio-PAMR** يمتلك أصحاب النوع الأول **PMR** الأجهزة النقالة والشبكات وتعد خدمات الشرطة والإطفاء والإسعاف نماذج لهذا النوع. أما النوع الثاني – **PAMR** فإن مزود الخدمة يمنح جذعاً من الأقنية **Trunk of Channels** تكون متاحة طيلة فترة الطلب مما يسمح برفع فعالية الاستخدام للترددات. إذا تم تقاسم موارد شبكة الـ **PMR** فإن المستخدمين يصبحون بشبكة **PAMR**. يشمل مستخدمي الـ **PAMR** كل من خدمات الصيانة وتسليم البضائع وشركات النقل (تاكسي وباصات وغيرها). يبين الشكل (2-1) موقع نظم الاتصال تترا بين بقية أنظمة الاتصال اللاسلكي النقالة وذلك بدلالة سرعة إقامة الاتصال وأهمية المعلومات.

اكتمل وضع المعاييريات للمرحلة الأولى لنظام تترا عام 1996 ضمن المعهد الأوروبي لمعاييريات الاتصالات **European Telecommunication Standards Institute –ETSI**، وقد ازداد منذ ذلك الوقت عدد الدول التي تستخدم نظام تترا خارج دول الاتحاد الأوروبي التي ينتشر فيها.



الشكل (1-2) : موقع TETRA بالنسبة لـ GSM و DECT

1-2 خصائص وصفات نظام TETRA :

يتوفر لهذا النظام الخصائص التالية:

- يؤمن الاتصال بين جهاز راديو وراديو آخر كما يوفر البث لعدد من المستمعين بأن واحد.
 - سرعة إقامة الاتصال.
 - يعمل بنمط نصف مزدوج أو مزدوج Half/Full-Duplex mode.
 - يحقق الارتباط مع الشبكة الهاتفية العامة PSTN.
 - يعمل أساساً بشكل مباشر Direct Mode Operation -DMO.
 - تتم المحاسبة على أساس منبسط وليس على أساس تكلفة الدقيقة.
- أما الجدول (1-2) فيبين مقارنة أهم المحددات مع ما يقابلها في أنظمة اتصال لاسلكية تتقارب بالوظيفة.

جدول (1-2): أهم محددات TETRA بالمقارنة مع أنظمة الاتصال اللاسلكية المقاربة وظيفياً

APCO25	DECT	GSM	TETRA	الخصائص
9.6kbs	144.4kbs	9.6kbs	28.8kbs	معدل المعطيات للمستخدم
12.5	166.6	25	6.25	عرض القناة kHz
		✓	✓	تغطية المنطقة الواسع WAC
	✓	✓	✓	سهولة متأصلة للنمط Duplex
	✓	✓	✓	الخدمة الهاتفية
✓			✓	خدمات الـ PMR
✓			✓	الأولوية و Pre-emption
✓			✓	زمن إقامة الاتصال أقل من 0.3 ثانية
✓			✓	مكالمة لمجموعة /إذاعة
✓			✓	صف انتظار للمكالمات
✓			✓	Scaleability
✓			✓	استقلالية الجهاز الطرفي
✓			✓	Codec منخفض البت وموثوق
			✓	إمكانية الـ V+D

2-2 أنماط نظام TETRA :

هناك ثلاثة أنماط مختلفة تتوفر بهذا النظام هي:

- كلام + معطيات (V+D).
- عمل بالنمط المباشر DMO.
- رزمة المعطيات المؤتملة (Packet Data Optimized (PDO).

أ- النمط الأول:

يسمح النمط V+D بالانتقال الآني بين الكلام أو المعطيات أو بنقلهما معاً حسب المطلوب. كما أن بروتوكول الراديو المستخدم يعمل بأمثلة عالية تؤمن سرعة إقامة الاتصال ونمط FD/HD بالإضافة إلى فعالية عالية باستخدام الطيف الترددي.

ب- النمط الثاني:

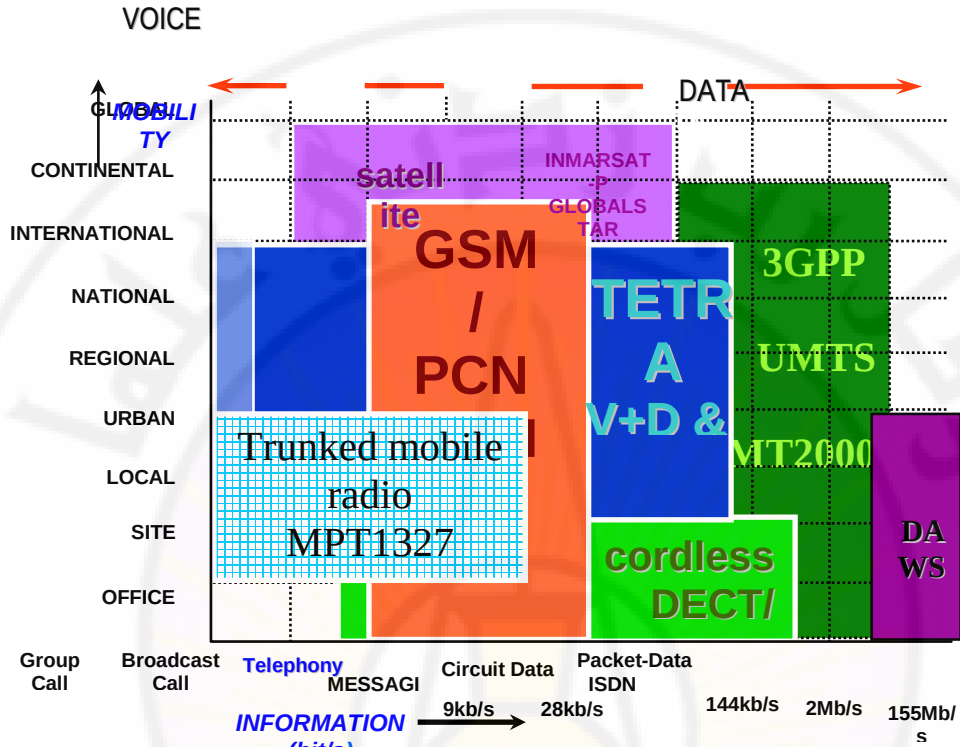
يسمح النمط الثاني DMO أيضاً بنقل كل من الكلام والمعطيات باستخدام الوسيلة أو بالاتصال المباشر بينما لا يمكن تحقيق نمط الاتصال FD هنا.

ج- النمط الثالث:

يستخدم نمط الـ PDO لنقل المعطيات بشكل رئيسي وتزداد فعاليته كثيراً حين تكريسه لنقل المعطيات حصراً كما في مشروع DAWS لدى الـ ETSI. يبين الشكل (2-2) هذا المعنى.

2-3- بنية نظام TETRA:

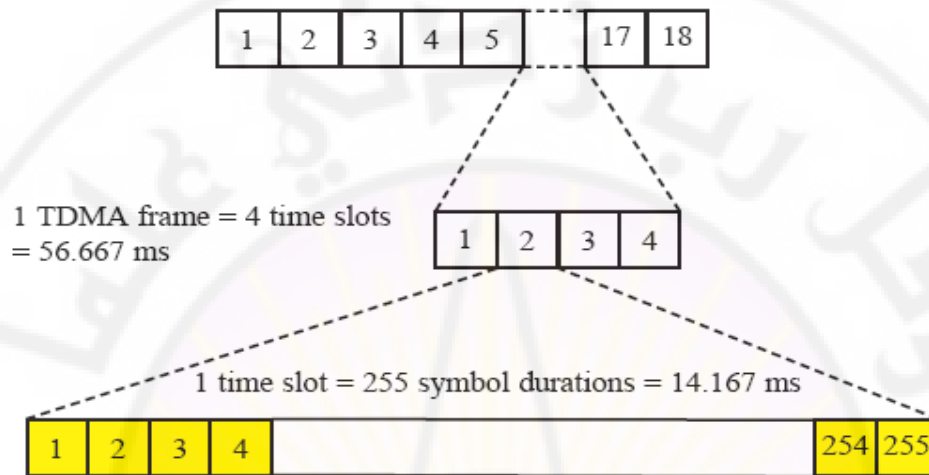
يعتمد نظام الاتصال TETRA معيار الـ TDMA أي تقاسم التردد الواحد زمنياً من قبل عدة مستخدمين وبالتالي وجود عدد من الفتحات الزمنية وفق الشكل (2-3). يتبين من هذا الشكل أن هناك ما يسمى متعدد الإطارات Multi frame ويساوي 18 إطاراً TDMA ويساوي 1.02 ثانية. ويحتوي كل إطار TDMA على 4 فتحات زمنية ويساوي 56.667 ميلي ثانية.



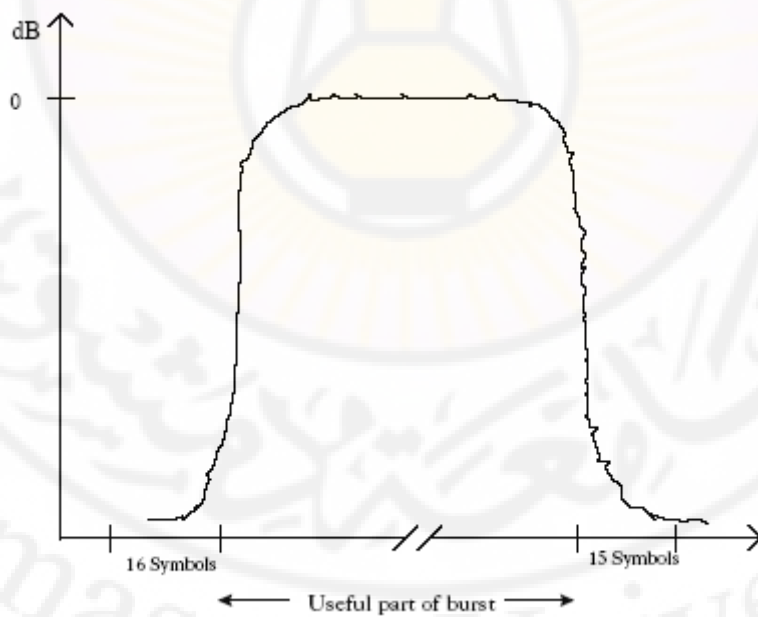
الشكل (2-2): سعة أنظمة الاتصال اللاسلكية المختلفة بعملية نقل المعطيات

بهذا نرى أن بإمكان عدد من أجهزة الراديو أن تتخاطب دون أن تتداخل مع بعضها لأن لكل منها فتحة زمنية خاصة به . أي أن كل جهاز يرسل معطياته بشكل ومضي burst كما بالشكل (4-2) .

1 multiframe = 18 TDMA frames = 1.02 s



الشكل (2-3): الفتحات الزمنية بنظام TETRA



الشكل (2-4): الإرسال الزمني بنظام TETRA

2-4 المحددات الأساسية لنظام TETRA : Basic Specifications

يبين الجدول أدناه أهم المحددات وهي: المجال الترددي Frequency Range، ونمط الازدواج Duplex mode، وتباعد ترددي الازدواج Duplex Spacing، وتباعد الحاملين Carrier Spacing، وانتخاب الأفقية Channel Multiplex، وعرض الفتحة الزمنية Time slot length، واستطاعة الإرسال RF transmit power، ومعدل المعطيات الخام Gross bit rate، ونوع التعديل Modulation، ونوع الترميز للكلام Speech coding، بالإضافة إلى معدل المعطيات Data rate.

Frequency range:	Not fixed, preferred bands for European applications: 380 ... 400 MHz for public safety systems 410 ... 430 MHz for commercial applications 450 ... 470 MHz 870 ... 876/915 ... 921 MHz
Duplex:	Frequency Division Duplex FDD
Duplex spacing:	Not fixed, but in Europe typically 10 MHz (downlink in the lower band usually)
Carrier spacing:	25 kHz
Channel multiplex:	TDMA: four time slots per frame (18 frames per multiframe)
Time slot length:	14.167 ms (frame length = 56.667 ms, multiframe length = 1.02 s)
RF transmit power:	MS: 15 ... 45 dBm (0.03 ... 30 W) in 5 dB steps (maximum power depending on mobile class) BS: 28 ... 46 dBm (0.6 ... 40 W), depending on BS power class
Gross bit rate:	36 kbit/s
Modulation:	$\pi/4$ -DQPSK, roll-off factor $\alpha = 0.35$
Speech coding:	A-CELP (Algebraic Code-Excited Linear Predictive) Codec, 4.8 kbit/s
Data rate:	Up to 7.2 kbit/s per channel, 28.8 kbit/s with multiple slots

الفصل الثالث

الطرفيات النقالة

Mobile Terminals

- مقدمة

تتناول هذه الطرفيات طيفاً واسعاً من التطبيقات التي تؤثر بشكل كبير على تطورها وتشمل الموسيقى النقالة Mobile Music، والألعاب النقالة Mobile Games، والتلفاز النقال Mobile TV، والكاميرا النقالة Mobile Camera، والمفكرة النقالة Mobile Organizer وغيرها. يتضح مما ذكر أن الهاتف النقال قد تطور كثيراً ليتجاوز دوره التقليدي لكونه وسيطاً مهماً لتحقيق الاتصالات المحكية فقط. إن هذا التطور في الأجيال الجديدة لشبكات الاتصال قد فتح الباب وواسعاً لتطور صناعة الطرفيات النقالة. تقدر بعض المصادر (TELECOM TRENDS INTERNATIONAL) عدد الطرفيات بحوالي 800 مليون في عام 2005 ويصل إلى 1700 مليون في عام 2012 تتجاوز حصة الـ UMTS منها 1000 مليون طرفية. تعد المتطلبات التالية الأكثر تحدياً في تصميم الطرفيات النقالة: تعقيد حسابات المعالجة، استهلاك منخفض للطاقة، تدفق معطيات مرتفع، كلفة منخفضة، تأخير قليل.

من المقدر أن تلعب الطرفيات النقالة دوراً مهماً في حياتنا اليومية مستقبلاً، وتجاوز دورها من مجرد تحقيق الاتصال إلى تشكيلة واسعة من التطبيقات من بينها مثلاً الأعمال التجارية بالراديو M-commerce والألعاب وغير ذلك. إن الرؤيا المستقبلية لعالم ICT القادم تتضمن تحقيق إمكانية التخاطب والاتصال

بين مختلف هذه الطيفيات النقالة. يتوجب التذكر هنا أن واقع حال هذه

الطيفيات لا يحقق ما ذكرناه بالوقت الحاضر نظراً لأسباب عديدة منها:

- ازدياد الطلب على الحركية خلال الاتصال.
 - ازدياد المتطلبات مع تطور التقانات.
 - ازدياد الحاجة لمزيد من إمكانية النفاذ وبشكل أكثر بساطة.
- تمكن طرفية الحاسب النقال من تصفح الأنترنت وتحقيق خدمة الرسائل الإلكترونية بالإضافة لطيف واسع من التطبيقات الأخرى.

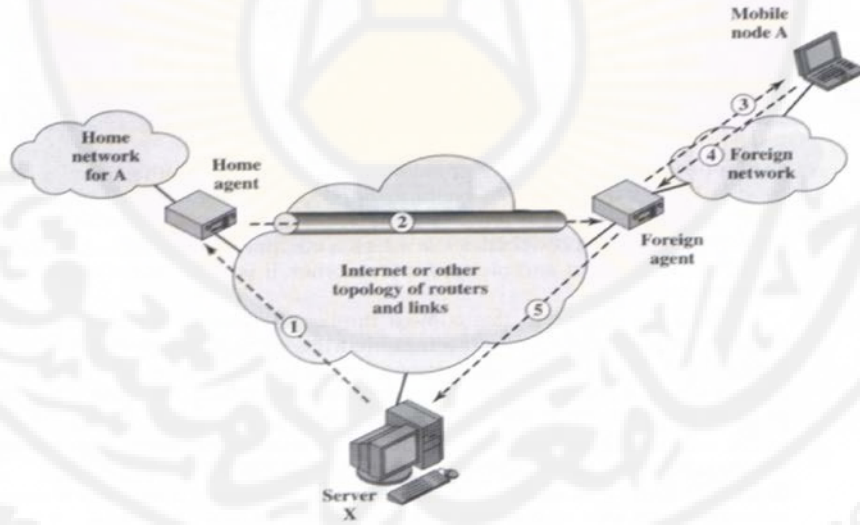
3-1 ال IP النقال :

يبين الشكل (3-1) ال IP النقال Mobile IP وكيفية تعامله مع مشكلة عناوين ال IP الديناميكية. تتسبب عقدة نقالة إلى شبكة معينة تكون بمثابة شبكة الموطن Home-network أما عنوان ال IP لها فيعرف بعنوان الموطن Home-address وهو ستاتيكي. عند تحرك العقدة فإن ارتباطها بشبكة أخرى غريبة تدعى Foreign network وتدخل على تلك الشبكة من خلال الموجه Router حيث تدعى من قبل هذه الشبكة بالوسيط الغريب Foreign agent . يمكن تلخيص ما يحدث عند انسياب المعطيات بين العقدة المتحركة والشبكة بالخطوات التالية :

- يرسل المخدم X معطيات IP datagram موجهة للعقدة المتحركة A وذلك بوجود عنوانها الموطن في الترويسة وبالتالي يوجه IP datagram إلى شبكة الموطن لـ A .
- يتم إدراك ال IP datagram في شبكة الموطن من قبل وسيط الموطن Home agent . يقوم هذا الأخير بتضمين كامل datagram داخل IP datagram جديد يوجد في ترويسته مراعياً العنوان الجديد لـ A (A's care -of address) ثم يعيد إرسال ال datagram . تدعى عملية

استخدام datagram IP الخارجي بعنوانين مختلفين للمقصد Destination بالنفقية Tunneling يوجه هذا الـ IP datagram إلى الوسيط الغريب.

- يتحرر الوسيط الغريب بعد ذلك من ترويسة الـ IP الخارجية ويضمن IP datagram الأصلية في وحدة بروتوكول معطيات في سوية الشبكة Network-level PDU ثم يسلم datagram الأصلي إلى A عبر الشبكة الغريبة.
- تستعمل A عنوان الـ IP لـ X عندما ترسل A الـ IP traffic إلى X حيث نلاحظ في هذه الحالة أن X ثابتة وليست عقدة متحركة.
- تسافر الـ IP datagram من A إلى X مباشرة عبر الأنترنت باستخدام عنوان الـ IP للعقدة X.



الشكل (1-3): آلية الاتصال باستخدام الـ IP النقال

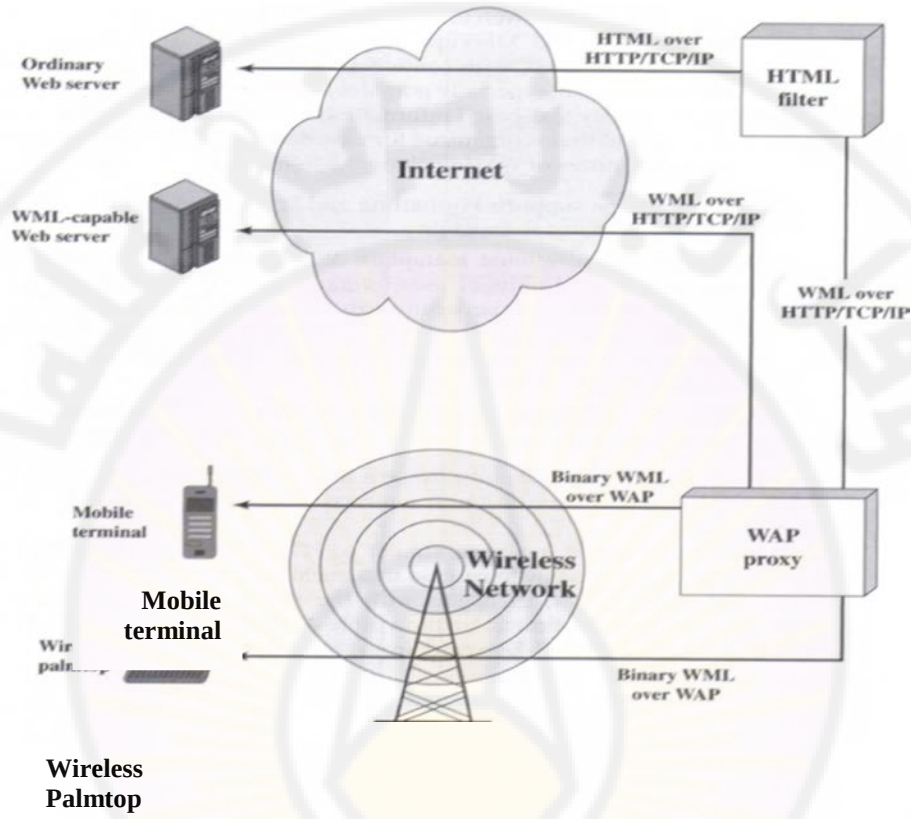
يتضمن الـ IP النقال الإمكانيات التالية لتحقيق العمليات الموضحة أعلاه:

- الاستكشاف Discovery : تستخدم العقدة النقالة هذا النمط للتحقق من الوسيط الأصيل والغريب
- التسجيل Registration : تستخدم العقدة النقالة آلية تسجيل مشرعة لإعلام وسيطها الأصلي بخاصتها من care-of address
- النفقية Tunneling : تستخدم لتوجيه الـ IP datagram من العنوان الموطن إلى الـ care-of address

2-3 بروتوكول الـ WAP :

طوّر بروتوكول الـ Wireless Application Protocol-WAP من قبل منتدى الـ WAP ليصبح معياراً عالمياً ويمكن مستخدم الهاتف النقال وكذلك بقية الطرفيات النقالة (مثل المنبه Pager والمساعد الشخصي الرقمي PDA) من النفاذ إلى خدمات المعلومات الهاتفية بما في ذلك الانترنت والوب. لقد صمم الـ WAP ليعمل مع كل شبكات اللاسلكي مثل: GSM و TDMA و CDMA . وهو مؤسس على معايير الانترنت الحالية مثل IP و XML و HTML و HTTP إلى أقصى قدر ممكن.

يبين الشكل (2-3) أهم المكونات في بنية الـ WAP حيث يمكن لمستخدمه أن يتصفح محتويات الوب باستخدام طرفية نقالة وعبر مخدم انترنت عادي. حيث يزود هذا الأخير المعلومات على شكل صفحات مرمزة بـ HTML وترسل باستخدام مكدس بروتوكول الوب المعياري Standard Web Protocol Stack (HTTP/TCP/IP) . لذا يتوجب على محتوى الـ HTML المرور عبر مرشح HTML والذي يمكن أن يوجد إما في بروكسي الـ WAP أو في مكان آخر منفصل. يقوم هذا المرشح بترجمة محتوى الـ HTML إلى محتوى WML .



الشكل (3-2): بنية الاتصال باستخدام بروتوكول WAP

تتضمن مواصفات الـ WAP مايلي:

- نموذج برمجي يستند إلى النموذج البرمجي WWW .
- لغة إضافة markup language خاصة باللاسلكي وتنتمي إلى XML
- مواصفات خاصة لمتصفح Browser صغير ملائم لطرفية لاسلكية نقالة.
- مكس بروتوكول الاتصال خفيف الوزن.

- إطار عم ل Framework مناسب لتطبيقات اللاسلكي المهتوف
- Wireless Telephony Applications-WTAs



الفصل الثالث

قنوات حركة نظام GSM GSM Traffic Channels

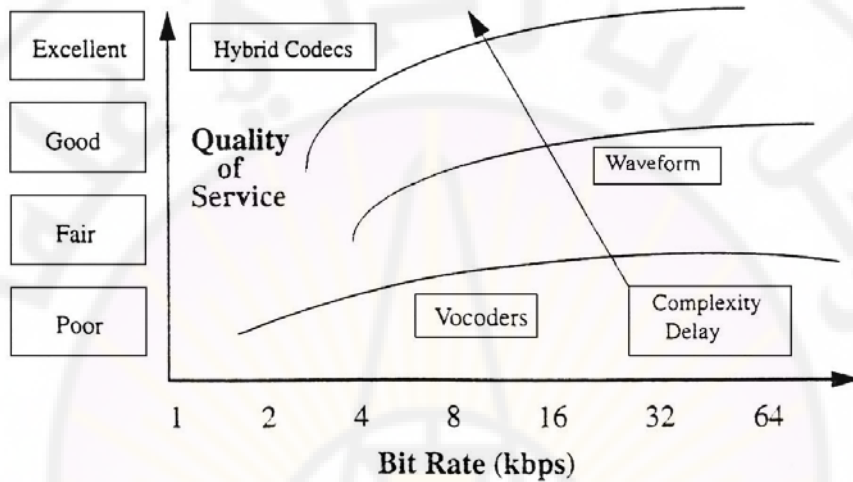
1-3 ترميز الكلام في نظام GSM Speech Coding in GSM

1-1-3 طرق ترميز الكلام Speech Coding Methods

إن عملية ترميز الكلام تهدف إلى تخفيض معدل البت في الكلام الرقمي من أجل الإرسال أو التخزين، بينما تبقى نوعية الكلام مقبولة من أجل التطبيق. ويمكن أن نصنف طرق ترميز الكلام كما يلي:

- ترميز شكل الموجة *Waveform Coding*
- ترميز المصدر *Source Coding*
- ترميز هجين *Hybrid Coding*

يرسم في المنحني المبين بالشكل 1-3 معدل البت على محور لوغاريتمي بدلالة أصناف من الكلام الرديء إلى الأفضل، مطابقاً لخمس قيم مدرجة من 1 إلى 5 كما عرفها الاتحاد الدولي للاتصالات *ITU*. ويمكن الإشارة إلى أنه من أجل التعقيد الأقل وزمن منخفض يتطلب ذلك معدل بت من 32kbps إلى 64kbps. هذا أوحى باستعمال ترميز شكل الموجة. على كل حال، من أجل معدل بت منخفض من 4kbps إلى 8kbps، يجب استعمال الترميز الهجين. هذه الأنواع من الترميز تميل لأن تكون معقدة مع الزمن المرتفع.



الشكل (3-1) : معدل البت بدلالة نوعية الخدمة QoS .

2-1-3 الصفات المميزة لترميز الكلام *Speech Codec Attributes*

إن نوعية الكلام كما ينتج من ترميز الكلام تتعلق بمعدل نقل البت، التعقيد، الزمن وعرض المجال. لذلك، عندما نعتبر ترميز الكلام يكون من الضروري اعتبار كل هذه الصفات. و يجدر بنا الإشارة إلى وجود تأثير متبادل متين بين كل هذه الصفات والتي يمكن أن تؤثر الواحدة على الأخرى. مثال، يميل معدل البت المنخفض لأن يأخذ زمناً أكبر بالمقارنة مع الترميز لمعدل البت المرتفع. يوجد هنا بشكل عام تعقيد أكثر للإنجاز وغالباً تكون هناك نوعية كلام منخفضة بالمقارنة مع الترميز لمعدل البت المرتفع.

Transmission of Bit Rate

• معدل نقل البتات

بما أن الكلام المرمز يتشارك بقناة الاتصالات مع معلومات أخرى، فإن ذروة معدل البت يجب أن تكون قدر الإمكان منخفضة نظراً لأنها لا تستعمل التشارك المناسب للقناة. طور الترميز تحت 64kbps لزيادة سعة التجهيزات المستعملة في وصلات عرض المجال الضيق. من أجل القسم الأكبر، يكون الترميز ترميزاً ثابتاً لمعدل البت، وهذا يعني بأنها تعمل بنفس المعدل بصرف النظر عن الدخل. في الترميز المتغير لمعدل البت، فإن فعالية حمل الشبكة والصوت تحدد المعدل اللحظي المخصص لقناة صوتية ما. إن أي كلام مرمز ثابت لمعدل البت يمكن أن يجمع مع كاشف فعالية الصوت VAD ويصنعان مع بعضهما وضعين بسيطين لنظام متغير معدل البت. المعدل المنخفض يمكن أن يكون إما صفراً أو معدلاً منخفضاً مطلوباً لوصف خصائص الضجيج الخلفي المتغير ببطء. مهما يكن الطريق، فإن عرض المجال لقنوات الاتصالات يستعمل فقط من أجل الكلام الفعلي.

• الفترة الزمنية Delay

إن الفترة الزمنية للكلام المرمز يمكن أن يكون لها تأثير كبير على ملائمة التطبيق الخاص. من أجل فترة زمنية لمحادثة وحيدة الاتجاه أكبر من 300ms ، فإن الحديث يصبح أقرب إلى إرسال مزدوج وحيد الاتجاه أكثر من محادثة عادية. تتضمن مركبات الفترة الزمنية للنظام الكلي حجم الإطار، زمن الإرسال المضاعف، زمن الإجراء من أجل العد وزمن الإرسال. معظم مرمزات الكلام ذات معدل البت المنخفض تعالج إطاراً واحداً من معلومات الكلام في المرة الواحدة. تحدث محددات الكلام وترسل من أجل كل إطار. بالإضافة، إلى تحليل المعلومات بشكل صحيح وبعض الأحيان من المستحسن تحليل المعلومات خلف حدود الإطار. لهذا السبب من الضروري عزل إطار المعلومات قبل أن يتم تحليل الكلام. إن الفترة الزمنية الناتجة يشار

إليها بالفترة الحسابية. مركبة الفترة الزمنية هذه لا يمكن أن تخفض بتغيير الوسيلة. كل مركبات الفترة الزمنية الأخرى يمكن أن تخفض بتغيير الوسيلة. إن المساهمة الرئيسية من أجل الفترة الزمنية تأتي من الزمن المأخوذ من المرمز *Encoder* لتحليل الكلام وفك المرمز *Decoder* لإعادة الكلام. هذا القسم من الفترة الزمنية يشار إليها بفترة المعالجة. وتعتمد على سرعة الكيان الصلب *Hardware* المستعمل لتنفيذ الترميز. إن مجموع الفترة الحسابية *Algorithmic delay* وفترة المعالجة *Processing delay* يدعى بفترة الترميز وحيدة الاتجاه. المركبة الثالثة للفترة نعزى للنقل. وهي الفترة المأخوذة من أجل إطار من المعلومات لأن يرسل من المرمز إلى مفكك الرموز. إن مجموع الفترات الثلاث يدعى بفترة النظام وحيد الاتجاه. بالإضافة إلى وجود إطار التفريق *Interleaving* والذي يضيف تقريباً فترة $20ms$ إضافية لفترة النقل. إن إطار التفريق يكون ضرورياً لمعالجة خفوت القناة.

• التعقيد *Complexity*

ينفذ ترميز الكلام في الكيان الصلب الخاص، مثل معالجات الإشارة الرقمية DSP_s . وتوصف خصائصها بسرعة الحساب بملايين الأوامر بالثانية $MIPS$ ، حجم ذاكرة الوصول العشوائية RAM ، وحجم ذاكرة القراءة فقط ROM . من أجل مرمز الكلام، النظام المصمم يختار كيفية تخصيص منابع لترميز الكلام. اعتمد مرمز الكلام بأقل من $15MIPS$ للحصول على تعقيد منخفض من تلك التي تتطلب $30MIPS$ أو أكثر والتي تعتبر عالية التعقيد، تعقيد أكبر ينتج بتكاليف عالية واستهلاك أكبر للاستطاعة، من أجل التطبيقات المحمولة فإن الاستهلاك الأكبر للاستطاعة يعني تخفيض الزمن لإعادة شحن البطاريات أو استعمال بطاريات أكبر والذي يعني زيادة في السعر والوزن.

• النوعية Quality

إن للنوعية البعد الأهم من بين الصفات المميزة. الشكل 3-1 يمثل منحني نموذجي يربط أداء مختلف طرق الترميز. في كثير من التطبيقات يوجد مقدار كبير من الضجيج الخلفي (ضجيج السيارة، ضجيج الشارع، ضجيج المكتب، وهكذا دواليك...). كيف يمكننا أن ننجز الترميز تحت هذه الشروط غير الملائمة ؟ ماذا يحدث عندما يوجد أخطاء القناة خلال الإرسال ؟ هل هذه الأخطاء تكشف أو لا تكشف ؟ إذا لم تكشف، فإن المرمز يجب أن ينجز بصعوبة أكثر منها في الإطارات الكاملة التي يوجد فيها أخطاء. كيف يمكن للمرمز أن يعمل عندما يرمز الكلام ويفك ترميزه مرتين. كل هذه الأسئلة يجب أن تؤخذ بعين الاعتبار خلال مرحلة تجربة ترميز الكلام. إن نوعية الكلام تعتمد غالباً على النقاط الخمس بقيم مقياس MOS من 0 إلى 5 المعرفة من قبل الاتحاد العالمي للاتصالات ITU-I.

3-1-3 التنبؤ الخطي للتحليل المعتمد على التحليل بواسطة التركيب

LPAS : Linear – Prediction – based Analytical by Syntheses

تزود طرق LPAS ترميزاً كلامياً فعالاً بمعدلات 4kbps و 16kbps. في الترميز الكلامي لـ LPAS ، يقسم الكلام إلى إطارات بحوالي 20ms في الطول والتي من أجلها تحسب عوامل التنبؤ الخطي LP. ويتنبأ المرشح LP لكل عينة من مجموعة عينات سابقة.

إن التحليل بالتركيب للترميز الكلامي، يكمل الإشارة المتبقية إلى عناصر أساسية من إطار جزئي إلى إطار جزئي آخر (يوجد عادة من 2 إلى 8 إطار

جزئي بالإطار). تشكل الإشارة المكتملة المتبقية تحريض الإشارة من أجل المرشح المركب LP . من كل إطار جزئي، يستعمل معيار لانتقاء الإشارة المحرصة الأفضل من مجموعة الإشارات المحرصة المختبرة. يقارن المعيار إشارة الكلام الأصلية مع إشارات الكلام المعاد بناؤها. بسبب التركيب الضمني لمعيار التقييم، تدعى هذه الطريقة بالترميز التحليلي بواسطة التركيب ($Analysis - By - Syntheses : ABS$) . من أجل معدلات منخفضة للبت، ينجز التمثيل الفعال الأكثر باستعمال شعاع التكميم. من أجل كل إطار جزئي، تنتقى الإشارة المحرصة من عدة أشعة خزنت في كلاب الرمز ($Codebook$) ، ثم يرسل دليل الشعاع المتوافق الأفضل. عند المستقبل يستعاد هذا الشعاع من كتاب الرمز نفسه. ترشح الإشارة المحرصة الناتجة عبر مرشح LP المركب لإنتاج الكلام المعاد بناؤه. يعرف عادة ترميز التنبؤ الخطي ABS الذي يستعمل تقريب كتاب الرمز بترميز $CELP$.

تستعمل تقليدياً المرمزات التي تعمل على ضغط الإشارة $Parametrics$ $Codes$ في معدلات البت المنخفضة. إن الفهم التام لإشارة الكلام والإحساس بها يكونان ضروريين للحصول على نوعية جيدة للكلام بالمرمزات التي تعمل على ضغط الإشارة. يستعمل الترميز ($Parametric Code$) من أجل حالات الإشارة الكلامية التي تفهم بشكل جيد، بينما يستعمل إجراء شكل الموجة ($Waveform-matching$) المتوافق من أجل الحالات التي لا تفهم بشكل جيد. تخفف قيود شكل الموجة المتوافق الحالات التي يمكن أن تستبدل بنماذج تعمل على ضغط الإشارة الصوتية ($Parametrics models$) بدون أن تقلل من نوعية الكلام المعاد بناؤه.

3-1-4 معايير الاتحاد الدولي للاتصالات ITU-I

يبين الجدول 3-1 الأنواع المختلفة الترميز والتي تم تقييسها بواسطة الاتحاد الدولي للاتصالات.

الجدول (3-1) : مقارنة ترميز الكلام حسب ITU

Codec	Bit Rate (kbps)	Frame size (ms)	Subframe size (ms)	Algorithmic Delay (ms)	MIPS (fixed-point DSP)	RAM (16 – bit words)
G. 723.1	6.3	30	7.5	37.5	14.6	2.2 K
G. 723.1	5.3	30	7.5	37.5	16	2.2 K
G. 729	8	10	5	15	20	2.7 K
G. 729 A	8	10	5	15	10.5	2 K

3-1-5 ترميز شكل الموجة Waveform Coding

بشكل عام، تصمم مرمزات شكل الموجة بحيث تكون مستقلة عن الإشارة. نضع دخل شكل الموجة للمرمز في *facsimile* كنسخة طبق الأصل عنها على خرج مفكك الرموز وتكون فعالية الترميز متواضعة. على كل حال، يمكن تحسين فعالية الترميز باستغلال بعض خواص الإشارة الإحصائية، إذا تم اختيار محددات الترميز الأفضل من أجل معظم أنواع دخل الإشارة، بينما تحافظ على نوعية جيدة للأنواع الأخرى من الإشارات. يمكن أن تقسم مرمزات شكل الموجة إلى جزأين فرعيين : مرمزات شكل الموجة في المجال الزمني و مرمزات شكل الموجة في المجال الترددي.

• مرمزات شكل الموجة في المجال الزمني Time Domain Waveform Coding

إن التمثيل المعروف لإشارة الكلام يستعمل الترميز لشكل الموجة في المجال الزمني هو قانون A في أوروبا أو قانون μ في أمريكا الشمالية لضغط

وانبساط PCM عند 64kbps (الشكل 3-2). يستخدم كلاهما خواص الضغط والانبساط اللاخطي لإعطاء SNR ثابتة على كامل مجال الدخل الديناميكي.

1- قانون A

$$s(t) = [i(t)] \frac{[1 + \ln(A|i(t)|)]}{1 + \ln A}, \quad 1/A < |i(t)| < 1 \quad (1-3)$$

أو

$$s(t) = [i(t)] \frac{[1 + \ln(A|i(t)|)]}{1 + \ln A}, \quad 0 < |i(t)| < 1/A$$

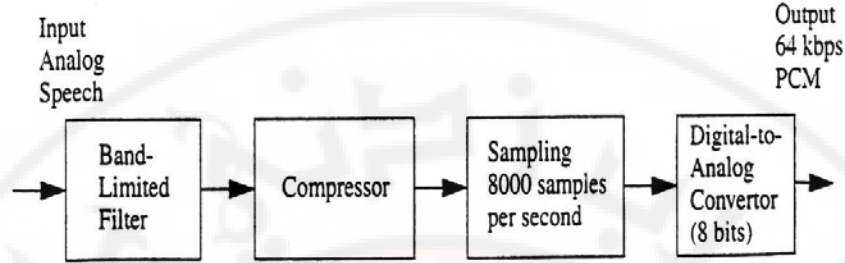
حيث : $A = 87.6$

2- قانون μ

$$s(t) = [i(t)] \frac{[1 + \ln(\mu|i(t)|)]}{\ln(1 + \mu)}, \quad -1 < |i(t)| < 1 \quad (2-3)$$

حيث : $\mu = 255$

ترمز مرمزات شكل الموجة في المجال الزمني إشارة الكلام على كامل مجال الإشارة وتحفظ صورة عنها عبر نسخة طبق الأصل عند الدخل. إن الفرق بين مختلف طرق للترميز هو طريقة استعمال التنبؤ لتخفيض التغير في الإشارة التي سترمز لتخفيض عدد البتات الضرورية لتمثيل شكل الموجة المرمز. نعطي هنا مثلاً الترميز ADPCM بـ 32kbps تبعاً لـ G.721 من الاتحاد الدولي للاتصالات.



الشكل (2-3) : التعديل النبضي المرمز PCM .

- ترميز شكل الموجة في المجال الترددي *Frequency Domain* *Waveform Coding* في رموزات شكل الموجة في المجال الترددي، تقسم الإشارة إلى عدد من المجالات الجزئية وكل مجال جزئي من الإشارة يرمز باستعمال عدد مختلف من البتات ليفي بمتطلبات النوعية للمجال.

6-1-3 مرمزات المصدر *Vocoders*

هي دارات تحويل الإشارة الصوتية التماثلية إلى إشارة رقمية مضغوطة والتي تستعمل بعض خواص آلية إنتاج الكلام البشري. ينتج الكلام البشري بإصدار موجات الصوت المضغوطة والتي صدرت في الأصل من الشفاه، مع أن القدرة المعنية أيضاً انبعثت، بشكل بعض الأصوات من الأنف، الحنجرة ومناطق أخرى. في الكلام البشري، الهواء المضغوط بواسطة الرئات يحرض الأوتار الصوتية بنمطين نموذجيين. عندما ننشئ لفظ الأصوات، تهتز الأوتار الصوتية وتنشأ أصوات ملفوظة شبه دورية. في مجال القدرة المنخفضة لا تلفظ الأصوات وبالتالي الأوتار الصوتية لا تشارك في إنتاج الصوت، والمصدر يعمل كمولد ضجيج. عند ذلك ترشح الإشارة المتحيزة عبر الجهاز الصوتي،

والذي يتصرف كمرشح تشكيل الطيف. هذا يمكن أن يوصف تماماً بتابع تحويل كامل الأقطاب التي تنشأ بفعل تشكيل الطيف المعني، المسار الصوتي، خصائص زاوية الشفاه وهكذا.

في حالة *Vocoders* ، بدلاً من إنشاء نسخة مطابقة لإشارة الدخل عند الخرج، مجموعة من محددات المصدر ملائمة تشكل لتمييز إشارة الدخل بشكل مطابق من أجل فترة زمنية معطاة. تستعمل المراحل التالية في هذه العملية:

- تقطع الإشارة الكلامية إلى قطع شبه ثابتة بـ $(5-20) ms$.
- تخضع القطع الكلامية للتحليل الطيفي لإيجاد العوامل كلها من مرشح التحليل لتخفيض القدرة المتنبئة المتبقية إلى الحد الأدنى. تعتمد هذه الطريقة على حساب عوامل الارتباط الذاتية الكلامية وعند ذلك نستعمل إما طريقة المصفوفة العكسية أو الطريقة التكرارية.
- تعين محددات المنبع المطابقة. تقاس كمية محددات التحريض بالإضافة إلى عوامل المرشح وترسل إلى مفكك الترميز لتركيب نسخة مطابقة للإشارة الأصلية بتحريض كل الأقطاب بمرشح التركيب.
- تحدد مسبقاً النوعية لمثل هذه الطريقة بدقة نموذج المصدر مفضلاً ذلك على دقة قياس كمية المحددات. تحدد نوعية الكلام بصحة نموذج المصدر المستعمل. إن الميزة الرئيسية في *Vocoder* هي معدلات البت المنخفضة، مع نوعية الكلام التركيبية المنخفضة نسبياً. يمكن أن تصنف *Vocoders* في أصناف فرعية بالمجال الترددي والزمني. على كل حال، إن *Vocoders* التي تعمل في المجال الترددي تكون أكثر فعالية من *Vocoders* التي تعمل في المجال الزمني.

7-1-3 الترميز الهجين Hybrid Coding

يفضل الترميز الهجين على ترميز شكل الموجة *Waveform* وترميز المصدر *Vocoders* من ناحيتين، نوعية الكلام ومعدل نقل البتات وأيضاً بشكل عام من ناحية، التكلفة الكبيرة للتعقيد. ويشار إليه أيضاً بترميز التحليل بالتركيب *ABS* .

تعود معظم معايير ترميز الكلام الدولية والإقليمية الحديثة إلى صنف من ترميز *LPAS*. هذا الصنف يتضمن توصيات الاتحاد الدولي للاتصالات *ITU* ، *G723.1* ، *G728* ، *G729* بالإضافة إلى معايير الخليوي الرقمي والمتضمن :

- في أوروبا : *GSM* ، المعدل الكامل - المعدل نصف الكامل - المعدل الكامل المعزز.
- في أمريكا الشمالية : المعدل الكامل - المعدل نصف الكامل - المعدل الكامل من أجل نظام *TDMA IS-136* و نظام *CDMA IS-95* .

- في اليابان : *PDC* المعدل الكامل و المعدل نصف الكامل.
- في مرمز *LPAS* ، يتم فك تشفير الكلام بترشيح الإشارة الخارجة بواسطة مولد تحريض عبر مرشح تنبؤ مركب طويل الأجل وقصير الأجل. يتم الحصول على الإشارة المتحيزة بتخفيض متوسط مربع الخطأ إلى الحد الأدنى على مجموعة العينات. إن خطأ الإشارة هو الفرق بين الإشارة الأصلية والإشارة بعد فك الترميز. إنها تنقل عبر مرشح التثقيل. تكيف المتنبآت الطويلة الأجل والقصيرة الأجل خلال ساعات العمل. ولذلك، إجرائية التحليل (الترميز) تتضمن إجرائية التركيب (فك الترميز)، أي مواصفات المرمز تعرف مفكك الرموز. ينمذج مرشح التركيب القصير الأجل الارتباط (*Correlation*) قصير الأجل (غلاف الطيف) في إشارة الكلام (الصوت). وهذا يسمى بمرشح كل

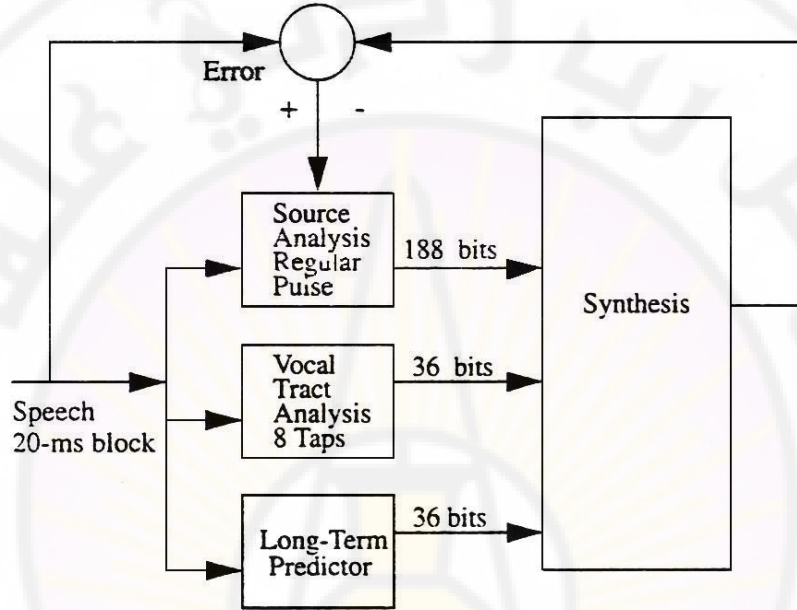
الأقطاب. تحدد عوامل التنبؤ من إشارة الكلام المستعملة تقنيات LP . كما تكيف عوامل المتنبآت قصيرة الأجل خلال العمل، مع معدلات تتغير من 30 إلى الأعلى مثل 400 مرة بالثانية. ينمذج مرشح التنبؤ الطويل الأجل الارتباط طويل الأجل (البنية الطيفية الدقيقة) في إشارة الكلام. ومحدداته هي الفترة الزمنية وعوامل الريح، من أجل إشارة دورية، تطابق الفترة الزمنية إلى فترة طبقة الصوت (أو يمكن عدد صحيح من فترات طبقة الصوت). تكون الفترة الزمنية عشوائية بالنسبة للإشارات غير الدورية. نموذجياً، تكيف عوامل المتنبآت الطويلة الأجل عند معدلات تتغير بين 100 إلى 200 مرة بالثانية.

3-1-8 مرمزات *Vocoders* من أجل نظام *GSM*

• المرمز ذو المعدل الكامل *Full-Rate Vocoder*

يستند مرمز *Vocoder* في نظام *GSM* إلى ترميز التنبؤ الخطي بتحريض نبضي منتظم *LPC-RPE* يبين الشكل 3-3 المخطط الكتلي البسيط. يعالج المرمز كتلاً من الكلام بـ 20ms . تتضمن كل كتلة كلام 260bits- يكون معدل الخرج 13kbps. يحتوي المرمز ثلاثة أقسام رئيسية : محلل التنبؤ الخطي، التنبؤ الطويل الأجل ومحلل التحريض. يعالج محلل التنبؤ الخطي بمرشح بـ 8 مراحل مميزاً بـ 8 نسب لمناطق توزع، كل منها ممثل بـ 3, 4, 5 أو 6bits . تمثل نسب مناطق التوزيع بشكل كامل بـ 36bits . يقدر منتبأ الأجل الطويل طبقات الصوت والريح أربع مرات بفواصل زمني 5ms. يعطي كل تقدير عامل تأخر وعامل ربح بـ 7bits و 2bits بالترتيب. تشتق 188bits الباقية من محلل التحريض النبضي المنتظم كمنتبأ طويل الأجل الذي يعمل

- بالفاصل الزمني $5ms$ منتجاً 47 bits بكل كتلة جزئية. يعطى في الجدول (3-3)-
 (2) توزيع البتات المستعملة في المرمزات ذات المعدل الكامل بنظام GSM .



الشكل (3-3) : مرمزات *Vocoders* ذي المعدل الكامل في نظام GSM .

الجدول (3-2) : مرمز *Vocoder* ذي المعدل الكامل بنظام GSM ($13kbps$) .

		Bits per 5 ms	Bites per 20 ms
LPC Filter	8 parameters		36
LTP Filter	Delay Parameter	7	28
	Gain Parameter	2	8
Excitation Signal	Subsampling Phase	2	8
	Maximum Amplitude	6	24
	13 Samples	39	156
Total			260 or 13 kbps

• المرمز ذي المعدل نصف الكامل *Half-Rate Vocoder*

يستعمل ترميز *VSELP* في المرمز ذي المعدل نصف الكامل بنظام *GSM* بـ 5.6kbps. يعمل مرمز *GSM* ذي المعدل نصف الكامل بنمط من أربعة أنماط مختلفة، تعتمد على درجة الصوت المكتشف في الكلام. يعطي الجدول 3-3 ملخصاً للأنماط التركيبية من 0 إلى 3. يرمز غلاف الطيف الكلامي باستعمال 28bits بـ 20ms بالإطار من أجل شعاع التكسيم لعوامل *LPC*. تطابق الأنماط الأربعة التركيبية المختلفة لأنماط تحريض مختلفة. يخصص 2bits بالإطار من أجل كل نمط تحريضي منتقى. إن القرار في أي نمط تحريضي يجب أن يستعمل يعتمد على ربح المتنبأ الطويل الأجل (*LPT*) يكون ربح (*LPT*) عادة كبيراً من أجل مقاطع الصوت المترابطة بشكل عالٍ ومنخفض من أجل الضجيج المشابه للمقاطع غير الصوتية وغير المترابطة.

في النمط غير الصوتي 0 ، يركب الكلام بترابك مخرجين لمدخلين ثابتين بـ 128 من *Codebook* لتشكيل إشارة التحريض والتي رشحت عبر

المرشح المركب ومرشح الطيف. يكون لكلا *Codebook 1* و *Codebook 2* عنوان بـ 7bits في إطار جزئي من 5ms.

في الأنماط من 1 إلى 3 حيث يظهر دخل الكلام درجات مختلفة الصوت. يتكوّن التحريض بتراكب مدخل 512 الثابت الموجه لمخرج *Codebooks* عبر *Codebook* المهيا. تتطلب الأنماط من 1 إلى 3 في *Codebook* الثابت إلى عنوان بـ 9bits، معطياً مجموع ترميز بـ 36bits من أجل إطار بـ 20ms .

الجدول (3-3) : مرمز *Vocoder* ذي المعدل نصف الكامل بنظام *GSM*

Parameter	Bits / Frame
LPC Coefficient	28
LPC Interpolation Flag	1
Excitation Mode Section	2
Mode 0	
- Codebook 1 index	$4 \times 7 = 28$
- Codebook 2 index	$4 \times 7 = 28$
Mode 1, 2, 3	
- LTPD (subframe 1)	8
- Δ LTPD (subframe 2,3,4)	$3 \times 4 = 12$
- Codebook 3 index	$4 \times 9 = 36$
Frame Energy	5
Excitation Gain – Related quantity	$4 \times 5 = 20$
Total No. of Bits in each mode	112 / 20 ms

2-3 ترميز القناة Channel Coding

1-2-3 مقدمة :

بين شانون Shannon بأن زيادة بتات إضافية إلى معلومات المصدر فإن أخطاء ضجيج القناة يمكن أن تتخفض بدون أي خسارة في معدل نقل البتات، شريطة أن يكون معدل المعلومات أقل من سعة القناة. كما بينا في الفصل الثاني، إن وظيفة رمز الكلام هو تخفيض معدل بتات المعلومات بوحدة الزمن. إن بتات المعلومات المنقولة إلى المستخدم على القناة يجب أن يكون أقل عدد ممكن. بحيث يكون مخرج رمز الكلام هو دخل القناة المرمزة. يستعمل ترميز القناة لتحسين أداء الوصلة الراديوية في الاتصالات النقالة وذلك بزيادة بتات إضافية إلى معلومات المصدر. عند المرسل، ينظم رمز القناة تتابع المعلومات الرقمية المتولدة بواسطة رمز الكلام أو أي منبع معطيات في نسخة مرمزة والتي يمكن أن يفك ترميزها بواسطة المستقبل بأخطاء قليلة. يوجد نوعان من الطرق المستعملة للتحكم بالخطأ :

- طلب التكرار الآلي ARQ : Automatic repeat request

- تصحيح الخطأ الأمامي FEC : Forward error correction

في طريقة ARQ يكتشف المستقبل أي مجموعة من المعطيات المرسلّة تتضمن أخطاء. إذا كشفت الأخطاء، يرسل طلب إعادة إرسال إلى المرسل وبالتالي هذه الطريقة تستغرق فترة إرسال زمنية طويلة. لذلك، فإن طريقة ARQ تكون فعالة من أجل إرسال المعطيات، نسخة طبق الأصل *facsimile* أو صور ولكن ليس من أجل نقل الصوت. مثال لطريقة ARQ هي بروتوكول الوصلة الراديوية المستعملة بخدمات المعطيات في نظام GSM.

تستعمل طريقة FEC عند عدم قدرة المرسل على استقبال التغذية

العكسية من المستقبل أو عندما تكون الفترة الزمنية غير مقبولة. تقطع

المعطيات نموذجياً إلى كتل من المعلومات، بكل كتلة معلومات يوجد زيادة بتات إضافية واحدة. ويكون الخرج الناتج تدفقاً من المعطيات n -bit كتلة حيث كل كتلة تتضمن k -bits معلومات بالإضافة إلى $(n - k)$ bits إضافية. وتكون الزيادة الإضافية من البتات بالتناوب بين معدل البت ومعدل خطأ البت. من أجل الكلام، تزيد آلية ترميز القناة البتات الإضافية إلى مرمز الكلام إضافة رمز إضافي للبتات بطريقة محكمة وبالتالي يمكن للمستقبل كشف وتصحيح الأخطاء المسببة بواسطة ضجيج القناة. تصنف رموز القناة الناتجة إلى رموز الكتل *bloc codes* ورموز التفاضلية *convolutional codes*. تقسم رموز الكتل تتابع خانات المصدر إلى كتل تعاقبية بـ k خانة. كل كتلة من k خانة توضع في كتلة من n خانة في مخرج الخانات حيث $n > k$. إن نسبة عدد بتات المعلومات إلى عدد البتات الكلي في رمز الكلمة k/n تشير إلى معدل الرمز أو فعالية الرمز. ويدعى الفرق $(1 - k/n)$ بالبتات الإضافية. ويقال إن المرمز ينتج (n, k) رمز. وتدعى رموز الكتل بالرموز غير المحفوظة لأن خرج الكلمة المرمزة يعتمد فقط على كتل المصدر k bit وليس لأي كتل سابقة من الخانات.

تستعمل غالباً مسافة *Hamming* الصغرى d_{min} للرمز كمقياس من أجل تقييم كشف الخطأ أو القدرة على تصحيح الخطأ. تعرف مسافة *Hamming*، $d(u, v)$ بين رمزين u و v برقم اختلاف البتات، وتعرف المسافة *Hamming* الصغرى بالقيمة الأصغر لـ $d(u, v)$. عندما تكون مسافة *Hamming* صغرى d_{min} ، يمكننا كشف $(d_{min} - 1)$ بت خطأ، ويمكننا تصحيح $\lfloor (d_{min} - 1)/2 \rfloor$ بت خطأ كاملاً (حيث $\lfloor x \rfloor$ عدد صحيح يعني القسم الكامل لـ x). إن البتات المرمزة الإضافية تخفض معدل نقل المعلومات الأصلية.

2-2-3 الرموز الخطية Linear Codes

إن الرمز الخطي هو الرمز الذي يعبر فيه عن l -th مركبة لـ $[v]$ بتوافقي خطية لـ k رمز من المعلومات. في طريقة الترميز $m(x)$ أو $[m]$ هي طول كتلة كلمة رمز المعلومات ، $g(x)$ أو $[G]$ هو رمز رمز الكتلة الخطية، و $v(x)$ أو $[v]$ هي طول كتلة رمز الكتلة الخطية، عند ذلك يمكننا كتابة:

$$v(x) = m(x)g(x) \quad (3-3)$$

$$[V] = [m] \cdot [G] \quad (4-3)$$

إن المصفوفة المولدة $[G]$ تعطى بالعلاقة :

$$[G] = [r \ I] = \begin{bmatrix} r_1 & 1 & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 \\ r_2 & 0 & 1 & \dots & \dots & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ r_k & 0 & 0 & \dots & \dots & \dots & 1 \end{bmatrix} \quad (5-3)$$

حيث : r_j يساوي بقية $\left[\frac{x^{n-k+j-1}}{g(x)} \right]$ و $j = 1, \dots, k$.

3-2-3 الرموز الدورية Cyclic Codes

إن الرمز الدوري هو الرمز الذي ينتج فيه رمز كلمة أخرى عندما يزاح نهاية جوار رمز الكلمة السابقة. إذا كان رمز الكلمة هو $(y_1, y_2, y_3, \dots, y_n)$ ، فإن الذي يتبعه، من أجل الرمز الدوري، أيضاً يكون رمز الكلمة $(y_n, y_1, y_2, \dots, y_{n-1})$ ، حيث أن رمز الكلمات $(n-1)$ قد نتجت بالإزاحة الدورية لرمز كلمة مفردة. يسمح الرمز الدوري بتنفيذ سهل للمرمز $encoder$

وفك المرمز *decoder* باستعمال مسجلات الإزاحة. إن رمز الكلمات الدوري n يجب أن يحقق المعادلة التالية :

$$x^n + 1 = 0 \quad (6-3)$$

حيث الحسابات تعتمد على العملية ذي العامل الثنائي .
طور مولد متعدد الحدود $G(x)$ من أجل الترميز إلى درجة أن $G(x)$ هو أحد عوامل $(x^n - 1)$ ويحقق المتطلبات التالية :
• $G(x)$ غير قابل للاختزال.

جزر $\alpha^l \nmid G(x)$ يجب أن يحقق :

$$\alpha^l \neq 1 \quad \text{for} \quad k < n \quad (7-3)$$

$$\alpha^l = 1 \quad \text{for} \quad k = n \quad (8-3)$$

حتى نضمن بأن الرمز المزاح $(1 < n)$ k -bit ، يصبح كلمة أخرى.
بشكل عام، إن العلاقة بين درجة مولد متعدد الحدود p وعدد البتات في رمز الكلمة n و بتات المصدر في رمز الكلمة k تعطى بالشكل :

$$n = 2^p - 1 \quad (9-3)$$

$$k = n - p \quad (10-3)$$

مثال على ذلك، نعتبر $G(x) = x^5 + x^2 + 1$ ، مولد متعدد الحدود من الدرجة الخامسة، إن عدد بتات رمز الكلمة $n = 2^5 - 1 = 31$ ، وبتات المصدر لرمز الكلمة $k = (31 - 5) = 26$.

يوجد عدة طرق تعتمد على طريقة الرمز الدوري نذكر منها :

1. *BCH Code* طورت بواسطة الباحثان *Bose* و *Chaudhuri*.

2. *Hamming Codes* اكتشفت بواسطة *Richard Hamming*.

3. *Reed-Solomon Codes* هي امتداد لـ *BCH Code* طورت بواسطة *Reed* و *Gustave Solomon*.

3-2-4 الرموز الالتفافية (دورانية) *Convolutional Codes*

إن الرمز الالتفافي هو طريقة ترميز لقناة فعالة من أجل الاتصالات النقالة اللاسلكية. في نظام *GSM*، حددت عدة أنواع من القنوات المنطقية، لأن قنوات التحكم المعنية تكون دائماً متاحة للتشوير ووصلة إدارة المعلومات المطلوبة للحفاظ على الوصلة الراديوية لنظام *GSM*، حتى عندما تكون الشبكة مزدحمة بالكلام. تخصص كل قناة منطقية برمز التفافي (دوراني).

يتألف المرمز الالتفافي من مسجلات إزاحة وجامعين ويعتمد أداء الرمز الالتفافي على محددتين : معدل الترميز (r) والطول المقيد (k) . المدخل المتتابع يغذي مسجلات الإزاحة بـ k مرحلة، ويحسب خرج المعطيات باستعمال محتوى مسجلات الإزاحة بـ k مرحلة. وتحدد طريقة الترميز بواسطة مولد متعدد الحدود.

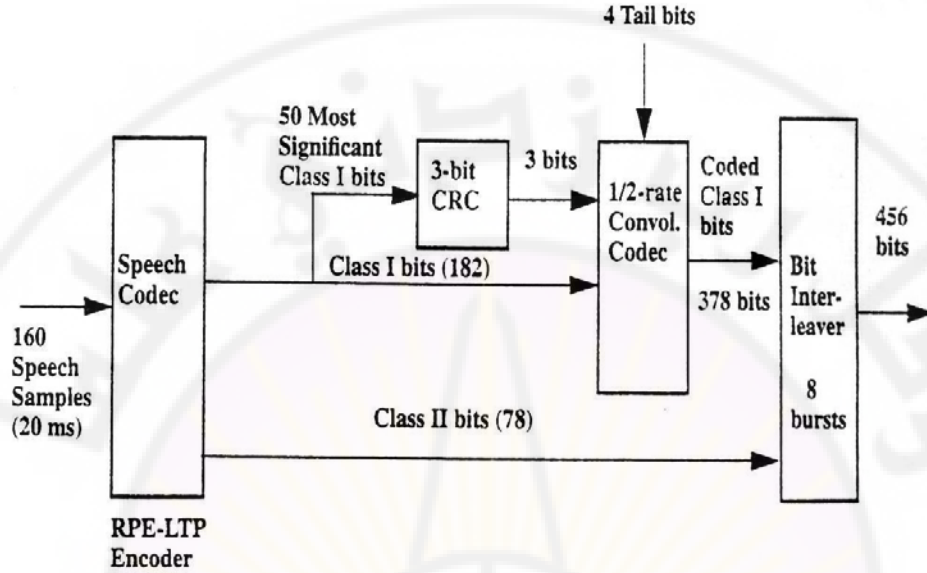
يستعمل نظام *GSM* رمز زيادة البتات الإضافية 3-bit لتقدير تصحيح البتات التي هي أكثر حساسية للخطأ في إطار الكلام. تصنف هذه البتات كصنف بتات I_a -bits وتتضمن 50bits . إذا كان أحد هذه البتات خطأ، فإنه

يمكن أن يخلق ضجيجاً مرتفعاً بدلاً من شريحة الصوت بـ $20ms$. يسمح كشف مثل هذه الأخطاء لكتلة الكلام الخاطئة لأن تستبدل بأشياء أخرى أقل تشويشاً (مثل استقراء الكتلة السابقة) . إن متعدد الحدود الذي يمثل رمز الكشف من أجل الصنف I_a -bit هو : $g(x) = x^3 + x + 1$. عند طرف الاستقبال، تنفذ نفس العملية، وإذا اختلف الباقي، يكون الخطأ قد كشف وبالتالي يلغى إطار الكلام.

يضيف نظام GSM ذو الرمز الالتفافي 4 bits (مجموعة 0_s) إلى التتابع الأولي 185 bits وعند ذلك يطبق رمزين مختلفين. وتكون مولدات متعدد الحدود $g_1(x) = 1 + x^3 + x^4$ و $g_2(x) = 1 + x + x^3 + x^4$. وهذا يعطي 378-bits أو مرتين التتابع 189-bits (انظر الشكل 3-4).

ينفذ فك الترميز الالتفافي باستعمال خوارزمية *Viterbi Algorithm* . يستكشف مفكك الترميز *Viterbi* منطقياً على التوازي كل تتابع معطيات ممكن للمستخدم. يرمز ويقارن كل منها مقابل التتابع المستقبل ويختار إحداها التي تكون متوافقة تماماً. لإنقاص التعقيد (يتضاعف عدد متتاليات المعطيات الممكنة عند كل إضافة بت معطيات)، يميز مفكك الترميز عند كل نقطة بأن بعض المتتاليات لا يمكن أن تنتمي إلى المسار الأعظمي وبالتالي يلغيها. تحدد ذاكرة المرمز بـ k -bit وفي حالة الاستقرار فإن مفكك الترميز *Viterbi* يحتفظ فقط بـ $(2^n - 1)$ مسار. يزداد تعقيده بشكل أسّي مع الطول المقيد k .

يكون معدل الترميز الالتفافي في نظام GSM 378-bits كل $20ms$ ($18.9kbps$. على كل حال، قبل تعديل الإشارة، تضاف 78-bits غير المحمية بالصنف II -bits . وهكذا يكون معدل البتات في نظام GSM، 456-bits كل $20ms$ ($22.8 kbps$) .



الشكل (3-4) : ترميز القناة في نظام GSM (المعدل الكامل) .

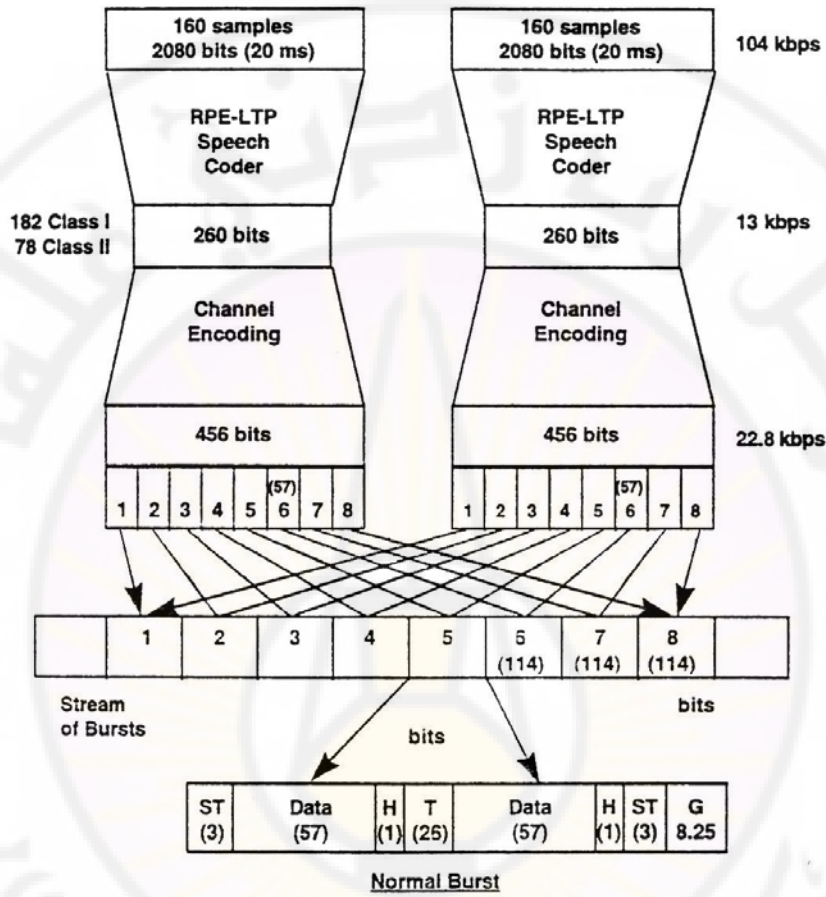
3-3 التفريق والتجميع Interleaving and Deinterleaving

تنفذ الرمز الالتفافية Convolutional Codes بشكل ضعيف على رشقات الأخطاء bursts of errors لذلك يستعمل التفريق Interleaving في المرسل لتتوزع الأخطاء عشوائياً وبهذا يمكن للترميز الالتفافي أن يصحح نفسه.

إن هدف خوارزمية التفريق هو تجنب الضياع في بتات المعلومات المتتالية. تفرق كتل الكلام في المعدل الكامل بنظام GSM على 8 رشقات (bursts) ، تقسم كل كتلة كلامية من 456-bits إلى 8 كتل جزئية، تتضمن كل منها 57-bits (انظر الشكل 3-5) ، تحمل كل كتلة جزئية برشفة مختلفة

وبإطار TDMA مختلف. وهكذا تتضمن الرشفة مشاركة من كتلتي كلام متعاقبتين i و $i + 1$. لتجنب الروابط بين البتات المتعاقبة، تستعمل البتات من الكتلة i المواضع الفردية في الرشفة والبتات من الكتلة $i + 1$ المواضع الزوجية. يضمن هذا الزيادة الإضافية بالبتات الكافية في عملية التفريق في بنية إشارة GSM والذي يسمح لإطار واحد من أصل خمسة أن يضيع بدون ضياع ملحوظ في نوعية الكلام.

يكون التجميع عند المستقبل عملية عكسية للتفريق. يمكن العيب الأساسي في عملية التجميع والتفريق بأنه يدخل فترة زمنية إضافية. هذه الفترة الزمنية تساوي إلى زمن النقل من الرشفة الأولى إلى الرشفة الأخيرة في الكتلة والتي تساوي إلى 8 إطارات TDMA (تقريباً 37ms).



الشكل (3-5) : التفريق في نظام GSM.

4-3 التسوية Equalization

سوف نرى في الفصل الخامس أن الإشارة المستقبلية في بيئة الراديو النقال تنتقل من المرسل إلى المستقبل بواسطة عدة مسارات. ولذلك فإن الإشارة تضعف وتخضع للتشوه بسبب طبيعة القناة المتعددة المسارات. من أجل

الإشارة المرسلية $s(t) = a(t) \cos[\omega t + \theta(t)]$ ، يمكننا تمثيل الإشارة المستقبلية $r(t)$ كما يلي :

$$r(t) = \sum_{i=0}^n x_i(t - \tau_i) a(t - \tau_i) \cos[\omega(t - \tau_i) + \theta(t - \tau_i)] + y_i(t - \tau_i) a(t - \tau_i) \sin[\omega(t - \tau_i) + \theta(t - \tau_i)] \quad (11-3)$$

كذلك نرى في الفصل الخامس بأن الإشارة المستقبلية تخضع لإحصائية خفوت رايلي *Raleigh* . لكن ما هي خصائص الحدود x و y في المعادلة (11-3)؟ تكون الإشارة ضيقة تماماً بالمقارنة مع البنية المتعددة المسارات للقناة، لذلك يكون لمركبات الخفوت الفردية $x_i(t)$ و $y_i(t)$ أيضاً إحصائية رايلي. إذا سيطر مسار بالانعكاس من جبل، هضبة، بناء أو بنية مشابهة، عند ذلك يمكن أن تكون إحصائية ريسان *Rician* مفضلة على إحصائية رايلي. إذا كان مجال τ_i (تأخير النثر *Delay Spread*) صغيراً بالمقارنة بالفترة الفاصلة مقدرة بالبتات، عند ذلك يحدث تشوه بسيط للإشارة المستقبلية. أما إذا كان مجال τ_i أكبر من الفترة الفاصلة مقدرة بالبتات، عند ذلك يمكن أن يحدث تداخل في النقل من بت إلى بت آخر، محدثاً تداخلاً بالرموز.

ترسل أنظمة الطيف المنتور (*Spread Spectrum*) إشارات عريضة المجال وتحاول استعادة الإشارات في كل مسار من المسارات وتجمعهم مع بعض في مستقبل التباين (*Diversity*) . من أجل مناقشتنا هنا، على كل حال، نحن نرسل إشارات ضيقة المجال، وإحدى الإشارات المتعددة المسارات تتداخل مع الإشارة المرغوبة. نرغب ببناء مستقبل بحيث ينقل أثر الإشارة المتعددة المسارات أو يلغي المسارات غير المرغوب بها. طريقة أخرى لوصف القناة المتعددة المسارات هي وصف قناة تحوي استجابة نبضية $h(t)$. يمكن كتابة الإشارة المستقبلية كما يلي :

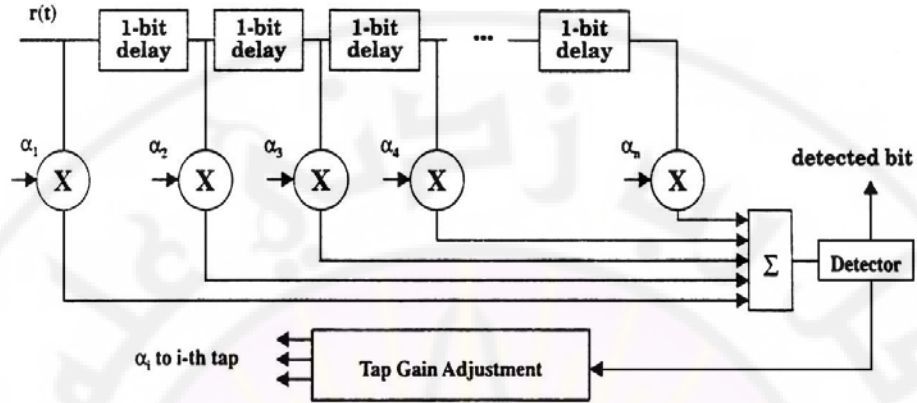
$$r(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) h(t) d\tau \quad (12-3)$$

الآن يمكننا استعادة $s(t)$ إذا أمكننا تحديد تابع التحويل $h^{-1}(t)$ ، أي مقلوب التابع $h(t)$. إنه من الصعب تنفيذ مقلوب التابع لسبب واحد وهو أنه يتغير مع الزمن. إن الدارة التي تنفذ مقلوب تابع التحويل تدعى بالمسوي *Equalized* (الشكل 6-3).

بشكل عام، نحن نهتم بتقليل تداخل الرموز *ISI* خلال الزمن في حال اكتشافها (عينة الزمن في أداة التحكم بالنمط والذي يسبب قراءة الدخل عند لحظة إطلاق أداة القدرح والمحافظة على هذه القيمة حتى نبضة القدرح التالية). وهكذا يمكننا نمذجة المسوي كسلسلة متساوية من الفترات الزمنية (وليست عشوائية كما في الحالة العامة) مع فواصل زمنية قصيرة جداً يمكن أن يكون كفاصل زمني بيت. عند ذلك، ننشأ المستقبل الذي يحدد r_{eq} ، لإشارة المعادلة:

$$r_{eq}(t) = \sum_{i=0}^n \alpha_i (t - \tau_n) r(t - \tau_n) \quad (13-3)$$

نستعمل إشارة r_{eq} كدخل للكاشف لتحديد قيمة i -th بت مرسل. يجب علينا ضبط قيم α_i لتنفيذ بعض القياسات لأداء المستقبل. القياس النموذجي هو لتقليل متوسط مربع الخطأ بين قيم البت التي تم كشفها عند خرج الجامع وخرج الكاشف.



الشكل (6-3) : المخطط الكتلي للمسوي (Equalized).

الفصل الرابع

القنوات المنطقية في نظام GSM

وبنية الإطار GSM

Logical Channels and Frame Structure

1-4 مقدمة:

في هذا الفصل، نناقش القنوات المنطقية *Logical Channels* التي تستعمل في نظام GSM. تنقل القنوات المنطقية معلومات المستخدم ومعطيات تشوير التحكم. تستعمل قنوات منطقية مختلفة من أجل مهام مختلفة. وتعتمد المعلومات المنقولة على القناة المنطقية وعلى طبيعة المهمة. نعرض أيضاً بنية الإطار في نظام GSM ونزود تفاصيل عن الأنواع الخمسة المختلفة للرشقات التي تستعمل فيه لحمل معلومات المستخدم والتحكم بها. كما سنناقش أيضاً تنظيم الحركة وإجراءات التعرف لهوية النقال.

تقسم البتات 456-bits من إطار الكلام بـ 20ms أو رسالة تحكم إلى كتل جزئية بـ 57-bits. تنشر الكتل الجزئية 8 والتي تشكل إطار نظام GSM ذي المعدل الكامل المفردة على 8 شرائح زمنية TCH متتابعة. إذا ضاعت إحدى الرشقات نتيجة التداخل أو الخفوت، فإن ترميز القناة يضمن بأن هناك بتات كافية ستستقبل من أجل التصحيح لتسمح بإصلاح الخطأ والعمل.

2-4 القنوات المنطقية في نظام GSM : GSM Logical Channels

تنقل كمية كبيرة من المعلومات بين المحطة الناقلة MS ومحطة القاعدة BS. وبشكل خاص، معلومات المستخدم (صوت، أو معطيات) ومعطيات تشوير التحكم. تستعمل قنوات منطقية مختلفة بالاعتماد على نوعية المعلومات

المرسلة. وتوضع القنوات المنطقية في القنوات الفيزيائية (شرائح زمنية).
كمثال على ذلك، ينقل الكلام الرقمي بواسطة قناة منطقية تدعى قناة حركة
المكالمة الصوتية TCH أي يمكن أثناء النقل أن تخصص بعض القنوات
الفيزيائية . في نظام GSM لا يخصص مسبقاً حامل ترددي راديوي أو شريحة
زمنية من أجل الاستعمال الحصري لأي مهمة استثنائية. يمكن أن يستعمل فقط
في أي وقت شريحة زمنية بأي حامل ترددي من أجل عدد من المهام المختلفة.
يوجد نوعان أساسيان من القنوات المنطقية في نظام GSM : قنوات
حركة المكالمات الصوتية TCH_S وقنوات التحكم CCH_S . تستعمل قنوات
 TCH_S إما لنقل الكلام المرمز أو لنقل معطيات المستخدم في كلا الاتجاهين
الوصلة الصاعدة $Uplink$ والوصلة الهابطة $Downlink$. تدعم قنوات TCH_S
معدلي معلومات اثنين : المعدل الكامل $TCH/Full Rate$ والمعدل نصف
الكامل $TCH/Half Rate$. تنقل قناة TCH كلام المستخدم بـ 13 kbps (معدل إجمالي 22.8 kbps) والمعطيات بـ 9.6 kbps ، 4.8 kbps و 2.4 kbps .
تخدم معدلات المعطيات لتنفيذ المعدلات الإجمالية 12 kbps ، 6 kbps و 3.6 kbps بالترتيب.

تنقل قناة TCH/H كلام المستخدم عند المعدل الإجمالي 11.4 kbps .
وتكون معدلات معطيات المستخدم من أجل TCH/H 4.8 kbps و 2.4 kbps بالترتيب.

يوجد ثلاثة أنواع من قنوات التحكم : قنوات التحكم بالبحث $BCCH_S$ ،
قنوات التحكم العامة $CCCH_S$ وقنوات التحكم المخصصة $DCCH_S$. إن
قنوات $BCCH_S$ هي قنوات وحيدة الاتجاه وتبث من نقطة باتجاه عدة نقاط
وتستعمل من أجل الوظائف التالية: تصحيح ترددات النقل، إطار التزامن وبنية

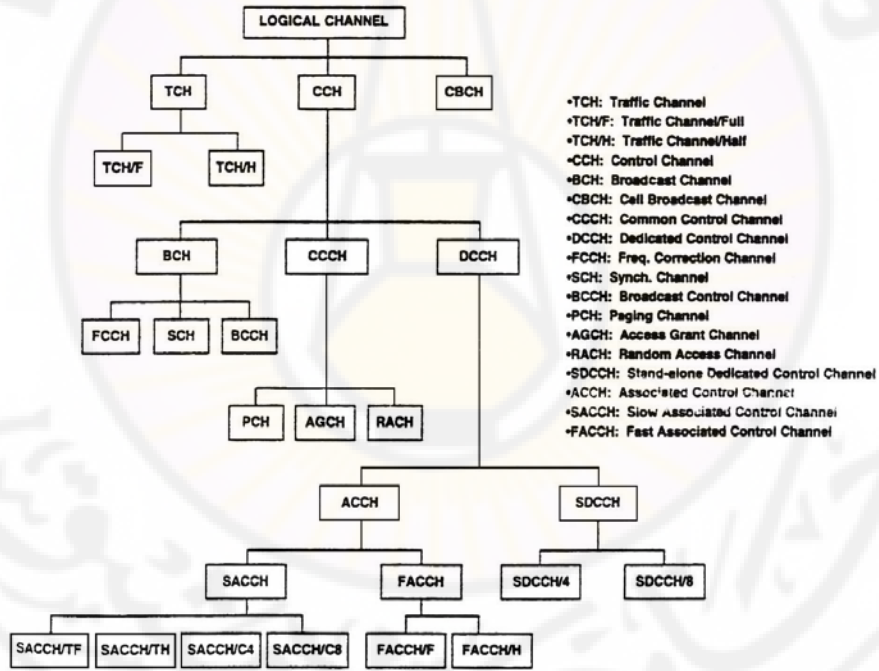
قناة التحكم. وهي قنوات الوصلة الهابطة فقط. وهناك قنوات أخرى تنتمي لمجموعة $BCCH$ مثل قناة تصحيح التردد $FCCH$ وقناة التزامن SCH . إن قناة $FCCH$ هي قناة الوصلة الهابطة من نقطة باتجاه عدة نقاط وتنتقل معلومات من أجل تصحيح التردد للمحطة النقالة MS . ويتطلب وجودها من أجل العمل الصحيح للنظام الفرعي الراديوي وتسمح للمحطة النقالة MS بالتوليف بدقة إلى محطة القاعدة BS . ترسل قناة $FCCH$ كل الأصفار في رشتها لتمثيل الحامل غير المعدل. تنتقل قناة التزامن SCH المعلومات من أجل إطار التزامن للمحطة النقالة MS وتعريف هوية محطة إرسال / استقبال القاعدة $Base$: BTS $Transceiver Station$. ويكون فيها متتالية ثنائية بـ $64kbps$ والتي هي مسبقاً معروفة إلى المحطة النقالة MS . تنجز المحطة النقالة MS التزامن بالوقت الصحيح بالنسبة لإطار نظام GSM بالارتباط بالبتات المخزنة الداخلية $64bits$. تنتقل قناة التزامن SCH رمز تعريف هوية BTS ($BTSC$) وتخضع رقم إطار $TDMA$ (RFN).

إن قنوات $CCCH_s$ هي قنوات ثنائية الاتجاه وتعمل من نقطة باتجاه عدة نقاط وتستعمل في الأصل لنقل معلومات التشوير الضرورية من أجل النفاذ لوظائف التنظيم. تستعمل هذه القنوات لتأسيس الاتصال بين المحطات النقالة MS_s ونظم محطات القاعدة BS_s قبل تعيين قناة تحكم مخصصة $DCCH$ إلى محطة نقالة MS . يوجد هنا أثران من الوصلات الهابطة من BS إلى MS و وصلة صاعدة من MS إلى BS معرفة قنوات التحكم العامة $CCCH_s$. إن قنوات الوصلة الهابطة هي قناة النداء PCH وقناة منح النفاذ $AGCH$. تستعمل قناة PCH لنداء المحطات النقالة MS_s . وتستعمل قناة $AGCH$ لتخصيص محطة نقالة MS إلى قناة تحكم مخصصة $DCCH$.

معينة. بينما تستعمل قناة العبور العشوائي $RACH$ ، والتي هي قناة الوصلة الصاعدة، طلب تخصيص لقناة تحكم مخصصة $DCCH$. تستعمل قنوات $DCCH_S$ من أجل التشوير والتحكم بعد تأسيس الاتصال. يوجد هنا نوعان من قنوات $DCCH_S$: قنوات التحكم المخصصة المستقلة $SDCCH_S$ وقنوات التحكم المرافقة $ACCH_S$. إن قناة $SDCCH$ هي قناة تحكم مخصصة $DCCH$ ولا تخصص لنقل قناة TCH . وتستعمل قبل أن تخصص المحطة النقالة MS بقناة TCH . تستعمل قناة $SDCCH$ من أجل توثيق المحطة النقالة MS ، وتحديث الموضع ومعلومات عن إعدادات قنوات TCH_S . تقسم قنوات $ACCH_S$ إلى نوعين - قناة التحكم المرافقة البطيئة $SACCH$ و قناة التحكم المرافقة السريعة $FACCH$. تكون قناة $SACCH$ مرفقة بقناة TCH أو بقناة $SDCCH$ وتستخدم لتبادل معلومات تحكمية بين محطة القاعدة BS ومحطة نقالة MS معينة أثناء المكالمات أو عملية الاتصال. ونستعمل قناة $FACCH$ لإجراء التسليم $Handover$ الذي يتم بسرعة خلال المكالمات حيث يأخذ فترة $20ms$ وذلك لإرسال واستقبال المعلومات اللازمة للتسليم.

يبين الشكل 4-1 كل القنوات المنطقية التي تستعمل في نظام GSM . تخصص كل قناة منطقية برمز التوافي بمعدل نصف كامل. يستخدم نظام GSM 8 قنوات (من أجل المعدل الكامل) و 16 قناة (من أجل المعدل نصف الكامل) بإطار $TDMA$. يجهز ترميز القناة من أجل القناة ذي المعدل الكامل ويعتمد على معالجة 60-bits من معلومات المستخدم ضمن فواصل زمنية $5ms$ بالتوافق مع معايير المودم المعدلة $CCITT.V.110$. يطبق 240-bits من معلومات المستخدم مع 4-bits خلفية إلى المرمز الالتفافي الخارق بطول $k = 5$. تخفض البتات 488-bits الناتجة إلى 456-bits معلومات مرمزة خلال

الخرق (32-bits لا ترسل). وتقسم إلى رشقات معلومات بـ 114-bits والتي تطبق بطريقة التفريق إلى الشرائح الزمنية المتتابة. وتكون رسائل التحكم بنظام GSM بطول 184-bits ، ترمز باستعمال رمز التقصير الدوري، الملحقة بالرمز الالتفافي ذي المعدل نصف الكامل. يعطي هذا 184 بت رسالة ملحقة بـ 40bits مشابه. تضاف 4-bits خلفية لإنتاج كتلة معلومات من 228-bits . تطبق هذه الكتلة إلى المرمز الالتفافي بنصف المعدل الكامل بطول $k = 5$. تفرق 456-bits المرمزة بنفس الطريقة كما في قناة حركة المكالمات الصوتية.



الشكل (4-1) : القنوات المنطقية بنظام GSM.

تقسم البتات 456-bits من إطار الكلام بـ 20ms أو رسالة تحكم إلى كتل جزئية بـ 57-bits. تنشر الكتل الجزئية 8 والتي تشكل إطار نظام GSM ذي المعدل الكامل المفردة على 8 شرائح زمنية TCH متتابة. إذا ضاعت إحدى

الرشقات نتيجة التداخل أو الخفوت، فإن ترميز القناة يضمن بأن هناك بتات كافية ستستقبل من أجل التصحيح لتسمح بإصلاح الخطأ والعمل.

3-4 توافقيات القناة المنطقية المسموحة

Allowed Logical Channel Combinations

يمكن أن تتشارك قنوات التحكم المخصصة المستقلة $SDCCH_S$ بقناة فيزيائية واحدة مع قناة التحكم بالبت BCH و قناة التحكم العامة $CCCH$. في تلك الحالة، يمكن أن يكون هناك $4SDCCH_S$ (يشار إليها بـ $SDCCH_S/4$) ممثلة في نفس القناة الفيزيائية، أو يمكن أن يكون هناك $8SDCCH_S$ (يشار إليها بـ $SDCCH_S/8$) والتي يمكن أن تتشارك بنفس القناة الفيزيائية. يمكن أن ترسل قناة التحكم المرافقة البطيئة $SACCH$ على طول قناة حركة المكالمات الصوتية TCH بمعدل كامل أو بمعدل نصف كامل. ويشار إليها عند ذلك بـ $SDCCH/TF$ و $SACCH/TH$ بالترتيب. أيضاً يمكن أن ترسل على طول $SDCCH/4$ و $SDCCH/8$. ويشار إليها عند ذلك بـ $SACCH/C4$ و $SACCH/C8$ بالترتيب.

تستعمل قناة التحكم المرافقة السريعة $FACCH$ لإرسال تشوير وقائي على قنوات حركة المكالمات الصوتية TCH_S بالمعدل الكامل وبالمعدل نصف الكامل. ويشار إليها بـ $FACCH/F$ و $FACCH/H$ بالترتيب.

إن توافقيات القناة المنطقية المسموحة التي يمكن أن تتشارك مع القناة الفيزيائية نفسها في نظام GSM هي :

• من أجل الشرائح الزمنية للحركة :

- TCH/F أو $FACCH/F$ و $SACCH/TF$ لقناة الحركة.

- $TCH/H(0)$ و $TCH/H(1)$ أو $FACCH/H$ و $SACCH/TH$.

- $TCH/H(0)$ أو $FACCH/H(0)$ و $TCH/H(1)$ أو $SACCH/TH(0)$ أو $FACCH/TH(1)$ و $SACCH/TH(1)$.

• من أجل الشرائح الزمنية للتحكم :

- $SACCH/4$ و $SDCCH/4$ ، $CCCH$ ، BCH -

- $CCCH$ و BCH -

- $CCCH$ و $BCCH$ -

- $SACCH/8$ و $SDCCH/8$ -

حيث : $SCH = BCCH$ و $BCH = FCCH$

- $PCH = CCCH$ أو $AGCH$ و $RACH$ -

1-3-4 قناة TCH المتعددة الإطارات من أجل قناة TCH

TCH Multiframe for TCH/H

ترسل معلومات المستخدم في قناة TCH/F واحدة ضمن 24 إطاراً

TDMA من 26 إطاراً TDMA مع إطار قناة التحكم المرافقة البطيئة

SACCH وإطاراً خامل Idle يحدث مرة من كل 26 إطاراً TDMA (انظر

الشكل 2-4).

0	1	2	3	4	5			12	13			23	24	25
T_0	T_1	T_2	T_3	T_4	T_5			A	T_{13}			T_{23}	T_{24}	I

T: Frame for the ith TCH

A: SACCH

I: Idle Frame

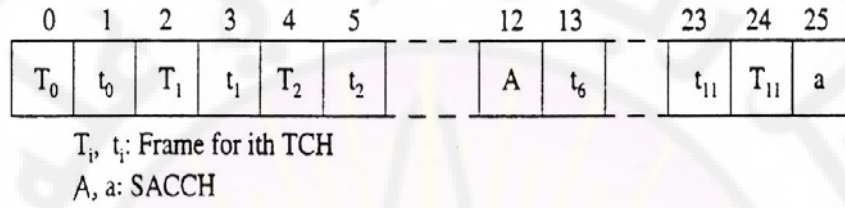
الشكل (2-4) : الكلام المتعدد الإطارات من أجل TCH/F.

كما تحتاج معلومات المستخدم عند وجود قناتين TCH/H إلى 12 إطاراً

من أصل 26 إطاراً TDMA بكل قناة TCH. بالإضافة، إلى وجود إطاري

SACCH، أحدهما من أجل قناة TCH للمستخدم والتي تتطلب إطار

TDMA من بين 26 إطاراً كما هو مبين بالشكل 3-4. وهكذا يمكن أن يتشارك مستخدمو نفس القناة الفيزيائية بالحصول على إطارات TDMA وإطارات SACCH في الإرسال المتعدد المتقابل في البنية المتعددة الإطارات.

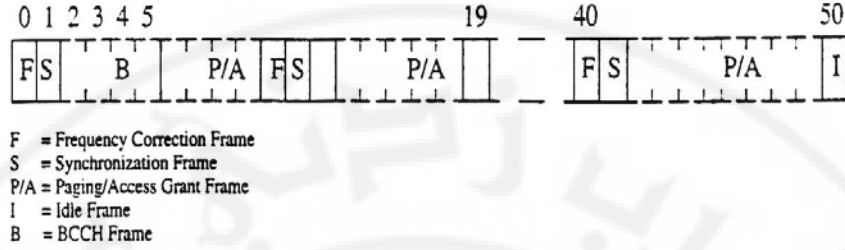


الشكل (3-4) : الكلام المتعدد الإطارات من أجل TCH/H.

2-3-4 قناة CCH المتعددة الإطارات CCH Multiframe

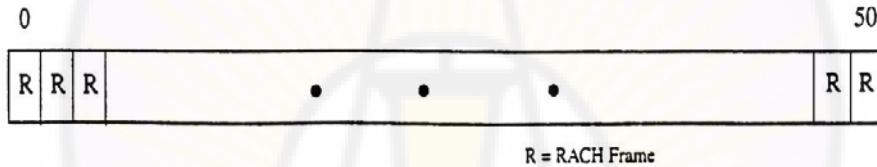
تتفد قنوات التحكم الأمامية CCCH و BCH فقط على بعض قنوات رقم التردد الراديوية المطلق ARFCN وتخصص شرائح زمنية بطريقة محددة. ترسل معطيات BCH بالشريحة الزمنية (0)، الشرائح الزمنية الأخرى في الإطار من أجل ARFCN تكون جاهزة للاستعمال من أجل معطيات TCH أو DCCH أو تملأ بالرشقات الغبية (Dummy Burst). علاوة على ذلك، كل الشرائح الزمنية الأخرى على كل أرقام ARFCNs الأخرى ضمن الخلية تكون جاهزة للاستعمال من أجل TCH أو معطيات DCCH.

يظهر الشكل 4-4 البنية المتعددة الإطارات المستعملة في شريحة القناة الراديوية (تحتوي الوصلة الهابطة لإشارة BCCH). في مسار الوصلة الهابطة، ترسل قناة FCCH خلال إطارات تصحيح التردد (F)، قناة SCH خلال إطارات التزامن (S). قناة BCCH خلال إطارات قناة التحكم بالبث (B)، BCCH وقناة PCH، AGCH لقناة CCCH خلال إطارات (P/A)، PCH/AGCH.



الشكل (4-4) : الوصلة الهابطة CCCH + BCH .

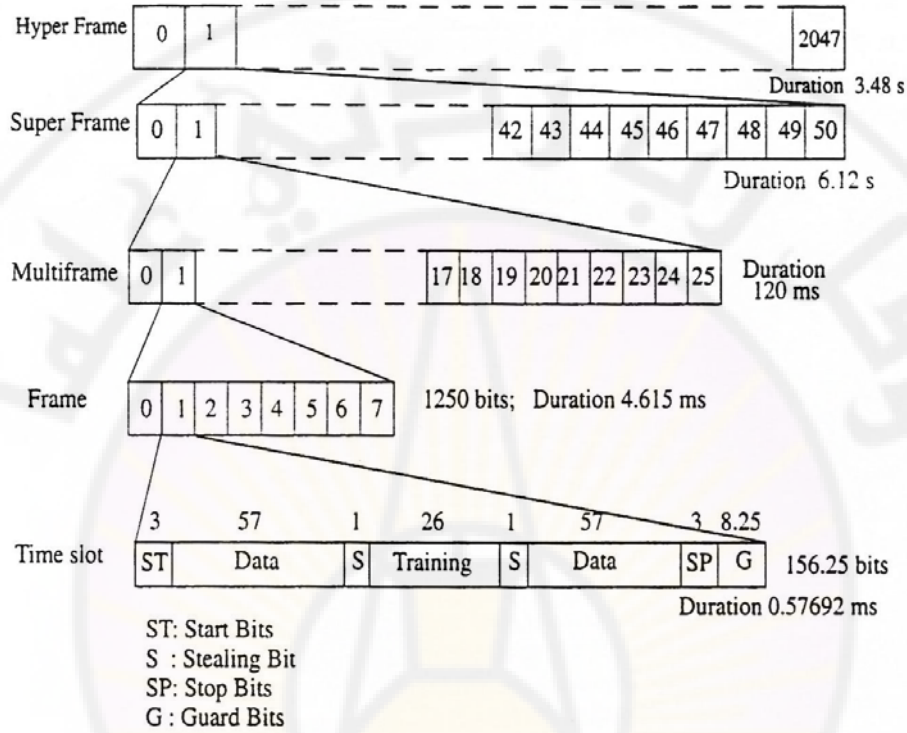
في مسار الوصلة الصاعدة، تستعمل كل الإطارات من أجل قناة العبور العشوائية (R)، RACH لقناة التحكم العامة CCCH (أنظر الشكل 4-5).
تميز الإطارات الخاملة بـ (I) .



الشكل (4-5) : الوصلة الصاعدة CCCH + BCH .

4-4 بنية الإطار في نظام GSM : GSM Frame Structure

تقسم المجالات الترددية المتوفرة في الاتجاه الأمامي (935-960 MHz, MS ← BS) وفي الاتجاه العكسي (890-915 MHz, BS ← MS) إلى قنوات بـ 200KHz بالاستناد إلى رقم قناة التردد الراديوي المطلق ARFCN . يستخدم كل مشترك من المشتركين الثمانية قناة بمعدل كامل نفس قناة ARFCN ويستغرقون شريحة زمنية واحدة بكل إطار. تتألف كل شريحة زمنية من 156.25-bits . يستعمل من بينها 8.25-bits كزمن أمان و 6-bits كبداية و نهاية للشريحة الزمنية والتي تستعمل لمنع التشابك مع الشرائح الزمنية المجاورة . يقدر زمن كل شريحة زمنية بـ 0.57692ms .



الشكل (4-6) : بنية الإطار في نظام GSM.

يبين الشكل 4-6 الرشقة العادية Normal Burst (شريحة زمنية). يرسل فقط 148-bits بمعدل 270.833kbps. يحتوي إطار GSM المفرد بمعدل كامل 8 شرائح زمنية بمدة زمنية 4.615ms و 1250-bits (انظر الشكل 4-7). يكون معدل الإطار 216.667 إطاراً بالثانية. لا يستعمل الإطار 13th و 26th من أجل الحركة، ولكن من أجل أغراض تحكمية.

3	57	1	26	1	57	3	8.25
TB	DATA	SF	T	SF	DATA	TB	G

TB: Tail Bits
SF: Stealing Bit
T: Training Bit
G: Guard Time

الشكل (4-7) : الرشقة العادية Normal Burst .

5-4 رشقات نظام GSM : GSM Bursts

يستعمل نظام GSM خمسة أنواع مختلفة من الرشقات : الرشقة العادية، رشقة التزامن، رشقة تصحيح التردد، رشقة النفاذ (الوصول) والرشقة الغبية.

• الرشقة العادية : Normal Burst

تستعمل لنقل المعلومات على قناة حركة المكالمات الصوتية TCH وقنوات التحكم باستثناء RACH، SCH و FCCH . تتضمن هذه الرشقة 156.25-bits . تستعمل البتات المشفرة 57-bits لإرسال معطيات أو كلام بالإضافة إلى بت واحد (بت علامة السرقة Stealing Flag) يشير ما إذا سرقت الرشقة من أجل قناة FACCH للتشوير أو لا. تمثل عينة سلسلة التمرين (Training Sequence) بـ 26-bits وتستعمل بواسطة المسوي (Equalizer) لخلق نموذج القناة. تساوي بتات الذيل (Tail Bits) دائماً (0,0,0). وتستعمل للدلالة على بداية ونهاية الرشقة. تكون فترة الأمان (Guard Period) حيزاً فارغاً ويستعمل لمنع التداخل بين الشرائح الزمنية المتجاورة خلال النقل (انظر الشكل 4-7).

• رشقة التزامن : Synchronization Burst

تستعمل رشقة التزامن من أجل مزامنة زمن النقال. تتضمن هذه الرشقة سلسلة تزامن طويلة مؤلفة من 64-bits. تستعمل البتات المشفرة 78-bits لنقل معلومات رقم إطار TDMA مع رمز تعريف هوية محطة إرسال/استقبال القاعدة BTS كما هو مبين في الشكل 4-8 .

3	39	64	39	3	8.25
TB	Encrypted Bits	Extended Training Sequence	Encrypted Bits	TB	G

الشكل (4-8) : رشقة التزامن Synchronization Burst .

يبيث إطار TDMA على قناة التزامن SCH لحماية معلومات المستخدم من التنصت. يكمل هذا بتشفير المعلومات قبل إرسالها. تستعمل الخوارزمية رقم إطار TDMA كمحدد دخل من أجل حساب مفتاح التشفير. بمعرفة رقم إطار TDMA، سوف تعرف المحطة النقالة MS ما هو نوع القناة المنطقية التي يمكن أن ترسل على قناة التحكم CCH بشريحة الزمن (0). يستعمل رمز تعريف هوية BTS (BSIC) من قبل النقال للتحقق من هوية BTS خلال قياسات الإشارة (انظر الشكل 4-9).

PLMN color 3 bits	BS color 3 bits	T ₁ Superframe index 11 bits	T ₂ Multiframe index 5 bits	T ₃ Block Frame index 3 bits
----------------------	--------------------	--	---	--

$$T_1 (11 \text{ bits}) = \text{FN div } (26 \times 51) \quad \text{Range from 0 to 2047}$$

$$T_2 (15 \text{ bits}) = \text{FN mod } (26) \quad \text{Range from 0 to 25}$$

$$T_3 (13 \text{ bits}) = [\text{FN mod } (51) - 1] \text{ div } (10) \quad \text{Range from 0 to 4}$$

الشكل (4-9) : نموذج رسالة قناة التزامن

• Synchronization Channel Message Format

• رشقة قناة تصحيح التردد:

Frequency Correction Channel Burst

تستعمل هذه الرشقة من أجل مزامنة المحطة النقالة MS. تكون بتات الدخل كلها أصفار، حتى يقوم المعدل بتسليم الحامل غير المعدل لإزاحة قدرها 1625/24 KHz فوق التردد الاسمي (انظر الشكل 4-10).

• رشقة النفاذ Access Burst

• الرشقة الغبية Dummy Burst

3	142	3	8.25
TB	Fixed All Zeros	TB	G

الشكل (4-10) : رشقة تصحيح التردد Frequency Correction Burst .

• رشقة النفاذ : Access Burst

تستعمل رشقة النفاذ من أجل النفاذ العشوائي ويكون لها فترة أمان كبيرة لحماية نقل الرشقة من محطة نقالة MS والتي لا تعرف التوقيت سلفاً عندما تنفذ للنظام. يسمح هذا من أجل مسافة مقدارها 35Km من محطة القاعدة BS إلى المحطة النقالة MS (أنظر الشكل 4-11).

3	48	36	3	60
TB	Synchronization Sequence	Encrypted Message	TB	Additional Guard Time

الشكل (4-11) : رشقة النفاذ Access Burst .

• الرشقة الغبية : Dummy Burst

لا تحمل الرشقة الغبية أية معلومات وترسل من BTS بعض الأحيان. تعرف البتات المختلطة بحالات البتات المعدلة (انظر الشكل 4-12).

3	58	26	58	3	8.25
TB	Mixed Bits	Training Bits	Mixed Bits	TB	G

الشكل (4-12) : الرشقة الغبية Dummy Burst .

6-4 إدارة التنقل : Mobility Management

تمسح المحطات النقالة MS_S دورياً قائمه من قنوات النداء PCH_S وتثبت على القناة ذي الإشارة الأقوى. لكي توجه المكالمات الواردة إلى محطة نقالة MS، تبث رسالة نداء على قناة PCH من محطة القاعدة BS التي من أجلها تكون المحطة النقالة دائماً في حالة مراقبة الإرسال. إذا سمعت المحطة

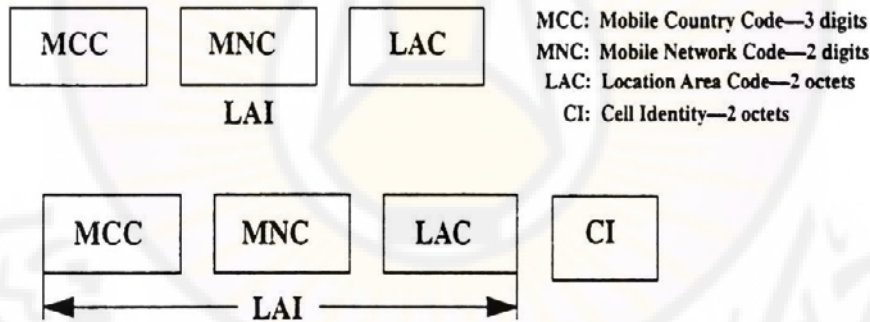
النقالة MS رمز تعريف هويتها يثبت على قناة PCH، فإنها تجيب برسالة جواب ندائية.

إن الصعوبة في توجيه المكالمات إلى محطة نقالة MS ما، يكمن في معرفة أي منطقة خلية يمكن أن تتأدي و ما هو عدد مناطق الخلايا التي يمكن أن تتأدي. هناك إمكانية أن تكون كل الخلايا في منطقة الخدمة للنظام GSM (PLMN Area (GPA أو كل الخلايا تتأدي نقالاً عندما توجه المكالمات لمشارك النقل. إن عملية النداء المتضمنة عدد كبيراً من الخلايا من أجل توجيه المكالمات يمكن أن تؤثر على أداء النظام.

تظهر مشاكل الأداء المرتبطة بالنداء عندما ينادي عدداً كبيراً من مناطق الخلية في محاولة توجيه المكالمات إلى محطة نقالة MS، كلما ازداد معدل محاولة النداء لمحطة قاعدة BS ما، أخيراً تصبح المصادر الراديوية مزدحمة. وهذا يتعلق بقدرة قناة النداء PCH المحددة بالمصادر الراديوية. على كل حال، أيضاً، من الممكن مواجهة ازدحام آخر مثل محطة القاعدة BS في الزمن الحقيقي. في الزمن الحقيقي لمحطة القاعدة يمكن أن يصبح مزدحماً إذا كانت محطة القاعدة BS غير قادرة على تنفيذ وظائف معالجة المكالمات بسبب حجم النداء الذي يطلب البث. إذا لم يكن هناك حمل تحكيمي زائد على محطة القاعدة BS. فإن عدد النداءات الناجمة يمكن أن يبدأ بالانقضاء كلما ازداد معدل محاولة النداء فوق نقطة التشبع. للمحافظة على أداء النداء ضمن المجال الآمن، من الضروري تشكيل عناقيد (Clusters) من الخلايا وينادي فقط عنقود من الخلايا حيث المحطة النقالة MS تكون معروفة الموضع. يشار إلى عناقيد الخلايا بالمنطقة المحلية LA .

قسمت منطقة الخدمة للنظام GPA إلى مناطق محلية LA_s ، كل منطقة محلية LA تتشكل من منطقة خلية أو أكثر. تسجل المحطة النقالة MS

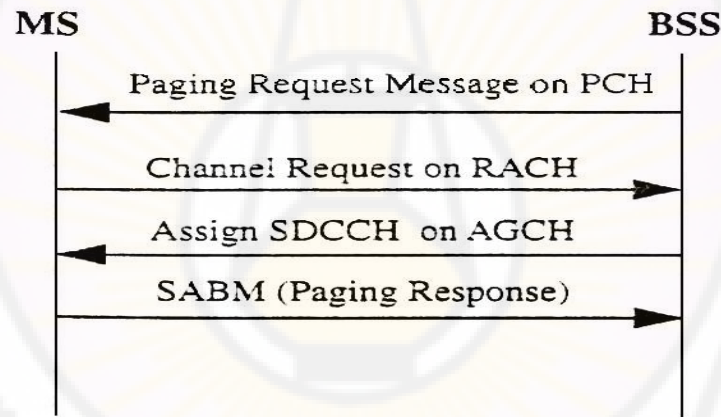
كل فترة تدخل فيها إلى منطقة محلية جديدة New LA . تكون المحطة النقالة حرة الحركة حول منطقة محلية معطاة LA بدون القيام بالتسجيل. عند توجيه المكالمات إلى محطة نقالة MS، فإنه يتم نداء منطقة محلية LA واحدة فقط. مثال، إذا كانت المحطة النقالة MS معرفة لأن تكون في المنطقة المحلية ith، عند ذلك، فإن الخلايا المتوضعة ضمن المنطقة المحلية LA تتأدى فقط. تتضمن هوية تعريف المنطقة المحلية LA: رمز النقال للبلد MCC ب 3 خانات، رمز الشبكة النقالة MNC ب خانتين، رمز المنطقة المحلية LA ب 2 Octets. تتألف هوية تعريف الخلية العالمية من هوية تعريف المنطقة المحلية LAI بالإضافة إلى هوية تعريف الخلية CI ب 2 Octets (استند إلى الشكل 4-13).



الشكل (4-13) : المنطقة المحلية بنظام GSM وهوية تعريف منطقة الخلية.

يحتوي المقسم الخليوي MSC منطقة تغطية لمنطقة محلية أو أكثر LA_S . تتألف كل منطقة محلية LA من نظام محطة قاعدة أو أكثر BSS_S . ويتألف كل نظام محطة قاعدة BSS من خلية أو أكثر. يمكن أن تتضمن رسالة النداء أكثر من هوية تعريف محطة نقالة MS. يعتمد اختيار رسالة طلب النداء على رقم المحطات النقالة MS_S التي يمكن أن تتأدى وأنواع الهويات التي تستعمل.

ويمكن أن يستجيب أربع محطات نقالة MS_s على الأكثر على رسالة طلب النداء عندما يستعمل هوية تعريف المشترك النقال المؤقت TMSI من أجل التعريف على الهوية. عند استقبال رسالة طلب النداء، إذا كان النفاذ للشبكة مسموحاً، فإن المحطة النقالة MS الموجهة تبدأ إجراء التخصيص بطلب قناة عبر قناة RACH. عند استقبال الرسالة، يرسل نظام محطة القاعدة BSS معلومات على قناة AGCH بنفس الرقم العشوائي كما استقبلته ورقم قناة من أجل SDCCH. ترسل المحطة النقالة MS إطار مجموعة النمط المتوازن غير المتزامن محتويًا جواب النداء (انظر الشكل 4-14).



الشكل (4-14) : إجراء النداء Paging Procedure.

الفصل الخامس

ضياء مسار الانتشار ونماذج الانتشار

Propagation Path Loss and Propagation Models

1-5 مقدمة:

في هذا الفصل نناقش خصائص الانتشار وتعدد المسارات للموجة الكهرومغناطيسية. وندرس أيضاً مفهوم تأخير النثر (Delay Spread)، بسبب تشتت القناة والتداخل بين الرموز. لذلك يكون النموذج التحليلي لانتشار الأمواج الراديوية في البيئة الحقيقية معقداً. نناقش النماذج التجريبية ونصف التجريبية والتي طورت من قبل عدد من الباحثين من أجل حساب ضياعات المسار في بيئات المدن، الضواحي والأرياف ونقارن النتائج التي تم الحصول عليها بكل نموذج.

2-5 خصائص المسارات المتعددة للموجة الراديوية :

Multipath Characteristics of a Radio Waves

تنتشر الموجات الراديوية ضمن الفضاء كموجات كهرومغناطيسية راحلة. وقدرة الإشارات توجد على شكل حقول كهربائية ومغناطيسية توجد مع بعضها وتتغير بشكل جيبي مع الزمن بسبب أن أي تغير في الحقل الكهربائي يولد حقلاً مغناطيسياً وأي تغير في الحقل المغناطيسي ينشئ حقلاً كهربائياً. لذلك يوجد دائماً استمرار لتدفق القدرة من حقل إلى آخر.

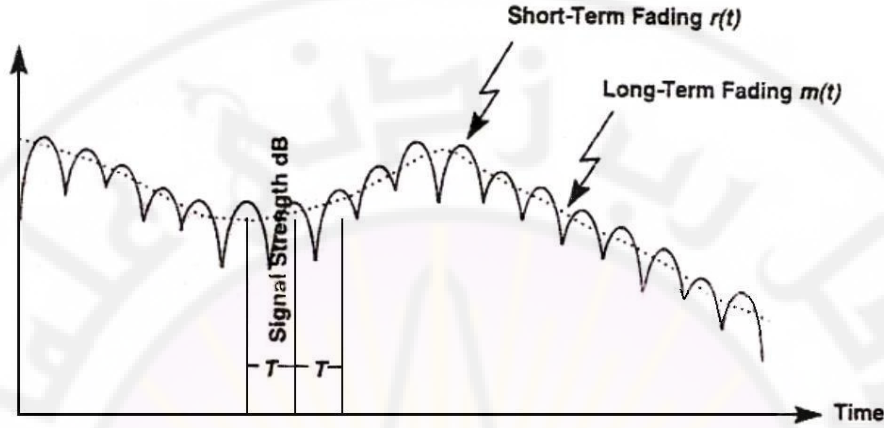
تصل الإشارات الراديوية إلى مستقبل النقال من اتجاهات مختلفة مع تأخير زمني مختلف. تجمع الإشارات شعاعياً عند هوائي الاستقبال لإعطاء الإشارة الناتجة بمطال ذي قيمة كبيرة أو صغيرة معتمدة على الإشارات الواردة التي تقوي كل منها الأخرى أو تلغي كل منها الأخرى. وبالتالي فإن المستقبل في موقع ما يمكن أن تصله شدة إشارة بعدة عشرات من dB مختلفة عن مستقبل مماثل متوضع فقط على بعد مسافة قصيرة منه. كلما تحرك النقال من موقع إلى آخر، يتغير فرق الطور للإشارات الواردة أيضاً. وهكذا، يوجد تغيرات للمطال وفرق الطور هامة، والإشارة تكون تابعة للخفوت، ويمكن أيضاً أن نشير بأنه عند وجود حركة، يكون هناك انزياح دوبلر في الإشارة المستقبلية. في

حالة الراديو النقال، فإن الخفوت وانزياح دوبلر يحدثان كنتيجة لحركة المستقبل خلال حقل متغير وفقاً للمكان. أيضاً، ينتج انزياح دوبلر من حركة مبعثرات الأمواج الراديوية (على سبيل المثال، سيارة، جرار، النباتات). إن أثر الانتشار المتعدد المسارات هو توليد إشارة مستقبلية بمطال يتغير مكانياً تماماً مع الموقع. في الترددات العالية جداً UHF والترددات الأعلى، فإن حركة المبعثرات أيضاً تسبب الخفوت الذي يحدث حتى إذا لم يكن جهاز النقال أو الجهاز المحمول في حركة.

إن قوانين انتشار الأمواج الراديوية مشابهة تماماً لتلك المعروفة لدينا من خلال تجاربنا اليومية مع مصادر الضوء، التي حزمها تنتشر خلال مسارات الرؤية المباشرة، الانعكاس، الانكسار وهكذا. بالطبع يوجد اختلافات معزاة لأطوال الموجات المختلفة. إن متوسط استطاعة الإشارة المستقبلية عند المحطة النقالة MS تنقص عندما يتحرك بعيداً عن المحطة الأساسية BS وهذا يعرف بضياح المسار. من أجل المناقشة، إذا فرضنا أن المحطة النقالة MS تدور حول محطة أساسية BS وحيدة على مدار افتراضي في الفراغ الحر، فإن معدل شدة الإشارة المستقبلية يكون ثابت، وبالتالي لا يحدث انتشار متعدد المسارات نتيجة لعدم وجود عناصر عاكسة ومبعثرة. في الانتشار الحقيقي، عندما ترسل المحطة الأساسية BS حاملاً تردد راديوي جيبي، والمحطة النقالة تتحرك في الاتجاه المماسي، فإن المحطة النقالة MS تستقبل إشارات مزاحة طورياً ومخمدة، التي تضاف شعاعياً عند هوائي المحطة النقالة MS. بعض الأحيان تضاف الإشارات بشكل مفيد وبعض الأحيان بشكل غير مفيد. وهذا ينتج التغيرات السريعة في مطال وطور الإشارة. وهذا يعرف بالخفوت السريع (أو خفوت رايلي Raleigh Fading) وغالباً يتسبب بتغيرات تصل حتى 40 dB. إن الخصائص الأخرى لانتشار الإشارة تشير إلى الخفوت البطيء (أو

الخفوت حسب القانون (Log-normal). وهذا ينتج لتغيرات ضياع المسار على المدى المتوسط المعزاة للأرض أو العائق المعزى لسيارة ضخمة وما شاب ه ذلك، وبالتالي تأثير أثر الظل.

الشكل 1-5 يوضح خصائص الخفوت لإشارة راديوية نقالة. إن التقلبات السريعة المسببة بالمسارات المتعددة المحلية تكوّن خفوت أ سريعاً والتغير على المدى البعيد في المستوي الرئيسي يكوّن خفوت أ بطيئاً. إن الخفوت البطيء يحدث بالحركة على مسافات كبيرة نسبياً لإعطاء تغيرات كبيرة على المسار الكلي بين المحطة الأساسية BS والمحطة النقالة MS. الخفوت السريع تتم مراقبته عادة على مسافات حوالي نصف طول الموجة $\lambda / 2$. من أجل الأمواج القصيرة VHF والأمواج القصيرة جداً UHF، فإن العربة التي تتحرك بسرعة 30 ميلاً بالساعة يمكن أن تمر بعدة مرات بتلاشي الإشارة (خفوت سريع) في الثانية. لذلك، فإن الإشارة الراديوية النقالة، كما هو مبين في الشكل 1-5، تتألف من إشارة الخفوت السريع قصير الأجل متراكبة على القيمة الرئيسية المحلية (التي تظل ثابتة على مسافة صغيرة ولكنها تتغير ببطء كلما تحرك المستقبل). كما أشير سابقاً، فإن النقل المحمول الثابت يمكن أن يرى الخفوت، حتى ولو كان معدل خفوت الإشارة أقل.



الشكل (1-5) : تمثيل الخفوت لإشارة راديوية نقالة.

الإشارة المستقبلية $s(t)$ يمكن أن يعبر عنها كجداء قسمين : تابع الإشارة للخفوت البعيد الأجل $m(t)$ وتابع الإشارة للخفوت القصير الأجل $r(t)$ كما يلي :

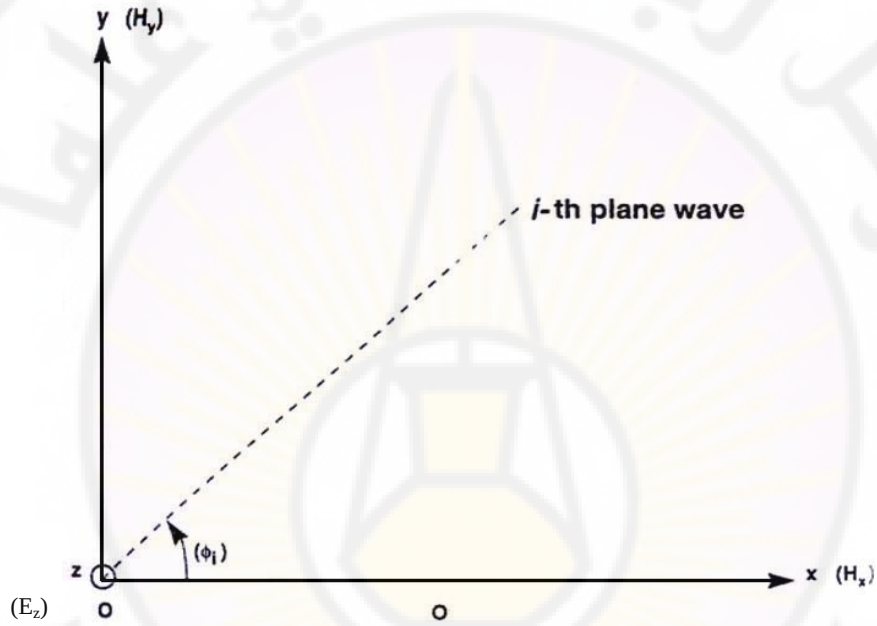
$$s(t) = m(t)r(t) \quad (1-5)$$

بالاستناد إلى الشكل (2-5) وبفرض المحور Z عمودي على سطح الأرض وبأن المستوى $x-y$ يقع على سطح الأرض. عند كل نقطة استقبال، نفرض وجود N موجة مستوية لها نفس المطال. الزاوية الهندسية للمسار من أجل i موجة مستوية مبعثرة مبينة في الشكل (2-5). إذا كانت الإشارة المرسله مستقطبة عمودياً (شعاع الحقل الكهربائي يكون بمحاذاة المحور z)، فإن مركبات الحقل عند النقال تكون مركبة الحقل الكهربائي E_z ومركبة الحقل المغناطيسي H_x . باستعمال نموذج كلارك Clark's ، هذه المركبات عند نقطة الاستقبال، O ، يمكن أن يعبر عنها بالشكل العقدي للمجال الأساسي :

$$E_z = E_0 \sum_{i=1}^N e^{j\phi_i} \quad (2-5)$$

$$H_x = -\frac{E_0}{\eta} \sum_{i=1}^N \sin \alpha_i \cdot e^{j\phi_i} \quad (3-5)$$

$$H_y = \frac{E_0}{\eta} \sum_{i=1}^N \cos \alpha_i \cdot e^{j\phi_i} \quad (4-5)$$



الشكل (5-2) : الزاوية الهندسية للمسار.

حيث :

ϕ_i : زاوية الطور بالنسبة إلى طور الحامل.

E_0 : مطال N موجة مستوية.

η : ممانعة الموجة والتي تعطى بـ :

$$\eta = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \quad (5-5)$$

وفيها μ_0 ثابت النفاذية المغناطيسية في الخلاء $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$

و ϵ_0 ثابت العازلية الكهربائية في الخلاء F/m $\epsilon_0 = 8.854 \cdot 10^{-12}$
سرعة الضوء في الخلاء تعطى بالعلاقة :

$$C = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} = 3 \cdot 10^8 \text{ m/sec} \quad (6-5)$$

من أجل عربة تتحرك في الاتجاه x بسرعة ثابتة، v ، فإن الحامل المستقبل يكون له انزياح دوبلر بـ:

$$f_d = f_m \cos \alpha = \frac{v \cos \alpha}{\lambda} = \frac{v_{eff} f_c}{C} \quad (7-5)$$

حيث : $f_m = v / \lambda$ هي القيمة العظمى لتردد دوبلر f_d عندما $\alpha = 0$.
 v_{eff} السرعة الفعالة للعربة.
 f_c تردد الحامل.

يرتبط تردد دوبلر f_m مباشرة بتغير الطور $\Delta\phi$ المسبب بتغير طول المسار . يحدد انزياح دوبلر إلى $\pm f_m$ ، والذي هو بشكل عام أصغر بكثير من تردد الحامل f_c . الأمواج الواصلة من مقدمة عربة التجربة يكون لها انزياح دوبلر موجب، بينما تلك الآتية من مؤخرة العربة يكون لها انزياح دوبلر سالب . وهكذا، كل مركبة من الإشارة المستقبلية تترافق بقيم لتردد دوبلر . على سبيل المثال، عربة تسير بسرعة 5 أميال بالساعة وتستقبل إشارة عند تردد حامل 880 MHz سوف تدخل انزياح دوبلر أعظمي بـ :

$$\frac{\nu}{\lambda} = \frac{50 \cdot 0.447 \cdot 88010^6}{3 \cdot 10^8} = 65.56 \text{ Hz}$$

1-2-5 الخفوت قصير الأجل Short – Term Fading

بتطبيق نظرية الحد المركزي وملاحظة أن α_i و ϕ_i تكون مستقلة، ينتج أن E_z ، H_x و H_y هي متغيرات عشوائية لتابع غوص العقدي من أجل N مرة.

نعتبر العلاقة (2-5) للإشارة الراديوية من أجل شدة الحقل E_z :

$$E_z = E_0 \sum_{i=1}^N e^{j(\omega_c t + \phi_i)} \quad (8-5)$$

القسم الحقيقي لـ E_z يعطى بالعلاقة :

$$R_e[E_z] = E_0 \sum_{i=1}^N \cos \omega_c t \cdot \cos \phi_i - E_0 \sum_{i=1}^N \sin \omega_c t \cdot \sin \phi_i \quad (9-5)$$

ليكن $A_c = E_0 \sum_{i=1}^N \cos \phi_i$ و $A_s = E_0 \sum_{i=1}^N \sin \phi_i$ ، عند ذلك المعادلة (9-5)

يمكن كتابتها بالشكل :

$$R_e[E_z] = A_c \cos \omega_c t - A_s \sin \omega_c t \quad (10-5)$$

حيث ϕ_i توزع بشكل منتظم بين (0) و (2π) ، القيم الرئيسية لـ A_c و A_s هي صفر. مربع القيم الرئيسية لـ A_c و A_s هي :

$$E(A_c^2) = E(A_s^2) = E_0^2 N / 2 = P_0$$

المحطة النقالة.

بما أن A_c و A_s غير مرتبطة وبالتالي فهي مستقلة، يمكننا كتابة

$$E[A_c A_s] = 0 . \text{ وهكذا ، كثافة } A_c \text{ و } A_s \text{ تعطي توزيعاً عادياً وغلافاً } A_c \text{ و}$$

A_s يمكن كتابته بالشكل :

$$r = (A_c^2 + A_s^2)^{1/2} \quad (11-5)$$

والطور θ يمكن أن يعطى بالشكل :

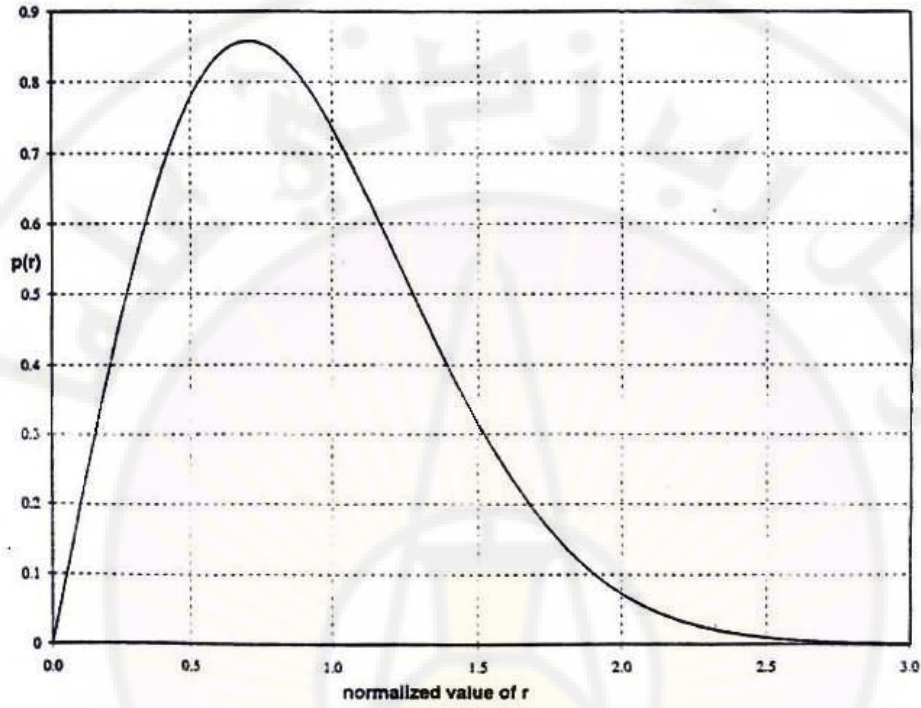
$$\theta = \arctan \frac{A_c}{A_s} \quad (12-5)$$

الجزر الربيعي لمجموع مربع تابعين لغوص هو توزيع رايلي (Rayleigh distribution). لذلك فإن تابع الكثافة الاحتمالية من أجل الخفوت القصير الأجل أو المتعدد المسارات يعطى بتوزيع رايلي (استند إلى الشكل 3-5):

$$p(r) = \frac{r}{P_0} e^{(-r^2)/(2P_0)} \quad (13-5)$$

حيث :

$2P_0 = 2\sigma^2$ متوسط مربع الاستطاعة لمركبة التابع للخفوت القصير الأجل و r^2 الاستطاعة اللحظية.



الشكل (5-3) : توزيع ريلي - الخفوت القصير الأجل.

إن تابع التوزيع التراكمي المناسب هو :

$$\text{prob}(r \leq R) = P(R) = \int_0^R \frac{r}{P_0} e^{(-r^2)/(2P_0)} dr \quad (14a-5)$$

$$P(R) = \left| -e^{(-r^2)/(2P_0)} \right|_0^R \quad (14b-5)$$

$$P(R) = 1 - e^{-R^2/2P_0} \quad (14c-5)$$

$$r_{\text{mean}} = E(r) = \int_0^\infty r p(r) dr = 1.2533 \sqrt{P_0} = 1.2533 \sigma \quad (15-5)$$

$$E(r^2) = \int_0^\infty r^2 p(r) dr = 2P_0 = 2\sigma^2 \quad (16-5)$$

$$\sigma_r^2 = E[r^2] - (E[r])^2 = 0.4292P_0 = 0.4292\sigma^2 \quad (17-5)$$

إن القيمة الوسطية r_M تعرف بأنه من أجلها $P(r_M) = 0.5$ وبالتالي :

$$1 - e^{(-r_M)/(2P_0)} = 0.5 \quad (18a-5)$$

$$r_M = 1.1774\sqrt{P_0} = 1.1774\sigma \quad (18b-5)$$

من المناسب غالباً كتابة المعادلة (3-5) والمعادلة (14c-5) بدلالة

القيمة المتوسطة، مربع القيمة المتوسطة أو بالقيمة الوسطية بدلاً من P_0 .

$$E[r] = \bar{r} \quad \text{و} \quad E[r^2] = \bar{r^2}$$

بدلالة متوسط القيمة المربعة :

$$p(r) = \frac{2r}{r^2} e^{\left[-\frac{r^2}{r^2}\right]} \quad (19a-5)$$

$$P(R) = 1 - e^{\left[-\frac{R^2}{r^2}\right]} \quad (19b-5)$$

وبدلالة القيمة المتوسطة :

$$p(r) = \frac{\pi r}{2r^2} e^{\left[-\frac{\pi r^2}{(2r)^2}\right]} \quad (20a-5)$$

$$P(R) = 1 - e^{\left[-\frac{\pi R^2}{(2r)^2}\right]} \quad (20b-5)$$

وبدلالة القيمة الوسطية :

$$p(r) = \frac{2r \ln 2}{r_M^2} e^{\left[-\frac{r^2 \ln 2}{2r_M^2}\right]} \quad (21a-5)$$

$$P(R) = 1 - 2^{-\left(\frac{R}{r_M}\right)^2} \quad (21b-5)$$

يصف تابع الكثافة الاحتمالية لرايلي الإحصائية من الدرجة الأولى لغلاف الإشارة على مسافات قصيرة بما فيها الكفاية من أجل المستوى الرئيسي والتي يمكن أن تكون ثابتة. الإحصائيات من الدرجة الأولى هي تلك التي من أجلها تكون المسافة بدون عامل. يعطي توزيع رايلي معلومات مثل النسبة المئوية للموضع (أو الزمن) والتي من أجلها يقع الغلاف تحت القيمة المعنية. اهتم المهندسون بالوصف الكمي للنسبة التي يحدث عندها الخفوت من أي عمق ومتوسط الزمن للخفوت تحت أي عمق. يزود هذا مساعدة قيمه في اختيار نسبة نقل البيئات، أطوال الكلمات ومخطط الترميز في النظم الراديوية الرقمية وتسمح بتقييم أداء النظم. تزود المعلومات المطلوبة بدلالة عدد مرات الخفوت بالثانية ومتوسط مدة الخفوت تحت مستوى معين.

2-2-5 نسبة تقاطع المستوي Level-Crossing Rate

أن نسبة تقاطع المستوي ، N ، عند مستو إشارة معين R يعرف بأنه عدد المرات بالثانية التي يعبر عندها غلاف الإشارة المستوي في الاتجاه الموجب ($\dot{r} > 0$).

$$N(R) = \int_0^{\infty} \dot{r} p(R, \dot{r}) d\dot{r} \quad (22-5)$$

حيث :

$p(R, \dot{r})$ تابع الكثافة الاحتمالية المشترك (PDF : Probability Density Function) R و $\dot{r}$ والنقطة تشير إلى مشتق الزمن.

إن متوسط نسبة تقاطع المستوي عند مستوي R يكتب بالشكل :

$$N(R) = \sqrt{\frac{\pi}{\sigma^2}} R f_m e^{\left(\frac{-R^2}{2\sigma^2}\right)} \quad (23-5)$$

حيث σ^2 2 مربع القيمة المتوسطة، ولذلك ، $\sqrt{2}\sigma$ هو جذر مربع القيمة المتوسطة. نسبة تقاطع المستوي من أجل هوائي عمودي يمكن أن تعطى بالعلاقة التالية :

$$N(R) = \sqrt{2\pi} f_m \rho e^{-\rho^2} = n_0 n_R \quad (24-5)$$

حيث :

$$\rho = \frac{R}{\sqrt{2}\sigma} = \frac{R}{R_{rms}} \quad (rms : \text{root mean square})$$

وهي النسبة بين مستوي معين ومطال جذر مربع القيمة المتوسطة لغلاف الخفوت.

$$f_m = \frac{v}{\lambda}$$

$$n_0 = \sqrt{2\pi} f_m$$

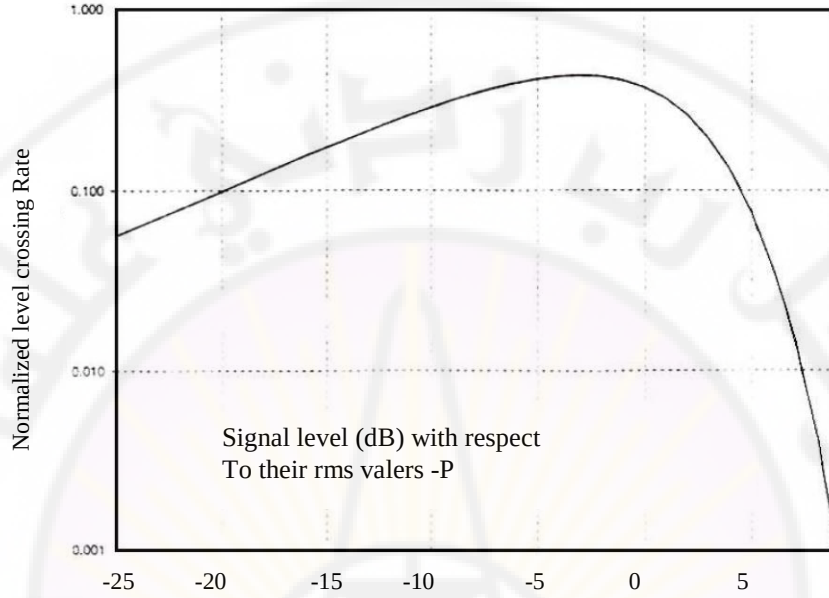
$$n_R = \rho e^{-\rho^2}$$

n_R : هي نسبة تقاطع المستوي المنسوب وهي غير تابعة لطول الموجة وسرعة العربة.

v : سرعة العربة.

λ : طول موجة الحامل.

الشكل 4-5 يعطي n_R عند المستوي R .



الشكل (4-5) : n_R بدلالة مستوى الإشارة ρ .

علاقة تقريبية من أجل $N(R)$ تحت مستوى معين، $\rho = R/R_{rms}$ يمكن

أن تعطى بـ :

$$N(R) = \sqrt{2\pi} \frac{v}{\lambda} \rho \quad (25-5)$$

المعادلة السابقة تهمل أثر حركة المبعثرات. عندما تؤخذ بعين الاعتبار

أثر المبعثرات، هذا الأثر يزيد نسبة الخفوت.

3-2-5 متوسط مدة الخفوت Average Fade Duration

إن متوسط مدة الخفوت هي متوسط $\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n$. متوسط مدة الخفوت

تحت مستوى معين R يمكن أن يحسب من :

$$E(\tau_R) = \tau(R) = \frac{\text{prob}(r \leq R)}{N(R)} \quad (26-5)$$

$$\tau(R) = \frac{e^{\rho^2} - 1}{\sqrt{2\pi} f_m \rho} = \frac{e^{\rho^2} - 1}{n_0 \rho} \quad (27-5)$$

علاقة تقريبية من أجل $\tau(R)$ تعطى بـ :

$$\tau(R) = \frac{\lambda}{v} \frac{\rho}{\sqrt{2\pi}} \quad (28-5)$$

مثال 5-1 :

احسب نسبة تقاطع المستوي عند المستوى 10 dB ومتوسط مدة الخفوت من أجل نظام خليوي عند التردد 900 MHz وسرعة العربة 24 Km/h . بفرض أن سرعة انتشار الموجة الكهرومغناطيسية في الخلاء تساوي $3 \cdot 10^8 \text{ m/sec}$ أهمل أثر حركة المبعثرات. وقارن النتائج التي حصلت عليها باستعمال العلاقات التقريبية.

الحل :

$$\text{عند التردد } 900 \text{ MHz} , \lambda = \frac{3 \cdot 10^8}{900 \cdot 10^6} = \frac{1}{3} \text{ m}$$

$$f_m = \frac{6.67}{1/3} = 20 \text{ Hz} , v = 6.67 \text{ m / sec}$$

$$n_0 = \sqrt{2\pi} f_m = 50$$

$$\text{من الشكل 5-3} , n_R = 0.32 \text{ عند } -10 \text{ dB}$$

$$N(R) = 0.32 \times 50 = 16.0 \quad \text{خفوت بالثانية}$$

$$\rho = 0.316 , \rho e^{\rho^2} = n_R = 0.32$$

$$\tau(R) = \frac{(1.15 - 1)}{50 \times 0.316} = 0.0066 \text{ s} = 6.6 \text{ ms}$$

باستعمال العلاقات التقريبية نحصل :

$$\rho = 10^{-10/20} = 0.3162 , 20 \log \rho = -10 , \rho = -10 \text{ dB} \quad \text{مستوى الخفوت}$$

$$N(R) = \sqrt{2\pi} \times \frac{6.67}{1/3} \times 0.3162 = 15.85 \quad \text{خفوت بالثانية}$$

$$\tau(R) = \frac{1}{3 \times 6.67} \frac{0.3162}{\sqrt{2\pi}} = 0.0063 = 6.3 \text{ ms}$$

هذه النتائج تتطابق تماماً مع النتائج التي تم الحصول عليها من العلاقات النظرية.

5-2-4 خفوت ريسان *Rician Fading*

عندما تكون مركبة إشارة رئيسية ثابتة (لا يوجد خفوت) مثل مسار الانتشار وفقاً لخط النظر فإن الخفوت المنخفض نسبياً المغلف للتوزيع يسمى خفوت ريسان ويعطى بالعلاقة :

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} \cdot e^{-\left[\frac{r^2 + A^2}{2\sigma^2}\right]} \cdot I_0\left[(Ar)/\sigma^2\right] \quad (29-5)$$

من أجل $A \geq 0$ و $r \geq 0$

حيث : A المطال الأعظمي للإشارة الرئيسية و I_0 (...) تابع بسل المعدل من النوع الأول والمرتبة صفر.

يوصف توزيع ريسان غالباً بدلالة العامل K الذي يعرف بعامل ريسان ويعبر عنه بـ :

$$K = 10 \text{ Log } \frac{A^2}{2\sigma^2} \quad \text{dB} \quad (30-5)$$

كلما تناهت $A \rightarrow 0$ ، $K \rightarrow -\infty \text{ dB}$ وكلما انخفض المسار

الرئيسي في المطال فإن توزيع ريسان يقترب من توزيع رايلي.

5-2-5 الخفوت الطويل الأجل *Long - Term Fading*

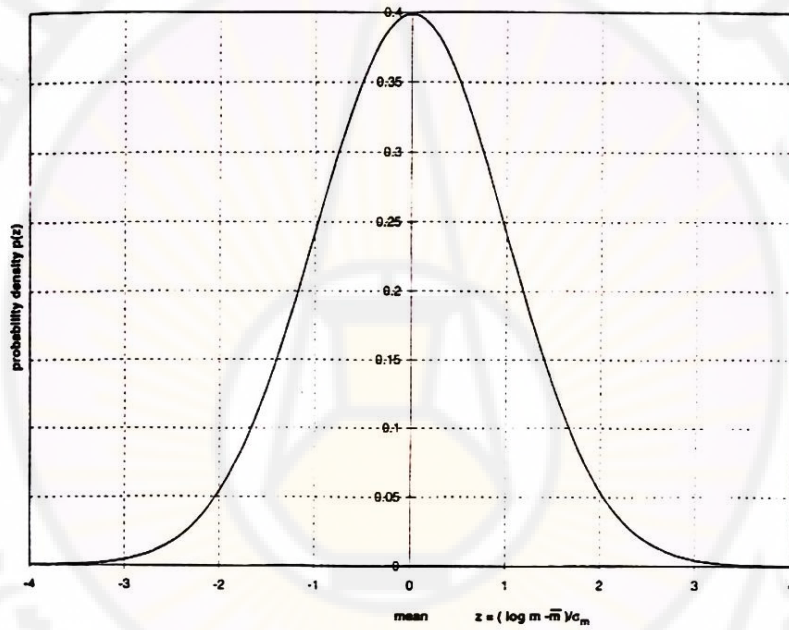
إن تابع الكثافة الاحتمالية من الخفوت الطويل الأجل يعطى بالتوزيع المكاني العادي (ارجع إلى الشكل 5-5).

$$p(m) = \frac{1}{m \sigma_m \sqrt{2\pi}} \cdot e^{-(\log m - \bar{m})^2 / (2\sigma_m^2)}, m > 0 \quad (31-5)$$

حيث :

$\bar{m}$ متوسط $\log m$

σ_m الانحراف المعياري.



الشكل (5-5) : التوزيع المكاني العادي للخفوت الطويل الأجل.

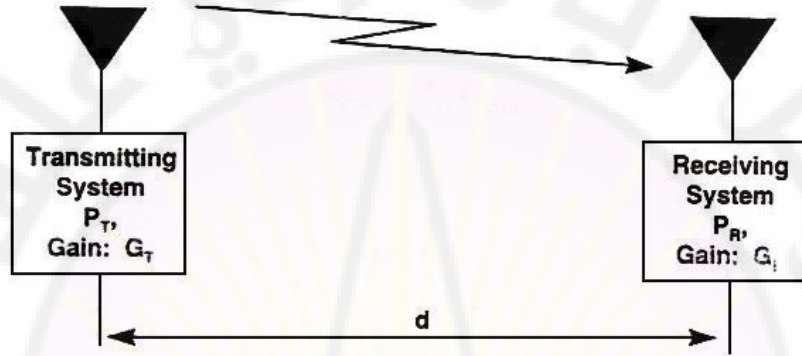
باستعمال $z = (\log m - \bar{m}) / \sigma_m$ ، يعطى تابع التوزيع التراكمي بـ :

$$\text{prob}(z \leq Z) = P(z \leq Z) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \text{erf}\left(\frac{Z}{\sqrt{2}}\right) = 1 - \frac{1}{\sqrt{2\pi} Z} e^{(-Z^2/2)} \quad (32-5)$$

$$\text{erf}(u) = \frac{2}{\pi} \int_0^u e^{-t^2} dt \quad \text{حيث :}$$

3-5 ضياع المسار في الخلاء Free – Space Path Loss

نعتبر النظام المبين في الشكل 5-6، حيث يكون متوسط مستوى استطاعة المرسل لموقع الخلية P_T . نريد إيجاد مستوى الاستطاعة P_R عند هوائي الاستقبال (MS) الموجود على مسافة d من المرسل.



الشكل (5-6) : نموذج بسيط لضياع المسار في الخلاء الحر.

من أجل هوائي ايزوتريبي (Isotropic) في الخلاء الحر :

$$p_R = \frac{P_T}{4\pi d^2} \quad [\text{Watts/m}^2] \quad (33-5)$$

حيث

P_T : متوسط مستوى الاستطاعة للمرسل.

d : المسافة بين المرسل والمستقبل.

p_R : كثافة الاستطاعة عند المستقبل.

من أجل هوائي يشع بشكل منتظم في كل الاتجاهات (مخطط إشعاعي

كروي)، فإن كثافة الاستطاعة p_R عند المستقبل تعطى بالمعادلة (33-5) .

عند استعمال هوائي إرسال موجة بعامل ربح للاستطاعة G_T ، فإن كثافة

الاستطاعة عند المستقبل تكون G_T مرة للمعادلة (33-5). إن كمية

الاستطاعة المستقبلة تكون p_R مرة من سطح هوائي الاستقبال A_R . يرتبط سطح هوائي الاستقبال بريح هوائي الاستقبال بالعلاقة التالية:

$$G_R = \frac{4\pi A_R}{\lambda^2} \quad (34-3)$$

حيث : $\lambda = C / f$
 f : تردد الإرسال.

C : سرعة انتشار الموجة الكهرومغناطيسية في الفضاء الحر $C = 3 \times 10^8 \text{ m/sec}$.
 A_R : السطح الفعلي والذي هو أقل من السطح الفيزيائي بعامل المردود ρ_R .
 القيم النموذجية لـ ρ_R تتدرج من 60 % إلى 80 % . الاستطاعة المستقبلة الكلية :

$$P_R = A_R p_R \quad (35-5)$$

بتعويض قيمة p_R و A_R من المعادلة (33-5) والمعادلة (34-5) في المعادلة (35-5) مع الأخذ بعين الاعتبار ربح هوائي الإرسال G_T نحصل:

$$P_R = \left[\frac{\lambda}{4\pi d} \right]^2 P_T G_T G_R \quad (36-5)$$

تتضمن المعادلة (36-5) ضياع الاستطاعة من انتشار الموجة المرسل. إذا أخذنا الضياعات الأخرى، مثل امتصاص الغلاف الجوي أو الضياعات الأومية لمرشحات الأمواج الواصلة إلى الهوائيات فإن المعادلة (36-5) تصبح:

$$\frac{P_R}{P_T} = \left[\frac{\lambda}{4\pi d} \right]^2 \cdot \frac{G_T G_R}{L_0} \quad (37a-5)$$

$$\frac{P_R}{P_T} = \frac{G_T G_R}{L_p L_0} \quad (37b-5)$$

حيث :

الكهرطيسية من المرسل إلى المستقبل. $L_p = \left[\frac{4\pi d}{\lambda} \right]^2$ ، تدل على الضياعات المشتركة في انتشار الموجة

L_p تعتمد على تردد الحامل والمسافة الفاصلة d . هذه الضياعات تكون حاضرة دائماً. L_0 هو عامل الضياع من أجل الضياعات الإضافية. عندما نعبّر عن المعادلة (37a-5) بدلالة الديسيبل فإننا نحصل على :

$$P_R = 20 \log \left[\frac{\lambda}{4\pi d} \right] + P_T + G_T + G_R - L_0 \quad (38-5)$$

إن الجداء $P_T G_T$ يدعى بالاستطاعة المشعة الايزوتروبية (Isotropic) (المكافئة (EIRP) والحد $20 \log [\lambda / 4\pi d]$ يشير إلى ضياع الخلاء الحر L_p الديسيبل.

4-5 ضجيج المستقبل Receiver Noise

إن حركة الإلكترونات ضمن الجهاز تكون غير ثابتة وتخضع لتقلبات عشوائية وتدعى الضجيج الحراري. هذه التقلبات تكون متناسبة مع درجة حرارة الضجيج في الجهاز، مع الأخذ بعين الاعتبار عرض المجال وتكون ثابتة. الأداة غير الفعالة (مثل المقاومات) يكون لها درجات حرارة ضجيج تساوي درجة الحرارة الفيزيائية. الأداة الفعالة (مثل الترنزيستورات، الدارات المتكاملة، الأنابيب المفرغة وما شابه) يكون لها درجات حرارة ضجيج أكبر من درجات الحرارة الفيزيائية. يمكن التعبير عن أثر الضجيج الحراري بأنه متوسط استطاعة الضجيج الداخلية المتولدة في المستقبل وتعطى:

$$P_{N,int} = \kappa T_e B_\omega \quad (39-5)$$

حيث :

k ثابت بولتزمان ويساوي $1.38 \times 10^{-23} \text{ J / K}^\circ$

B_ω عرض المجال

T_e درجة حرارة الضجيج الفعالة للأداة وتعطى بـ :

$$T_e = T_0 (N_F - 1) \quad (40-5)$$

حيث :

T_0 تساوي 290 K°

N_F عامل الضجيج للمستقبل

يقدر عامل الضجيج بالكالفن أو الديسيبل مع 3 dB المطابقة لدرجة الحرارة 290 K° . ويعتبر عامل الشكل خاصية أساسية للمستقبل الجيد ويسيطر عليه في المراحل الأولية، و بشكل عام، يؤخذ بعين الاعتبار الضجيج في كل المراحل مع اعتبار عوامل الضجيج المنخفضة لتصميم صحيح وتكون عوامل الضجيج في أنصاف النواقل الحديثة أقل من 1 dB بكل أداة.

إن عامل الضجيج هو مقياس للضجيج المفرط المتولد من الأداة. هناك مستوى أساسي ثابت للضجيج المتولد من درجة الحرارة الفيزيائية للمستقبل. عندما نحتاج إلى أداة ضجيج جيد، يمكن الحصول على مستويات ضجيج منخفض بتبريد الجهاز إلى درجات حرارة قريبة من الصفر المطلق.

أيضاً لو كان المستقبل مثالياً وله عامل ضجيج 0 dB ، فإن هناك ضجيجاً إضافياً يحدث بواسطة الهوائي وخط التغذية من الهوائي إلى المستقبل. لحصر أثر الضجيج المرئي بواسطة الهوائي بالإضافة إلى الضياع في خط النقل بين الهوائي والمستقبل، نضيف درجة حرارة الهوائي T_{ant} ودرجة الحرارة المكافئة للضياع في خط النقل T_{fl} إلى T_e فنحصل على :

$$P_N = k(T_{ant.} + T_e + T_{fl})B_\omega = kT B_\omega \quad (41-5)$$

حيث :

$$T = T_{ant.} + T_e + T_{fl}$$

إن درجة حرارة الهوائي ليست درجة الحرارة الفيزيائية، وهي تمثل منبعاً إضافياً للضجيج والذي يعتمد على المكان الذي وضع فيه الهوائي والمجال الترددي للإشارة المستقبلية. من أجل هوائي استقبال على الأرض موجة باتجاه السماء بين 10° و 90° بالنسبة للأفق وتردد الإشارة بين 1GHz و 20GHz ، $T_{ant.} = 3\text{K}$. هذا يمثل الضجيج عند خلق الكون.

عندما يوجه هوائي باتجاه الأفق أو عندما نستعمل هوائي أ غير موجه (على سبيل المثال في السيارة أو الهاتف المحمول)، فإن درجة الحرارة المكافئة للهوائي تكون درجة حرارة الأرض 290°K .

بتقسيم المعادلة (36-5) على المعادلة (41-5)، نحصل على نسبة

الإشارة إلى الضجيج SNR المستقبلية عند المستقبل:

$$SNR = \frac{P_R}{P_N} = \left[\frac{\lambda}{4\pi d} \right]^2 \cdot \frac{P_T G_T G_R}{L_0 k T B_\omega} \quad (42-5)$$

مثال 5-2:

نعتبر محطة أساسية BS ترسل لمحطة نقالة MS . المحددات التالية

تنسب إلى نظام الاتصالات :

- المسافة بين المحطة الأساسية BS والمحطة النقالة MS تقدر بـ

8Km .

- الاستطاعة المشعة الايزوتروبية المكافئة للمحطة الأساسية 8dBW

(مع العلم أن $P_T = 1\text{W}$ و $G_T = 8\text{dB}$).

- تردد الإرسال 1.5GHz ($\lambda = 0.2\text{m}$).

- ضياعات النظام الكلية $8dB$.
 - عامل ضجيج المستقبل للمحطة الناقلة MS : $N_f = 7dB$ (5).
 - درجة حرارة هوائي الاستقبال للمحطة الناقلة MS : $290^\circ K$.
 - عرض مجال المستقبل للمحطة الناقلة MS : $B_\omega = 0.2MHz$.
 - أهمل أي ضياع لخط النقل بين الهوائي والمستقبل.
- أحسب استطاعة الإشارة المستقبلة عند هوائي الاستقبال للمحطة الناقلة MS ونسبة الإشارة إلى الضجيج SNR للإشارة المستقبلة.

الحل :

$$L_P = 20 \log \left[\frac{\lambda}{4 \pi d} \right] = 20 \log \left[\frac{0.2}{4 \pi 8000} \right] = -114 \text{ dB}$$

$$P_R = L_P + P_T + G_T + G_R - L_0 = -114 + 0 + 8 - 8 = -114 \text{ dB} = -84 \text{ dBm}$$

$$T_e = T_0 (N_f - 1) = 290(5 - 1) = 1160^\circ K$$

$$P_N = k (T_{ant.} + T_e + T_\theta) B_\omega$$

$$P_N = 1.38 \times 10^{-23} (1160 + 290 + 0) (0.2 \times 10^6) = 4 \times 10^{-15} \text{ W} = -144 \text{ dBW}$$

$$SNR = \frac{P_R}{P_N} = -114 - (-144) = 30 \text{ dB}$$

5-5 ضياع المسار على سطح الانعكاس :

The Path Loss over a Reflecting Surface

في الفضاء الحر، يكون المسار بين هوائي الإرسال وهوائي الاستقبال مباشراً بدون وجود عوائق في طريق الانتشار ولا أجسام تؤدي إلى حدوث الانعكاسات. بالمقابل، عند وجود هوائيين على سطح الأرض يكون هناك مسارات متعددة من المرسل إلى المستقبل. إن أثر المسارات المتعددة هو تغيير

ضياح المسار بين نقطتين. الحالة الأبسط تحدث عندما يكون أبعاد الهوائيين h_T و h_R صغيرة جداً بالمقارنة مع المسافة الفاصلة بينهما وعندها يمكن أن نفرض بأن سطح الأرض العاكس مستوٍ. عند ذلك يمكن تمثيل الإشارة المستقبلية بالحقل المبعثر، E_s ، والتي يمكن تقريبها بجمع الموجة المباشرة والموجة المنعكسة (ارجع إلى الشكل 5-7).

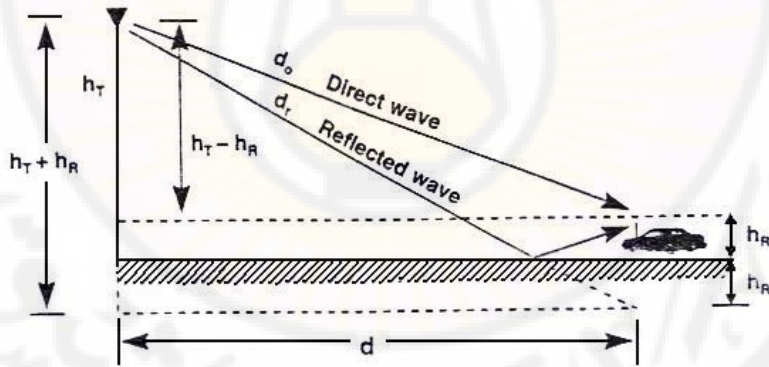
$$E_s = [1 + R \cdot e^{j\Delta\theta}] \cdot E \quad (43a-5)$$

$$E_s = [1 + R \cdot (\cos \Delta\theta + j \sin \Delta\theta)] \cdot E \quad (43b-5)$$

حيث :

R : عامل الانعكاس.

$\Delta\theta$: فرق الطور بين المسار المباشر والمنعكس.



الشكل (5-7) : نموذج بسيط لضياح المسار مع الانعكاس.

$$\Delta\theta = \frac{2\pi}{\lambda} (d_r - d_0) = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta d \quad (44-5)$$

حيث Δd : الفرق بين المسار d_0 المباشر والمنعكس d_r .

في البيئة الراديوية النقالة $R = -1$ و $\Delta\theta$ تساوي أقل بكثير من 1radian، لذلك، المعادلة (5-43b) يمكن تكتب بالشكل :

$$E_s = -E j \Delta\theta \quad (45-5)$$

بما أن مستوى الاستطاعة المستقبلية P_R متناسب مع مربع شدة الحقل، فإن مستوى الاستطاعة عند خرج الهوائي الموجود على مسافة d من المرسل، متضمناً ضياع المسار يكون :

$$P_R = \left[\frac{\lambda}{4\pi d} \right]^2 \cdot \frac{P_T G_T G_R}{L_0} \cdot |j \Delta\theta|^2 \quad (46-5)$$

من الشكل (5-7) لدينا :

$$d_0 = \sqrt{(h_T - h_R)^2 + d^2}$$

$$d_r = \sqrt{(h_T + h_R)^2 + d^2} \quad \text{و}$$

$$\Delta d = d \left[1 + \left(\frac{1}{2} \right) \cdot \left(\frac{h_T + h_R}{d} \right)^2 + \dots \right] - d \left[1 + \left(\frac{1}{2} \right) \cdot \left(\frac{h_T - h_R}{d} \right)^2 + \dots \right]$$

عندما h_T و h_R أصغر بكثير من d يكون :

$$\Delta d = \frac{2h_T h_R}{d} \quad (47-5)$$

$$\Delta\theta = \left[\frac{4\pi}{\lambda d} \right] \cdot h_T h_R \quad \text{إذا} \quad (48-5)$$

بإستبدال $\Delta\theta$ من المعادلة (5-48) في المعادلة (5-46) نحصل :

$$P_R = \left[\frac{h_T h_R}{d^2} \right]^2 \cdot \frac{P_T G_T G_R}{L_0} \quad (49-5)$$

وبالتعبير عن المعادلة (5-49) بالديسيبل نحصل :

$$P_R = 20 \log \left[\frac{h_T h_R}{d^2} \right] + P_T + G_T + G_R - L_0$$

يجدر الملاحظة أن المعادلة (5-49) تكون مستقلة عن تردد الإرسال .

مثال 5-3 :

باستعمال المعطيات في المثال 5-2، ومع العلم أن هوائي المحطة الأساسية BS والمحطة النقلة MS موضوعان على ارتفاع 30m و 3m بالترتيب. احسب استطاعة الإشارة المستقبلية عند هوائي الاستقبال للمحطة النقلة MS ونسبة الإشارة إلى الضجيج SNR عند الإشارة المستقبلية.

الحل :

$$L_P = 20 \log \left[\frac{h_T h_R}{d^2} \right] = 20 \log \left[\frac{30 \times 3}{8000^2} \right] = -117 \text{ dB}$$

$$P_R = L_P + G_T + G_R - L_0 = -117 + 8 + 0 - 8 = -117 \text{ dBW} = -87 \text{ dBm}$$

$$P_N = -144 \text{ dBW} \quad \text{من المثال 5-2 لدينا :}$$

$$SNR = \frac{P_R}{P_N} = -117 - (-144) = 27 \text{ dB} \quad (50-5)$$

5-6 هامش الخفوت : Fade Margin

كما ناقشنا سابقاً، إن متوسط شدة الإشارة المحلية في منطقة معينة ضمن نصف قطر ثابت R من هوائي المحطة الأساسية BS تكون موزعة بشكل طبيعي وتقدر بالديسيبل و يعبر عنها بالمتغير العشوائي العادي m مع متوسط القيمة $\bar{m}$ (المقاسة بـ dBm) وانحراف معياري σ_m بالديسيبل. إذا كانت S_{min} حساسية المستقبل، و $(d = R)$ مسافة الموضع التي تمّ ضمنها اختبار

المحطة النقالة لإشارة مستقبلية أكبر من حساسية المستقبل. حيث إن حساسية المستقبل هي القيمة التي تعطي إشارة مقبولة تحت شروط الخفوت لرايلي. ويكون تابع توزيع الاحتمالات من أجل التوزيع الطبيعي للمتغير العشوائي العادي هو :

$$p(m) = \frac{1}{\sigma_m \sqrt{2\pi}} e^{-[(m-\bar{m})^2 / (2\sigma_m^2)]} \quad (51-5)$$

$$P_{S_{\min}}(R) = P(m \geq S_{\min}) = \int p(m) dm = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \operatorname{erf} \left(\frac{S_{\min} - \bar{m}}{\sigma_m \sqrt{2}} \right) \quad (52-5)$$

مثال 4-5 :

إذا كانت قيم متوسط الإشارة المستقبلية وحساسية المستقبل هي على الترتيب - 110 dBm و 100 dBm ، وكانت قيمة الانحراف المعياري 10 dB ، احسب الاحتمالية التي تتجاوز فيها الإشارة حساسية المستقبل.

الحل :

$$P_{S_{\min}} = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \operatorname{erf} \left(\frac{-110+100}{10\sqrt{2}} \right) = 0.5 + 0.5 \operatorname{erf} (0.707) = 0.84 = 84\%$$

بعد ذلك، نحدد قسم التغطية ضمن المنطقة التي فيها شدة الإشارة المستقبلية من هوائي المحطة الأساسية المشع BS تتجاوز $S_{\min}$. نعرف قسم منطقة الخدمة المفيدة F_u مثل تلك المنطقة، داخل المنطقة التي من أجلها تتجاوز شدة الإشارة المستقبلية بواسطة الهوائي النقال $S_{\min}$. إذا كانت $P_{S_{\min}}$ الاحتمالية التي تتجاوز فيها شدة الإشارة $S_{\min}$ في المنطقة التزايدية dA ، عند ذلك :

$$F(u) = \frac{1}{\pi R^2} \int P_{S_{\min}} dA \quad (53-5)$$

باستعمال قانون الاستطاعة من أجل تخامد الإشارة، نعبر عن متوسط شدة الإشارة $\bar{m}$ مثل :

$$\bar{m} = \alpha - 10\gamma \log \frac{d}{R} \quad (54-5)$$

حيث :

α يأخذ بعين الاعتبار الاستطاعة المشعة المكافئة للمرسل ERP ، ربح هوائي الاستقبال، ضياعات خط التغذية الخ.
 γ ضياع مسار الانتشار الأسي $2 \leq \gamma \leq 5$.

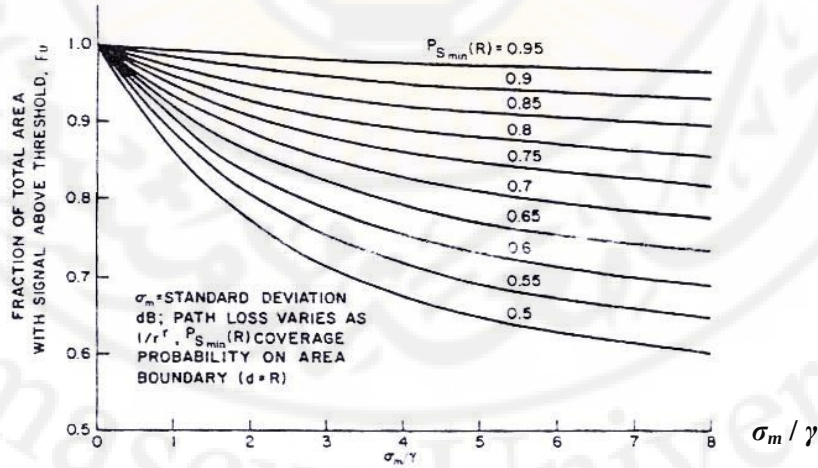
باستبدال المعادلة 54-2 في المعادلة 52-2 ، نحصل :

$$P_{S_{min}} = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \operatorname{erf} \left[\frac{S_{min} - \alpha + 10\gamma \log(d/R)}{\sigma_m \sqrt{2}} \right] \quad (55-5)$$

ليكن $a = (S - \alpha) / (\sigma_m \sqrt{2})$ و $b = (10\gamma \log d / R) / (\sigma_m \sqrt{2})$

باستبدال المعادلة (55-5) في المعادلة (53-5)، نحصل :

$$F_u = \frac{1}{2} - \frac{1}{R^2} \int_0^R x \{ \operatorname{erf} [a + b \log(x/R)] \} dx \quad (56-5)$$



Fraction of Total Area with Average Power above Threshold

الشكل (5-8) : يظهر العلاقة بدلالة العامل σ_m / γ .

الشكل 5-8 : قسم من المنطقة الكلية بتغطية فوق العتبة.

ليكن $t = a + b \log(x/R)$ ، عند ذلك :

$$F_u = \frac{1}{2} - \frac{2}{b} e^{(-2a)/b} \int_{-\infty}^a e^{(2t)/b} \operatorname{erf}(t) dt \quad (57-5)$$

أو

$$F_u = \frac{1}{2} \left[1 - \operatorname{erf}(a) + e^{(1-2ab)/b^2} \left(1 - \operatorname{erf} \left[\frac{1-ab}{b} \right] \right) \right] \quad (58-5)$$

إذا اخترنا α بحيث أن $\bar{m} = S_{\min}$ عند $d = R$ ، عند ذلك $a = 0$ و :

$$F_u = \frac{1}{2} \left\{ 1 + e^{1/b^2} [1 + \operatorname{erf}(1/b)] \right\} \quad (59-5)$$

7-5 نماذج الانتشار : Propagation Models

تستعمل نماذج الانتشار لتحديد عدد الخلايا المطلوبة لتزويد التغطية

الضرورية للشبكة. إن التصميم الأولي النموذجي للشبكة يوجه من أجل

التغطية. فيما بعد يعتمد تطوير الشبكة على السعة. يمكن أن تحتاج بعض

النظم للبدء بتغطية منطقة كبيرة وبسعة كبيرة وبعد ذلك يمكن أن تبدأ مؤخراً

بمرحلة التطور أو النمو.

ترتبط متطلبات التغطية بمتطلبات الحركة الرئيسية التي تعتمد على

نموذج الانتشار المختار لتحديد توزيع الحركة وتفرغ الحمل من موقع خلية

موجود إلى مواقع خلايا جديدة كقسم من سعة برنامج بديل. يساعد نموذج

الانتشار على تحديد أين يمكن أن توضع مواقع الخلايا لتنفيذ الموضع الأمثل

في الشبكة. إذا كان استعمال نموذج الانتشار بشكل غير فعال بوضع مواقع

الخلايا بشكل غير صحيح. فإن احتمالية استخدامه بشكل غير صحيح لموقع الخلية عبر الشبكة تكون عالية.

إن أداء الشبكة يتأثر بنموذج الانتشار المختار بسبب انه يستعمل للتنبؤ بحدوث التداخل بين الخلايا. على سبيل المثال، إذا كان نموذج الانتشار غير دقيق بـ 6dB، عند ذلك النسبة S/I يمكن أن تكون 23dB أو 11dB (يفرض أن متطلبات التصميم $S/I = 17dB$). بالاعتماد على شروط حركة الحمل، فإن التصميم من أجل مستوى S/I عالٍ يمكن أن يتأثر سلباً من الناحية الاقتصادية.

يستعمل أيضاً نموذج الانتشار من أجل نواحٍ أخرى في الأداء يتضمن التسليم *Handover* الأفضل، ضبط مستوى الاستطاعة وأمكنة توضع الهوائي. كذلك لا يمكن لأي نموذج انتشار أن يصف كل التغيرات المجربة في العالم الحقيقي.

5-7-1 النمذجة من أجل البيئة الخارجية :

Modeling for the Outside Environment

2-1-7-1 النمذجة التحليلي *Analytical Model*

لقد درس بشكل معمق ضياع الانتشار بين المحطة الأساسية *BS* والمحطة النقالة *MS* في البيئة الخارجية. يعبر بشكل عام عن ضياع الانتشار بالعلاقة التالية :

$$P(R) = N(R_0, \sigma) + 10\gamma \log \frac{R}{R_0} + x_\sigma \quad (60-5)$$

حيث :

$P(R)$ الضياع على مسافة R بالنسبة للضياع على مسافة مرجعية R_0 .

γ دليل ضياع المسار.

σ الانحراف المعياري نموذجياً 8dB.

$N(R_0, \sigma)$ ضياع المسار على مسافة نموذجية R_0 .
 x_σ مركبة الخفوت.

إن الحد الثاني في الجانب اليميني من المعادلة (5-60) يمثل ثابت التخماد في البيئة الخارجية بين المحطة الأساسية BS والمحطة النقالة MS . نموذجياً، γ يساوي تقريباً 4، كذلك يمكن أن يتراوح بين 2 (التي تساوي الضياع في الخلاء) و 5 . إذا كان γ يساوي 4، عند ذلك ، يمكن أن تتخامد الإشارة 40dB إذا ازدادت المسافة عشر مرات بالنسبة للمسافة المرجعية. إن الحد الأول من المعادلة (5-60) يمثل التغير في الضياع زيادة أو نقصاناً لمتوسط ضياع المسار . x_σ التوزع العادي بمعدل يساوي الصفر و الانحراف المعياري تقريباً 8dB . لقد وجد بأن هذه القيمة يمكن تطبيقها على مجال واسع من البيئات الراديوية، بما فيها مناطق المدن والريف. توافق بيئة المدن مناطق سكنية كبيرة مع أبنية تجارية عالية جداً وبنيات أخرى، وتتألف بيئة الضواحي في معظمها من الأبنية السكنية وبعض الأبنية التجارية، بينما البيئة المفتوحة هي المناطق الريفية مع بعض الأبنية السكنية.

2-1-7-5 النماذج التجريبية : Empirical Models

اقترحت عدة نماذج تجريبية واستعملت للتنبؤ بضيعات مسار الانتشار. سوف نناقش نموذجين استعملوا بشكل واسع : نموذج هاتا- اوكونميرا (The Hata - Okumura Model) ونموذج ولفيش ايكغامي (The Walfisch-Ikegami Model) وأيضاً سوف نعرض النماذج المقترحة من أجل الاستعمال في مواصفات الهاتف النقال من الجيل الثالث IMT-2000. نموذج هاتا - اوكونميرا The Hata - Okumura Model

تستعمل معظم وسائل الانتشار نماذج قريبة من نموذج هاتا. إن نموذج هاتا هو علاقة تجريبية استقت من تقرير تقني لـ اوكونميرا (5) وبالتالي فإن النتائج يمكن أن تستعمل في الوسائل الحسابية. يتألف تقرير اوكونميرا من مجموعة من المخططات التي تستعمل في نمذجة الاتصالات الراديوية. في نموذج هاتا تستعمل العلاقات التالية لتحديد متوسط الضياع L_{50} . يطبق نموذج هاتا في المدن الكبرى، الضواحي والبيئة المفتوحة منطقة المدن *Urban Area*.

$$L_{50} = 69.55 + 26.16 \log f_c - 13.82 \log h_b - a(h_m) + (44.9 - 6.55 \log h_b) \log R \quad \text{dB} \quad (61-5)$$

حيث :

f_c : التردد (MHz).

L_{50} : متوسط ضياع المسار (dB) .

h_b : ارتفاع المحطة الأساسية (m) .

$a(h_m)$: عامل التصحيح من أجل ارتفاع هوائي النقال (dB) .

R : المسافة من المحطة الأساسية (Km) .

إن مجال المحددات التي من أجلها يكون نموذج هاتا صالحاً هي :

$$150 \leq f_c \leq 1500 \text{ MHz}$$

$$30 \leq h_b \leq 200 \text{ m}$$

$$1 \leq h_m \leq 10 \text{ m}$$

$$1 \leq R \leq 20 \text{ m}$$

$a(h_m)$ يحسب كما يلي :

من أجل المدن الصغيرة أو المتوسطة الحجم :

$$a(h_m) = (1.1 \log f_c - 0.7) h_m - (1.56 \log f_c - 0.8) \quad \text{dB} \quad (62-5)$$

من أجل المدن الكبيرة :

$$a(h_m) = 8.29(\log 1.54 h_m)^2 - 1.1 \text{ dB}, \quad f_c \leq 200 \text{ MHz} \quad (63-5)$$

$$a(h_m) = 3.2(\log 11.75 h_m)^2 - 4.97 \text{ dB}, \quad f_c \geq 400 \text{ MHz} \quad (64-5)$$

أو مناطق الضواحي :

$$L_{50} = L_{50}(\text{Urban}) - 2 \left[\log \left(\frac{f_c}{28} \right)^2 - 5.4 \right] \text{ dB} \quad (65-5)$$

المناطق المفتوحة :

$$L_{50} = L_{50}(\text{Urban}) - 4.78(\log f_c)^2 + 18.33 \log f_c - 40.94 \text{ dB} \quad (66-5)$$

لا يستطيع نموذج هاتا أن يأخذ بعين الاعتبار كل التصحيحات الخاصة المستعملة في نموذج اوكونميرا.

يعطي نموذج اوكونميرا قيمةً متوسطةً لبعض الحالات الحدية ولا يستجيب بشكل كافٍ للتغيرات السريعة لمقطع المسار الراديوي. تتوافق المسافة المعتمدة لسلوك نموذج اوكونميرا مع القيم المقاسة. إن قياسات اوكونميرا صالحة فقط من أجل أنواع الأبنية الموجودة في طوكيو. بينت التجارب والقياسات المتقاربة في الولايات المتحدة الأمريكية أن حالة الضواحي تكون غالباً بين مناطق الضواحي والبيئة المفتوحة لـ اوكونميرا. إن تعريف مناطق الضواحي وفقاً لـ اوكونميرا هو تمثيل لمناطق المدينة السكنية بمجموعات كبيرة من الأبنية المتعددة الأدوار.

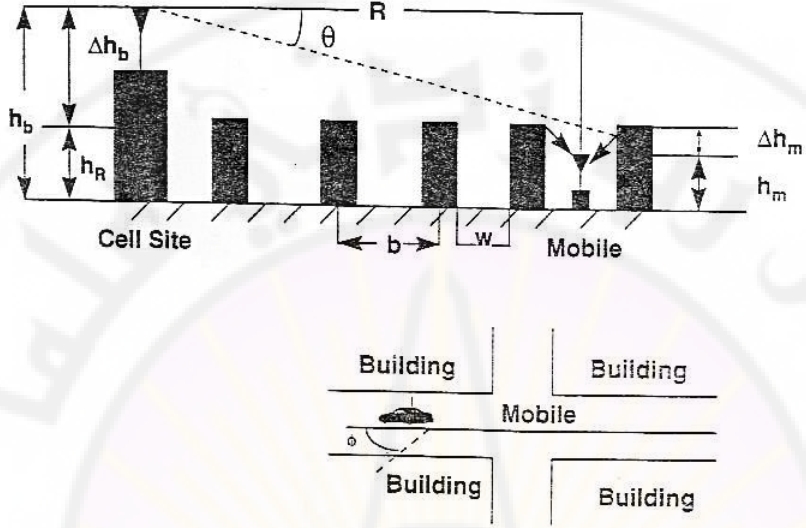
يتطلب نموذج اوكونميرا لأن الخضوع إلى محاكاة هندسية بالغة، خاصة في اختيار عوامل البيئات الخاصة. هناك ضرورة للمعطيات حتى نستطيع التنبؤ بعوامل البيئات من الخواص الفيزيائية للأبنية المحيطة بمستقبل النقال، بالإضافة إلى عوامل البيئات وتصحيحات المسار حتى نستطيع تحويل متوسط تنبؤات اوكونميرا لضياح المسار إلى تنبؤات يمكن تطبيقها بشكل صحيح على

المسار قيد الدراسة. وبالتالي فإنه لا يمكن تطبيق اوكونميرا مباشرة على الحاسوب قبل التفسير الهندسي للظواهر المعنية بمسار الانتشار. نموذج ولفيش - ايكاجامي *The Walfisch – Ikagami Model* يستعمل هذا النموذج لتقدير ضياع المسار في بيئة المدن من أجل الاتصالات الخليوية ويعرف بنموذج الاتحاد الأوروبي العلمي والتقني *COST: Committee of Scientific and Technology 231 Model* الشكل 5-9. وهو يجمع بين النماذج نصف التجريبية والمحسوبة من أجل تقدير مسار الانتشار في بيئة المدن على المجال الترددي 800-2000MHz. لقد استعمل هذا النموذج مبدئياً في أوروبا من أجل نظم GSM، وفي بعض نماذج الانتشار في الولايات المتحدة الأمريكية. يحتوي النموذج ثلاثة عناصر : ضياع الخلاء، ضياع انكسار الأسقف نحو الشارع والتبعثر، بالإضافة إلى الضياعات الأخرى الناتجة من البيئات المختلفة. تستعمل العلاقات التالية من أجل هذا النموذج :

$$L_{50} = L_f + L_{rts} + L_{ms} \quad (67-5)$$

$$L_{50} = L_f \quad , \quad L_{rts} + L_{ms} \leq 0 \quad \text{أو} \quad (68-5)$$

حيث : L_f ضياع الخلاء $f : free - space$.
 L_{rts} ضياع انكسار الأسقف نحو الشارع والتبعثر
rooftop-to-street diffraction-scatter.
 L_{ms} الضياعات الأخرى *multiscreen*.



الشكل (5-9): نموذج انتشار ولفيش - إيكاجامي.

يعطى ضياع الخلاء بالعلاقة :

$$L_f = 32.4 + 20 \log R + 20 f_c \quad dB \quad (69-5)$$

يعطى ضياع انكسار الأسقف والتبعثر بالعلاقة :

$$L_{rts} = -16.9 - 10 \log W + 10 \log f_c + 20 \log \Delta h_m + L_0 \quad dB \quad (70-5)$$

حيث :

W عرض الشارع بالمتر.

$$\Delta h_m = h_r - h_m \quad (m)$$

$$L_0 = -9.646 \quad dB \quad 0^\circ \leq \phi \leq 35^\circ$$

$$L_0 = 2.5 + 0.075(\phi - 35) \quad dB \quad 35^\circ \leq \phi \leq 55^\circ$$

$$L_0 = 4 - 0.114(\phi - 55^\circ) \quad dB \quad 55^\circ \leq \phi \leq 90^\circ$$

حيث :

Φ زاوية الورود بالنسبة للشارع.

تعطى الضياعات الأخرى بالعلاقة:

$$L_{ms} = L_{bsh} + K_a + K_d \log R + K_f \log f_c - 9 \log b \quad (71-5)$$

حيث :

b : المسافة بين الأبنية على طول المسار الراديوي.

$$L_{bsh} = -18 \log 11 + \Delta h_b, \quad h_b > h_r$$

$$L_{bsh} = 0, \quad h_b < h_r$$

$$K_a = 54, \quad h_b > h_r$$

$$K_a = 54 - 0.8 h_b, \quad R \geq 500m, \quad h_b \leq h_r$$

$$K_a = 54 - 1.6 h_b, \quad R < 500m, \quad h_b \leq h_r$$

ملاحظة : يزداد العاملان L_{bsh} و K_a من ضياع المسار مع انخفاض ارتفاع هوائي المحطة الأساسية BS .

$$K_d = 18, \quad h_b < h_r$$

$$K_d = 18 - (15 \Delta h_b / \Delta h_m), \quad h_b \geq h_r$$

$K_f = 4 + 0.7 \{ (f_c / 925) - 1 \}$ من أجل المدينة المتوسطة الحجم ومناطق الريف مع كثافة متوسطة للأشجار.

$$K_f = 4 + 1.5 \{ (f_c / 925) - 1 \} \text{ من أجل مركز المدينة.}$$

إن مجال المحددات التي من أجلها يكون النموذج صالحاً:

$$800 \leq f_c \leq 2000 \text{ (MHz)}$$

$$4 \leq h_b \leq 50 \text{ (m)}$$

$$1 \leq h_m \leq 3 \text{ (m)}$$

$$0.02 \leq R \leq 5 \text{ (Km)}$$

إن القيم التالية يمكن أن تستعمل من أجل هذا النموذج :

$$b = 20 - 50 \text{ (m)}$$

$$W = b / 2$$

$$\Phi = 90^\circ$$

من أجل السقف المائل فإن السقف يساوي 3m ومن أجل السقف المستوي فإن السقف يساوي الصفر.

السطح + (عدد الأدوار) $h_r = 3$

باستعمال المعطيات التالية، يمكن أن نعطي مقارنة لضياع المسار بين

نموذج هاتا ونموذج ولفيش - ايكاجامي في الجدول 5-1.

0 = السقف

$f_c = 880\text{MHz}$, $h_m = 1.5\text{m}$, $h_b = 30\text{m}$, $h_r = 30\text{m}$, $\phi = 90^\circ$, $b = 30\text{m}$, $W = 15\text{m}$

الجدول (5-1) : مقارنة لضياع المسار باستعمال النماذج هاتا و ولفيش - ايكاجامي.

ضياع المسار بـ dB

المسافة (Km)	نموذج هاتا	نموذج ولفيش-ايكاجامي
1	126.16	139.45
2	136.77	150.89
3	142.97	157.58
4	147.37	162.33
5	150.79	166.01

إن ضياعات المسار المتنبئة بنموذج هاتا والتي هي بين dB (13- 16)

تكون أقل من تلك المتنبئة بنموذج ولفيش-ايكاجامي. إن نموذج هاتا يهمل أثر عرض الشارع، الانكسار من الشارع والضياعات المبعثرة والتي هي متضمنة في نموذج ولفيش-ايكاجامي.

عامل التصحيح من أجل التخامد المعزى للأشجار:

لقد طور ويسبرغر (Weissberger) نموذج تأخير أسي معدل والذي يمكن أن يستعمل عندما المسار يعوق بأشجار مورقة كثيفة وجافة موجودة في مناخ معتدل. ضياع المسار الإضافي يمكن أن يحسب من العلاقة :

$$L_f = 1.33 (f_c)^{0.284} (h_f)^{0.588} \text{ dB}, \quad 14 \leq h_f \leq 400\text{m} \quad (72-5)$$

$$L_f = 0.45 (f_c)^{0.284} h_f \text{ dB}, \quad 0 \leq h_f \leq 14\text{m} \quad (73-5)$$

حيث : L_f الضياع بـ dB .

f_c التردد بـ GHz .

h_f ارتفاع الأشجار بـ m .

وجد أن الفرق في ضياع المسار من أجل الأشجار بوجود وبدون وجود الأوراق ما بين dB (3-5). من أجل التردد $900 MHz$ ، فإن العلاقات السابقة تختصر إلى :

$$L_f = 1.291(h_f)^{0.588} \quad dB, \quad 14 \leq h_f \leq 400m \quad (74-5)$$

$$L_f = 0.437 h_f \quad dB, \quad 0 \leq h_f \leq 14m \quad (75-5)$$

2-7-5 نماذج من أجل البيئة الداخلية :

Models for Indoor Environment

أشارت الدراسات العملية بأن مستقبل النقال المتحرك في البناء يختبر خفوت رايلي *Rayleigh fading* من أجل مسارات الانتشار المحجوبة وخفوت ريسان *Rician fading* من أجل المسارات المباشرة بغض النظر عن أنواع الأبنية. فإن خفوت رايلي يكون خفوتاً قصيراً الأجل ينتج من رحيل الإشارات المتعددة المسارات والتي يمكن أن يلغي جزئياً بعضها البعض. المسار المباشر (line of sight) يكون واضحاً بالنسبة للأبنية، بكلمة أخرى، لا يوجد انعكاسات للإشارة. ينتج خفوت ريسان من مجموع المسار المباشر القوي والمسار الأرضي بالإضافة إلى عدد من المسارات المنعكسة الضعيفة. إن مقدار الانتشار بين الأدوار (floors) يعتبر هاماً في نظم الاتصالات اللاسلكية من أجل الأبنية المتعددة الأدوار والتي تحتاج لتوزيع الترددات ضمن الأبنية. وإعادة استعمال الترددات في الأدوار المختلفة ضرورة هامة لمنع التداخل بين الأقنية. لقد تبين أن نموذج مواد البناء، الأبعاد الجانبية للبناء،

ونموذج النوافذ تؤثر في تخامد الأمواج الراديوية بين الأدوار. أشارت القياسات إلى أن التخامد بين الأدوار لا يزداد خطياً بالديسيل مع ازدياد المسافة الفاصلة. يحدث التخامد الأعظم للدور بالديسيل عندما يكون المرسل والمستقبل بدور واحد. يزداد ضياع المسار الكلي بنسبة صغيرة كلما ازداد عدد الأدوار. إن القيم النموذجية للتخامد بين الأدوار هي 15 dB من أجل فاصل بدور واحد بالإضافة من 6 dB إلى 10 dB لكل دور فاصل حتى أربع الأدوار. من أجل خمس أدوار أو أكثر، فإن ضياع المسار يزداد فقط بعدة ديسيبل من أجل كل دور إضافي (انظر الجدول 2-5).

إن شدة الإشارة المستقبلية ضمن البناء المعززة للمرسل الموجود خارجاً تكون هامة من أجل النظم اللاسلكية والتي تتقاسم الترددات مع الأبنية المجاورة أو مع النظام الموجود خارجاً. بينت الدراسات العملية بأن شدة الإشارة المستقبلية ضمن الأبنية تزداد مع الارتفاع. في الأدوار الأرضية من البناء، فإن العنقود cluster في المدينة يحرض تخامد أكثر ويخفض مستوى الاختراق. في الأدوار العلوية، يمكن أن يوجد المسار المباشر (LOS)، والذي يسبب إشارة واردة قوية عند الحائط الخارجي للبناء. لقد وجد أن اختراق الإشارة الراديوية يمكن أن يكون تابعاً للتردد بالإضافة إلى الارتفاع ضمن البناء. ينخفض ضياع الاختراق بازدياد التردد. تم إجراء قياسات أمام النافذة وتبين أن ضياع الاختراق أقل بـ 6 dB بالتغطية من تلك القياسات التي نفذت بأجزاء من البناء بدون نوافذ. بينت أيضاً دراسات تجريبية أن ضياع الاختراق للأبنية ينخفض بمعدل حوالي 2 dB للدور من المستوى الأرضي حتى الدور العاشر وعند ذلك يبدأ بالازدياد حوالي الدور العاشر. إن ازدياد ضياع الاختراق في الأدوار العلوية ينسب لأثر الظل للأبنية المجاورة.

إن متوسط ضياع المسار يكون تابعاً للمسافة بالنسبة لقيمة γ ويعطى بالعلاقة :

$$L_{50}(R) = L(R_0) + 10 \times \gamma \log\left(\frac{R}{R_0}\right) \quad dB \quad (76-5)$$

حيث :

$L_{50}(R)$ متوسط ضياع المسار بـ dB .

$L(R_0)$ ضياع المسار من المرسل إلى مسافة مرجعية R_0 بـ dB .

γ متوسط ضياع المسار الأسّي.

R المسافة من المرسل بالمتري .

R_0 المسافة المرجعية من المرسل بالمتري .

نختار R_0 مساوية لواحد متر ونفرض $L(R_0)$ معزاة للانتشار في الخلاء من المرسل ولمسافة مرجعية واحد متر. بعد ذلك، نفرض أن ربح الهوائي يساوي ضياعات خطوط النقل (بالتأكيد هذا ليس صحيحاً دوماً) ونحصل على ضياع المسار $L(R_0)$ بـ $31.7 dB$ عند التردد $914 MHz$ على طول مسار في الخلاء واحد متر.

لقد وجد أن ضياع المسار يمكن أن يتوزع بشكل طبيعي حوالي المعادلة

(76-5). إن متوسط ضياع المسار الأسّي γ والانحراف المعياري σ هي

محددات تعتمد على نوع البناء، حواف البناء وعدد الأدوار بين المرسل

والمستقبل. إن ضياع المسار بين المرسل T والمستقبل X المفصولين بمسافة

R بالأمتار يمكن أن يعطى بالعلاقة :

$$L(R) = L_{50}(R) + X_{\sigma} \quad dB \quad (77-5)$$

حيث :

$L(R)$ ضياع المسار عند المسافة الفاصلة بين المرسل والمستقبل .
 X_σ الصفر الرئيسي للتوزيع المتغير العشوائي وفق القانون $\log normal$ مع الانحراف المعياري σ بـ dB .

الجدول 2-5 يعطي ملخصاً لمتوسط ضياع المسار الأسّي والانحراف المعياري أعلى أو أدنى من المتوسط لمختلف البيئات. في البيئة المتعددة الأدوار، المعادلة (5-77) يمكن أن تعدل لإظهار أن متوسط ضياع المسار الأسّي هو تابع لعدد الأدوار بين المرسل والمستقبل. إن قيمة γ (المتعدد الأدوار) تعطى بالجدول 2-5.

$$L_{50}(R) = L(R) + 10\gamma (\text{multifloor}) \log\left(\frac{R}{R_0}\right) \quad dB \quad (5-78)$$

الجدول (2-5) : متوسط ضياع المسار والانحراف المعياري.

النوع	γ	$\sigma (dB)$
• كل الأبنية		
كل المواقع	3.14	16.3
الدور ذاته	2.76	12.9
ضمن الدور الواحد	4.19	5.1
ضمن الدورين	5.04	6.5
• البناء المكتبي 1		
البناء كاملاً	3.54	12.8

11.2	3.27	الدور ذاته
8.1	2.68	الجانب الغربي الدور الخامس
4.3	4.01	الجانب المركزي الدور الخامس
4.4	3.18	الجانب الغربي الدور الرابع
5.2	1.81	• مخزن البقال
8.7	2.18	• مخزن التجزئة
		• البناء المكتبي 2
8.7	2.18	
13.3	4.33	البناء كاملاً
3.25	5.2	الدور ذاته

مثال 5-5 :

استخدم نموذج المعادلة (5-78) للتنبؤ بمتوسط المسار عند المسافة $R=30m$ عبر ثلاثة أدوار لبناء مكتبي، افرض أن متوسط ضياع المسار الأسّي في الدور ذاته للبناء $\gamma = 3.27$.

الحل :

$$L_{50}(30) = 31.7 + 10 \times 5.22 \log\left(\frac{30}{1}\right) = 108.8 \quad dB$$

5-7-3 نماذج الهاتف النقال المحسن-2000 *IMT-2000 Models*

من أجل الهاتف النقال المحسن *IMT-2000*، ميزت بيئات التشغيل بمجموعات جزئية مؤلفة من بيئة المكتب الداخلية، البيئة الخارجية إلى الداخلية والراجلة وبيئة العربات. من أجل التقانات الضيقة المجال، زمن تأخير النثر يمثل بالجذر التربيعي للقيمة المتوسطة فقط. أما بالنسبة للتقانات العريضة المجال، فإن شدة وزمن التأخير النسبي لعدد من مركبات الإشارة تصبح هامة. من أجل بعض التقانات (تلك التي تستعمل تحكم الاستطاعة) فإن نماذج

ضياح المسار تتضمن الترابط بين وصلات الانتشار للقنوات المتداخلة كلها لإعطاء التنبؤات الدقيقة. وفي بعض الحالات، يجب أن يتمذج بيئة تغيرات خفوت الظل المؤقت. إن المحددات الرئيسية لنماذج الانتشار هي:

- تأخير النثر، بنيته وتغيره الإحصائي.
- القانون الهندسي لضياح المسار $R^{-\gamma}$ ($2 \leq \gamma \leq 5$).
- خفوت الظل.
- خصائص خفوت تعدد المسار (طيف دوبلر، ريسان مقابل رايلي) من أجل غلاف الألفية.
- التردد الراديوي العامل.

5-7-3-1 بيئة المكتب الداخلية : *Indoor Office Environment*

تتميز هذه البيئة بعدد الخلايا الصغير وباستطاعة إرسال منخفضة لمستخدمي المحطات الأساسية BS_s والراجلين الموجودين في الداخل. إن تأخير النثر الفعلي يقدر من $35ns$ حتى $460ns$. وتتغير قاعدة ضياح المسار تبعاً للتبعثر والتخامد من الجدران، الأرضيات والبنيات المعدنية مثل خزن الملفات والحواجز. تنتج الأجسام أيضاً أثر الظل. إن الظل وفق القانون $\log$ - $normal$ مع توقع انحراف معياري بمقدار $12dB$. تصنف خصائص الخفوت من ريسان إلى رايلي مع المجموعة المقابلة لتردد دوبلر بسرعات السير. ويكون نموذج المسار من أجل هذه البيئة هو :

$$L_p = 37 + 30 \log R + 18.3 \times n^{[(n+2)/(n-1)-0.46]} \quad dB \quad (79-5)$$

حيث :

R المسافة الفاصلة بين المرسل والمستقبل بالأمتار.

n عدد الأدوار في المسار.

5-7-3-2 البيئة الخارجية إلى الداخلية والرجلة :

Outdoor-to-Indoor and Pedestrian Environment

تتميز هذه البيئة بالخلايا الصغيرة وباستطاعة إرسال منخفضة. وتوضع المحطات الأساسية BS_S والهوائيات ذات الارتفاع المنخفض في الخارج، وتوجد المستخدمون والراجلون في الشارع وضمن الأبنية السكنية العالية والمنخفضة. يتغير تأخير النثر من $100ns$ إلى $1800ns$ وتطبق قاعدة ضياع المسار الهندسي بـ R^{-4} . إذا كان المسار مباشراً كما هو في الشارع، فإن ضياع المسار يتبع القاعدة R^{-2} حيث تكون منطقة فرينل. من أجل المناطق التي تكون فيها منطقة فرينل كبيرة فإن ضياع المسار يطبق عليه القاعدة R^{-4} ولكن المدى حتى R^{-6} يمكن أن يصادف ويعزى ذلك للأشجار والعوائق الأخرى على طول المسار. إن خفوت الظل وفق القانون $\log-normal$ مع انحراف معياري 10 dB يكون معقولاً من أجل الهواء الطلق و 12 dB داخل الأبنية. ويكون متوسط ضياع اختراق الأبنية هو 18 dB مع انحراف معياري 10 dB . تتعلق نسبة خفوت ريسان و رايلي بشكل عام بسرعة الراجلين، ولكن الخفوت السريع يمكن أن يحدث من الانعكاسات من العربة المتحركة بعض الأحيان. لقد اقترح نموذج ضياع المسار التالي في هذه البيئة:

$$L_p = 40 \log R + 30 \log f_c + 49 \quad \text{dB} \quad (80-5)$$

هذا النموذج صالح من أجل المسار غير المباشر فقط ويصف حالة الانتشار الأسوأ. إن خفوت الظل وفق قانون $\log-normal$ مع انحراف معياري يساوي 10 dB ويكون متوسط ضياع الاختراق للأبنية هو 18 dB مع انحراف معياري 10 dB .

5-7-3-3 البيئة الخاصة بالمركبات: *Vehicular Environment*

تتألف هذه البيئة من خلايا كبيرة واستطاعة إرسال عالية. مع تأخير النثر من $4\mu s$ إلى حوالي $12\mu s$ الذي يحدث في الطرقات المرتفعة على أرض الهضاب والجبال. تستعمل قاعدة ضياع المسار الهندسية R^{-4} وخفوت الظل وفق قانون $\log\text{-normal}$ مع انحراف معياري 10 dB في مناطق المدن والضواحي. ويكون متوسط ضياع اختراق الأبنية هو 18 dB مع انحراف معياري 10 dB .

في مناطق الريف وبوجود أرض مستوية، يكون ضياع المسار أقل من مناطق المدينة والضواحي. في الأرض الجبلية، إذا تم تجنب العوائق عن طريق اختيار مكان المحطة الأساسية BS ، فإن قاعدة ضياع المسار يكون R^{-2} ويبقى معدل خفوت رايلي متعلقاً بسرعة المركبة. يستعمل نموذج ضياع المسار التالي في هذه البيئة:

$$L_p = 40(1 - 4 \times 10^{-2} \Delta h_b) \log R - 18 \log(\Delta h_b) + 21 \log f_c + 80\text{ dB} \quad (81-5)$$

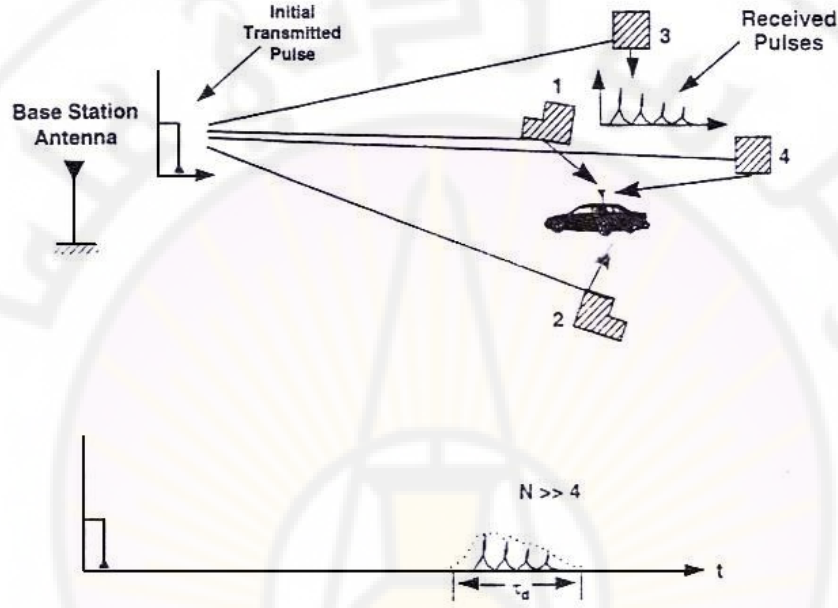
حيث :

Δh_b ارتفاع هوائي المحطة الأساسية BS مقاساً من متوسط مستوى السقف.

5-8 تأخير النثر : *Delay Spread*

تتبع الإشارة الراديوية مسارات مختلفة بسبب تعدد مسارات الانعكاس. ويكون لكل مسار طول مختلف، وبالتالي يختلف زمن وصول كل منها، وهكذا تكون الإشارة قد نثرت. وأزمنة وصول الأجزاء المنثورة إلى المستقبل تختلف بتأخير زمني يدعى تأخير النثر. وكمثال على ذلك، إذا أرسلت نبضة بواسطة مرسل، فإن هذه النبضة زمنياً تستقبل عند المستقبل بنفس طول النبضة الأساسية (ارجع للشكل 5-10). في النظام الرقمي تأخير النثر يسبب التداخل

بين الرموز، وذلك بتحديد نسبة الرموز الأعظمية للقناة الرقمية المتعددة المسارات.



الشكل (5-10) : ظاهرة تأخير النثر.

إن متوسط تأخير النثر τ_d هو :

$$\tau_d = \frac{\int_0^{\infty} t D(t) dt}{\int_0^{\infty} D(t) dt} \quad (5-82)$$

حيث :

$D(t)$ هو تأخير تابع الاحتمالية للكثافة و $\int_0^{\infty} D(t) dt = 1$.

بعض توابع التأخير التماثلية هي :

$$D(t) = \frac{1}{\tau_d} e^{-\frac{t}{\tau_d}} \quad \text{الأسّي}$$

المنتظم $D(t) = \frac{\tau_d}{2}$, $0 \leq t \leq 2\tau_d$ و $D(t) = 0$ في أي مكان آخر.

إن القيم المقاسة توحى بأن متوسط تأخير النثر يكون مختلفاً باختلاف البيئات (ارجع للجدول 3-5).

الجدول (3-5) : القيم المقاسة من أجل تأخير النثر.

نوع البيئة	تأخير النثر (τ_d) بـ μs
المنطقة المفتوحة	أقل من 0.2
منطقة الضواحي	0.5
منطقة المدن	3.0

الفصل السادس

المفاهيم الأساسية للاتصالات الخليوية *Cellular Communications Fundamentals*

6-1 مقدمة :

إن الغرض من تصميم النظم اللاسلكية النقالة المبكرة كان تغطية أكبر مساحة ممكنة وذلك باستخدام مرسل واحد ذي استطاعة عالية وباستخدام هوائي مركب في برج عالٍ وهذه الطريقة تغطي مساحة جيدة لكنها لا تسمح بإعادة استخدام الترددات نفسها عبر النظام بسبب التداخلات التي تحصل عندئذ فعلى سبيل المثال : نظام Bell للاتصالات النقالة الذي كان مستخدماً في مدينة نيويورك في السبعينات من القرن الماضي يمكن أن يتحمل كحد أعظمي 12 مكالمات في الوقت نفسه فوق مساحة مربعة تقدر مساحتها بـ 1000 ميل مربع لذا كان مطلوباً إنشاء أنظمة جديدة تحقق ساعات أكبر مع تغطية مساحات أكبر بكثير.

إن مفهوم التقسيم إلى خلايا كان النقطة الأبرز في حل مشكلة الازدحام في الاتصالات وقد قدمت هذه الفكرة سعة عالية ضمن طيف محدود دون أية تغييرات تقنية كبيرة وهذا المفهوم يعني استبدال إشارة واحدة ذات مرسل باستطاعة عالية (خلية كبيرة) بعدة إشارات ذات مرسلات باستطاعات منخفضة (خلايا صغيرة) كل إشارة تؤمن تغطية جزء صغير فقط من المنطقة المخدمة. كل محطة قاعدية BS تخص جزءاً من العدد الكلي للقنوات المتاحة في كامل النظام والمحطة المجاورة تخص مجموعة مختلفة من القنوات بحيث أن القنوات المتاحة في النظام توزع على عدد المحطات القاعدية BS_S المتجاورة،

ويتم توزيع مجموعات القنوات على المحطات القاعدية المتجاورة بحيث يخفض التداخل بين المحطات الأرضية والمشاركين المتحركين إلى حده الأدنى، وبترتيب المسافات بين المحطات القاعدية والقنوات المخصصة لكل محطة يتم توزيع القنوات المتاحة من النظام عبر المنطقة الجغرافية بكاملها ويمكن إعادة استخدام الترددات عدة مرات طالما أن التداخل ما يزال تحت الحدود المقبولة وكلما زاد الطلب على الخدمة (يعني قنوات أكثر) زاد عدد المحطات القاعدية بدون أية زيادة إضافية في الطيف الراديوي المستخدم.

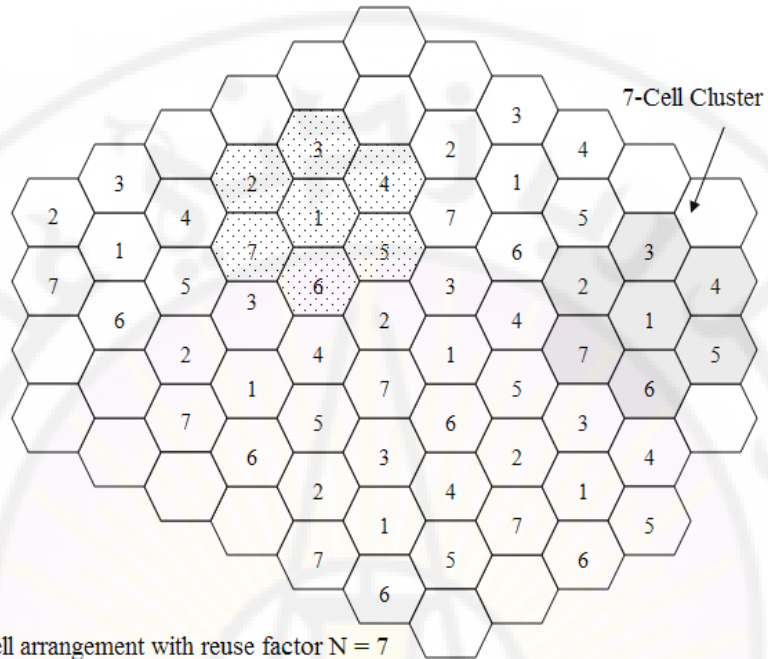
هذه المبادئ الأساسية هي الأساس لكل نظم الاتصالات اللاسلكية الحديثة حيث أنها تسمح لعدد محدود من القنوات أن يخدم عدداً كبيراً من المشاركين بإعادة استخدام القنوات عبر المنطقة المشمولة بالتغطية. وسوف نوضح في هذا الفصل العلاقة بين نسبة إعادة استخدام الخلايا q وعامل إعادة استخدام الترددات أو حجم العنقود $Cluster$ ، N من أجل الشكل المسدس للخلية بالإضافة إلى دراسة التداخل بين القنوات.

2-6 النظم الخليوية : Cellular Systems

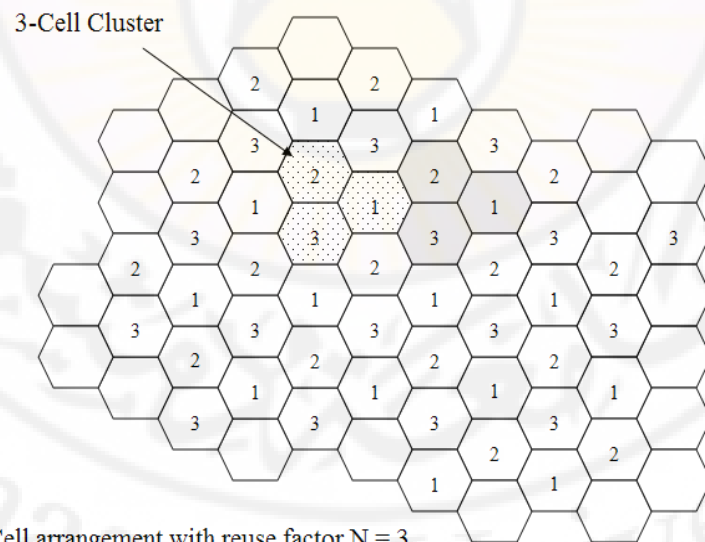
صممت معظم نظم الراديو والتلفزيون التجارية لتغطي أكبر مساحة ممكنة. وتعمل هذه النظم نموذجياً عند استطاعة عظمى وهوائيات عالية جداً سمحت بها لجنة الاتصالات الاتحادية FCC . التردد المستعمل بواسطة المرسل لا يمكن إعادة استخدامه مرة ثانية حتى تتوفر مسافات كافية بحيث لا تتداخل المحطة العاملة بشكل ملحوظ بالمحطة الثانية المخصصة بذلك التردد. ويمكن أن يكون أيضاً منطقة شاسعة بين المرسلين الذين يستخدمان نفس التردد وفيها لا يتم استقبال أية إشارة.

إن النظام الخليوي يأخذ التقريب المقابل. إنه يبحث عن استعمال فعال للقنوات المتوافرة باستخدام مرسلات باستطاعة منخفضة لكي يسمح بإعادة التردد عند

مسافات قصيرة جداً (الشكل 6-1). بزيادة عدد المرات لكل قناة يمكن إعادة استخدامها في منطقة جغرافية ما يكون التصميم الجوهري لنظام فعال. لقد صممت النظم الخليوية لتعمل ضمن مجموعات بإشارات ذات استطاعات منخفضة (خلايا صغيرة) توزع فوق منطقة الخدمة. كل مجموعة راديوية تخدم المحطات النقالة MS_S المتواجدة بالقرب منها. المنطقة المخدمة بهذه المجموعة الراديوية تدعى خلية $Cell$. يكون لكل خلية عدد خاص من الإشارات المنخفضة الاستطاعة من أجل الاتصال مع المحطات النقالة الموجودة ضمنها. تختار استطاعة الإرسال كبيرة بما فيها الكفاية لتتمكن من الاتصال مع المحطات النقالة MS_S الموجودة على جوانب الخلية نفسها. إن نصف قطر كل خلية يمكن أن يختار تقريباً بحدود $28Km$ (حوالي $16\ mile$) عندما يعمل النظام بعدد من المشتركين، ويمكن أن يخفض إلى أقل من $2Km$ (حوالي $1mile$) من أجل النظام التام المتطلب بشكل كبير إعادة استخدام التردد. كلما زادت حركة المكالمات، تضاف خلايا وقنوات جديدة للنظام. إذا تم اختيار مخطط الخلية غير منتظم، فهذا يقود إلى استعمال غير فعال للطيف معزى لعدم القدرة على إعادة استخدام الترددات بسبب التداخل بين القنوات. وهذا ينتج توزيعاً غير اقتصادي للتجهيزات يتطلب إعادة توزيع من موقع الخلية الأول إلى أخرى. لذلك، فإن هذا يتطلب جهداً كبيراً من المهندسين لإعادة ضبط النقل، الدارات الإلكترونية ومنابع التحكم في كل مرحلة يتم فيها تطويره. إن استعمال مخطط الخلية المنتظم في النظام الخليوي المصمم يلغي كل هذه الصعوبات.



Cell arrangement with reuse factor $N = 7$



Cell arrangement with reuse factor $N = 3$

الشكل (6-1) : إعادة استعمال التردد

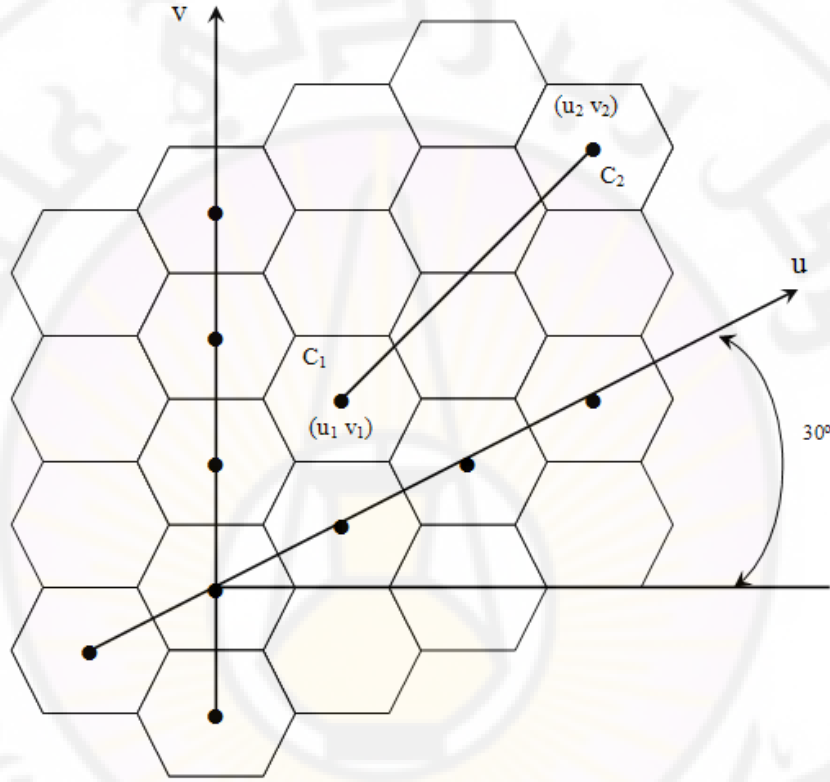
في الحقيقة، يكون تغطية الخلية على شكل دائرة غير منتظمة. وهذه التغطية الدقيقة للخلية يعتمد على تضاريس الأرض وعدة عوامل أخرى. من أجل التصميم الملائم وكتقريب من الدرجة الأولى، نفترض بأن تغطية المساحات هو عبارة عن مضلع. على سبيل المثال، من أجل الهوائيات غير الموجهة مع استطاعة إشارة ثابتة، منطقة التغطية لموقع يمكن أن تكون دائرة. لإنجاز التغطية التامة بدون نقاط ضعف، يتطلب هذا سلسلة مضلعات منتظمة من أجل تغطية مواقع الخلية. يمكن أن يستعمل من أجل تصميم الخلية أي مضلع منتظم مثل المثلث المتساوي الأضلاع، المربع أو المسدس. إن المضلع السداسي الشكل يستعمل من أجل سببين: التصميم السداسي يتطلب بضعة خلايا، وبالتالي بضعة مرسلات للمواقع، ويكون أقل كلفة بالمقارنة مع الخلايا المربعة والثلثية المنتظمة. في الحياة العملية، وبعد الرسم التخطيطي للمضلعات على خريطة للمضلعات على خريطة تغطية المنطقة، رسمت خطوط شعاعية وتم حساب نسبة الإشارة إلى الضجيج SNR من أجل مختلف الاتجاهات مستعملين نماذج الانتشار التي تمت دراستها في السنة الرابعة، أو باستعمال برامج حاسوبية. من أجل بقية هذا الفصل، سوف نفترض المضلعات المنتظمة من أجل تغطية المساحات وحتى من الناحية العملية هي التقريب الأفضل.

3-6 هندسة الخلايا السداسية : Geometry of a Hexagonal Cell

نستعمل المحاور $u-v$ لحساب المسافة D بين النقاط C_1 و C_2 (الشكل 6-2). C_1 و C_2 هي مراكز الخلايا السداسية مع إحداثياتها (u_1, v_1) و (u_2, v_2) .

$$D = \left\{ (u_2 - u_1)^2 (\cos 30^\circ)^2 + [(v_2 - v_1) + (u_2 - u_1) \sin 30^\circ]^2 \right\}^{1/2}$$

$$D = \left\{ (u_2 - u_1)^2 + (v_2 - v_1)^2 + (v_2 - v_1)(u_2 - u_1) \right\}^{1/2} \quad (1-6)$$



الشكل (2-6) : نظام الإحداثيات.

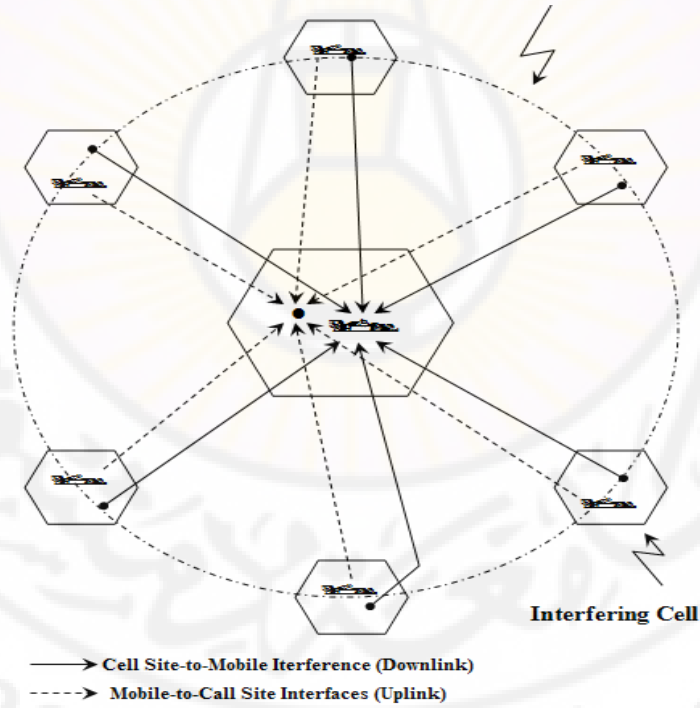
إذا افترضنا، $(u_1, v_1) = (0,0)$ ، أو مركز نظام الإحداثيات يكون في مركز الخلية السداسية، والنقطة المدروسة (u_2, v_2) يكون لها قيم صحيحة (i, j) عند ذلك يمكن إعادة كتابة المعادلة (1-6) بالشكل:

$$D = [i^2 + j^2 + i j]^{1/2} \quad (2-6)$$

إن المسافة المنسوبة بين خليتين متجاورتين تساوي الواحد $(i = 1, j = 0)$ أو $(i = 0, j = 1)$. إن المسافة الحالية من المركز إلى المركز بين الخليتين

السداسيتين المتجاورتين تكون $2 R \cos 30^\circ$ أو $\sqrt{3}R$ حيث R المسافة من المركز إلى رأس الخلية السداسية.

نفترض أن حجم كل الخلايا تقريباً متساوٍ ومادام حجماً ثابتاً فإن كل خلية ترسل الاستطاعة نفسها، والتداخل بين القنوات يمكن أن يكون مستقلاً عن الاستطاعة المرسلة من كل خلية. إن التداخل بين القنوات هو تابع لـ q حيث $q = D/R$. الأكثر من ذلك، D هي تابع لـ N_I و S/I حيث N_I هي عدد خلايا القنوات المتداخلة في النسق الأول (الشكل 3-6) و S/I هي نسبة الإشارة المستقبلة إلى التداخل (S/I) عند مستقبل النقال المطلوب.



الشكل (3-6) : تداخل القنوات مع موقع خلية غير موجهة.

من الشكل (4-6) نرى أن قطر الخلية الكبيرة D (فصل القنوات المتداخلة) يعطى كما يلي :

$$D^2 = 3R^2 (i^2 + j^2 + i j) \quad (3-6)$$

بما أن مساحة الخلية السداسية تتناسب مع مربع المسافة بين المركز ورأس الخلية، فإن مساحة المسدس الكبير تكون :

$$A_{large} = k[3 R^2 (i^2 + j^2 + i j)] \quad (4-6)$$

حيث k ثابت.

بنفس الطريقة فإن مساحة السداسي الصغير يعطى كما يلي :

$$A_{small} = k(R^2) \quad (5-6)$$

بمقارنة المعادلة (4-6) و (5-6) وباستعمال المعادلة (3-6) يمكن أن نكتب:

$$\frac{A_{large}}{A_{small}} = 3(i^2 + j^2 + i j) = \frac{D^2}{R^2} \quad (6-6)$$

من التناظر، يمكن أن نرى أن السداسي الكبير يطوق مركز العنقود N cluster خلية. بالإضافة إلى ثلث عدد الخلايا المترابطة مع الخلايا الست السداسية الشكل المحيطة. وهكذا، فإن العدد الكلي للخلايا المحصورة يساوي إلى $N + 6(N/3) = 3N$. وبما أن المساحة تتناسب مع عدد الخلايا، A_{large} $A_{small} = 1$ و $= 3N$.

$$\frac{A_{large}}{A_{small}} = 3N \quad (7-6)$$

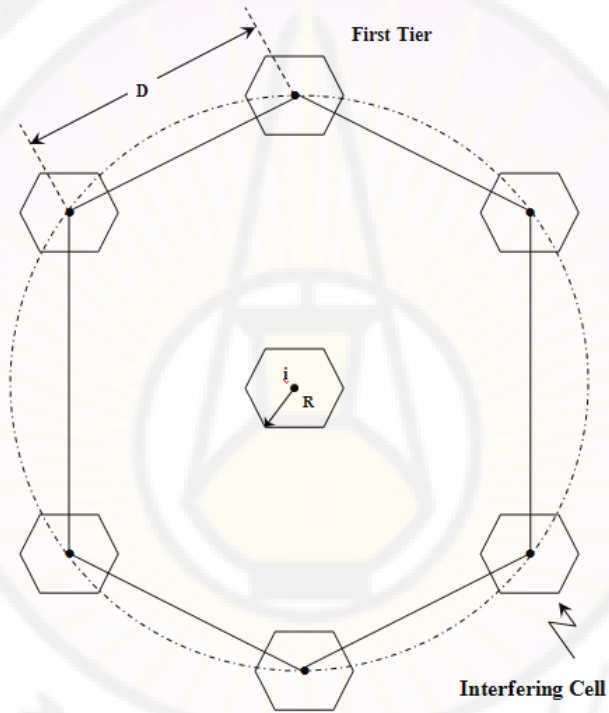
باستبدال المعادلة (7-6) في المعادلة (6-6) نحصل :

$$3N = 3(i^2 + j^2 + i j) \quad (8-6)$$

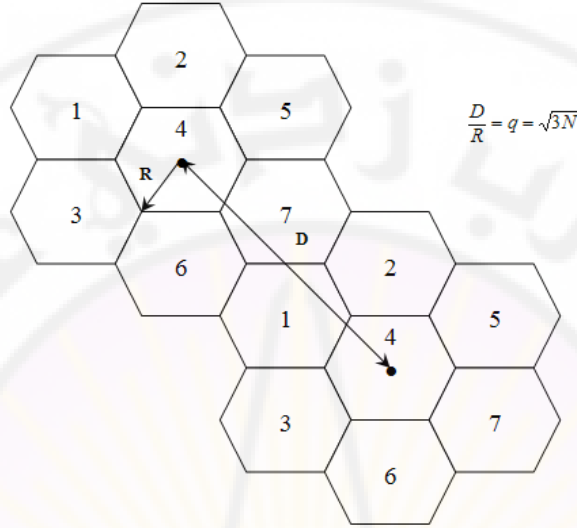
$$\frac{D^2}{R^2} = 3N \quad (9-6)$$

$$\frac{D}{R} = q = \sqrt{3N} \quad (\bar{9}-6)$$

حيث q نسبة إعادة استخدام الخلايا الشكل (5-6).



الشكل (4-6) : التداخل الفعلي لست خلايا في الخلية 1 .



الشكل (5-6) : العلاقة بين q و N .

الجدول (1-6) يبين قيم q من أجل قيم مختلفة لـ N .

الجدول (1-6) : نسبة إعادة استخدام القنوات مع مخطط إعادة استخدام التردد.

i	j	N	$q = D / R$
1	0	1	1.73
1	1	3	3.00
2	0	4	3.46
2	1	7	4.58
3	0	9	5.20
2	2	12	6.00
3	1	13	6.24
4	0	16	6.93
3	2	19	7.55
4	1	21	7.94
4	2	28	9.17

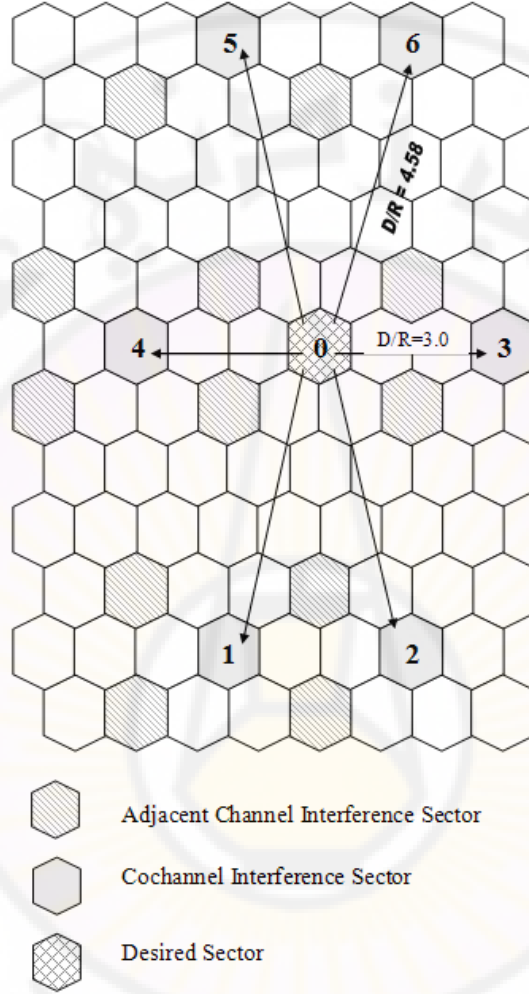
إن المعادلة (6-9-أ) هامة بسبب أنها تؤثر على سعة حركة نقل

المكالمات في النظام الخليوي والتداخل بين قنوات الخلايا المتجاورة. بإنقاص q

فإن عدد الخلايا في العنقود ينقص. إذا كان العدد الكلي للقنوات الراديوية ثابتاً،

عند ذلك فإن عدد القنوات بالخلية يزداد، وذلك بزيادة سعة حركة النظام. من ناحية أخرى، التداخل بين قنوات الخلايا المتجاورة يزداد مع q صغيرة. والعكس يكون صحيحاً عندما q تزداد فإن الزيادة في q تنقص التداخل بين قنوات الخلايا المتجاورة وأيضاً سعة الحركة في النظام.

الجدول (6-1) يبين أن مخطط إعادة الاستخدام غير موجود لخليتين، خمس خلايا، الخ...، على كل حال، الافتراض الأساسي في المعادلة (2-8) هو أن خلايا النسق الأول الست المتداخلة تتوضع على المسافة نفسها من الخلية المطلوبة. هناك ترتيبات لإعادة استخدام غير متناظر، حيث تتوضع الخلايا المتداخلة على مسافات مختلفة، تسمح بإعادة استخدام الخليتين وخمس الخلايا. الشكل (6-6) يبين كيفية إعادة استخدام خمس الخلايا بقطاعات $\pi/2$ يمكن أن تستعمل. في هذا الترتيب، أربعة منابع متداخلة بـ $D/R=4.58$ ومنبعين متداخلين وضعا بـ $D/R = 3.0$.



الشكل (6-6) : خمس خلايا، أربع قطاعات لمخطط إعادة الاستخدام.

4-6 نسبة التداخل بين قنوات الخلايا المتجاورة :

Cochannel Interference Ratio

إن النسبة S/I عند مستقبل النقال المطلوب تعطى بـ :

$$\frac{S}{I} = \frac{S}{\sum_{k=1}^{N_I} (I_k)} \quad (10-6)$$

في النظام الخليوي المجهز تماماً بالخلايا السداسية الشكل، يوجد دائماً تداخل بين قنوات الخلايا الست المتجاورة في النسق الأول ($N_I = 6$) ، الشكل (3-6). معظم التداخل بين القنوات المتجاورة يتم من النسق الأول. إن مساهمة النسق الثاني والنسق الأعلى تساوي 1 % من التداخل الكلي. ولذلك، يتم إهمالها، ويمكن اختبار التداخل بين قنوات الخلايا المتجاورة على حد سواء عند موقع الخلية وعند المحطة النقالة MS_S في مركز الخلية. في النظام الخليوي المحدد (عدد الخلايا قليلة)، فإن التداخل يمكن أن يكون العامل الرئيسي والضجيج الحراري يمكن إهماله. وهكذا فإن النسبة S/I يمكن أن تعطى بالشكل التالي :

$$\frac{S}{I} = \frac{1}{\sum_{k=1}^6 \left(\frac{D_k}{R} \right)^{-\gamma}} \quad (11-6)$$

حيث γ هو ميل ضياع مسار الانتشار ويعتمد على نوع الأرض مع العلم. أن ($2 \leq \gamma \leq 5$). إذا فرضنا D_k هو نفسه من أجل الخلايا الست المتداخلة من أجل التبسيط، أو $D = D_k$ عند ذلك المعادلة (11-6) تصبح :

$$\frac{S}{I} = \frac{1}{6 (q)^{-\gamma}} = \frac{q^\gamma}{6} \quad (12-6)$$

$$q = \left[6 \cdot 9 \left(\frac{S}{I} \right) \right]^{\frac{1}{\gamma}} \quad \text{إذا} \quad (13-6)$$

من أجل النظم التماثلية التي تستعمل التعديل الترددي، تحدد النسبة S/I في الخليوي العادي بـ 18 dB أو أكثر معتمدة على التجارب الفعلية. إن النسبة S/I تساوي 18dB هي قيمة مقاسة من أجل جودة صوت مقبولة من المستقبلات النقالة الخليوية الحالية.

باستعمال النسبة S/I تساوي إلى 18 dB والتي تساوي (63.1) و $\gamma=4$

في المعادلة (6-13)، عند ذلك :

$$q = [6 \times 63.1]^{0.25} = 4.41 \quad (14-6)$$

بإستبدال q من المعادلة (6-14) في المعادلة (6-9) ينتج :

$$N = \frac{(4.41)^2}{3} = 6.49 \approx 7 \quad (15-6)$$

تشير المعادلة (6-15) أن مخطط إعادة التكرار لـ 7 خلايا يحتاج إلى نسبة S/I تساوي 18 dB . بالاعتماد على $q = D/R$ ، يمكن أن ننتقي D باختيار نصف قطر الخلية.

مثال 6-1

نعتبر نظاماً خليوياً مخصصاً كلياً بـ 395 قناة صوتية. إذا كانت الحركة منتظمة بمعدل مكالمة كل 120 sec وتوقف خلال انشغال النظام % 2 في الساعة، احسب :

1- عدد المكالمات بكل موقع خلية في الساعة.

2- النسبة المتوسطة S/I من أجل عوامل إعادة استخدام الخلايا تساوي 4 ، 7 ، 12 .

نفترض أن الهوائي غير موجه مع تداخل الخلايا الست في النسق الأول وميل ضياع مسار الانتشار 40 dB/decade ($\gamma = 4$).

الحل :

Erlang: يمثل كمية المكالمات المنقولة بقناة مشغولة بالكامل أي لمدة ساعة مثلاً في كل ساعة أو مكالمة لمدة دقيقة في كل دقيقة.

من أجل عامل إعادة استخدام الخلايا $N = 4$ ، عدد القنوات الصوتية في موقع الخلية :

$$\frac{395}{4} = 99 \quad [\text{قناة}]$$

$$q = \sqrt{3N} = \sqrt{3 \times 4} = 3.5 \quad \text{و}$$

باستعمال جدول حركة المكالمات لـ Erlang-B من أجل 99 قناة صوتية مع 2% توقف، نجد حمل حركة المكالمات هو 87 Erlangs . إن الحمل المتوفر سوف يكون :

$$(1 - 0.02) \times 87 = 85.26 \text{ Erlangs}$$

$$85.26 = 3600 \div [\text{عدد المكالمات بكل موقع خلية بكل ساعة} \times 120]$$

إذاً عدد المكالمات بكل موقع خلية بكل ساعة يساوي:

$$85.26 \times 30 = 2558 \quad [\text{مكالمة}]$$

باستعمال المعادلة (6-12) يمكن حساب النسبة المتوسطة لـ S/I :

$$\frac{S}{I} = \frac{(q)^k}{6} = \frac{(3.5)^4}{6} = 25 = 14 \text{ dB}$$

إن النتائج من أجل $N = 7$ و $N = 12$ أعطيت في الجدول (6-2).

الجدول (6-2) : عامل إعادة استخدام الاتصال مع النسبة المتوسطة لـ S/I وسعة الاتصال.

N	q	القنوات الصوتية بالخلية	المكالمات بكل خلية في الساعة	النسبة المتوسطة (S/I) dB
4	3.5	99	2558	14.0
7	4.6	56	1376	18.7
12	6.0	33	739	23.3

من الواضح من النتائج أنه، بزيادة عامل إعادة تكرار الخلايا من $N = 4$ إلى $N = 12$ ، النسبة المتوسطة لـ (S/I) تزداد من 14 dB إلى 23.3 dB (أي

بتحسن % 66). على كل حال، سعة الاتصال لموقع الخلية ينقص من 2558 إلى 739 مكالمات بالساعة (أي انخفاض بـ % 72).

مثال 2-6

نعتبر نظام GSM بطيف ترددي باتجاه واحد 12.5 MHz وعرض القناة 200 KHz . يوجد ثلاث أقنية تحكم بكل خلية وعامل إعادة تكرار الخلايا يساوي 4. نفترض أن الهوائي غير موجه مع تداخل الخلايا الست في النسق الأول وميل ضياع مسار الانتشار يساوي 40 dB/decade ($\gamma = 4$)، احسب عدد المكالمات بكل موقع خلية في الساعة مع توقف خلال انشغال النظام % 2 في الساعة وبمعدل مكالمات كل 120 ثانية.

الحل :

عدد القنوات الصوتية بكل موقع خلية :

$$\frac{12.5 \times 10^6 \times 8}{200 \times 10^3 \times 4} - 3 = 122$$

باستعمال جدول حركة المكالمات لـ *Erlang-B* من أجل 122 قناة مع % 2 توقف، نجد حمل حركة المكالمات هو 110 Erlangs . إن الحمل المتوفر سوف يكون :

$$(1 - 0.02 \times 110) = 107.8 \text{ Erlangs}$$

$$\text{إذاً } 107.8 = 3600 \div [\text{عدد المكالمات بكل موقع خلية بكل ساعة} \times 120]$$

إذاً عدد المكالمات بكل موقع خلية بكل ساعة يساوي:

$$107.8 \times 30 = 3234 \quad [\text{مكالمة}]$$

$$q = \sqrt{3N} = \sqrt{3 \times 4} = 3.5 \quad \text{نسبة إعادة استخدام الخلايا}$$

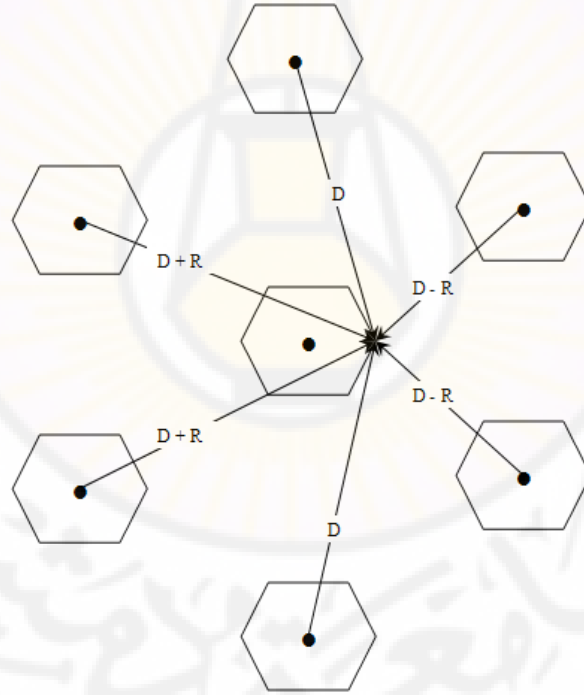
باستعمال المعادلة (6-12) يمكن حساب النسبة المتوسطة لـ S/I :

$$\frac{S}{I} = \frac{(q)^k}{6} = \frac{(3.5)^4}{6} = 25 = 14 \text{ dB}$$

5-6 تصميم نظام خلوي في الحالة الأسوأ مع هوائي غير موجه :

Cellular System Design in Worst Case With An Omnidirectional Antenna

في القسم السابق لاحظنا أن قيمة $q=4.6$ كانت ملائمة من أجل حالة التداخل العادي لمخطط إعادة تكرار الخلية $N = 7$. نفحص من جديد مخطط إعادة تكرار الخلايا مع 7 خلايا ونعتبر الحالة الأسوأ وفيها المحطة النقالة MS تتوضع على حدود الخلية (الشكل 7-6) حيث تستقبل إشارة ضعيفة من خليتها ولكن تكون خاضعة لتداخل قوي من كل خلايا النسق الأول. المسافات من الخلايا الست المتداخلة مبينة في الشكل 7-6.



الشكل (7-6) : الحالة الأسوأ من أجل التداخل بين القنوات المتجاورة.

إن النسبة S/I يمكن أن يعبر عنها كما يلي :

$$\frac{S}{I} = \frac{R^{-\gamma}}{2(D-R)^{-\gamma} + 2D^{-\gamma} + 2(D+R)^{-\gamma}} \quad (16-6)$$

باستعمال $\gamma = 4$ و $D/R = q$ ، يمكن إعادة كتابة المعادلة (6-16) كما يلي :

$$\frac{S}{I} = \frac{1}{2(q-1)^{-4} + 2q^{-4} + 2(q+1)^{-4}} \quad (17-6)$$

باستبدال $q=4.6$ في المعادلة (17-6) ، نحصل على $S/I = 54.3$ أو 17.3 dB وهذه النسبة لـ S/I هي أقل من 18 dB . من أجل محادثة ممكنة، إذا استعملنا المسافة الأقصر ($D-R$) عند ذلك :

$$\frac{S}{I} = \frac{1}{6(q-1)^{-4}} = \frac{1}{6(3.6)^{-4}} = 28 \quad , \quad 14.47 \text{ dB} \quad (18-6)$$

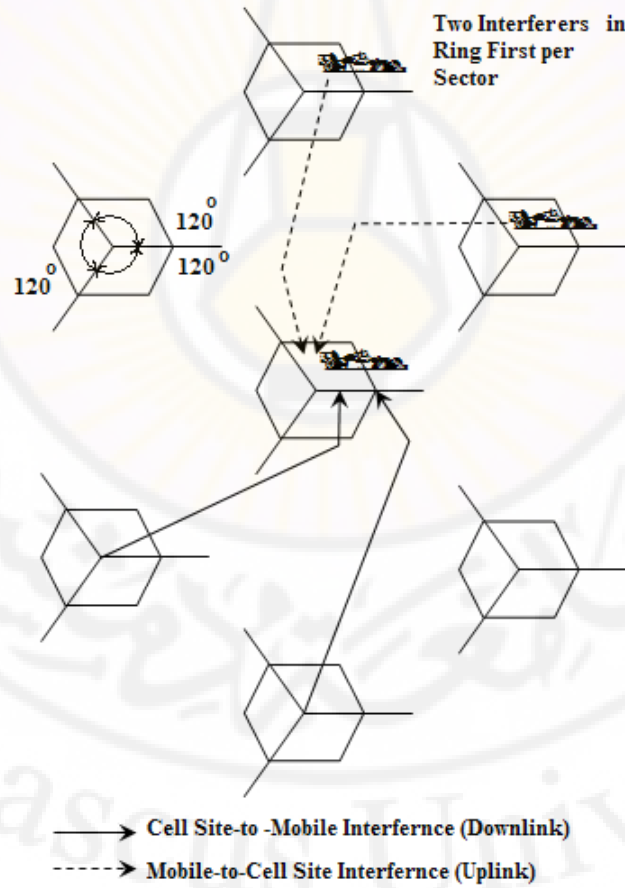
في الوضعية الفعلية، بسبب مواضع موقع الخلية غير الجيد وتغير طبيعة الأرض، فإن النسبة S/I غالباً ما تكون أقل من 17.3 dB . بينما في الواقع يجب أن تساوي 14 dB أو أقل. مثل هذا الشرط يمكن بسهولة الحدوث في حركة المكالمات الكبيرة. لذلك، فإن النظام الخليوي يجب أن يصمم حول نسبة S/I للحالة الأسوأ. إذا اعتبرنا الحالة الأسوأ لمخطط إعادة تكرار الخلايا 7، نستنتج بأن انخفاض التداخل في القنوات المتجاورة لـ $q = 4.6$ غير كاف في النظام الخليوي غير الموجه. في النظام الخليوي غير الموجه، $q = N = 9$ (5.2 أو $N = 12$) يكون مخطط إعادة تكرار الخلايا الاختيار الأفضل. وهذا المخطط يمكن أن يزود نسبة لـ S/I تساوي 19.78 dB و 22.54 dB بالترتيب.

6-6 انخفاض تداخل القنوات المتجاورة مع استعمال الهوائيات الموجهة:

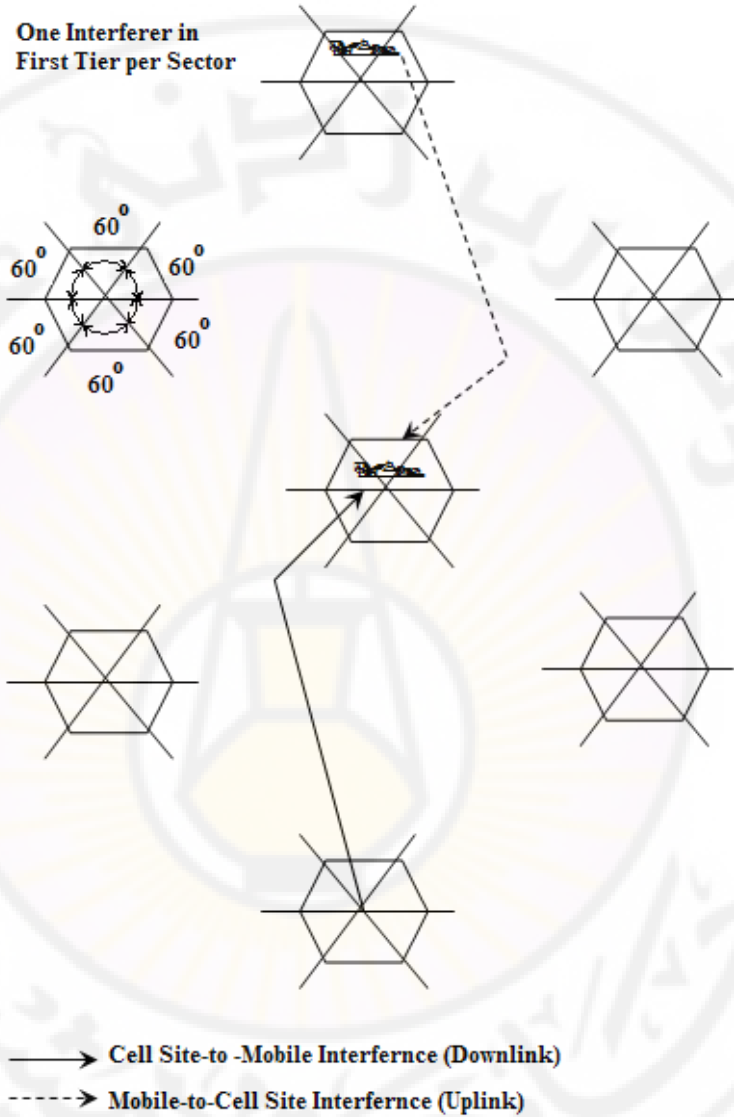
Cochannel Interference Reduction With Use of Directional Antenna

في حالة زيادة حركة المكالمات، فإن الطيف الترددي يجب أن يستعمل بشكل فعال. ويجب أن نتجنب زيادة عدد الخلايا N في مخطط إعادة تكرار

التردد. كلما زادت N ، فإن عدد القنوات الترددية المخصصة للخلية تصبح أقل، وبالتالي انخفاض فعالية مخطط إعادة تكرار التردد. بدلاً من زيادة N في مجموعة الخلايا، نستعمل نظام الهوائيات الموجهة لإنقاص التداخل بين القنوات المتجاورة. في هذا النهج، تقسم كل خلية إلى 3 أو 6 قطاعات ونستعمل 3 أو 6 هوائيات موجهة في محطة القاعدة BS (الشكل 6-8 والشكل 6-9). ويخصص لكل قطاع مجموعة من القنوات (الترددات). وبالتالي ينقص التداخل بين القنوات المتجاورة كما سنرى لاحقاً.



الشكل (6-8) : التداخل بين القنوات المتجاورة لموقع الخلية المقسم إلى قطاعات بـ 120° .



الشكل (6-9) : التداخل بين القنوات المتجاورة لموقع الخلية
 المقسم إلى قطاعات بـ 60° .

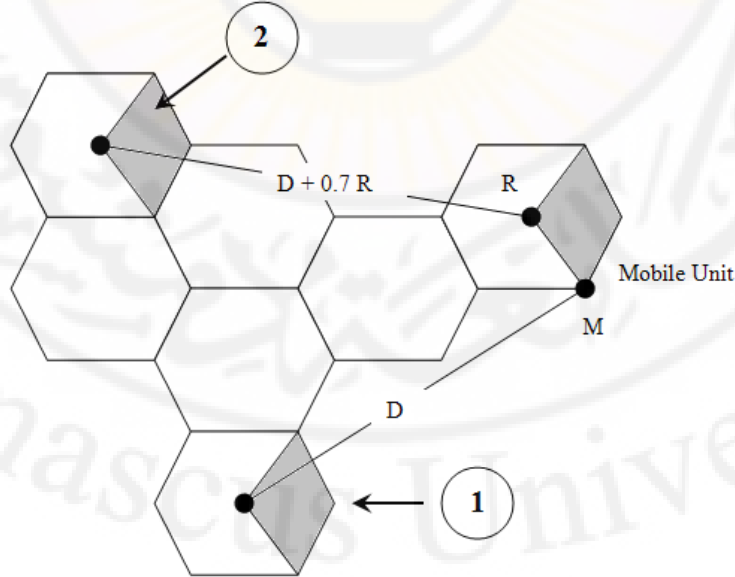
6-7 الهوائيات الموجهة في مخطط إعادة تكرار الخلايا 7 :

Directional Antenna in 7- Cell Reuse Pattern

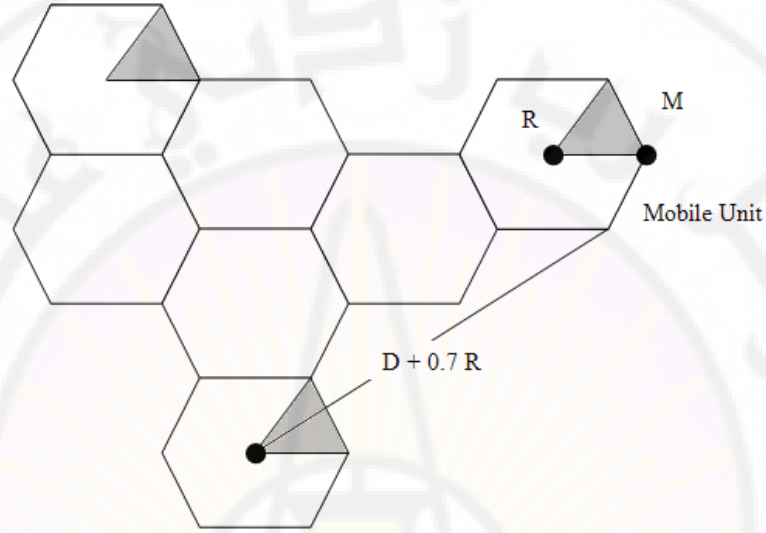
6-7-1 حالة القطاع الثلاثي : Three- Sector Case

إن حالة القطاع الثلاثي لمخطط إعادة تكرار الخلايا (7) مبينة في الشكل (6-8). نعتبر الحالة الأسوأ حيث المحطة النقالة MS تكون في الوضع M في الشكل (6-10). في هذه الوضعية المحطة النقالة MS تستقبل الإشارة الأضعف من خليتها وتداخل قوي بوضوح من الخلايا المتداخلة 1 و 2 . بسبب استعمال الهوائيات الموجهة، فإن عدد الخلايا المتداخلة ينخفض من 6 إلى 2. في النقطة M ، المسافات بين المحطة النقالة MS والهوائيان المتداخلان هي D و $(D + 0.7 R)$ بالترتيب. تعطى نسبة S / I في الحالة الأسوأ كما يلي :

$$\frac{S}{I} = \frac{R^{-4}}{D^{-4} + (D + 0.7 R)^{-4}} \quad (19-6)$$



الشكل (6-10-أ) : الحالة الأسوأ لموقع الخلية المقطع بـ 120° .



الشكل (6-10-ب) : الحالة الأسوأ لموقع الخلية المقطع بـ 60° .

$$\frac{S}{I} = \frac{1}{q^{-4} + (q + 0.7)^{-4}} \quad (6-19-أ)$$

باستعمال $q = 4.6$ في المعادلة (6-19-أ)، نحصل على $S/I = 285$ أو $S/I = 24.5 \text{ dB}$. إن النسبة S/I من أجل المحطة النقالة MS المخدمة بموقع الخلية بزاوية 120° من هوائي موجه يتجاوز 18 dB في الحالة الأسوأ. من الواضح من المعادلة (6-19-أ) أن استعمال الهوائيات الموجهة يكون مفيداً جداً في تخفيض التداخل بين القنوات المتجاورة. في الوضعيات الفعلية، وعند حركة المكالمات العالية، النسبة S/I يمكن أن تكون 6 dB أضعف

بالمقارنة مع المعادلة (6-19-أ) نتيجة شكل الأرض غير المنتظمة ومواضع الخلية غير المثالي. النتيجة 18.5 dB تظل دائماً ملائمة.

6-7-2 حالة القطاع السداسي : Six-Sector Case

في هذه الحالة تقسم الخلية إلى 6 قطاعات باستعمال هوائيات موجهة بعرض حزمة 60° كما هو مبين في الشكل 6-9. في هذه الحالة، يمكن حدوث تداخل واحد. إن نسبة S/I في الحالة الأسوأ تكون (بالرجوع إلى الشكل 6-10) :

$$\frac{S}{I} = \frac{R^{-4}}{(D+0.7R)^{-4}} = (q+0.7)^4 \quad (20-6)$$

من أجل $q = 4.6$ ، المعادلة (20-6) تعطي $S/I = 789$ أو $S/I = 29\text{dB}$ ، هذا يشير إلى انخفاض التداخل في القنوات المتجاورة أيضاً. باستعمال الحجة نفسها التي استعملت في حالة القطاع الثلاثي وبطرح 6dB من 29 dB، الباقي 23dB يبقى أكبر من القيمة الملائمة. من أجل حركة مكالمات عالية، فإن شكل القطاع بزاوية 60° يمكن أن يستعمل لتخفيض التداخل بين القنوات المتجاورة. على كل حال، مع شكل القطاع السداسي، فإن فردود التجزيع *Trunking efficiency* ينخفض.

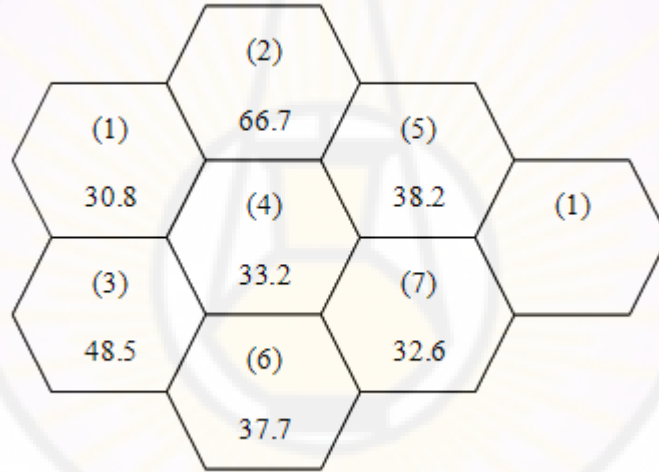
ملاحظة :

- 1- مردود التجزيع (*Trunking efficiency*) هو قياس عدد المستخدمين الذي يسمح به نظام له درجة تخديم (GOS) معينة وفق تصميم هندسي محدد للقنوات، إن طريقة تجميع القنوات يمكن أن تؤثر بشكل مباشر على عدد المستخدمين بالنسبة لنظام مقسم (مجزع) *Trunked*.

2- درجة الخدمة (*Grade of Service*) هو مقدار يعبر عن قدرة المشترك على المرور إلى نظام الاتصالات الخليوي ضمن ساعة الازدحام الأكبر في المكالمات الهاتفية. وتعرف أيضاً بأنها احتمال انقطاع مكالمة أو احتمال تعريف مكالمة أثناء الانتظار على الدور لزمن أكثر من زمن محدد سلفاً.

مثال 3-6

يبين الشكل (6-11) الحمل المنقول بـ *Erlangs* من أجل نظام خليوي بـ 7 خلايا موضوع في منطقة مشغولة. يوجد 395 قناة متوفرة في كل النظام.



الشكل (6-11) : حركة المكالمات بـ *Erlangs* من أجل نظام خليوي بـ 7 خلايا.

نفترض أن كل مشترك في النظام ينتج 0.03 Erlangs من حركة المكالمات بمعدل زمن الاتصال 120 sec والنظام يغطي مساحة 1200 Mile^2 بخلايا صممت من أجل درجة خدمة (*GoS*) 2% احسب (انظر للجدول 3-6) :

- عدد القنوات المطلوب في كل خلية.

- عدد المشتركين المخدمين بهذا النظام.
 - عدد المكالمات المدعومة بهذا النظام.
 - كثافة المشتركين بـ $Mile^2$.
 - نصف قطر الخلية بـ $Miles$.
 - عامل إعادة تكرار التردد.
- الجدول (3-6) : عدد القنوات المطلوبة، المشتركين، والمكالمات بالخلية.

رقم الخلية	حركة المكالمات بـ <i>Erlangs</i>	عدد المشتركين بكل خلية	عدد المكالمات بكل خلية	عدد القنوات المطلوب
1	30.8	1026.7	924	40
2	63.7	2222.3	2001	78
3	48.6	1620.0	1458	59
4	33.2	1106.7	996	43
5	38.2	1273.3	1146	48
6	37.8	1260.0	1134	48
7	32.6	1086.7	97.8	42
الكلية	287.9	9597.0	8637	358

الحل :

$$[\text{عدد المكالمات بالساعة لكل مشترك} \times 120] \div 3600 = 0.03$$

- عدد المكالمات بالساعة لكل مشترك يساوي :

$$0.03 \times 30 = 0.9 \quad [\text{مكالمة}]$$

- متوسط عدد المشتركين بكل قناة :

$$\frac{9597}{358} = 26.8$$

- أيرلنغ بالميل مربع :

$$\frac{287.9}{1200} = 0.24 \text{ Eelangs / Mile}^2$$

- كثافة المشتركين بالميل مربع :

$$\frac{9597}{1200} = 8$$

- كثافة الاتصال (مكالمة بالميل مربع) :

$$\frac{8637}{1200} = 7.2$$

- مساحة كل خلية :

$$\frac{1200}{7} = 171.4 \text{ Mile}^2$$

- مساحة الخلية :

$$A_{hex} = 2.6 R^2 = 171.4$$

- نصف قطر الخلية :

$$R = \sqrt{\frac{171.4}{2.6}} = 8.12 \text{ Miles}$$

إذاً يوجد 395 قناة صوتية ، عامل إعادة تكرار التردد يكون :

$$\frac{358}{395} = 0.906$$

مثال 4-6 :

قارن فعالية الطيف لنظام رقمي فيما يتعلق بالنظام التماثلي باستعمال

المعطيات التالية :

- العدد الكلي للقنوات 416 .
- عدد قنوات التحكم 21 .
- عدد قنوات الصوت 395 .
- عرض مجال القناة 30 KHz .
- عامل إعادة الاستخدام $N = 7$.

- عرض المجال الكلي المتوفر في كل اتجاه 12.5 MHz .
- مساحة التغطية الكلية 10000 Km² .
- نسبة S / I المطلوبة من أجل نظام تماثلي 18 dB .
- نسبة S / I المطلوبة من أجل نظام رقمي 16 dB .
- توقف الاتصال 2 % .

الحل :

أولاً النظام التماثلي

- عدد القنوات الصوتية لكل موقع خلية

$$\frac{395}{7} = 56$$

- مساحة الخلية السداسية $A = 2.6 R^2$

- حمل حركة المكالمات المقدم (باستعمال جدول حركة المكالمات لـ Erlang-B) لكل خلية 45.9 Erlangs .

- حمل حركة المكالمات المنقولة لكل خلية $(1 - 0.02) \times 45.9 = 44.98$

. Erlangs

- فعالية الطيف

$$\frac{44.98 \times \left(\frac{10000}{2.6 R^2} \right)}{12.5 \times 10000} = \frac{1.384}{R^2} \text{ Erlangs / Km}^2 \text{ / MHz}$$

$$q = \left(6 \frac{S}{I} \right)^{1/4}$$

$$q^2 = \left(6 \frac{S}{I} \right)^{1/2}$$

$$\frac{q^2_{digital}}{q^2_{analog}} = \sqrt{\frac{39.8}{63.1}} = 0.7943$$

ثانياً النظام الرقمي

- عدد القنوات بـ 30 KHz يساوي 3 .
- عدد القنوات الصوتية لكل موقع خلية
- $56 \times 3 = 168$
- حمل حركة المكالمات المقدم لكل موقع خلية 154.5 Erlangs .
- حمل حركة المكالمات المنقولة لكل موقع خلية 151.4 Erlangs .
- فعالية الطيف

$$\frac{151...4}{12.5 \times 2.6 R^2 \times 0.7943} = \frac{5.8648}{R^2} \text{ Erlangs / Km}^2 \text{ / MHz}$$

وهكذا، فعالية الطيف النسبي للنظام الرقمي فيما يتعلق بالنظام التماثلي يكون:

$$\frac{5.8648}{1.384} = 4.24$$

مثال 5-6 :

نعتبر نظام خلوي بـ 395 قناة صوتية مخصصة كل منها بـ 30KHz . عرض المجال المتوفر الكلي في كل اتجاه 12.5 MHz . حركة المكالمات تكون منتظمة بمعدل اتصال 120 sec ، وتوقف اتصال خلال انشغال النظام في الساعة 2 % احسب :

- عدد المكالمات لكل موقع في الساعة.
- النسبة المتوسطة S / I .
- فعالية الطيف بـ Erlangs / Km² / MHz .
- من أجل عامل إعادة التكرار N يساوي إلى 4.7 ، 7 ، 12 ، بالترتيب ومن أجل نظام غير موجه بـ 120° و 60° ، احسب سعة الاتصال.

ارسم فعالية الطيف مقابل نصف قطر الخلية من أجل $N = 7$ وفسر النتائج.
افترض أن هناك 10 محطات نقالة بـ Km^2 وكل محطة نقالة MS تعطي حركة مكالمات $0.02 Erlangs$. ميل ضياع مسار الانتشار :
 $\gamma = 40 dB / decade$

الحل :

نعتبر فقط التداخل ضمن النسق الأول ونهمل التداخل بين القنوات المتجاورة
من النسق الثاني والنسق الأعلى. النسبة المتوسطة لـ S / I يمكن أن تعطى
عندئذ بـ :

$$Mean \frac{S}{I} = \gamma \log (\sqrt{3N}) - 10 \log m$$

حيث :

- γ ميل ضياع مسار الانتشار ($dB / decade$) .
- m عدد التداخل في النسق الأول.
- m تساوي 6 من أجل النظام غير الموجه.
- m تساوي 2 من أجل نظام مقسم بقطاعات بـ 120° .
- m تساوي 1 من أجل نظام مقسم بقطاعات بـ 60° .
- حركة المكالمات تنقل بكل خلية :

$$V \times t \times A_c = V \times t \times 2.6 R^2$$

حيث :

- V عدد المحطات النقالة بـ Km^2 .
- t حركة المكالمات لكل محطة نقالة بـ $Erlangs$.
- $A_c = 2.6 R^2$ مساحة الخلية السداسية
- إن حركة المكالمات تنقل بكل موقع خلية :

$$10 \times 0.02 \times 2.6 R^2 = 0.52 R^2$$

فعالية الطيف = (حركة المكالمات المنقولة بكل خلية $\times N_c$) $\div$ ($B_\omega \times A$) .
 حيث : N_c عدد الخلايا في النظام ويساوي $2.6 R^2$.
 A مساحة النظام .

فعالية الطيف = (حركة المكالمات المنقولة بكل خلية) $\div$ ($2.6 R^2 \times B_\omega$) .
 سوف نبين الإجراء اللازم من أجل حساب النتائج بالصف الواحد في الجداول (4-6) و (5-6)، الحسابات الباقية يمكن أن تنفذ بسهولة .

موقع خلية بقطاع 120° - ($N = 7$) .

- عدد القنوات الصوتية بالقطاع يساوي : $19 = 395 \div (7 \times 3)$.

- حمل حركة المكالمات المقدم بكل قطاع من جداول Erlang-B يساوي
 12.3 Erlangs .

- حمل حركة المكالمات المقدم بكل موقع

$$3 \times 12.3 = 36.9 \text{ Erlangs}$$

- حمل حركة المكالمات المنقول بكل موقع يساوي :

$$(1 - 0.02) \times 36.9 = 36.2 \text{ Erlangs}$$

إذاً $36.2 = 3600 \div [\text{عدد المكالمات بكل موقع خلية بكل ساعة} \times 120]$

وهكذا عدد المكالمات بكل موقع بكل ساعة يساوي 1086 .

فعالية الطيف من أجل نصف قطر خلية 2Km يكون :

$$36.2 \div (2.6 \times 12.5 \times 2^2) = 0.278$$

$$R = \sqrt{\frac{36.2}{0.52}} = 8.3 \text{ Km} \quad \text{إذاً}$$

والنسبة المتوسطة لـ S/I تساوي :

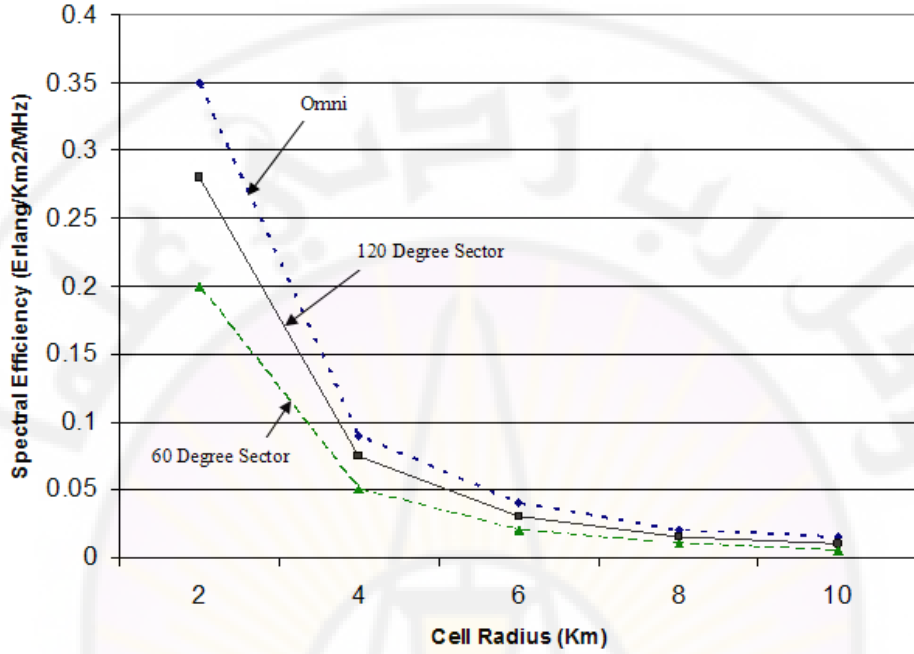
$$S/I = 40 \text{Log} \sqrt{21} - 10 \text{Log} 2 = 26.44 - 30.1 = 23.43 \text{ dB}$$

الجدول (4-6) : أداء النظام الخليوي المقسم بقطاعات بدلالة الكامل .

S/I	R	عدد المكالمات بكل	الحمل المنقول (E)	الحمل المقدم (E)	عدد المكالمات		
(dB)	(Km)	موقع خلية بالساعة	بكل موقع خلية	بكل موقع خلية	بكل قطاع	N	النظام
13.8	12.8	2559	85.3	87.0	99	4	الكامل
18.7	9.3	1350	45.0	45.9	56	7	
23.3	6.8	723	24.1	24.6	33	12	
18.6	11.8	2169	72.3	73.8	33	4	قطاع
23.4	8.3	1086	36.2	36.9	19	7	120°
28.1	5.8	516	17.2	17.5	11	12	
21.6	11.0	1887	62.9	64.2	17	4	قطاع
26.4	7.0	765	25.5	26.0	9	7	60°
31.1	5.1	402	13.4	13.7	6	12	

الجدول (5-6) : فعالية الطيف بـ $Erlangs / Km^2 / MHz$ بدلالة نصف قطر الخلية
(انظر الشكل 12-6)

نصف قطر الخلية بـ Km							
النظام	N	$q = D/R$	2	4	6	8	10
الكامل	4	3.5	0.656	0.164	0.073	0.041	0.026
	7	4.6	0.346	0.087	0.038	0.022	0.014
	12	6.0	0.185	0.046	0.021	0.012	0.007
قطاع	4	3.5	0.556	0.139	0.062	0.035	0.022
120°	7	4.6	0.278	0.070	0.031	0.017	0.011
	12	6	0.132	0.033	0.015	0.008	0.005
قطاع	4	3.5	0.484	0.121	0.054	0.030	0.019
60°	7	4.6	0.196	0.049	0.022	0.012	0.008
	12	6	0.103	0.026	0.012	0.006	0.004



الشكل (12-6) : فعالية الطيف تبعاً لنصف قطر الخلية.

من الجداول (4-6) و (5-6) نستخلص النتائج التالية:

1- التقسيم إلى قطاعات ينقص التداخل بين القنوات المتجاورة ويحسن النسبة المتوسطة لـ S / I من أجل عامل إعادة تكرار خلايا معطى. على كل حال، هذا ينقص فعالية الاتصال وبالتالي يتوزع منبع القناة بين مختلف القطاعات. وكنتيجة، تتخفف فعالية الطيف لنظام مقسم لقطاعات بقي عامل إعادة التكرار ثابتاً.

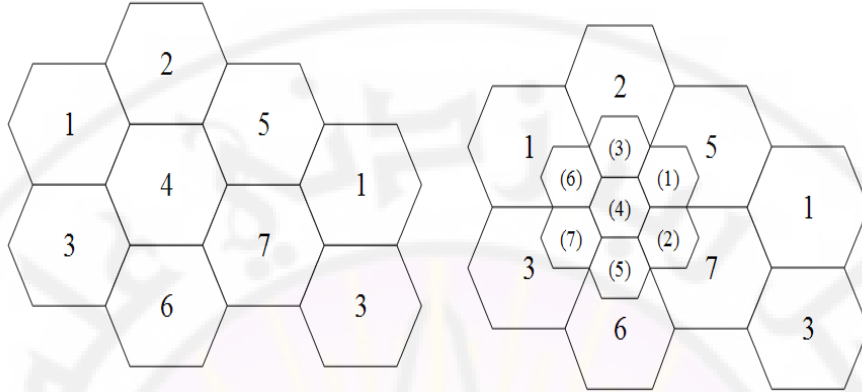
2- عند وجود بعض التداخلات بين القنوات المتجاورة في النظام الخليوي المقسم لقطاعات من الممكن إنقاص عامل إعادة التكرار وذلك بزيادة فعالية الطيف للنظام الكلي.

3- يتطلب النظام الخليوي غير الموجه إلى حجم عنقود 7، بينما يتطلب النظام المقسم لقطاعات بزاوية 60° إلى عامل إعادة تكرار 3 من أجل النسبة المتوسطة $S/I = 18 \text{ dB}$.

6-8 تجزئة الخلية Cell Splitting

كلما ازدادت حركة المكالمات ضمن خلية ما، فإن هذه الخلية تجزأ إلى خلايا أصغر. وهذا يتم بطريقة تقسيم مساحة الخلية لإنتاج خلايا أصغر مساحةً (الشكل 6-13). إن التجزئة لمنطقة الخلية بإضافة خلايا جديدة يمكننا من زيادة مقدار إعادة تكرار القناة وبالتالي زيادة سعة النظام لخدمة المشتركين.

إن إنقاص نصف قطر الخلية يقتضي بأن تتقاطع حدود الخلية في معظم الأحيان وهذا ينتج تسليماً أكبر (handover) بالمكالمات وحمل معالجة أكبر لكل مشترك. تظهر حسابات بسيطة بأن انخفاض نصف قطر الخلية بعامل أربعة يولد زيادة عشرة أضعاف في معدل التسليم لكل مشترك. وبالتالي حمل معالجة المكالمات يميل للزيادة الهندسية مع ازدياد عدد المشتركين. في تجزئة الخلية والذي يؤدي إلى ازدياد معدل التسليم بشكل أسي.



Growing by Splitting cell 4 into cells of small size

الشكل (6-13) : تجزئة الخلية.

الفصل السابع

المعطيات في نظام GSM

Data over GSM

7-1 خدمات الراديو العامة (مقاسم الرزم) GPRS :

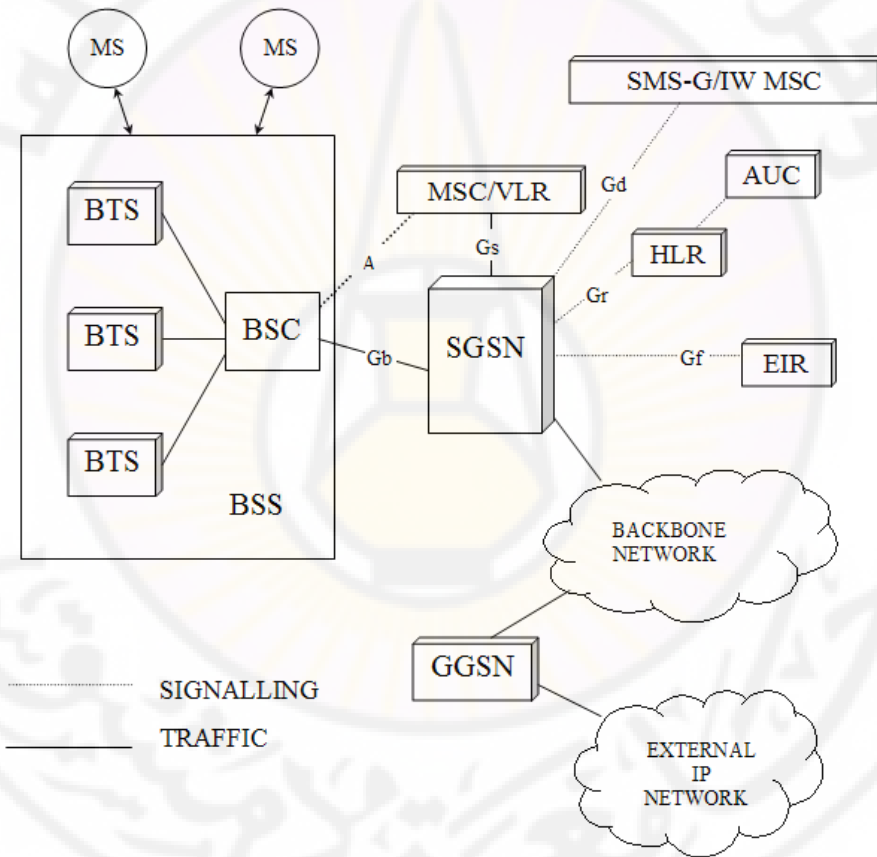
General Packet Radio Services (GPRS)

إن GPRS هو امتداد لإمكانات الرزم في نظام GSM إلى معدل معطيات عالية ورسائل أطول. تدعم هذه الخدمة إرسال الرسائل من نقطة إلى نقطة ومن نقطة إلى نقاط متعددة. وقد تم إضافة عقدتين جديدتين إلى شبكة GSM لدعم خدمة GPRS. بحيث يمكن إعادة استعمال الوصلات نفسها في نظم GSM و GPRS (على سبيل المثال الوصلة بين متحكم نظام القاعدة BSC ونظام إرسال/استقبال القاعدة BTS).

تزود شبكة GSM بخدمات تبديل الدارة وهكذا عرّف عقدتين في الشبكة الجديدة لإعطاء الدعم من أجل مقاسم الرزم. وتم فصل طريق حركة معطيات الرزم عن حركة المعطيات والمخاطبة في نظام GSM. وهاتان العقدتان الجديدتان هما عقدة الدعم GPRS المخدمة SGSN وعقدة الدعم كبوابة عبور GPRS (GGSN) وهما عبارة عن موجهات متحركة يقظة ترتب ط مع بعضها عن طريق الشبكة الأساسية IP. (كما هو مبين في الشكل 7-1).

إن العقدة SGSN هي المسؤولة عن الاتصالات بين المحطة النقالة MS وشبكة GPRS. وتنفذ الوظائف الأساسية لمتحكم محطة القاعدة BSC في نظام GSM بتزويد الوثائق، التشفير واختبار هوية تعريف المحطة النقالة العالمية IMEI وإدارة التنقل وإدارة الوصلة المنطقية باتجاه المحطة النقالة MS ، وتحميل المعطيات. وتوصل أيضاً إلى مسجل موضع الموطن HLR، المقسم

الخليوي *MSC*، ومتحكم محطة القاعدة *BSC* وتعالج حركة معطيات الرزم لمستخدمي *GPRS* في المنطقة الجغرافية. توجه الحركة من العقدة *SGSN* إلى متحكم محطة القاعدة *BSC* عن طريق محطة إرسال/استقبال القاعدة *BTS* إلى المحطة النقالة *MS*. إن العقدة *SGSN* تشبه المقسم الخليوي *MSC* في نظام *GSM* وتزود الرزم الموجهة من وإلى منطقة خدمة *SGSN*



الشكل (7-1) : المخطط العام لـ *GPRS*.

أما العقدة *GGSN* فهي توصل إلى خارج شبكات المعطيات وإلى شبكات *GPRS* أخرى. تزود عقدة *GGSN* السطح البيني لشبكات معطيات الرزم الخارجية مثل *X.25* ، وشبكات *IP* الخارجية والمدعومة بواسطة نظام *GSM*. وتوجه الرزم الواردة إلى عقدة *SGSN* المناسبة من أجل محطة نقالة *MS* معينة.

وتقوم أيضا بتزويد وظائف إدارة التنقل ومخدم النفاذ وتوجه إلى عقدة *SGSN* الصحيحة وتحويل البروتوكول. حصرت بروتوكولات *GPRS* لتنفيذ فقط حامل *IP*، الوصلة المنطقية بين المحطة النقالة *MS* ومخدم النفاذ. وتترجم أشكال المعطيات، بروتوكولات التشوير وعناوين المعلومات التي تسمح بالاتصال بين مختلف الشبكات وتعمل التوافق مع شبكة *GSM*. إن عقدة *GGSN* هي المضيف الفعلي لعناوين *IP* لكل المشتركين المخدمين بشبكة *GPRS* وبالتالي تقوم بعمل مسجل موضع الزائر *VLR* في نظام *GSM*. يستعمل *GPRS* نظام محطة القاعدة *BSS* لنظام *GSM* ولكن مع الوظيفة المعززة لدعم *GPRS* (انظر الشكل 7-2). يستعمل نظام محطة القاعدة *BSS* في نظام *GSM* كمصدر مشترك بين مبدل الدارات وعناصر شبكة تبديل الرزم لتأمين التوافق الخلفي وحفظ المتطلبات من أجل مدخل *GPRS* عند مستوى معقول.

إن الاختلاف الرئيسي هو بأن *GPRS* أدخل بالمقارنة مع نظام *GSM* وحدة التحكم بالرزم *PCU* في متحكم القاعدة *BSC* الذي يتحكم بقتوات الرزم، والذي يفصل تدفق معطيات الدارة ومعطيات مبدل الرزم. ترسل معطيات مبدل الدارة من خلال السطح البيني *A* في المقسم الخليوي *MSC* بينما ترسل معطيات الرزم إلى عقدة *SGSN* في *GPRS*. وبالتالي يعطى لمتحكم محطة القاعدة *BSC* وظيفة جديدة لإدارة التنقل ومعالجة نداء *GPRS*. إن السطوح

BSC

The diagram illustrates the GPRS network architecture. It shows the Mobile Station (MS) connected to the Base Transceiver Station (BTS) and Base Station Controller (BSC). The BSC connects to the Mobile Switching Center / Visitor Location Register (MSC/VLR), which is also connected to the Public Switched Telephone Network (PSTN). The MSC/VLR connects to the SS7 NETWORK. The SS7 NETWORK connects to the Home Location Register (HLR), Short Message Service - Gateway Mobile Switching Center (SMS-GMSC), External Identification Register (EIR), and the Serving GPRS Support Node (SGSN). The SGSN connects to the Gateway GPRS Support Node (GGSN) via the Gn interface. The GGSN connects to the BORDER GATEWAY, which connects to the GPRS BACKBONE. The GPRS BACKBONE connects to the GPRS INFRASTRUCTURE, which includes OTHER GPRS OPERATORS and the GPRS BACKBONE itself. The GPRS INFRASTRUCTURE connects to the DATA NETWORK (INTERNET) via the Firewall. The DATA NETWORK (INTERNET) connects to the DATA NETWORK X.25 via the Firewall. The DATA NETWORK X.25 connects to the LOCAL AREA NETWORK via the Router.

الشكل (2-7) : البنية التحتية GPRS.

يستعمل GPRS السطح الذي MSC/VLR المزود بواسطة نظام

الشكل (2-7) : البنية التحتية GPRS.

GSM، بين المقسم الخليوي MSC وعقدة SGSN منسقة التشوير من أجل المحطات النقالة MS_S والتي يوجد فيها كلا الآدائين مبدل الدارة ومبدل الرزم. لقد عدل مسجل موضع الموطن HLR في نظام GSM ليتضمن معطيات ومعلومات التوجيه لمشاركي GPRS وأن يكون سهل النفاذ من عقدة SGSN. أيضاً يمكن أن يخصص كل مشترك إلى عقدة أو أكثر من GGSN_S.

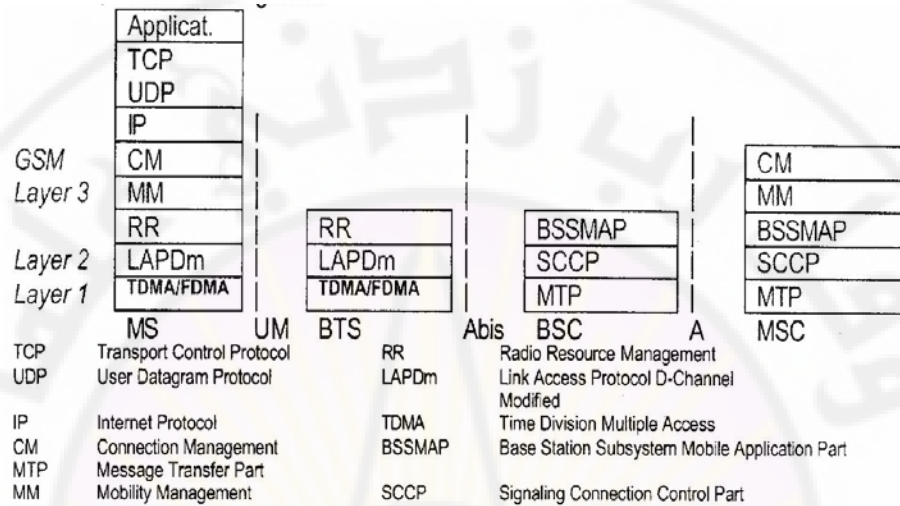
ويمكن أن يكون *HLR* في منطقة خدمة *PLMN* غير تلك المعتادة لعقدة *SGSN* من أجل الطرفيات المتحركة.

يعاد استعمال السطوح البيئية في نظام *GSM* باستثناء تلك التي تعزز لدعم *GPRS* (انظر الشكل 7-2). يعاد استعمال السطح البيئي للنقل *A_{bis}* باتجاه متحكم محطة القاعدة *BSC*. ففي محطة إرسال/استقبال القاعدة *BTS* في نظام *GSM* ينفذ بروتوكولات جديدة لدعم معطيات الرزم من أجل السطح البيئي الهوائي ووظائف تخصيص الموارد من أجل الشريحة وتخصيص القناة. يستعمل *GPRS* مجموعة القنوات الفيزيائية نفسها كالمخاطبة. يمزج مسار قنوات *GPRS* (*PDCH*) مع قنوات تبديل الدارة (*TCH*) بلبلخية نفسها وتخصص قناة حركة المكالمة الصوتية *TCH* إلى مستخدم واحد بينما يمكن مضاعفة هذه الحركة لعدة مستخدمين على القناة *PDCH* نفسها.

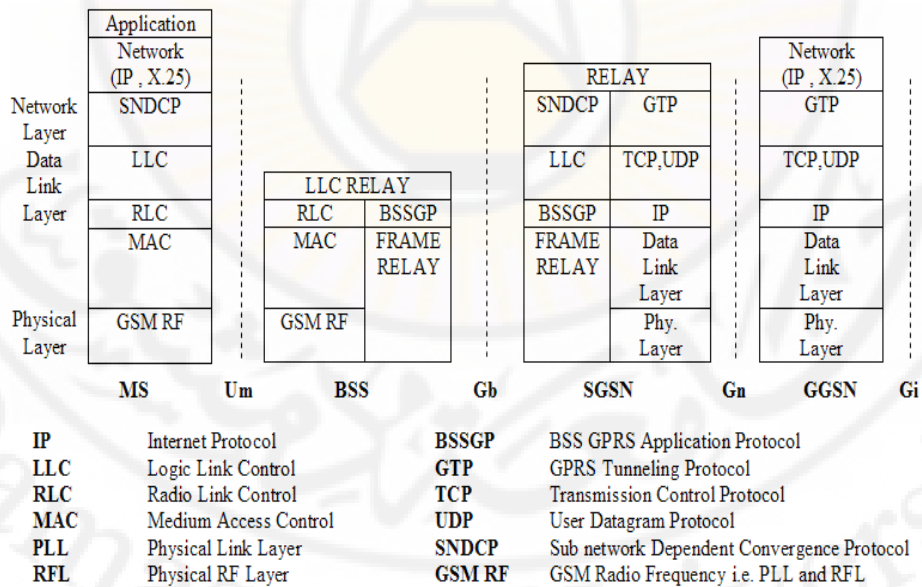
7-1-1-1 بروتوكولات : *GSM* و *GPRS*

يقارن هذا الجزء مجموعة البروتوكولات في كلا النظامين. ويتم ذلك بالدخول في مجموعة بروتوكولات النظم وبعد ذلك تحليل أوجه الاختلاف والتشابه.

يبني بروتوكول التشوير في نظام *GSM* ضمن الطبقات الثلاث العامة، بالاعتماد على السطح البيئي كما هو مبين في الشكل 7-3 :
إن مجموعة البروتوكولات من أجل *GPRS* ، المبينة في الشكل 7-4 ، تزود نقل معطيات المستخدم و التشوير المرافق مثل تحكم التدفق وكشف الخطأ.

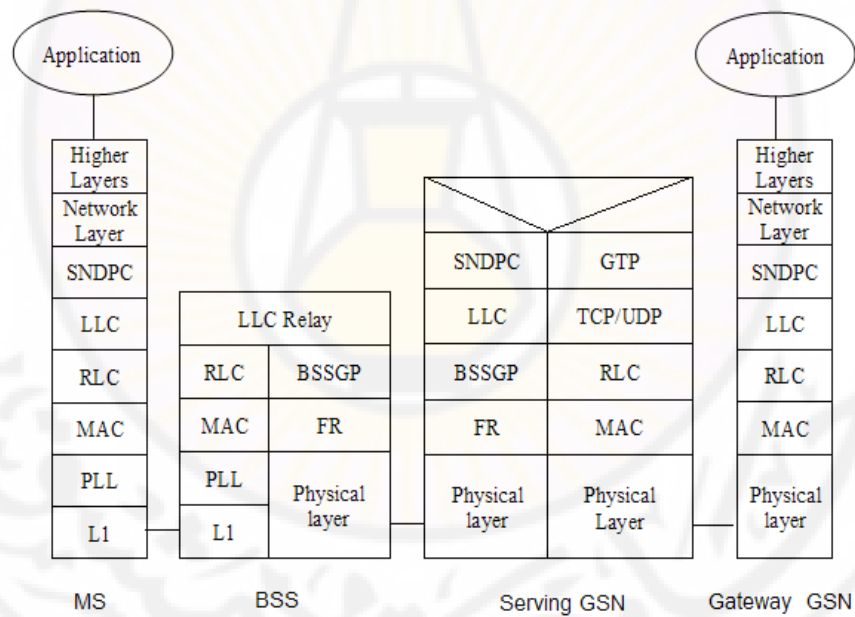


الشكل (3-7) : مجموعة بروتوكولات GSM.



الشكل (4-7) : مجموعة بروتوكولات GPRS.

يبين الشكل 5-7 بروتوكولات التراكم لـ *GPRS*. إن التطبيق في المحطة النقالة *MS* (أو معطياتها الملحقة) تتصل بالتطبيق في طرفية الرزم البعيدة عنها. ويتم الاتصال عبر الطبقات العليا وطبقات الشبكة في المحطة النقالة، والتي تنقل عبر نظام محطة القاعدة *BSS* إلى عقدة الدعم المخدومة *SGSN* وعن عقدة الدعم كيوابة عبور *GGSN*. من عقدة الدعم كيوابة عبور *GGSN* ترسل إلى شبكة تبديل الرزم. كلما اجتازت المعطيات الشبكة، فإننا نستعمل عدة بروتوكولات.



الشكل (5-7) : بروتوكولات التراكم لـ *GPRS*.

• في المحطة النقالة *MS* ونظام محطة القاعدة *BSS*

1- الشبكة الفرعية المعتمدة على بروتوكول التقارب

The Sub-Network-Dependent Convergence Protocol (SNDPC)

تنفذ الشبكة الفرعية المعتمدة على بروتوكول التقارب *SNDCP* عامل انضغاط على عوامل طبقة الشبكة.

2- وصلة التحكم المنطقية *LLC* *The Logical Link Control*

تزود وصلة التحكم المنطقية *LLC* وصل طبقة التحكم بين المحطة النقالة *MS* وعقدة الدعم المخدمة *SGSN*. إنها تعتمد على بروتوكول ربط المنفذ على القناة D_m ($LAPD_m$).

3- وصلة التحكم الراديوي *RLC* *The Radio Link Control*

ترسل وصلة التحكم الراديوي *RLC* كتل المعطيات عبر السطح الهوائي، وتنفيذ كشف الخطأ و تصحيح الخطأ بواسطة عملية طلب إعادة التكرار الآلي.

4- منفذ التحكم الوسيط *MAC* *The Media Access Control*

يعمل منفذ التحكم الوسيط بشكل مشابه لقناة *ALOHA* المثقوب.

5- طبقة الوصلة الفيزيائية *PLL* *The Physical Link Layer*

تقوم طبقة الوصلة الفيزيائية توجيه تصحيح الخطأ، تبديل الموضع (التفريق *Interleaving*) للإطارات وازدحام القناة الراديوية.

6- طبقة التردد الراديوي *RF* *The Radio Frequency Layer*

تقوم طبقة التردد الراديوي الطبقة الراديوية الفيزيائية للنظام، متضمناً تعديل التردد.

• بين نظام محطة القاعدة *BSS* وعقدة الدعم المخدمة *SGSN*

1- بروتوكول *GPRS* لنظام محطة القاعدة *BSS* *GPRS* *BSS* *Protocol (BSSGP)*

يزود هذا البروتوكول الجديد إدارة التوجيه ونوعية الخدمة *QoS*.

2- مرسل الإطار *Frame relay*

يدعم بروتوكول معيار الخط السلكي الاتصال بالرمز بين العقد.

3- الطبقة الفيزيائية *Physical Layer*

تكون ضرورية بين العقد.

• بين عقد *GPRS*

1- بروتوكول نفقي لـ *GPRS* *GPRS tunnel protocol*

يوجه هذا البروتوكول الجديد بروتوكول وحدة المعطيات عبر الشبكة بإضافة معلومات توجيه الرمز.

2- بروتوكول تحكم النقل/بروتوكول معطيات المستخدم

Transmission Control Protocol/User Datagram Protocol

يوجد بروتوكولين معياريين من أجل الانترنت.

3- الطبقة 2 والطبقة الفيزيائية *Layer 2 and Physical Layer*

ضرورية بين العقد، بعض الأمثلة *ATM, ISDN, Ethernet*.

على القناة الراديوية، أضيف ثلاث قنوات جديدة. هذه القنوات مشابهة لتلك التي استعملت من أجل وصلات دائرة التبديل.

1- قناة بث الرمز *PBCCH* *Packet Broadcast CCH (PBCCH)*

ترسل هذه القناة معلومات النظام لكل رزم المحطات النقالة *MS_S* في منطقة الخلية.

2- قناة الرزم العامة *PCCCH* *Packet Common CCH*

تتألف من أربع قنوات جزئية :

* قناة نداء الرزم *PPCH* *Packet PCH (PPCH)*

تستعمل لنداء المحطات النقالة *MS_S*.

* قناة النفاذ العشوائي للرمز *PRACH* *Packet Random Access*

Channel (PRACH)

تستعمل من أجل المحطات النقالة للنفاز إلى الشبكة لبدء النقل أو الإجابة عن النداءات.

* قناة منح النفاز بالرزم *PAGCH* *Packet Access Grant Channel (PAGCH)*

تستعمل لإرسال تعيين المصادر للمحطة النقالة *MS*.

* قناة تبليغ الرزم *PNCH* *Packet Notification Channel (PNCH)*

تستعمل لإرسال معلومات البث المتعدد إلى المحطات النقالة *MS_S*.

3- قناة حركة المكالمات الصوتية بالرزم *PTCH* *Packet TCH (PTCH)*

هذه هي قناة الوصلة الصاعدة والوصلة الهابطة وتستعمل لنقل رزم المعطيات بين المحطة النقالة *MS* ومحطة القاعدة *BS* على قناة حركة المكالمات الصوتية للمعطيات بالرزم *PDTCH : Packet Data TCH*.

عندما يكون لكل مستخدم تدفق مستمر من المعلومات للنقل (على سبيل المثال، نقل ملف المعطيات أو نقل فاكس)، تكون طرق وصول التخصيص الثابت مفيدة جداً كما لو أننا استخدمنا مصادر الاتصال بشكل فعال. على كل حال، عندما تكون المعلومات التي نريد نقلها عبارة عن دفعة بطبيعتها، فإن طرق وصول التخصيص الثابت تنتج ضياع مصادر الاتصال. الأكثر من ذلك، في النظام الخليوي حيث المشتركون يحملون على قناة زمن الربط، فإن طرق التخصيص الثابت يمكن أن تكون غالية جداً من أجل نقل الرسائل القصيرة. تزود بروتوكولات النفاز العشوائي طرقاً مرنة وفعالة من أجل إدارة نفاز القناة لنقل الرسائل القصيرة جداً. تعطي طرق النفاز العشوائي الحرية لكل مستخدم بالحصول على النفاز إلى الشبكة عندما يكون المستخدم لديه معلومات للإرسال. بسبب هذه الحرية، يمكن أن تنتج هذه الخطط النزاع بين المستخدمين

الذين دخلوا إلى الشبكة. يمكن أن يسبب النزاع التصادمات ويمكن أن يتطلب إعادة الإرسال للمعلومات. إن بروتوكولات النفاذ العشوائي الأكثر استخداماً هي : ALOHA التام، ALOHA المثقوب و CSMA/CD. إن GPRS هو نظام الراديو بالرمز، ولذلك فإن خصائصه مشابهة تماماً لنظم ALOHA.

في مخطط ALOHA التام، يرسل كل مستخدم المعلومات عندما تتوفر لديه معلومات للإرسال على شكل رزم ، ثم ينتظر فترة زمنية مساوية لفترة الذهاب لاستقبال الرزم من قبل المستقبل. إذا لم يستقبل أي استلام، تكون الرزم قد ضاعت بالتصادم، ويعاد إرسالها بفترة مختارة عشوائياً لتجنب تكرار التصادم. يعطى معدل التدفق المنسوب S (نسبة متوسط الرزم الواصلة مقسمة على معدل التدفق الأعظمي) بالعلاقة :

$$S = G \cdot e^{-2G} \quad (1-7)$$

حيث :

G حمل الحركة المقدم المنسوب.

من المعادلة (1-7) يمكن أن يلاحظ بأن معدل التدفق الأعظمي يحدث عند حمل الحركة % 50 $G = 50\%$ وبالتالي $S = 1 / 2 \cdot e$. وهذا يساوي تقريباً 0.184 . وهكذا، فإن استعمال القناة ببروتوكول ALOHA يكون فقط بـ 18.4 % .

في نظام ALOHA الشرائحي، يقسم زمن الإرسال على عدد الشرائح الزمنية. كل شريحة زمنية تكون تماماً مساوية إلى زمن إرسال الرزم. يتزامن كل مستخدم مع زمن الشرائح لدرجة أنه عندما يكون لدى مستخدم رزمة للإرسال، فإن الرزمة تنتظر ثم ترسل في الشريحة الزمنية التالية. بطريقة تزامن الشرائح الزمنية تخفض فترة التصادم الممكنة من أجل أي رزمة إلى زمن رزمة

من زمني رزمة كما في مخطط ALOHA التام. يعطى معدل التدفق المنسوب S من أجل بروتوكول ALOHA الشرائحي بالعلاقة :

$$S = G \cdot e^{-G} \quad (2-7)$$

حيث : G حمل الحركة المقدم المنسوب .

إن معدل التدفق الأعظمي في نظام ALOHA الشرائحي يحدث عند $G = 1$ (المعادلة 2-7) ويساوي $1/e$ أو حوالي 0.368 . هذا يقتضي بأنه عند معدل التدفق الأعظمي % 36.8 من الشرائح الزمنية تحمل الرزم المنقولة بشكل ناجح بينما يبقى % 63.2 من الشرائح الزمنية فارغة .

إن GPRS يكون له مواصفات نظام ALOHA الشرائحي ولكن يستعمل صف من الطلبات وتقنيات حجز القناة لزيادة الحركة إلى معدل التدفق الأعظمي ويعمل عند الحد الأقصى.

لقد نفذ الباحثان Cai و Goodman محاكاة لمواصفات GPRS ووجدوا

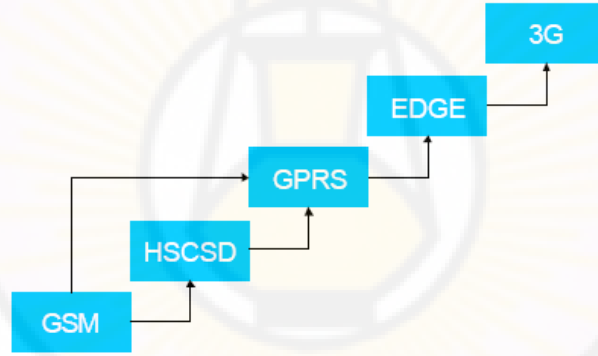
النتائج التالية :

- عندما تحجز شريحة زمنية مفردة من أجل كلاً من التحكم والحركة، فإن معدل التدفق الأعظمي يكون حوالي 4kbps لكل شريحة.
- عندما تستعمل الشرائح الزمنية الثمانية، فإن معدل التدفق الأعظمي يكون حوالي 5kbps لكل شريحة أو 40kbps كحد أقصى.
- منذ لحظة عبور المكالمات عبر النظام عن طريق صف بعضهم، فإن نسبة الاعتراض على رزم المستخدم المفرد تكون منخفضة (% 0.1) أو أقل.
- عندما يتوفر شريحة فقط، يزداد الاعتراض إلى مرتبة % 5 .

2-7 المعطيات المعززة من أجل تطور نظام GSM (EDGE)

EDGE : Enhanced Data for GSM Evolution

يعتبر *EDGE* المرحلة الثانية في تطور شبكات نظام *GSM/GPRS* و *IS-136* نحو الجيل الثالث (*3G*). إن الهدف من التقنية الجديدة هي زيادة نسب نقل المعطيات ومردود الطيف وتسهيل التطبيقات الجديدة وزيادة سعة استعمال النقال. بإدخال *EDGE* في نظام *GSM* المرحلة الثانية بالمواصفات الموجودة سابقاً، قد تم تعزيز الخدمات الموجودة مثل *GPRS* و *HSCSD* عن طريق إدخال الطبقة الفيزيائية الجديدة، ولكن الخدمات نفسها لم تتغير. يبين الشكل (6-7) تطور نظام *GSM* نحو الجيل الثالث.



الشكل (6-7) : تطور نظام *GSM* نحو الجيل الثالث.

يسمح *GPRS* بنسب معطيات *115kbps* ونظرياً يمكن أن تصل إلى *160kbps* في الطبقة الفيزيائية بينما *EDGE* يكون قادراً على تقديم نسب معطيات تصل إلى *384kbps* ونظرياً يمكن أن تصل إلى *473.6kbps* وقد أصبح ذلك ممكناً بفضل تقنية التعديل الجديدة وطرق التسامح بالخطأ بالإضافة لآليات توفير الوصلات المحسنة. وهذا كان المفتاح لزيادة مردود الطيف

والتطبيقات المعززة مثل النفاذ للانترنت اللاسلكي والبريد الإلكتروني *E-mail* وتحويل الملفات.

لقد كان *GPRS/EGPRS* إحدى نقاط الانطلاق في تطور تقنية اللاسلكي العام وذلك بالتزامن مع نظام *WCDMA* . إن نسب النقل العالي من أجل الموارد الراديوية الخاصة عززت السعة وذلك بزيادة أكبر للحركة في خدمات مبدل الدارة والرزوم.

كلما استمر مشروع المشاركة للجيل الثالث (*3G*) في وضع المعايير باتجاه *GSM/EDGE* ، فإن شبكة النفاذ الراديوي *GERAN* سوف تكون قادرة على تقديم الخدمات نفسها مثل *WCDMA* وذلك بالوصل إلى الشبكة نفسها . وهذا يتم بالتوازي لزيادة مردود الطيف . إن الهدف هو زيادة سعة النظام، من ناحية الزمن الحقيقي وخدمات أفضل وللمنافسة الفعلية مع شبكات النفاذ الراديوية من الجيل الثالث مثل *WCDMA* و *cdma-2000* .

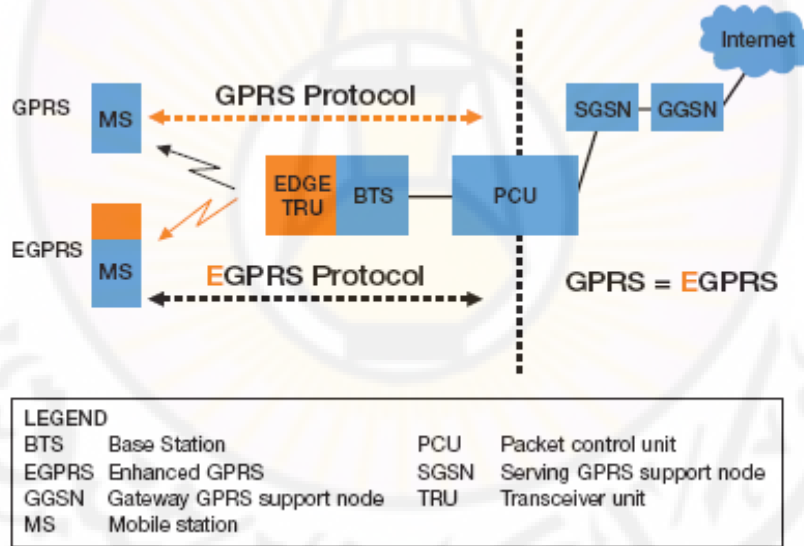
7-2-1 اختلافات التقنية بين *GPRS* و *EGPRS*

بالنظر إلى النظم الفرعية الموجودة في معايير نظام *GSM* ، فإن *GPRS* أدخل مبدل معطيات الرزوم إلى شبكات *GSM* . لقد أدخل عدد من البروتوكولات والعقد الجديدة لجعل ذلك ممكناً.

إن *EDGE* هو طريقة لزيادة نسب المعطيات على الوصلة الراديوية لنظام *GSM* . أساسياً، أدخل *EDGE* فقط تقنية تعديل جديدة *8psk* وترميزاً جديد للقناة اللذين يمكن استعمالهما لنقل كل من مبدل الرزوم ومبدل الدارة الصوتية بالإضافة إلى خدمات المعطيات. ولذلك فإن *EDGE* أضيف إلى *GPRS* ولا يعمل بشكل مستقل. هناك أثر هام لـ *GPRS* على نظام *GSM* أكثر من أثر *EDGE*. يقدم *EGPRS* بشكل واضح تدفقاً أعلى للمعطيات

بواحدة الزمن بالإضافة إلى السعة وذلك بعد إدخال التعديل الجديد والترميز لـ *GPRS* وبتوفير وضبط بروتوكولات الوصلة الراديوية.

هناك بروتوكولات مختلفة وسلوك مختلف لـ *GPRS* و *EGPRS* في نظام محطة القاعدة *BSS*. على كل حال، فإن الجزء المركزي للشبكة لم يتغير بحيث أن *GPRS* و *EGPRS* يتشاركان بروتوكولات معالجة الرزم نفسها ولذلك، فإنهما يسلكان الطريق نفسه. أي إعادة استعمال البنية التحتية المركزية لـ *GPRS* الموجودة (*SGSN / GGSN*). ويبين الشكل (7-7) التغيرات التي تم إدخالها لـ *EGPRS* بالمقارنة مع *GPRS* في نظام محطة القاعدة.



الشكل (7-7) : التغيرات التي أدخلت في *EGPRS* بالمقارنة

مع *GPRS* في محطة القاعدة.

بالإضافة إلى تعزيز تدفق المعطيات لكل مستخدم، فإن *EDGE* يزيد أيضاً السعة. مع *EDGE* يمكن للشريحة الزمنية نفسها أن تدعم مستخدمين

أكثر. وهذا يخفض عدد الموارد الراديوية المطلوبة لدعم الحركة نفسها وبالتالي زيادة السعة من أجل خدمات صوت ومعطيات أكثر.

2-2-7 تقنية EDGE :

يدير EDGE المعلومات المكتسبة من خلال استعمال GPRS المعياري ليعطي تحسينات في التقنية مميزة. الشكل (7-8) يقارن معطيات التقنية الأساسية لـ GPRS و EDGE . يتشارك أيضاً GPRS و EDGE بنسبة الرمز نفسها ولكن يختلفان في نسبة بتات التعديل. يمكن لـ EDGE أن يرسل ثلاث مرات أكثر في عدد البتات من GPRS خلال الفترة الزمنية نفسها وهذا هو السبب الرئيسي من أجل نسب بتات أعلى لـ EDGE.

	GPRS	EDGE
Modulation	GMSK	8-PSK/GMSK
Symbol rate	270 kspm/s	270 kspm/s
Modulation bit rate	270 kb/s	810 kb/s
Radio data rate per time slot	22.8 kb/s	69.2 kb/s
User data rate per time slot	20 kb/s (CS4)	59.2 kb/s(MCS9)
User data rate (8 time slots)	160 kb/s	473.6 kb/s
	(182.4 kb/s)	(553.6 kb/s)

الشكل (7-8) : مقارنة المواصفات الفنية بين GPRS و EDGE.

يستعمل غالباً نسبة معطيات 384kbps في ما يتعلق بـ EDGE، لقد عرف الاتحاد الدولي للاتصالات ITU 384kbps كنسبة معطيات حدية مطلوبة من أجل الخدمة ليفي بنظام الاتصالات النقالة (IMT2000) في بيئة

النقال. تطابق نسبة المعطيات 384kbps إلى 48kbps في كل شريحة زمنية
بفرض أن الطرفية تحتوي على 8 شرائح زمنية.

3-7 خدمة الرسائل القصيرة SMS

Short Message Services (SMS)

يحمل عدد من مستخدمي الهاتف الخليوي جهاز نداء Pager بالإضافة
إلى الهاتف الخليوي. وهناك عدة أسباب لاستعمال جهاز النداء. السبب الأول
هو أن الهواتف الخليوية التماثلية القديمة لا تعمل طوال اليوم ببطارية واحدة.
لذلك، فإنه يجب على المستخدم إما أن يترك الهاتف مغلقاً لفترات متقطعة أو
أن يحمل بطاريات متعددة مع جهاز نداء، بحيث يمكن للمستخدم أن يزود
الهاتف بالقدرة فقط عندما يريد إجراء مكالمة، وهكذا، يمكن لقدرة البطارية أن
تصان. السبب الثاني لاستعمال جهاز نداء هو لاستقبال المكالمات. تفرض
خدمة الخليوي ثمناً مقابل الزمن للمكالمات الواردة والمرسلة (حتى إذا كان
المستخدم لا يرغب بالاستقبال فإنه يدفع من أجلها) فالمكالمات الواردة من
الأشخاص أو من مراكز تسويق المنتجات والخدمات. فإذا كان الهاتف مغلقاً،
بالتالي لا يستطيع استقبال المكالمات. بالإضافة إلى أن مزودي الخدمة تعطي
الخيار (في حالة الاتصال الدولي) بتحويل الأرقام التي تسمح للشخص
المتصل بالهاتف الخليوي باختيار الدفع من أجل تكاليف المكالمات عبر
استعمال خدمة الرقم المؤمن أو لا تكلف المستخدم من أجل الدقيقة الأولى من
زمن المكالمات الواردة. السبب الثالث من أجل استعمال جهاز النداء في نظم
الهواتف التماثلية هو تجنب الاحتيال. فعندما يكون الهاتف مقفل فإن مقدار
الزمن للتكلم يكون صغيراً وبالتالي لا يمكن أن يستعمل بالاحتيال.

عندما دعم نظام GSM النداء بإرسال الصفحة حتى تظهر على الهاتف، سميت الخدمة بـ SMS. تسمح خدمة الرسائل القصيرة SMS بتبادل الرسائل القصيرة بين المحطة النقالة MS ونظام GSM وبين نظام GSM والأداة الخارجية القادرة على إرسال واستقبال الرسائل القصيرة اختياريًا. يمكن أن تكون الأداة الخارجية هاتفًا صوتيًا، طرفية معطيات أو نظام مدخل الرسائل القصيرة. تتألف خدمة الرسائل القصيرة SMS من ميزات مدخل الرسالة، الميزات الإدارية وقدرات نقل الرسالة. توزع هذه الميزات بين نظام GSM ومركز الرسائل لخدمة الرسائل القصيرة (SMSMC) الذي يشكلان نظام SMS. يمكن أن يكون مركز الرسائل (SMSMC) إما منفصلاً عنها أو مدمجاً فيزيائياً في نظام GSM.

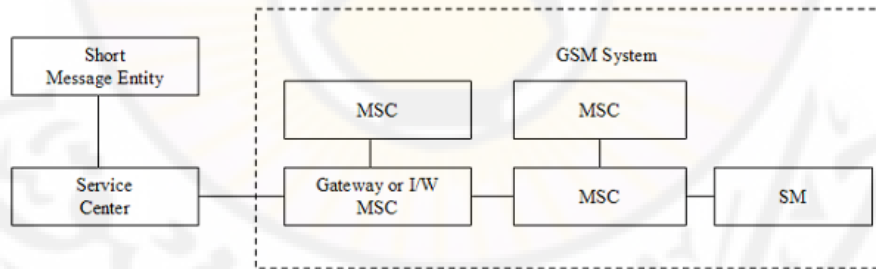
تزود ميزات مدخل الرسالة القصيرة عبر السطوح البينية إلى مركز الرسائل والمحطة النقالة MS. يستعمل المرسلون هذه السطوح البينية لإدخال الرسائل القصيرة، عناوين الأمكنة المطلوبة، واختيارات التسليم المختلفة. يمكن أن تتضمن السطوح البينية ميزات مثل الاستجابة الصوتية الفورية و استقبال النغمة المزدوجة المتعددة الترددات DTMF: Dual Tone Multiple Frequency من أجل نفاذ الاتصال الصوتي للهواتف، بالإضافة إلى بروتوكولات مدخل الرسائل والقائمة المناسبة من أجل الاتصال أو المعطيات المخصصة للمنفذ الطرفي. إن السطوح البينية للمحطة النقالة MS يمكن أن تتضمن لوحة المفاتيح و ميزات الإظهار لدعم مدخل الرسالة. أيضاً، يمكن أن تستعمل الخدمة الصوتية للمشارك بنظام GSM الصوت العادي أو ميزات المعطيات في المحطة النقالة MS للاتصال بنظام SMS لإدخال الرسالة. يمكن أن تزود الخدمة عن بعد لـ SMS الخيار في تعيين المستوى الأفضلي، زمن التسليم المستقبلي، فترة انتهاء الرسالة أو سلسلة أو أكثر من

الرسائل القصيرة المعرفة سابقاً. إذا دعمت الخدمة عن بعد، يمكن للمرسل أن يسأل عن استلام وصول الرسالة إلى المحطة النقال *MS* . بعد استقبال الرسالة القصيرة، فإن *SMS* يمكن أن يسلم آلياً الرسالة. اختياريًا، يمكن أن يعين المستلم أحد أرقام الرسائل المعرفة سابقاً لأن تعود مع إشعار التسليم المرسل. تتضمن الميزات الإدارية لـ *SMS* تخزين الرسالة، إعداد نسخة تحقق الاستلام، وقدرة الاستعلام عن الحالات. تزود قدرة نقل *SMS* من أجل نقل الرسائل القصيرة من وإلى المحطة النقالة *MS* المعنية وإعادة معلومات الاستلام والرسائل الخاطئة. تنقل هذه الرسائل ومعلومات الاستلام من وإلى المحطة النقالة *MS* إذا كانت لا تعمل أو تعمل بمكالمة صوتية أو معطيات. يمكن أن يقدم مزود خدمة نظام *GSM* نقل الرسائل القصيرة *SMS* إلى الزبائن صوتياً أو معطيات فقط أو يمكن أن يزود خدمة *SMS* فقط بدون قدرة صوتية أو معطيات إضافية. يمكن لكل المحطات النقالة *MS_S* على قناة النداء *PCH* بنظام *GSM* استقبال رسالة البث. لا تشعر المحطة النقالة *MS* باستلام رسائل البث. يمكن أن ترسل رسائل البث من قبل خدمات رسائل البث على قناة النداء *PCH* في نظام *GSM* كما يمكن أن ترسل على قناة حركة المكالمة الصوتية *TCH* في نظام *GSM*.

يدعم نظام *GSM* نوعين من خدمة الرسائل القصيرة *SMS* :

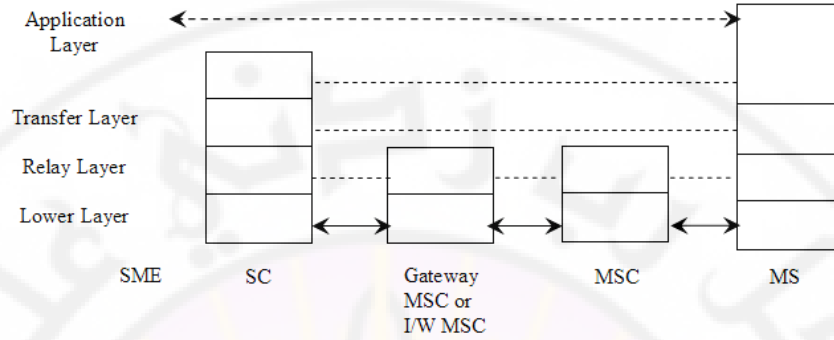
يدعى النوع الأول خدمة نقطة إلى نقطة. في هذا النوع (الشكل 7 - 9)، يجب أن يتعامل المستخدم الذي يرسل الرسالة القصيرة *SMS* مع مكون الرسالة القصيرة *SME* لإدخال الرسالة في النظام. يمكن أن يتعامل المستخدم مع مكون *SME* عن طريق البريد الإلكتروني، بواسطة المكالمة الهاتفية عن طريق مشغل النظام الذي يأخذ الرسالة ويدخلها في النظام، أو بواسطة مكالمة لنظام الاستجابة الصوتية التي تقبل النغمات المزدوجة المتعددة الترددات *DTMF*.

عندما تصبح الرسالة داخل النظام، يرسل مكون الرسالة القصيرة *SME* الرسالة إلى المقسم الخليوي *MSC* الذي يقوم بإرسالها إلى المحطة النقلة *MS*. إذا كان المقسم الخليوي *MSC* في حالة تجوال، فإن بوابة العبور للمقسم الخليوي *GMSC* يمكن أن تستقبل الرسالة وترسلها إلى المقسم الخليوي المطلوب. يمكن أن يرسل مستخدم النقال الرسالة القصيرة *SMS* لمكون الرسالة القصيرة *SME* بإدخال الرسالة عن طريق لوحة مفاتيح الهاتف وإرسالها إلى النظام. ومن ثم يسترجع المستخدم المقصود الرسالة باتصاله بمكون الرسالة القصيرة *SME*. بالتناوب، يمكن لمكون الرسالة القصيرة *SME* أن يرسل الرسالة إلى عنوان البريد الإلكتروني المطلوب. إن مكون الرسالة القصيرة *SME* ليس معرّفاً في معايير نظام *GSM* ويعتبر بأنه خارج بنية *GSM*.



الشكل (7-9) : المخطط الصندوقي لـ *SMS*.

يبين الشكل (7-10)، بروتوكول التراكم من أجل خدمة الرسائل القصيرة *SMS*. تعرف الطبقات التالية من أجل خدمة *SMS* :



الشكل (7-10) : بروتوكولات التراكم لـ SMS .

• طبقة التطبيقات Application Layer

تعتمد هذه الطبقة على الخدمة المعنية المدعومة بواسطة مكون الرسالة القصيرة SME. يعتمد تفسير المعلومات المرسلة على الكيان الناعم Software في الهاتف وعند المستخدم. من أجل خدمة تحويل المعلومات بالترميز ثم استعادتها، تظهر شاشة الإظهار الرسائل والأرقام المرسلة، مع تحديد المستخدم معنى الرسالة.

• طبقة التحويل Transfer Layer

تحويل هذه الطبقة الرسائل القصيرة من مركز الخدمة SC إلى المحطة النقالة MS عن طريق عناصر البروتوكول التي تقوم بتحويل الرسائل من مركز الخدمة SC إلى المحطة النقالة MS والحصول على تقرير التسليم وتحويل الرسائل من المحطة النقالة MS إلى مركز الخدمة SC وتقرير التسليم. وتحديد حالة الرسائل المرسلة في كلا الاتجاهين.

• طبقة الترحيل Relay Layer

تستعمل هذه الطبقة لتسليم الخدمات إلى طبقة التحويل.

• الطبقة الدنيا Lower Layer

وهي الطبقة الفيزيائية نفسها في نظام GSM.

النوع الثاني من الخدمة هو بث خلية SMS (SMSCB: SMS Cell Broadcast)

(Broadcast). في هذه الخدمة (انظر الشكل 7-11)، يرسل إلى المحطات

النقالة MS_S المتعددة نفس الرسالة عن طريق بث الرسالة. والهدف من هذه

الخدمة هو تزويد المعلومات نفسها إلى عدد من المحطات النقالة MS_S في

النظام. يجب أن تتألف المعلومات من تقارير إخبارية، تقارير رياضية،

معطيات مخزنة، إنذارات الطقس، وما شابه. يسمى مزود خدمة المعلومات

الذي يحدث المعلومات بمكون بث الخلية (Cell Broadcast Entity). ترسل

المعلومات إلى مركز بث الخلية الذي يوصل المعلومات إلى متحكم محطة

القاعدة أو أكثر BSC_S . يقوم متحكم محطة القاعدة BSC بدوره بتوجيه

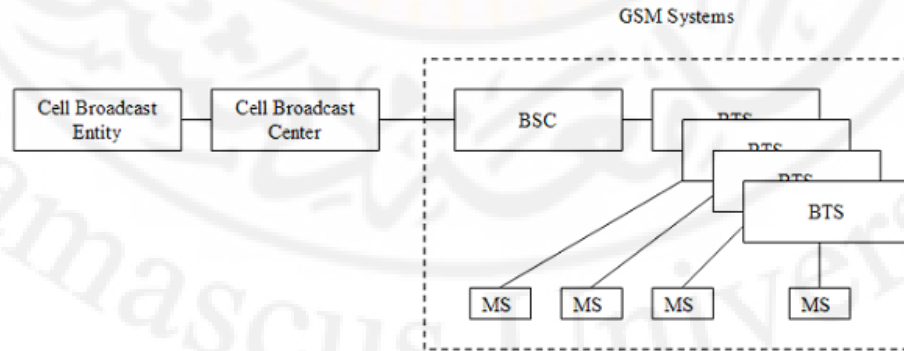
الرسالة إلى محطة إرسال/استقبال القاعدة BTS من أجل نقل المعلومات في

الهواء. يتضمن النقل المعطيات وهوية تعريف جميع المحطات النقالة MS_S

التي يتوجب عليها استقبال المعطيات. إن السطح البيني بين مركز بث الخلية

ومتحكم محطة القاعدة BSC يكون غير معرف في معايير نظام GSM ولكن

ترك مسألة اتفاق بين المشغل وكل عنصر في الشبكة.



الشكل (7-11) : المخطط الصندوقي لـ SMSCB .

تنتقل الرسائل إلى المحطة النقالة MS على قناة CBC . تكون كل من المحطة النقالة MS والبطاقة الذكية SIM محدودة في الذاكرة. وبالتالي تكون الرسائل التي ترسل مباشرة إلى المحطة النقالة MS أو المرسل من المحطة النقالة MS محدودة في العدد أو الطول. لذلك، يمكن أن يكون للمحطة النقالة MS طرفية مربوطة به مباشرة تكون قادرة على تخزين وإنشاء الرسائل. يستعمل السطح البيني طرفية نقالة من نوع $MT2$.

جدول الاختصارات العلمية لـ GSM

A

A / D : Analog to Digital	تماثلي / رقمي
A ₃ : Authentication Algorithm A ₃	خوارزمية التوثيق A ₃
A ₅ : Encryption Algorithm A ₅	خوارزمية التشفير A ₅
A ₈ : Ciphering Key Generating Algorithm A ₈	مفتاح التشفير المولد للخوارزمية A ₈
ABS: Analytical – by – Synthesis	التحليل بالتركيب
ACCH: Associated Control Channel	قناة التحكم المخصصة
ACELP: Algebraic Code Book Excited Linear Prediction	التنبؤ الخطي المحرض جبرياً
ADPCM: Adaptive Differential PCM	التعديل النبضي المرمز التفاضلي المتوافق
AGCH: Access Grant Channel	قناة منح النفاذ
AMPS: Advanced Mobile Telephone System	نظام الهاتف النقال المتقدم
ANM : Answer Message	جواب الرسالة
ARFCN : Absolute Radio Frequency Channel Number	رقم قناة التردد الراديوي المطلق
AQR : Automate Repeat Request	طلب التكرار الآلي
ASE : Application Service Entity	مكون خدمة التطبيقات
ATM : Asynchronous Transfer Mode	نمط التحويل اللامتزامن
AUC : Authentication Center	مركز التوثيق

B

ISDN : Broadband Integrated Services Network	الشبكة الرقمية للخدمات المتكاملة
B-ISDN : Broadband ISDN	الشبكة الرقمية للخدمات المتكاملة العريضة المجال
BCCH : Broadcast Control Channel	قناة التحكم بالبيث
BER : Bit Error Rate	معدل خطأ البت

Bps : bits per second	بت بالثانية
BS : Base Station	محطة القاعدة
BSC : Base Station Controller	متحكم محطة القاعدة
BSIC: Base Station Identity Code	رمز تعريف هوية محطة القاعدة
BSS: Base Station System	نظام محطة القاعدة
BSSAP : Base Station System Application Part	جزء تطبيق نظام محطة القاعدة
BSSGP : BS Subsystem GPRS Protocol	بروتوكول GPRS للنظام الفرعي لمحطة القاعدة
BSSMAP : BSS Management Application Part	قسم التطبيق النقال لـ BSS
BSSOMAP: BSS Operation and Maintenance AP	جزء تطبيق التشغيل والصيانة لـ BSS
BS : Base Station	محطة إرسال/استقبال القاعدة
BW : Bandwidth	عرض المجال
C	
CAC : Common Access Channel	قناة النفاذ العام أو المشترك
CBCH : Cell Broadcast Channel	قناة البث للخلية
CC : Call Control	تحكم المكالمات
CC : Country Code	رمز البلد أو الدولة
CCCH:Common Control Channel	قناة التحكم المشتركة
CCH : Control Channel	قناة التحكم
CCIR : Consultative Committee for International Radio Communications	اللجنة الاستشارية الدولية للاتصالات الراديوية
CCITT :The International Telegraph and Telephone Consultative Committee	اللجنة الاستشارية الدولية للتلغراف والهاتف
CCS : Common Channel signaling	تشوير القناة المشتركة
CDMA : Code-Division Multiple Access	تقنية النفاذ المتعدد بتقسيم الرمز
CELP : Code-Excited Linear Prediction	النتبؤ الخطي المحرض بالرمز

CEPT : Conférence des
Administrations Européennes des
Postes et Telecommuincations
CH : Channel

المؤتمر الأوروبي للبريد والاتصالات

القناة

CI : Cell Identity

هوية تعريف الخلية

CC : Common Interfaces

السطوح المشتركة

CRC : Cyclic Redundancy Code

رمز البتات الإضافية الدورية

CT : Cordless Telephone

الهاتف اللاسلكي

CT-2 : Cordless Telephone
(Version 2)

الهاتف اللاسلكي (النسخة الثانية)

D

D/A : Digital-to-Analog

رقمي/تماثلي

DAMPS : Digital Advanced
Mobile Phone System

نظام الهاتف النقال المتقدم الرقمي

dB : Decibel

الديسيبل

dB_m : Decibel with respect to 1
milliwatt

الديسيبل بالنسبة إلى 1 ميلي وات

dB_w : Decibel with respect to 1
watt

الديسيبل بالنسبة إلى 1 وات

DCA : Dynamic Channel
Assignment

تخصيص القناة الديناميكية

DCCH : Dedicated Control
Channel

قناة التحكم المخصصة

DCS : Digital Cellular System

نظام الخليوي الرقمي

DCS-1800 :DCS at 1800MHz

نظام الخليوي الرقمي عند 1800 MHz

DECT : Digital Enhanced
Cordless Telecom.

نظام الاتصالات اللاسلكية المعزز الرقمي

DTMF : Dual Tone Multi-
Frequency

النغمة المزدوجة المتعددة التردد

E

EFRC : Enhance Full Rate Codec

الترميز ذو المعدل الكامل المعزز

EIR : Equipment Identity Register

مسجل هوية التجهيزات

EIRP : Effective Isotropic
Radiated Power

الاستطاعة المشعة الايزوتروبية الفعالة

ERP : Effective Radiated Power
ETSI : European Telecommunications Standards Institute

الاستطاعة المشعة الفعالة
المعهد العالي الأوربي لمعايير الاتصالات

F

FAC : Final Assembly Code
FACCH : Fast Associated Control Channel
FACCH : Fast Associated Control Channel/
Full Rate
FACCH : Fast Associated Control Channel/
Half Rate
FAF : Floor Attenuation Factor
FCA : Fixed Channel Assignment
FCC : Federal Communication Commission
FCCH : Frequency Correction Channel
FDD : Frequency Division Duplex
FDMA : Frequency Division Multiplex Access
FE : Functional Entity
FEC : Forward Error Correction
FH : Frequency Hopping
FM : Frequency Modulation
FN : Frame Number
FSK : Frequency Shift Keying
FSWI : Frame Switching Service

رمز التجميع النهائي
قناة التحكم المخصصة السريعة
قناة التحكم المخصصة السريعة
ذات المعدل الكامل
قناة التحكم المخصصة السريعة
ذات المعدل نصف الكامل
عامل تخامد الدور (الشقة)
تخصيص (تعيين) القناة الثابتة
لجنة الاتصالات الفيدرالية
قناة تصحيح التردد
المزدوج في تقسيم التردد
تقنية النفاذ المتعدد بتقسيم التردد
المكون الوظيفي
تصحيح التردد الأمامي
القفز الترددي
التعديل الترددي
رقم الإطار
الإقفال بإزاحة التردد
خدمة تبديل الإطار

G

GHz : Gigahertz

غيغاهرتز

GERAN: GSM/EDGE Radio Access Network	شبكة النفاذ الراديوي GSM/EDGE
GMSC : Gateway Mobile Switching Center	بوابة عبور المقسم الخليوي
GoS : Grade of Service	درجة الخدمة
GPA : GSM PLMN Area	شبكة GSM في منطقة الخدمة PLMN
GPRS : General Packet Radio Services	خدمة الراديو العامة-مقاسم الرزم
GSM : Global System for Mobile Communications	النظام العالمي للاتصالات النقالة
GSM-NA: Global System for Mobile Communications for North America	النظام العالمي للاتصالات النقالة من أجل أمريكا الشمالية
GT : Global Title	عنوان عام
H	
H : Magnetic (Field)	الحقل المغناطيسي
HLR : Home Location Register	مسجل موضع الموطن
HO : Handover	التسليم
HSCSD: High Speed Circuit Switched Data	معطيات تبديل الدارة العالية السرعة
HSN: Hopping Sequence Number	رقم تتابع القفز
Hz : Hertz	هرتز
I	
ID : Identification	هوية التعريف
IMEI : International Mobile Equipment Identity	هوية تعريف المحطة النقالة العالمية
IMSI : Temporary Mobile Subscriber Identity	هوية تعريف المشترك النقال العالمي
IMT : Improved Mobile Telephone	الهاتف النقال المحسن
IMT-2000: Improved Mobile Telephone-2000	الهاتف النقال المحسن للعام 2000
IMTS : Improved Mobile Telephone Services	خدمات الهاتف النقال المحسن

IN : Intelligent Network	الشبكة الذكية
INAP : Intelligent Network Application Part	قسم تطبيق الشبكة الذكية
IP : Internet Protocol	بروتوكول الإنترنت
IS-54 : Interim Standard 54	المعيار المؤقت 54
(Dual-Mode TDMA/AMPS)	النمط المزدوج (TDMA/AMPS)
IS-54 : Interim Standard 95	المعيار المؤقت 95
(Dual-Mode CDMA/AMPS)	النمط المزدوج (CDMA/AMPS)
ISC : International Switching Center	مركز التبديل العالمي
ISDN : Integrated Services Digital Network	الشبكة الرقمية للخدمات المتكاملة
ISI : Intersymbol Interference	التداخل بين الرموز
ISO : International Organization for Standardization	منظمة المقاييس العالمية
IUT : International Telecommuincations Union	الاتحاد العالمي للاتصالات
J	
J : Joules	جول
K	
k : Constraint Length of the Convolutional Code	الطول المقيد للرمز الالتفافي
kbps : kilobits per second	كيلو بت بالثانية
K_c : Cipherring Key	مفتاح التشفير
kcps : kilochips per second	كيلو رقاقة بالثانية
KHz : kilohertz	كيلو هرتز
L	
LA : Location Area	المنطقة المحلية
LAC : Location Area Code	رمز المنطقة المحلية
LAI : Location Area Identity	هوية تعريف المنطقة المحلية
LAN : Location Area Network	الشبكة المحلية
LAPB : Link Access Protocol Balanced	بروتوكول وصلة النفاذ المتوازنة

LAPD _m : Link Access Protocol on D _m Channel	بروتوكول وصلة النفاذ على القناة D _m
LMSI : Local Mobile Station Identity	هوية تعريف المحطة النقالة المحلية
LOS : Line of sight	خط النظر
LAPS : Linear-Prediction-based Analysis-by-Synthesis	التنبؤ الخطي المعتمد على التحليل بواسطة التركيب
LTP : Long-Term Predictor	المنتبأ طويل الأجل
LTPD : Long-Term Predictor Delay	فترة المنتبأ الطويل الأجل
LU : Location Updates	تحديث الموضع
M	
MA : Multiple Access	النفاذ المتعدد
MAP : Mobile Application Part	قسم التطبيق النقال
Mbps : (MBS) Megabits per second	ميغا بت بالثانية
MBS:Mobile Broadband Systems	النظم النقالة العريضة المجال
MC : Message Center	مركز الرسائل
MCC : Mobile Country Code	رمز النقال للبلد (الدولة)
MCF : Mobile Control Function	وظيفة تحكم النقال
Mcps : Mega chip per second	ميغا رقاقة بالثانية
MF : Master File	الملف الرئيسي
MHz : MegaHertz	ميغا هرتز
MIB : Management Information Base	قاعدة إدارة المعلومات
MIPS : Million Instructions per second	مليون تعليمة بالثانية
MIT : Management Information Tree	إدارة شجرة المعلومات
WLAN : Wireless Local Area Network	شبكة المنطقة المحلية اللاسلكية
MM : Mobility Management	إدارة الحركة (التنقل)
mm : millimeter	مليمتر

MNC : Mobile Network Code	رمز شبكة النقال
MOPS : Million Operations per second	مليون عملية بالثانية
MOU : Memorandum of Understanding	مذكرة التفاهم
mph : miles per hour	ميل بالساعة
MPT : Ministry of Posts and Telecommunications	وزارة البريد والاتصالات
MRRC : Mobile Radio Resource Control	تحكم الموارد الراديوية النقالة
MS : Mobile Station	المحطة النقالة
ms : millisecond	ميلي ثانية
MSC : Mobile Switching Center	المقسم الخليوي (مركز تبديل النقال)
MSIN : Mobile Subscriber Identification	رقم تعريف المحطة النقالة للمشارك
MSISDN: Mobile Station International ISDN Number	رقم الشبكة الرقمية للخدمات المتكاملة
MSRN : Mobile Station Roaming Number	رقم تجوال المشارك النقال
MSS : Mobile Switching Subsystem	النظام الفرعي لتبديل النقال
MT : Mobile Termination	الطرفية النقالة
MT2:Mobile Termination (Type 2)	الطرفية النقالة من النوع الثاني
MTP : Message Transfer Part	قسم تحويل الرسالة
N	
NM : Network Management	إدارة الشبكة
NMC : Network Management Center	مركز إدارة الشبكة
NMS : Network Management System	نظام إدارة الشبكة
NMSI : National Mobile Subscriber Identity	رقم التعريف الوطني للمحطة النقالة
NMT : Nordic Mobile Telephone	الهاتف النقال الاسكنديناوي

NSDU : Network Service Data Unit
وحدة معطيات خدمة الشبكة

nsec : nanosecond
نانو ثانية

NSS : Network and Switching Subsystem
النظام الفرعي للتبديل والشبكة

O

OMAP : Operations and Maintenance Application Part
قسم تطبيق الصيانة والتشغيل

OMC : Operations and Maintenance Center
مركز الصيانة والتشغيل

OMSS : Operations and Maintenance Subsystem
النظام الفرعي للصيانة والتشغيل

OS : Operations System
نظام التشغيل

OSI : Open System Interconnection
النموذج المرجعي

OSS : Operations Support System
نظام دعم التشغيل

P

PABX : Private Automatic Branch Exchange
مركز التبادل الفرعي الآلي

PACCH: Packet Access Control Channel
قناة تحكم النفاذ بالبرزم

PAGCH: Packet Access Grant Channel
قناة منح النفاذ بالبرزم

PBCCH: Packet Broadcast Control Channel
قناة بث البرزم

PBX : Private Branch System
مركز التبادل الفرعي

PCCCH: Packet Common Control Channel
قناة البرزم العامة

PCH : Paging Channel
قناة النداء

PCM : Pulse Code Modulation
التعديل النبضي المرمز

PCN : Personal Communications Network
شبكة الاتصالات الشخصية

PCS : Personal Communications Services
خدمات الاتصالات الشخصية

PCS : Personal Communications System
نظام الاتصالات الشخصي

PCS-1900 : Personal
نظام الاتصالات الشخصي-1900

Communications System

PDC : Personal Digital Cordless

الهاتف اللاسلكي الرقمي الشخصي

PDF : Probability Density Function

تابع الكثافة الاحتمالية

PDS : Packet Data Service

خدمة معطيات الرزم

PDTCH: Packet Data Traffic Channel

قناة الحركة الصوتية للمعطيات بالرزم

PHS : Personal Handy phone System

نظام الهاتف الصغير الشخصي

PIN : Personal Identification Number

رقم تعريف الهوية الشخصي

PLMN : Public Land Mobile Network

شبكة النقال الأرضية العامة (منطقة الخدمة)

PMR : Private Mobile Radio

الراديو النقال الخاص

PP : Portable Part

القسم المحمول

PPCH : Packet Paging Channel

قناة نداء الرزم

PRACH: Packet Random Access Channel

قناة النفاذ العشوائي للرزم

PSD : Power Spectral Density

استطاعة الكثافة الطيفية

PSTN : Public Switching Telephone Network

شبكة الهاتف العامة

PTCH : Packet Traffic Channel

قناة حركة المكالمات الصوتية بالرزم

Q

QoS : Quality of Service

نوعية الخدمة

QPSK : Quadrature Phase Shift Key

الإقفال بإزاحة الطور الرباعي

R

RACF : Radio Access Control Function

وظيفة التحكم بالنفاذ الراديوي

RACH : Random Access Channel

قناة النفاذ (الوصول) العشوائي

RAM : Random Access Memory

ذاكرة النفاذ (الوصول) العشوائي

RAND : Random Number

الرقم العشوائي الكاذب (يستخدم في التوثيق)

RCELP : Radio Control Functions

توابع التحكم الراديوي

RCF : Radio Control Function	وظيفة التحكم الراديوي
RCH : Radio Channel	القناة الراديوية
RE : Radio Exchange	التبديل الراديوي
REL : Release	التحرير
RF : Radio Frequency	التردد الراديوي
RFN : Reduced TDMA Frame Number	خفض رقم إطار TDMA
RFP : Radio Fixed Part	القسم الراديوي الثابت
RFTR : Radio Frequency Transmission and Reception	التردد الراديوي المرسل والمستقبل
RLC : Release Complete Message	تحرير الرسالة كلياً
RLP : Radio Link Protocol	بروتوكول الوصلة الراديوية
ROM : Read Only Memory	ذاكرة القراءة فقط
ROSE : Remote Operation Service Element	عنصر خدمة التشغيل عن بعد
RR : Radio Resource	الموارد (المصادر) الراديوية
RS : Radio System	النظام الراديوي
RSC : Radio Resource Control	التحكم بالموارد الراديوية
RTF : Radio Terminal Function	وظيفة الطرفية الراديوية
RTMS : Radio Telephone Mobile System	نظام الهاتف النقال الراديوي

S

S-BCCH: Slow Broadcast Control Channel	قناة التحكم بالبث البطيئة
S / I : Signal to Interference	الإشارة إلى التداخل
SACCH : Slow Associated Control Channel	قناة التحكم المرافقة البطيئة
SACCH /C4 : Slow Associated Control Channel	قناة التحكم المرافقة البطيئة
Standalone Dedicated Control Channel / C4	قناة التحكم المخصصة المستقلة / C4
SACCH/TF: Slow Associated Control Channel	قناة التحكم المرافقة البطيئة

Traffic Channel Full Rate	قناة حركة المكالمات الصوتية بمعدل كامل
SACCH/TH: Slow Associated Control Channel	قناة التحكم المرافقة البطيئة
Traffic Channel Half Rate	قناة حركة المكالمات الصوتية بمعدل نصف كامل
SC : Service Center (Used for SMS)	مركز الخدمة (يستعمل من أجل SMS)
SCCP : Signaling Connection Control Point	نقطة تحكم وصلة التشوير
SCF : Service Control Function	وظيفة التحكم بالخدمة
SCH : Synchronization Channel	قناة التزامن
SDF : Service Data Function	وظيفة معطيات الخدمة
SDR: Signal -to- Distortion Ratio	نسبة الإشارة إلى التشويه
SDU : Service Data Unit	وحدة معطيات الخدمة
SEP : Signaling End Points	نقاط نهاية التشوير
SF : Speech Frame	إطار المخاطبة (الكلام)
SFH : Slow Frequency Hopping	القفز الترددي البطيء
SIM : Subscriber Identity Module	بطاقة تعريف المشترك
SIR : Signal- to- Interference Ratio	نسبة الإشارة إلى التداخل
SLS : Signaling Link Selection	اختار وصلة التشوير
SMAP : Systems Management Application Process	إجراء تطبيق إدارة النظم
SME : Short Message Entity	مكون الرسالة القصيرة
SMG : Special Mobile Group	مجموعة النقل الخاصة
SMS : Short Message Service	خدمة الرسائل القصيرة
SMSCB: Short Message Service Cell Broadcast	بث خلية خدمة الرسائل القصيرة
SMSCH: Short Message Service Channel	قناة خدمة الرسائل القصيرة
SMSMC: Short Message Service Message Center	مركز رسائل SMS
SNDCP: Subnetwork Dependent	الشبكة الفرعية المعتمدة

Convergence Protocol	بروتوكول التقارب
SNR : Serial Number	الرقم التسلسلي
SNR : Signal- to – Noise Ratio	نسبة الإشارة إلى الضجيج
SRES : Signed Response (Authentication)	الاستجابة الدالة
SS : Spread Spectrum	الطيف المنتثر
SS 7 : Signaling System 7	نظام التشوير 7
SU : Subscriber Unity	وحدة المشترك
T	
T: Terminating	الطرفي
TA : Terminal Adaptation	الملائم الطرفي
TAC : Type Approval Code	رمز موافقة النوع
TACS : Total Access Communication System	نظام الاتصالات ذات النفاذ التام
TCH : Traffic Channel	قناة حركة المكالمات الصوتية
TCH / F:Traffic Channel Full Rate	قناة TCH بمعدل كامل
TCH / H : Traffic Channel Half Rate	قناة TCH بمعدل نصف كامل
TCP : Transport Control Protocol	بروتوكول تحكم النقل
TDMA : Time-Division Multiple Access	تقنية النفاذ المتعدد بتقسيم التردد
TE : Terminal Equipment	التجهيزات الطرفية
TE-to-TA: Terminal Equipment to Terminal Adapter	التجهيزات الطرفية إلى الملائم الطرفي
TMN : Telecommunication Management Network	شبكة إدارة الاتصالات
TMSI : Temporary Subscriber Identity	هوية تعريف المشترك النقال المؤقت
TRAU : Transcoder Rate Adapter Unit	وحدة ملائمة معدلات النقل
TXPWP: Transmit Power	استطاعة الإرسال
U	
UHF : Ultra High Frequency	الترددات العالية الميكروية (الأمواج

الديسيمترية)

UMTS : Universal Mobile
Telephone Service

نظام الاتصالات النقال العالمي

UP : User Part

قسم المستخدم

UPT : Universal Portable
Telephone

الهاتف المحمول العالمي

V

VBS : Voice Broadcast Service

خدمة البث الصوتي

VHF : Very High Frequency

الترددات العالية جداً

VLR : Visitor Location Register

مسجل موضع الزائر

WCDMA: Wide Code Division
Multiple Access

تقنية النفاذ بتقسيم الرمز العريضة

WLAN : Wireless Local Area
Network

الشبكة المحلية اللاسلكية

الباب الثالث

الفصل الأول : المفاهيم الأساسية لنظم الطيف المنتشر

الفصل الثاني : نظم الـ CDMA

الفصل الثالث : النظام الرقمي The Digital System

الفصل الرابع : ترميز الكلام speech coding

الفصل الخامس : المودم الرقمي Digital modem

الفصل السادس : نظم الـ CDMA للجيل الثالث

3G - CDMA Systems

الفصل السابع : أسس النظام الراديوي RF

إعداد : أ. د. محمد سعيد صفدي

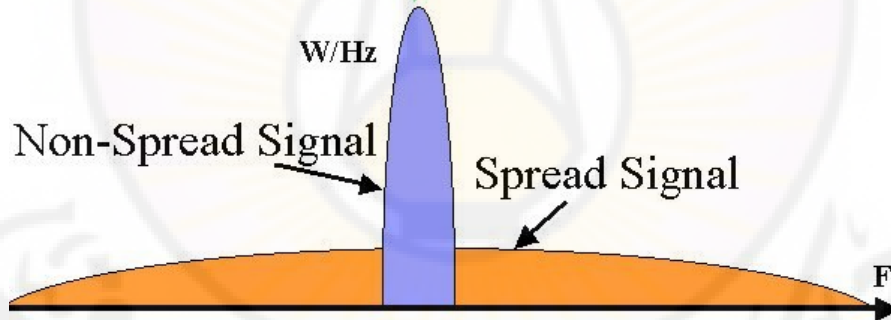
الفصل الأول

المفاهيم الأساسية لنظم الطيف المنتشر

1-1 نظام الطيف المنتشر: Spread spectrum system

يستند مفهوم الاتصالات الرقمية التقليدية إلى فكرة إرسال أكبر قدر ممكن من المعلومات ضمن أضيق عرض مجال ترددي ممكن. لذا يستخدم مفهوم الإشارة ضيقة المجال (Narrowband signal) (S_n) للدلالة على النظم ضيقة المجال. يبين الشكل (1-1) توضيحاً لفكرة نظم الطيف المنتشر الذي يختلف عن النظم التقليدية.

$$\text{Spreading factor} = \frac{\text{Chip rate}}{\text{Data rate}} \quad \text{QPSK} \quad \left. \begin{array}{l} 30\text{kb/s channel} \\ 15\text{k symbols/s} \end{array} \right\} = \frac{3840\text{k}}{15\text{k}} = \text{Spreading factor 256}$$



الشكل (1-1)

يقسم عمل كل من المرسل و المستقبل إلى مرحلتين: المرحلة الأولى وندعوها مرحلة التعديل الأولي حيث نحصل من خلالها على الإشارة ضيقة المجال (S_n) . وتدعى المرحلة الثانية بالتعديل الثانوي، حيث نطبق خلالها عملية النشر (ϵ) و التي ينتج عنها توسع طيف الإشارة إلى عرض مجال كبير جداً و ندعو هذه الإشارة ذات الطيف المنتشر S_w الإشارة ذات الطيف المنتشر.

أما في طرف الاستقبال فنبدأ بخطوة إزالة النثر للإشارة المستقبلية (Despreading) و التي يشار إليها اصطلاحاً ب $(\epsilon) = (\epsilon)^{-1}$ أي بعبارة أخرى تحويل الإشارة المنثورة S_w إلى الإشارة الأصل S_n بعملية مماثلة لعملية النثر في المرسل. من ثم تجري عمليات فك التعديل التقليدية على الإشارة المستخلصة S_n للعودة ثانية إلى الإشارة الأصلية S . يمكننا فهم الأسباب الكامنة وراء هذه العملية من خلال الآتي.

أ- تحصين الإشارة من التشويش : (Antijaming)

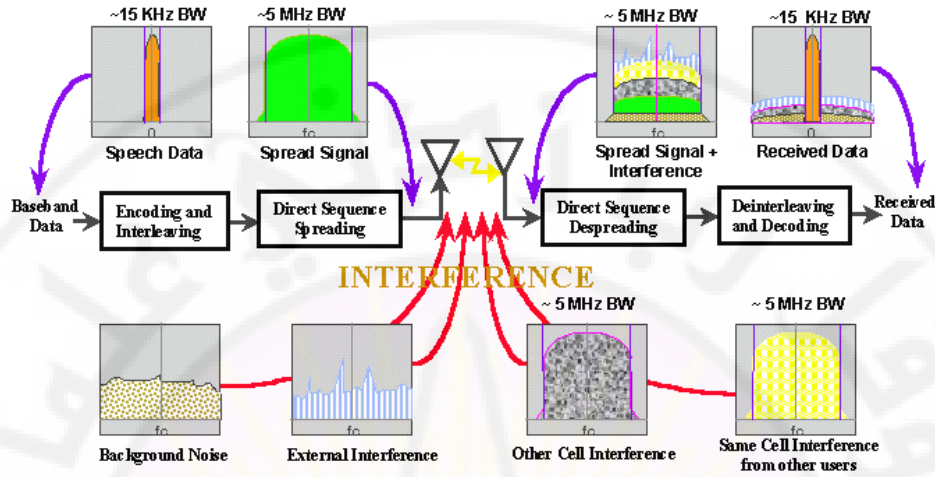
ظهرت تقنية الطيف المنثور . منذ حوالي نصف قرن . لحل مشكلة تعرض الاتصالات اللاسلكية العسكرية إلى التشويش عليها و بالتالي إضفاء درجة من الحصانة والمناعة ضد المشوشات الكثيفة. فإذا استقبلنا إشارة S_w تسبح في قدر كبير من التشويش $i_n(t)$ فإن الإشارة الناتجة عن إزالة النثر هي:

$$\epsilon^{-1}(s_w + i_n) = \epsilon^{-1}(\epsilon(s_n)) + \epsilon^{-1}(i_n) = s_n + \epsilon(i_n) = s_n + i_w \quad (1-1)$$

أي عملية فك النثر (Despreading) قد حولت إشارة الدخل المستقبلية إلى مجموع إشارة ضيقة المجال مفيدة و إشارة تشويش عريضة المجال. ولكن بعد عملية ترشيح بم رشح تمرير حزمة ضيق المجال B_n يساوي عرض مجال الإشارة S_n ينتج:

$$F(s_n + i_w) \cong s_n + F(i_w) = s_n + i_{wr} \quad (2-1)$$

أي أن قدراً صغيراً من طاقة إشارة التشويش يترسب لدينا على شكل i_{wr} لأن عرض المجال B_w ل i_w أكبر بكثير من B_n .
يبين الشكل (2-1) عملية النثر وفك النثر.



الشكل (2-1)

يتبين من الشكل (2-1) أن استطاعة التداخل المتبقي $P(i_{wr}) = \eta_i B_n$ يرتبط بالاستطاعة الكلية لإشارة التداخل $P(i_w) = \eta_i B_w$ بالعلاقة التالية:

$$P(i_{wr}) = \frac{B_n}{B_w} P(i_w) = \frac{1}{G} P(i_w) \quad (3-1)$$

حيث المحدد G :

$$G = \frac{B_w}{B_n} \quad (4-1)$$

يمثل G مدى تخميد إشارة التداخل و يدعى بكسب (ربح) العملية. سوف نرى لاحقاً كيف تتغير القيم الإحصائية لـ i_{wr} باختلاف البنى المعتمدة لأنظمة الطيف المنتور.

يستخدم أحياناً الترشيح بواسطة مرشح منع حزمة (NOTCH) للتخفيف من أثر بعض إشارات التشويش القوية حتى و لو أدى ذلك إلى حذف بعض المركبات الترددية من طيف الإشارة المفيدة وذلك قبل إجراء عملية فك النثر Dispersing. يبقى الأثر إيجابياً. ل هذه العملية. طالما أن عرض مجال الإشارة المشوشة أقل من 20% من عرض مجال الإشارة الكلي.

من المعلوم أن تعديل الطيف المنثور يستخدم على نطاق واسع في تقنية النفاذ المتعدد بالتقسيم الرمز CDMA. حيث يتواجد في المجال الترددي لإشارة الطيف المنثور عدد من إشارة الطيف الضيق للاتصالات التقليدية وبمطالات ذات شدة أعلى بطبيعة الحال.

إن هذه الإشارة للاتصالات التقليدية تتعرض لعمليتي تخميد أولاهما بواسطة مرشح المنع Notch والثانية بفعل آلية فك النثر من الإشارة المستقبلية. وبالمقابل فإن أثر إشارات الطيف المنثور على الاستقبال الجيد لإشارات الاتصال التقليدية يبقى مقبولاً طالما أن عدد الأولى لا يزيد عن حد معين.

ب- أثر تعدد مسارات الإشارة Multi Path Environment

نظراً لتعدد مسارات الإشارة المرسلية فإن الإشارة المستقبلية تتكون من نسخ متكررة لذات الإشارة تختلف عن بعضها بفروق صفحة مختلفة. من الواضح أن هذه الإشارات تشوش على بعضها البعض في معظم الحالات مما ينتج عنه تدهور الأداء لنظام الاستقبال.

أما السؤال الهام المطروح فهو: هل هناك من طريقة لفصل هذه المكونات عن بعضها البعض و من ثم إمكانية ضمها بشكل متزامن بحيث ن حصل على إشارة أفضل عند الاستقبال؟ . إن الإجابة عن هذا السؤال تكمن في ما يسمى بالمستقبل الشوكي (Rake Receiver) المستخدم في مستقبل الطيف المنثور.

بناءً على ما سبق ذكره يمكن كتابة إشارة الاستقبال كالتالي:

$$r(t) = \sum_{l=0}^{N\beta-1} \beta_l s_w(\tau_l) = \sum_{l=0}^{N\beta-1} \beta_l \in_{\tau_l} (s_n(\tau_l)) \quad (5-1)$$

حيث $\tau_0=0$ و τ_l هو التأخير النسبي (تأخير إضافي) الذي يسببه مسار الإشارة ضمن مسار يدعى l بالنسبة إلى مسار انتشار أصغري حيث ندعو β_l بمعامل الشدة لذلك المسار (Intensity Coefficient). وفي معظم الأوقات

يتم تمثيل هذا المعامل كمتحول عقدي غوسي ذي قيمة وسطى صفرية. وخلال عملية النثر بشكل متواقت مع الإشارة وبتأخير τ_s نحصل على علاقة فك النثر:

$$\epsilon_{\tau_s}(r) = \sum_{l=0}^{L-1} \epsilon_{\tau_s} [\beta_l \epsilon_{\tau_l}(s_n(\tau_l))] \quad (6-1)$$

حيث تعتمد مكونات الإشارة فقط على المقدار $(\tau_s - \tau_l)$ الذي يمكن أن يمثل كما بـ:

$$\epsilon_{\tau_s}(r) = \sum_{l=1}^{L-1} \beta_l \epsilon_{s-l}[s_n(\tau_l)] \quad (7-1)$$

حيث نحصل على:

$$\epsilon_{s-l}[s_n(\tau_l)] \Rightarrow \begin{cases} s_n(\tau_l) & \text{if } \tau_s - \tau_l = 0 \\ s_w(\tau_l) & \text{if } \tau_s - \tau_l > \tau_r \end{cases} \quad (8-1)$$

حيث τ_r هو مجال عمل الـ ϵ . بكلمات أخرى، إذا ما كانت عملية النثر متزامنة مع المركبة m للإشارة المستهدف ($\tau_s - \tau_m \cong 0$) وكانت $\tau_s - \tau_l > \tau_r$ بعد فك النثر والترشيح BPF فإننا نحصل على:

$$F\{\epsilon_{\tau_m}(r)\} = \beta_m s_n(\tau_m) + \sum_{\substack{l \neq m \\ l=0}}^{L-1} \beta_l s_{wr}(\tau_l) = \beta_m s_n(\tau_m) + R_m \quad (9-1)$$

حيث $s_{wr}(\tau_l)$ هي رواسب مكونات الإشارة متعددة المسارات متضمنة في R_m . والآن إذا ما نفذ عدد من العمليات المتوازية لـ (τ_i) حيث $i = 0, \dots, L-1$ فإن بالإمكان فصل كل مكونات الإشارة ومن ثم دمجها بشكل متجانس بإشارة واحدة من الشكل:

$$\Sigma = \sum_{m=0}^{L-1} [w_m \beta_m s_n(\tau_m) + w_m R_m] \quad (10-1)$$

حيث w_m عامل الضم. فإذا كانت (τ_l) غير مترابطة وكانت استطاعة الإشارة P_s ، فإن للراسب R_m استطاعة قدرها:

$$P_{rm} = \frac{P_s}{G} \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq m}}^{L-1} |\beta_l|^2 \quad (11-1)$$

يمكن البرهان أنه لتحقيق نسبة إشارة/ضجيج أعظمية SNR عند خرج وحدة الضم يكون $w_m \approx \beta_m$. فإذا أردنا إعطاء إحساس أولي بـ w_m ددات النظام نفترض كسب ضم متساوٍ $w_m = 1$ وكذلك انتشار متعدد المسارات بـ $\beta_1 = \beta$ بحيث:

$$P_{rm} = P_s (L-1) |\beta|^2 / G \quad (12-1)$$

وعليه يمكن أن نقرب نسبة الإشارة للضجيج (الناجم عن تعدد المسارات) عند مخرج وحدة الضم ذات L فرعاً لثمايلي:

$$SNR_L = \frac{P_s L^2 |\beta|^2}{L P_{rm}} = \frac{L^2 G}{L(L-1)} \cong G \text{ for } L \gg 1 \quad (13-1)$$

فإذا تم فك التعديل لإشارة وحيدة فقط نحصل على:

$$SNR_1 = P_s \beta^2 / P_{rm} = G / (L-1) \quad (14-1)$$

من الواضح أن هذا المثال يعتبر مؤشراً فقط للدلالة بشكل خشن جداً على الحالات الواقعية التي سنراها في مكان آخر.

2-1 تعدد النفاذ بتقسيم الرمز :

Code Division Multiple Access – CDMA

للحصول على فعالية استثمار مرتفعة لعرض مجال معين نستخدم عدة إشارات مختلفة بطيف منثور توجد جميعها في المجال الترددي نفسه وبوقت واحد. في هذه الحال وعند استقبال كل جهاز مجموع تلك الإشارات المنثورة طيفياً نكتب مايلي:

$$\sum_k S_{wk} = \sum_k \epsilon_k (S_{nk}) \quad (15-1)$$

حيث يشير الدليل k إلى رقم المستخدم ضمن المجال الترددي المحدد وتشير $(\in_k)$ إلى عملية النثر الطيفي للمستخدم k . ولكي تتعاضد هذه الإشارات معاً يتوجب على عملية النثر $\in_k$ أن تحقق الشروط الإضافية القادمة. إذا أخذنا بالاعتبار عملية فك النثر لطيف الإشارة المنثورة s_{wi} في المستقبل i نستطيع أن نكتب:

$$\in_i^{-1}(s_{wj}) = \in_i(\in_j(s_{nj})) = \in_{ij}(s_{nj}) = \begin{cases} s_{nj} & i = 1 \\ s_{wij} & i \neq 1 \end{cases} \quad (16-1)$$

أي أن عملية فك النثر سوف تنتج إشارة ضيقة المجال طالما أن $i = j$ وإشارة عريضة المجال s_{wij} طالما أن $i \neq j$ وبعد عملية الترشيح BPF نحصل على:

$$F(\in_{ij}(s_{nj})) = \begin{cases} s_{nj} & i = 1 \\ s_{wij} & i \neq 1 \end{cases} \quad (17-1)$$

وهذا يعني أن عملية الترشيح $F(\in_i^{-1}(...))$ ستعطي الإشارة الأصلية عندما $i = j$ وتعطي تداخلاً منخفضاً جداً s_{wij} عندما $i \neq j$. وكما في الحالات السابقة فإن استطاعة s_{rij} تكون أصغر من استطاعة s_{wij} . و عليه فإن فك النثر لإشارة i بوجود $k-1$ من الإشارات الأخرى تتبع لمستثمرين آخرين ينتج عنه تخميد شديد لشدة تلك الإشارات بسبب ضعف الترابط المتبادل بينها.

و عليه فإن الفصل المتبادل للإشارات يستند إلى ترابط ضعيف بين عمليات $\in_i$ و $\in_k$ مهما كانت i أو k أي أن عمليات النثر يتم التحكم بها بواسطة ترميزات مختلفة وهو ما يعطي التسمية CDMA

3-1 سرعة شبكة الـ CDMA :

إذا افترضنا وجود عدد من الإشارات K في الم ج ال التردد ي نفسه ولها الاستطاعة نفسها P_s فإن نسبة الإشارة للضجيج عند أي من المستقبلات تكون (بعد إهمال الضجيج الغوصي):

$$y = P_s / (K-1) P_s = 1 / (K-1) \quad (18-1)$$

و بعد عملية فك النثر عن كل مركبة آتية من مستثمر حيث تخمد بالنسبة G ، تصبح النسبة y :

$$y_b = G \cdot y = G / (K-1) \quad (19-1)$$

فإذا كانت α استطاعة الضجيج الحراري نجد

$$\frac{P_s G}{P_s (K-1) + \alpha} y_b = \quad (20-1)$$

و بالتالي تكون سعة النظام في هذه الحالة:

$$K = 1 + G / y_b - \alpha / P_s \cong G / y_b \quad (21-1)$$

حيث y_b نسبة الإشارة للضجيج المطلوبة من أجل معدل خطأ معين في النظام. و عليه فإن سعة النظام تعتمد على مستوى التشويش الذي يمكن قبوله و بالتالي ينتج لدينا المصطلح "نظام محدد بالتشويش Interference-limited System". ولكي نحصل على y_b منخفضة لأدنى حد ممكن يتوجب استخدام نظام تصحيح فعال للأخطاء.

بالاستناد إلى المراجع المعتمدة يتبين أنه في حال استخدام ترميز وافر بشكل كاف Enough coding redundancy من أجل الحالة الحدية (حد شانون) نحتاج إلى نسبة SNR أقل من الواحد (-1.6dB) وذلك من أجل نقل خال من الأخطاء وتكرار ترميز (Coding-redundancy) بحيث تصبح K أكبر من G . أما في الحالة العملية فيتوجب إجراء مفاضلة موضوعية للوصول إلى حل وسط بين ربح الترميز وبين تعقيدات الدارات المطلوبة بحيث يكون الترميز

بالطبي بمعدل رموز $r = \frac{1}{2}$ أو $r = \frac{1}{3}$ وطول مقيد restraint length 7 أو 9 هي القيم المقدمة بشكل غالب.

1-4 أنوع نظم الطيف المنتور

1-4-1 نثرالطيف بالسلسلة المباشرة

Direct Sequence Spread Spectrum (DSSS)

تعد هذه الطريقة الأكثر استخداماً في تقنية الطيف المنتور حيث، تجرى عملية ضرب مباشرة بين إشارة PSK ضيقة المجال وبين سلسلة شبه عشوائية (Pseudo random or Pseudo noise) وغالباً ما يشار إلى هذه السلسلة PN بالرمز c (code) وهو عبارة عن سلسلة مرتبة من الآحاد (+1) والأصفار (-1) الثنائية التي يشار إليها بالرمز (Chip) أي الكسرة وذلك بدلاً من الخانة (bit) ويحتفظ بكلمة الخانة (البت) لوحدة المعلومات في سلسلة رقمية. ومن أجل الحصول على نثر فعال يتوجب أن يكون طول الكسرة الزمني T_c أصغر بكثير من زمن دوام البت T_b - وعليه إذا كتبنا علاقة إشارة التعديل الأولي كالتالي:

$$PSK \Rightarrow s_n(t) = b(t) \cos \omega_0 t \quad (22-1)$$

فإن $(.) \in$ يمثل ضرب إشارة الـ PSK بالرمز $c(t)$ ونكتب ذلك كما يلي:

$$\in (.) \Rightarrow s_w(t) = c(t).s_n(t) = c(t)b(t) \cos \omega_0 t \quad (23-1)$$

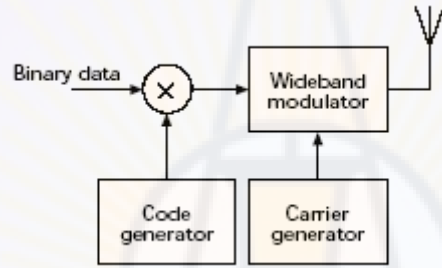
يتحدد عرض المجال $s_w(t)$ من خلال $c(t)$ وهو أعلى بكثير من عرض مجال الـ $s_n(t)$ لأن:

$$1/T_c \gg 1/T_b$$

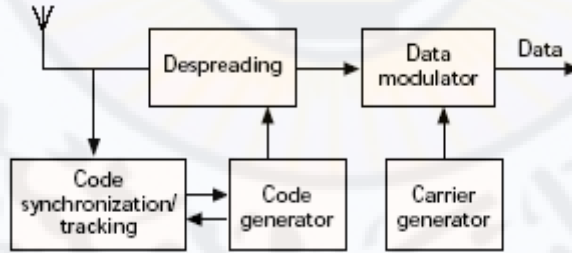
وبما أن $\in^{-1} = \in$ فإن عملية فك النثر هو أيضاً عملية ضرب بـ $c(t)$. وفي هذه المرة فإن $s_w(t)$ تضرب بالرمز $c(t)$ وتعطي:

$$\in^{-1} (.) \Rightarrow c(t)s_w(t) = c^2(t)b(t)\cos\omega_0t = b(t)\cos\omega_0t = s_n(t) \quad (24-1)$$

نستطيع أن نلاحظ من تعريف عملية النثر $\in ()$ أنه لأجل فصل الإشارات متعددة المسارات فإن الجداء $c(t - \tau) \cdot c(t)$ يجب أن يبقى عريض المجال من أجل $\tau > T_s$ (مجال الفصل بين المسارات separation interval) وبحيث يبقى قابلية النفاذ المتعدد $c_j(t - \tau) \cdot c_i(t)$ عريضة المجال لكل قيم i, j, τ .
يبين الشكل (3-1) و (4-1) مخططاً صندوقياً لمرسل ومستقبل طيف منثور.



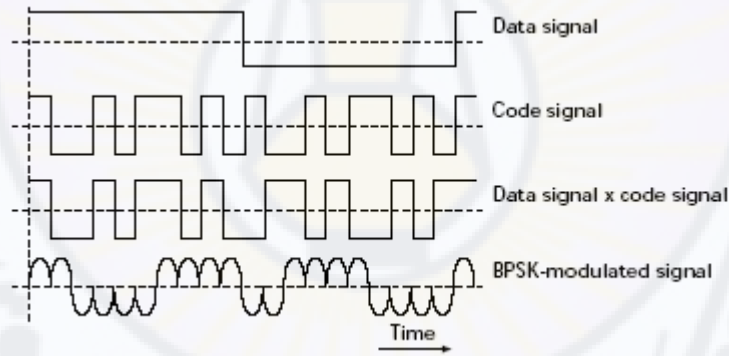
الشكل (3-1)



الشكل (4-1)

يعتمد المنهج الأول طريقة الإقفال الثنائية بالصفحة BPSK (انظر الشكل 5-2) الذي يوضح كيفية الحصول على إشارة إقفال من نوع BPSK ويعتمد الثاني الطريقة الرباعية لإقفال الصفحة QPSK وذلك من أجل النثر باستخدام السلسلة المباشرة DSSS. علينا التذكر بأن الجداء $c(t).b(t)$ المعطى

بالعلاقة (2-23) يمكن أن ينتج عنه مكونات أخرى. فعلى سبيل المثال ينص المعيار IS-95 (انظر تفاصيله في فقرات أخرى من هذا الفصل) أنه إذا أردنا زيادة سعة النظام $K = G / y_b$ عن طريقة تقليل النسبة y_b المقابلة لنوعية اتصال مطلوبة، فإن $b(t)$ يجب أن ترمز باستخدام ترميز الطي (convolutional codes) كما تعدل (إضافة إلى ذلك) باستخدام تعديل تعامدي (orthogonal modulation) مع توابع (Walsh) $W(t)$. وعليه فإن المعطيات المكافئة يكون لها الشكل $b(t) * g(t) \cdot w(t)$ حيث يعبر المقدار $g(t) * b(t)$ عن الإشارة المرمزة. بالإضافة إلى هذه السلسلة PN، ينص المعيار IS-95 على وجود مكونين هما : الأول $lc(t)$ وهي سلسلة ترميز طويلة وذلك لفصل الإشارات القادمة من



الشكل (5-1)

الخلايا المختلفة في شبكة الاتصال ولتحسين العشوائية، والثانية سلسلة ترميز قصيرة $sc(t)$ ، وتدعى بسلسلة الدليل، تكون مهمتها تحسين التزامن المطلوب. وهكذا فإن الجداء المعطى بالعلاقة (23-1) أي : $c(t)b(t)$ يصبح بالشكل التالي : $lc(t)sc(t)\{b(t) * g(t) \cdot w(t)\}$ أما عملية فك التعديل (الكشف demodulation) في نظام BPSK/DS فتتحقق من خلال عملية ضرب

لإشارة الدخل مع حامل مناسب وم تسق (Coherent) ومن ثم تتم المكاملة خلال فترة البت T_b . ويبين الشكل (4-1) تجسيدا لهذه الفكرة. فإذا كان لدينا k إشارة م تسفة قد أرسلت بذات الوقت (مثال ذلك الإرسال من الوصلة النازلة gown link في شبكة الخليوي)، فإن متحول القرار للمستقبل k يمكن أن يعطي بالعلاقة:

$$d_k = \int_0^{T_b} 2c_k \cos \omega_0 t \left[\sum_{i=1}^K c_i b_i \cos \omega_0 t \right] dt \quad (25-1)$$

$$= b_k T_b + \sum b_i \rho_{ik} T_b$$

حيث ρ_{ik} هي تابع الترابط المحدد بالعلاقة:

$$\rho_{ik} = \frac{1}{T_b} \int_0^{T_b} c_i c_k dt \quad (26-1)$$

أما الحد الثاني في العلاقة (25-1) فيدعى بتداخل النفاذ المتعدد Multiple Access Interference (MAI) ويتوجب إبقاؤه في الحدود الدنيا. يمكننا أن نحقق ذلك من خلال تصميم سلاسل ذات ترابط معترض Cross-correlation صغير القيمة. وبطبيعة الحال فإن هناك سقفاً لما يمكن عمله بهذا الصدد ويتوجب العودة إلى المراجع المختصة لمعرفة المزيد عن كيفية الحد من سوية الـ MAI في نظام الاتصال.

ولكي نقيم هذه الطريقة لنثر الطيف، علينا الرجوع إلى أهم الخصائص التي تهتم بها تقنية الـ CDMA وهي: تعدد إمكانيات النفاذ، تخميد التشويش ضيق المجال

(Narrow-band Interference rejection)، تخميد تداخل تعدد المسارات (Multipath Interference Rejection) والاحتمالية الضعيفة للكشف (Low probability Intercept – LPI)

نبين فيما يلي ملخصاً لخصائص طريقة DS-CDMA بالنسبة للمحددات الأربع المذكورة أعلاه.

أ - تعدد النفاذ: نظراً لوجود عدد من المستخدمين للقناة بالزمن نفسه فإن عدداً من إشارات ال DS ستتراكب فوق بعضها في كل من مستوي التردد والزمن. إن الكشف المنسق يبقى جزءاً قليلاً من استطاعة الإشارات الأخرى ضمن عرض المجال المفيد للإشارات المطلوبة.

ب - تداخل تعدد المسارات: إذا كان لسلسلة الترميز تابع ترابط ذاتي مثالي فإن تابع الترابط سيعدم خارج المجال $\{T_c, -T_c\}$ حيث T_c زمن وديمومة الكسرة. وهذا يعني أن الكشف المنسق سيتعامل مع المسار المتأخر بأكثر من المنسق $2T_c$ على أنه إشارة تشويش يتبقى منها جزء بسيط ضمن المجال المفيد للإشارة.

ج - تداخل الإشارات ضيقة المجال: بتضاءل استطاعة الإشارة الضيقة المجال في حالة النثر بنسبة تتناسب مع كسب المعالجة G .

د - احتمالية ضعيفة للكشف - LPI: بتضاءل قيمة الاستطاعة لكل هرتز نظراً لاستخدام كامل طيف النثر طيلة الوقت مما يجعل كشف إشارة ال DS صعباً إلى جانب ما ذكر أعلاه فإن لطريقة النثر DS - CDMA عدداً من الصفات يمكننا تصنيفها إلى مزايا ومساوئ نشير إليها بداية بالمزايا:

. سهولة توليد الإشارة المرمزة حيث يتحقق من خلال عملية ضرب بسيطة.

. بما أن حاملاً واحداً هو كل ما نحتاج هنا فإن المركب الترددي المطلوب سهل التحقيق.

. الكشف المنسق لإشارة ال DS يعد ممكناً.

. لا حاجة للتزامن بين المستخدمين.

أما المساوئ فهي:

. صعوبة تحقيق التزامن بين الإشارة المستقبلية وبين سلسلة الترميز المولدة في المستقبل والمحافظة على هذا التزامن ، ويرجع ذلك إلى ضرورة تحقيق هذا التزامن (السريع) خلال جزء من الزمن T_c . إن تضافر النقطة المذكورة أعلاه مع محدودية المجالات الترددية المتاحة يحد عملياً المجال المفيد للنثر إلى 10 – 20 MHz

. تتجاوز استطاعة الإشارات المستقبلية من المستخدمين المجاورين للمحطة المركزية Base Station بكثير استطاعة الإشارات لمستخدمين بعيدين عنها مما يخلق تشويشاً دائماً من قبل هؤلاء القريبين على أولئك البعيدين عن تلك المحطة نظراً لاستخدام الدائم للطيف. وتحل هذه المشكلة المسماة "أثر القريب البعيد" من خلال تحقيق خوارزمية التحكم بالاستطاعة بحيث تستقبل المحطة المركزية كل الإشارات (البعيد والقريب) بنفس مستوى لاستطاعة وسطياً. والمشكلة هنا في صعوبة تنفيذ هذه الآلية.

1-4-2 الطيف المنتثر بالقفز الترددي (FHSS)

تستخدم هنا طريقة التعديل الأولية FSK أو MSK (M – ary FSK) والتي يمكن كتابتها:

$$FSK \rightarrow s_n(t) = \cos(\omega_0 + b(t)\Delta\omega)t ; b(t) = \pm 1 \quad (27-1)$$

$$= \cos(\omega_n t)$$

أما من أجل عملية النثر فنستخدم مركباً ترددياً لتوليد إشارة مستمرة يتغير ترددها بشكل قفزات ضمن مجالات زمنية منتظمة T_h بحيث نمثلها كالتالي:

$$s_\epsilon(t) = \cos(\omega_1 + M(t, T_h)\Delta\omega)t = \cos\omega_\epsilon t \quad (28-1)$$

حيث الحد $M(t, T_h)$ يعبر عن رقم عشوائي أو شبه عشوائي يُنتخب من مجموعة أرقام M . بينما يعبر الحد $\epsilon(t)$ عن ضرب الإشارتين $S_\epsilon(t)$, $S_n(t)$ ومن ثم ترشيح الإشارة $S_w(t)$ ذات التردد:

$$\omega_n + \omega_c = \omega_t = \omega_0 + \omega_1 + \{b(t) + M(t, T_h)\} \Delta\omega$$

إن للتردد ω_t مكوناً ثابتاً هو $\omega_0 + \omega_1 = \omega_c$ ومكوناً متغيراً هو: $\{b(t) + M(t, T_h)\} \Delta\omega$ فإذا انتمت b للمجال $(-1, 1)$ وكذلك $M(t, T_h)$ للمجال $\{0.1, \dots, M\}$ فإن $S_w(t)$ تشغل المجال الترددي B_w من $(\omega_c - \Delta\omega)$ إلى $(\omega_c + (M+1)\Delta\omega)$ $\Delta\omega \approx M\Delta\omega = (M+2)\Delta\omega$ من أجل القيم الكبيرة لـ M .

إذا كان زمن البت $T_b > T_h$ نحصل على ما يسمى القفز السريع ، ونحصل على القفز البطيء إذا كان $T_h > T_b$. أما عملية فك النثر فهي ذاتها في الحالتين ، حيث نحصل على الإشارة الأصلية المعدلة FSK بعد أن نقوم بضرب الإشارة $S_w(t)$ المستقبلية مع الإشارة المولدة محلياً $S_\epsilon(t)$ ثم نرشح الناتج للحصول على $\omega_t - \omega_\epsilon = \omega_n$ ضمن المجال الضيق لإشارة FSK.

فإذا لم يتحقق التزامن بين عمليتي النثر وفك النثر فإن الأرقام العشوائية بالمرسل $M_t(t, T_h)$ والمستقبل $M_r(t, T_h)$ سوف تكون مختلفة إذا كانت $T_h > \tau$. وتنتج عملية فك النثر إشارة بت تردد يعطى بالعلاقة:

$$\omega_t(t) - \omega_\epsilon(t-\tau) = \omega_0 + \{M_\epsilon(t, T_h) + b(t)\} \Delta\omega \quad (29-1)$$

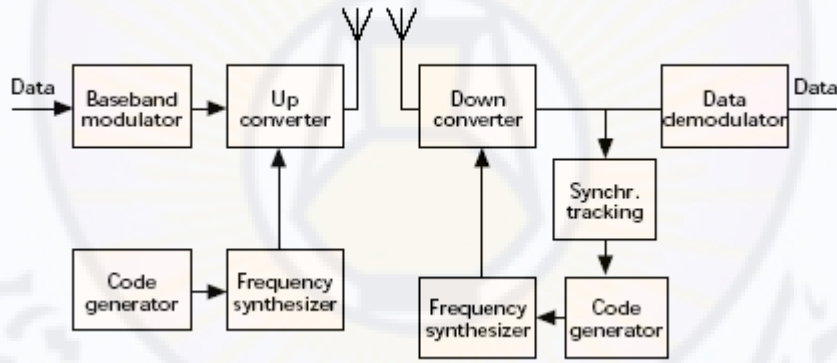
حيث $M_\epsilon(t, T_h)$ تنتمي للمجال $\{-M, -(M-1), \dots, 0, \dots, (M-1), M\}$ وتبقى الإشارة الناتجة عريضة المجال.

ومن أجل تطبيقات تعدد النفاذ سيكون لدينا K إشارة ولكل عملية نثر طيف $\in_k()$ نستخدم أرقاماً مختلفة $M_k(t, T_h)$ للتحكم بالمركب الترددي ، حيث $k = 1, 2, \dots, K$. وعليه تكون الإشارة الناتجة:

$$\sum_k \cos\{\omega_c + (b_k + M_k)\Delta\omega\}t \quad (30-1)$$

علماً بأن كلا من M_k , b_k تابعة للزمن.

وهكذا فإن التحدي الرئيسي بالنسبة لنظام الـ FH - CDMA هو في توليد أرقام عشوائية M_i بحيث تكون النوافذ الزمنية الصغيرة ذات الموقع الترددي نفسه - في عدد من أجهزة النفاذ المتعدد - صغيرة جداً . يبين الشكل (6-1) مخططاً صندوقياً لنظام نثر طيفي يستخدم FH - CDMA .



الشكل (6-1)

نذكر فيما يلي تقييم المحددات الأربع التي ذكرت قبلاً وذلك لحالة FH-CDMA:

أ - تعدد النفاذ: في حال استخدام القفز السريع فإن الرمز الواحد من المعلومات سوف ينتقل عبر أكثر من تردد حامل. فإذا كان المستخدم المرغوب يعمل لوحده في معظم الأماكن الترددية فإن الإشارة الواصلة ستستقبل بشكل

جيد نظراً لانخفاض مستوى الإشارات المشوشة مقارنة مع الإشارة المفيدة . أما في حالة القفز البطيء فإن عدداً من الرموز تنتقل عبر تردد واحد ، ويمكن القول إن نوعية الإشارة المستقبلية ستكون جيدة في معظم الوقت الذي يبقى فيه سوية الإشارات المشوشة ضعيفة . ومع ازدياد احتمال استخدام القطاعات الترددية نفسها من قبل مستثمرين آخرين فإن آليات كشف وإصلاح الأخطاء تلعب دوراً جيداً لاسترجاع المعطيات بشكل صحيح في المستقبل

ب - تعدد المسارات: تتفاوت آثار تعدد المسارات باختلاف المواقع الترددية للحامل F_c ، ولكن متوسط هذه التأثيرات هو ما نجده في النهاية عند المستقبل ، مما يجعل هذه الطريقة من الطيف المنتثر أقل جودة من الطريقة السابقة DS CDMA - بهذا الصدد، رغم التحسين النسبي الذي تقدمه مقارنة مع طرق التعديل التقليدية

ج - تداخل المجال الضيق: إذا افترضنا مشوش ضيق المجال ضمن المجال الترددي المفيد فإن نسبة ملاقاته للإشارة المفيدة تساوي $\frac{1}{G_p}$ بفرض أن G_p كسب المعالجة وعليه يتقلص هذا النوع من التشويش بمقدار $\frac{1}{G_p}$.

د - LPI أن صعوبة كشف هذا النوع من الإشارات لا يلئم في انخفاض استطاعة الإشارة المرسلّة وإنما في صعوبة معرفة الموقع الترددي الذي توجد فيه الإشارة بتلك اللحظة (بسبب القفز الترددي). بالرغم من ذلك فإن الإشارة المرسلّة بهذه الطريقة أكثر عرضة للكشف هنا من مثيلتها بالحالة السابقة.

محاسن الـ FH – CDMA:

. سهولة التزامن في هذه الحالة مقارنة مع حالة DS – CDMA نظراً لأن زمن القفز أكبر بكثير من زمن الكسرة في السلسلة المباشرة DS الأمر الذي يسمح بتسامح أكبر في أخطاء عملية التزامن .
نظراً لعدم تلاصق القطاعات الترددية المستخدمة فإن عرض المجال الممكن استخدامه هنا أوسع من نظيره في حالة الـ DS.
. إن مسألة "القريب العيد " أقل حدة هنا بسبب اختلاف المواقع الترددية التي يشغلها مستثمر قريب وآخر قريب من المحطة المركزية.
. إمكانية أكبر لتقليل التشويش ضيق المجال (مقارنة مع حالة الـ DS) نظراً لإمكانية تأمين عرض مجال أكبر .

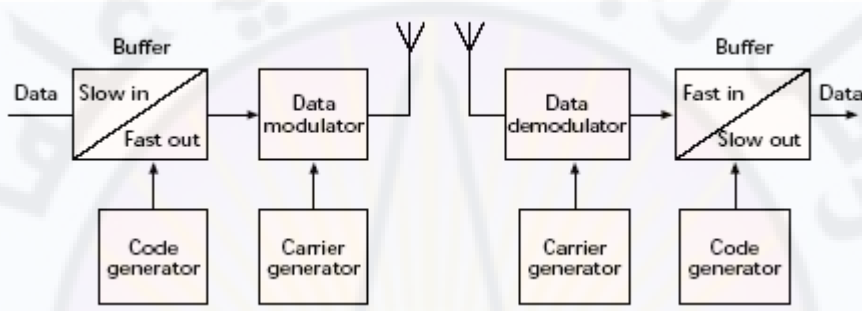
مساوئ الـ FH – CDMA:

. تعقيد أكبر في بناء المركب الترددي.
. حصول تغير فجائي في الإشارة عند تغير التردد الحامل مما يلزمنا بليصال وقطع الإشارة عند كل تغير بالتردد.
. صعوبة تحقيق الكشف المتسق (conherent demodulation) بسبب صعوبة الحفاظ على الصفحة خلال عملية القفز .

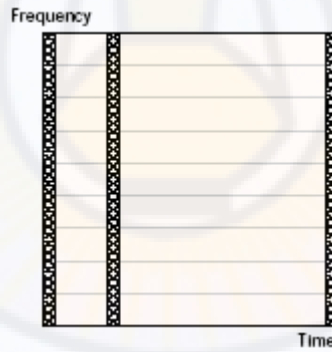
1-4-3 الطيف المنثور باستخدام القفز الزمني TH-SS

يتم في هذا النوع من القفز إرسال إشارة المعطيات على شكل ومضات زمنية تحدد من قبل مولد الترميز . يقسم محور الزمن إلى مجالات ينقسم كل منها إلى M فتحة زمنية . وخلال كل مجال زمني يقوم أحد المستخدمين باحتلال موقع للإرسال عبر الفتحة الزمنية المخصصة لكل مستخدم والبالغ عددها M والتي تحدد من قبل مولد الترميز . بناء على هذه الحقيقة فإن كل مستخدم يحتاج عند الإرسال الرشقي إلى كامل الطيف لإرسال معطياته في فتحة زمنية واحدة فقط

من بين M فتحة متاحة بالإطار أي أن التردد الذي يحتاجه يتضاعف M مرة.
 يبين الشكل (7-1) مخططاً صندوقياً لنظام TH-CDMA بينما يبين الشكل
 (8-1) المخطط الزمني الترددي للنظام TH-CDMA.



الشكل (7-1)



الشكل (8-1)

يلاحظ من الشكل الأخير أن هذه الطريقة بالنشر تستخدم كل الطيف الترددي
 الواسع لفترات زمنية قصيرة بدلاً من جزء من الطيف طيلة الوقت. أي أن
 الطيف الذي يحتاجه إرسال رشقة لكل مستخدم يتضاعف M مرة.
أما خصائص هذا النوع من نشر الطيف فهي كما يلي:

أ- تعدد النفاذ: إن تعددية النفاذ في نظام الـ TH-SS تتقابل مع نظيرتها في الـ FH-SS من خلال جعل احتمال إرسال عدد من المستثمرين على نفس النافذة الترددية صغيراً. ويلعب كشف وتصحيح الأخطاء دوراً مهماً أيضاً لتحسين إمكانية استقبال الإشارة المطلوبة بشكل جيد.

ب- تعدد المسارات: بما إن الإشارة ترسل هنا عبر فترة قصيرة فإن معدل التأشير Signaling rate سوف يزداد، من ثم يقود تفتت الإشارة إلى احتمال أكبر لتراكب البتات. وبالتالي لا تساعد هذه الطريقة في تخفيض تداخل تعدد المسارات.

ج- التداخل ضيق المجال: بما إننا نرسل ونستقبل الإشارة خلال زمن قدره $\frac{1}{GP}$ فإن هذا التداخل سوف يتخذ بنسبة كسب المعالجة G_p و LPT :

إن تردد الإرسال لمستثمر ما يكون ثابتاً لا يبدل، إلا أن رزمة المعلومات المتعلقة به تقسم إلى فتحات زمنية صغيرة يتم إرسالها على دفعات قصيرة وفي فواصل زمنية متباعدة يقررها زفير معين صادر عن مولد شبه ضجيجي (PN-Code). إن ذلك كله يجعل من الصعب تحديد لحظة البداية والنهاية لإرسال هذا المستثمر فضلاً عن تحديد العائدة.

محاسن نظام الـ TH - SS:

. يعتبر بناء نظام الـ TH- CDMA أسهل من نظيره FH-CDMA .
. يعد مفيداً عندما يكون المرسل محدداً بالقيمة الوسطى للاستطاعة بدلاً من القيمة العظمى للاستطاعة.

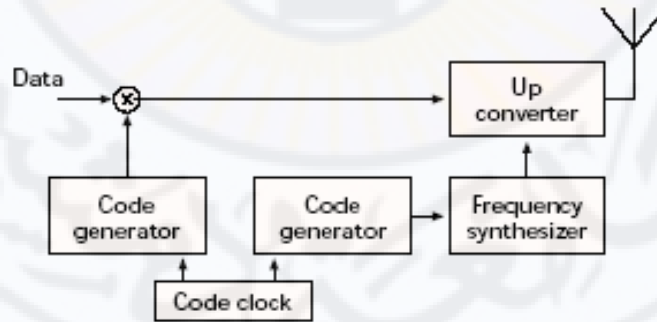
. للسبب نفسه المقدم في نظام الـ FH- CDMA فإن مشكلة "القريب- البعيد" ضعيفة التأثير هنا.

مساوئ نظام الـ TH- CDMA

. الحاجة إلى وقت كاف نسبياً لإجراء تزامن لمولد الترميز ويعتبر هذا قاسياً بسبب قصر فترة الإرسال.
 . عند حصول إرسالات مختلفة فإن الحاجة قوية لاستخدام التشبيك (Inter leaving) وكذلك لتصحيح أخطاء جيد.

1 - 4-4 النظام الهجين Hybrid-CDMA :

هناك نظرياً عدة إمكانيات لدمج طريقتين أو أكثر من الطرق السابق ذكرها في نشر طيف الإشارة إلا أن هناك أربع طرق أساسية هي : FH/TH , DS/TH , DS/FH وكذلك $DS/FH/TH$. كما أن دمج الـ CDMA مع الـ TDMA أو مع متعددة الحوامل نحصل على الـ $CDMA/TD$ ، $MC-CDMA$. ويكون الهدف من هذا المزيج هو السعي لضم عدد من مزايا هذه الطرق سعياً لأدائية أفضل. يبين الشكل (9-1) المخطط الصندوقي للنظام الهجين نوع DS/FH . CDMA حيث تنتشر المعطيات أ ولاً باستخدام الـ DS ومن ثم تعدل الإشارة المنثورة الطيف باستخدام حامل يقفز ترددياً وفقاً لترميز آخر .



الشكل (9-1)

الفصل الثاني

نظم الـ CDMA

نقدم في هذا الفصل لمحة عن تقنيات الطيف المنثور الخاصة بتأمين النفاذ المتعدد في شبكات الخليوي النقال بالإضافة إلى المسائل الرئيسية التي تنتج عن تطبيق هذه التقنيات في بيئة الاتصال هذه مع تعدد المستخدمين.

2-1 أسس نظام الـ CDMA الخليوي :

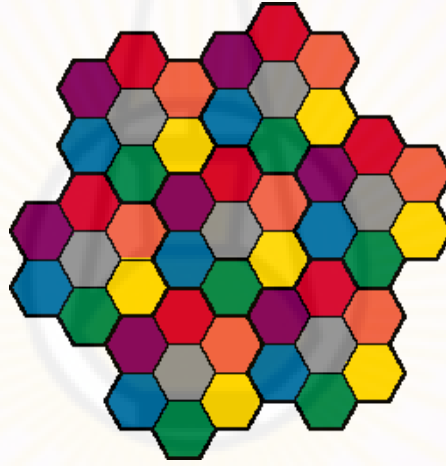
يعد اختيار آلية النفاذ التي تمكن من تقاسم الطيف الترددي المشترك من بين الأمور الهامة عند النظر بتصميم أنظمة اللاسلكي النقال. من المعلوم أن عدد المستخدمين في أنظمة FDMA والـ TDMA يتحدد من خلال الفتحات (Slots) الترددية أو الزمنية المتاحة. أما في نظام الـ CDMA فإن لكل المستخدمين يرسلون رسائلهم بأن واحد وضمن المجال الترددي نفسه. وعليه فإن سلاسل الترميز هي التي تتكفل بفصل مستخدم عن آخر.

يمكن القول بأن الأنواع الثلاثة للنفاذ، المذكورة أعلاه، تتمتع بسعة متكافئة في الأفضية الغوصية وذلك بفرض أن سلاسل الترميز في الـ CDMA متعامدة. أما عندما تصبح القناة متغيرة التخمد مع الزمن ويمكن أن يرافق ذلك انتقال في الترددات. وهي حالة شائعة في الأفضية اللاسلكية. فإن الـ CDMA يتميز عن الطريقتين الأخرين TDMA, FDMA. إن بالإمكان تصميم مستقبل الـ

CDMA بحيث يستفيد من خصائص تعدد المسارات المتزامن مع الـ خفوت الترددي الانتقائي مما يؤدي في النهاية إلى تقليل أثرها على سعة النظام.

تحقق الميزة الرئيسية للـ CDMA، على صعيد سعة القناة، في بيئة لاسلكية متعددة الخلايا. لقد كانت نظم الاتصال النقال الأولى تحتاج إلى محطة مركزية واحدة ذات استطاعة إرسال عالية لتأمين مساحة تغطية كبيرة. أما في

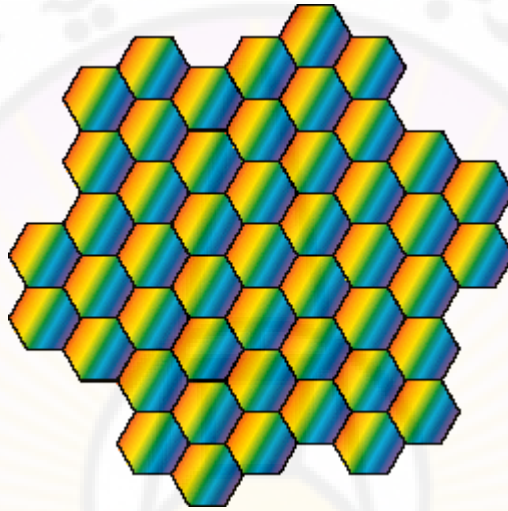
الأنظمة الخلوية فقد استبدلت المحطة الواحدة بعدة مرسلات منخفضة الاستطاعة، كل منها يعمل على تغطية خلية تشبه خلية النحل . يخصص لكل خلية جزء من عرض المجال الم نلح وذلك في نظام ي ال ، FM /FDMA ، FDMA /TDMA . كما أن عرض المجال المخصص لخلية ما يمكن استخدامه في خلية أخرى بعيدة نسبياً بعد إهمال مقدار التشويش المرافق لذلك . يدعى كامل عدد الخلايا L التي تشغل كامل مجال الطيف الم تاح بالحدش (Cluster) ، الشكل (1 - 2) .



الشكل (1-2)

لقد اعتمدت البنية السداسية عالمياً لتبسيط تصميم وتخطيط النظام الخلوي . أما في الحالة العملية فمن الصعب تحقيق هذا الشكل ويكون غالباً اعتباطياً وأقرب ما يكون للشكل السداسي . يبلغ عدد الأقنية في كل خلية نظام ال FM /FDMA ، TDMA /FDMA المقدار $\frac{1}{L}$ حيث L هي معامل إعادة الاستخدام للترددات المتاحة ويساوي 7 في الشكل (1 - 2) .

بالمقابل فإن نظام الـ CDMA يسمح باستخدام كامل المجال الطيفي لكل خلية من الخلايا ، وبالتالي فإن قيمة معامل إعادة الاستخدام في هذا النظام هي L وهذا يرفع من سعة نظام الـ CDMA في شبكة معينة مقارنة مع الأنظمة السابقة؛ الشكل (2-2).



الشكل (2-2)

يجدر الانتباه إلى أن سعة الشبكة تقاس بالعدد الأعظمي للمستخدمين الفعالين في كامل الشبكة بدلاً من العدد الأعظمي للمستخدمين ضمن عرض المجال أو ضمن الخلية الواحدة. بناء على ذلك فإن التحسين في السعة الكلية للنظام الـ CDMA يزيد بمقدار (4-6) مرات مقارنة مع نظام الـ FDMA أو TDMA الرقم عين، بينما يبلغ 20 مرة بالمقارنة مع النظام الـ تشابهي FM /FDMA (نظام AMPS مثلاً).

في الكثير من الأحيان تسبب الإشارات الأخرى للمستخدمين العاملين على الشبكة وفي المجال الترددي نفسه تداخلاً يدعى "تداخل تشاركي" Cochanel Interference". ويعتبر هذا التداخل محدداً لمقدرة نظام اللاسلكي الجوال على

تلبية الاتصال بشكل مفيد. علماً بأن معامل إعادة الاستخدام L هو المسؤول عن هذا التداخل. بالتالي فإن $L=7$ لا يعد كافياً لتجنب هذا التداخل. كما أن جعل $L>7$ سوف يقلل من عدد الأقنية لكل خلية مما ينفق ص بدوره سعة النظام. هناك حلول أخرى (مثل تجزئة الخلية إلى عدة قطاعات أو استخدام هوائيات موجهة) تساعد في تحسين ظروف الإرسال والاستقبال بالخلية.

من ناحية أخرى فإن مراقبة و تبين حالات الكلام خلال المحادثات يعد من الاعتبارات الهامة في دراسة سعة النظام. حيث يتحدث الإنسان عادة بما نسبته (35 - 40%) من وقت المحادثة بينما يمضي الوقت الباقي في حالة استماع. وفي نظام الـ CDMA يتشارك كل المستخدمين القناة الراديوية ، وبالتالي يحصل المستخدمون الفعالون في تلك اللحظة على تداخل أقل عندما يصمت المتحدثون الموجودون على قناة ما. وهكذا فإن عملية إظهار حالة التحدث تقلل من تداخل النفاذ المتعدد MAI بنسبة 65% وهذا يترجم زيادة في السعة بمقدار 2.5 مرة. إن نظامي FDMA والـ TDMA لا يستفيدان من خاصية الصمت خلال الاستماع لأسباب عملية وتقنية.

تعتبر عملية إدارة الترددات في نظامي الـ FDMA والـ TDMA أمراً مهماً وحيوياً لتقليل عملية التداخل إلى الحد الأدنى، إلا أنها غير موجودة في نظام الـ CDMA نظراً لوجود قناة واحدة وبالتالي لا حاجة لعملية إدارة الترددات هذه. عندما يتحرك جهاز الاتصال النق ال بعيداً عن حواف مجال التغطية للخلية الواحدة تخفت الإشارة ويحتاج الموقع الحالي في الخلية إلى عملية المناولة hand-off. ينتقل النظام خلال هذه العملية إلى قناة ترددية أخرى مع المحافظة على استمرار المحادثة الهاتفية . يحدث هذا كل ه في كل من نوعي الاتصال FDMA والـ TDMA بينما لا حاجة لعملية hand-off في حالة نظام الـ

CDMA لأن مختلف الخلايا تستخدم المجال الترددي نفسه وتختلف فقط في سلاسل الترميز. (ندعو هذه الحالة Soft hand-off).

لا يوجد في نظام الـ CDMA حدّ فاصلٍ بالنسبة لعدد المستخدمين المسموح بهم كما هو الحال في نظامي الـ FDMA والـ TDMA. وإنما تأخذ مواصفات الاتصال بالهبوط التدريجي والناعم مع ازدياد عدد المستخدمين لشبكة الاتصال. ومن الطبيعي أن تصبح المحادثة الهاتفية غير مفهومة عندما يتجاوز عدد المستخدمين للشبكة حداً معيناً. ومع ذلك فإن هناك إمكانية واهتماماً بما يسمى "المنع الناعم Soft Blocking" قياساً على ما يجري من "منع حاد Hard Blocking" في نظام الـ FDMA والـ TDMA سعياً للحفاظ على نوعية مقبولة للخدمة الهاتفية.

من ناحية أخرى فإن هناك بعض العيوب في نظام الـ CDMA وأهمها "التشويش الذاتي Self - Jamming" ومسألة "القريب-البعيد Near-Far Effect". ويظهر المشكلة الأولى بسبب التداخل الناتج عن تعدد النفاذ لسلاسل ترميز غير متعامدة. إذ من المعلوم أن الأجهزة لنقالة في الشبكة ترسل رسائلها بشكل غير متزامن عن بعضها البعض حيث تصل إلى المحطة القاعدية (Base Station) بشكل غير متزامن. وبما أن أزمنة التأخير النسبية تكون عشوائية القيمة ، فإن "الترابط المعت رض Cross-correlation" بين هذه الإشارات المستقبلية لن يكون صفراً ، الأمر الذي يتضارب مع الحصول على نسبة معقولة من التشويش الداخلي. ولكي نحصل على مستوى منخفض من هذا التداخل لابد من انخفاض قيمة الترابط المعترض مهما كانت قيمة التأخير النسبية. ويتحقق ذلك إذا كانت قيمة الترابط المعترض بين المستخدمين صغيرة. والحقبة هي أنه لا يوجد حتى الآن طريقة للحصول على سلاسل الترميز بهذه المواصفات إذا ما استخدمت في نمط اللا تزامن. فلذا ما استخدمت المرشحات

المتوافقة في هذه الأنظمة فإن عدد المستخدمين سوف ينخفض بفعل تدهور نوعية الاتصال الناجم عن بعض المركبات غير المتعامدة من إشارات أخرى مستقبلية تظهر على شكل تشويش تداخلي. إن هذه الحادثة بعيدة عن نظامي ال FDMA وال TDMA بسبب المحافظة على التعامدية في الإشارات المستقبلية بفضل التزامن الدقيق والترشيح المناسب.

أمّا العيب الأساسي الثاني في نظام ال CDMA فيمثل بمشكلة "البعيد - القريب". وهي استقبال المحطة القاعدية لإشارة ضعيفة من جوال بعيد في الشبكة، يتوضع فوقها إشارة قوية الاستطاعة آتية من جوال آخر قريب من المحطة. يمكن القول بأن تأثير التشويش لإشارة قوية بمقدار n مرة من تلك الإشارة الضعيفة يماثل تقريباً دخول n مستخدم على الشبكة ذوات إشارة تساوي تلك الإشارة الضعيفة لذلك المستخدم المقصود. لا بد إذن من استخدام طريقة للتحكم باستطاعة الإشارات المرسلية من الأجهزة الجوالية وذلك في معظم أنظمة ال CDMA. تسند هذه المهمة عادة إلى المحطة القاعدية حيث تتحكم بشكل دائم ودوري بمختلف الأجهزة الجوالية العاملة ضمن الشبكة ل ضبط استطاعة الإرسال المناسبة لها بحيث تستقبل منها (أي تلك الأجهزة) استطاعة شبه متساوية بصرف النظر عن قربها أو بعدها عنها.

2-2 المعيار IS-95 (التواجهية مع الهواء Air-Interface):

يعد المعيار IS-95 معياراً حديثاً في نظم الجيل الثاني اللاسلكية. ويعمل هذا المعيار على زيادة سعة قناة الاتصال ورفع اعتمادية خدمة الاتصال وتحسين جودة المحادثة الكلامية. ويصف هذا المعيار تفاصيل الشبكة اللاسلكية بما في ذلك ما يلي:

- التواجهية مع الهواء

protocol stack

- مكس البروتوكول

- مرسلات المحطة القاعدية ومرسلات الهاتف النقال

BST and MT transmitters

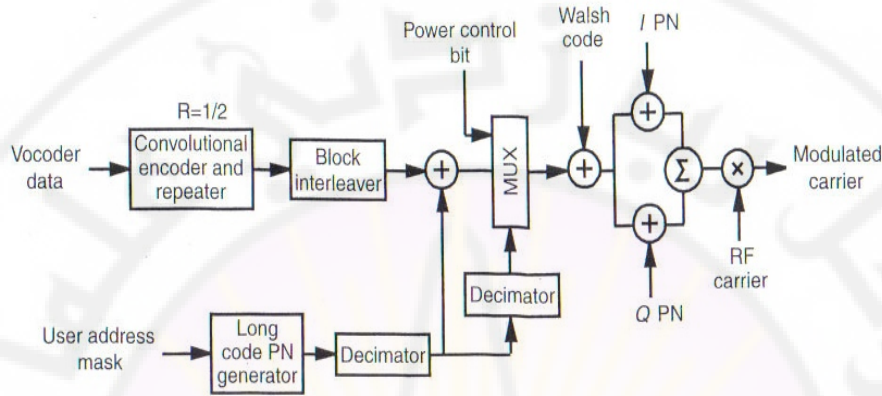
- سلاسل ترميز النثر Spreading codes

- متطلبات التحكم بالاستطاعة

2-2-1 الوصلة الأمامية :

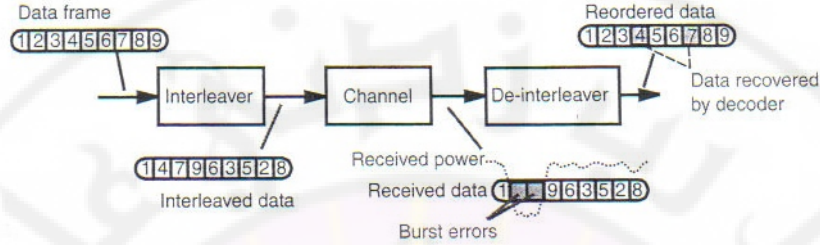
ترسل المحطة القاعدية BTS الإشارات الراديوية إلى الهواتف النقالة لتشكيل الوصلة الأمامية (أو الوصلة النازلة) (forward link or down link). ويعتمد على معدل الوصلة الأمامية لحماية إشارة الرسالة المرسلّة ضد التدهور المنتج عن انتشار الموجة الراديوية ، يتم ذلك من خلال استخدام نثر الطيف وبالتالي تحقيق تعدد النفاذ من خلال تقسيم الترميز. يبين الشكل (2-3) معدل الوصلة الأمامية المشار إليه .

يقدم مرمز الكلام (الفوكودر) المعطيات الرقمية إلى المعدل في حالة الاتصال الكلامي، أو من مصدر معطيات (data) آخر. تجري حماية الإشارة باستخدام مرمز تصحيح خطأ أمامي (Forward Error correction coder) مثلاً (ترميز التفاضلي) ويتم تكرار ذلك بما يملأ الإطار المعد للإرسال . يخضع كل إطار بعد ذلك إلى عملية تخالل (أو تشبيك Interleaving) للحماية ضد الأنواع الومضية من الضجيج (Burst Noise) (التي تسبب عادة أخطاءً ومضية). ثم تجري عملية بعثرة لهذه المعطيات الخارجة من المخال (Interleaver) بواسطة سلسلة شبه عشوائية طويلة تسير بسرعة دفع المعطيات هذه.



الشكل (2-3): معدل الوصلة الأمامية لمحطة قاعدية CDMA IS-95

يضاف بعد ذلك معلومات تعبر عن التحكم بالاستطاعة ومن ثم تجري عملية نشر للمعطيات الناتجة باستخدام ترميز والش المتعامد (Orthogonal Walsh Code) ثم تمزج مع سلسلتين PN قصيرتين بهدف البعثرة Randomizing ، الأولى I : (In-phase) والثانية متعامدة معها Q : (Quadrature-phase). تساق الإشارة الناتجة بعد ذلك إلى الحامل الراديوي R_f ويتم إرسالها . تعمل عملية التخالل على تشتت البتات الواردة بترتيب معين ضمن كل إطار بحيث يساعد ذلك على تخفيف أثر الخفوت على قطعة معينة من المعطيات (ذلك أن تلك البتات قد وزعت عشوائياً ضمن الإطار الواحد كما هو مبين بالشكل (2-4)). وغالباً ما يتم استعادة البتات المفقودة خلال عملية فك الترميز في المستقبل. ويمكن القول عموماً بأن عملية التخالل تحقق درجة من الحماية ضد التغيرات السريعة التي تطرأ على الأقنية ولكنها تسيء إلى المواصفات في حالة التغيرات البطيئة .



الشكل (2-4): عملية التخالل للحماية من أثر الأقفنية المتغيرة مع الزمن.

أما الترميز بالسلسلة الطويلة فيحقق درجة من الحماية لمعطيات الرسالة (خصوصية المعلومات). أما السلاسل شبه العشوائية القصيرة المستخدمة فهي لتوزيع القدرة في الموجة المرسلية بحيث تبدو غوصية الشكل وتشبه الضجيج. تحقق عملية نثر الطيف من خلال سلاسل متعامدة لترميز والش بحيث تجري عملية ضرب كل إشارة مراد إرسالها بسلسلة والش من 64 بت (تختلف من مستخدم لآخر) لتحقيق عملية نثر الطيف للإشارة. وعليه نحصل على ربح معالجة قدره 64 مرة .

تتضمن الوصلة الأمامية عدة أقفنية منطقية هي :

- القناة الرائدة Pilot channel

- قناة التزامن

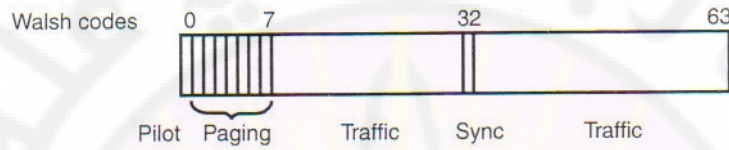
- أقفنية تنبيه paging (حتى سبع أقفنية)

- أقفنية الخدمة بما لا يزيد عن 55 قناة (Traffic channels)

أما الأقفنية الثلاثة الأولى فهي قنوات تحكم مشتركة يتقاسمها كل المستخدمين في الخلية التي تغطي مساحة الاتصال الممتدة ما بين الهاتف الجوال والمحطة القاعدية BST. أما أقفنية الخدمة فهي أقفنية مكرسة للمستخدمين لتحقيق

الاتصال لكل منهم. ونعين لكل منها ترميزاً وحيداً من سلاسل والش كما هو مبين بالشكل (5-2) .

مما يمكنها من التشارك بالتواجيهية مع الهواء دون أن تتأثر ببعضها بشكل محسوس .



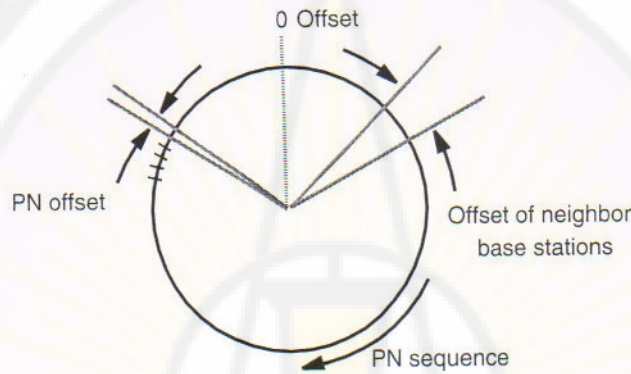
الشكل(5-2): بنية الأقنية في نظام CDMA IS-95

قناة الدليل Pilot channel :

تستخدم قناة الدليل لتحقيق ثلاث غايات هي : تقدير القناة (channel Estimation) المطلوب عند كاشف التعديل المتسق (Coherent Demodulator)، كشف تعدد المسارات لدى المستقبل، التعرف وإحراز الخلية (cell acquisition) خلال عملية التبديل (hand off) (وهي عملية تهدف للإبقاء على الوصلة الراديوية للاتصال عند تحرك الهاتف الجوال من خلية لأخرى). وتعتبر بمثابة قناة بث عامة تتوجه إلى العديد من المستخدمين. ويمكن حساب مساهمة قناة الدليل من خلال التقسيم على عدد المستخدمين في رقعة التغطية للخلية، مما يعني ضرورة إكسابها استطاعة إضافية لتحسين الأداء دون أن يؤدي ذلك إلى عواقب سيئة .

وتستخدم قناة الدليل ترميز والش بالقناة صفر (مدخل الكل أصفار في مصفوفة هادامارد Hadamard metric) وبالتالي معطيات صفرية بالكامل. أي أن معطيات قناة الدليل هي بالضبط نسخة عن الترميز القصير PN. وبسبب ذلك

فإن تابع الترابط الذاتي لهذه السلسلة يعد موثقاً ويعطينا الإمكانية لتحقيق تزامن جيد وهو أمر هام بالنسبة لشبكة CDMA IS-95 .
تتكون سلسلة الـ PN من تسلسل يحتوي على 215 قطعة صغيرة جداً (Chips) مرتبة على شكل دائرة كما في الشكل (2-6).



الشكل (2-6): كتابة سلسلة PN قصيرة بشكل دائري لإظهار النماذج ودوران الانزياحات Offsets

حيث يتضح من هذا الشكل خاصية الدورية (periodicity) وكذلك شبه العشوائية لسلسلة الـ PN . وتقسم سلسلة الـ PN القصيرة إلى قطع متتالية طول كل منها 64 جاذبة . كما تعنون كل واحدة بقيمة انزياح (offset) بالنسبة لقمة الدائرة. أما المحطات القاعدية في الشبكة فترتبط مع القيم المختلفة لهذه الانزياحات وبالتالي فهي متزامنة بالنسبة إلى بعضها البعض .
وتبتعد المحطات القاعدية القريبة بمقدار 12 انزياحاً offset للـ PN (ويساوي $625\mu S$). وإذا أردنا المقارنة فإن تأخير تعدد المسارات ينتشر ما بين بضعة مئات من النانو ثانية وبضعة ميكروثانية . وعليه فإن إشارات الدليل (pilot

(sequences) من المحطات القاعدية المجاورة يمكن تمييزها بشكل واضح عن أي إشارة ناتجة عن تعدد المسارات (multipath rays) .

قناة التزامن : Synchronization Channel

تخصص إشارة التزامن لترميز والش 32 وتستخدم لمزامنة النظام system timing . وترسل المحطة القاعدية عدة رسائل على هذه القناة بمعدل معطيات يبلغ 1.2Kbits . وإحدى هذه الرسائل هي رسالة انزياح الـ PN والتي تعد نقطة مرجعية لسلسلة الـ PN القصيرة . ومن الرسائل الأخرى قيمة مولد السلسلة الطويلة مقدماً بـ 320 ميلي ثانية . حيث يستخدم ذلك لإزاحة أو تدوير مولد الـ PN في الهاتف الجوال ليتفق مع المحطة القاعدية . وفي نظام الـ CDMA IS-95 ، تعتمد المحطات القاعدية على نظام الـ GPS لتوقيت النظام وتأمين شبكة متزامنة . ويتم أيضاً إرسال الرسائل التالية عبر قناة التزامن :

- مستوى الاتصال المرجعي عبر التوجيهية مع الهواء CAI (Communication Air Interface)
- رقم هوية النظام (System Identification Number) SID
- معدل المعطيات المعتمد لرسائل التنبيه (Paging Channel Data) (Rate: 9.6/4.8/2.4 kbps)

قناة التنبيه : Paging channel

تستخدم قناة التنبيه (أو النداء) للتحكم بالوصلة الأمامية (من المحطة القاعدية إلى الهاتف الجوال) حيث يخصص لها إحدى أفنية والش (الترميز 7-1) . وتعمل المحطة القاعدية -عبر هذه القناة- على إيقاظ الهاتف النقال، والاستجابة إلى إرسال النفاذ ، وتحميل و إيصال المعلومات المضافة (overhead information) بالإضافة إلى دعم وظائف المناولة (hand-off).

والحقيقة أنها تعمل على إيصال عدة رسائل مضافة ومعززة بما في ذلك لائحة الجوار. وتتضمن هذه الأخيرة (لائحة الجوار) انزياحات الـ PN للمحطات القاعدية المجاورة، الأمر الذي يساعد على تسريع عملية المناولة في شبكة متوافقة. كما تعمل قناة التنبيه على تعيين إحدى أفضية الخدمة المتاحة لمشارك يطلب الاتصال.

أفضية الخدمة Traffic channel

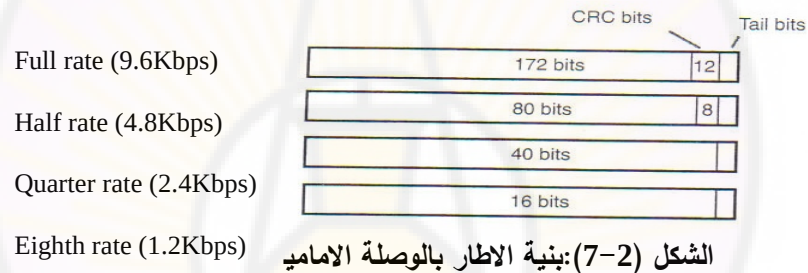
تخصص أفضية الخدمة الترميزات الباقية من Walsh (وعددها 55). تحمل هذه الأفضية المعلومات وفقاً لأحد المعدلين : إما 8kbps (ويسمى زمرة المعدل rate-set-1) أو 13kbps (rate-set-2). ومن المعلوم أن بالإمكان تخفيف معدل نقل معطيات الكلام خلال المحادثة الهاتفية عند انخفاض وتيرة الكلام (مثال ذلك التوقف بين الكلمات وخلال الإنصات وذلك باستخدام فوكودر بمعدل معطيات متغير). إن مثل هذه الخوارزميات تنقص معدل المعطيات المذكور إلى النصف أو الربع أو الثمن مما يسمح بزيادة مناعة النظام ضد التداخل .

يبين الجدول (1-2) معدل المعطيات وخصائص ترميز القناة لأفضية الوصلة الأمامية .

الجدول (1-2): محددات قناة الوصلة الامامية لنظام CDMA IS-95

Channel	Data Rate (Kbps)	Channel Coding	Access Method	Processing Gain
Pilot	—	None	Walsh 0	—
Sync	1.2	Rate 1/2	Walsh 32	1024
Paging	4.8, 9.6	Rate 1/2	Walsh 1-7	128, 256
Traffic				
Rate set 1	1.2N	Rate 1/2	Walsh 8-31, 33-63	1024/N
Rate set 2	1.8N	Rate 1/2		682.6/N

من ناحية أخرى تقسم سلسلة معطيات الرسالة إلى أجزاء تسمى أطر (frames). ويحتوي كل إطار على 192 رمزاً ويدوم 20 ميلي ثانية . يعتبر هذا المقدار الزمني مناسباً لأن الإشارة الكلامية تبدو شبه مستقرة عبر الأزمنة القصيرة (من 5 إلى 20 ميلي بالثانية) ، بينما يؤثر زيادة هذا الزمن سلباً على المستمع . يتم إلحاق عدد من البتات إلى كل إطار وهي بتات الـ CRC لكشف وجود أخطاء في الإطار وكذلك بتات الذيل كما في الشكل (2-7) .



وتكون بتات الـ CRC متاحة عند معدلات البتات الأعلى ويستفاد منها للمساعدة في تحديد معدل البت للرسالة. أما بتات الذيل فتستخدم لإزالة محتويات المرمز الالتفافي (Convolutional Encoder) بعد الانتهاء من معالجة كل إطار.

أما الفوكودر ذو معدل البت المتغير فيعمل على زيادة سعة نظام الاتصال CDMA IS-95. إذ أنه عند استعمال نصف معدل البت فإننا نتيح إرسال كل رمز مرتين عند نصف الاستطاعة الاسمية، وكذلك الحال أربع مرات عند استعمال ربع معدل المعطيات وذلك أيضاً عند ربع الاستطاعة الاسمية، كما يتكرر الحال بواقع ثماني مرات إرسال وثمان الاستطاعة الاسمية عند مدى

معطيات يساوي الثمن. إن ذلك يحقق لنا نفس الطاقة و القدرة للبت في المستقبل ولكن مع تناقص استطاعة المرسل بالشكل الموصوف أعلاه. هناك أيضاً طريقة أخرى لزيادة سعة نظام الاتصال وذلك من خلال تحديد القدرة المرسله خارج عرض المجال لقناة الاتصال . ويتحقق ذلك من خلال مرشح تشكيل حزمة مناسب يتواجد في جزء الإرسال للمحطة القاعدية. إن هذا المرشح من نوع تشيبيشيف متساوي التعرجات ومن طراز FIR ذي مجال انتقال ضيق للغاية (transition-band). كما يحتوي المرسل على مرشح نوع APF يعمل على تعويض تشويه تأخير المجموعة (group-delay) المتوقع عند طرف الاستقبال بالهاتف النقال . وعلينا أن نتذكر بأن تشويه الصفحة وتأخير المجموعة هي من الأمور المؤثرة جداً في أنظمة الاتصال التي تعتمد على التعديل الطوري .

الجدول (2-2): متطلبات الحد الأدنى للأدائية المستقبل بنظام CDMA IS-95

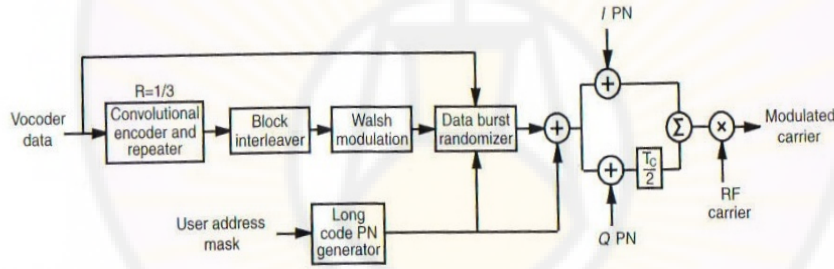
Parameter	Conditions	Requirement
Sensitivity	FER < 0.005	-104 dBm
Maximum input	FER < 0.005	-25 dBm
Single tone desensitization	Adjacent channel @ -30 dBm FER < 0.01	-101 dBm
Low-level intermodulation distortion (IMD)	Adjacent channel @ -40 dBm FER < 0.01	-101 dBm
High-level IMD	Adjacent channel @ -21 dBm Alternate channel @ -21 dBm FER < 0.01	-79 dBm

يحدد الجدول (2-2) المتطلبات الدنيا للأدائية في المستقبل الراديوي النقال. وفي هذه الاختبارات لقياس الأدائية تقوم المحطة القاعدية بالإرسال لكل الأفنية المخصصة لها وعند سويات الاستطاعة المحددة . يلاحظ أن معيار الـ CDMA IS-95 لا يعطي أية معلومة إضافية تتعلق بمستقبل الهاتف الجوال،

لأن تصميم هذا المستقبل يتعلق بالشركة الصانعة له وهو على درجة عالية من التعقيد .

2-2-2 الوصلة العكسية Reverse Link

تتشكل الوصلة العكسية أو القناة العليا (Up-link) عندما يقوم الهاتف النقال بالإرسال إلى المحط القاعدية . ويقوم المرسل بالاستفادة من معدل القناة العكسية لحماية إشارة الرسالة ضد التدهور المصاحب للانتشار الراديوي بالإضافة إلى التوافق مع ميقاتية النظام (System Timing) كاملاً . يبين الشكل (8-2) معدل الوصلة العكسية وملخص أدائه.



الشكل (8-2): معدل الوصلة العكسية للهاتف النقال CDMA IS-95

بخلاف الوصلة الأمامية فإن من شبه المستحيل الحصول على أفضىة متعامدة بشكل حقيقي على الوصلة العكسية . ويرجع السبب في ذلك إلى أن الهواتف النقالة موزعة بشكل عشوائي في المنطقة التي تغطيها خلية الاتصال، كما أنها على مسافات مختلفة من المحطة القاعدية ولها تأخيرات انتشار مختلفة. وبهذه الحالة فإن التزامن يصبح مختلفاً كما أن سلاسل النثر تصبح أقل فاعلية. وبالتالي فإن الهواتف الجواله تصبح أكثر تقييداً بوظيفة الجهاز المحمول وبمتطلبات معامل الشكل (form-factor) للمستثمر . لذلك فإن معدل الوصلة

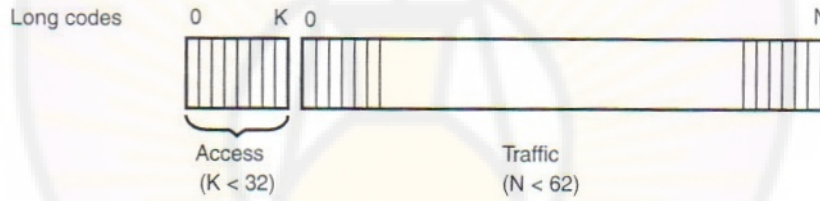
العكسية يصبح أكثر بساطة ويصبح عبء الأدائية للوصلة العكسية على كاهل المحطة القاعدية.

كما في الوصلة السابقة فإن دخل الوصلة العكسية عبارة عن معطيات قادمة من الفوكودر أو من مصدر معلومات آخر. وهنا أيضاً ترمز الإشارة وتكرر لتملأ مستوعب الإطار (frame buffer). ثم تخالل المعطيات بعد ذلك (Data Interleaving) وتعزل على أساس والش. ثم يقسم كل إطار بعد ذلك إلى 16 مجموعة متساوية من المعطيات تدعى مجموعات التحكم بالاستطاعة. وعندما يعمل الفوكودر على سرعة أقل من سرعته العظمى فإن المكرر والمخالل يعملان معاً لإنتاج أطقم مكررة من المعطيات ضمن الإطار الواحد نفسه. ثم تساق هذه التفاصيل لقيادة الموزع العشوائي الرشقي (Data Burst Randomizer) حيث يعمل هذا الأخير على طمس المعطيات (Data Blanking) المكررة. يتوقف المرسل عن الإرسال عند ورود فترات الطمس مما يسمح بتخفيض الاستطاعة الوسطية المرسل. وعليه فإن دفق المعطيات (Data Stream) يضرب بترميز الطمس الطويل (Masked Long Code) ثم توزع عشوائياً بواسطة الترميزات القصيرة PN الـ I منها والـ Q. إن كلاً من الترميزات القصيرة و الطويلة شبه العشوائية PN تزامن بالنسبة للمحطة القاعدية باستخدام المعلومات المرسل على قناة التزامن. أما التعديل بواسطة والش فهو تعديل بطريقة العدد 64 (64-ary modulation method) حيث يحول كل رمز من 6 بت إلى إحدى الحالات الـ 64 من حالات التعديل. كما أن كلاً من حالات التعديل هذه عبارة عن 64 بتاً مأخوذة من مصفوفة Hadamard المربعة (64-by-64) والمستخدم في الوصلة الأمامية. ويمكن الفارق هنا بأن مصفوفة Hadamard تستخدم لتحديد النقاط المحددة (أو حالات التعديل)

لمشهد التجمهر (Constellation-view) المعروف وبالتالي فهي لا تستخدم للنشر ولا لتعدد النفاذ .

كما يوضح الشكل (2-9)، فإن الوصلة العكسية تحوي نوعين من الأقنية هما قناة النفاذ وأقنية الخدمة . أما قناة النفاذ فهي متممة لقناة التنبيه الموجودة في الوصلة الأمامية، وتستخدم لإصدار النداءات، والرد على التنبيهات، وتسجيل رقم الهاتف الجوال بالإضافة إلى إيصال عدد من رسائل التكلفة الأساسية. أما سرعة الإرسال فتكون عادة 4.8kbps .

أما النوع الآخر من الأقنية فهو قناة الخدمة حيث تحمل إشارات الرسائل وتستخدم ترميز والش المخصص من قبل المحطة القاعدية .



الشكل (2-9): تموضع أقنية الوصلة العكسية في نظام CDMA IS-95

يستخدم الكود الطويل - والذي يغطي من قبل الرقم الإلكتروني التسلسلي للهاتف النقال - التمييز بين مستخدمي الـ CDMA على الوصلة العكسية . ويجري ذلك من خلال إعطائه نثر PN شبه متعامد للمستخدمين على القناة العكسية استناداً إلى خصائص تابع الترابط الذاتي له. وهناك فعلياً 32 قناة نفاذ (لكل قناة تنبيه مكرسة) وكذلك ما لا يزيد عن 62 قناة خدمة على الوصلة

العكسية. وفي الواقع العملي، يسمح لعدد أقل من أفقية الخدمة بالعمل وذلك نظراً لضرورة تحقيق متطلبات الأداء ولو بحدودها الدنيا .

الجدول (3-2): محددات أفقية الوصلة العكسية في نظام CDMA IS-95

Channel	Data Rate (Kbps)	Channel Coding	Access Method	Processing Gain
Access	4.8	Rate 1/3	Long-code mask	4
Traffic				
Rate set 1	1.2N	Rate 1/3	Long-code mask	4
Rate set 2	1.8N	Rate 1/2	Long-code mask	4

يلخص الجدول (3-2) محددات القناة العكسية بينما يعطي الجدول (4-2) متطلبات الأداء الدنيا لمرسل راديوي نقال. إن هذه المتطلبات تحقق الجودة المطلوبة للقناة العكسية وتساعد على تعظيم سعة شبكة الاتصال .

أما معامل جودة شكل الموجة (ρ - waveform quality factor) فهو يقيس دقة التعديل باستخدام الترابط المعترض (المتبادل) (Cross - correlation) للإشارة المرسل مع الإشارة المثالية لعرض المجال الأساسي (Baseband Signal)

Parameter	Conditions	Capability
Maximum RF level		+23 dBm
Minimum controlled RF level	-50 dBm	
Adjacent channel power	900 kHz offset	-42 dBc/30 kHz
	2.385 MHz offset	-55 dBm/1 MHz
Alternate channel power	1.98 MHz offset	-54 dBc/30 kHz
	2.465 MHz offset	-55 dBm/1 MHz
Waveform quality		$\rho > 0.944$

الجدول (4-2): متطلبات الحد الأدنى للأداء لمرسل هاتف النقال CDMA IS-95

أي :

$$\rho = \frac{\sum_{k=1}^M D_k S_k}{\sum_{k=1}^M D_k \sum_{k=1}^M S_k} \quad (1-2)$$

حيث S_k يمثل العينة k من الإشارة المرسلية ، D_k هي العينة k لإشارة الـ (BB) المثالية، و M هو دور القياس مقدراً بزمناً أنصاف الجاذات (half-chips) . وفي الحالة العملية تكون قيمة الـ ρ المقاسة حوالي 0.98 .

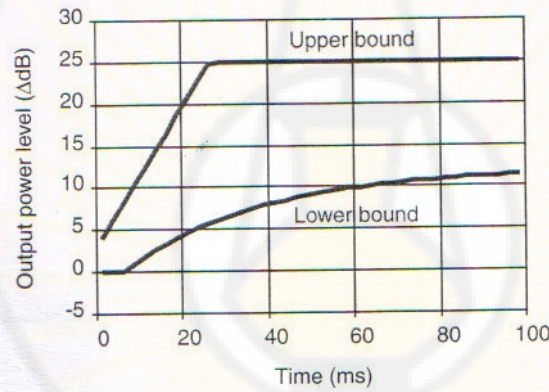
2-2-3 خوارزمية التحكم بالاستطاعة : Power Control Algorithm

تحدد سعة النظام في نمط السلسلة المباشرة DS-CDMA من قبل التداخل الذاتي (self-interference) ويتجلى ذلك بشكل ضار في مشكلة القريب البعيد (near-far problem) التي تحدث عند مستقبل المحطة القاعدية. لذا فإن هناك أهمية فائقة لإجراء تحكم باستطاعة الإرسال لكل أجهزة الهواتف النقالة في النظام مما يعتبر تحدياً إضافياً لتصميم هذا المرسل المستقبل. يتضمن المستقبل حلقة تحكم آلي بالريح (AGC) لملاحقة مستوى الاستطاعة المستقبلية والتي تتغير بسبب الفقد على المسار الطويل وبسبب الخفوت القصير . يستخدم الـ IS-95 CDMA طريقتين للتحكم بالاستطاعة من أجل تعويض هذين الأثرين المذكورين .

تستثمر طريقة الحلقة المفتوحة مستوى الاستطاعة المقاس عند مستقبل الهاتف النقال (P_{Rx}) لتقدير فقد المسار للوصلة الأمامية. ومن ثم توصف الاستطاعة المرسلية من هذا النقال على النحو الآتي :

$$P_{Tx} \approx -73dBm - P_{Rx} \quad (2-2)$$

وعلى سبيل المثال ، إذا كانت قيمة الاستطاعة المستقبلة -85dBm ، فإن الاستطاعة المرسلة تضبط لتصبح $+12\text{dbm}$ مع ملاحظة أن استجابة الحلقة المفتوحة هذه تصمم بحيث تكون بطيئة بشكل متعمد لتجاهل أثر الخفوت القصير كما هو مبين بالشكل (10-2) .



الشكل (10-2): استجابة الاستطاعة لمرسل هاتف نقال ذو حلقة مفتوحة

عند إضافة الإشارة الراجعة تكتمل حلقة الـ AGC وتتحسن أدائية طريقة التغذية الخلفية . وتتألف الإشارة الراجعة من إشارة الخطأ المرسلة من المحطة القاعدية إلى الهاتف الجوال بهدف إعطائه التعليمات اللازمة لانقاص استطاعة إرساله بمقدار محدد - غالباً ما يكون 1dB . وهي ترسل مرة واحدة مع كل مجموعة تحكم بالاستطاعة وبالتالي فهي تتجدد و بمعدل 800 مرة بالثانية . وبهذه

الحال تعد كافية لتخديم سيارة متحركة بسرعة لا تزيد عن 100km/h . يشار إلى الطريقة الثانية للتحكم بطريقة التحكم بالاستطاعة بواسطة الحلقة المغلقة .

2-2-4 تلخيص الأدائية Performance summary :

تصمم أنظمة الاتصال عادة لتزويد المستخدمين لها بأفضل سوية مختلفة من جودة الأداء . لكن الحل الأمثل لتخديم أكبر عدد من المشتركين مع تحقيق مستوى الخدمة المطلوب Qos ليس بالمسألة السهلة في شبكات الاتصال بال-CDMA . ففي نظام DS-CDMA تتحدد سعة النظام بشكل (soft) بسبب التداخل الذاتي ، حيث وجدنا أنه يعطي بالعلاقة : $N_t \approx I = kS$ حيث $N(t)$ هو الضجيج الذي يراه المرابط ويمثل طاقة الإشارة المستقبلية من قبل $k-1$ مستخدم بالإضافة للضجيج الحراري، و S الاستطاعة المستقبلية من المستخدم .

وفي نظام ال- (CDMA IS-95) يتحقق إنقاص هذا التداخل من خلال انقاص الاستطاعة المرسلة بواسطة الفوكودر متغير المعدل، كما أنه يزيد من قبل الخلايا المجاورة التي تستخدم تردد القناة نفسه . وبالنتيجة يمكن أن نكتب ما يلي :

$$I \approx kS(1 + f)v \quad (3-2)$$

حيث f هو معامل يأخذ بالاعتبار آثار التداخل الناجمة عن بقية الخلايا (قيمه بالمتوسط حوالي 0.55). أما v فتعبر عن معدل نشاط الكلام خلال المحادثة الهاتفية Voice activity (وهي حوالي 3/8 للمحادثات الهاتفية باللغة الإنكليزية) .

أما في الحالات العملية، حيث نحتاج إلى سعة كبيرة لنظام الاتصال، فإن الحل المتبع هو في تقسيم كل خلية إلى قطاعات حيث يستخدم عندها هوائيات

موجهة. يمكننا الحصول على كسب هوائي قدره $G_s=2.5$ عند استخدامنا ثلاثة قطاعات بالخلية وبالتالي تصبح سعة الوصلة العكسية لنظام CDMA IS-95 :

$$k \approx \frac{G_s}{v(1+f)} \frac{W/R}{(E_b/N_0)_{\min}} \quad (4-2)$$

حيث يفترض وجود تحكم مثالي بالاستطاعة. وتعتمد القيمة الدنيا لـ (E_b/N_0) على قناة الاتصال ومتطلبات الأداء المطلوبة للمستقبل. عند الحركية المنخفضة تصبح القناة أكثر قابلية للتنبؤ لذا فإن التحكم بالاستطاعة يحسن الأداء بينما يسيئ إلى التخالل (Interleaving) وفي هذه الحالة تكون قيمة $(E_b/N_0)_{\min}$ تساوي 4db وتكون الاستطاعة المقدرة حوالي 46 مستخدم/خلية. ولكن مع ارتفاع الحركية يتحسن أداء التخالل بينما يتراجع أداء التحكم بالاستطاعة . عند ذلك تصبح قيمة (E_b/N_0) الدنيا اللازمة بحدود 6db وتنخفض سعة الخلية إلى 29 مستخدم / خلية. وبطبيعة الحال تنخفض هذه الأرقام مع تحكم استطاعة غير أمثلي.

أما في الوصلة الأمامية فإن السعة فيها تتحدد بشكل مختلف، ذلك أن التحكم بالاستطاعة في الخلية يكون مثالياً لأن كل الإشارات المرسلة تصدر عن محطة قاعدية واحدة وتتعرض لنفس شروط الانتشار الراديوية . وتتحدد سعة الوصلة الأمامية في نظام الـ CDMA IS-95 بترميزات والش المتاحة وآثار المناولة اللينة (soft hand-off) التي تتم. لتحقيق تحسين الأدائية بواسطة التنوع المكاني والتساعد في المناولة يتم ربط النقال المستخدم إلى أكثر من محطة قاعدية واحدة وهو ما يعرف باسم المناولة اللينة (soft hand-off)، حيث تحتاج كل عملية ربط إلى تخصيص قناة خدمة وبالتالي إلى كود والش.

وفي الواقع العملي بينت النتائج أن كل مستخدم يشغل بالمتوسط 1.92 قناة خدمة. وعليه فإن سعة الوصلة الأمامية:

$$k \approx \frac{m}{1.92} \quad (5-2)$$

حيث m عدد كودات والش . وبما أن $m=55$ ، فإن السعة هي 28 ، أي أنها أقل من سعة الوصلة العكسية .

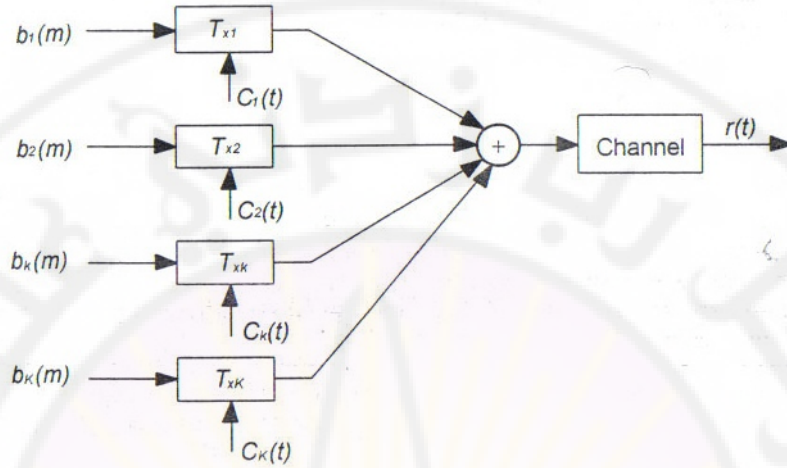
وهكذا نجد أن سعة الـ CDMA IS-95 تتحدد من قبل الوصلة الأمامية رغم أن أقنية الوصلة العكسية فيه غير متعامدة .

2-3 كاشف تعديل خلية وحيدة CDMA في قناة غوصية:

A single – Cell CDMA Demodulator in a Gaussian Channel

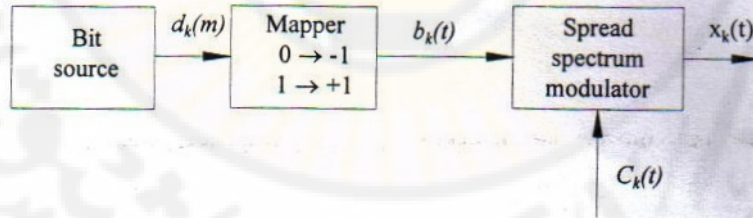
نحلل هنا خلية واحدة CDMA لنظام اتصال خليوي غير متر امن يتألف من وحدات جواله تعمل كمرسلات ومحطة قاعدية تعمل كمستقبل . يبين الشكل (2- 11) المخطط الصندوقي لهذا المرسل.

نشير إلى المشتركين بالمستخدمين الـ N الذين يسمح لهم بالاتصال على النظام المذكور ، حيث يعطى لكل مشترك سلسلة ترميز وحيدة . كما نفترض أن عددهم يساوي الترميزات المتاحة ، كل منها بطول N ، ونسمي المستخدمين أولئك الذين يرسلون رسائلهم في لحظة ما.



الشكل (11-2)

يبين الشكل (2 - 11) وجود k مستخدم يستعملون نفس تردد الإرسال وبذات الوقت. أما المرسل المكرس للمستخدم k والذي ندعوه T_{xk} فهو موضح بالشكل (2 - 12). يولد مصدر المعلومات الرقمية k_{th} سلسلة ثنائية (d_{km}) حيث تعبر m عن اللحظة الزمنية.



الشكل (12-2)

- يعمل المحول (mapper) على تحويل القيم الرقمية 0 , 1 إلى القيم المقابلة +1 , 1 على التوالي. يعطى الرمز الثنائي $b_k(m)$ بالعلاقة:

$$b_k(m) = 2d_k(m) - 1 \quad (6-2)$$

أما الإشارة الثنائية k_{th} فتحدد قيمتها كالتالي:

$$b_k(t) = \sum_{m=-M}^M b_k(m) U_T(t - mT) \quad (7-2)$$

حيث يمثل $2M + 1$ عدد الرموز المرسل، T عرض النبضة المربعة المقابلة
لزمّن إرسال خانة المعلومات، أما $U_T(t)$ فهي الموجة المربعة الواحديّة
المحددة كالتالي:

$$U_T(t) = \begin{cases} 1 & t \in [0, T] \\ 0 & t \notin [0, T] \end{cases} \quad (8-2)$$

كما يخصص لكل مرسل، سلسلة ترميز شبه عشوائية C_k ذات طول N تكون
كل منها متعامدة مع بقية السلاسل المنتقاة. ويسمى الرمز (symbol) ذو
الترتيب k_{th} من سلسلة النثر بـ C_k^j وهو مخصص إلى المستخدم k_{th} عند
اللحظة الزمنية jT_c .

حيث T_c زمن دوام الكسرة الواحدة وتأخذ القيم ضمن
المجال $[-1, +1]$.

وفي معدل الطيف المنثور تجرى عملية الضرب بين الإشارة الرقمية وسلسلة
لترميز المسماة $C_k(t)$ حيث:

$$C_k(t) = \begin{cases} \sqrt{2} \cos[\omega_c t + \phi_k] \sum_{j=0}^{N-1} C_k^j \psi_{T_c}(t - jT_c) & t \in [0, T] \\ 0 & t \notin [0, T] \end{cases} \quad (9-3)$$

حيث $\psi_{T_c}(t)$ هو الشكل المنظوم للكسرة (normalized chip waveform) حيث f_c تردد الحامل و ϕ_k هو الطور العشوائي للحامل.

تبين العلاقة بأن هذا المعدل يعطي إزاحة ترددية بمقدار f_c وعملية ضرب
بسلسلة لترميز C_k وترشيح لشكل الموجة. أما إشارات الخرج المرسلّة للمستخدم
 k_{th} فهي:

$$x_k(t) = \sum_{m=-M}^M \sqrt{E_{ck}} b_k(m) C_k(t - mT - \tau_k) \quad (10-2)$$

حيث τ_k هو الانزياح الزمني للمستخدم k_{th} ، E_{ck} هي الطاقة المرسلّة لـ k_{th} عبر الكسرة. وفي حالة النظم غير المتزامنة فإن للإشارات المرسلّة انزياحات زمنية مختلفة، ولكن المجالات الزمنية T للرمز يفترض أن تكون متساوية ولكل المرسلات.

ويعمل مرشح الإرسال على ضغط طيف الإشارة خارج عرض المجال $B_c = 1/T_c$ حيث نفترض أن T هو عدد مضاعف لـ T_c ويتحدد كسب النثر كالتالي:

$$G_p = \frac{T}{T_c} = \frac{B_c}{B} \quad (11-2)$$

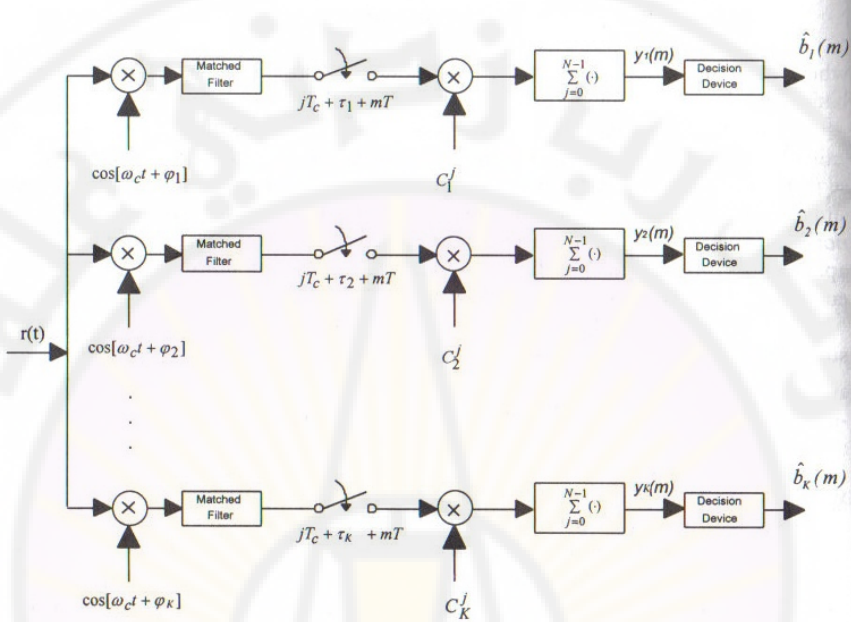
حيث B_c عرض مجال الطيف للإشارة المنثورة و B عرض المجال للإشارة الحزمة الأساسية base band.

نفترض لتسهيل العمل أن طول السلسلة N مساوٍ لكسب المعالجة G_p . وعليه يمكن توليد النموذج (model) بشكل مبسط. كما نركز على نمذجة القناة باستخدام ضجيج مضاف أبيض و غوصري و صرقي المتوسط، وبتشتت σ_n^2 : Zero- mean Additive White Gaussian Noise (AWGN) $n(t)$ وبفرض عدم وجود تشويه آخر بالقناة باستثناء التشويه اللاخطي والتداخل الناتج عن تعدد النفاذ لعدد من المستخدمين الآخرين.

أما الإشارة المستقبلة $r(t)$ فيمكن تمثيلها بـ k إشارة معدلة متراكبة في وسط ضجيجي غوصي:

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sqrt{E_{ck}} A_k \sum_{m=-M}^M b_k(m) C_k(t - mT - \tau_k) + n(t) \quad (12-2)$$

حيث A_k تخميد الإشارة k_{th} بسبب الانتشار.



الشكل (13-2)

في نظام الاتصال المتزامن DS/CDMA تكون إشارات المستخدم متزامنة بالرمز. أما المثال على ذلك فهي الوصلة الأمامية (forward-link) في شبكة الاتصال الخلوي، وتكون الإشارة المستقبلية في هذا النظام مستنبطة من العلاقة (12-2) حيث تكون الإزاحات الزمنية τ_k ($k = 1, 2, 3, \dots, K$) متساوية وتساوي الصفر

الفصل الثالث

النظام الرقمي

The Digital System

- مقدمة :

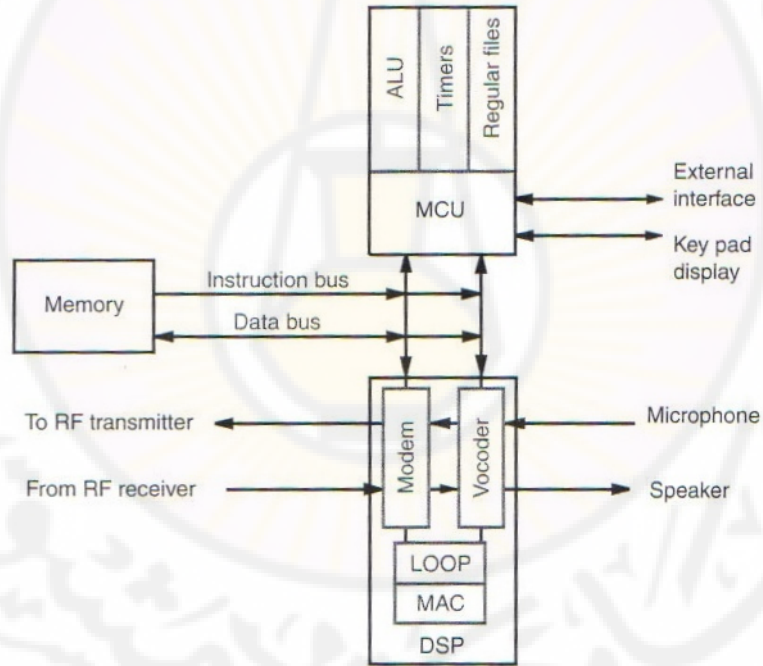
يزداد اعتماد نظم الاتصالات الحديثة على النظم الرقمية لتحقيق العمليات المعقدة وإجراءات معالجة الإشارة. إذ تحوي البنية التقليدية لنظام اتصال لاسلكي على حاسبين متخصصين هما: وحدة الحاسب الميكروي MCU وهي التي تدير عمليات الإدارة والأخرى هي وحدة معالج الإشارة الرقمي DSP ، والتي ينام بها تنفيذ خوارزميات معالجة الإشارة المطلوبة.

وتتزايد متطلبات معالجة الإشارة رقمياً ضمن نظام اللاسلكي مع تطور هذه الأنظمة المطرد كما تستجيب تقانة الـ CMOS وتلبي باستمرار هذا الاتجاه. وتنفذ عادة توابع معالجة الإشارة باستخدام كيانات جامدة تخصصية بالإضافة إلى كيانات لينة مكرسة firm ware . و تزودنا هذه الأخيرة بالمرونة اللازمة ولكنها تستهلك استطاعة أكبر بالمقارنة مع استخدام الكيان الجامد الذي يحقق سرعة أكبر واستهلاك أقل للاستطاعة .

سنتعرض في هذه الفقرة لأهم الأمور المتعلقة ببنية الـ MCU و DSP . كما نراجع أهم ما نحتاجه في معالجة الإشارة مثل: الاعتيان، تبديل معدل المعطيات، الترشيح الرقمي، التحليل الطيفي، تطبيق نافذة على المعطيات وكذلك كشف المعطيات.

3-1 بنية النظام الرقمي:

يبين الشكل (3-1) مكونات النظام الرقمي ويتألف من MCU و DSP واحد على الأقل بالإضافة إلى ذاكرة أساسية و ممرين أحدهما للمعطيات والآخر للتعليمات. أما تواجهة المستخدم (User Interface) فتتخاطب مع الميكروفون وشاشة الإظهار ولوحة الكيباسات كما تتصل مع مرسل/ لاقط RF فضلاً عن الاتصال مع الخارج.



الشكل(3-1): النظام الرقمي في نظام نقال حديث

3-1-1 وحدة الحاسب الصغري MCU :

يقود الـ MCU نظام اللاسلكي الجوال ويدير الإجراءات المتعلقة ببروتوكول الاتصال كما تستخدم معالجاً بالإضافة إلى المتممات المبينة بالشكل . وتقوم الـ ALU بتنفيذ مختلف العمليات المنطقية كما تدعم العمليات الحسابية الأخرى . ويمكن أن تتضمن أيضاً كياناً صلباً خاصاً لتسريع عمليات القسمة والجذر التريبيعي وعدداً من العمليات الرياضية الخاصة . وتكرس الـ MCU المؤقتات لملاحقة ميقائية الشبكة وبالتالي تستخدم هذه المعلومة لتحديد الحدود الزمنية للإطارات وأمكنة الفتحات. كما تستخدم المؤقتات أيضاً لإقلاع مهام محددة مثل تحويل الجهاز النقال إلى أنماط عمل مختلفة مثل الاستقبال، النوم، التحدث. يعتمد الـ MCU على ملفات السجلات لخرن معطيات للمعايرة بالإضافة للرقم الإلكتروني التسلسلي للمستخدم بالإضافة لعدد آخر من المعطيات التي لا تمحى .

3-1-2 معالج الإشارة الرقمي DSP :

يستخدم الـ DSP بنية خاصة للقيام بمهمة الفوكودر وكذلك بوظائف التعديل وكشف التعديل (modem) . تحتاج هذه العمليات إلى قدرة حساب فائقة قد أمكن تحقيقها عملياً منذ مدة قصيرة بفضل التقدم في تقانة الـ CMOS . يعتمد كل من الفوكودر والمودم على خوارزميات قوية يغلب عليها البنية المتقدمة فضلاً عن التكرارية مما يسمح بتنفيذها إما بالكيان اللين أو بالكيان الجامد. ويستند اختيار أحدهما على معايير مثل السرعة، المرونة، ومتطلبات الاستطاعة المستهلكة. وتكون فسحة العمل عادة بإسناد مهمة معالجة الإشارة بتنفيذ الخوارزميات على مستوى معدل النثرات (Chip Rate) إلى الكيان الجامد بينما يترك للكيان اللين تنفيذ الخوارزميات على مستوى معدل الرموز

(Symbol Rate). يبين الجدول (3-1) تفاصيل تنفيذ بعض خوارزميات المعيار CDMA IS-95 في الهواتف النقالة .

الجدول (3-1): قيم ال MIPS معبرة عن معالج اعتباري باستطاعة 100MIPS بدلالة تحسين البنى

Algorithm	Implementation	Millions of Instructions Per Second (MIPS)*
Correlator	Hardware	5
Automatic frequency control (AFC)	Hardware	5
Automatic gain control (AGC)	Hardware	5
Transmit filter	Hardware	30
128-pt FFT	Software	1
Viterbi decoder (length = 9, rate = 1/2)	Software	6
Vocoder (8-Kbps Qualcomm code excited linear prediction [QCELP])	Software	20
Vocoder (enhanced variable rate coder [EVRC])	Software	30

تتضمن بنية معالج الإشارة (Digital Signal Processor -DSP) كيانات جامدة H/W تتخصص في حساب بعض الوظائف المطلوبة ذات السرعة العالية. وتبرز عملية الضرب والمراكمة (MAC) كأحد الأمثلة الهامة على ذلك. يتم تنفيذ هذه الوظيفة بواسطة ضارب ذي بنية متوازية أو بواسطة بنية الجمع أو الإزاحة. أما المثال الآخر الثاني على ذلك فهو الذاكرة الآتية الصغيرة (cash memory) المتاحة في قلب حلقة التعليمات ، بينما تمثل المرباطات (correlators) المستخدمة لتحصيل إشارة الدلالة (pilot signal acquisition) ولكشف المعطيات المثال الثالث. تعمل كل هذه التحسينات باستخدام الكيان الجامد - على إنقاص أزمنة التنفيذ في معالج ال DSP. ويعد هذا الأمر حيويًا بسبب اعتماد أنظمة الاتصال

الحديثة على أطر ثابتة ومفصلة الأمر الذي يستوجب وجود فواصل زمنية صارمة ومتكررة. لهذا الواقع فإن من الضروري معرفة أزمنة التنفيذ لمختلف خوارزميات معالجة الإشارة. من الصعب تحقيق هذا الأمر باستخدام معالج إشارة عام (General Purpose Processor -GPP) لأنه يعمل على التعامل مع انسياب المعطيات ومع سلسلة التعليمات بشكل يوازن فيها عملية التحميل مما يصعب تحقيق ما نرمي إليه . بينما يستخدم معالج الـ DSP مجموعة من التعليمات مؤسدة على ما يدعى كلمات التعليمات الطويلة جداً (VLIW- Very Long International Words) مما يتيح استخدام ترميز للتعليمات ذات أزمنة تنفيذ محددة ومعرفة تماماً.

3-1-3 الذاكرة Memory :

يستخدم النظام الرقمي هنا ممرات (Buses) مكرسة أو متشاركة لربط الـ DSP والـ MCU إلى الذاكرة. وتنقسم هذه الذاكرة إلى أجزاء تتضمن كود الإقلاع، وبرمجيات التحكم، وبرمجيات الـ DSP ، والمعطيات المؤقتة وذلك كما يبين الجدول (2-3). إن هذا الترتيب ينتج زمن نفاذ أقل ويقلل من الحلقات غير المجدية ويخفض الكلفة.

الجدول (2-3): كتل الذواكر في نظام هاتف نقال

Memory Block	Function
Boot read-only memory (ROM)	Startup code
Electrical erasable/programmable ROM (EEPROM)	Tuning parameters, user data
Random-access memory (RAM)	DSP firmware, user interface software, and hardware drivers
FLASH (RAM)	Fast access, program, and temporary data

3-2- وظائف وحدة التحكم Micro Controller Unit - MCU

تقوم الـ MCU بوظيفتين رئيسيتين هما إدارة البروتوكول والتحكم بالاستطاعة .

3-2-1 إدارة البروتوكول :

يُصمم الـ MCU بحيث يتابع خطوات البروتوكول بكل دقة ، سواء ما يخص منها الطبقة الفيزيائية أ و طبقة التحكم بالنفاذ المتوسط (layer -MAC Medium Acces control) وطبقات التحكم بوصلة الراديو (Radio link controlled).

وتتضمن هذه الخطوات تحديد ما يلي: ميقانية الشبكة (Network timing)، طريقة تعدد النفاذ، صيغة التعديل، بنية الإطار، مستوى الاستطاعة بالإضافة إلى الكثير من التفاصيل الأخرى.

يقوم نظام الهاتف النقال بتحقيق التزامن مع الشبكة من خلال إشارة الدليل وقناة التزامن. ويتم الحصول على قناة الدلالة - pilot channel (من خلال ضبط إيقاع مولد الـ PN القصير للهاتف النقال مع سلسلة الدلالة المستقبلية من المحطة القاعدية) وذلك بهدف إقامة الوصلة بين النقال والمحطة القاعدية بما يمكن من تحقيق كشف متسق (coherent detection) وإظهار آثار الانتشار الراديوي، كما يكشف ترميز قناة التزامن بهدف الحصول على توقيت دقيق يسمح برصف حزم المعطيات بشكل ينسجم مع إطارات الشبكة. وبمثل ذلك يمكن تمرير المعطيات عبر طبقة الـ MAC وطبقة التحكم بالراديو.

وتتحقق عملية النداء وإنهاء المكالمات من خلال أفضية التنبيه (paging) والنفاذ حيث تعمل الـ MCU على حفظ الميقانية عبر فتحات العمل بالإضافة إلى مراجعة رسائل قناة التنبيه فضلاً عن توجيه أيّ استجابة للشبكة عبر قناة النفاذ . ولكي يقام الاتصال أو يستجاب النداء (مكالمة)، فإنها (أي MCU) تقوم بإرسال مشعرات نفاذ (acces probe) للفت انتباه المحطة القاعدية وبالتالي العمل على تحقيق الوصلة. أما عند إنهاء المكالمات، فإن الـ MCU تعمل على إيقاف الإشارات ومن ثم الطاقة عن الدارات الأساسية .

كما تقوم الـ MCU بالإشراف على عملية المناولة من خلية إلى أخرى عبر مجموعة من الخطوات المحددة، بحيث نضمن ارتباط الهاتف الجوال بالمحطة القاعدية من خلال أقوى إشارة ممكنة. ويتحقق ذلك من خلال قياسات إشارة الدلالة pilot ومن ثم تقسيم انزياحاته إلى أربع فئات توصف نزولاً انخفاض شدة الإشارة المستقبلية طبقاً لما يوضحه الجدول (3-3). إن المجموعة الفعالة هي الأكثر أهمية لأنها تمثل اللائحة المعتمدة لإشارة الدلالة كي تتحقق على أساسها عملية المناولة من خلية إلى أخرى.

الجدول (3-3): أنواع انزياحات الدلالة (Pilot Offset)

Category	Description
Active	Recognized and used for handoff
Candidate	Potential active pilot signals
Neighbor	Adjacent base stations and sectors
Remaining	Leftover offsets

2-2-3 إدارة الطاقة Power Management:

تقوم الـ MCU بعملية الإدارة الذكية للاستطاعة ضمن الهاتف النقال ويتضمن ذلك مستوى الطاقة بالبطاريات، والتحكم بشحنها فضلاً عن تقليل الاستهلاك وهو من الأمور الحيوية في الأنظمة المحمولة. وهناك عملياً ثلاثة أنماط للعمل في الهاتف الجوال هي: حالة الاستقبال وحالة الكلام وحالة التوقف (Idle mode). ففي الحالة الأولى يقوم الـ MCU بتفعيل مستقبل الـ Rf والمودم الرقمي مما يسمح بكشف تعديل قناة التنبيه والنقاط رسالة التنبيه المطلوبة، ثم يتم الانتقال إلى نمط الكلام . يكون جهاز اللاسلكي مفعلاً بالكامل في نمط الكلام كي يكون بالإمكان القيام بالاتصال في الاتجاهين. أما في حالة التوقف فإن الـ MCU يثبط معظم الوظائف باستثناء الساعة الرقمية للنظام .

وسعياً لتقليل التداخل وتحسين سعة النظام بالإضافة إلى توفير أطول زمن لعمل البطارية فإن الشبكة تبث رسائل تنبيه بشكل دوري وعند أوقات محددة مسبقاً تدعى بالفتحات الزمنية وذلك بدلاً من فعل ذلك باستمرار . توجد الفتحات الزمنية كل 2.5ms وتحديث كل 1.25 sec . وعليه فإن الهاتف النقال يمضي معظم أوقاته في حالة التوقف ويستيقظ فيه المستقبل فقط عند الفتحات الزمنية الفعالة.

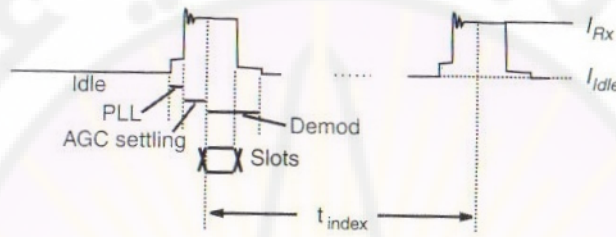
إن العمل وفق مبدأ الفتحات يعقد من تصميم الهاتف اللاسلكي النقال بسبب الحاجة إلى التزامن لكشف تعديل الإشارات المستقبلية. كما يحتمل أن يتغير مستوى الاستطاعة لدى المستقبل بين فتحتين زمنيتين الأمر الذي يتطلب زمناً لضبط الربح للمستقبل. وعليه يتوجب على الـ MCU تهيئة المستقبل وفقاً لذلك . كما يعمل الـ MCU على تقطيع عمل المرسل في نمط التحديث (وذلك وفقاً للنشاط الكلامي) مما يسمح بإطالة زمن العمل للبطارية رغم أن حالات العبور تؤدي إلى تدخل إضافي يصيب النظام.

ويستجر الهاتف النقال تيارات مختلفة خلال الفتحات وأوقات الحديث كما يبين ذلك الشكل (2-3). من المفيد عادة استنباط محددات مفيدة من هذا الشكل تدعى بزمن الراحة (standby time- t_s) وزمن التحديث (talk time- t_t) والتي تعطى بالعلاقات التقريبية التالية

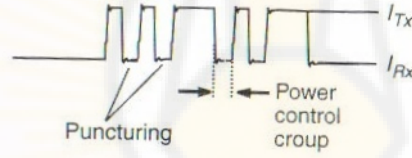
$$t_s \approx \frac{\epsilon}{(1-k)I_{idle} + kI_{Rx}} \quad (1-3)$$

$$t_t \approx \frac{\epsilon}{I_{Rx} + \nu I_{Tx}} \quad (2-3)$$

حيث ϵ طاقة البطارية مقاسة mA.h ، k جزء الزمن الذي يعمل فيه المستقبل، I_{idle} تيار التوقف، I_{RX} تيار المستقبل، I_{TX} تيار الإرسال، معامل النشاط الكلامي (عادة بحدود 3/8) .



آ- مرحلة الانتظار



ب- مرحلة الكلام

الشكل (3-2): الاستهلاك الجاري لهاتف نقال خلال

مرحلة الانتظار (آ) ومرحلة الكلام (ب)

3-3- خوارزميات معالجة الإشارة :

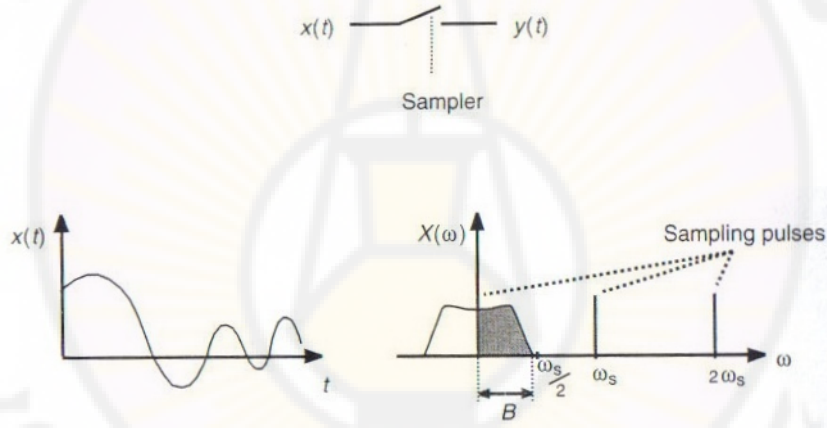
يقوم معالج الـ DSP بتنفيذ خوارزميات عالية الأهمية على المعطيات المقطعة بطبيعة الحال بعد عملية الاعتيان وتحويلها لشكلها الرقمي يصبح من الممكن تنفيذ مختلف خطوات معالجة الإشارة اللازمة وأهمها تحويل معدل العينات (sample rate conversion)، والترشيح الرقمي، والتقدير الطيفي (Spectral

(Estimation) (تحويل فورية السريع FFT)، وتحديد المعطيات ضمن نوافذ بالإضافة إلى كشف المعطيات .

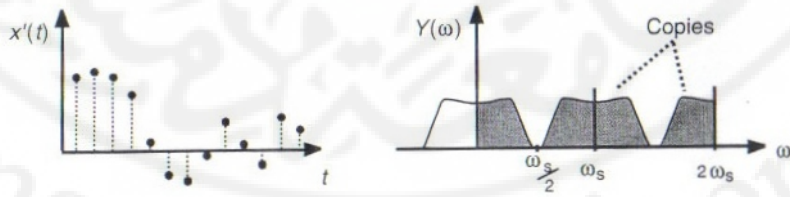
1-3-3 نظرية الاعتيان :

كما هو معلوم فإننا نقوم بتحويل الإشارة التشابهية المستمرة إلى عينات مقطعة من خلال عملية الاعتيان المبينة بالشكل (3-3) حيث :

$$y(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x(t) \delta(t - nT) \quad (3-3)$$



الدخل



الخرج

الشكل (3-3): توضيح عملية الاعتيان

حيث T دور الاعتيان و $y(t)$ التابع لعينات الخرج المقطعة أما قطار نبضات ديراك فيعطى تحويل لابلاس له بالعلاقة :

$$\int_{-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t-nT) e^{-st} dt = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{T} \delta\left[s - \left(\frac{jn}{T}\right)\right] \quad (4-3)$$

وعليه نحصل مع $y(s)$ للإشارة المقطعة بالعلاقة :

$$Y(s) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-st} dt * \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{T} \delta\left[s - \left(\frac{jn}{T}\right)\right] \quad (5-3)$$

حيث تؤول إلى العلاقة :

$$Y(s) = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} X\left[s - \left(\frac{jn}{T}\right)\right] \quad (6-3)$$

أما تحويل فورية للتابع فهو :

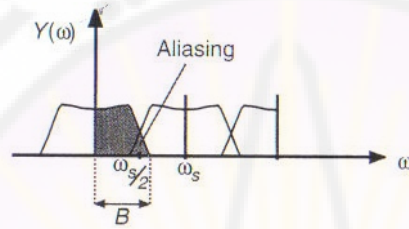
$$Y(\omega) = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} X[\omega - n\omega_s] \quad (7-3)$$

حيث تردد أخذ العينات $\omega_s = \frac{2\pi}{T}$. يتضح مما سبق أن طيف الإشارات هو

تكرار دوري لطيف الإشارة الأساس متوضع عند مضاعفات تردد الاعتيان. كما نعلم أن تراكب الأطياف Aliasing يحدث عند انخفاض تردد الاعتيان عن ضعف عرض مجال الإشارة الأساسية. بينما يتم الحفاظ على كامل معلومات طيف الإشارة عندما يتجاوز تردد الاعتيان $2\omega_s$ (شرط شانون). يبين الشكل

(4-3) هذه المسألة ونسمي العلاقة (8-3) بمعدل نيكوست وهي هامة جداً في معالجة الإشارة الرقمية.

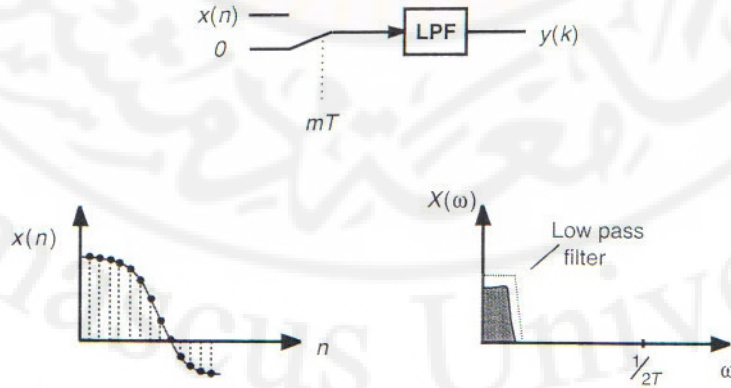
$$\omega_s \geq 2B \quad T \leq \frac{\pi}{B} \quad (8-3)$$



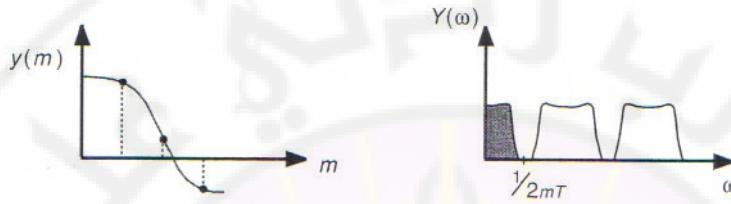
الشكل (4-3): تراكم الاطيف عند انخفاض تردد الاعتيان

2-3-3 تبديل معدل أخذ العينات sample rate conversion :

تعمل خوارزميات معالجة الإشارة عند معدلات مختلفة للمعطيات وبالتالي فهي تستند إلى تبديل معدل أخذ العينات. يسمى تخفيض معدل أخذ العينات عن معدلها الأساسي بالإنقاص Decimation وعند زيادة هذا المعدل عن قيمته الأساسية يسمى الاستيفاء Interpolation. تتحقق هاتان العمليتان المتعاكستان باستخدام عملية أخذ عينات وترشيح خطي .

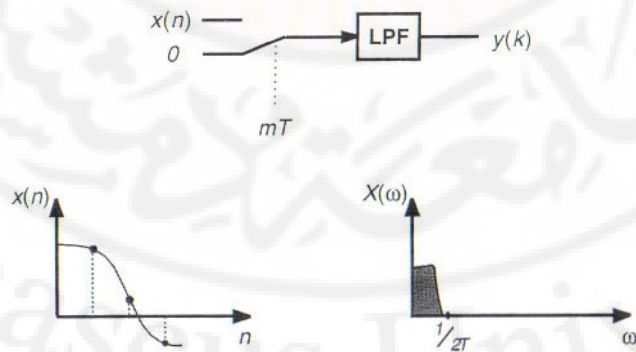


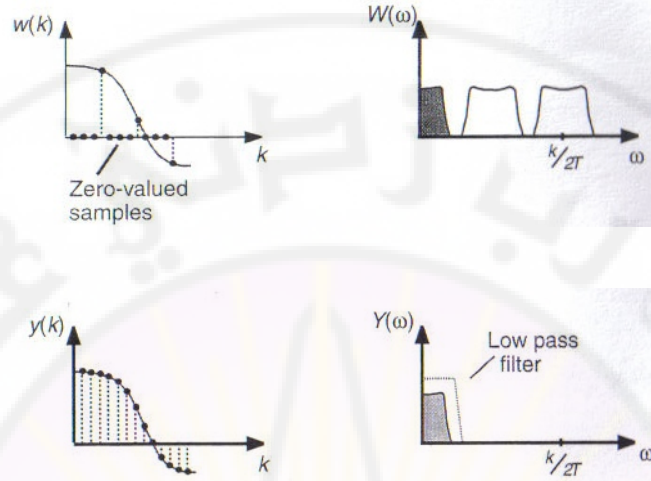
إشارة الدخل



إشارة إعادة الاعتيان

الشكل (3-5): توضيح عملية الإنقاص Decimation للاعتيان من T إلى mT
 يبين الشكل (3-5) كيفية حذف عينات من الإشارة الأساسية مما يؤدي إلى تخفيض معدل المعطيات وبالتالي إنقاص عرض المجال للإشارة المنقصة .
 أي أن هذه العملية تنقص معدل غياب الإشارة من T إلى mT وبالتالي تتراكم الإشارات الغريبة أو الضجيج الموجودة في الإشارة الأساسية فوق المعدل الجديد للاعتيان ذي التردد $w_s/2m$ ، ثم نعمل على منع تحريف corruption الإشارة المنقصة $y(m)$ عن طريق إمرارها غير مرشح تمريراً منخفضاً قبل عملية الاعتيان الجديدة .





الشكل (6-3): عملية الاستيفاء بزيادة الاعتيان من T إلى $6T/k$

أما عملية الاستيفاء والمبنية بالشكل (6-3) فهي تضيف ($k-1$) عينة ذات قيمة صفرية وذلك بين كل زوج من العينات الأساسية . نسمي هذه العملية برفع معدل الاعتيان لإشارة الدخل $x(t)$ من الدور T إلى الدور T/k وإيجاد نسخ عن طيف الإشارة الأساسية. ولإزالة هذه النسخ تمرر الإشارة بعد استيفائها عبر مرشح تمرير منخفض بحيث يعمل هذا المرشح على تنعيم العينات الصفرية ونحصل بالنهاية على إشارة مستوفاة $y(k)$.

تتضمن كلا العمليتين كما ذكرنا، الاستيفاء والانقاص، مرشحاً LPF خطياً وهي مرشحات مثالية في مجال الطيف وتنفيذ بطريقة توابع المراكمة والضح (Accumulate -and- Dump) كما في الشكل (7-3) يعبر عن هذه التوابع (تراكم وضخ) كما يلي:

$$D(z) = 1 + z^{-1} + z^{-2} + \dots + z^{-(N-1)} = \sum_{i=0}^{N-1} z^{-i} \quad (9-3)$$

حيث z عامل التأخير الواحد ويساوي e^{-st} ومن ثم يمكن كتابة تحويل z للعلاقة بالشكل المغلق كما يلي :

$$D(z) = \frac{1 - z^{-N}}{1 - z^{-1}} \quad (10-3)$$

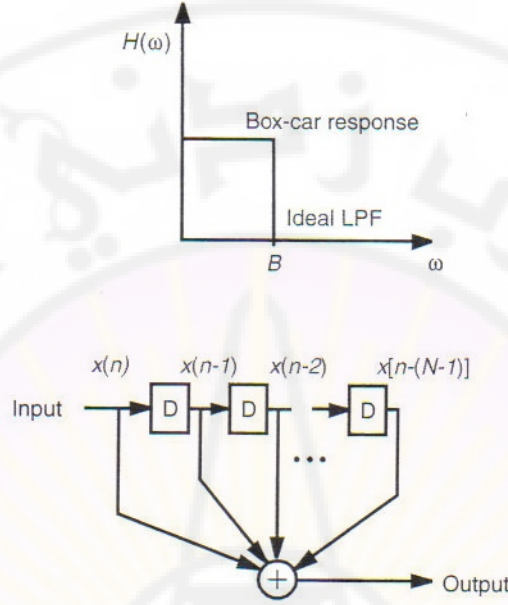
ويكون تابع التحويل التردد للمرشح بعد تعويض z بـ $e^{j\omega T}$:

$$D(\omega) = \left[\frac{1}{N} \frac{\sin\left(\frac{\omega NT}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\omega T}{2}\right)} \right] \quad (11-3)$$

حيث نلاحظ أن الحد $1/N$ ينعدم إذا ما أعيدت كتابة تابع التحويل باستخدام تابع sinc حيث $\text{sinc}x = \text{sinc}(x)/x$. من المعلوم أيضاً أن مرشح المراكمة والضخ المشار إليه يدعى أيضاً بالمرشح المشطي (comb filter).

3-3-3 المرشحات الرقمية :

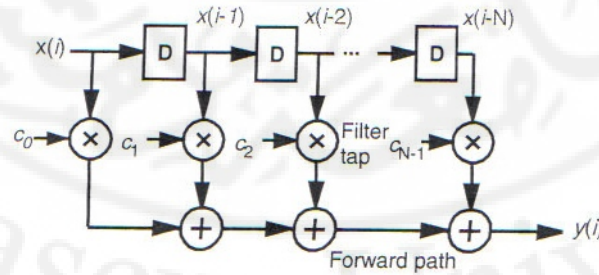
تستخدم المرشحات الرقمية بكثافة عالية في نظم الاتصالات الرقمية. وهي تعمل على إزالة الضجيج والتداخل من الإشارة. وتشكل طيف التعديل قبل الإرسال، وتحذف تراكب الأطياف خلال عمليات الاعتيان، وتمكننا من معالجة الإشارة متغيرة المعدل كما تخدم من التغذية الراجعة في حلقات التغذية الراجعة. إن المرشحات الرقمية هي مرشحات خطية وتصنف إلى مرشحات محدودة الاستجابة النبضية FIR ومرشحات غير محدودة الاستجابة النبضية IIR .



الشكل (7-3): المرشح المثالي وبنية مرشح التأخير والتجميع الرقمي

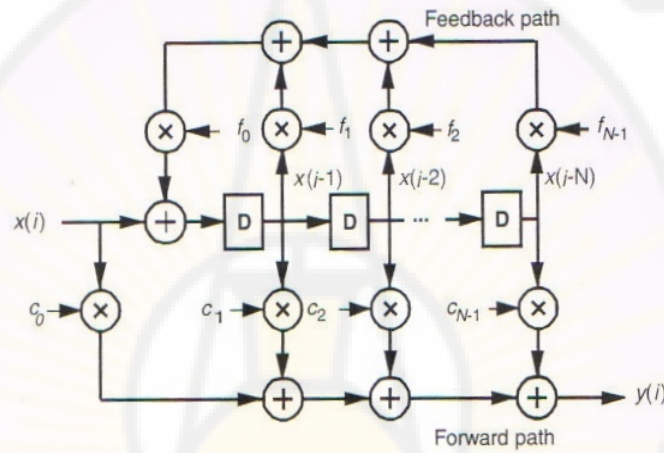
يعتبر مرشح الـ FIR، المبين بالشكل (8-3)، مرشحاً خطياً ذا محددات ثابتة. يرتكز هذا المرشح على N عينة بالدخل ويحدد من قبل تابع التحويل وفق المعادلة:

$$y(n) = c_0 x(n) + c_1 x(n-1) + \dots + c_{N-1} x(n-N+1) \quad (12-3)$$



الشكل (8-3): بنية مرشح FIR

حيث C_i توزيع مأخذ taps المرشح. من المعلوم أن هذا المرشح لا يحتوي على حلقات تغذية خلفية وبالتالي فإن جذور تابع التحويل هي إصفر فقط ولا يوجد فيه أقطاب وبالتالي فهو مستقر بشكل مطلق بالإضافة إلى استجابة محددة بالمطال واستجابة طور خطية . إن هذه الخصائص تجعل منه خياراً مناسباً لتحقيق نظم التعديل الطوري بالاتصالات مثل الـ BPSK و QPSK .



الشكل (3-9): بنية مرشح IIR

أما المرشح العودي IIR والمبين بالشكل (3-9) فهو بطبيعته يشبه نظيره التشابهي. يتضمن هذا المرشح (N-1) مساراً للتغذية الخلفية ويكون لتابع التحويل عدد من الأقطاب والأصفر مما يجعل منه دائرة مستقرة شرطياً. ويمتاز بتحقيق معامل جودة Q مرتفع بالإضافة إلى حدة الانحدار بالاستجابة وخصائص طور غير خطية. تعد مرشحات الـ IIR أقل حجماً واستهلاكاً للاستطاعة مقارنة بالـ FIR.

3-3-4 تحويل فورييه السريع FFT :

يعتبر التحليل الطيفي من المهام الشائعة التي ينفذها المعالج DSP ويتم ذلك من خلال تحقيق خوارزمية تحويل فورية السريع FFT التي هي عبارة عن طريقة فعالة لحساب تحويل فورية المقطع DFT المعطى بالعلاقة :

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-\frac{2\pi jkn}{N}} \quad (13-3)$$

وينتج لدينا N مركبة ترددية موزعة بالتساوي ضمن المجال الترددي $+f_s/2$ و $-f_s/2$

حيث f_s تردد الاعتيان و N عدد عينات المعطيات الرقمية . فإذا استعصنا عن $e^{-j2\pi/N}$ بالمقدار W_N أمكننا كتابة :

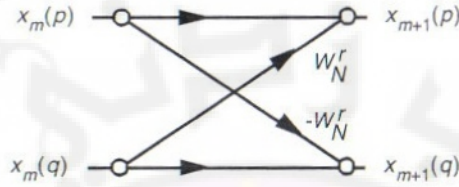
$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) W_N^{kn} \quad (14-3)$$

حيث أمثال تكامل فورية والد DFT متماثلة من أجل عينات إشارة محدودة الطيف تحقق معدل نيكوست .

أما الـ FFT فهي طريقة ذكية لحساب الـ DFT وتسريعه بشكل ملموس . ويمكن تحقيق خوارزمية الـ FFT إما بطريقة الانقاص Decimation في الزمن أو الانقاص في التردد . في كلا الحالتين للحساب يؤول الـ FFT إلى سلسلة من عمليات الـ DFT بنقطتين تدعى بحسابات الفراشة (Butterfly computation) كما في الشكل (3-10) وهي حسابات مباشرة وسهلة لأنها عبارة عن عملية عقدية واحدة فقط وتعطى بالعلاقة :

$$\begin{aligned} x_{m+1}(p) &= x_m(p) + W_N^r x_m(q) \\ x_{m+1}(q) &= x_m(p) - W_N^r x_m(q) \end{aligned} \quad (15-3)$$

وفي النتيجة فإن الـ FFT يحتاج إلى $(\frac{N}{2} \log_2 N)$ عملية حسابية مقارنة مع N^2 عملية حسابية للـ DFT .



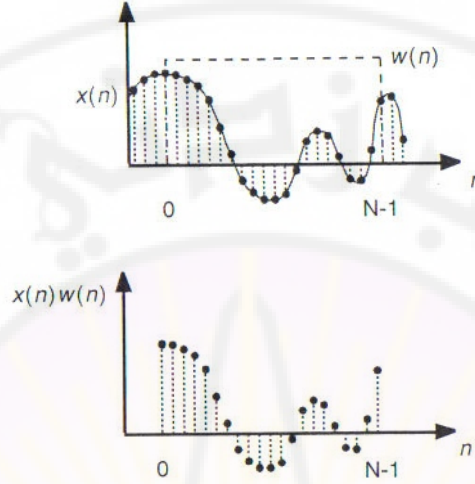
الشكل (3-10): حسابات الفراشة المستخدمة في الـ FFT

3-3-5 عملية تطبيق النوافذ windowing operation :

تعتمد الآلية المتبعة في معالجة الإشارة الرقمية على تجزئ المعطيات إلى حزم بواسطة عمليات النوافذ. وتكون حصيلة هذه النوافذ إما تضيق سلسلة المعطيات (truncating) أو تكوير حوافها (tapering) وذلك حسب نوع المعالجة المطلوبة. فعلى سبيل المثال يحتاج حساب تابع الترابط المطلوب لقياس الاستطاعة الإشارة إلى نافذة بسيطة على معطيات الإشارة بينما تتطلب خوارزمية الـ FFT سلسلة دورية لمعطيات الإشارة نحصل عليها من نافذة مكورة الحواف (tapered window). يمثل الشكل (3-11) عملية تطبيق النافذة ويعطى بالعلاقة :

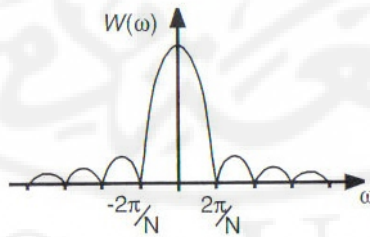
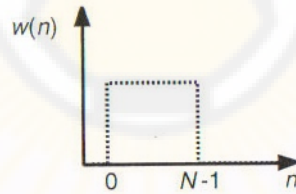
$$h(n) = x(n)w(n) \quad (16-3)$$

$$H(\omega) = \sum_n W(\omega)X(\omega - n\omega) \quad (17-3)$$



الشكل (3-11): عملية تطبيق النوافذ.

تكتسب العلاقة (3-17) أهميتها لكونها تبين لنا تغير طيف سلسلة المعطيات (بشكل معين) بفعل عملية تطبيق النافذة. إن أبسط النوافذ هي المستطيلة والمبينة بالشكل (3-12) وتعطى بالعلاقة :



الشكل (3-12): تابع النافذة المستطيلة في مستوي الزمن ومستوي التردد

$$\begin{aligned} w(n) &= 1 \text{ for } 0 \leq n \leq N-1 \\ &= 0 \text{ otherwise} \end{aligned} \quad (18-3)$$

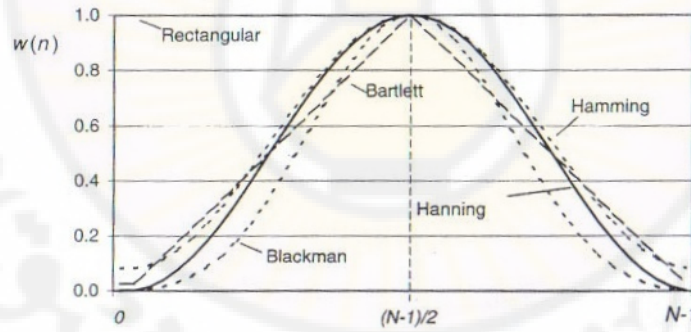
أما تحويل فورييه المقطع DFT لها فهو :

$$W(\omega) = F[w(n)] = \frac{\sin\left(\frac{\omega N}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\omega}{2}\right)} \quad (19-3)$$

يعتمد عرض الفص الأساسي وكل من الفصوص الجانبية على قيمة N حيث يزداد مع انخفاضها . بالإضافة إلى ذلك فإن الطاقة الموجودة في كل فص جانبي تعتمد على نوع تابع النافذة . لذلك فإن هناك عدداً مناسباً من هذه النوافذ يبينها الجدول (4-3) وكذلك الشكل (13-3) .

الجدول (4-3): خصائص بعض توابع النوافذ الشهيرة

Window	Function	Side Lobe Energy (dB)
Rectangular	$w(n) = 1$ for $0 \leq n \leq N-1$	-13
Bartlett	$w(n) = \frac{2n}{N-1}$ for $0 \leq n \leq \frac{N-1}{2}$ $= 2 - \frac{2n}{N-1}$ for $\frac{N-1}{2} \leq n \leq N-1$	-25
Hanning	$w(n) = \frac{1}{2} \left[1 - \cos\left(\frac{2\pi n}{N-1}\right) \right]$	-31
Hamming	$w(n) = 0.54 - 0.46 \cos\left(\frac{2\pi n}{N-1}\right)$	-41
Blackman	$w(n) = 0.42 - 0.5 \cos\left(\frac{2\pi n}{N-1}\right) + 0.08 \cos\left(\frac{4\pi n}{N-1}\right)$	-74



الشكل (3-13): بعض توابيع النوافذ الشهيرة

6-3-3 عملية الكشف :

تعد عملية كشف واسترجاع المعطيات الجزء الأهم في معالجة الإشارة المستقبلية. وتتبع صعوبتها وتحدياتها في أنظمة الاتصال اللاسلكي من تراكب

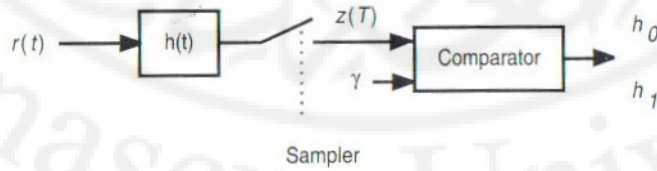
الضجيج وآثار الانتثار المرافقة لكل وصلة لاسلكية. ولمكافحة هذه الآثار يتم تصميم المرسل والمستقبل بشكل مكمل لبعضهما البعض. يبين الشكل (3-14) مستقبلاً ذا مرشح توافقي بسيط يتألف من مرشح خطي $h(t)$ وأخذ عينات ومقارن عتبة. نرسم للإشارة المرسلية $s(t)$ وهي رقمية تأخذ القيمتين المحتملتين $s_0(t)$ و $s_n(t)$. أما الإشارات المستقبلية فهي $r(t)$ وتعطى بالعلاقة:

$$r(t) = c(t) * s(t) + n(t) \quad (20-3)$$

حيث $c(t)$ الاستجابة النبضية للقناة $n(t)$ ضجيج غوسي أبيض التوزيع. يعمل المرشح الخطي $h(t)$ على إعادة تشكيل الإشارة المستقبلية بتعظيم قدرتها عند لحظة أخذ القرار وبالتالي فهو يحسن نسبة الإشارة للضجيج الكلية SNR. يعطي أخذ العينات إشارة ذات قيمة وحيدة عند كل لحظة $t=T$ وفق العلاقة:

$$z(t) = a_i(T) + n(T) \quad (21-3)$$

حيث $a_i(T)$ قيمة مكونة لإشارة بالخرج وهي نظرياً إما a_0 أو a_1 وأما $n(T)$ فيمثل قيمة مكونة الضجيج في خرج المرشح $z(t)$. يقوم المقارن باختبار قيمة $z(t)$ مع قيمة العتبة γ ، فإن كان $z(T) < \gamma$ فإن الفرضية المرجحة هي وجود h_0 أي أن $S_0(t)$ هي قيمة الإشارة المرسلية، والعكس بالعكس في حالة $z(T) > \gamma$ حيث يفترض عندها إرسال $S_1(t)$.



الشكل (3-14): مستقبل رقمي بسيط

إن المرشح $h(t)$ يعتبر خطياً ولا يتغير مع الزمن وبذلك فإن أثره على الضجيج الغوسي هو إنتاج ضجيج غوسي آخر . لذا نوصف مركبة الضجيج $n(t)$ بعملية ذات متوسط صفري أي :

$$p(n_0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{n_0^2}{2\sigma^2}\right) \quad (22-3)$$

حيث n_0 هو المتوسط (يساوي صفر في العادة) و σ^2 هي تشتت الضجيج . وعند إضافة متحول ضجيجي غوسي $z(t)$ إلى مركبة إشارة $a_i(T)$ فإن قيمة متوسط متحول الضجيج الناتج سيكون إما a_0 و a_1 . يعطى تابع كثافة الاحتمال pdf للتابع $z(T)$ عند إرسال $S_0(t)$ بالعلاقة :

$$p(z | s_0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{(z - a_0)^2}{2\sigma^2}\right) \quad (23-3)$$

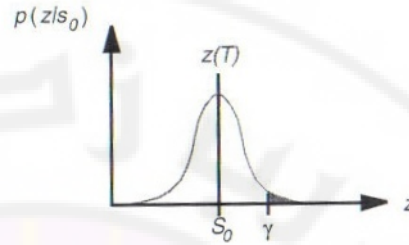
والتي تعرف باسم الاحتمال الشرطي لـ $s_0(t)$ من أجل $z(T)$. وبالمطابقة نفسها نعرف الاحتمال الشرطي لـ $s_1(t)$ من أجل $z(T)$ بالعلاقة :

$$p(z | s_1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{(z - a_1)^2}{2\sigma^2}\right) \quad (24-3)$$

على هذا الأساس يصمم المقارن الأمثلي بحيث يقلل ما أمكن من خطأ الكشف. إن هذا الخطأ ينتج عادة، في النظم الرقمية، من مصدرين أولهما: عند إرسال $s_0(t)$ وارتفاع قيمة ضجيج القناة بشكل يجعل إشارة الخرج المستقبلية $z(t)$ أكبر من γ . إن احتمال ذلك هو المساحة التي يحصرها ذنب التوزيع الغوسي لتابع كثافة الاحتمال pdf من γ إلى ∞ أي:

$$p(e | s_0) = \int_{\gamma}^{\infty} p(z | s_0) dz \quad (25-3)$$

وهو مبين بالشكل (3-15).



الشكل (3-15): تابع احتمال الخطأ لنظام رقمي

وكذلك يمكن أن نكتب بدلالة تابع الخطأ المتمم complementary error function :

$$\text{erfc}[x] = Q[x] = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right) du \quad (26-3)$$

كما ينتج أيضاً الخطأ e عندما نرسل $s_1(t)$ ولكن ضجيج القناة يجعل مطال الإشارة خرج المستقبل $z(T)$ أقل من γ واحتمال ذلك يساوي :

$$p(e | s_1) = \int_{-\infty}^{\gamma} p(z | s_1) dz \quad (27-3)$$

وعليه يكون احتمال خطأ البت p_B هو مجموع الاحتمالية السابقين أي :

$$p_B = p(e | s_1)p(s_1) + p(e | s_2)p(s_2) \quad (28-3)$$

حيث نلاحظ أن كلا من $p(e/s_0)$ و $p(e/s_1)$ يعتمدان على الـ pdf للضجيج الغوسي $n(t)$ بالطريقة نفسها تماماً . لذا نختار γ بشكل نجعل الـ pdf متساوية ومتناظرة وبالتالي :

$$p_B = p(z | s_0) = p(z | s_1) = Q\left[\frac{a_1 - a_0}{2\sigma}\right] \quad (29-3)$$

وذلك بعد أن جعلنا كلا من $p(s_0)$ و $p(s_1)$ متساويين وقيمة كل منهما $1/2$. ولعلنا نحصل على أفضل أدائية للمستقبل عندما نختار γ بشكل مناسب كما أننا نباعد بين a_0 و a_1 بشكل مناسب .

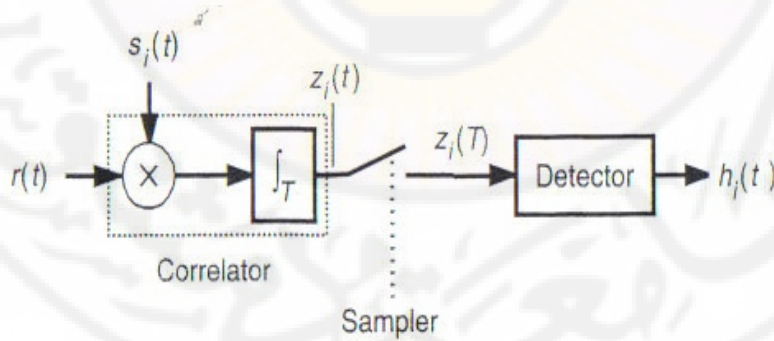
أما الشكل الآخر البديل عن المستقبل الرقمي الموصوف (وهو مطابق بالأدائية لما يدعى مستقبل المرشح المتوافق) فهو المستقبل ذو المرباط (correlator receiver) المبين بالشكل (3-16)، حيث يعمل هذا الأخير على مقارنة الإشارة المستقبلة عن طريق حساب الترباط، مع كل رمز مرسل ممكن $s_i(t)$ أي:

$$z_i(t) = \frac{1}{T} \int_0^T r(t) s_i(t) dt \quad (30-3)$$

حيث $Z_i(T)$ هو فرضية القرار بأن هذا هو الرمز i . يقوم آخذ العينات بإعطاء قيمة وحيدة عند $t=T$ تساوي :

$$z_i(T) = a_i(T) + n(T) \quad (31-3)$$

تكون متطابقة مع مستقبل المرشح المتوافق. هذا الأمر بين أن المرباط المتوافق هو في الحقيقة طريقة تركيبية synthesis لتشكيل مستقبل المرشح المتوافق . وفي النظم الرقمية فإن مستقبل المرباط يبسط إلى تابع ترباط مبني على وجود إما $s_0(t)$ أو $s_1(t)$.



الشكل (3-16): مستقبل بالترباط

أما بالنسبة لتعديل الـ BPSK فإن الرموز a_0 و a_1 توجد عند $-\sqrt{E_b}$ و $+\sqrt{E_b}$ وبالتالي فإن المسافة بين الرمزتين هي $2\sqrt{E_b}$ ويكون :

$$p_B = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) \quad (32-3)$$

حيث N_0 استطاعة الضجيج . أما من أجل تعديل الـ QPSK فإن كل رمز يمثل 2bits. وبما أن البتات المتجاورة تتباعد عن بعضها بمقدار $\sqrt{2E_s}$ و $E_s = 2E_b$ فإن المسافة بين رمزين متجاورين هي $2\sqrt{E_b}$. لذا يكون لدينا p_B هنا مساوياً تماماً لـ p_B في حالة الـ BPSK . أي أننا تمكننا من زيادة معدل البت دون التأثير على الـ SNR .

الفصل الرابع

ترميز الكلام

speech coding

- مقدمة :

تحول إشارة الكلام، ذات الطبيعة التشابهية، إلى الشكل الرقمي للاستفادة من المزايا المتوفرة في نظام الاتصالات الرقمية، ويشمل ذلك خوارزميات ال DSP الفعالة، و التبادل السهل بين المعطيات الرقمية والكلام، وتشفير الكلام وحمايته، وتصحيح أخطاء النقل عبر الأقنية المضججة بالإضافة إلى تخزين المعلومات . تدعى عملية التحويل هذه بترميز الكلام وهي شكل من أشكال ترميز المنبع Source Coding.

تسفر عملية ترميز الكلام في الحالة العادية عن معدل معطيات مرتفع، وهذا يستوجب عرض مجال أوسع من طيف الإشارة الكلامية التشابهية مما يؤثر سلباً على أدائية النظام وإنقاص فعالية الطيف، الأمر الذي يدفع باتجاه ضغط المعطيات لترميز الكلام.

تعتمد عملية ضغط المعطيات على الترميز الحاذق لإشارة الكلام واستثمار إمكانية الإنسان على تمييز الكلمات حتى ولو لفظت بأشكال ولهجات مختلفة. يستخدم ترميز ال PCM اللوغارتمي Logarithmic Pulse Code Modulation بشكل عام في ترميز الاتصالات الكلامية السلكية. أما في حالات الاتصالات اللاسلكية، فإن معظمها يستخدم أحد أشكال ترميز التنبؤ الخطي (Linear Predictive Coding- LPC).

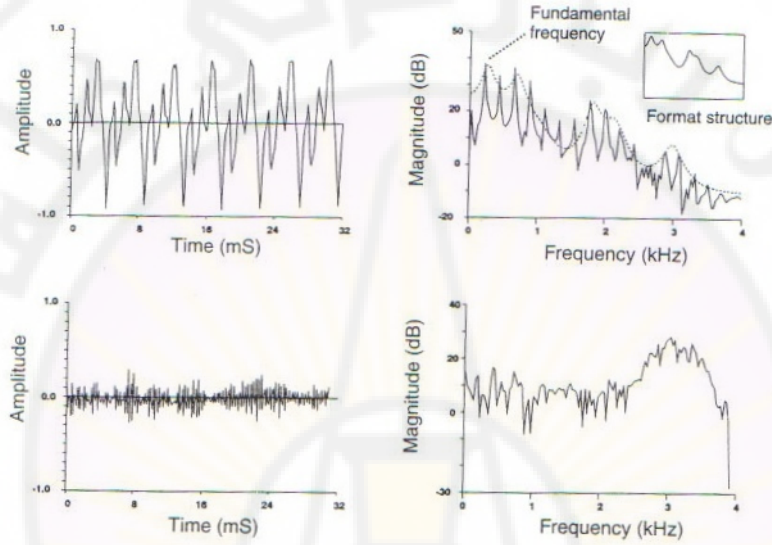
4-1 خصائص الكلام الإنساني

يتضمن الكلام الإنساني نوعين من الأصوات أحدهما يدعى الصوت المجهور (Voiced Sound) والآخر يدعى الصوت المهموس (Unvoiced Sound). تهتز الحبال الصوتية خلال الأصوات المجهورة (حالة المصوتات Vowels) بتردد معين فتنتج خرجا نبضياً مليئاً بالتوافقيات. يتم تشكيل هذه التوافقيات من خلال حركات الحلق والفم والأنف لإخراج عدد مختلف من الأصوات. أما خلال الأصوات المهموسة (الأحرف الساكنة f,s,p مثلاً) فإن الحبال الصوتية لا تهتز، وبالتالي فإن جرياناً اضطرابياً للهواء يولد أصواتاً شبيهة بالضجيج وتمر عبر الشفاه والأسنان لإحداث الأصوات المهموسة.

يعتبر الصوت الإنساني غنياً جداً بالقطع المجهورة والساكنة تتراوح أطوالها من 5 إلى 20 ميلي ثانية وهي تبدو شبه مستقرة. يبين التحليل الطيفي وجود ما يسمى البواني (Formants) وهي عبارة عن المغلف الطيفي للإشارة المحكية بعد تفاعلها ضمن الأنبوب الصوتي (الحلق، الفم، الأنف). يبين الشكل (4-1) وجود أنماط رنين تدعى بالبواني، كما يتضح وجود ثلاث بوان دون التردد 3Khz بالإضافة إلى واحدة أو اثنتين ما بين 3 و 5 كيلو هرتز. عند تحليل الكلام إلى قطع صغيرة تظهر لنا الخصائص الهامة التالية :

- كثافة احتمال pd غير منتظمة لمطال الإشارة الكلامية.
 - طيف غير مسطح.
 - ترابط ذاتي غير منعدم بين مختلف القطع الكلامية.
- من ناحية أخرى فإن الإشارة الكلامية يمكن تحديدها طيفياً دون خسارة بالمعلومات وهذا يساعد كثيراً في تحويلها لإشارة رقمية. كما أن ارتفاع قيمة

الترابط الذاتي يمكننا من إجراء تنبؤ ناجح عن عينات قادمة من الكلام انطلاقاً من العينات الحالية.



الشكل (4-1): الخصائص الترددية والزمنية لإشارة كلام أنساني

2-4 خوارزميات ترميز الكلام العامة

تتضمن خوارزمية ترميز الكلام العامة استخدام المرمز (encoder) لضغط معلومات الكلام وكذلك مفكك الترميز (decoder) الذي يعمل على تركيب الكلام. تعمل هذه الوظائف معاً على تقليل معدل البت المرسل وتقديم كلام مركب في طرف الاستقبال ذي نوعية جيدة وذلك بأقل تعقيد وتأخير ممكنين. تقع خوارزميات ترميز الكلام في عائلتين أساسيتين الأولى تسمى مرمزات شكل الموجة والثانية المرمزات الوسيطة أو الفو كودر. تركز الأولى على شكل الموجة باستخدام تكميم سلمي (Scalar) وشعاعي لاستعادة الإشارة الكلامية بأمانة.

تمتاز رموزات شكل الموجة (Waveform Coders) بمتانتها وصلاحياتها لطيف واسع من الإشارات. أما الفوكودرات فإنها تستغل خصائص الإشارة الكلامية لإنتاج أصوات مفهومة ولكنها تبتعد نسبياً عن خصائص وجودة الإشارة الكلامية الأصلية. لذلك فهي تصلح لنقل الإشارة الكلامية بمعدل معطيات منخفض كما هو الحال في الهاتف النقال مثلاً.

تبدأ كل خوارزميات ترميز الكلام بتحويل إشارة الكلام من شكلها التشابهي إلى شكلها الرقمي بعد عملية الاعتيان. بذلك تنتج عملية التكميم (Quantization) تشويهاً بسبب محدودية الحالات الرقمية المقابلة لقيم العينات. للحصول على تكميم جيد للإشارة الكلامية تتم عملية الاعتيان عند 8Khz وتكون تمييزية المبدل 13-bit.

4 2 1 رموزات شكل الموجة Waveform Coders

تستخدم هذه الرموزات في التطبيقات العادية والعامة وتعطي معدل معطيات متوسط (16-64 Kbps) بالإضافة إلى نوعية مقبولة وينتشر استخدامها في الاتصالات السلكية. يحتوي هذا المرمز على مكم (quantizer) لإنتاج دفق المعطيات بالخرج وذلك على شكل قيم ثنائية تأخذ شكل النبضات (ومنه نشق التعديل بالترميز النبضي Pulse Code Modulation-PCM). إن مرمز الـ PCM التقليدي ينتج معدل معطيات 104-Kbps لذا فإن له مجالاً عريضاً نسبياً.

لتقليل عرض المجال هذا بالإضافة إلى معدل المعطيات المسبب لذلك، نستخدم كمماً غير منتظم تكون فيه مستويات التكميم ناعمة (متقاربة) للإشارات ذات التغيير السريع بالمطال ومستويات تكميم خشنة (متباعدة) للحالة المغيرة. تتحدد مستويات التكميم هذه تبعاً لأحد تابعين شبه لوغاريتميين

يدعى أحدهما التقليل وفق قانون μ والآخر التقليل وفق قانون A .
تعطى علاقة قانون μ :

$$V_{out}(t) = \frac{\ln(1 + \mu |V_n(t)|)}{\ln(1 + \mu)} \quad (1-4)$$

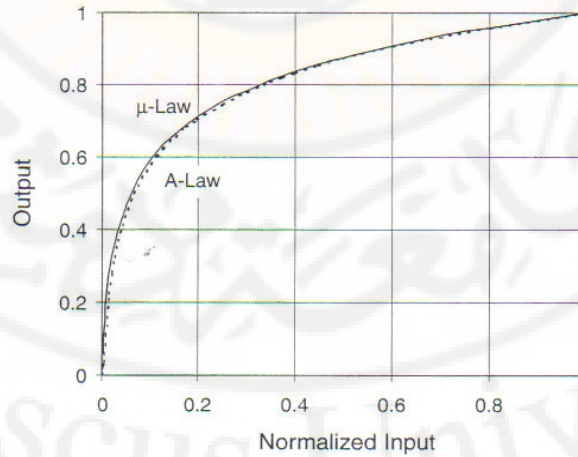
حيث $V_n(t)$ هي تابع منظوم باستخ دام $V_{in}(t)/V_{max}$ وحيث $\mu=255$.
أما قانون التقليل A فيعطي بالعلاقة:

$$V_{out}(t) = \frac{A(|V_n(t)|)}{1 + \ln(A)} \quad \text{for } 0 < |V_n(t)| < \frac{1}{A} \quad (2-4)$$

$$V_{out}(t) = \frac{1 + \ln[A|V_n(t)|]}{1 + \ln(A)} \quad \text{for } \frac{1}{A} < |V_n(t)| < 1$$

حيث $A=87.56$.

يبين الشكل (2-4) فعالية هذه التوابع من خلال ضغط إشارات ذات 13 بت إلى 8 بت فقط أي (64Kbps) وهي السرعة النظامية المستخدمة في معظم شبكات الاتصال السلكية . كما أن هناك طريقة أكثر فعالية تعرف باسم التعديل الترميز النبضي التفاضلي DPCM المبين بالشكل (3-4) الذي يستثمر بشكل أكبر الترابط الموجود بين العينات المتجاورة.



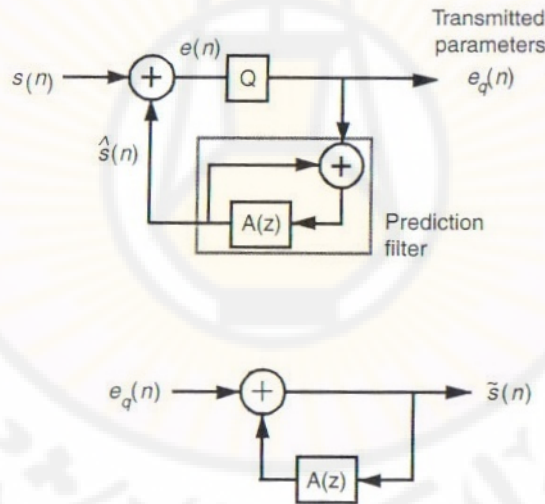
الشكل (2-4): عملية ضغط PCM - Log

يحتوي مرمز DPCM على متنبئ بالمدى القصير (Short Term Predictor) يعمل على تقدير عينة الكلام $s(n)$ فيشكل لها تقديراً $\hat{s}(n)$ استناداً إلى p عينة سابقة وفق العلاقة التالية :

$$\hat{s}(n) = a_1 s(n-1) + a_2 s(n-2) + \dots = \sum_{k=1}^p a_k s(n-k) \quad (3-4)$$

حيث $\{a_k\}$ ثوابت ثابتة. هذا يرينا أن المتنبئ هو ببساطة مرشح FIR ذو p مأخذ. ويمكننا كتابة التقدير بمستوي z بالعلاقة :

$$\hat{S}(z) = \sum_{k=1}^p a_k S(z) z^{-k} = [1 - A(z)] S(z) \quad (4-4)$$



الشكل (3-4): معدل ومفك تعديل DPCM

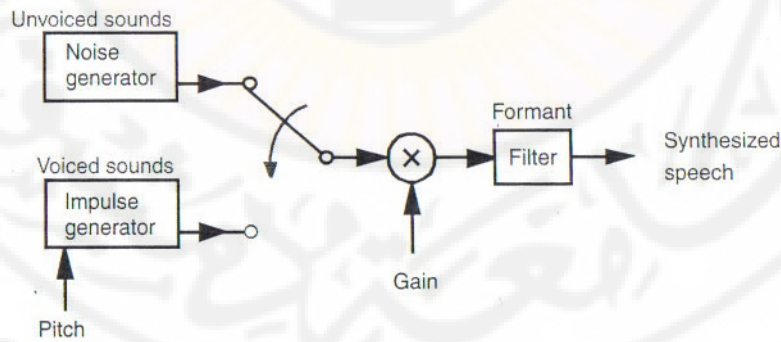
يقوم مرمز الـ DPCM بتقدير الفرق $e(n)$ بين عينة الكلام الحالية وبين التقدير $\hat{s}(n)$ أي $s(n) - \hat{s}(n)$ ثم ترمز هذه المعلومة ونرسلها إلى المستقبل حيث يقوم الأخير (مفك الترميز) بإدخال المعلومات إلى مرشح توافقي تنبؤي (Matching Prediction Filter) لإعادة تركيب الكلام .

هناك نوع آخر من التعديل DPCM يدعى بالتعديل التفاضلي حيث يسمح بتغير مقدار الخطوة (Step-Size) وثابت المتنبئ للتمكن من ملاحقة تغير الإشارة الكلامية بشكل أفضل .

4-2-2 الفوكودرات :

من المفيد في شبكات الاتصال اللاسلكي أن نضغط سلسلة المعطيات بشكل أكبر وبالتالي تحقيق استخدام أمثل للطيف اللاسلكي . وتقوم خوارزميات ترميز الكلام بواسطة الفوكودر بتحقيق ذلك اعتماداً على خصائص الكلام الإنساني ويمكن بالتالي الوصول إلى معدل ترميز معطيات يتراوح بين ال . 4Kbps و 16Kbps وذلك بدرجة مقبولة من التعقيد ونوعية الكلام.

يبين الشكل (4-4) مبدأ الفوكودر المقتبس من عملية إصدار الكلام الإنساني حيث تجري محاكاة الأصوات المجهورة (Voiced Sounds) بواسطة منبع نبضي دوري متحكم به، أما الأصوات المهموسة فتتخذ بمنبع ضجيج. تمر الإشارة بعد ذلك عبر دائرة تكبير ومن ثم إلى مرشح البواني (Formant Filter) لمحاكاة أثر الأنبوب الصوتي لدى الإنسان (Vocal Tract).



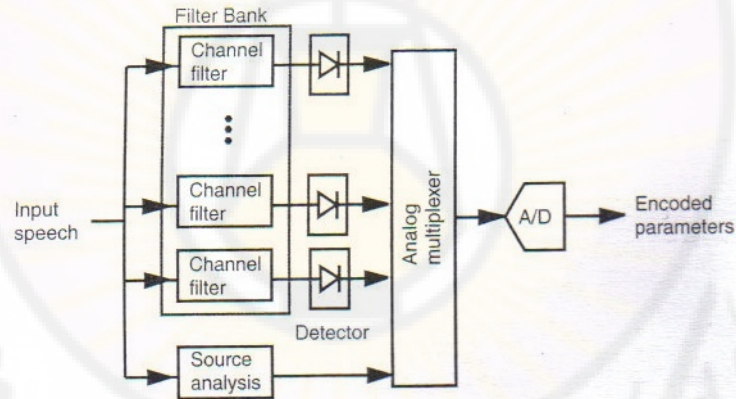
الشكل (4-4): نموذج فوكودر لتوليد كلام مركب

تستند خوارزميات الفوكودر بشكل عام إلى تقسيم الكلام إلى قطع طويلة نسبياً (تقابل الصوت المهموس) وإلى قطع أصغر تقابل الصوت المجهور ، ثم

تعالج هذه الإطارات بحيث تعطى بتات أكثر للإشارات الأسرع تغيراً والعكس وبالعكس.

1-2-2-4 الفوكودر القنالي

يبين الشكل (4-5) الفوكودر القنالي الذي يعتبر أقدم أنواع الفوكودرات وهو ببساطة مرشح تحليل طيفي يعمل في مستوى التردد، حيث يجرى مستوى الطيف السمعي (3Khz) إلى عدد من الاقنية (BPF) يتراوح من 16 إلى 19 مرشحاً مع ارتفاع لعرض المجال كلما ازداد تردد عمل المرشح (BPF). أما رمز القناة فيقوم بأخذ عينات من كل قناة كل 10 إلى 30 ميلي ثانية.



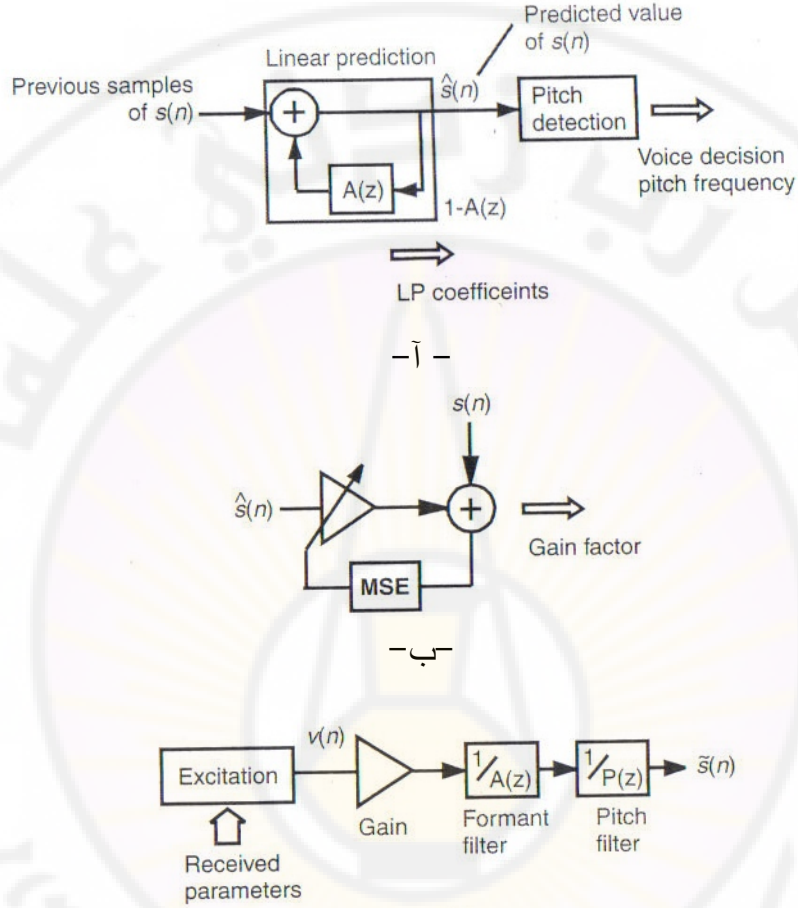
الشكل(4-5): المخطط الصندوقي لفوكودر قناتي

يحلل هذا الفوكودر البنية الدقيقة لإطار الكلام فيقرر على ضوء ذلك خصائص مصدر التهيج بما في ذلك معامل الريح وثنائية المجهور /المهموس (Voiced/Unvoiced -V/UV) بالإضافة إلى التردد الأساسي للمجهور (Pitch Frequency). ويختص معامل الريح بمعايرة مستوى الكلام المرمز الناتج بما يتوافق مع سوية القدرة الإجمالية لإشارة الدخل. بينما يحدد قرار

الثنائي (Voiced/Unvoiced - V/UV) طبيعة مصدر التهيج المطلوب في لحظة ما . فإن كانت نتيجة تحليل إطار الصوت شبيهاً بالضجيج وذا طاقة منخفضة وتقاطعات كثيرة مع مستوى الصفر للإشارة اعتبر هذا الصوت بأنه مهموس (UV) والعكس بالعكس في حالة المجهور (V). في هذه الحالة يتم قياس التردد الأساسي (Pitch Frequency) من خلال حساب وقياس الترابط الذاتي أيضاً. ثم يتم تقليد هذا الصوت من خلال منبع التهيج النبضي الدوري . يقوم المرمز في هذا الفوكودر بإرسال معطياته الرقمية ذات معدل البت المنخفض بحيث تعبر عن التهيج الصوتي والمغلف الطيفي لإشارة الكلام الداخلة إليه. بينما يعمل مفكك الترميز له (Decoder) في الطرف المستقبل، باستخدام هذه المعطيات، على إعادة تركيب الإشارة الكلامية بشكل اصطناعي.

4 2 2 2 مرمز التنبؤ الخطي Linear Predictive Coder

يسمى هذا الفوكودر اختصاراً بال LPC وهو يعمل في مستوي الزمن الأمر الذي يعطيه تحسينات عن سابقه تتمثل في استبدال المرشحات القنوات المتعددة بمرشح أكثر تطوراً وكما هو مبين بالشكل (4-6). يستخرج هذا المرشح المحددات المذكورة سابقاً وهي المغلف الطيفي والتردد الأساسي ومستوى الطاقة (لكل إطار زمني محدد) ثم يرّمز هذه المحددات ويرسلها إلى المستقبل حيث يقوم هذا الأخير بإعادة تركيب الإشارة الكلامية . يعد عمل ال LPC مرهقاً جداً بسبب ضخامة العبء الحسابي الناتج إلا أن معالجات ال DSP قد مكنت من تحقيق هذا الفوكودر بشكل مناسب.



الشكل (4-6): فوكودر LPC:

تقرير مغلف الطيف والتردد الأساسي (أ)، تحليل معامل الريح (ب)، مفكك الترميز
تتم عملية تركيب الكلام (Speech Synthesis) في المستقبل انطلاقاً من
النموذج المبين بالشكل (4-4) وفق العلاقة:

$$S(z) = V(z) \frac{G}{A(z)} \quad (5-4)$$

حيث $s(z)$ إشارة الكلام المركبة و $V(z)$ يمثل التهيج و G معامل
التكبير و $1/A(z)$ يدعى بمرشح التركيب. ويمكن إعادة كتابة هذه العلاقة
بالشكل:

$$S(z) = [1 - A(z)]S(z) + GV(z) \quad (6-4)$$

ثم تنتقل إلى مستوي الزمن.

نلاحظ بأن الحد الأول من هذه العلاقة يشكل مرشحاً خطياً من نوع كله أقطاب (All-Pole Linear Filter) وهو الذي يشكل الملف الطيفي للإشارة الكلامية.

يتم تقدير معاملات مرشح التركيب باستخدام التنبؤ الخطي (Linear Prediction). استناداً لهذا المبدأ ويكون تقدير العينة الحالية مساوياً للمجموع الخطي لـ p عينة سابقة (يتراوح بين 8 و 16 عينة) وتكتب كالتالي :

$$\hat{s}(n) = \sum_{k=1}^p a_k s(n-k) \quad (8-4)$$

حيث $\{\alpha_k\}$ ثوابت المرشح المتكيف أو ما يدعى بالتقدير (التخمين). ولكن لسوء الحظ لا يمثل هذا المرشح الأنبوب الصوتي للإنسان بشكل جيد وبالتالي ينتج عنه ما يسمى راسب التنبؤ (Prediction Residual) هو :

$$e(n) = s(n) - \hat{s}(n) = s(n) - \sum_{k=1}^p a_k s(n-k) \quad (9-4)$$

من المهم ملاحظة أن راسب التنبؤ هذا هو ببساطة مصدر التهيج $Gv(n)$ عندما يكون $a_k = \alpha_k$.

تحدد معاملات المرشح عن طريق تقليل راسب التنبؤ وذلك باستخدام الطاقة المتوسطة E في إشارة الخطأ والمعطاة :

$$E = \sum_{n=1}^N e^2(n) = \sum_{n=1}^N \left[s(n) - \sum_{k=1}^p a_k s(n-k) \right]^2 \quad (10-4)$$

حيث نختار N كحل وسط (Compromise) نراعي فيه الدقة المطلوبة وخصائص الترابط الذاتي المقدرة .

للحصول على معاملات المرشح نشتق العلاقة (4-10) بالنسبة لثوابت المرشح α_m ونعدم المشتق فنحصل على :

$$\frac{\partial E}{\partial \alpha_m} = \sum_{k=0}^p C_{mk} \alpha_k = 0 \quad (11-4)$$

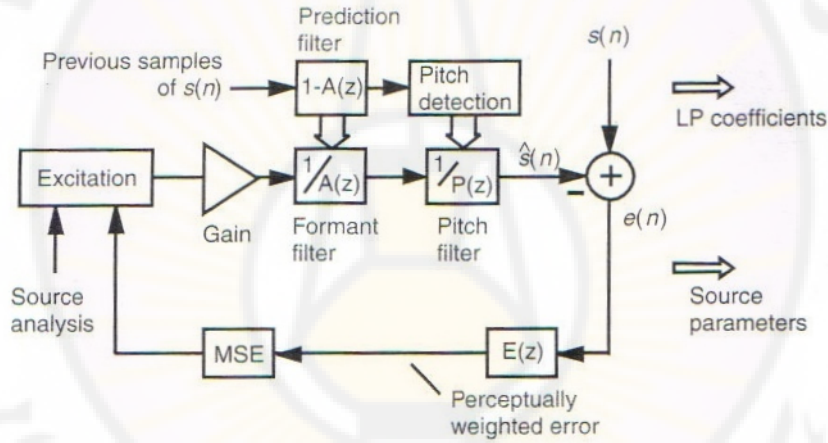
حيث (C_{mk}) تصف الترابط بين العينات $s(n-m)$ وعينات أخرى موزنة $\alpha_k s(n-k)$. تدعى المعادلات الخطية لمتنبئ الثوابت بالمعادلات النظامية أو معادلات (Yule-Walker) وتحل بواسطة خوارزمية Levinson-Durban. يمكن القول بأنه في الحالة المثالية فإن مرشح التنبؤ يعمل كمزيل للترابط قصير الأجل (Short-term Decorrelator) وينتج راسب خطأ (Error Residual) ذو طيف استطاعة مسطح.

لقد ذكرنا سابقاً أن مرشح التركيب للكلام يتحدد بالتابع $1/A(z)$ ، بالتالي فإن خطأ ما يحدث لأي ثابت من ثوابت المرشح سوف يؤثر بشكل كبير على كل المحتوى الطيفي الناتج مما يسبب تدهور نوعية الكلام المركب بشكل سيء. ويتحقق علاج ذلك بتحويل ثوابت توفيق المرشح $\{\alpha_k\}$ إلى أصفار في مستوي z ، وبالتالي فإن كل زوج من الأصفار يوصف تردد رنين يرتبط به عرض مجال معين. تدعى أصفار تحويل z هذه بترددات طيف الخط (Line Spectrum Frequencies) حيث تجمع لتشكيل ما يسمى أزواج طيف الخط (LSPs). وعليه فإن الواقع العملي يبين أن محددات الـ LSP هي أكثر فعالية ضد الأخطاء لذا فهي تكتم وترسل من المرمز بدلاً من إرسال معاملات المرشح ذاتها.

نلاحظ أن فوكودر الـ LPC التقليدي يستخدم مبدأ التحليل ثم التركيب في عمله دون وجود تغذية راجعة، فهو يرسل محددات عن راسب التنبؤ أو إشارة الخطأ كي تعمل على تهيج مرشح التركيب بشكل محدد في المستقبل. لكن

الحصول على نوعية أفضل للكلام المركب يستدعي استخدام حلقات تغذية خلفية تحسن من أداء هذا الفوكودر بشكل عام .
 في هذا النوع الأخير من الفوكودرات - والتي تستخدم حلقة تغذية خلفية - يقوم رمز التنبؤ الخطي بتقليص الفرق بين الإشارة المركبة $\tilde{s}(n)$ وبين إشارة الدخل $s(n)$ إلى الصفر. يسمى هذا بالفوكودر الذي يستخدم التركيب للتحليل بهدف أمثلة مصدر التهيج كما هو مبين بالشكل (4-7) ووفق العلاقة:

$$e(n) = s(n) - \tilde{s}(n) \quad (12-4)$$



الشكل (4-7): فوكودر LPC يحل بواسطة التركيب

كما يحتوي على خوارزمية تساعد في انتقاء أفضل مصدر تهيج . أما اختيار معيار تصغير الخطأ (Error Minimization) فهو أمر حرج ويستند في العادة إلى خطأ التربيع المتوسط (Mean Square Error-MSE) بين سلسلة الدخل وسلسلة التركيب وفق ما يلي :

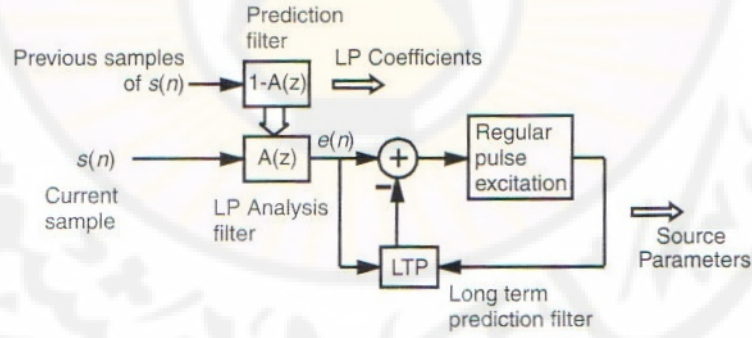
$$E = \sum_n e^2(n) = \sum_n \left[s(n) - \sum_{k=1}^p \alpha_k s(n-k) \right]^2 \quad (13-4)$$

كما أن هناك طرقاً أخرى لتصغير الخطأ تستند إلى الترابط الذاتي مثلاً وإلى
توابع التشتت الذاتي .

إن المعايير المباشرة لمعالجة الخطأ ، مثل معيار MSE ، لا تأخذ بالاعتبار
نوعية الإحساس بالكلام المرقمن، لذا يضاف مرشح توزيع لصياغة طيف
الخطأ (Error Spectrum) وتركيز القدرة عند ترددات البواني، الأمر الذي
يكسر تقليل الخطأ عند هذه الترددات. يتم نمذجة هذه المرشح عملياً بشكل
يتلاءم مع استجابة الأذن البشرية .

3-2-2-4 خوارزمية : RPE-LTP

من المعروف أن خوارزمية ال RPE-LTP لترميز الكلام تستخدم في نظام ال
GSM وهي مأخوذة من عبارة التهيج النبضي المنتظم - باستخدام المتنبئ
طويل الأمد (Regular Pulse Excitation-Long Term Prediction-RPE-
LTP) كما في الشكل (8-4).



الشكل (8-4): المخطط الصندوقي لرمز ال RPE-LTP المستخدم بنظم ال GSM

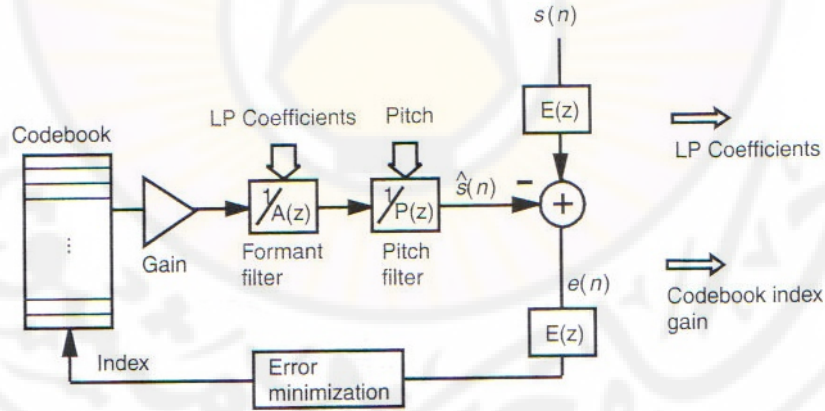
تتص هذه الخوارزمية على استخدام مرشح تنبؤ خطي مع إضافة منبع متطور
للهيج متعدد النبضات. فهي تمزج منبع الصوت بآلية ال RPE وتحلل التردد
الأساسي (Pitch Frequency) عن طريق ال LPT . يستخدم هذا الأخير
مرشح توافق وحيد المأخذ (Single tap Adaptive Filter) لتخمين التردد

الأساسي لراسب التنبؤ الخطي $s(n) - \hat{s}(n)$. أخيراً تزودنا هذه الخوارزمية ترميزاً للكلام بمعدل معطيات 13Kbps بنوعية متوسطة الجودة.

4-2-2-4 خوارزميات الـ LPC المهيجة بالكود:

Code Excited LPC Algorithm

تنص هذه الطريقة في التهيج على استخدام منبع يعتمد ما يسمى كتاب الرموز (code Book) أو لائحة بأشكال موجات التهيج كما هو موضح بالشكل (9-4). يستخدم هذا الكتاب المذكور لتخزين إشارات تهيج غوصية وبيضاء وصفيرية المتوسط حيث تستخدم لكل من المرمز ومفكك الترميز. وعند كل قطعة كلامية يتم البحث داخل الكتاب عن أفضل شكل - من الناحية السمعية (Best Perceptual Match) وبعد ذلك يجري إرسال رقم / دليل هذا الكود المختار مما يجعل عملية الترميز هذه معقدة للغاية وكذلك بنية المرمز المستخدم .



الشكل (9-4): مخطط صندوقي لفوكودر CELP

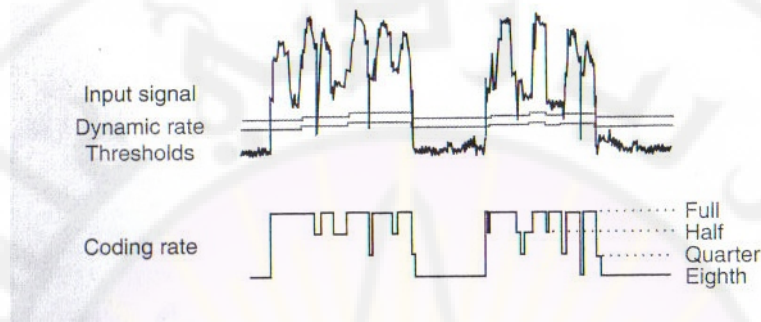
استخدمت خوارزمية التهيج بالجمع الشعاعي للتنبؤ الخطي (Vector Summed Excitation Linear Predictor- VSELP) من قبل عدد من نظم الاتصال النقالة (أنظمة شركة NADC). وبصرف النظر عن تعقيد هذه

الخوارزمية فإن ناتج ال VSELP هو ترميز للإشارة الكلامية بمعدل معطيات 8Kbps ونوعية للكلام المستقبل هي أفضل بقليل مما تعطيه خوارزمية RPE-LTP .

تستخدم خوارزمية ال QCELP خصيصاً لنظم الهاتف النقال CDMA IS-95 وتحتوي على أربع معدلات ترميز مع بنية قابلة للتعديل لتحقيق معدل متغير لترميز الكلام حيث تمكننا هذه المعدلات الأربعة لترميز الكلام (Variable Rate Speech Coders) من تخفيض الاستطاعة الوسطى المرسله الوسطى المرسله وهذا يخفض بدوره تداخل الشبكة (Network Interferences). وتقوم هذه الخوارزمية بتقرير معدل الترميز (كامل، نصف، ربع، ثمن) من خلال مقارنة القدرة في كل قطعة كلامية (20 ميلي ثانية) مع مستويات ثلاثة للقدرة.

أما بنية كتاب الرموز - المؤلف من مصفوفة (128x128) - فهي دائرية مما يسمح بتخزينه على شكل شعاع بطول 128 عينة وبالتالي تقلل من حجم الذاكرة المطلوبة بالإضافة إلى تسريع وتسهيل معالجة الإشارة المطلوبة. يتم تقرير معدل المعطيات للرمز على خطوتين . إذ يتخذ أولاً اتخاذ القرار بالمجهور / المهموس للقطعة الكلامية المعالجة . على ضوء ذلك يعطي للأصوات المجهورة المعدل الكامل أو النصف بينما يعطي للمهموس معدل الثمن فقط . أما في الخطوة الثانية فتدرس الأصوات المجهورة بشكل أدق وتعطى المعدلات الكاملة أو النصف أو الربع بينما تستخدم العينات الديناميكية لتأخذ بالاعتبار تغيرات الضجيج الموجودة وهو ما يبينه الشكل (4-10). لتحقيق معدل معطيات متغير يجري تقليص حجم كتاب الرموز وكذلك رمز التنبؤ الخطي حيث يستخدم كل كتاب الرموز عند تقرير معدل معطيات كامل

أو نصف بينما يستخدم مولد شعاع شبه عشوائي عند تقرير معدل معطيات يساوي الربع أو الثمن .



الشكل (4-10): اعتماد معدل المعطيات على التغيرات الديناميكية لموجة الكلام
يخصص رمز ال QCELP عدداً من البتات لكل قطعة كلامية (إطار يطول 20 ميلي ثانية) كما هو مبين بالشكل (4-11).

Full rate (264 bits)	<table><tr><td colspan="16">LP Coefficients (32)</td></tr><tr><td colspan="4">Pitch (11)</td><td colspan="4">Pitch (11)</td><td colspan="4">Pitch (11)</td><td colspan="4">Pitch (11)</td></tr><tr><td>12</td><td>12</td><td>12</td><td>11</td><td>12</td><td>12</td><td>12</td><td>11</td><td>12</td><td>12</td><td>12</td><td>11</td><td>12</td><td>12</td><td>12</td><td>11</td></tr></table>	LP Coefficients (32)																Pitch (11)				Pitch (11)				Pitch (11)				Pitch (11)				12	12	12	11	12	12	12	11	12	12	12	11	12	12	12	11	Codebook vector
LP Coefficients (32)																																																		
Pitch (11)				Pitch (11)				Pitch (11)				Pitch (11)																																						
12	12	12	11	12	12	12	11	12	12	12	11	12	12	12	11																																			
Half rate (116 bits)	<table><tr><td colspan="16">LP Coefficients (32)</td></tr><tr><td colspan="4">Pitch (11)</td><td colspan="4">Pitch (11)</td><td colspan="4">Pitch (11)</td><td colspan="4">Pitch (11)</td></tr><tr><td colspan="4">Vector (10)</td><td colspan="4">Vector (10)</td><td colspan="4">Vector (10)</td><td colspan="4">Vector (10)</td></tr></table>	LP Coefficients (32)																Pitch (11)				Pitch (11)				Pitch (11)				Pitch (11)				Vector (10)				Vector (10)				Vector (10)				Vector (10)				
LP Coefficients (32)																																																		
Pitch (11)				Pitch (11)				Pitch (11)				Pitch (11)																																						
Vector (10)				Vector (10)				Vector (10)				Vector (10)																																						
Quarter rate (48 bits)	<table><tr><td colspan="16">LP Coefficients (32)</td></tr><tr><td colspan="16">Pitch (0)</td></tr><tr><td colspan="4">Vector (4)</td><td colspan="4">Vector (4)</td><td colspan="4">Vector (4)</td><td colspan="4">Vector (4)</td></tr></table>	LP Coefficients (32)																Pitch (0)																Vector (4)				Vector (4)				Vector (4)				Vector (4)				
LP Coefficients (32)																																																		
Pitch (0)																																																		
Vector (4)				Vector (4)				Vector (4)				Vector (4)																																						
Eighth rate (16 bits)	<table><tr><td colspan="10">LP Coefficients (10)</td></tr><tr><td colspan="10">Pitch (0)</td></tr><tr><td colspan="10">Vector (6)</td></tr></table>	LP Coefficients (10)										Pitch (0)										Vector (6)																												
LP Coefficients (10)																																																		
Pitch (0)																																																		
Vector (6)																																																		

الشكل (4-11): بنية إطار الكلام الرقمي في نظام CDMA IS-95

فعندما يكون إطار الكلام الموجود بطيء التغير يحتاج المرمز إلى عدد أقل من المحددات لتوصيف منبع التهيج والمرشح. أما عند التغيرات السريعة للكلام فيقوم المرمز بتحليل القطع الكلامية الرقمية عبر إطارات ذات طول 2.5 ميلي

ثانية. وفي الحالة العملية يتبين أن المعدل الكامل ومعدل الثمن هما الأكثر تواتراً من المعدلات الأخرى.

وهناك نوع آخر من خوارزميات الترميز تدعى خوارزمية المرمز ذو المعدل المتغير المحسن (Enhanced Variable Rate Coder). يقسم كل إطار زمني هنا إلى ثلاثة إطارات جزئية (Sub-frame) حيث يجري البحث عن معدل كامل ونصف وثمن معدل المعطيات فقط. على ضوء ذلك يتم تحديد عدد النبضات المستخدمة للتهييج من خلال مقاس كتاب الرموز المستخدم إذ يكون 35 بت للمعدل الكامل، و 10 بت للنصف، ومولد شعاع شبه عشوائي في حالة الثمن (أي أنه مماثل للـ QCELP بهذه الحالة). يلخص الجدول (4-1) خوارزميات الـ LPC المستخدمة في نظم الاتصالات اللاسلكية النقالة.

Standard	Coding Algorithm	Compressed Rate (Kbps)
GSM	RPE-LTP vocoder	13
NADC	VSELP vocoder	8
PHS	ADPCM	32
CDMA IS95	QCELP vocoder	0.8-13.3
	EVRC	0.8-8.5

الجدول (4-1): خوارزميات الضغط الشهيرة في أنظم اللاسلكي.

4-3 نوعية الكلام :

تتدهور نوعية الكلام مع عملية التكميم وينضاف إليها تأثيرات ضغط المعطيات وهي أمور لا يمكن تجنبها إلا أن فوائد الاتصالات الرقمية المعروفة تفوق بكثير ذلك التدهور المذكور. وتقيم خوارزميات ترميز الكلام على أساس تعقيد خوارزمياتها والتأخير ونوعية الكلام في المستقبل، وهي جميعاً مرتبطة مباشرة مع عرض المجال للإشارة الراديوية. يلعب تقليص تعقيد خوارزمية الترميز دوراً مهماً لما له من تخفيف العبء على معالج الـ DSP وعلى بطارية النظام.

يحتاج تنفيذ خوارزمية ال. CELP، على سبيل المثال، إلى تعقيد حساب قدره 20MIPS. أما التأخير في كل مرحلة فلا يزيد عن 50 ميلي ثانية وهي بكل الأحوال غير محسوسة عملياً. أما النوعية فتستهدف جميع خوارزميات الترميز للوصول إلى نوعية تقارب تلك المحققة بالاتصالات السلكية. تعتمد عملية تقييم نوعية الكلام الرقمي مهمة صعبة بسبب تأثير عدد من محددات إشارة الكلام بشكل كبير على نوعية الإدراك للحديث. وتصنف نوعية الكلام الرقمي ضمن أربع فئات هي: البث (Broadcast) والشبكة (Network) (Toll or والاتصالات والكلام التركيبي أو الاصطناعي (Synthetic) . تحلل نوعية الكلام بعدة طرق من بينها الطريقة الشائعة التي تقضي بقياس النسبة SNR للإشارة التركيبية وفق العلاقة :

$$SNR = 10 \log_{10} \left\{ \frac{\sum_{n=0}^{M-1} s^2(n)}{\sum_{n=0}^{M-1} [s(n) - \hat{s}(n)]^2} \right\} \quad (16-4)$$

حيث $s(n)$ إشارة الكلام الأصلية و $\hat{s}(n)$ معطيات الكلام المرمز. تعبر هذه الطريقة عن قياس على المدى الطويل نسبياً وهي تخفي التغيرات السريعة بالإشارة الكلامية وعليه فإن قياس ال. SNR لقطع صغيرة وتجميع هذه القيم يعطي ما يسمى (Segmented SNR – SEG SNR) المعطاة بالعلاقة:

$$SEGSNR = \frac{10}{L} \sum_{i=0}^{L-1} \log_{10} \left\{ \frac{\sum_{n=0}^{N-1} s^2(iN + n)}{\sum_{n=0}^{N-1} [s(iN + n) - \hat{s}(iN + n)]^2} \right\} \quad (17-4)$$

حيث N تغطي 5 ميلي ثانية . بالإضافة إلى ذلك فإن قياسات أخرى لنوعية الكلام مثل : دليل النطق (Articulation Index)، المسافة الإقليدية والمسافة اللوغاريتمية للطيف تضيف دلالات أخرى معبرة عن نوعية الكلام.

ترتكز معظم مرمزات الكلام في عملها على إدراك الكلام وفهمه في النهاية، وبالتالي يتم الحكم عليها من خلال طرق وصفية (Subjective). وهناك ثلاث طرق بهذا المعنى وهي: اختبار الـ (Diagnostic Rhym Test-DRT) واختبار (Mean Opinion Score-MOS) واختبار (Acceptability Test-DAT). أما بالنسبة لاختبار الـ DAM فيسأل المستمع المتمرن عن تمييزه لزوج من الكلمات المتشابهة باللفظ أما الـ DRT فيقدر المستمع المتمرن نوعية الكلام التركيبي من خلال استخدام مرجع ناظمي بينما يسجل في اختبار الـ MOS أداء مستمعين عاديين غير متدربين حول الكلام التركيبي الذي يسمعون. تعد الطريقة الأخيرة ذات شعبية أكبر لكونها وصفية تماماً (Subjective) ولا تحتاج إلى أي مرجع وحيث يعتمد الترتيب المبين بالجدول (2-4).

Quality	Scale	Listening Effort
Excellent	5	No effort
Good	4	No appreciable effort
Fair	3	Moderate effort
Poor	2	Considerable effort
Bad	1	Not understood

الجدول (2-4): علامات الجودة
لمتوسط سويات التقييم

يبين الجدول (3-4) تقييماً موضوعياً وصفيّاً لأهم مرمزات الكلام المعروفة حيث يتضح منها انخفاض نوعية الكلام المرمز مع انخفاض معدل المعطيات للمرمز.

Coder	Mean Opinion Score
64-Kbps PCM	4.3
13-Kbps QCELP	4.2
32-Kbps ADPCM	4.1
8-Kbps VSELP	3.7
13-Kbps RPE-LTP	3.54

الجدول (2-4): متوسط علامتا التقييم
لأكثر نظم الترميز استخداماً

الفصل الخامس

المودم الرقمي

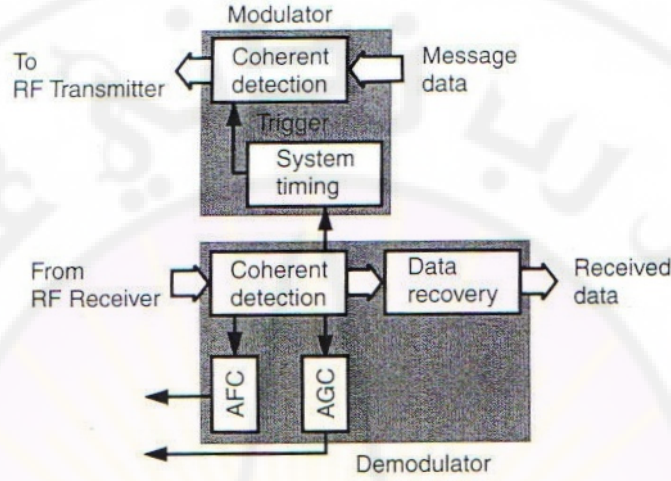
Digital modem

- مقدمة :

يتطلب الاتصال اللاسلكي الموثوق تكييفاً لإشارة الرسالة بما يمكنها من تحمل الخفوت والتداخل اللذين تتعرض لهما . ويترجم ذلك غالباً بزيادة في عرض مجال الإشارة لتحقيق تلك التحسينات في أدائية نظام الاتصال . وفي نظام الاتصال DS-CDMA تستوجب عملية نشر الطيف توسعاً مهماً في عرض مجال الإشارة ، إلا أن ذلك يمكننا أيضاً من نفاذ العديد من المستخدمين وتقاسمهم القناة الراديوية بشكل آني.

تعمل نظم الاتصالات اللاسلكية الحديثة على تكييف إشارة الرسالة في طرف الإرسال ثم تستعيد لها لدى المستقبل باستخدام خوارزميات DSP فعالة وناجعة. وتنفذ تلك الخوارزميات من قبل المعدل وكاشف التعديل اللذين يدعيان مع بعضهما بالمودم الرقمي (Digital Modem) وكما هو موضح بالشكل (5-1). يقوم المعدل بتحميل موجة الرسالة على حامل بهدف الإرسال الراديوي مستخدماً طرقاً للحماية ضد خفوت القناة وبقية التدهورات الأخرى بينما يزيد بالوقت نفسه من فعالية المجال الترددي. في المقابل يقوم المستقبل بتتبع وكشف الإشارة المرسله بعد تخميد التداخل الذي يصيبها واستخراج المعطيات التي فيها من قلب الضجيج الذي لوثها.

سنصف في الفقرات التالية بعض المسائل الهامة المتعلقة بتصميم المودم لنظام ال DS-CDMA وأهمها: التزامن، وترميز القناة بالإضافة لترشيح الإشارة في طرف المرسل ثم عمليات تحصيل الدليل pilot والحامل وال AGC ثم كشف واسترجاع المعطيات في طرف المستقبل وفي كاشف التعديل أو (Demodulator).



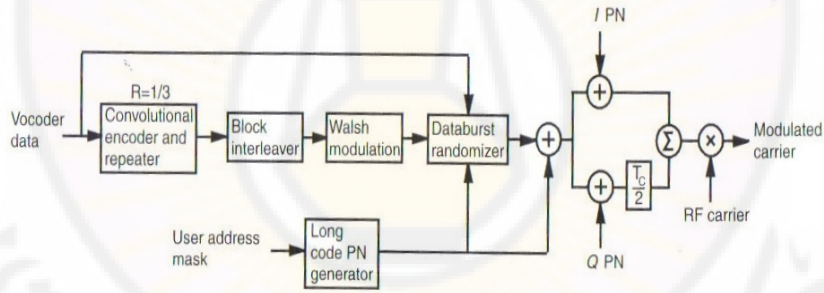
الشكل (5-1): المودم الرقمي

5-1- المعدل الرقمي Digital Modulator

يقوم المعدل الرقمي في الهاتف النقال بترميز معطيات الرسالة تحضيراً لنقلها على قناة الوصلة العكسية وبالتالي كشفها في المحطة القاعدية. وفي نظام الـ DS-CDMA تعاني الوصلة العكسية من مشكلتين أحدهما أن الهاتف النقال لا يرسل ميقانية معدل الجذاذة (Chip-rate timing) مما يوجب على مستقبل المحطة القاعدية استرجاع المرجعية في الطور. إن مثل هذه الطريقة في الكشف تنقص الأداء بما يساوي 3db مقارنة مع طرق الكشف المتسق على أفضية الـ AWGN. أما المشكلة الثانية فهي أن على المحطة القاعدية أن تستقبل إشارات الهواتف النقال الموزعة بشكل عشوائي ضمن خلية الاتصال فضلاً عن أنها تكون متحركة في غالب الأحيان مما يجعل عملية التزامن للإشارة المستقبلية أكثر صعوبة (وهو أمر ضروري للنشر المتعامد) وكذلك

التحكم الدقيق بمستويات الاستطاعة (وهو أمر هام لتعظيم سعة الشبكة من المستخدمين) .

يقوم المعدل الرقمي المبين بالشكل (5-2) بتكييف الإشارة بحيث يتمكن من تحسين عملية الكشف من خلال تحقيق تزامن ميقائية خشن وكذلك تحكم سريع بالاستطاعة. ويتحقق ذلك بواسطة استخدام صيغ وتعديل المعطيات بالشكل الذي ينص عليه المعيار CDMA IS-95 .



الشكل (5-2): المخطط الصندوقي لمعدل رقمي في نظام CDMA IS-95

5-1-1 التزامن Synchronization :

يقوم المعدل الرقمي، في الحالة المثالية، بمزامنة إطارات الوصلة العكسية بواسطة سلاسل الـ PN وكذلك من خلال الفواصل الزمنية للإطارات المشكلة في المحطة القاعدية. لكن الواقع العملي يجعل تحقيق ذلك شبه مستحيل بسبب آثار الانتشار الراديوي الضارة مما يستوجب البحث عن حل بديل . إن هذا

البديل يستوجب مراصفة المعطيات المرسلّة Alignment of the transmitted (data) مع الإشارة المستقبلّة عند الهاتف النقال . يتسبب ذلك بانزياح التزامن بسبب هذه الحلقة من التأخير من المحطة القاعدية إلى الهاتف النقال ثم العودة، لكن هذا الانزياح يمكن قبوله.

تعمل حلقة الملاحقة الزمنية الموضحة بالشكل (3-5) على إبقاء تزامن النظام . فهي تقوم بمراصفة البدء (start) لكل إطار مرسل ثم تستخدم وظيفة الميقاتية في النظام لكشف بداية كل إطار مستقبل وتعمل على إزاحة إشارة القدح (t_{Tr}) بمقدار يساوي تماماً تأخير المعالجة للمودم الرقمي أي :

$$t_{Tr} = t_{Rx} + nT - (\tau_{De\ mod} + \tau_{Mod}) \quad (1-5)$$

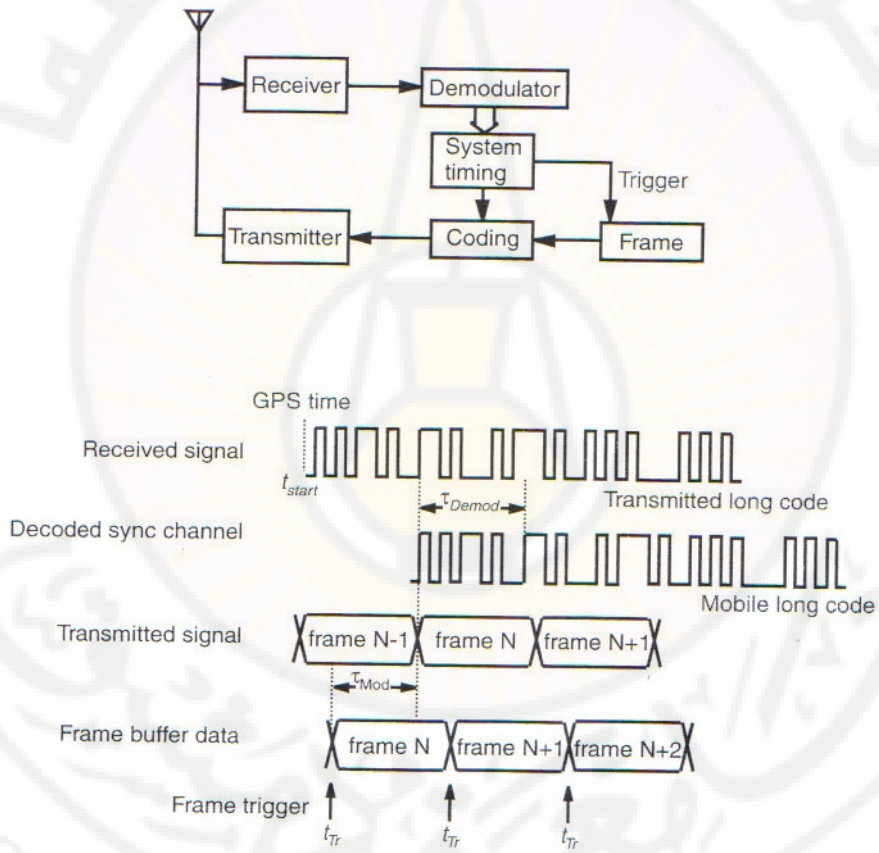
حيث t_{RX} زمن البدء لأي إطار مستقبل و n رقم صحيح و T تمثل الطول الزمني لإطار المعطيات ويساوي عادة 20 ms، أما τ_{Demod} فهي زمن تأخر الكاشف و τ_{Mod} زمن تأخر المعدل . ونلاحظ اهمال زمن التأخير على نظام الـ Rf .

لقد تم تبسيط عملية التزامن بسبب ثبات الفواصل الزمنية بالإطار وكذلك اعتماد كامل شبكة الـ IS-95 CDMA على زمن مرجعي من الـ GPS . ويتحقق إيصال هذا الزمن المرجعي عبر سلسلة طويلة من الكود PN وقناة التزامن للوصلة الأمامية .

2-1-5 ترميز القناة channel coding :

تكمن الميزة الهامة للاتصالات الرقمية في قدرتها على حماية المعطيات ضد إساءات القناة (channel impairments) وتحقق تلك الحماية بواسطة ترميز

القناة. وفي تحليل ذلك نتذكر أن عملية الترميز في الأساس تضيف تكراراً redundancy بالمعطيات للمساعدة على كشف الأخطاء بالإضافة إلى تقديم الحلول لإصلاح المعطيات الخاطئة . ويختلف ترميز القناة عن ترميز المنبع حيث يحاول الأخير انقاص كمية المعطيات المعبرة عن الإشارة فقط . كما أن بناء مرمز القناة يتحقق في قلب المعدل الرقمي .

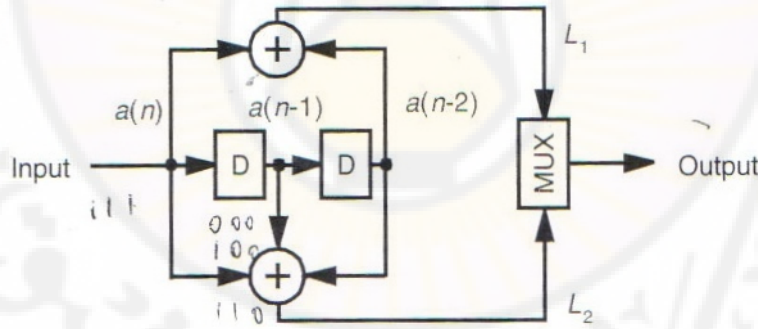


الشكل (3-5): حلقة الملاحقة الزمنية بنظام التزامن والمخطط الزمني
يستقبل حاوي الإطار (Frame Buffer) في المعدل حزمة من المعطيات قبل
إشارة الإقلاع . وتكون هذه الحزمة من المعطيات مرمزة عبر مرمز التفاضلي

(Convolutional Encoder)، وهو عبارة عن مرشح خطي رقمي يعمل على إدخال قدر من التكرارية لسلسلة المعطيات الأساسية الأمر الذي يمنحها درجة من الحماية الأمامية ضد الأخطاء الناجمة عن الضجيج المضاف في القناة .
يبيّن الشكل (4-5) مرمزاً التفاضلي بسيطاً يتألف من عنصري ذاكرة وجامعين بالإضافة إلى ضارب يعمل بضعف سرعة المعطيات الأساسية . يعطى خرج المرمز بالعلاقة :

$$L_1 = a(n) + a(n-2) ; a(n) + a(n-1) + a(n-2) = L_2 \quad (2-5)$$

حيث a سلسلة الدخل. أما الناخب (MUX) فيعمل على انتخاب L_1 أو L_2 بشكل متناوب عند السرعة الطبيعية للساعة مولداً بذلك خرجين ممكنين لكل دخل وبذلك فهو يضاعف معدل المعطيات .

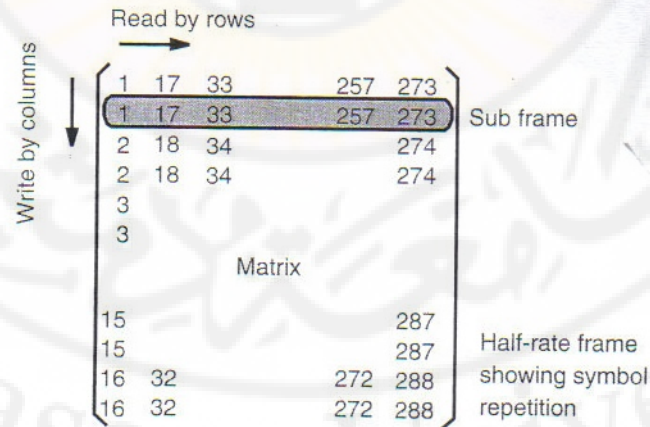


الشكل (4-5): مرمز التفاضلي بطول 3 ومعدل 1/2

يتصف المرمز الالتفافي بطوله المقيد constraint length ومعدل الترميز code rate-r. إذ يشير الطول المقيد k إلى الفاصل span بين سلسلة الدخل المعالجة بالرمز وهو يساوي عدد عناصر الذاكرة الموجودة بالرمز مضافاً إليها المقدار 1. أما معدل الترميز (r) فيصف العلاقة بين بتات الدخل وبتات

الخرج . إن الترميز الالتفافي في هذا المثال البسيط هو ($k = 3$ و $r = 1/2$) بينما يوصف الترميز الالتفافي المستخدم حقيقة في معدل الوصلة العكسية بالهاتف النقال العامل بالنمط CDMA IS-95 بما يلي : $k = 9$ و $r = 1/3$.

تكرر المعلومات المرمزة بقدر ما نحتاج ثم تكتب على شكل أعمدة في المصفوفة ذات 18 عموداً و 32 سطراً المبينة بالشكل (5-5). وتترك المعلومات إلى حين بداية عملية التخالل (interleaving) حيث نقرأ المعطيات على شكل أسطر مما يسمح بإزاحة ترتيب المعطيات الأساسية . إن عملية التخالل تحسن من خصائص النظام في حالة وجود أفضية لاسلكية تتغير بسرعة وذلك بسبب ما يدخل من تنوع في المعطيات (time diversity) بهذه العملية ، ولكننا نحصل على مفعول معاكس عندما تكون الأفضية اللاسلكية المستخدمة بطيئة التغيير . وفي الحالة العملية فإن الفاصل الزمني المحدد لعملية التخالل هو 20 ms - أي طول الإطار - لأن تأخيراً يزيد عن ذلك يؤثر على جودة الكلام .



الشكل (5-5): عمل المخاليل على سلسلة المعطيات

تنتج البنية المبينة والثابتة لمصفوفة التخاليل اطاراً جزئية (sub-frames) تعرف باسم مجموعات التحكم بالاستطاعة power control groups ، بحيث يكون طولها 1.25 ms وتكرر مع معدلات معطيات أقل من المعدل الكلي. أي أن هناك ثمانية قطع من الإطار sub-frames يكرر كل منها مرتين عند العمل على نصف المعدل. أما عند العمل بربع المعدل فإن هناك أربع قطع إطار تكرر أربع مرات وهكذا الحال عند العمل على ثمن المعدل حيث يكون هناك قطع إطار تكرر كل منها ثماني مرات.

أما خرج المخاليل (Interleaver) فإنه يعدل باستخدام توابع والش . وتقوم هذه التوابع بانتقاء ستة رموز بآن واحد وتقاطعها مع أحد كودات والش الـ 64 المعطاة بمصفوفة هادامارد Hadamard . ولا تستخدم هذه العملية للنشر المتعامد بل يشار لها عادة بتعديل الـ 64 (64-ary modulation) أو بشكل مخصص "تعديل والش" .

بعد الانتهاء من تعديل المعطيات بواسطة معدل والش نقوم بإجراء بعثرة على تلك المعطيات (scrambling) قبل إدخالها إلى دائرة نشر الطيف

(spreading) بواسطة الكود المظمس الطويل للـ ESN (Electronic

serial number). يتألف هذا الكود الطويل من سلسلة PN تتألف من 2^{42}

جداذة تكرر كل 41 يوم . تقوم هذه السلسلة بمتابعة وقت الشبكة كما تعطي

إشارة لمزامنة الهاتف النقال . ويتم توليد هذا الكود الطويل (Masked-ESN

long code) بواسطة الهاتف الجوال ثم يزاح عن سلسلة الـ PN للشبكة بواسطة

الرقم الإلكتروني التسلسلي ESN للمستخدم. وبهذه الحالة فإنها تعطينا عدداً

كبيراً من الكودات الممكنة لاستخدامها لتعدد النفاذ على الوصلة العكسية ولبعثة المعطيات من أجل زيادة الحماية والسرية للمعطيات . يقوم الموزع العشوائي (randomizer) بتخفيض الاستطاعة الإجمالية الوسطى للمرسل وذلك بمنع إرسال مجموعات التحكم بالاستطاعة المكررة التي تم توليدها بواسطة مكرر الرموز (عند معدل ترميز للفوكودريساوي النصف أو الربع أو الثمن). ويستخدم الموزع العشوائي خوارزمية تعتمد على الكود الطويل للعمل على طمس حلقات التحكم بالاستطاعة المكررة المذكورة بشكل شبه عشوائي. الفائدة المتحصلة من ذلك هي إنقاص التداخل وزيادة سعة النظام وتحسين طاقة البت بالنسبة لكمية الضجيج فيه أي :

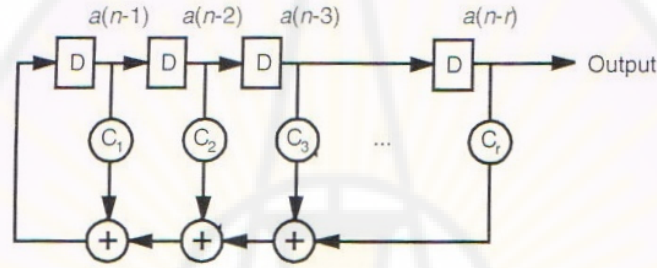
$$\frac{E_b}{N_0} \approx \frac{\frac{W}{R}}{v(1+f)k} \quad (3-5)$$

حيث v معدل النشاط الكلامي، f معامل يعبر عن التداخل الناجم عن بقية الخلايا بالشبكة و k عدد المستخدمين.

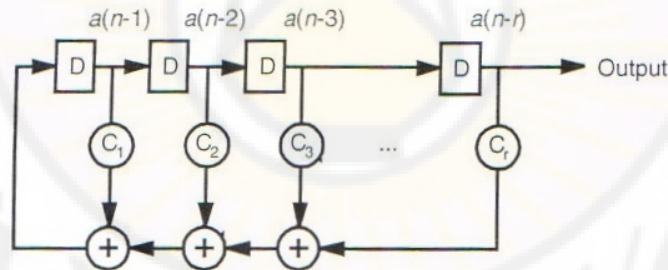
وينسب للموزع العشوائي أيضاً مساهمته في إطالة عمر بطارية الهاتف النقال بسبب إيقاف المرسل في فترات طمس المعطيات . تجزأ المعطيات بعد هذه المرحلة إلى مسارين هما I و Q حيث تغطي بالكودات PN القصيرة التي تتألف من سلاسل من الجذاذات المختلفة بطول 2^{15} وتكون على خطى الدليل pilot نفسها في الوصلة الأمامية بفضل حلقة الملاحظة الزمنية . ومنعاً لتغير المعطيات في كل من المسار I و Q بشكل آني ، فإن معطيات المسار Q تؤخر بمقدار نصف جذاذة عن تلك التي في المسار I . هذا الأمر يتسبب في حدوث انزياح offset في تعديل الـ QPSK (OQPSK) وبالتالي انقاص تغيرات المطال في مغلف الحامل (لأن هناك وفي

الحالة القصوى تغيراً في بت واحد عند أية فاصلة زمنية نختارها) كما أن ذلك يخفف من تعقيدات تصميم الجزء الراديوي للهاتف النقال .

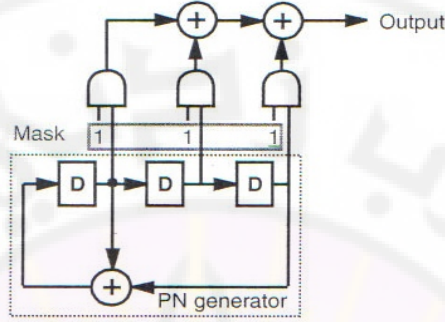
يتم عادة توليد سلاسل الـ PN المستخدمة في المودم بواسطة سجل إزاحة ذي طول أعظمي (MLSR) كما هو موضح بالشكل (5-6) . حيث ينتج لدينا سلسلة PN تبدو عشوائية المظهر إلا أنها في الواقع تتكرر كل $2^r - 1$ نبضة ساعة حيث r عدد خانات سجل الإزاحة .



الشكل (5-6): مولد MLSR



(i)



(ب)

الشكل (7-5): مولد سلسلة PN (أ)، وطمس الخرج يؤخر السلسلة بمقدار نبضتي ساعة (ب)
نوصف سلسلة الـ MLSR بالعلاقة الخطية التالية :

$$a(n) = c_1 a(n-1) + c_2 a(n-2) + \dots + c_r a(n-r) = \sum_{i=1}^r c_i a(n-i) \quad (4-5)$$

حيث متحول الربط C_i يأخذ القيمة 1 أو 0 أما الجمع فهو 2-modular.
ومن المفيد غالباً إزاحة السلسلة PN بالزمن وهذا يستدعي إجراء تزامن للنظام
أو إنتاج كودات متعددة النفاذ . ويمكن إجراء هذا الانزياح بطمس العملية كما
في الشكل (7-5) حيث يعمل الطمس {111} على تأخير سلسلة الـ PN
بمقدار نبضتي ساعة .

3-1-5 ترشيح الإشارة :

يعتبر مردود عرض المجال من محددات الجودة الهامة في نظم الاتصالات
اللاسلكية. إذ أنه يقيس عرض المجال الذي تشغله الإشارة المرسلية المنظومة
بدلالة معدل معطيات الإشارة الأساسية للرسالة. وفي الحالة العملية نعمل على
ترشيح إشارة الرسالة أو تشكيلها نبضياً قبل التعديل لاحتواء طيف الإشارة
المرسلية كما سنوضحه لاحقاً بالنسبة لأكثر أنواع التعديل شيوعاً .

يمكننا توصيف الإشارة المعدلة بطريقة BPSK كما يلي :

$$s(t) = A \cos[2\pi ft + \theta(t)] \quad (5-5)$$

حيث $\theta(t)=0$ عندما معطيات الرسالة $d(t)=0$ أو π عندما $d(t)=1$. كما أن نفس العلاقة يمكن أن نكتب :

$$s(t) = Ad(t) \cos 2\pi ft \quad (6-5)$$

حيث $d(t)$ يمثل معطيات الرسالة المشكلة من نبضات مستطيلة بقيم ثنائية (+1, -1) . وعليه فإن كثافة طيف الاستطاعة psd للإشارة المعدلة BPSK هو ببساطة الـ psd لمعطيات الرسالة أي نبضات نيكوست أو النبضات المستطيلة .

نستطيع إيجاد الـ psd لمعطيات الرسالة بأخذ تحويل فورييه للإشارة ثم نربع الناتج . إن تحويل فورييه للإشارة $d(t)$ عبر المجال $-T_b/2 < t < T_b/2$ هو :

$$D(f) = \int_{-T_b/2}^{T_b/2} d(t) e^{-j2\pi ft} dt \quad (7-5)$$

وله psd تساوي :

$$P_d(f) = \frac{1}{T_b} |D(f)|^2 \quad (8-5)$$

وذلك ما يوضحه الشكل (8-5) . وبما أن $A = \sqrt{E_b/2}$ فإن الـ psd للإشارة المعدلة بالـ BPSK هي :

$$P_{BPSK}(f) = \frac{E_b}{2} T_b \left(\frac{\sin \pi f T_b}{\pi f T_b} \right)^2 \quad (9-5)$$

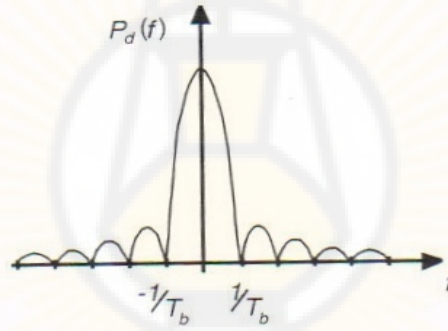
أما الإشارة المعدلة QPSK فتحمل بتين من الرسالة في كل رمز باستخدام إشارات الـ BPSK المتعامدة حيث :

$$s(t) = \frac{A}{\sqrt{2}} [d_I(t) \cos \omega t + d_Q(t) \sin \omega t] \quad (10-5)$$

وباعتبار أن كل رمز يمثل بتي معطيات فإن دور الرمز T_s يمتد إلى ضعف دور ال bit T_b . وبملاحظة أن ال psd للإشارتين المتعامدتين BPSK متماثلة فإن ال psd الإجمالية هي :

$$P_{QPSK}(f) = E_s T_s \left(\frac{\sin \pi f T_s}{\pi f T_s} \right)^2 \quad (11-5)$$

حيث $A = \sqrt{2E_s}$ و $E_s = 2E_b$. أما النتيجة المهمة لـ QPSK فهي أن فعالية هذه الطريقة في التعديل بالنسبة لعرض المجال تساوي ضعف نظيرتها ال BPSK . كما أن ال psd لكل من QPSK وال OQPSK متماثلة .



الشكل (8-5): ال psd لإشارة معدلة BPSK هو ببساطة ال psd لمعطيات الرسالة

في الواقع العملي تصاغ معطيات الرسالة بشكل نبضي بهدف تقليل طاقة الفص الجانبي . ويأتي تعديل ال (MSK) Minimem shift keying واحداً من الأمثلة على ذلك ، حيث يعمل ال MSK على صياغة نبضات المعطيات المربعة بحيث :

$$d_I(t) \rightarrow d_I(t) \sin\left(\frac{\pi t}{2T_b}\right) \quad d_Q(t) \rightarrow d_Q(t) \sin\left(\frac{\pi t}{2T_b}\right) \quad (12-5)$$

وبالتالي يتم تجنب انقطاعات الصفحة (الطور) عند بداية ونهاية نبضات المعطيات . وتعطى الـ psd له كالتالي :

$$P_{MSK}(f) = \frac{8E_b}{\pi^2} T_s \left(\frac{\cos \pi f T_s}{1 - (4 f T_s)^2} \right)^2 \quad (13-5)$$

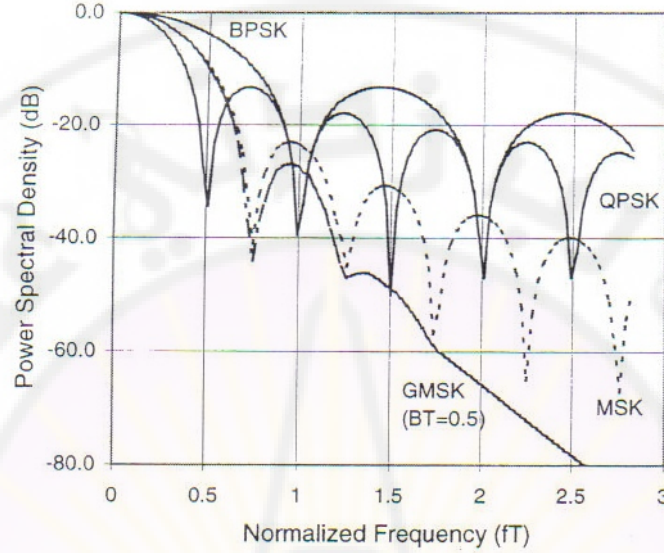
حيث يمتد الفص الرئيسي إلى $1.5/T_s$. ويعد الـ MSK أحد أشكال التعديل ذي المغلف الثابت حيث يتمتع هذا التعديل بالخصائص التالية :

- طاقة منخفضة جداً في الفص الجانبي
 - يستخدم مكبر استطاعة من نوع C بكفاءة عالية
 - كشف سهل للحامل عند كشف التعديل المتناسق
 - مناعة عالية ضد تغيرات وتأرجح الإشارة
- يعد تعديل الـ GMSK شكلاً من أشكال الـ MSK حيث أن تشكيل معطيات الرسالة بواسطة مرشح يزيد من تقليص الطاقة في الحزم الجانبية . يعطى التابع النبضي لهذا المرشح بالعلاقة :

$$h_{GMSK}(t) = \frac{\sqrt{\pi}}{\alpha} \exp\left(-\frac{\pi^2}{\alpha^2} t^2\right) \quad (14-5)$$

حيث $\alpha = 0.5887/B$. نلاحظ اختفاء الحزم الجانبية بالكامل عندما تكون قيمة B تساوي 0.5887 .

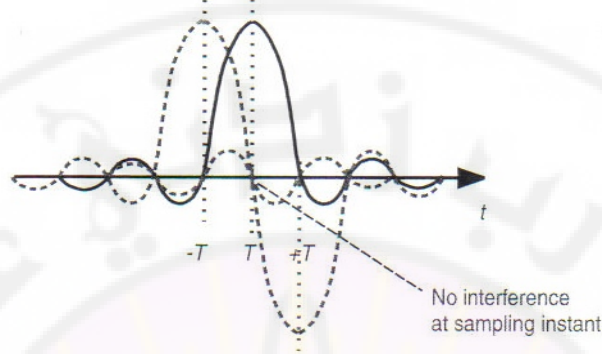
يبين الشكل (5-9) كثافات طيف الاستطاعة لهذه الأشكال من التعديل حيث يتضح أن أنواع التعديل الخطية مثل الـ BPSK ، QPSK ، OQPSK لديها قيمة صفر عند $1/T_s$ فضلاً عن وجود قدر أكبر من الطاقة بالحزمة الجانبية .



الشكل (5-9): مقارنة عرض مجالات الإشارة لعدة نظم تعديل

وبالمقابل فإن الـ psd's للإشارات المولدة بتقنيات التعديل ذات المغلف الثابت - مثل الـ MSK والـ GMSK - لديها حزمة رئيسية أعرض وطاقة أقل بالحزم الجانبية؛ الأمر الذي يعزى إلى وجود المرشح الذي يعمل على تقليل انقطاعات الطور عند بدايات ونهايات نبضات المعطيات .

تحقيقاً لأمتلية الأداء فإن المرشح المذكور يجب أن يستند إلى الفكرة القائلة بصياغة كل نبضة في سلسلة المعطيات بحيث تكون الاستجابة الكلية لنظام الاتصال (أي المرسل والقناة والمستقبل) تساوي الصفر عند أي لحظة زمنية من لحظات الاعتيان ما عدا تلك التي يوجد عندها الرمز المرسل كما هو مبين بالشكل (5-10). يدعى ذلك الشرط بمعيار نيكويست (Nyquist Criterion) لحذف توضع الرموز على بعضها Inter symbol cancellation .

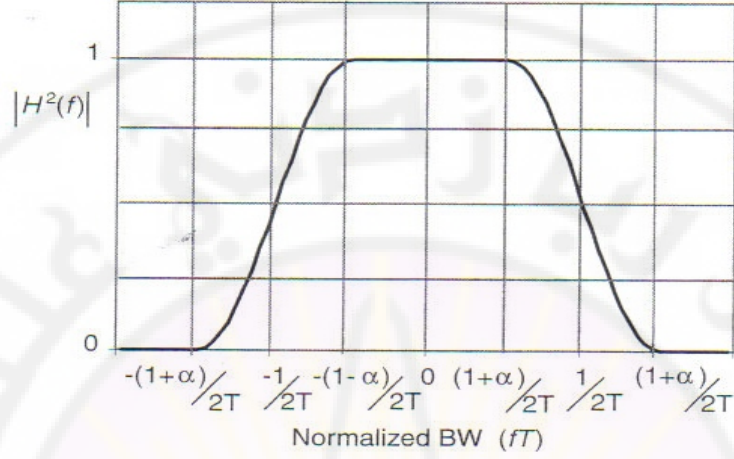


الشكل (5-10): معيار نيكويست لحذف ISI

يعد مرشح الـ RCF (Raised Conine Filter) من أشهر وأكثر هذه المرشحات استخداماً لنظم الاتصالات هذه . أما تابع تحويلة فيعطى بالعلاقة:

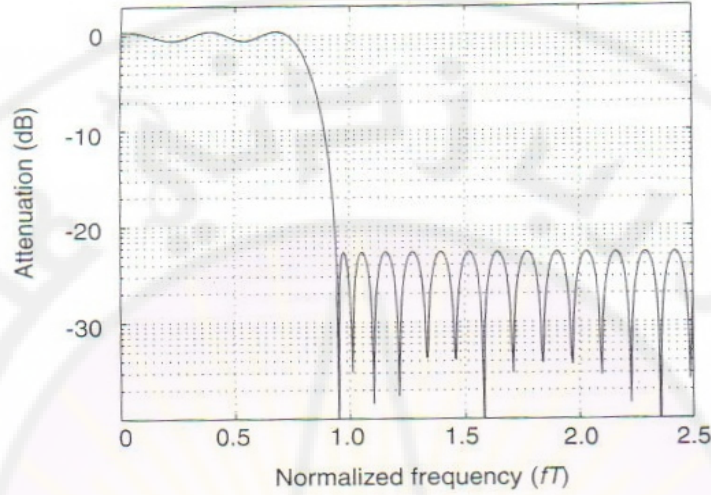
$$H(f) = \begin{cases} 1 & 0 < f \leq \frac{(1-\alpha)}{2T} \\ \frac{1}{2} \left[1 + \cos \left(\pi \frac{2Tf - 1 + \alpha}{2\alpha} \right) \right] & \frac{(1-\alpha)}{2T} < f \leq \frac{(1+\alpha)}{2T} \\ 0 & f > \frac{(1+\alpha)}{2T} \end{cases} \quad (15-5)$$

حيث تمثل α معامل توسع عرض المجال ، وقد أعطيت هذا الاسم بسبب تأثيرها على الحزمة الرئيسية للـ psd للإشارة المعدلة وذلك ما يدل عليه الشكل (5-11) ، أما في الحالة العملية فإن مرشح الـ RCF ينشطر عادة إلى مرشحين من نوع $\sqrt{H(f)}$ أي Root raised conise filter (RRCF) .



الشكل (5-11): تابع التحويل لمرشح Root Raised Cosine

أما المرشح المستخدم في نظام الـ CDMA IS-95 لتشكيل النبضات فيكون ضيقاً جداً . وهو يتشكل من بنية لاعدية FIR ذات 48-tap وله خصائص طور خطية مع تعرجات صغيرة ضمن مجال التمرير (أقل من 1.5dB ضمن المجال 0-590Khz) بالإضافة إلى تخميد شديد للطيف الواقع خارج المجال (أكثر من 40dB عند تردد 740Khz). لذلك فإن طيف الموجة المرشحة للـ CDMA IS-95 يوجد ضمن الحزمة الرئيسية وكما في الشكل (5-12). لسوء الحظ فإن هذا المرشح لا يخضع لمعيار نيكوست وبالتالي نشاهد له تدلياً (overshoot) في مستوي الزمن وينتج عنه تداخل ما بين الرموز Inter symbol Interference (ISI) .

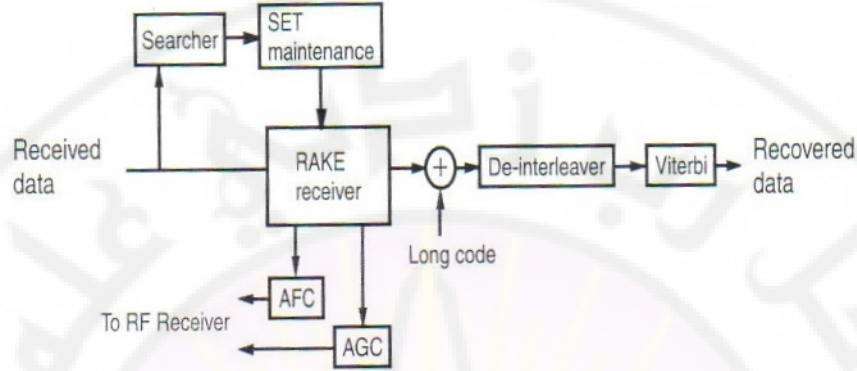


الشكل (5-12): طيف إشارة ال CDMA IS-95 بعد الترشيح

2-5 الكاشف الرقمي Digital Demodulator :

يعد الكاشف الرقمي (أو كاشف التعديل الرقمي) الجزء الأكثر تعقيداً في نظم الاتصالات الرقمية . فهو المسؤول عن استعادة الإشارة المرسلّة بعد أن تقوم قناة الاتصال اللاسلكية بإدخال التشويشات عليها ، وبالتالي فإن هذه المهمة الشاقة تؤثر بشكل حاسم على أدائية المستقبل كله .

يتكون الكاشف الرقمي من الباحث (Searcher) والمستقبل الشوكي (Rake receiver) بالإضافة إلى عدد آخر من الدارات التي تقوم بوظائف للمعالجة الرقمية للإشارة المستقبلية ووفقاً لما يبينه الشكل (5-13) .



الشكل (5-13): المخطط الصندوقي لمفكك التعديل هاتف نقال CDMA IS-95

حيث يقوم الباحث بمزامنة مولد الـ PN الداخلي للهاتف النقال استناداً للإشارة المرجعية المستقبلية (pilot channel) وتدعى هذه العملية بتحصيل الدليل (pilot acquisition). يقوم بعد ذلك المستقبل الشوكي باستخدام هذا الطور المرجعي للقيام بعملية الكشف المتسق (coherent detection) للمعطيات المستقبلية. أما الخوارزمية التي يستعملها الكاشف الرقمي لاستعادة المعطيات المرسلّة فهي خوارزمية فيتربي Viterbi Algorithm .

يستخدم في العادة نظام التحكم بحلقة مغلقة لملاحقة شدة الحامل للإشارة المستقبلية بالكاشف الرقمي. حيث تعمل حلقة التحكم الآلي بالتردد (AFC) على تصحيح المركب (synthesizer) للوصول إلى إشارات المجال الأساسي بشكل صحيح وذلك بعد عملية التبديل النزولي (Down Conversion). أما حلقة التحكم الآلي بالربح AGC فهي تعمل على ضبط ربح المستقبل الراديوي للتغلب على الخفوت المرافق عادة للقناة اللاسلكية .

5-2-1 تحصيل الدليل Pilot Acquisition :

يعد تحصيل الدليل العمل الأول الذي يتوجب على الكاشف الرقمي القيام به . وفحوى هذه العملية هو القيام بتحليل الإشارات المستقبلية من قبل المستقبل

الراديو بما في ذلك التداخل والضجيج بالإضافة إلى إشارات أخرى تنصب عند التردد المختار نفسه . وفي الحالة المثالية فإن المستقبل الراديوي يقوم بتخميد التداخلات والإبقاء فقط على الإشارات الموجودة عند تردد حامل معين والعائدة إلى أقنية CDMA مختلفة بالإضافة إلى مركباتها الناجمة عن تعدد مسارات الانتشار لها .

تتشارك كل عمليات الإرسال على الوصلة الأمامية بخاصية هامة جداً وهي هيمنة القناة المرجعية pilot channel والتي هي توقيع سلسلة ال PN القصيرة (2^{15} chips) . وتتحقق وظيفة التحصيل لهذا المرجع باستخدام خوارزمية بحث مهمتها فحص الترابط بين المعطيات الداخلة وبين سلاسل PN (فيها I و Q) مولدة داخلياً باستخدام العلاقة :

$$R_i = \sum_N r(t) p_{ni}(t) \quad (16-5)$$

حيث N طول الترابط المعترض و $r(t)$ الإشارة المستقبلية و p_{ni} هو الانزياح i لسلسلة ال PN (نلاحظ أن الانزياح يتشكل بعملية طمس masking) . ويتوجب اختبار كل انزياح ممكن لسلسلة ال PN القصيرة للتحقق من أقوى إشارة مرجع وبالتالي الاستناد إليها لتحقيق عملية التحصيل . وهذا يعني أنه إذا كان للمستقبل الرقمي قدرة تمييز Resolution بمقدار ربع الجاذبة ($T_c/4$) فإن هناك 2^{15+4} عملية اختبار افتراضية .

لتسريع عملية البحث هذه نستخدم عادة خوارزميات التواجد المضاعف (Double-Dwell Algorithm) . حيث يتم أولاً حساب الترابط بين عدد من العينات L_1 (حيث $N > L_1$) ونقارن النتيجة مع عتبة معينة θ_1 . فإذا أخفق الترابط يتم الحساب الثاني فإن كانت النتيجة إيجابية زيد عدد العينات إلى L_2

عينة ونقارن النتيجة مع عتبة ثانية θ_2 . فإن نجحت المقارنة اعتبرت الفرضية صحيحة ونجري عملية تقديم الإنزياح سلسلة الـ PN إلى وضعية المحافظة (Set maintenance- block) .

أما إذا كان الاختبار الثاني فاشلاً فإننا نهمل تلك الفرضية . وهكذا إذا تم استبعاد الفرضيات غير المحتملة بسرعة من خلال عدد العينات الأولى L_1 فإن الزمن الكلي للحصول (Overall acquisition time) يتم إنقاظه بشكل ملموس ؛ كما يمكننا إنقاص هذا الزمن بشكل أكبر من خلال استخدام عدد من المرابطات (Correlators) بشكل متوازٍ .

أما عمل تابع وضعية المحافظة (set maintenance function) فهو تنظيم نتائج خوارزمية الباحث باستخدام معلومات تأتي من الشبكة عبر قناة التنبيه . وتدل هذه المعلومات على أقوى إشارات الدلالة (Pilot signals) بواسطة انزياح الـ PN ، وكذلك تصنيف انزياحات الـ PN إلى إحدى العوائل الأربع التالية :

- المجموعة الفعالة (Active set) : تبين انزياحات الـ PN عن المحطات القاعدية التي ترسل إشارات مقبولة للهاتف النقال .
- المجموعة المرشحة (Candidate set) : تسجل انزياحات الـ PN التي يعتبرها الهاتف النقال قوية بشكل يكفي المجموعة الفعالة .
- المجموعة المجاورة (Neighbour set) : يتضمن انزياحات الـ PN للمحطات القاعدية المجاورة .
- المجموعة المتبقية (remaining set) : تقبض على انزياحات الـ PN الضعيفة .

عملياً يكون الهاتف النقال في وضعية المناولة اللينة (soft Handoff) ويتلقى الإشارات المرسلة من محطتين قاعديتين أو ثلاث . وتميز وضعية الإبقاء تلك

الانزياحات PN الفعالة بالإضافة إلى مكونات تعدد المسارات فتعمل على تقديم انزياحات الـ PN تبعاً لنتائج الترابط المعترض الأعلى للمستقبل الشوكي . ومن المهم جداً تحديد ميقائية سلسلة الـ PN بشكل دقيق وذلك لأن عملية إزالة النثر (Dispersing) تتحقق من خلال مرابط بسيط موصف بالعلاقة :

$$\frac{1}{T_b} \int_0^{T_b} r(t)pn(t)dt \quad (17-5)$$

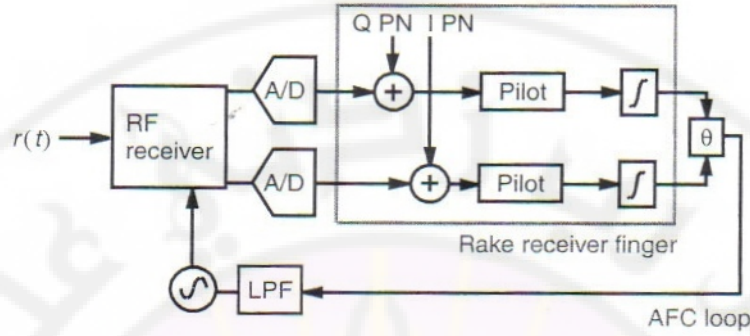
حيث T_b دور البت في إشارة الرسالة. وتكون النتيجة أساساً ترابطاً معترضاً بين سلسلة الـ PN المستقبلية وبين سلسلة الـ PN المولدة داخلياً والتي تسير مع إيقاع تحصيل المرجع (pilot acquisition) . ويكون تابع الترابط الذاتي لسلسلة الـ PN صغيراً جداً من أجل انزياحات (τ) أكبر من دور الجذاعة (T_c) ويمكن أن تقرب بواسطة تابع تقريب خطي بقيم تعطى بالعلاقة :

$$R(\tau) = 1 - \frac{|\tau|}{T_c} \quad |\tau| \leq T_c \quad (18-5)$$

وعليه فإن خرج الكاشف يتناسب مع الـ $R(\tau)$ ويكون صغيراً جداً عند وج ود بتات تزامن مغلوبة .

2-2-5 استعادة الحامل Carrier Recovery :

تعمل حلقة استعادة الحامل على ربط الكاشف الرقمي مع المستقبل الراديوي. وتستخدم التغذية الخلفية لإغلاق طور المستقبل الراديوي إلى التردد الحامل المرسل ، كما هو مبين بالشكل (5-14) ، الأمر الذي يقلل من أخطاء الطور في عملية كشف المعطيات وهذا شيء مهم في نظم التعديل بالطور .



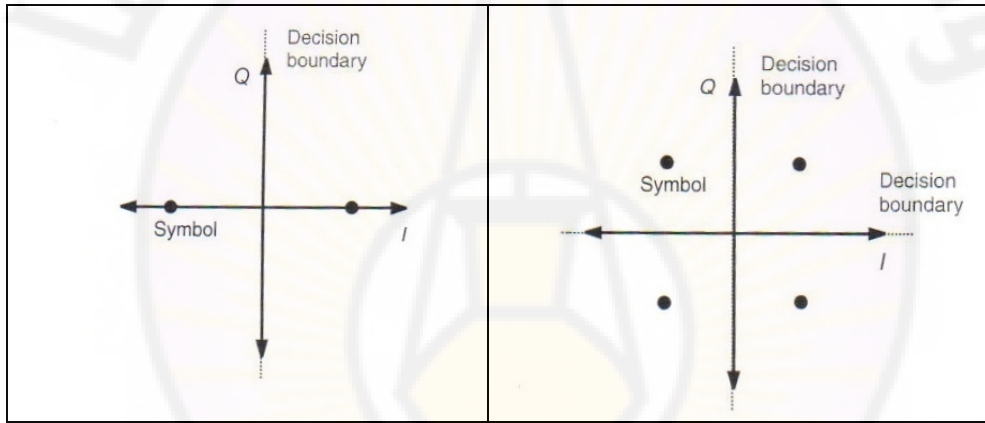
الشكل (5-14): حلقة ال AFC لكشف الحامل

تتضمن عملية الكشف إسقاط العينات للإشارة المستقبلية على المستوي العقدي. وتأخذ هذه العينات أمكنتها المستقلة distinct - في الحالة المثالية- لتؤلف مع بعضها مخططها التجمهر (Constellation-diagram) المبين بالشكل (5-15). أما في الحالة العملية فإن العينات تتبع مسار الإشارة المستقبلية وتعرض للتشتت في كل مرة تختلف فيها ميقائية المستقبل عن المرسل. يعمل المستقبل كما هو معلوم على استخلاص إشارة المجال الأساسي والتخلص من الحامل المرسل، وعليه فإن أي خطأ في التردد سوف يعمل على تدوير عينات الإشارة في المستوي العقدي بمقدار الخطأ الترددي ويسبب بالتالي أخطاء بالكشف .

يعتمد الكشف المتسق على إشارة مرجع لإجراء تلازم بين المستقبل والمرسل، وتستند أجهزة الهاتف النقال CDMA IS-95 على إشارة الدليل pilot المرجع. وهي تقوم بهذا الدور لأنها إشارة قوية نسبياً وتتوافق مع إشارة التزامن، والتنبيه، وأمنية الخدمة كما أنها تتعرض للآثار نفسها الناجمة عن انتشار الموجة الراديوية.

للتمعن بعملية استعادة الحامل في جهاز الاستقبال نتذكر بأن الكاشف يلاحق طور الإشارة المرجع. إن هذه العملية هي مباشرة لأن المعطيات المرسلة بهذه القناة هي سلسلة تتكون من الأصفار فقط. بالنتيجة فإن طور إشارة المرجع يمكن إيجاده باستخدام قيمة كل من I و Q للإشارة المستقبلية وتطبيق العلاقة البسيطة :

$$\theta = \tan^{-1}\left(\frac{I}{Q}\right) \quad (19-5)$$



(أ)

(ب)

الشكل (15-5): مخطط التجمهر لإشارات BPSK (أ)، و QPSK (ب)

حيث يمكن منها إيجاد اختلاف التردد بين الحامل المرسل والمستقبل باستخدام العلاقة :

$$\omega_{\epsilon} = \frac{1}{T^2} \int_T \theta(t) dt \quad (20-5)$$

يعاد حقن النتيجة إلى المركب الترددي (RF Synthesizer) لإجراء بعض الضبط وإحكام القيمة. علماً أن وجود أخطاء ترددية كبيرة تسبب في قفز المعطيات حولها وجعل عملية تحليل مسار إشارة المرجع أمراً صعباً . يتم عادة التعاطي مع هذه الأخطاء من خلال خوارزميات الـ FFT .

نعالج فيما يلي أثر أخطاء الصفحة الصغيرة والمحدودة وذلك عن طريق تقرير هذا الأثر على طاقة البت . نعبّر رياضياً عن الإشارة المستقبلية المنتثرة بشكل مباشر $r(t)$ بالعلاقة : $P_n(t) A_d(t) \cos \omega t$. ولكن بعد عمليات إزالة الحامل والترشيح وإزالة النثر تأخذ الإشارة المستقبلية الشكل الآتي :

$$E_b(t) \propto A_d(t) \cos(\omega_e t) \quad (21-5)$$

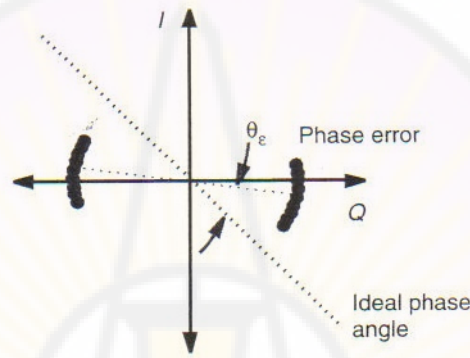
حيث $E_b(t)$ الطاقة الموجودة في البت المستقبل ، ω_e الانزياح الناجم عن الخطأ بتزامن الحامل، أما الجداء $w_{e,t}$ فهو خطأ الطور الآتي θ_e . هذا يعني أن مطال طاقة البت المستقبلية تتناقص مع $\cos(\theta_e)$. كما يعني أيضاً أن احتمال الخطأ بالكشف تزداد كلما اتجهت العينات قريباً من حدود القرار decision boundary كما هو مبين بالشكل (5-16). كما نعلم فإن احتمال الخطأ في تعديل الـ BPSK للمعطيات يعطى بعلاقة سابقة يمكن توسيعها لتغطي خطأ الطور كما يلي :

$$P_e = Q \left[\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \cos(\theta_e) \right] \quad (22-5)$$

حيث $Q[]$ هو تابع الخطأ المكمل ، θ_e هو الجذر التربيعي (rms) لخطأ الصفحة . ومن أجل المعطيات المعدلة بطريقة QPSK فإن احتمال الخطأ يوسع ليكون :

$$P_e = \frac{1}{2}Q \left[\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} [\cos(\theta_e) + \sin(\theta_e)] \right] + \frac{1}{2}Q \left[\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} [\cos(\theta_e) - \sin(\theta_e)] \right] \quad (23-5)$$

يتبين من هذه العلاقة تسرب مكونات من الإشارة المتعامدة مع تدوير المعطيات في المستوى العقدي بسبب خطأ التردد .



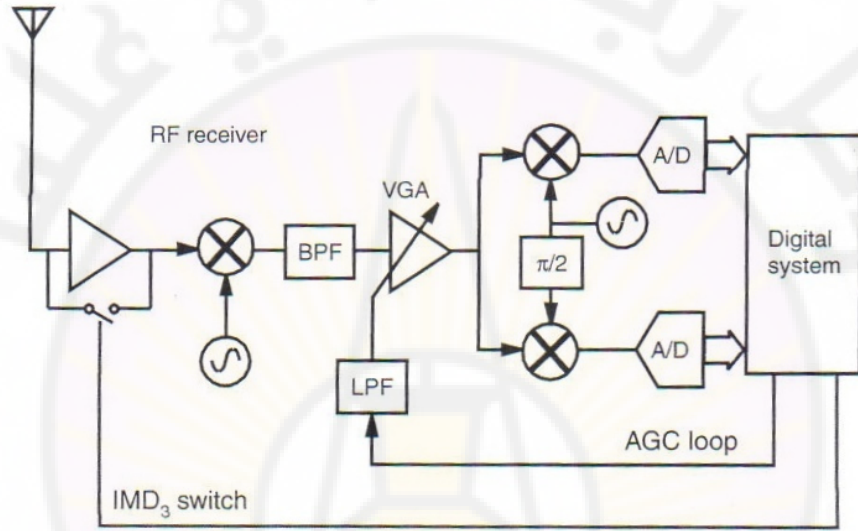
الشكل (5-16): تأثير خطأ الصفحة على مخطط التجمهر

5-2-3 مستوى الإشارة signal leveling :

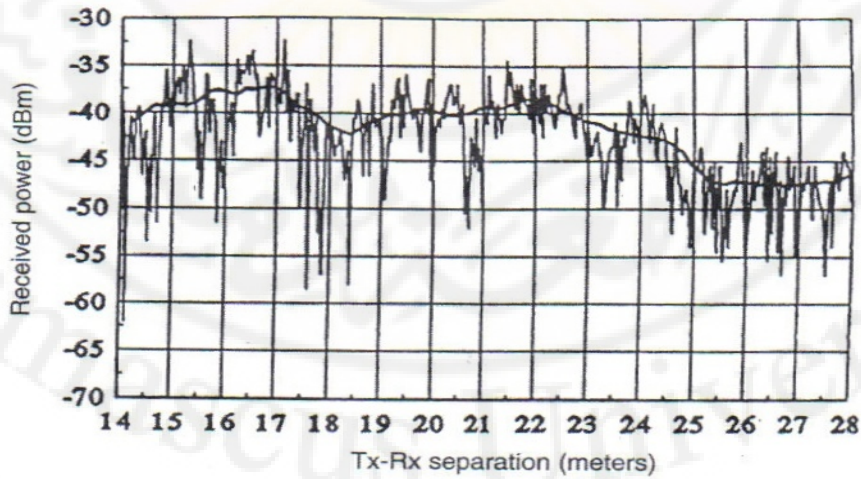
تعمل حلقة الـ AGC على تأمين وصلة ثانية بين الكاشف الرقمي وبين المستقبل الراديوي . فهي تستخدم حلقة التغذية الخلفية المبينة بالشكل (5-17) للحفاظ على مستوى إشارة ثابت نسبياً وذلك على مدخل المبدل A/D . وتعد هذه المهمة فائقة الصعوبة لأن الإشارات المستقبلية تتعرض إلى تخميدات واسعة النطاق بالإضافة إلى خفوت تعدد المسارات وهي ملازمة لأقنية الاتصال اللاسلكية .

بين الشكل (5-18) إشارة مستقبلية تقليدية يلاحظ التغيرات الحادة عليها . تسمى الزيادة في سوية الإشارة بالخفوت الصاعد (Up fade) يتحدد عادة

بمقدار 6dB فوق مستوى الـ rms . أما النقصان باستطاعة الإشارة فيسمى بالخفوت النازل (down fade) وتكون حادة في العادة وأحياناً تكون دراماتيكية



الشكل (5-17): دائرة الـ AGC التي تعمل على محاولة تثبيت مستوى الدخل للمبدل A/D



الشكل (5-18): استطاعة إشارة مستقبلية على مدخل هاتف نقال

تكون المبدلات A/D عادة حساسة لمجالات محدودة من مستويات الدخل، كما أن لهذه الدارات مستوى ضجيج أرضية ثابت وبالتالي فإن المواصفة المهمة لها (SNR) تتدهور مع انخفاض سويات الدخل . بناءً على ذلك فإن القيمة الفعالة (rms) لإشارة الدخل تتركز عادة عند قيمة تنخفض بمقدار 6dB تقريباً تحت المقياس الكامل (full-scale) للمبدل A/D وذلك بهدف تحقيق أدائية أمثلية . إن هذا الأمر يمثل في الواقع هدف خوارزمية الـ AGC . ترتكز خوارزمية الـ AGC على القيمة الفعالة (rms) للإشارة المستقبلية والتي تتحدد بالعلاقة :

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_T V^2(t) dt} \quad (24-5)$$

وهي مقياس للاستطاعة المتوسطة على مدى المجال T . من المناسب إعادة كتابة العلاقة الأخيرة كالتالي :

$$V_{RMS} \approx \sqrt{\frac{1}{N} \sum_N V^2(t)} \quad (25-5)$$

حيث N هو العدد المكافئ للعينات . وفي كل الأحوال فإن علاقة الـ rms تستند إلى تابع الجذر التربيعي . وفي الحالة العامة لا يتوفر هذا التابع في الكيان الجامد للـ DSP لذلك لا يعتبر فعالاً . في هذه الحالة تستخدم بعض التوابع التقريبية في العديد من الحالات بحيث :

$$V_{RMS}(dB) \propto \log\left(\frac{1}{\sqrt{N}}\right) + \frac{1}{2} \log\left[\sum_N (I^2 + Q^2)\right] \quad (26-5)$$

والتي تبسط للشكل:

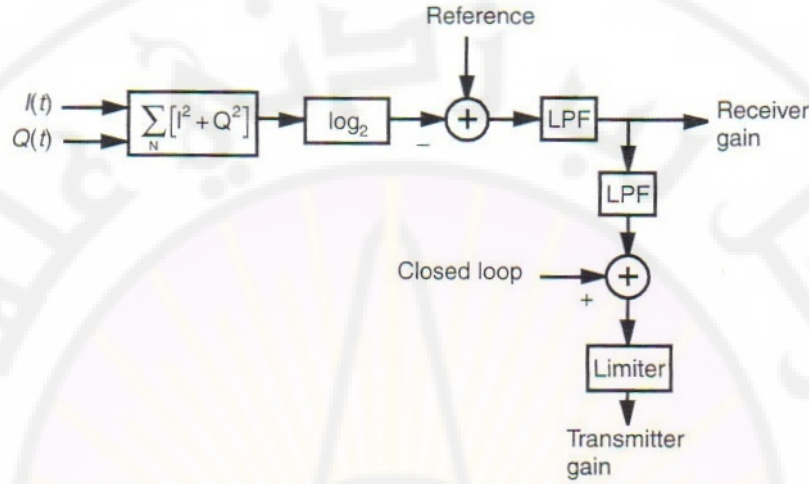
$$V_{RMS}(dB) \propto \log\left[\sum_N I^2 + \sum_N Q^2\right] \quad (27-5)$$

نلاحظ أن علاقات التقريب هذه تعبر عن استطاعة الإشارة بالديسيل مما يسهل توصيف مستويات الإشارة في المجال الديناميكي الواسع للمستقبل .
يبيّن الشكل (5-19) خوارزمية الـ AGC للتحكم بالاستطاعة بواسطة الحلقة المغلقة والحلقة المفتوحة . حيث تتضمن هذه الخوارزمية مرشحاً رقمياً نوع FIR لتنشيط الحلقة وللتأكد من أن نظام الاستقبال يتابع مستوى الـ rms للإشارة بدلاً من تعرجات الإشارة المستقبلية . وفي نظم الـ CDMA IS-95 النقلة تعمل على تغذية قيمة الـ rms المحسوبة للإشارة المستقبلية إلى دارة التحكم بالاستطاعة ذات الحلقة المفتوحة والتي تقرر مستوى الاستطاعة المرسل .
ويحدد ذلك بالعلاقة :

$$P_{Tx} = -73dBm - P_{Rx} \quad (28-5)$$

حيث P_{Rx} مستوى الاستطاعة المستقبلية و P_{Tx} مستوى الاستطاعة المرسل .
توضع استجابة الحلقة المفتوحة للمرسل بشكل تكون فيه أبطأ بكثير من حلقة الـ AGC للمستقبل مما يمنع المرسل من متابعة الخفوتات السفلى لإشارة المستقبل .

كما تحتوي خوارزمية الـ AGC أيضاً منطقاً يعتمد الحلقة المغلقة وذلك للعمل على كشف معلومات التحكم بالاستطاعة المرسل من المحطة القاعدية لإزالة (off set) حلقة الـ AGC بالمرسل . يتم استخلاص المعلومات من كل إطار جزئي مستقبل (received sub-frame) أو من زمر التحكم بالاستطاعة عند معدل معطيات قدره 800HZ .

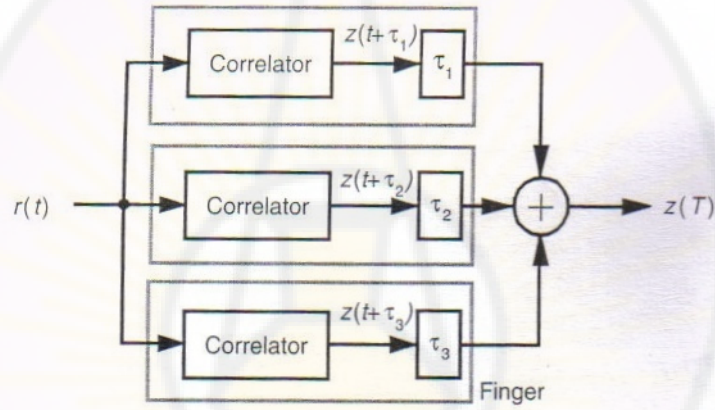


الشكل (5-19): دائرة الـ AGC لتثبيت دخل المبدل A/D ولإقلاع الحلقة المفتوحة للاستطاعة المرسلّة

وتظهر خوارزمية الـ AGC أيضاً الطيف الترددي للموجة المستقبلية. ومن المعلوم أن موجة الطيف المنثور تكون مسطحة بشكل مبدئي، إلا أن وجود تداخلات قوية يتسبب بظهور نواتج عن ظاهرة التعديل البيني ضمن المجال: (in-band intermodulation products) تؤدي إلى تدهور عملية الكشف. يمكن بسهولة تمييز هذه النواتج لأنها تظهر ضمن طيف ضيق نسبياً خلال عملية تحليل طيفي بالـ FFT. وفي هذه الحالات يجري إنقاص الريح في النهاية الأمامية للمستقبل بهدف إنقاص هذه التشويه على المراحل اللاحقة وذلك من خلال مفتاح حول مكبر الدخل LNA كما هو مبين بالشكل (5-17).

5-2-4 كشف المعطيات Data Detection :

تستخدم نظم الاتصال ذات الطيف المنتثر باعتماد السلسلة المباشرة (Direct sequene spread spectrum) المستقبل الشوكي (Rake receiver) - والذي هو استطالة لطريقة الكشف المتوافق بالترابط (Matched correlator receiver) - لكشف المعطيات. يتألف المستقبل الشوكي من مرابطات متوازية تدعى بالأصابع بالإضافة إلى دارة ضم بالنسبة الأعظمية (Maximum Ratio Combiner)، كما في الشكل (5-20) .



الشكل (5-20): المخطط الصندوقي لمستقبل شوكي

تصمم هذه المرباطات الأصبعية بحيث يمكنها استخلاص إشارات تعدد المسار الأقوى شدة والواصلة إلى المستقبل. ويتم التعرف على الإشارات من خلال خوارزمية بحث تتصف بوجود انزياحات نسبية (Relative offsets) بسلسلة الـ PN القصيرة. يمكننا إذن كتابة معادلة المرباط كالتالي :

$$z(T) = \int_{\tau}^{T+\tau} r(t) pn(t - \tau) dt \quad (29-5)$$

حيث τ التأخير المنظوم لتعدد المسارات .

وبالتالي زيادة الاستطاعة المحصلة للإشارة المستقبلية . تعطى إشارة الخرج للضام بالعلاقة :

$$z_k(T) = \sum_k \int_{\tau_k}^{T+\tau_k} r(t) p_n(t - \tau_k) dt \quad (30-5)$$

حيث k عدد الأصابع في المستقبل الشوكي (ما بين 3 إلى 6 عادة) ، τ_k هو التأخير الإضافي المرافق لكل مكونة قوية من مكونات تعدد المسارات . يعتمد هذا المستقبل أساساً العلاقة التالية في تصميمه لتحقيق المطلوب :

$$R(0) = \sum_N r^2(n)$$

يوضح الشكل (21-5) أساس العمل لأصبع واحد من هذا المستقبل لتبيان آلية كشف المعطيات حيث يقوم بعزل واحدة من مكونات تعدد المسارات القوية ويزودنا بعملية مزامنة البت ويقوم بكشف معطيات المرجع (pilot data) ويدون مقدار التدوير بالإضافة إلى تقدير خصائص المطال والطور للقناة الراديوية ثم عملية إزالة النثر لمعطيات الرسالة (Dispersing) .

The diagram illustrates the internal structure of a single-branch receiver. It starts with 'RX data' entering a summing junction (+). A 'Short code' is also fed into this junction. The output of the first summing junction goes to a 'Pilot' branch and a 'Data' branch. The 'Pilot' branch passes through a filter (represented by an integral symbol) to a 'Channel estimate' block. The 'Data' branch passes through a filter (represented by an integral symbol) to a 'Data' block. The output of the 'Data' block goes to another summing junction (+). A 'Correlator resolves multipath signal' block is connected to the output of the first summing junction and the 'Data' block. The output of this correlator goes to a 'Maximal ratio combiner' (represented by a summation symbol Σ). A 'DLL' (Data Link Layer) block is connected to the output of the correlator and the 'Data' block. A '3 time tracking correlators' block is connected to the output of the correlator. A 'Correlator despreads data' block is connected to the output of the correlator. The output of the 'Maximal ratio combiner' is fed back to the 'AFC' (Automatic Frequency Control) block. The output of the 'AFC' block is fed back to the 'Short code' input.

$$R(0) = \sum_N r^2(n)$$

الشكل (5-21): بنية أصبع مستقبل شوكي

يستخدم الأصبع مرابطاً بالإضافة إلى سلسلة PN معينة لعزل مكونة تعدد المسارات المستهدفة، ويتم هذا بالاعتماد على قدرة المرابط على استخراج مكونة تعدد المسارات وتخمين أية إشارات أخرى .

يقوم المعدل بالمحطة القاعدية، في نظم الاتصال CDMA IS-95 بتزويد المعطيات نفسها إلى قناة الـ I وقناة الـ Q . وبذلك يمكن تجميع هذه الأقنية وضماها بعد مرابطات الـ PN القصيرة لتكريس ومضاعفة طاقة الإشارة .

ويحتوي كل إصبع على أربعة مرابطات إضافية يكرس ثلاثة منها لاستخراج الميقاتية بينما يكرس الرابع لكشف المعطيات . أما المرابطات الثلاثة الأولى فتسمى الملاحقات الزمنية (time-tracking) وتعمل على مزامنة البت. تشغل هذه المرابطات على أطوار مختلفة من العينات المأخوذة من سلسلة المعطيات المستقبلية. وتنتج أطوار العينات هذه من عملية فوق الاعتيان (over sampling) المطبقة على سلسلة المعطيات المستقبلية وتكون متباعدة في العادة بمقدار نصف الجاذة عن بعضها (أي $T_c/2$) .

تدعى مرابطات الملاحقة الزمنية الثلاثة بـ : مبكر، ومتأخر، وعلى الوقت (موقت) حيث يصمم هذا الأخير لكي يوافق (match) مرابط المعطيات أما الاثنين الآخرين فيعملان بإزاحة قبلية وبعديّة مقدارها $T_c/2$. لتقويم أدائية الاعتيان نحسب الترابط الذاتي لكل طور زمني باستخدام العلاقة :

$$R(0) = \sum_N r^2(n) \quad (31-5)$$

حيث $R(0)$ متوسط استطاعة إشارة المرجع $r(t)$ و N عدد العينات .

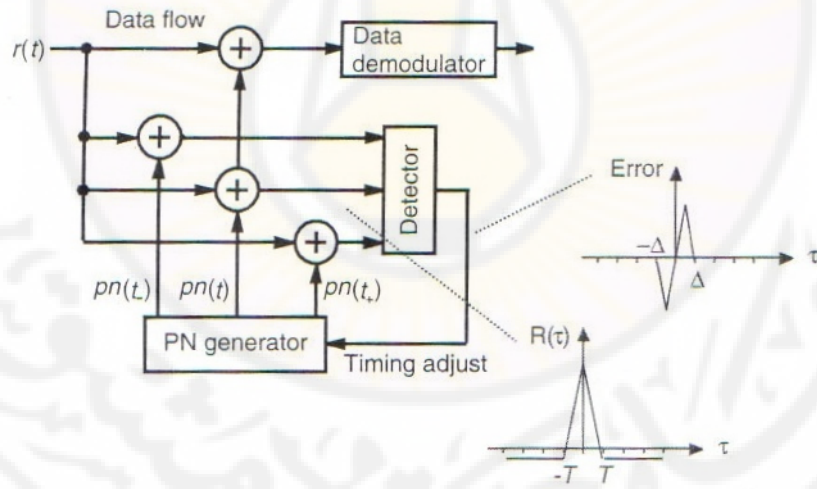
تعمل مرابطات التوقيت الزمني بخوارزمية تستند إلى عملية كشف المعطيات. ويكون الترابط الذاتي للعينات المؤخرة والمقدمة : $nT-\Delta$ و $nT+\Delta$ كما هو مبين بالعلاقة (32-5) .

$$R_- = R(-\Delta) \quad R_+ = R(+\Delta) \quad (32-5)$$

حيث $\Delta = T_c/2$. وفي الحالة المثالية فإن أزمنة العينة تقع عند طرفين متعاكسين للفص الرئيسي للترابط الذاتي كما أن $R_- - R_+ \rightarrow 0$ حسبما يوضحه الشكل (22-5). فإن كان التوقيت مبكراً فإن R_- تكون أصغر من R_+ . وبالمقابل إذا كان التوقيت مؤخراً فإن R_- تكون أكبر من R_+ . كما تقوم خوارزمية الملاحقة الزمنية بتقييم عملية تزامن البت باستخدام العلاقة :

$$Error = R^2(-\Delta) - R^2(+\Delta) \quad (33-5)$$

كما تجاهد لتقليل الخطأ بعمل حلقة إحكام التأخير (Delay-Locked Loop- DLL) التي تقدم أو تؤخر طور الاعتيان للإبقاء على أقل قيمة ممكنة للخطأ.



الشكل (22-5): مخطط صندوقي لحلقة اقفال مؤخرة وعملية ملاحقة (تبكير - تأخير)

بالإضافة إلى ذلك فإن المرباط الموقوت (on-time correlator) يعطي المعطيات المستخدمة لاستخراج الحامل . وعلينا أن نلاحظ بأن الخرج

لا يحتاج إلى إزالة النثر (Despreding) أو فك الترميز (decoding) لأن قناة المرجع تتشكل من سلسلة معطيات كلها أصفار وكذلك تابع والش كلي الأصفار .

أما المرباط الرابع الموجودة في كل إصبع فيكرس لفك التعديل للمعطيات ويمتد لطول 64 جذاة (ما يعادل زمن رمز واحد) :

$$z(T) = \int_{\tau}^{T+\tau} r(t)pn(n-\tau)w_r(t)dt \quad (34-5)$$

حيث τ تأخير السلسلة PN و $w_r(t)$ هو كود والش المحدد لذلك . أما ربح المعالجة المتحقق بهذا المرباط وعملية إزالة النثر فهي 64 مرة (أي 18dB) . يخرج من كل إصبع معطيات $z(t)$ يتم إزالة انحرافها ثم توزن (deskwed and scaled) تبعاً لقيمة دليل الإصبع المعني ولشدة مكونة تعدد المسارات . تسمى هذه العملية بتقدير القناة (channel estimation) وتتحقق جزئياً بواسطة مرباط المعطيات. أما ضام النسبة العليا (Maximum Ratio combiner) فيجمع المخارج بشكل بناء لإنتاج ما يسمى معطيات المستقبل الشوكي $\bar{z}(t)$ المعطى بالعلاقة :

$$\bar{z}(T) = \sum_k z_k(T - \tau_k) \quad (35-5)$$

حيث $z_k(T - \tau_k)$ هي قرار الأصبع المعطى بالعلاقة (34-5) .

5-2-5 استخراج المعطيات Data Recovery :

إن عملية الكشف هي فك التعديل عن الإشارة المستقبلية ولكنها ليست استخراجاً لمعطيات الرسالة . ذلك أن هذه المعطيات ما تزال محمية بالترميز الالتفافي والتخالل الكتلي (Block Interleaving) بالإضافة إلى البعثة المطبقة في مرسل المحطة القاعدية .

وبالتالي فإن عملية الاستخراج هي ترجمة المعطيات الناجمة عن المستقبل الشوكي إلى تقدير (estimate) للرسالة الأصلية .

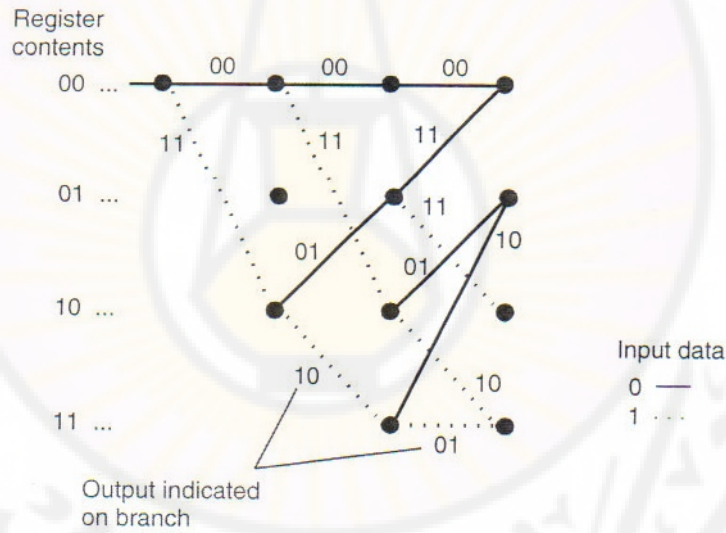
وهكذا يتم إجراء المعالجات التالية على المعطيات الخارجة من المستقبل الشوكي حيث يبدأ بفك البعثرة (Descrambling) وذلك بإزالة الكود الطويل المضاف من قبل معدل الوصلة الأمامية الموصف سابقاً . ويحتاج هذا الأمر إلى تزامن مولد الـ PN الداخلي مع السلسلة التي يستقبلها الهاتف النقال وهي مهمة تتحقق مباشرة لأن المحطة القاعدية ترسل قيمة هذا الكود الطويل المقدم بمقدار 320 ميلي ثانية .

يتم بعد ذلك فك عملية التخالل (Deinterleaving) للمعطيات وذلك بعكس عملية التخالل التي نفذت في معدل الوصلة الأمامية . وأخيراً تجري عملية فك الترميز (Decoding) لاستخلاص المعطيات. وهنا تكون العملية أكثر صعوبة لأن معدل الوصلة الأمامية يرمز أولاً إلى معطيات الرسالة ومن ثم يقوم بتكرار البتات المرمزة حسب الاحتياج لملاً إطار المعطيات (علينا التذكر هنا بأن عدد بتات الرسالة يتغير تبعاً لمعدل المعطيات المتغير بالفوكودر) . أما زيادة التعقيد بالمسألة فتتمثل بعدم إرسال المحطة القاعدية لمعدل المعطيات بالفوكودر الأمر الذي يستوجب وجود عملية التحقق من نتائجها مقابل الـ CRC .

لتوضيح عملية فك الرميز بواسطة خوارزمية فيتربي يبين الشكل (4-5) السابق رمزاً بسيطاً يستند إليه . يمكن شرح عمل المرمز الالتقافي بواسطة المخطط العريشي (Trellis Diagram) المبين بالشكل (5-23). في هذا المخطط يشار إلى محتويات سجل الإزاحة على شكل عقد أما البت التالي في سلسلة الدخل فترى على شكل فرع . أما خرج المرمز الالتقافي فيظهر بعد كل فرع.

وفي هذا المثال فإن كل رمز بالخرج هو 2 بت لأن المرمز يعمل بمعدل النصف .

توصف خوارزمية فيتربي بأنها كاشف الترجيح الأعظم (Maximum likelihood Detector) حيث نستخدم المعطيات المستقبلية لإعادة تكوين سلسلة المعطيات المرسله وبالتالي إشارة الرسالة . أما التحدي فيتمثل في الآثار الضارة للضجيج وبقية الملوثات التي تغير من المعطيات المستقبلية . وللتغلب على هذه الملوثات يقوم الترميز الالتفافي وكذلك الترميز الكتلي باستخدام التكرار أو الحشو (Redundancy) .



الشكل (5-23): مخطط عرائشي للمرمز الالتفافي المبين بالشكل (5-4)

عند استخدام خوارزمية فيتربي كاشفاً بالترجيح الأعظمي تقوم بتحليل الاحتمالات الشرطية لكل فرع من فروع المخطط العرائشي استناداً للمعطيات المستقبلية . وهي تفعل هذا على سلسلة من المعطيات لتأخذ بالحسبان عمق

الرمز (أو طوله المقيد constraint length) كما أن هذه الخوارزمية تستثمر مراقبة معطاة لتبسيط عملية فك الترميز .

يصف الاحتمال الشرطي $p(y|x)$ "ترجيح" إرسال سلسلة معينة أو شعاع معطيات x استناداً إلى شعاع معطيات مستقبل y . يتم ذلك بحساب المسافة الأقلية بين المعطيات المستقبلية وحالات من الرموز المحددة تظهر من المخطط العرائشي. ويعطى هذا الاحتمال الشرطي (conditional probability) لمسار ما من المخطط العرائشي المذكور بالعلاقة :

$$p(y|x) = \prod_n p[y(n)|x(n)] \quad (36-5)$$

حيث n دليل لكل الرموز المتتالية الموافقة للفروع المشكلة للمسارات على المخطط المذكور . بأخذ لوغارتم العلاقة السابقة يتبسط كثيراً حسابها ويكون لدينا التابع الجمعي البسيط التالي :

$$\Lambda(y|x) = \ln p(y|x) = \sum_{all\ n} \ln p[y(n)|x(n)] \quad (37-5)$$

إن الحد $\ln p[y(n)|x(n)]$ ينسب إلى الفرع القياسي $m(n)$ كما يلي :

$$m(n) = \mu \ln p[y(n)|x(n)] \quad (38-5)$$

حيث μ ثابت تناسب. وفي الحالة العامة يبحث كاشف الترجيح الأعظمي عن سلسلة المعطيات، أو المسار، من خلال المخطط العرائشي حيث يتعاضم مجموع الفروع القياسية .

بهذا الوصف فإن تعقيد الحسابات في كاشف الترجيح الأعظمي كبير جداً لأن عدد المسارات يتضاعف مع كل حالة. ومع ذلك يمكن تبسيطه بعد ملاحظة أن اجتماع مسارين عند عقدة ما فإن المسار ذا القياس الأعلى هو لوحده المسار الهام أما باقي المسارات فيتم إهمالها . وبالنتيجة فإن عدد المسارات المعتمدة يساوي بالحالة القصوى عدد العقد بالمخطط العرائشي .

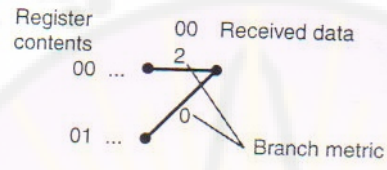
يبين الشكل (5-24) مثلاً توضيحياً على استخدام خوارزمية فيتربي في مرمز التفاضلي حيث يستخدم فرع قياسي بسيط (simple branch metric) كي يقوم بعد حالات توافق البتات بين المعطيات المستقبلية وبين السلسلة الناتجة من المخطط العرائشي .

تشكل بتات الذيل جزءاً مهماً في عملية فك الترميز إذ تقوم بعملية تنظيف أو محي المرمز الالتفافي وتعطي نقطة بداية محددة لمفكك الترميز . على ضوء ذلك فإن دخل ومحتويات المرمز الالتفافي عند النهاية تكون معلومة . يلاحظ أيضاً أن خوارزمية فيتربي تعمل بشكل خلفي أي من البتات الأخيرة رجوعاً إلى إطار المعطيات عند البداية .

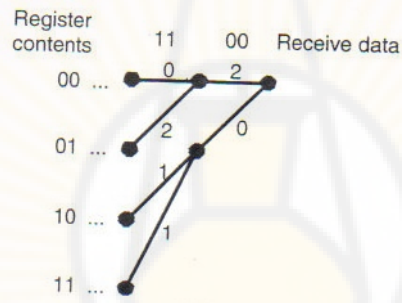
تكون محتويات المرمز تساوي 00 عند نهاية إطار المعطيات ؛ يلاحظ في هذه الحالة وجود فرعين ممكنين فقط للاتصال إلى هذه العقدة . وبالعودة إلى المخطط العرائشي نجد بأن المدخل 0 ينتج الفرع العلوي والخرج 00 ، بينما ينتج المدخل 1 الفرع السفلي والخرج 11 . تقارن هذه الكودات الناتجة مع المعطيات المستقبلية ويتم حساب فرع القياسات كما في الشكل (5-24-أ) .

عند هذه النقطة يوجد لدينا عقدتان ممكنتان هما 00 و 01 . كما يرينا المخطط العرائشي أيضاً أن كل عقدة تخدم مسارين . تقوم خوارزمية فك الترميز بالحصول على كود الخرج المتوقع لكل فرع (مسار) وتقارن تلك

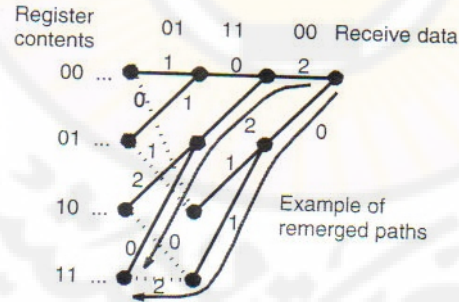
الكودات مع المعطيات المستقبلية وتحسب القياسات العائدة لها وتبين النتائج
كما في الشكل (5-24-ب) .



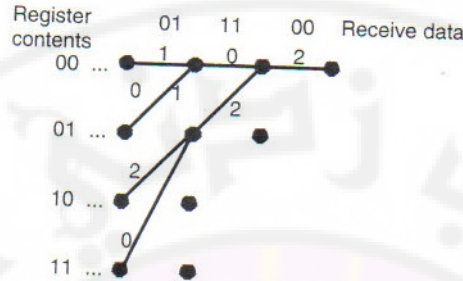
(أ)



(ب)



(ج)



(د)

الشكل (5-24): خوارزمية فيتربي - أفرع العقدة الأخيرة (أ)، آخر عقدتين (ب)، آخر 3

عقد (ج)، ازالة المسارات المندمجة merged (د)

تستمر هذه العملية بشكل خلفي حتى يتم تحليل كامل إطار المعطيات المستقبلية. يلاحظ استبعاد المسارات ذات الرتبة المنخفضة بعد مرور ثلاثة من الرموز كما يوضح ذلك الشكل (5-24 ج، د) . يقوم الـ CRC بالتحقق من معطيات الرسالة الأساسية وذلك عند نصف المعدل وكامل المعدل (Half and Full rate). فعند المعدل المنخفض يتحسن استخلاص المعطيات نتيجة لتكرار الرموز الناجم عن التكرار الإضافي. ومع ذلك يستبعد إطار المعلومات هذا عند الإخفاق في تحليله ويثبت لدى المعالج استبعاد هذا الإطار .

تتخذ خوارزمية فيتربي باستخدام كيان جامد من نوع "أضف-قارن-اختار" (Dedicated Add-compare-Select Hardware (ACS)) وتكون آلية عمله كما يلي: Add (يضاف كل فرع قياسي إلى المستوى السابق لحالات العبور المسموحة)؛ Compare قارن بين زوج من المجموع القياسي لكي تمر المسارات إلى عقدة حالة؛ select اختر المسار الأكبر واستبعد الثاني، يمكن اختيار أي منهما بسبب تساوي الاحتمال لهما.

يحتاج تشغيل مفكك ترميز فيتربي إلى تخزين زمريتين من النتائج . أما الزمرة الأولى فتلاحق حسابات القياس (Metric Computation) وتجدد عند كل حالة عقدة (node state) . أما الزمرة الثانية فهي المعطيات التي اختيرت عند كل حالة عقدة وهي بنهاية المطاف إشارة الرسالة المطلوبة . أما القرار الأخير فيتخذ بتسلسل معكوس ، يبدأ من القرار الأخير ويعود خلفاً إلى القرار الأول. ويلاحظ هنا عدم حاجة هذه الطريقة إلى تغطية إطار كامل ولكن فقط المسافة بين مسارين مدمجين (remerged) ، وتدعى هذه المسافة بطول الاقتفاء الخلفي للخوارزمية trace back length of the algorithm .

يعمل كل من المرمز الالتفافي وخوارزمية فيتربي على حماية المعطيات . تتوقف درجة الحماية هذه على بنية المرمز الالتفافي ولكنها تحد من قبل نظرية شانون للسعة (Shanon`s Capacity Theorem) والتي تنص على إمكانية إرسال معلومات عبر أي قناة ذات سعة كافية (C) وبمعدل معطيات R باحتمال خطأ اعتباطي الصغر (Arbitrarily Small Error Probability) باستخدام طريقة ترميز معقدة بشكل كاف . تعطى سعة القناة المتأثرة بالضجيج غوصي AWGN بالعلاقة :

$$C = W \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (39-5)$$

حيث S استطاعة الإشارة و N استطاعة الضجيج و W عرض المجال . نلاحظ أن هذه العلاقة تحد من معدل الإرسال وتبين لنا عملية الموازنة (trade off) بين الاستطاعة وعرض المجال .

علينا تذكر العلاقة التي تربط بين الطاقة في البت وبين كثافة الضجيج وهي :

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{S}{N} \frac{W}{R} \quad (40-5)$$

حيث W/R هو معدل النثر. كما يمكن الحصول على العلاقة التالية من كلا العلاقتين السابقتين :

$$C = W \log_2 \left(1 + \frac{E_b}{N_0} \frac{R}{W} \right) \quad (41-5)$$

حيث تبين هذه العلاقة سعة القناة C وكذلك أعظم قدر من الحماية (مقاساً بالمقدار E_b/N_0).

كما تحد أدائية عملية فك الترميز أيضاً بقدرة التمييز (Resolution) للكيان الجامد المستخدم . ففي نظام الاتصال CDMA IS-95 يكون المرمز الالتفافي محدوداً بطول $k=9$ ؛ وعليه فإن هناك 2^8 مسارات اقتفاء خلفي مختلفة. وفي الواقع العملي لا يمكن تخزين قدر كبير من البتات لأجل كل مسار، لذا فإن من الضروري اختيار حل وسط ، الأمر الذي يؤثر على دقة حسابات القياس (Metric computation) .

هناك طريقتان لإجراء الحسابات لقياسات الفروع هما: المسافة الإقليدية ومسافة هامنج . أما المسافة الإقليدية فهي المسافة الهندسية بين الكودات المحتملة وبين المعطيات المستقبلية . بينما تقوم حسابات مسافة هامنج على تحويل المعطيات المستقبلية إلى أقرب كود محتمل. إن هذه الطريقة الأخيرة بما تقدمه من تبسيط للحسابات إلا أنها تحذف العديد من الخيارات الرمادية بالمعطيات المستقبلية كما تخفض دقة القياس للفرع . من جهة أخرى فإن خوارزميات القرار اللين (soft-decision algorithms) تعتمد المسافات الإقليدية بينما تستخدم خوارزميات القرار الجامد (Hard-decision algorithms) مسافات هامنج . ويلعب كل من الطول المقيد (constraint length) ومعدل الكود (code rate) دوراً هاماً في أدائية (performance) المرمز الالتفافي كما هو مبين بالجدول (1-5). يتضح من هذا الجدول فوائد زيادة معدل الكود واستخدام القرار اللين. كما تجدر الإشارة إلى أن آثار الترميز تكون أكثر أهمية عند وجود خفوت من نوع رالي (Rayleigh Fading Environment) .

الجدول (1-5): مقارنة ادائية عدة ترميزات التفافية بوجود AWGN من اجل متطلب $BER=10^{-3}$

Convolutional Code	E_b/N_o Value (dB)	Coding Gain (dB)
No coding	6.8	0
Hard decision		
Rate 1/2, length 5	5.3	1.5
Rate 2/3, length 5	5.6	1.2
Soft decision		
Rate 1/2, length 5	3.2	3.6
Rate 1/2, length 7	2.7	4.1
Rate 1/2, length 9	2.5	4.3
Rate 1/3, length 9	2.2	4.6
Rate 2/3, length 5	3.7	3.1
Rate 2/3, length 7	3.2	3.6
Ideal system		
Shannon's limit	-1.6	8.4

الفصل السادس

نظم الـ CDMA

للجيل الثالث 3G - CDMA Systems

- مقدمة :

مع ارتفاع الطلب على خدمات الاتصال اللاسلكي، تزداد الحاجة إلى إمكانية نفاذ أوسع وسرعة معطيات أكبر. إن ذلك يستدعي بالضرورة استثماراً أفضل للموارد الراديوية.

يتمثل الهدف من الجيل الثالث من الاتصالات النقالة 3G في تقديم سرعة معطيات أعلى عند سعة معقولة بينما يتواصل العمل على تحسين حلول تعدد المسارات وزيادة التنوع diversity . ويتمثل الهدف المحدد بتحقيق معدل معطيات 144kbps لاستخدامات المناطق الواسعة مع تحقيق حركية كاملة؛ أو 348kbps للمناطق الحضرية أو 2Mbps لخدمات المنزل الافتراضية (Virtual home services) مع حركية منخفضة. وللمقارنة فإن معدل المعطيات في الجيل الثاني كانت ما دون 20kbps.

إن ارتفاع معدل المعطيات يفسح المجال لزيادة سعة الاتصالات الكلامية وتأمين اتصالات الفيديو ، بالإضافة لإدخال وتيرة متزايدة من الخدمات الرقمية المتقدمة. ويتضمن ذلك تأمين الولوج المريح إلى شبكة الانترنت بالإضافة لخدمات الـ SMS المحمولة بالصور أو الخرائط أو اللقطات الفيديوية وغيرها من الخدمات المتقدمة الأخرى.

بالمقابل فإن تحقيق ذلك يستوجب استخدام رزم المعطيات والوصلات الهاتفية عن طريق Packet Switched Connection-PCS بدلاً من طريقة Circuit Switched Connection-CSC المستخدمة حالياً . كما يستدعي ذلك استخدام

معدلات نثر متغيرة بالإضافة إلى أقنية معطيات متعددة ومرزومة bundled وكذلك تقنيات حديثة للنثر . إنها تعني أيضاً إدخال تغييرات على الأقنية الفيزيائية والمنطقية وعلى بنية الشبكة وعلى مكس البروتوكول في نظم الـ 2G.

وتسير نظم الـ 2G نحو تطور يفضي إلى معيار عالمي موحد يسمى مشروع الشراكة للجيل الثالث (3GPP) Third Generation Partnership Project. وينص هذا المعيار على إيجاد القدرة للاتصالات الإجمالية وذلك بضم ثلاثة خيارات ضمن إطار واحد . فيتمثل ذلك في تحقيق خيارين بحامل واحد (خيار اليابان): Association of Radio Industry Business-ARIB وكذلك خيار الأوروبيين European Telecommunication Standards Industry-ETSI. كما أنه يحتوي على خيار ذي حوامل متعددة، تصدر مباشرة من الـ CDMA IS95 وتستمد دعمها من الـ Telecommunication Industry Association-TIA . وفي كل الحالات فإن هذه الخيارات جميعها تعتق نقانة النثر بالسلسلة المباشرة DS-CDMA يمكن تلخيص الخيارات الثلاثة كالتالي: كلها CDMA ذات مجال عريض ويستخدم الأول حاملاً واحداً مع تشغيل FDD أما الثاني فهو أيضاً بحامل واحد مع تشغيل TDD أما الثالث فيستخدم التعديل بطريقة تعدد الحوامل Multi Carrier Modulation .

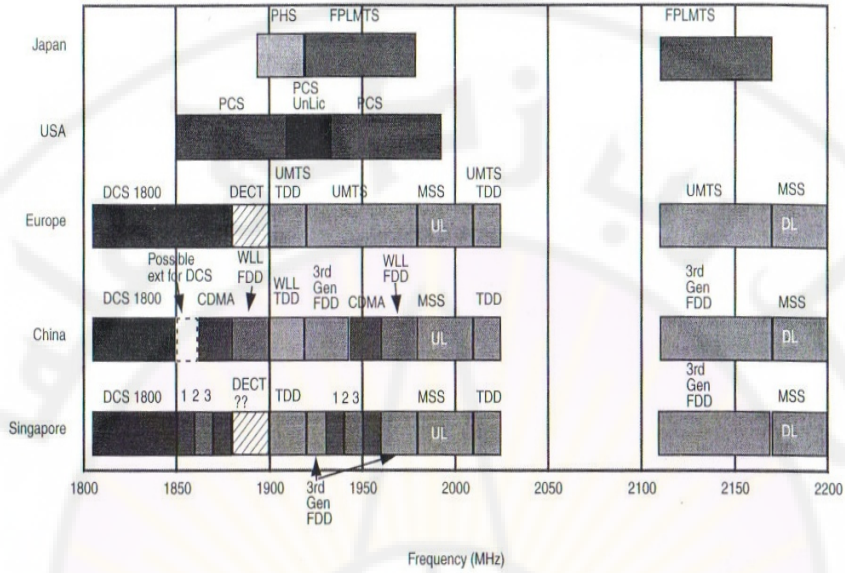
6-1 مفاهيم الجيل القادم لنظم الـ CDMA :

تحتاج خدمات الجيل الثاني من نظم الاتصالات إلى تحسين أكبر في كفاءة الشبكة لزيادة إمكانيات النفاذ وزيادة سرعة المعطيات. وتقيد نظم الجيل الثاني إمكانيات النفاذ من خلال محددات جامدة (Hard factors) كالزمن والتردد من خلال تقسيم الطيف والتوصيل بمبدأ الدارات المبدلة Circuit-Switched مما يقيد تدفق المعطيات. كما تخصص هذه الشبكات أقنية راديوية ثانية ومسارات

محددة ضمن الشبكة لكل مستخدم. أما في شبكات الجيل الثالث فإنها تقدم بالمقابل محددات لينة (Soft factors) بالإضافة لاستخدامها مبدأ التوصيل بالرزق (Packet-Switched) مما يوفر مرونة وفعالية أكبر. وتخصص شبكات التوصيل بالرزق الموارد المطلوبة من الشبكة بناءً على تدفق المعلومات المطلوب بالإضافة إلى متطلبات جودة الخدمة المناسبة (QoS) لكل تطبيق. وعلى سبيل المثال تحتاج خدمات الاتصال الكلامي إلى معدل معطيات منخفض وتأخير محدود بالمعالجة، بينما تتطلب خدمات تصفح الإنترنت وتطبيقات الأوساط المتعددة (Multi Media Services-MMS) استخدام رشقات معطيات كبيرة وتتسامح بشأن قيم أكبر للتأخير. أي أن كلاً من التطبيقين المذكورين يتطلب موارد مختلفة من الشبكة. إن الشبكة الفعالة تقوم بتوفير الموارد المتاحة بما يتلاءم مع احتياج كل تطبيق مع تطبيق تحسينات في عدة مواقع هامة ضمن الشبكة من قبيل التنوع الترددي (frequency diversity) ومعدلات مرنة للمعطيات ونشر الطيف بالإضافة إلى ترميز كل من المنبع والقناة وكذلك الكشف المتعلق للوصلة العكسية.

6-1-1 القناة الفيزيائية لنظام الـ CDMA في الجيل الثالث :

تحتاج خدمات الجيل الثالث المتقدمة إلى عرض مجال ترددي واسع لتزويد المعطيات ذات التدفق الكبير . لقد كرس لذلك عرض مجال يساوي 5 ميغاهرتز ويستثمر وفق طريقتين محددين تبعاً للطيف الترددي المتاح . إذ أن طيفاً راديوياً جديداً قد كرس لذلك في بعض دول العالم (وسمي بالمجالات الراديوية IMT-2000) ، كما هو مبين بالشكل (6-1) .

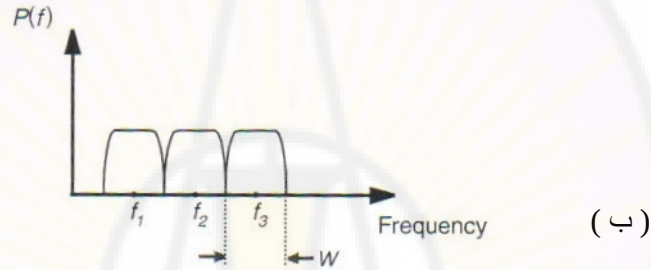
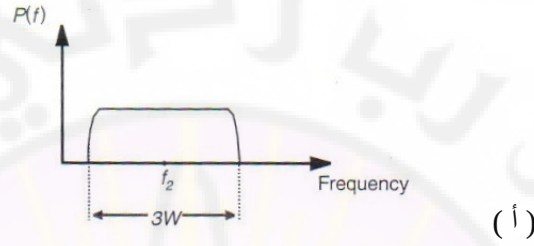


الشكل (6-1): خطة العالم لتوزيع الترددات على أجيال الخدمات القادمة

بينما لم يكن ممكناً تخصيص مثل هذا المجال الترددي في دول أخرى (كالولايات المتحدة وغيرها بسبب ازدهار الطيف) حيث تطلب الأمر إعادة استخدام المجال الترددي المكرس سابقاً للاتصالات الخليوية، أما في بلاد أخرى (مثل الصين) فإن المتاح جزء فقط من المجال المطلوب مما يستدعي استخدام الـ TDD. مما سبق يتضح حجم الصعوبات أمام استخدام نظام عالمي جديد وموحد لهذا النوع من الاتصالات وهو ما شكل ويشكل هدفاً دائماً لاتحاد الاتصالات الدولي IUT.

وتولد الإشارة عريضة المجال من النثر الطيفي المباشر لحامل أو عدة حوامل ترددية، ففي حالة الحامل الترددي الواحد يزداد معدل الكسرات (Chip rate) بحيث يشكل عرض المجال الواسع للإشارة، كما في الشكل (6-2)

أما إذا تشاركت الوصلتان الأمامية و العكسية بالقناة الترددية نفسها فإن ذلك يستوجب التقسيم الزمني TDD .



الشكل (2-6): أنماط تعديل مقترحة للجيل القادم من CDMA بخيار حامل واحد ومتعدد الحوامل

حيث يستند هذا النوع من النفاذ إلى تقسيم القناة لفتحات زمنية ومن ثم تخصص هذه الفتحات لكل من الوصلة الأمامية والعكسية على التوالي. أما في طريقة تعدد الحوامل فإن عرض المجال الواسع للإشارة يقسم إلى ثلاث حزم ترددية ضيقة ومتلاصقة لإشارات السلسلة المباشرة، كما في الشكل (2-6-2-6-ب). أما الميزة الناتجة عن هذه الطريقة فهي أن كل حزمة ضيقة تحقق متطلبات الإشارات المعدلة IS95 – CDMA .

يمكن القول إن الإشارة عريضة المجال تحسن من وفرة التردد وتعدد المسارات. ذلك أن خفوت المجال الكامل يحدث بشكل أقل مع ازدياد عرض المجال

للإشارة ، بينما يختار الخفوت جزءاً من طيف هذه الإشارة كي يتعرض لما يسمى بالخفوت الانتقائي. كما أن سلسلة النثر ذات السرعة العالية تنتج كسرات قصيرة الدور ، الأمر الذي يؤدي إلى تمييزية أفضل لتابع الترابط المعترض في الباحث Searcher وهذا ينتج بدوره تقديراً أفضل للقناة وتزامن الطور في المستقبل ولكن على حساب بنية أعقد لهذا المستقبل.

6-1-2 تصميم تعدد المعدلات Multi-rate في نظام CDMA الحديث

إن إحدى المحرضات على تطوير الجيل الثالث لنظم الاتصال هي زيادة المرونة من خلال اعتماد التشغيل متعدد المعدلات Multi-rate ورزم المعطيات. حيث يسمح الأخير بالتلاؤم مع تشكيلة واسعة من متطلبات التطبيقات بالإضافة إلى تمكين الشبكة من تخدم أكبر عدد من المس تخدمين. أما تعدد المعدلات فيمكن من استخدام معطيات ذات معدلات مختلفة باستخدام عوامل نثر متغيرة وبعده كودات للنثر.

يعتمد تصميم تعدد المعدلات على إسقاط ما يسمى رزم المعطيات ذات الأطوال المختلفة (تعرف أيضاً بكتل النقل Transport blocks) إلى أطر معطيات ثابتة الأطوال. ويرتبط عدد البتات في كل إطار للمعطيات مع التطبيق المحدد إلا أنه محدود في النهاية بطقم من القيم المحددة. أما أطر المعطيات فهي ثابتة وذات قيم 10 أو 20 ميلي ثانية وتحتوي على عدد ثابت من الكسرات chips. تستند عملية الإسقاط لأطر ثابتة إلى تقنيتين أساسيتين هما معاملات نثر متغيرة وكودات متعددة. أما في الطريقة الأولى فإن معطيات الرزمة تنثر بشكل يغطي طول الإطار الثابت بواسطة كود نثر متغير. يعطى معامل النثر W/R بالعلاقة:

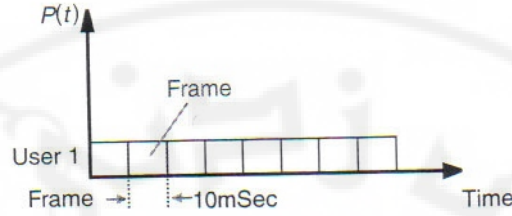
$$\frac{W}{R} = \frac{BT_F}{N} \quad (1-6)$$

حيث B عرض مجال التعديل للطيف المنثور (3.48 MCpS لأجل خيارات الحامل الواحد فقط) و T_F عرض الاطار و N عدد البتات لكل رزمة معطيات. يتراوح معامل النثر W/R من 4 إلى 256 وهو يصف كسب المعالجة للنظام. أما الطريقة الثانية فتعتمد تشكيل إطار المعطيات من M قناة تفرعية كل منها ذو سعة ثابتة وبالتالي:

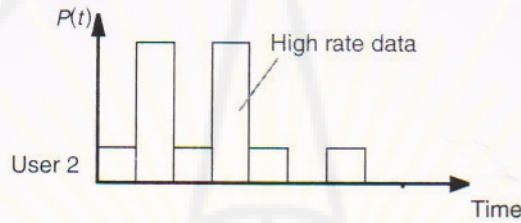
$$M = \frac{N}{RT_F} \quad (2-6)$$

حيث R معدل تدفق البت لكل قناة واحدة. كما يمكن ضم الطريقتين واستخدامهما معاً وهكذا تتفاوت قيم التردد وطول الإطار "ككتل النقل" في معظم التطبيقات. في الحالة المثالية يتابع المعدل الرقمي تلك التغيرات بتغيير معامل النثر و/أو عدد الأفنية المرمزة لحظياً وبالتالي تحقيق معدل المعطيات المطلوب. لكن هذا يعتبر غير عملي لأن تلك التغيرات تؤثر سلباً على الشبكة والمستخدمين. أما إدارة وصلات رزم المعطيات وتمريرها فيتطلب ترتيب ذلك عبر طبقة بروتوكول التحكم بموارد الراديو حيث تحدد هذه الطبقة من البروتوكول " ككتل النقل" التي تغطي المجالات 10 و 20 و 40 و 80 ميلي ثانية.

يبين الشكل (6-3-أ) مثلاً على كتل النقل في حالة الخدمة الكلامية، وهي تتضمن رزمة معطيات تتكرر كل 10 ميلي ثانية وتؤمن وصلاً مستمراً. أما الشكل (6-3-ب) فيبين تشارك كتلتي نقل لقناة واحدة وتملاً رزم معطيات الكلام كل الفتحات الزمنية الأخرى بينما تحدث رشقات المعطيات أثناء الفتحات الزمنية الثانية والرابعة فقط، وتتكرر "كتل النقل" هذه كل 80 ميلي ثانية.



الشكل (3-6-أ): نقل كتل معطيات-كلام فقط



الشكل (3-6-ب): نقل كتل معطيات-كلام ومعطيات

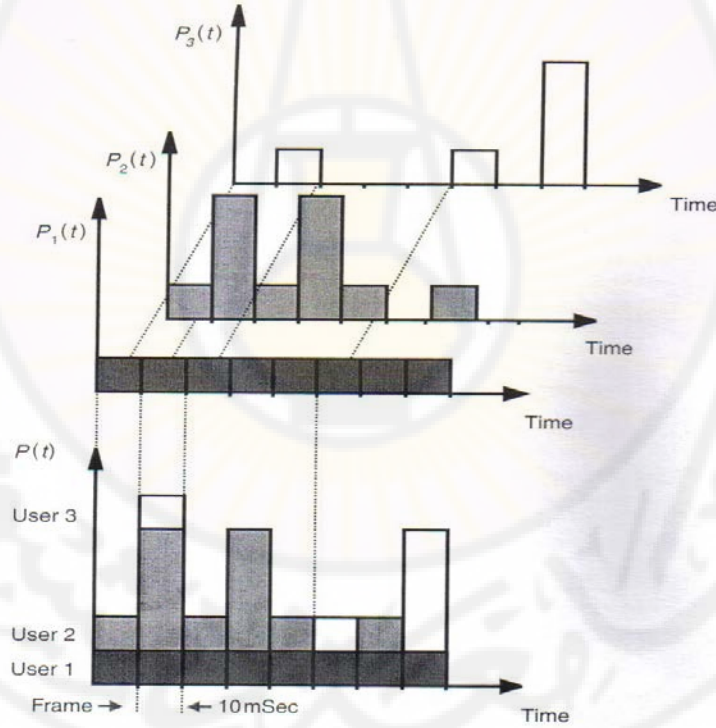
تؤثر طريقة تعدد المعدلات هذه سلباً على محدد هام لقناة الاتصال هو نسبة الطاقة المستقبلية للبت إلى كثافة الضجيج (E_b/N_0). ذلك أن معامل النثر يغير من مجال البت Bit Interval وبالتالي يغير من النسبة المذكورة بالطريقة التالية:

$$\frac{E_B}{N_0} = \left(\frac{S}{I} \right) \frac{W}{R} \quad (3-6)$$

تمثل S استطاعة الإشارة المرغوبة وتمثل I استطاعة التداخل والتي تتضمن استطاعة الإشارات القادمة من مستخدمين آخرين إضافة للضجيج الحراري. ولكي نحافظ على قيمة E_b/N_0 ، وبالتالي تماثل أدائية الوصلات المختلفة ، يتوجب تغيير الاستطاعة المخصصة للإشارة المرغوبة أو تغيير أدائية المستقبل نفسه. أما الثانية فهي أمر غير عملي لذا يتم اللجوء إلى ضبط استطاعة الإرسال للإشارة بهدف الحفاظ على النسبة E_b/N_0 ثابتة تقريباً.

يبين المثال التالي مستخدمين اثنين لكل منهما تطبيقه الخاص به، فالأول منخرط بمكالمة هاتفية بمعدل 15Kbps أما الثاني فيستعمل الانترنت بسرعة 120Kbps. يشكل كل مستخدم إطار معطيات من 10 ميلي ثانية وتنتشر المعطيات عند معدل 3.84Mcps . أي أن معامل النثر للأول يساوي 256 بينما يبلغ 32 للثاني. ومن خلال التصميم نجد أن مستويات الاستطاعة المرسلة تتنقى بحيث نحقق E_b/N_0 متساوية أي:

$$256 \left(\frac{S}{I} \right)_1 = 32 \left(\frac{S}{I} \right)_2 \quad (4-6)$$



الشكل (4-6): مستويات الاستطاعة بنظام متعدد التواتر (المعدلات)

وبالتالي فإن استطاعة الإرسال المكرسة للأول هي S بينما يكرس للثاني αS مما يجعله المصدر الغالب للتداخل على الأول أي $I_1 = \alpha S$ بينما $I_2 = S$.

من العلاقة (4-6) نجد أن الحالة الفضلى تتحقق بجعل S_2 أعلى بمقدار 4.3dB من S_1 .

تعد طريقة التوصيل بالرزم Packet-Switched connections كبيرة الفوائد من أهمها المحددات اللينة - مثل الاستطاعة - حيث يتم تقسيم موارد الراديو . وبفضل ذلك أصبح بالإمكان تقاسم وصلة الاتصال بين عدة مستخدمين ذوي متطلبات مختلفة للمعطيات كما هو مبين بالشكل (4-6) . ويعتبر بروتوكول Multirate التحكم بمراد الراديو مسؤولاً عن التشغيل متعدد الوتائر operation وإدارة استطاعة الإرسال.

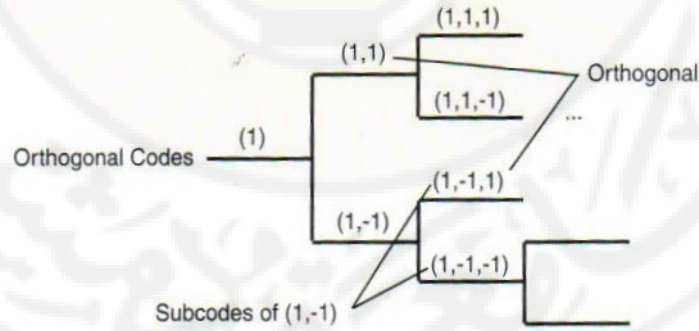
3-1-6 تقنية النثر للجيل الثالث من الـ CDMA

تعتبر كودات النثر على درجة بالغة الأهمية في نظم الـ CDMA . إذ أنها المسؤولة عن تزامن الشبكة بالإضافة إلى توفير الإمكانيات لتعدد النفاذ. أما في حالة تصميم النظام متعدد المعدلات فإن هناك متطلبات إضافية لكودات النثر من قبيل الحصول على ترابط أفضل لتحسين التزامن وأدائية المستقبل وكذلك توفر عدد أكبر من الكودات المتعامدة لاستيعاب قدر أكبر من المستخدمين بالإضافة إلى مرونة أكبر بالكودات لتحقيق معاملات نثر متغيرة. وتستخدم السلاسل شبه الضجيجية PN sequences لتأمين التزامن لأنها تبدو شبيهة بالضجيج وتتمتع بخصائص ممتازة للترابط الذاتي. ومن سلاسل الـ PN التقليدية السلسلة M ، ويتم توليدها بواسطة سجل إزاحة ذي تغذية خلفية خطية و يتكون من M بت. وفي الحقيقة فإن كل إزاحة offset للسلسلة M هي عبارة عن متوالية جديدة ذات مواصفات ترابط ذاتي جيدة. وفي الواقع العملي تكون الفائدة من سلاسل الـ M محدودة بسبب تغيرات تأخر النفوذ

excess delay variations الناجمة عن القناة وبالتالي ظهور نتائج لترابط جزئي لدى كاشف التعديل.

من ناحية أخرى فإن من مهام كودات النثر فصل المستخدمين عن بعضهم البعض، مما يتطلب كودات محددة deterministic codes ذات خصائص جيدة للترابط المعترض. لكن سلاسل الـ M تصبح أقل تعامدية مع انزياحات الإشارة signal offsets ، ومع معاملات نثر متغيرة وشبكات غير متزامنة الأمر الذي يحد من فعاليتها.

تعد طريقة والش-هادامارد مثالاً على خوارزمية تولد شجرة من الكودات المتعامدة ، كما في الشكل (5-6) . تعتبر هذه الكودات متعامدة فيما بينها وهي مفيدة للنثر متغير الأطوال بعد احترام بعض القواعد المبينة فيما يلي. حيث تحرم تلك القواعد استخدام كودات من المسار نفسه على شجرة الكودات . إن هذا الأمر هام لأن الكودات ذات الطول الأصغر تستخدم لبناء الكودات الأطول وبالتالي سيتكون لدينا خصائص رديئة للترابط المعترض.



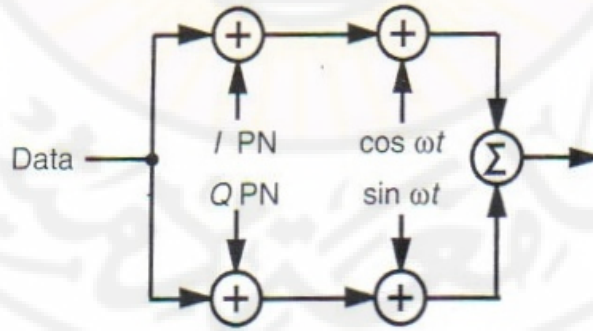
الشكل (5-6): بنية شجرة الكود

من ناحية أخرى فإن هناك كودات أخرى للنثر مثل كود غولد Gold وكود قسامي Kassami وهي تتميز بخصائص ترابط ذاتي جيدة غير دورية good

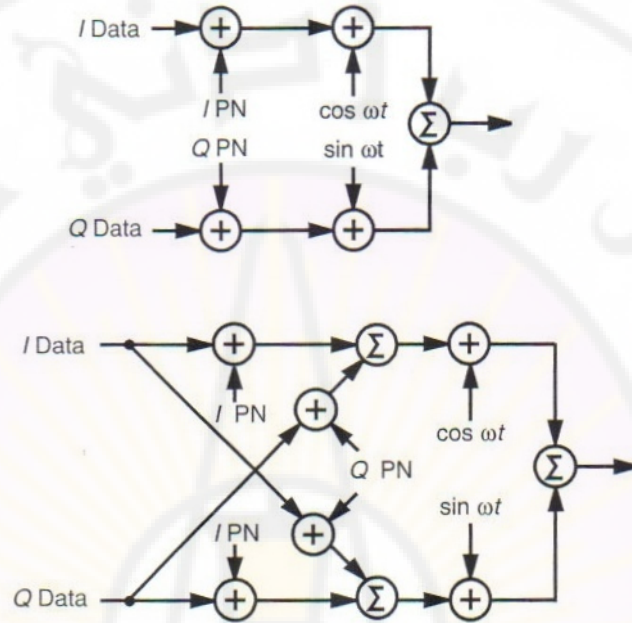
aperiodic autocorrelation كما تمنحنا ترابطاً معترضاً أفضل من سلاسل الـ M . ولهذا المعنى فإن تلك الكودات تعتبر أكثر إفادة بشكل خاص في الشبكات اللامتزامنة.

وتستثمر الكودات شبه العشوائية والمتعامدة لتعديل إشارة الرسالة وفقاً لعرض المجال الواسع للطيف المنثور. ويستخدم الـ CDMA IS95 تقنية النثر الرباعية المتوازنة Balanced quaternary spreading كما في الشكل (10-6-أ). حيث تنثر معطيات الرسالة باستخدام سلسلتين متعامدتين ذات معدل معطيات مرتفع. نلاحظ أن هذه التقنية تضاعف عملياً معطيات الرسالة إلى إشارتين متعامدتين.

لمضاعفة معدل المعطيات يمكن شطر إشارة الرسالة إلى دفتين مستقلين قبل النثر. يمكن متابعة ذلك من الشكل (10-6-ب) الممثل لدائرة نثر QPSK بقناتين. لقد استخدمت تقنية النثر العقدي لتقليل تغير مغلف المطال للإشارة المعدلة. يستخدم لأجل ذلك سلسلة عقدية أو سلسلتين حقيقيتين كما في الشكل (6-6-ج).



الشكل (6-6-أ): نثر الـ QPSK بشكل رباعي متوازن



الشكل (6-6): نشر الـ QPSK بقناة مضاعفة (ب) ثم بنشر عقدي (ج)

يقارن الجدول (1-6) خصائص تقنيات النشر حيث نلاحظ بوضوح مزايا النشر العقدي - وهو الخيار المفضل لنظم الاتصال من الجيل الثالث . تتنامى هذه المزية مع الألفية متعددة الكودات مما يسمح بتغيرات للمغلف ما بين 8 إلى 10 ديسبل حتى بوجود النشر العقدي.

الجدول (1-6): خصائص دارات النشر مطبقة على قناة وحيدة الترميز

Spreading Technique	Modulation	Data Rate	Envelope Variation
Balanced quaternary	QPSK		5.6 dB
	OQPSK		5.1 dB
Dual channel	QPSK	2x	5.7 dB
Complex spreading	QPSK	2x	4.1 dB

6-1-4 تقنيات متقدمة لتصحيح الأخطاء للجيل القادم من الـ CDMA

إن من أهم فوائد الاتصالات الرقمية هي المتانة robustness التي تقدمها طرق التحكم بالخطأ من خلال مكافحتها آثار الانتشار الراديوي مما يسمح بتشغيل النظام عند استطاعات إرسال منخفضة. وتقع طرق التحكم بالخطأ، بشكل عام، ضمن أحد النوعين التاليين: التصحيح الأمامي للخطأ Forward Error Correction – FEC التي تمنح حماية للمعطيات ، وبروتوكولات المصافحة Handshake التي تسهل كشف المعطيات المغلوطة وطلبات إعادة الإرسال. يرتبط اختيار طرق التحكم بالخطأ بالتطبيق المطلوب : تحتاج الاتصالات الكلامية إلى تأخير قليل ونسبة معقولة لخطأ البت (BER أقل من 10^{-3})، بينما يتسامح نقل المعطيات مع تأخير أكبر ولكن بنسبة خطأ للبت تقارب 10^{-6} .

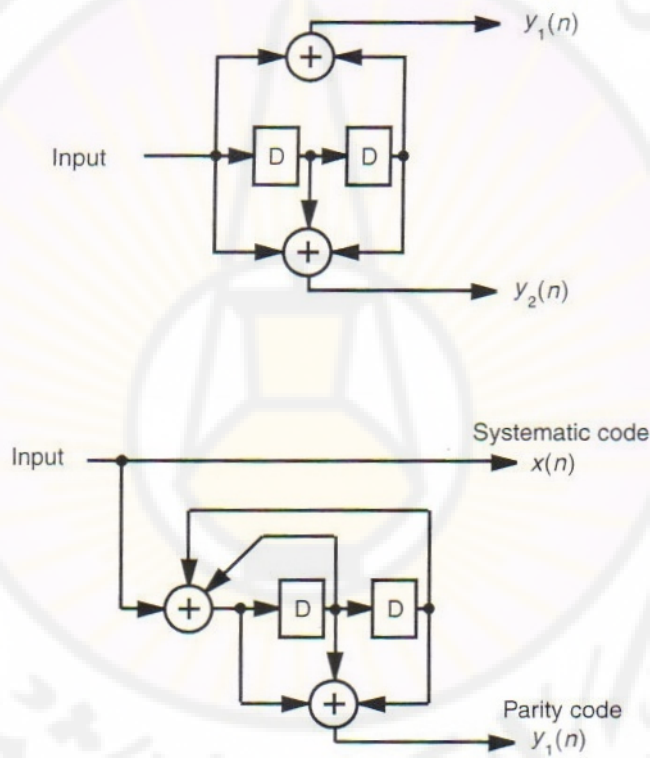
تتنتمي الكودات الالتفافية Convolutional codes إلى طريقة التصحيح الأمامي للخطأ مع ربح معتدل بالترميز وهو يتلاءم مع الاتصالات الكلامية بسبب التأخير القليل لها وانخفاض التعقيد. توصف الكودات الالتفافية من خلال معدل الكود والطول المقيد.

تعطي الكودات الدفعية Turbo Codes تقنية بديلة تنتمي الى الـ FEC حيث ترفع هذه الكودات من وثوقية وصلات الاتصال وتقترب بشكل مدهش من سعة القناة في حالة AWGN المنتبأ عنها من قبل شانون. وعليه فإن الكودات

الدفعية تعد مثالية لتحقيق متطلبات اتصالات المعطيات Data Communications ذات BER المنخفضة.

هناك في الحالة العامة نوعان من المرمزات الالتفافية وهي: المرمزات الالتفافية غير النمطية Nonsystematic Convolutional Coders- NSC والمرمزات العودية النمطية Recursive Systematic Convolutional Coders –RSC

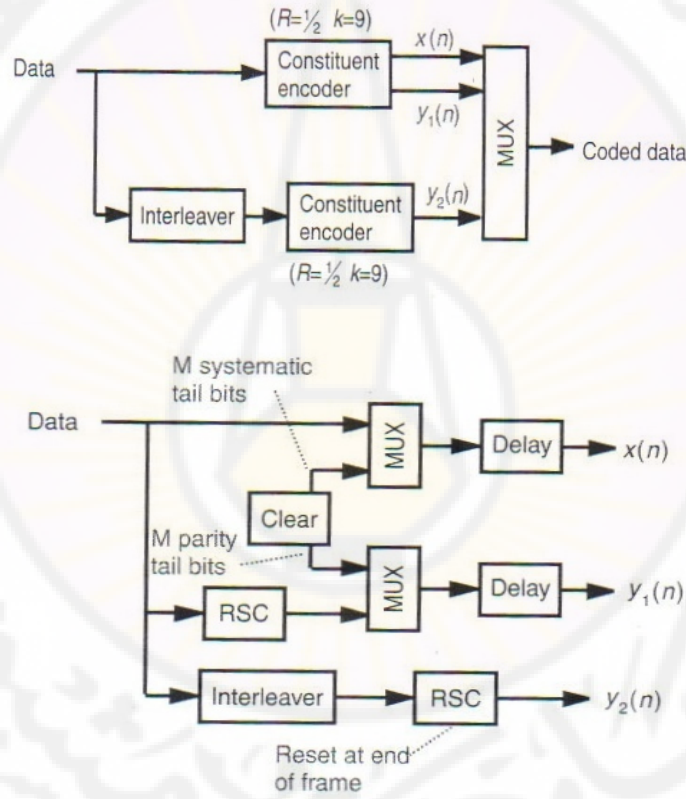
. ويحصل على المرمز RCS من خلال تعديل المرمز NSC بإدخال تغذية عودية عليه ووضع أحد مخرجه الاثنين على مدخل المعطيات. أما الشكل (7-6) فيبين مرمزين قادرين على تحقيق أدائية متماثلة بالنسبة لتصويب الأخطاء (أي تكافؤ المسافة الدنيا الحرة)، علماً بأن المرمز RSC .



الشكل (7-6): المرمز الالتفافي NSC و RSC

ينضم المرمز الدفعي للكود النمطي ذي كودين للزوجية مولدين بواسطة مرمزين RSC، كما في الشكل (8-6). يتصل المرمزان بشكل متواز يفصلهما مخال غير منتظم Non-uniform Interleaver بهدف تخفيض احتمال الخطأ بشكل حاد عند معدلات معطيات مرتفعة. بالتالي فإن عمل المخال - الذي لا يعتبر

مكوناً أصيلاً في مرمزات RSC يعمل على وضع أدائية المرمز الدفعي. تؤمن عملية التخالل غير المنتظم ، في الحالة المثالية، تشتيتاً أعظماً للمعطيات مما يسمح بزيادة المسافة الدنيا الحرة للكود وجعل تدفقي المعطيات الوفيرين redundant data streams على أكبر درجة من التنوع. يمكن القول إن إيجاد تابع التخالل الأمثل يعد التحدي الحقيقي في تصميم المرمز الدفعي.

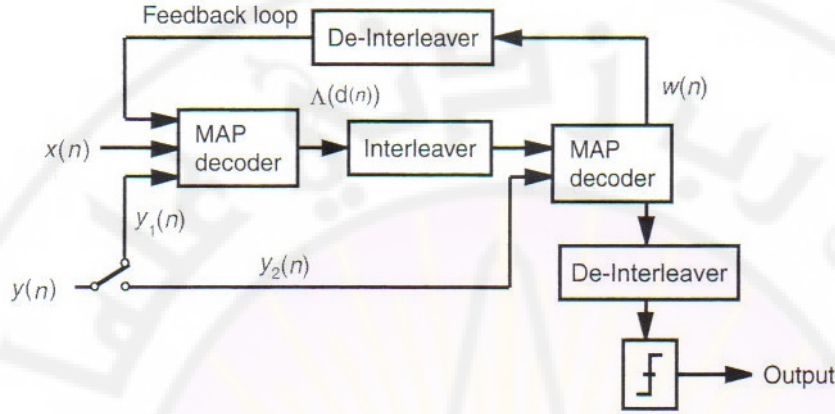


الشكل (6-8): تحسين كسب الترميز للمرمز الدفعي بالمقارنة مع المرمز التقليدي (المبسط والكامل)

يبني المرمز الدفعي بالطريقة التالية : تنساب المعطيات إلى أولى مكونات المرمز ومن ثم تغذي بشكل متوازٍ كلاً من المخاليل والمكون الثاني للمرمز. ينضاف التأخير إلى المعطيات النمطية (غير المرمزة) وإلى مخرج المرمز الأول للعمل على مرافقة كل مخارج المعطيات الثلاثة. أما بالنسبة إلى المرمز NSC فإن المرمز الدفعي يحى بعد كل إطار لإعطاء نقطة بداية جديدة محددة مسبقاً لخوارزمية فك الترميز ولمنع أي باقي أو أثر ذاكري من إطار معطيات إلى آخر.

تعزى فوائد الكودات الدفعية بشكل أولي إلى خوارزمية المقاربة Iterative algorithm عملية فك الترميز التي تستخدم مخططاً أعظماً تالياً يستند إلى خوارزمية BCJR. يلاحظ أن خوارزمية فيتربي ، والتي هي مخطط يستند للترجيح الأعظمي المستخدم مع كودات NSC ، ليست أمثلية للكودات الدفعية. أما مفك الترميز الدفعي، والمبين بالشكل (6-9) ، فيستخدم قواعد شبه أمثلية لينة لفك الترميز Suboptimal soft-decoding rules لفك ترميز كل كود RSC بشكل منفصل. بالإضافة إلى أنه يشترك باستخدام تلك النتائج بطريقة مقارنة لاستخلاص المعطيات الأصلية.

يفكك ترميز كل كود RSC بالبداية بنهاية الإطار والعودة بشكل رجعي بشكل مشابه لخوارزمية فيتربي. وتنتج آلية فك الترميز معطيات نقية Intrinsic ومعطيات مشابهة Extrensic . أما المعطيات المشابهة، وهي غير متاحة في مفكك ترميز فيتربي، فهي ذات دور حاسم في عملية تفكيك الترميز لأنها تمنع المعلومات المنتجة من قبل مفكك الترميز الأول وتمرر إلى مفكك الترميز الثاني ليعاد حقنها خلفياً لمفكك الترميز الأول. بالنتيجة فإن ذلك يعمل على تنويع عملية فك الترميز.



الشكل (6-9): مخطط صندوقي للمرمز الدفعي

للتذكر بأن خوارزمية فيتربي تنتج تابعاً لوغاريتمياً الاحتمال Log-likelihood function يسري على مسار فك الترميز ويعطى بالعلاقة:

$$\Lambda(d | x) = \ln p(d | x) = \sum_{all \ n} \ln p(d(n) | x(n)) \quad (5-6)$$

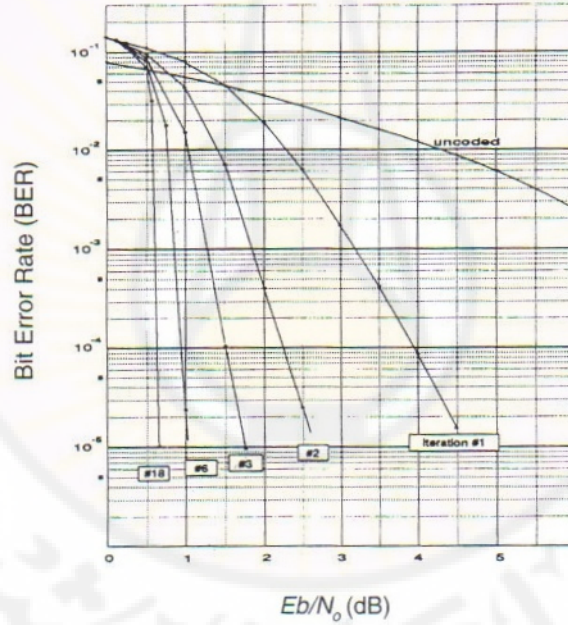
حيث x شعاع الدخل و d شعاع الخرج مفكوك الترميز. وفي النظم الرقمية، حيث $d(n)$ يكون 1 أو 0، يصبح مفيداً الاستعانة بتابع ذي صلة هو نسبة لوغاريتم الاحتمال log-likelihood ratio . أي:

$$\Lambda(d(n)) = \log \frac{p[d(n)=1 | x]}{p[d(n)=0 | x]} \quad (6-6)$$

حيث $p[d(n)|x]$ هي الاحتمال اللاحق. وتمييزاً عن مفكوك ترميز فيتربي، يعطي مفكوك ترميز المعتمد على الاحتمال اللاحق a posteriori probability decoder خرجاً لكل بت في الدخل. بالنتيجة يمكن كتابة نسبة لوغاريتم الاحتمال وفق العلاقة:

$$\Lambda[d(n)] = \Lambda[d(n) | x] \frac{2}{\sigma^2} x(n) + w(n) \quad (7-6)$$

حيث σ^2 يمثل تشتت الضجيج المستقبل و $w(n)$ يشار لها بالمعلومات المشابهة التي تعتبر هامة بسبب استقلاليتها عن معطيات الدخل $x(n)$. يقوم مفكك الترميز الدفعي بمعالجة المعطيات بشكل متتال iteratively إلى حين الوصول إلى معيار الخطأ error criterion . وفي الواقع العملي تعطي التتاليات القليلة الأولى اعظم أدائية بالريح كما بين ذلك الشكل (10-6) . يلاحظ أن التتاليات الإضافية تنقل كاهل الـ DSP بعبء إضافي وتزيد من التأخير في مسار المعطيات.



الشكل (10-6): فوائد فك الترميز التقاربي iterative decoding مطبقاً على الكودات الدفعية.

أما النوع الثاني لطرق التحكم بالخطأ فتستند إلى طرق كشف الخطأ بدلاً من تقنيات حماية المعطيات. يتحقق ذلك باستخدام كود كشف الخطأ للتحقق من كل إطار معطيات . وعند كشف خطأ ما، يرسل طلب تكرار وبالتالي يعاد

إرسال الإطار. بما أن كشف الخطأ أسهل بكثير من حماية المعطيات فإن هذه التقنية تعتبر فعالة بشكل كبير.

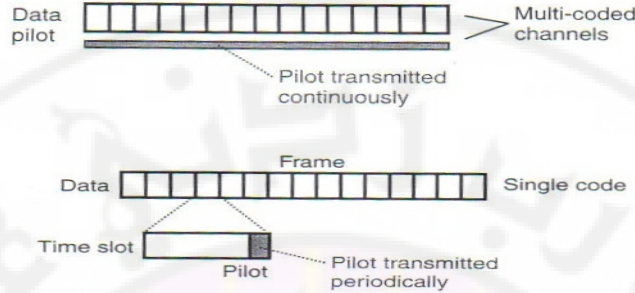
يعتبر بروتوكول طلب التكرار الآلي ARQ - automatic repeat request مثلاً شائعاً على هذه التقنية. تعتبر هذه الطريقة وغيرها من بروتوكولات المصافحة مفيدة فقط لنقل المعطيات لأن أي تأخير بالإرسال يعد غير مقبول للاتصالات الكلامية.

6-1-5 طرق الكشف المتسق Coherent Detection Methods

يحتاج الكشف المتسق للمعطيات لإشارات معدلة بالطور إلى إشارة مرجعية يمكن أن ترسل من قبل منبع المعطيات أو تبني من خلال المعطيات المستقبلية. في الحالة الواقعية يكون من الصعب استرجاع إشارة المرجع وخاصة في الاتصالات اللاسلكية التي تتعرض لآثار الخفوت. أما عندما ترسل الإشارة المرجعية فإن الفائدة المتحصلة ستكون بحدود 3dB . ومع ذلك فإن ربح الأدائية ستكون أخفض بكثير عندما يسوء تقدير estimate الإشارة المرجعية. كما أن أشكال التعديل التفاضلي ، مثل $\pi/4$ DQPSK ، يمكن أن تعطي ادائية مماثلة لطرق الكشف المتسق.

تعرف إشارة الطور المرجعية بإشارة الدلالة وترسل بشكل مستمر أو متقطع Multiplexed ضمن تدفق جدول المعطيات كما هو مبين بالشكل (6-11).

تقدم هذه الطرق فوائد مختلفة هي: مناعة إشارة الدلالة المستمرة ضد الخفوت بينما يمتاز شكلها المتقطع بتقليل التداخل الذاتي. وفي كلا الحالتين فإن فعالية المرجع تعتمد على مستوى الاستطاعة المرسل.



الشكل (6-11): مفاهيم إشارة الدليل-المستمرة والمنتخبة

6-1-6 التشغيل المختلط Interoperability في الجيل القادم من الـ CDMA

تعتبر الأشكال الثلاثة للجيل القادم من الـ CDMA غير متوائمة سواء بالطبقة الأولى (الطبقة الفيزيائية) أو الطبقة الثانية (طبقات التحكم بالـ MAC ووصلة الراديو) بسبب اختلاف طرق التعديل المختلفة وتصاميم القناة والصيغ المنطقية المختلفة.

تؤمن خيارات الحامل الواحد (FDD و TDD) مساراً محدثاً لتقانة الـ GSM بما يحقق بشكل أساسي التوافقية المطلوبة مع نواة الـ ISDN باستخدام بروتوكول جزء التطبيق المتحرك MAP - Mobile application part. أما صيغة تعدد الحوامل Multicarrier فهي تعكس المعيار IS-95 وتستخدم المعيار IS-41 لتحقيق الربط مع الشبكة الهاتفية.

تتضمن بروتوكولات الشبكة ملامح مشتركة منها تثبيت الموارد الراديوية والتحكم بها وإدارة رسائل جودة الخدمة QoS بالإضافة لتوثيق المعلومات. لذا فإن من الممكن أن تتواءم هذه الخيارات الثلاثة على مستوى الطبقة الثالثة (مستوى الشبكة). وفي الحقيقة يقدم معيار (ستاندر) 3GPP الخطوات والسويات المبينة لكيفية تحقيق المطلوب.

6-2 خيار الـ CDMA وحيد الحامل

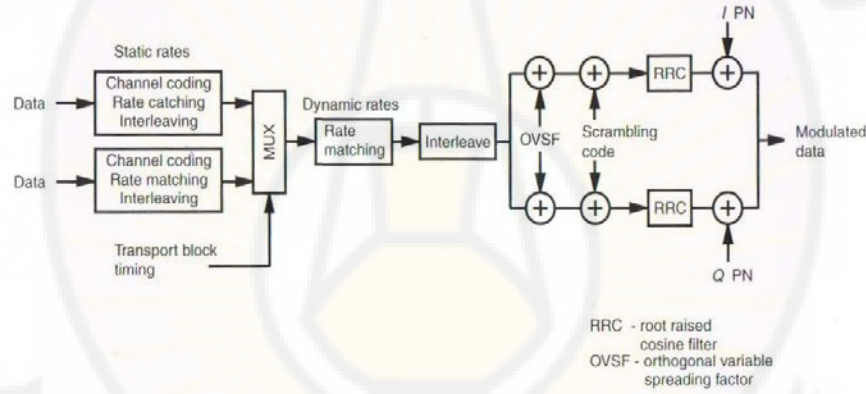
يقود مسار تطور نظم الـ TDMA، من قبيل نظام الـ GSM ونظام NADC، إلى خيارات الحامل الوحيد للمعيار 3GPP. يتضمن هذا المسار في حالة نظام الـ GSM شبكات الـ HSCSD High Speed Circuit-Switched Data والتي تؤمن معدل معطيات 57 Kbps وكذلك شبكات GPRS بمعدل معطيات 170Kbps. تعمل هذه الخطوات المرحلية على تحسين إمكانيات نظم الجيل الثاني ويضعف الحاجة إلى نظم الجيل الثاني.

يستعير خيار الـ 3GPP ذي الحامل الوحيد بنية الإطار ومكدس البروتوكول protocol stack من تحسين الـ GPRS. ويضمن ذلك التوافق المرجعي مع خيارات الحامل الوحيد عند طبقات البروتوكول العليا دون التمكن من تقليل الاختلافات عند الطبقة الفيزيائية وبالتالي الحاجة لطيف راديوي جديد. تستخدم خيارات الحامل الوحيد معدل كسرات اسمي 3.48Mcps في حالة نثر الطيف بالسلسلة المباشرة. كما يحدد خيار الـ FDD وحيد الحامل اقنية منطقية ويولد أطر معطيات ويقارب التزامن أيضاً بشكل مختلف عن نظم IS-95 كما هو مبين لاحقاً.

6-2-1 الوصلة الأمامية في خيار الحامل الوحيد

يبين الشكل (6-12) معدل الوصلة الوصلة الأمامية لنظام الحامل الوحيد. يصار إلى ترميز المعطيات بطريقة FEC ثم تسقط ضمن إطارات بطول 10 ms باستخدام موائمة المعدل ستاتيكي Static Rate Matching. تتم موائمة المعدل بتكرار أو تنقيط Puncture الرموز لتحقيق المعدل المستهدف من البتات لكل إطار تبعاً لما هو مطلوب من الخدمة والمقررة من الشبكة. ثم يخالل إطار المعطيات لتزويد التنوع الزمني Time Diversity. تنتخب بعد ذلك عدة خدمات أو معطيات سريعة وتسير عبر قناة مكرسة واحدة كما هو

موصف في بنية كتلة النقل Transport block set يضبط بعد ذلك جدول تدفق المعطيات للتلاؤم مع الشبكة باستخدام تواؤم ديناميكي لوتيرة المعطيات Dynamic Rate Matching . يتم بعد ذلك تحاليل وتميرير وبعثرة باستخدام معاملات متغيرة للنشر المتعامد أو كودات طويلة. تستخدم هنا مرشحات من نوع تجيب الجذر التربيعي Root Raised Cosine -RRC بمعامل انحدار α يساوي 0.22 لتحديد طيف الإرسال للقيمة الاسمية 5Mhz. يجرى بعد ذلك تعديل المعطيات باستخدام تعديل QPSK بواسطة سلاسل PN قصيرة.

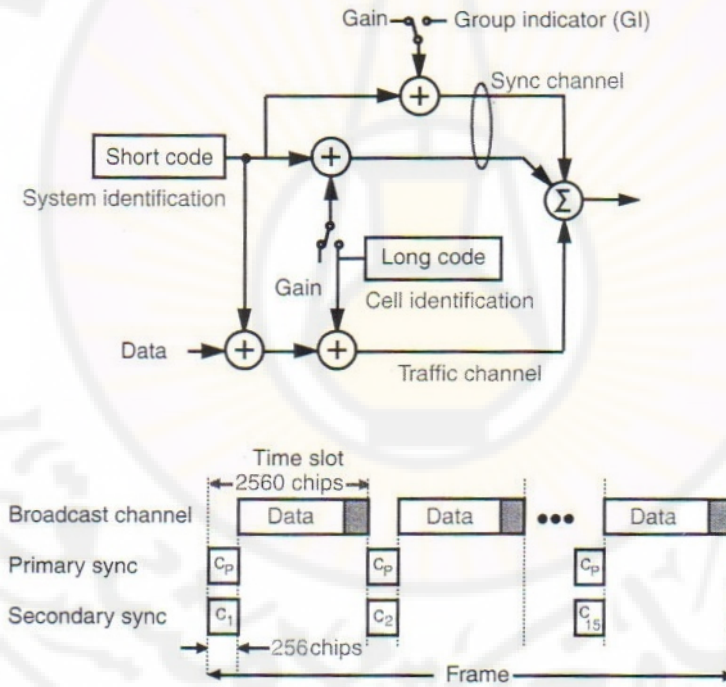


الشكل (6-12): مخطط صندوقي لمعدل الوصلة الأمامية لنظام CDMA وحيد الحامل
الجدول (6-2): محددات الوصلة الأمامية لخيارات الحامل الوحيد نوع FDD

Channel	Data Rate (Kbps)	Channel Coding	Processing Gain
Pilot	—	None	—
Broadcast	30	Rate 1/2	256
Primary sync	256 chips, 1/10 slot, once per frame	—	—
Secondary sync	256 chips, 1/10 slot, repeat every slot	—	—
Access	16	Rate 1/2	240
Paging	16	Rate 1/2	240
Dedicated control	15–1,920	Rate 1/22	$N = 512$ to 4
Dedicated data	—	Turbo	—

يتكون خيار FDD للوصلة الأمامية ذو الحامل الوحيد من عدة أقنية منطقية كما هو مبين بالجدول (6-2). تزود هذه الأقنية المنطقية بتابع مألوفة لزيادة السعة والمرونة.

تقوم قناة البث بالإصدار من المحطة القاعدية وتوصل المعلومات إلى منطقة الخلية أو إلى الشبكة كلها. تشارك هذه الخلية المورد الراديوي مع قناة التزامن في بنية الـ TDMA وكما هو مبين بالشكل (6-13). يتم إرسال

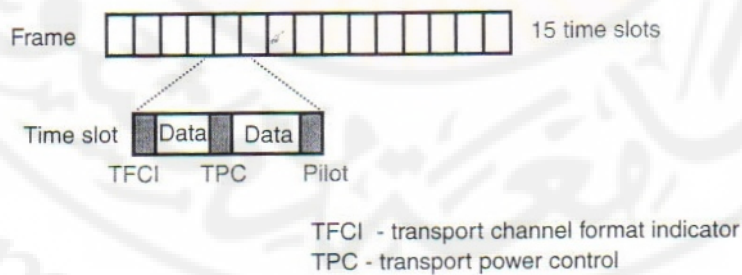


الشكل (6-13): الفتحات الزمنية لأقنية البث الأولي والتزامن - توليد وميقاتية أقنية التزامن عند بداية كل فتحة وتصمم لكي تحقق التنسيق الزمني بالشبكة. أما قناة النفاذ الأمامي فتحمل معلومات تحكم بالإضافة إلى رزم مستخدمين صغيرة ضمن حدود الخلية. كما يمكن استخدامها لنقل رشقات قصيرة من

المعطيات دون تأسيس قناة معطيات مكرسة جديدة لذلك أو تعديل قناة قائمة أصلاً.

وتحمل قناة التنبيه معلومات تحكم إلى نظام نقال في مكان غير معروف. كما تبين رسالة قصيرة غير مرمزة، وتدعى إشارة مؤشر التنبيه، ما إذا كانت قناة التنبيه تحتاج إلى فك الترميز.

تتوحد أفنية التحكم والمعطيات المنطقية لتشكيل قناة فيزيائية كما في الشكل (6-14). تتحدد هيئة كل قناة فيزيائية على شكل أطر ذات 10 ms و 15 فتحة زمنية. وتتضمن كل فتحة زمنية ما يدعى بمؤشر تضمين النقل Transport Format Combination Indicator-TFCI والتحكم بالاستطاعة المنقولة Transport Power Control TPC وخيار رموز الدلالة Optional Pilot Symbols بالإضافة للمعطيات. أما العدد الدقيق للبتات المخصصة لكل حقل فتؤسس على عدة محددات بما في ذلك معدل المعطيات الإجمالي. وبشكل عام فإن عدد البتات المكرسة للتحكم تشكل نسبة صغيرة من معدل المعطيات الكلي ويشار إليها بالمضافة Overhead .



الشكل (6-14): بنية إطار لقناة مكرسة لمعيار 3GPP بخيار وحيد الحامل نوع FDD

يوصف الـ TFCI عدد البتات N في كل فتحة زمنية باستخدام العلاقة:

$$N = 10 \times 2^k \quad (8-6)$$

حيث N تتحدد بالمجموعة المعرفة بـ $k = 0, 1, 2, \dots, 6$. وتقابل قيمة k معدل نشر W/R يعطى بالعلاقة:

$$\frac{W}{R} = \frac{256}{2^k} \quad (9-6)$$

فإذا علم معدل النشر فإن ذلك يسري على تكرار الرمز ووتائر التخریق Puncture rates . بالنتيجة فإن معدل المعلومات يصبح متاحاً ونتجنب بذلك العمل لتحديد المعدل. نلاحظ هنا عدم استخدام الـ TFCI لخدمة المعدل الثابت.

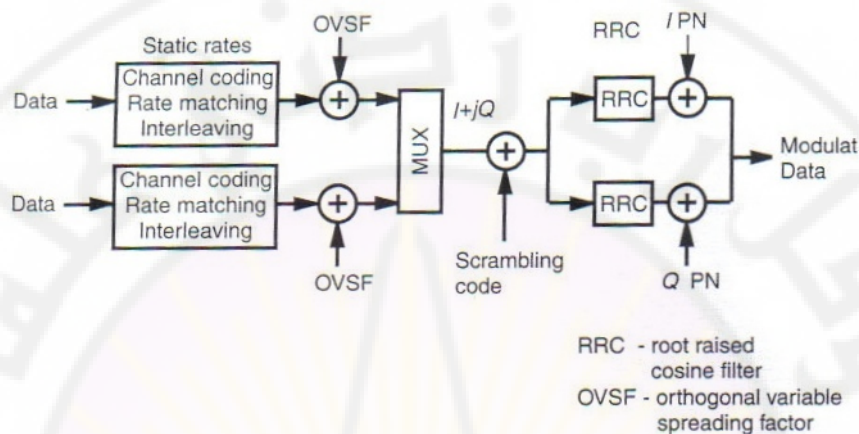
أما الـ TPC فيعلم الهاتف النقال بزيادة أو إنقاص الاستطاعة في الخرج، حيث تستخدم هذه الإشارة في خوارزمية التحكم بالاستطاعة بآلية الحلقة المغلقة.

وتحشر رموز الدلالة pilot symbols في كل فتحة زمنية لإعطائنا إشارة دلالة مكرسة والتي تستخدم لتعظيم إشارة الدلالة العامة. تعد هذه التقنية فعالة بشكل خاص في مصفوفات الهوائيات المتكيفة وتعطي إمكانية أكثر فعالية للتحكم بالاستطاعة عن طريق الحلقة المغلقة.

6-2-2 الوصلة العكسية بخيار الحامل الوحيد :

يبين الشكل (6-15) معدل الوصلة العكسية والذي يقوم بالعمليات الأساسية نفسها التي تجري بالوصلة الأمامية.

يستخدم هذا المعدل قناتي تعديل QPSK بالإضافة إلى إشراك أفنية إضافية في الناخب MUX بعد أن تتم مفاضلتها differentiated بكودات متعامدة. يستخدم هذا المعدل كودات الـ OVSF نفسها التي استخدمت في معدل الوصلة الأمامية لضمان التعامدية وبالتالي تقليل التداخل.



الشكل (6-15): مخطط صندوقي لمعدل الوصلة العكسية المستخدم بنظام CDMA

وحيد الحامل

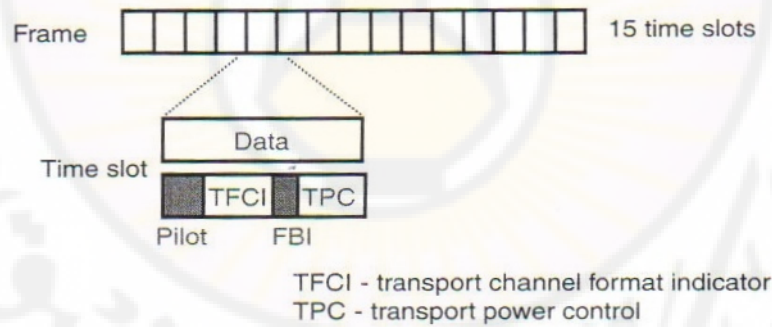
تتألف الوصلة العكسية من عدة أقنية منطقية، كما في الجدول (6-3). تقوم قناة النفاذ بإقلاع الاتصال وتستجيب للرسائل المرسلة في وضعيات البث وتوجه أقنية النفاذ أو التنبيه paging . ويتشارك فيها كل أجهزة الجوال في منطقة التغطية للخلية وتتصف بخطر حدوث تصادم الذي يحدث عند طلب الخدمة من قبل أكثر من جهاز نقال بنفس اللحظة.

الجدول (6-3): محددات الوصلة العكسية لخيار 3GPP نوع وحيد الحامل FDD المقترح

Channel	Data Rate (Kbps)	Channel Coding	Processing Gain
Pilot	—	None	—
Access			
Data	15–120	Rate 1/2	$N = 256$ to 32
Control	15	Rate 1/2	256
Common packet	30	Rate 1/2	256
Dedicated control	15–960	Rate 1/2	$N = 256$ to 4
Dedicated data		Turbo	

تقوم قناة الرزمة العامة بنقل رزم معطيات صغيرة ومتوسطة الحجم والتي تتم إمكانيات المعطيات لقناة النفاذ الأمامي. إنها قناة عامة، وبحكم ذلك، فإن النفاذ فيها يكون عشوائياً ومحكوماً بالتسابق؛ وهي مخصصة حصراً للحركة الرشقية burst traffic.

تتوحد أفنية التحكم والمعطيات المنطقية لتكوين قناة فيزيائية مكرسة كما هو موضح بالشكل (6-16). يستعاض عن الانتخاب الزمني (الذي كان مستخدماً في معدل الوصلة الأمامية) بانتخاب الأفنية بطريقة الكود code multiplexed ومن ثم تطبق على أذرع مختلفة لمعدل dual-QPSK channel . تستعمل العلاقات (6-8) و(6-9) لتحديد قيم عدد البتات بالفتحة الزمنية N وكذلك النسبة W/R .



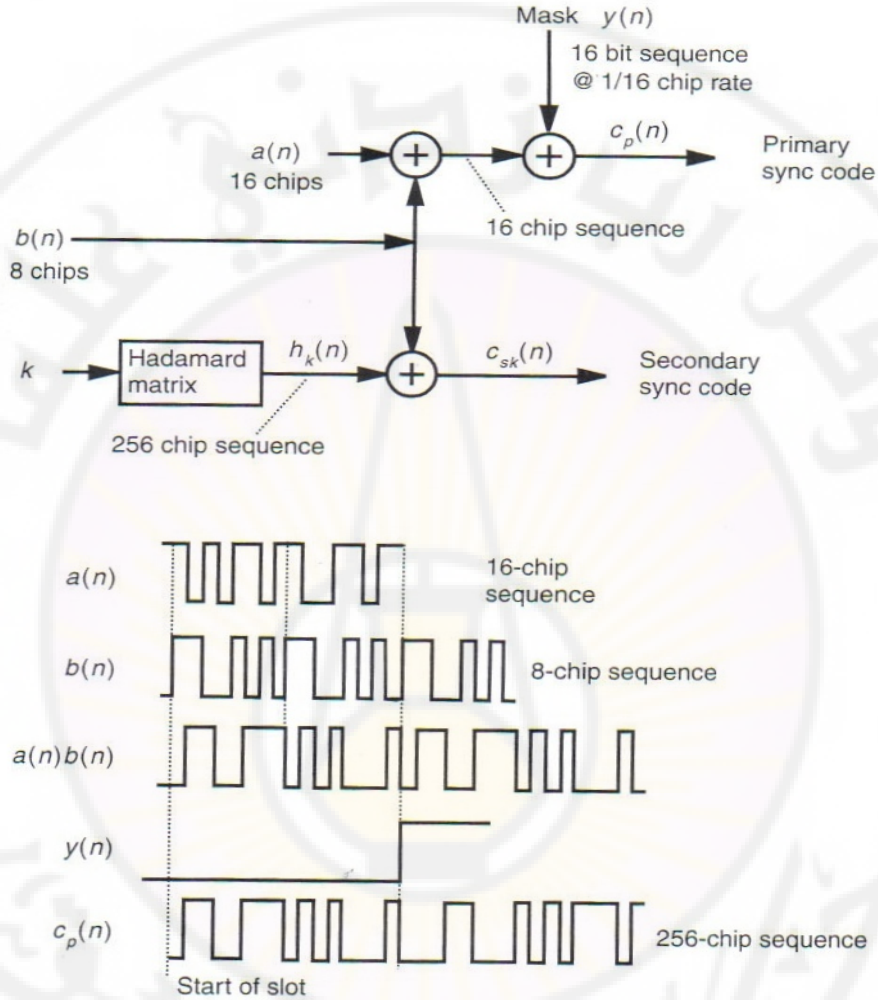
الشكل (6-16): بنية إطار لوصلة عكسية لخيار 3GPP نوع وحيد الحامل FDD المقترح

3-2-6 التحصيل والتزامن Acquisition and Synchronization

يحدث التزامن على سويات ثلاث: الفتحة الزمنية والإطار وكذلك كود البعثة Scrambling code . إن الطريقة المسماة 3GPP ذات خيار الحامل الوحيد تروج لشبكة لامتزامنة للسماح بتشغيل مستمر بين بيئتي الداخل والخارج

indoor and outdoor environments. في تلك الشبكات تكون المحطات القاعدية غير متزامنة مع بعضها البعض وكذلك عن أي توقيت خارجي ، GPS مثلاً. بالنتيجة، فإنه يمكن تفادي مشكلة التزامن في الشبكات الداخلية حيث لا يمكن تأمين ميقائية الـ GPS بسبب ضعف الإشارة. لكن هذا الأمر يوجب دفع الثمن المتمثل بتأثر تزامن الكود سلباً فضلاً عن تحصيل الخلية Cell acquisition والمناولة Handover . إن هذا يعني ضرورة تمتع كودات النشر بالفعالية (أي تمتعها بمعامل ترابط متبادل منخفض) حتى في حالات الانزياح أو offset أو التأخير.

تتألف عملية التزامن في الشبكات اللامتزامنة من متتاليتين من الكود: متتالية الكود الأولي ومتتالية الكود الثانوي. أما المتتالية الأولى، وتسمى كود التزامن الأولي primary sync code-PSC ، فهي لتبيين مواقع الفتحات slots زمنياً، أما المتتالية الزمنية الثانية، وتسمى كود التزامن الثانوي secondary sync code-SSC ، فهي لتأمين توقيت الإطارات وكود البعثة. إن كلا من الـ PSC و الـ SSC هي كود دوري Cyclic Code ما يعني أنها تعطي الصفة المطلوبة عندما ينزاح الكود بالطور بما يشكل كلمة كود أخرى. أي أن الكود المذكور يبدي خصائص لا دورية جيدة لتابع الترابط الذاتي good aperiodic autocorrelation properties . تعتبر متتالية M مثلاً على الكود الدوري cyclic . أما كود غولاي Golay code فتعتبر مثلاً آخر على المقصود وتستخدم لتشكيل متتاليتي PSC و SSC كما يبين الشكل (6-17-آ).



الشكل (6-17): مخطط صندوقي لخوارزمية بناء الكود PSC و SSC ثم تفاصيل توليد الكود الأولي

يتولد كود PSC بعملية تعديل متتالية مكونة من 16-chip معلومة، $a(n)$ مع متمم متتالية غولاي بـ 8-chip تدعى $b(n)$. أما الناتج فيكرر ويطمس بمتتالية مكونة من 16 بتة $y(n)$. وعليه فإن كل بت من سلسلة الـ $y(n)$ يتعامل مع

قطعة ذات 16-chip؛ ما يعني أن عملية الطمس إما أن تمرر أو تعكس معطيات القطعة كما هو مبين بالشكل (6-17 ب). تكون النتيجة متتالية $c_p(n)$ ذات طول يساوي 256 chips . إن وحدانية الكود يتسنى بها متتالية غولاي المتممة $b(n)$ وهي مختلفة لكل نظام. تتكرر الـ PSC مع كل فتحة زمنية ثم تعطي ميقانية الفتحة حالما يفك ترميزها.

أما الـ SSC فنحصل عليها بجمع متتالية PSC مع متتالية هادمارد $h_k(n)$ باستخدام جمع modulo-2 . تتكون مصفوفة هادمارد من أسطر 256×256 . يشير لها بـ k وتمتد لـ 256 chips . بالنتيجة فإن $c_{sk}(n)$ الـ SSC له طول أيضاً بـ 256 chips ودور يساوي عرض الفتحة الزمنية. يختلف دليل متوالية هادمارد، k ، لكل فتحة زمنية بالإطار المحدد بكل 8 أسطر في مصفوفة هادمارد ومقيدة إلى الأدلة الـ 17 الأولى (أي الأسطر 0 و 8 و 16 و و 136). تتبع هذه الأدلة أحد النماذج الـ 32 وتبين ميقانية الإطار وكود البعثة.

يعد زمن التحصيل acquisition time لشبكة لامتزامنة أطول من مثيله في شبكة متزامنة. لأن كلاً من طور الكود وميقانية الكسرات chips المرافقة تكون مجهولة في الشبكات اللامتزامنة. وعليه فإن الحاجة تدعو إلى بحث تنائي الأبعاد (الزمن والكود). أما الشبكات المتزامنة بالمقابل، مثل CDMA IS95 فإن متتالية الـ M تكون معلومة ويتم البحث عن الميقانية فقط.

6-2-4 التحكم السريع بالاستطاعة

يعتمد خيار الـ 3GPP ذو المجال الواحد على حلقة مفتوحة وأخرى مغلقة للتحكم بالاستطاعة. حيث تعمل طريقة الحلقة المفتوحة - كما في النظام CDMA IS95 - على تقدير الفقد بالوصلة الأمامية بينما تعمل الحلقة المغلقة على ضبط شدة الإشارة المستقبلية عند المحطة القاعدية لتسوية النسبة

إشارة/تداخل الناجم عن كل الأجهزة النقالة العاملة في منطقة تغطية الخلية. بذلك فإن الحلقة المغلقة تؤمن جودة وصلات الاتصال وتعظيم سعة النظام. تستخدم معلومات الـ TPC لآلية الحلقة المغلقة. فهي ترسل بكل فتحة زمنية (كل 0.667 ms) أي بمعدل 1500 هرتز وهذا يعادل ضعف معدلها في الـ CDMA IS95 تقريباً. بالإضافة لذلك يتطلب تصميم تعدد المعدلات تغييراً أكثر حدية في سوية الاستطاعة المرسلة؛ مثلاً عندما يتغير معدل النثر من 256 إلى 4.

6-2-5 تواجيهية الهواء Air Interface لخيار الحامل الوحيد

لا يتوافق Incompatible خيار الحامل الوحيد مع أنظمة الجيل الثاني CDMA و TDMA . وبهذا الوضع فهو يحتاج إلى طيف راديوي جديد مكرس له سميت مجالات IMT-2000 :

(1,920-1,980MHz و 2,110-2170 MHz) . حيث يسمح زوجي الترددات بالعمل بنمط frequency duplex operation).

يعطي هذا النظام ما أقصاه أربعة أنواع من التنوعية diversity لتحسين الوصلة اللاسلكية. يعمل ترميز القناة والتخالل على إعطاء تنوعية بالزمن لمكافحة الأخطاء الرشيقة. أما إشارات الطيف المنتور باتساع فتمكن من تنوعية تعدد المسار وبالتالي تقليل أثر الخفوت القليل. أما هوائيات الاستقبال المتعددة بالمحطة القاعدية (وحتى بالراديو الجوال) فتعطي تنوعية فراغية spatial diversity كما تعالج الخفوت الضعيف. يمكن أيضاً لإشارات إضافية مرسله من المحطة القاعدية أن تضيف تنوعية بالإرسال مما يمكن من تقليل آخر للخفوت القصير. تقودنا هذه الخصائص بالتالي إلى محددات نظام الـ 3GPP المبينة بالجداول (4-6) و(5-6).

إن خيار الحامل الوحيد يقيس دقة التعديل بما يعرف مطال شعاع الخطأ error vector magnitude – EVM وهي تعرف كما يلي:

$$EVM = \frac{\sqrt{\sum_n |e(k)|^2}}{n} \quad (10-6)$$

حيث $e(k)$ هو شعاع الخطأ بين الإشارة الفعلية وبين الرمز المثالي بينما n هي مجال الرموز وتساوي فتحة زمنية أو إطاراً.

الجدول (4-6): محددات الحد الأدنى للادائية لمستقبل نقال بخيار وحيد الحامل FDD

Parameter	Condition	Requirement
Sensitivity	$BER < 10^{-3}$	-110 dBm
Maximum input	$BER < 10^{-3}$	-25 dBm
Blocking	Adjacent channel @ -30 dBm	-107 dBm
	$BER < 10^{-3}$	
IMD	Adjacent channel @ -46 dBm	-107 dBm
	$BER < 10^{-3}$	

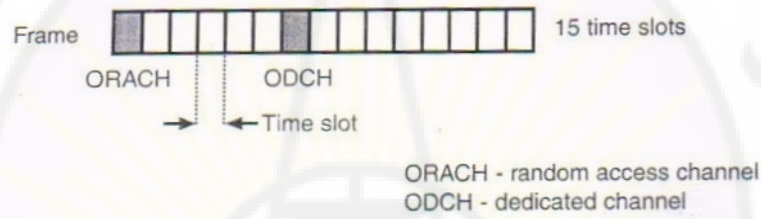
الجدول (5-6): متطلبات الحد الأدنى للادائية لهاتف نقال بخيار وحيد الحامل FDD

Parameter	Condition	Requirement
Maximum RF level (class II)		+23 dBm
Minimum controlled RF level		-44 dBm
Adjacent channel power	5 MHz offset	-32 dBc
	BW = 4.096 MHz	-50 dBm
Transmit modulation accuracy		EVM < 17.5%

3-6 خيار TDD CDMA :

يمكن هذا الخيار من تحقيق شبكات الـ 3GPP في مناطق بدون أزواج بالمجال الترددي أو ضمن مجال ترددي ضيق نسبياً. يستخدم هذا الخيار القناة الراديوية ذات 5MHz نفسها لكل من الوصلة الأمامية والعكسية.

في نظام الـ TDD يتكون لدينا أقنية الوصلة الأمامية والعكسية من خلال تقسيم الطيف الراديوي إلى فتحات زمنية. تتضمن هذه الفتحات معطيات معدلة بطريقة الطيف المنثور بشكل يتوافق مع المعطيات التي نجدها في خيار الـ FDD. وبذلك يمكن للفتحة الزمنية أن تتضمن معدلات معطيات مرتفعة. ويمكن توزيع هذه الفتحات بشكل مرّن لتخديم الوصلات غير المتناظرة كما هو مبين بالشكل (6-18). يعرف هذا النظام باسم TDMA/CDMA .



الشكل (6-18): توزيع الفتحات الزمنية في خيار TDD

يطبق الانتخاب الزمني على الأقنية المكرسة فقط. أما بقية الأقنية الأخرى، الفيزيائية منها وأقنية النقل، فترسل بشكل مستمر وتكون مماثلة لتلك التي نجدها في خيار الـ FDD بحامل واحد. الأكثر من ذلك يتوجب على الهاتف النقال أن يستقبل ويكشف فتحتين زمنيتين - على الأقل - في كل إطار للحفاظ على كفاءة حلقة التحكم المغلقة بالاستطاعة. كما يدعم خيار الـ TDD تشغيل تعدد النفاذ الفرصي opportunity-driven multiple access -ODMA حيث تستخدم الفتحات الزمنية في هذا المط كفتحات وسيطة relay slots بين المحطات القاعدية. نحتاج في حال استخدام الـ ODMA إلى فتحتين على الأقل، الأولى للنفاذ العشوائي والأخرى للمعطيات.

تشتمل مزايا استخدام شبكة ال TDD. على المرونة للوصلات غير المتناظرة بالإضافة للتوافق مع شبكات ذات موارد راديوية محدودة، فضلاً عن إتاحة القياسات العكسية للقناة مايمكن من تحسين التحكم بالاستطاعة بواسطة الحلقة المفتوحة.

تعاني شبكة ال TDD من المساوئ التالية: تقطع الإرسال على الوصلات الراديوية مما يخلق تداخلاً نبضي أ يؤثر سلباً على الخلية المعنية والخلايا المجاورة، بالإضافة إلى بطء التحكم بالاستطاعة بسبب قلة رموز ال TPC .

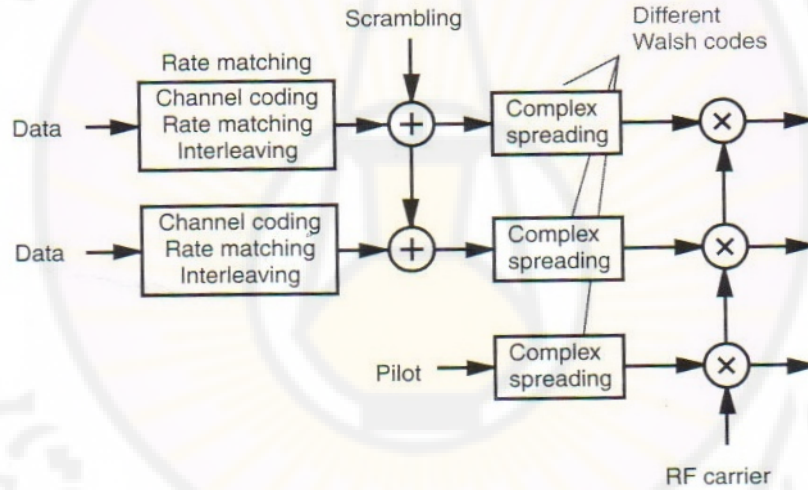
4-6 خيار CDMA متعدد الحوامل

تضمن تطوير CDMA IS95 تحسيناً دعي (cdma2000(1x الذي يقود إلى خيار تعدد الحوامل لمعيار 3GPP . يمنح معيار (cdma2000(1x نفس الصفات المرنة التي يعطيها المعيار 3GPP (الأقنية الفيزيائية، الأقنية المنطقية، وكودات النثر) ولكنه يبقى على عرض مجال التعديل الضيق المستخدم في ال CDMA IS95. يقوم معيار 3GPP متعدد الحوامل بتكرار مفهوم قناة المعطيات للـ (cdma2000(1x ثلاث مرات للوصول إلى عرض المجال الاسمي 5-MHz وبالتالي يقود الى التسمية العامة " (cdma2000(1x" يلاحظ أن معدل معدل النثر المعتمد في نظام متعدد الحوامل يبلغ ثلاثة أضعاف المعدل الأساسي في نظم ال CDMA IS95 كما يختلف عن خيار 3GPP ذي الحامل الواحد.

صمم كل من (cdma2000(1x و 3GPP متعددات الحوامل لتتواءم مع شبكات ال CDMA IS95 القائمة. لذا تتشارك هذه النظم الطيف الراديوي نفسه وتحتاج بذلك إلى أدائية متماثلة لتواجهيات الهواء.

6-4-1 الوصلة الأمامية لخيار تعدد الحوامل:

يتشابه معدل الوصلة الأمامية متعدد الحوامل المبين بالشكل (6-19) نظيره المستخدم في نظم CDMA IS95 . ينفذ هذا المعدل المهام التالية: ترميز FEC، التخالل الكتلي، بعثرة المعطيات، موازنة المعدلات، تغطية ولش، النشر العقدي بالإضافة لتحويل الـ RF والتكبير. لتقليل التأثير البيئي interaction وللسماح بتحكم مستقل بالاستطاعة يقوم هذا المعدل بمعالجة كل قناة فيزيائية بشكل مستقل.



الشكل (6-19): مخطط صندوقي لمعدل الوصلة الأمامية بنظام CDMA متعدد الحوامل

تتألف الوصلة الأمامية من عدة أقنية منطقية مختلفة كما في الجدول (6-6). تقدم خيارات cdma2000(1x) و 3GPP متعددة الحوامل أقنية جديدة لتحسين السعة والمرونة والتدفق. وتعتمد هذه المعايير الأقنية المنطقية من الـ CDMA IS95 بما في ذلك قناة الدليل وقناة التزامن وقناة النداء وقناة الحركة الأساسية.

الجدول (6-6): محددات قناة نظام CDMA متعدد الحوامل - الوصلة الأمامية

Channel	Data Rate (Kbps)	Channel Coding	Processing Gain
Pilot	—	None	—
Auxiliary pilot		None	Up to 512
Sync	1.2	Rate 1/2	1024
Paging	4.8, 9.6	Rate 1/2	256, 128
Broadcast	4.8, 9.6, 19.2	Rate 1/2	256, 128, 64
Quick paging	2.4, 4.8	None	512, 256
Common power control	19.2	None	64
Common assignment	9.6	Rate 1/2	128
Common control	9.6, 19.2, 38.4	Rate 1/4	128, 64, 32
Dedicated control	9.6	Rate 1/4	128
Fundamental			
Rate set 1	1.2, 2.4, 4.8, 9.6	Rate 1/2	1024, 512, 256, 128
Rate set 2	1.8, 3.6, 7.2, 14.4	Rate 1/2	682.7, 341.3, 170.7, 85.3
Supplemental	1.5, 2.7, 4.8N	Rate 1/4	819.2, 455.1, 256, 128/N
Turbo			

تعطي أفضية الدليل المساعدة إشارات دليل مكرسة لأجل تطبيقات تشكيل الحزمة beam-forming وتحسين تنوعية الفراغ مما يساعد على عملية فك التعديل للإشارات ذات معدل المعطيات العالي. وهي ترمز بتابع والش شبه المتعامد لتجنب التداخل.

أما أفضية البث broadcast والتحكم الأمامي العام فهي تتصل مع الأنظمة النقالة ضمن مجال تغطية الخلية العائدة للمحطة القاعدية. وتحمل قناة التحكم الأمامي العامة معلومات إضافية للنظام ورسائل مكرسة مفيدة لوصلة المعطيات ولطبقات بروتوكول الشبكة.

أما قناة النداء السريعة فتزيد من زمن الترقب standby لهاتف CDMA النقل. وهي تفعل ذلك بتوصيل رسالة بسيطة غير مرمزة حول أفضية التحكم العامة والنداء، بحيث تبين ما إذا كان هناك استقبال للأفضية المرمزة. هذا الأمر يقلل زمن المعالجة ويحسن زمن الترقب.

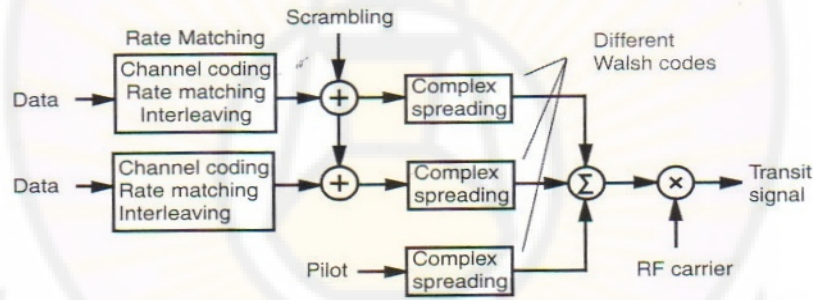
أما أفنية التحكم العامة فتدير مستوى الاستطاعة المرسل من قبل الهواتف النقالة الموجودة ضمن تغطية الخلية المغطاة بالمحطة القاعدية. وتتألف من عدة أفنية جزئية مخصصة لعدة أفنية بالوصلة العكسية وتحل مكان بتات التحكم بالاستطاعة التي كانت مدمجة بدفق المعطيات في CDMA IS95 . أما قناة الفرز العامة common assignment channel فتزود قناة الوصلة العكسية بمهمات سريعة وبالتالي تدعم النفاذ العشوائي لرزم المعطيات. تعلم قناة التحكم الأمامي المكرسة المستخدم عن معلومات تتصل بالإرسال والتأشير .

تؤمن أفنية المعطيات الرئيسية قيم المعدلات المرتبطة بالفوكودرات المعيارية (8Kbps , 13Kbps) . يمكن الحصول على معدلات أعلى عند إضافة أفنية إضافية. وتعطي الأفنية الإضافية معدل خدمة ثابت قدره 9.6Kbps أو متغير (مابين 1.2Kbps إلى 307Kbps في حالة 1x و 1.0Mbps من أجل 3x) . يؤمن المعدل الثابت الخدمة لسبع أفنية إضافية كحد أقصى بينما تؤمن الخدمة بمعدل متغير التغطية لقناتين إضافيتين فقط.

تعطي المعدلات العليا للمعطيات كسب معالجة أقل وبالتالي حماية أقل من التداخلات. وللتغلب على ذلك يستخدم الترميز الدفعي turbo coding عند معدل معطيات أعلى من 14.4Kbps . كما أن أطر المعطيات يمكن أن تصطف في أطر بعرض 5 ميلي ثانية بدلاً من 20 ميلي ثانية. تتقاطع الأفنية المنطقية في الوصلة الأمامية لـ cdma2000(1x) و 3GPP ذات الحوامل المتعددة مع الأفنية الفيزيائية والتي تفترق عن بعضها بكودات مختلفة موسعة التعامد.

6-4-2 الوصلة العكسية لخيار تعدد الحوامل:

يظهر الشكل (6-20) المبين لمعدل الوصلة العكسية المعنية خلافاً مهمة عن مثيله في نظام CDMA IS95 لأن المطلوب منه تخديم عدة أقنية فيزيائية كما يستخدم الإرسال المستمر. ويستمر بتنفيذ المهام التقليدية مثل: ترميز FEC والتخالل الكتلي ومواءمة المعدلات rate matching وتغطية والش والنثر الفقد وتحويل الـ RF والتكبير. إلا أن الخلاف مع نظيره بالوصلة الأمامية هو ضم الإشارات في المجال الأساسي baseband قبل التحويل للـ RF والتكبير وذلك لتقليل الكيان الجامد (الهارد) في الجهاز النقال.



الشكل (6-20): مخطط صندوقي لمعدل الوصلة العكسية بنظام CDMA متعدد الحوامل تتكون الوصلة العكسية من عدة أقنية منطقية كما هو مبين بالجدول (6-7). تتضمن اللائحة نفاذات وأقنية الحركة الأساسية الموجودة في نظام CDMA IS95 بالإضافة إلى عدة أقنية جديدة لتحسين السعة والمرونة.

تؤمن قناة الدليل العكسية مرجعاً حقيقياً لتحقيق الكشف المتسق عند المحطة القاعدية مما يعد بتحسين في الأداء بمقدار يصل إلى 3Db . أما خصائصها فتتوافق مع تلك المحققة في إشارة الدليل للوصلة الأمامية. كما يستخدم المرسل

مستوى الاستطاعة لقناة الدليل العكسية كاستطاعة مرجعية لبقية الأقنية الفيزيائية.

الجدول (6-7): محددات قناة نظام 3GPP متعدد الحوامل - الوصلة العكسية

Channel	Data Rate (Kbps)	Channel Coding	Processing Gain
Reverse pilot	—	None	—
Access	4.8	Rate 1/3	256
Enhanced access	9.6, 19.2, 38.4	Rate 1/4	32, 64, 128
Common control	9.6, 19.2, 38.4	Rate 1/4	32, 64, 128
Dedicated control	9.6, 14.4	Rate 1/4	128, 85.33
Fundamental			
Rate set 1	1.2, 2.4, 4.8, 9.6	Rate 1/3	128
Rate set 2	1.8, 3.6, 7.2, 14.4	Rate 1/2	85.33
Supplemental	1.5, 2.7, 4.8N	Rate 1/4	819.2, 455.1, 256/N
	1.8, 3.6, 7.2N	Rate 1/4	682.7, 341.3, 170.7/N

يحقق نفاذ القناة المحسن enhanced access channel مهاماً مماثلة لقناة النفاذ: فهي تبدأ الاتصال وتستجيب للرسائل الموجهة. وسعياً لزيادة المرونة تمنح قناة النفاذ المحسنة ثلاثة أنماط للعمل هي: النفاذ الأساسي والاستطاعة المحكومة وحجز النفاذ reservation access . تحمل قناة التحكم العام العكسية معلومات المستخدم والتأشير إلى المحطة القاعدية عندما تكون أقنية الحركة غير فعالة. بخلاف ذلك تقوم قناة التحكم المكرسة بتوصيل تلك المعلومات.

تؤمن القناة الأساسية أطقم المعدلات 1 و 2 . أما الأقنية الإضافية (اثنان كحد أقصى) فتعطي معدلات أعلى للمعطيات مع معاملات نثر متغيرة. أما في بعض التكوينات الراديوية فيمكن للأقنية الإضافية تحمل معطيات تصل إلى 1.0Mbps وهي مرشحة لمقاربة 2.0Mbps. أما بالنسبة للوصلة العكسية

فمن المستبعد جداً وجود حاجة فعلية لمعدل معطيات مرتفع لأن الاتصال الراديوي غير متناظر عادة فالمعطيات أكبر بكثير على الوصلة الأمامية. يمكن مع ذلك استخدام الترميز الدفعي لمعطيات الوصلة العكسية عند تجاوز قيمة 14.4Kbps حيث تطلب مثل هذه الخدمة عن طريق قناة النفاذ العكسية.

6-4-3 التحكم بالاستطاعة

تستخدم خوارزمية جديدة لحلقة تحكم خارجية بالاستطاعة رتکز على الـ FER وذلك لكل من cdma2000(1x) و 3GPP بخيار تعدد الحوامل. تعمل هذه الخوارزمية على إظهار FERs لكل الأنظمة الجواله في منطقة التغطية للخلية وتعمل على ضبط استطاعات لكل المستخدمين لتحقيق أمثلة الأداء. كما تقلل من أثر القريب-البعيد وتعول على قياس الأداء لتحسين سعة الشبكة. يمكن القول بأن تصميم تعدد الحوامل يحتاج الكثير من الخطوات الكثيرة والناعمة للتحكم بالاستطاعة بالشكل المطلوب.

خاتمة:

يلخص الجدول (6-8) ملامح الصورة العامة لأنظمة الجيل الثالث المعروفة حتى الآن والتي تشكل ما تم التعارف عليه باسم عائلة IMT-2000.

	EDGE	UMTS/ FDD	UMTS/ TDD	CDMA 2000
Standardised by	3GPP	3GPP	3GPP	3GPP2
Multiple Access Scheme	TDMA 8	CDMA	CDMA	CDMA
Modulation	GMSK / 8PSK	QPSK / 16QAM	QPSK / 16QAM	QPSK / 16QAM
Modulation Rate / kSymb/s	270.83	3840	3840 / 1280	1228.8
Carrier Spacing / kHz	200	5000	5000 / 1600	1250

CDMA is the dominant Multiple Access Scheme !

AMC (Adaptive Modulation and Coding) is applied !

EDGE Enhanced Data Services for GSM Evolution
 UMTS Universal Mobile Telecommunications System
 TDD Time Division Duplex
 FDD Frequency Division Duplex

الجدول (8-6)

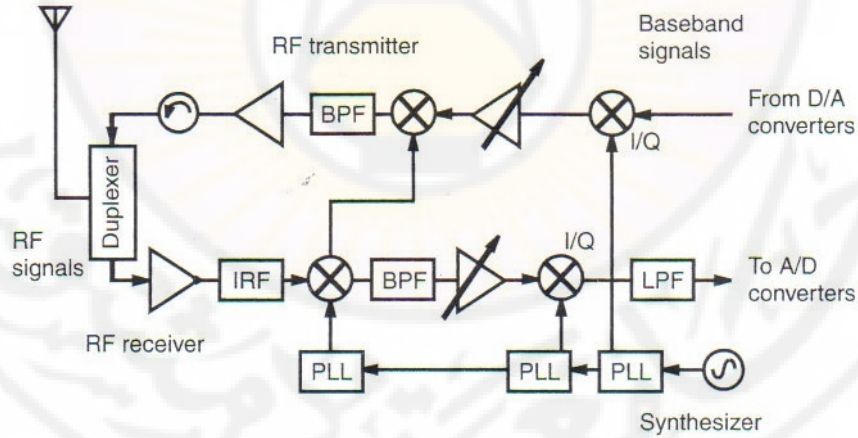
الفصل السابع

أسس النظام الراديوي RF

- مقدمة:

يمكن المرسل/اللاقط الراديوي وصلة اللاسلكي من الاتصال المتحرر من قيود الشبكة السلكية. ويؤسس عبر الوصلة الأمامية والعكسية من الاتصال على أفضية ترددية يكرس لها المجال 800 MHz وحتى 2000 MHz . تتناسب هذه الترددات مع الاتصالات النقلة ويكون تخميد المسار فيه معقولاً وكذلك الحال بالنسبة لسويات الاستطاعة المرسل وأبعاد الهوائيات أيضاً مناسبة.

يبين الشكل (1-7) مخططاً صندوقياً لمرسل/لاقط CDMA - قسم الـ RF، حيث يتألف من مرسل ومستقبل ومركب ترددي.



الشكل(1-7): مخطط صندوقي مبسط لمرسل/لاقط RF

يزيح المرسل طيف الإشارة الأساسي إلى التردد الراديوي المقصود باستخدام مبدأ الهترودين Heterodyne على مرحلتين. يختار المستقبل القناة المقصودة ويحول ترددها الحامل إلى المجال الأساسي باستخدام نفس المبدأ - الهترودين.

يزود المركب الترددي frequency synthesizer بالإشارات المرجعية المطلوبة لعملية التحويل الترددي frequency translation في كل من المرسل والمستقبل.

7-1 مفاهيم الهندسة الراديوية RF Engineering Concepts

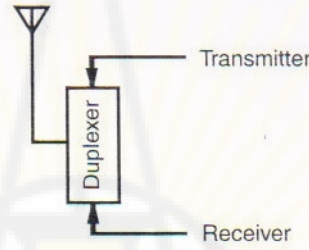
يلعب نظام الـ RF دوراً محورياً في المعركة ضد الآثار المؤذية للانتشار الراديوي. فالمرسل يكيف المجال الأساسي للإشارات لتحقيق اتصال فعال، بينما يقوم المستقبل بانتقاء الشارة المرغوبة من بين العديد من إشارات التداخل. لتحقيق هذه العمليات نحتاج إلى إجراءات الازدواج Duplex arrangements مقرونة بتحويل التردد ولترتيبات تعديل الطور. كما تحتاج إلى مجال تشغيل عريض يحده عادة ضجيج الأرضية في أدناه واللاخطية في أعلاه. ستبين الفقرات التالية تفصيلاً لذلك.

7-1-1 التشغيل المزدوج Duplex Operation

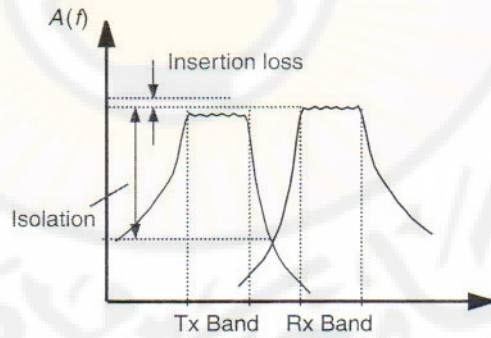
يعرف نوع الاتصال وحيد الاتجاه - من نقطة إلى أخرى - باسم البسيط simplex operation. أما الاتصال من الطرفين متضمناً وصلة أمامية وعكسية فيعرف بنمط المزدوج Duplex mode. في نظم الازدواج بتقسيم الزمن Time Division Duplex-TDD، كما الـ GSM مثلاً، يعمل المرسل والمستقبل في أوقات مختلفة. أما في شبكات الـ FDD، كما الـ CDMA IS95 مثلاً، يعمل المرسل والمستقبل بشكل آني مستخدمين أفنية راديوية مختلفة.

تحتاج نظم الـ FDD عادة إلى عزل يزيد عن 120 dB بين المرسل والمستقبل. ويرجع السبب بذلك إلى أن الضجيج المولد من المرسل يظهر عند الهوائي رافعاً بذلك أرضية الضجيج لدى المستقبل مما يعيق مقدرة الأخير على التقاط الإشارات الضعيفة.

يقوم مرشح الازدواج Duplex filter عند الهوائي بعزل المرسل عن المستقبل بفعل تباعد مجال الإرسال عن مجال التمرير للاستقبال كما في الشكل (7-2). تؤمن هذه البنية التخميد المطلوب بين المسارين ولكن يرافق ذلك تخميد طفيف لإشارات ضمن المجال مما يقلل استطاعة الإشارة المرسله وبالتالي يزيد الضجيج عند الإشارة المستقبلية. كما أن مرشح الازدواج يأخذ حيزاً كبير نسبياً ضمن النظام ولعله أكبر من بقية المكونات.



(a)



(b)

الشكل (7-2): مخطط مرشح ازدواج (أ) ومنحني الاستجابة الترددية (ب)

2-1-7 إزاحة التردد Frequency Translation :

تعد هذه العملية أساس المرسل اللاقط. ولكي يتحقق الاتصال بشكل فعال عبر الأفنية اللاسلكية وبمقاسات مقبولة للهوائيات يتطلب الأمر استخدام إشارات الميكرويف. تتشكل إشارات الميكرويف من إزاحة تردد المجال الأساسي إلى المجال الراديوي في المرسل. وتحدث عملية إزاحة مماثلة ومعاكسة في المستقبل لإعادة الإشارة الأصلية من حاملها الراديوي إلى المجال الأساسي. تستخدم دارات المازج لتنفيذ تلك الإزاحة الترددية. تكافئ هذه الدارات الضوالب التماثلية من حيث الوظيفة حيث تجرى عملية جداء لإشارتين في الدخل ينتج عنها إشارة الخرج الموصفة بالعلاقة:

$$s(t) = A \cos(2\pi f_1 t) \times \cos(2\pi f_2 t) \quad (1-7)$$

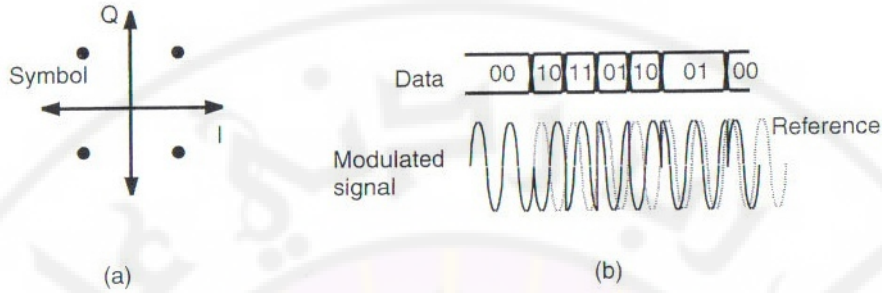
حيث f_1 تمثل إشارة الدخل المطلوب إزاحتها و f_2 إشارة المهتز المحلي LO. تولد إشارة المهتز المحلي بواسطة مركب الترددات. يمكن كتابة العلاقة (1-7) كالتالي:

$$s(t) = \frac{A}{2} [\cos 2\pi(f_1 - f_2)t + \cos 2\pi(f_1 + f_2)t] \quad (2-7)$$

حيث نلاحظ ظهور مركبات ترددية تساوي فرق ومجموع ترددي الدخل. كما تبين العلاقة بأن خرج المازج المثالي يتناسب طرذاً مع مطال إشارة الدخل.

3-1-7 تعديل الطور Phase Modulation

تقضي هذه الخطوة الهامة بتوضيع إشارة الرسالة على موجة الحامل الترددي عبر عملية تعديل مطال و/أو زاوية الطور للموجة الحاملة. تتباين أنظمة التعديل وينعكس ذلك على المزايا الناتجة من كل منها وذلك من حيث بساطة البنية وفعالية عرض المجال. يستخدم نظام IS95 CDMA تعديل QPSK كما هو مبين بالشكل (3-7).



الشكل (3-7): مخطط التجمهر للـ QPSK وشكل الموجة

توصف الإشارة المعدلة طورياً بالعلاقة:

$$s(t) = A_c \cos[\omega_c t + \theta(t)] \quad (3-7)$$

حيث A_c مطال الإشارة، ω_c هو تردد الحامل بالراديان و $\theta(t)$ هو تابع الطور المتغير زمنياً ويساوي $km(t)$ حيث K حساسية الطور للتعديل مقاساً بالراد لكل فولط. يمكن توسيع العلاقة (3-7) لتصبح:

$$s(t) = \frac{A_c}{\sqrt{2}} \cos \omega_c t \cos km(t) - \frac{A_c}{\sqrt{2}} \sin \omega_c t \sin km(t) \quad (4-7)$$

حيث تشير المعاملات المرتبطة بـ $\omega_c t$ إلى موجة الحامل أما المرتبطة بـ $km(t)$ فتدل على المعطيات المعدلة.

في حالة إشارات الـ QPSK فإن كل رمز رسالة $m(t)$ يمثل بتين من المعطيات وذلك بقيم متعامدة لـ $1-j, -1-j, -1+j, 1+j$. أما المغلف العقدي للإشارة المعدلة بطريقة QPSK فهي:

$$g(t) = A_c e^{j\theta(t)} \quad (5-7)$$

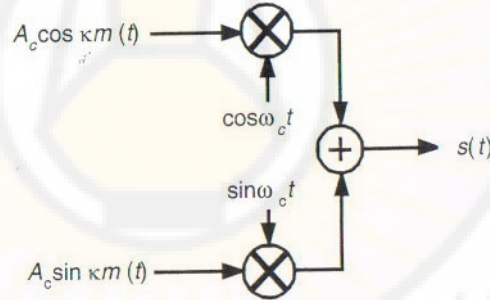
والتي تكتب بالشكل التالي أيضاً:

$$g(t) = x(t) + jy(t) \quad (6-7)$$

حيث $x(t) = A_c/\sqrt{2} \cos\theta(t)$ و $y(t) = jA_c/\sqrt{2} \sin\theta(t)$. نلاحظ أن كثافة طيف الاستطاعة psd لإشارة معدلة QPSK هي ببساطة الشكل الطيفي لإشارة الرسالة $m(t)$. فإذا كانت إشارة الرسالة تتكون من نبضات مستطيلة فإن:

$$S(f) = A_c^2 T_b \left(\frac{\sin \pi f T_b}{\pi f T_b} \right) \quad (7-7)$$

حيث T_b يمثل دور الرمز في الرسالة. يبين الشكل (4-7) البنية الأساسية لمعدل QPSK الذي يعتمد على الإشارات المتعامدة لتشغيل الضواريب حيث تحتاج لتحليل إشارة الرسالة لمركبات متعامدة: $A_c/\sqrt{2} \cos km(t)$ و $A_c/\sqrt{2} \sin km(t)$. يساعد هذا التحليل على التبسيط وجعل التعديل الصفحي فعالاً ومناسباً بهذه الطريقة.



الشكل (4-7): مخطط صندوقي لمعدل QPSK

تسترجع الإشارة المعدلة طورياً باستخدام كاشف التعديل ذي البنية المتممة المبينة بالشكل (5-7). تجري في الكاشف عملية جداء للإشارة المستقبلية $r(t)$ مع إشارات حامل متعامدة $\cos\omega_c t$ و $\sin\omega_c t$ بحيث يكون كل من التردد والطور لهما مطابق لمثيلهما في الإشارة المستقبلية. نوصف الإشارة المستقبلية بالعلاقة:

$$r(t) = A_c (m_I \cos \omega_c t + m_Q \sin \omega_c t) \quad (8-7)$$

حيث m_Q و m_I هما المكونتان المتعامدتان I و Q لإشارة الرسالة على التوالي.
أما خرج المازج فهو:

$$r_I(t) = A_c m_I \cos \omega_c t \cos \omega_c t + A_c m_Q \sin \omega_c t \cos \omega_c t \quad (9-7)$$

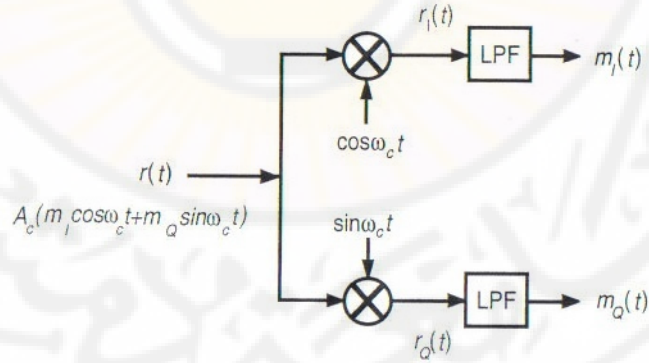
$$r_Q(t) = A_c m_I \cos \omega_c t \sin \omega_c t + A_c m_Q \sin \omega_c t \sin \omega_c t \quad (9-7 \text{ ب})$$

والتي يمكن كتابتها بشكل آخر:

$$r_I(t) = \frac{m_I}{2} [\cos(0) + \cos(2\omega_c t)] + \frac{m_Q}{2} [\sin(2\omega_c t) + \sin(0)] \quad (10-7 \text{ أ})$$

$$r_Q(t) = \frac{m_I}{2} [\sin(2\omega_c t) - \sin(0)] + \frac{m_Q}{2} [\cos(0) - \cos(2\omega_c t)] \quad (10-7 \text{ ب})$$

في النهاية يقوم مرشح تمرير منخفض مناسب بحذف المركبات $2\omega_c t$ فنحصل على الإشارات الأساسية للرسالة وهي $m_I(t)$ و $m_Q(t)$.



الشكل (5-7): مخطط صندوقي لكاشف تعديل QPSK

ينبعث الضجيج من كل الدارات الإلكترونية بسبب التهييج الحراري للإلكترونات وبسبب الطبيعة المتقطعة للتيار. ينتج عن ذلك ظهور تعرجات صغيرة في التيار عشوائية الطبيعة. تعمل إشارة الضجيج هذه على رفع مستوى الإشارة الأدنى المطلوب ما يؤثر سلباً على أدائية النظام.

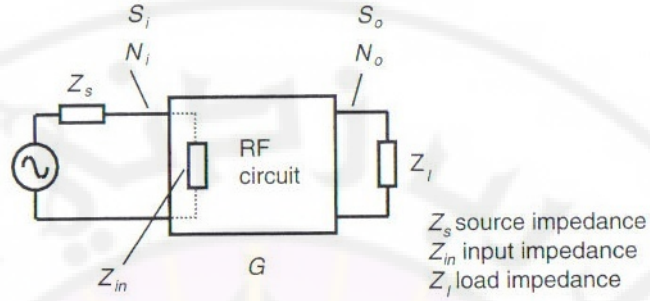
يوصف الضجيج في دارات الـ RF عادة برقم الضجيج F المعطى بالعلاقة:

$$F = \frac{\left(\frac{S}{N}\right)_{in}}{\left(\frac{S}{N}\right)_{out}} \quad (11-7)$$

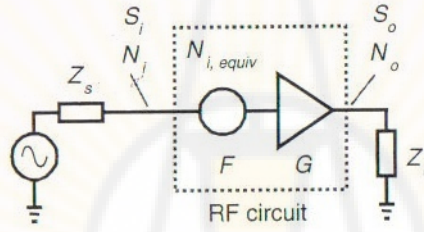
حيث يمثل الحد $(S/N)_{in}$ النسبة بين استطاعة الإشارة واستطاعة الضجيج بالدخل و $(S/N)_{out}$ النسبة نفسها مقاسة بخارج الدارة، كما هو موضح بالشكل (6-7). يعبر عن المقدار F برقم الضجيج Noise figure أو NF ويعطى بالشكل $NF=10\log F$.

وبما أن تكبير الدارة هو $G=S_o/S_i$ فإن معامل الضجيج يمكن أن يكتب $F=N_o/GN_i$. ترتبط استطاعة ضجيج الدخل N_i مع منبع ضجيج حراري $4kTB$ حيث k ثابت بولتزمان و T درجة الحرارة المطلقة و B عرض مجال القياس. أما استطاعة الضجيج المسلم لدارة بحالة تحقق الموافقة بالممانعات مع المنبع فهي kTB .

يمكن النظر إلى المسألة باعتبار الدارة خالية من الضجيج (مكبر هادئ) يربط معه منبع ضجيج خارجي كما بالشكل (6-7-ب) وبالتالي:



(a)



(b)

الشكل (6-7): توضيح ونمذجة معامل الضجيج

$$N_{i, equiv} = \frac{N_o}{G} = kT F B \quad (12-7)$$

ونكتب علاقة الخرج:

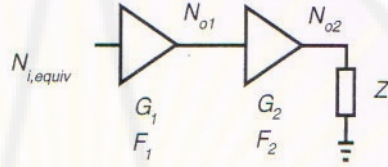
$$N_o = G N_i + N_x \quad (13-7)$$

وعليه فإن ضجيج الدارة هو فقط الضجيج الإضافي $N_x = kTB(F-1)$ أما عند ترابط الدارات بشكل متتالي كما بالشكل (7-7) فإن استطاعة الضجيج عند خرج المرحلة الأولى هي:

$$N_{o1} = G_1 k T F_1 B \quad (14-7)$$

واستطاعة ضجيج المرحلة الثانية منسوبة للدخل هي:

$$N_{x2} = kT(F_2 - 1) \quad (15-7)$$



الشكل (7-7): حساب معامل الضجيج لمراحل متتالية

بضم هذه الاستطاعات للضجيج والضرب بكسب المكبر نجد الاستطاعة على خرج المرحلة الثانية.

$$N_{o2} = G_1 G_2 k T F_1 + G_2 k T (F_2 - 1) \quad (16-7)$$

ومنه نجد رقم الضجيج الكلي بالتقسيم على $G_1 G_2$

$$F_T = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} \quad (17-7)$$

من ثم نجد علاقة Friis

$$F_T = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \dots + \frac{F_n - 1}{\prod_{i=1}^{n-1} G_i} \quad (18-7)$$

من الواضح أن أثر المرحلة الأولى هو الأعظم على قيمة معامل الضجيج الكلي كما أنه يحدد في النهاية مستوى الإشارة الأدنى الذي يمكن كشفه في المستقبل.

7-1-5 التشويه Distortion :

يتحدد المجال الديناميكي، كما هو معروف، بضجيج الأرضية في طرفه الأدنى وبأثر اللاخطية في حده الأعلى حيث يتجلى الأخير على شكل تغير بالكسب وظهور توافقيات إضافة لتشويه التعديل البيني Intermodulation distortion. تؤثر هذه الأمور سلباً على الإشارة بالإضافة إلى تأثير إشارة على أخرى تقع في موقع ترددي مختلف عنها.

يمكن نمذجة خرج دارة RF من خلال علاقة تعبر عن لا خطية التكبير:

$$v_o = a_1 v_i + a_2 (v_i)^2 + a_3 (v_i)^3 + \dots \quad (19-7)$$

حيث v_i إشارة الدخل و v_o إشارة الخرج و a_1, a_2, a_3 ثوابت مرتبطة بالتردد. بفرض تطبيق إشارة على دخل دارة الـ RF من الشكل $V \cos \omega t$ فإن إشارة الخرج تعطى بالعلاقة:

$$v_o(t) = a_1 V \cos \omega t + a_2 V^2 \cos^2 \omega t + a_3 V^3 \cos^3 \omega t + \dots \quad (20-7)$$

وبعد النشر:

$$(21-7)$$

$$v_o(t) = a_1 V \cos \omega t + \frac{a_2}{2} V^2 (1 + \cos 2\omega t) + \frac{a_3}{4} V^3 (3 \cos \omega t + \cos 3\omega t) + \dots$$

حيث يتضح أثر تخميد الربح للمكبر وظهور توافقيات التشويه.

تكبر دارة الـ RF إشارة الدخل $V \cos \omega t$ وتولد إشارة خرج عند التردد الأساس ω وفق العلاقة:

$$V_1 = a_1 V + \frac{3}{4} a_3 V^3 \quad (22-7)$$

حيث a_1 تمثل كسب الإشارة الصغيرة بينما تسبب a_3 تخميد الريح. يعبر α عن تخميد الريح المعطى بدلالة الريح الخطي للمكبر بالعلاقة :

$$\alpha = \frac{V_1}{a_1 V} = 1 + \frac{3a_3}{4a_1} V^2 \quad (23-7)$$

وعند نقطة -1dB تكون قيمة $\alpha = 0.891$ وتكون عند

$$V = 0.381 \sqrt{\frac{a_1}{a_3}} \quad (24-7)$$

كما تنتج دائرة الـ RF إشارات خرج بترددات توافقية مع التردد الأساس وتعرف بالتشويه التوافقي

$$V_2 = \frac{a_2}{2} V^2 \cos 2\omega t \quad (25-7)$$

$$V_3 = \frac{a_3}{4} V^3 \cos 3\omega t$$

ويكون المطال النسبي لهذه الإشارات

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{a_2}{2a_1} V, \quad \frac{V_3}{V_1} = \frac{a_3}{4a_1} V^2 \quad (26-7)$$

وهي متناسبة مع مطال إشارة الدخل.

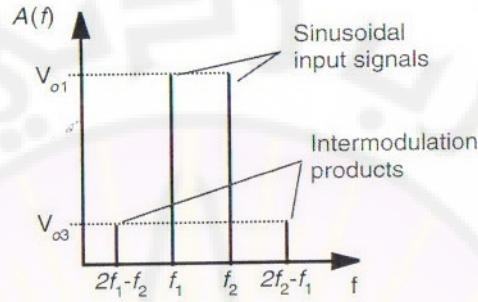
فإذا تكونت إشارة الدخل من إشارتين بترددين مختلفين كالتالي:

$V_1 \cos \omega_1 t + V_2 \cos \omega_2 t$ يكون خرج هذه الدارة:

$$v_o(t) = a_1 [V_1 \cos \omega_1 t + V_2 \cos \omega_2 t] \dots + a_3 \frac{3}{4} [V_1^2 V_2 \cos(2\omega_1 - \omega_2)t + V_1 V_2^2 \cos(2\omega_2 - \omega_1)t] \dots \quad (27-7)$$

حيث تمثل هذه الحدود الإشارات عند أو قرب الترددات ω_1 و ω_2 كما في الشكل (8-7). أما الحد من المرتبة الأولى فيمثل التكبير المثالي للإشارة

الصغيرة، أما حد المرتبة الثالثة عند $2\omega_1 - \omega_2$ و $2\omega_2 - \omega_1$ فتمثل تشويه التعديل البيني لدارة الـ RF .



الشكل (7-8): تشويه التعديل البيني بسبب لاختية المكبر.

تعطى مطالات تكبير إشارة الدخل V_{01} وكل حد من تشويه التعديل البيني بالعلاقة V_{03}

$$V_{01} = a_1 V_i \quad (أ-28-7)$$

$$V_{03} = \frac{3}{4} a_3 V_i^3 \quad (ب-28-7)$$

بفرض V_1 و V_2 مساوية لـ V_i . يقودنا ذلك إلى الملاحظتين الآتيتين:

- يتنامى حد المرتبة الثالثة لتشويه التعديل البيني بشكل أسرع من تكبير إشارة الدخل.

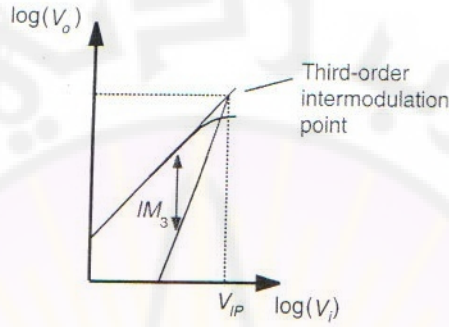
- يتقاطع امتداد مطالتي هاتين الإشارتين المتولدتين بالخرج عند نقطة

تدعى نقطة إدراك المرتبة الثالثة – Third-order Intercept Point

IP_3 كما هو مبين بالشكل (7-9).

يعطى المطال النسبي لجداء تشويه التعديل البيني بالعلاقة

$$IM3 = \frac{|V_{03}|}{|V_{01}|} = \frac{3}{4} \frac{a_3}{a_1} V_i^2 \quad (29-7)$$



الشكل (7-9): إيجاد نقطة تقاطع تشويه الـ IMD والمسماة IP_3

حيث يمكن إيجاد مطال الخرج الفعلي عند نقطة الـ IP_3 بالكيفية التالية.
يتساوى الخرجان V_{o3} و V_{o1} عندما يكون مطال الدخل $V_i = V_{IP}$ وبالتالي:

$$\frac{3}{4}a_3 = \frac{a_1}{V_{IP}^2} \quad (30-7)$$

وبعد التعويض بالعلاقة (7-28 ب) نجد:

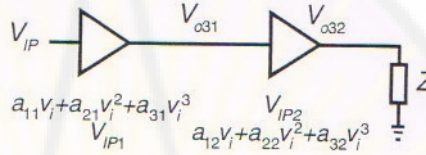
$$V_{O3} = \left(\frac{a_1}{V_{IP}^2} \right) V_i^3 \quad (31-7)$$

في الربط المتعاقب لمراحل تكبير، كما في الشكل (7-10)، نجد أن خصائص تشويه التعديل البيني تفرض عادة حد الأداء المتعلق بالإشارة الكبيرة - large-signal performance level . بهذه الحال فإن حد المرتبة الثالثة لتشويه التعديل البيني عند خرج المرحلة الثانية هو $V_{o32} + a_{12}V_{o31}$ والذي يمتد للصيغة:

$$V_{O3} = a_{12} \left(\frac{a_{11}}{V_{IP1}^2} \right) V_i^3 + a_{12} \left(\frac{1}{V_{IP2}^2} \right) V_{i2}^3 \quad (32-7)$$

حيث دخل المرحلة الثانية V_{i2} يساوي $a_{11} V_i$. ويساوي تكبير الإشارة المرغوبة المقدار $V_{o1} = a_{11} a_{12} V_i$. وعندما $V_i = V_{IP}$ تتساوى الإشارتان V_{o1} و V_{o3} وبالتالي:

$$a_{11} a_{12} V_{IP} = \left[\frac{a_{11} a_{12}}{V_{IP1}^2} + \frac{a_{12} a_{11}^3}{V_{IP2}^2} \right] V_{IP}^3 \quad (33-7)$$



الشكل (7-10): تشويه الـ IMD في المراحل المتتالية

وهي تكبر إلى:

$$\left(\frac{1}{V_{IP}} \right)^2 = \left(\frac{1}{V_{IP1}} \right)^2 + \left(\frac{a_{11}}{V_{IP2}} \right)^2 \quad (34-7)$$

وبسهولة يمكن التعميم لعدة مراحل:

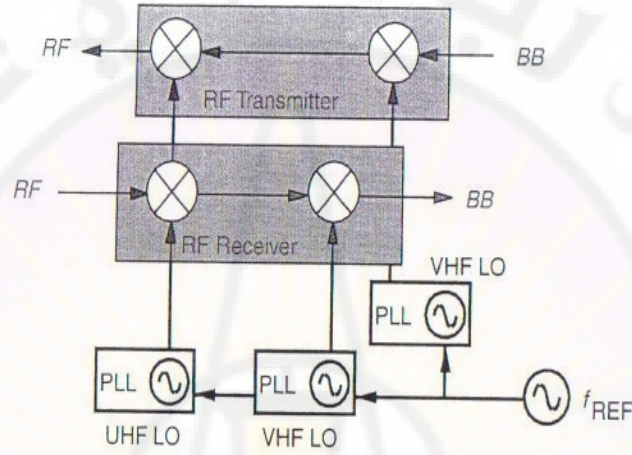
$$\left(\frac{1}{V_{IP}} \right)^2 = \left(\frac{1}{V_{IP1}} \right)^2 + \left(\frac{a_{11}}{V_{IP2}} \right)^2 + \left(\frac{\prod_{i=1}^{n-1} a_{1i}}{V_{IPn}} \right)^2 \quad (35-7)$$

من المفيد أن نلاحظ أن المراحل الأخيرة ذات تأثير كبير على الـ IP . وهذه الحالة معاكسة تماماً لما رأيناه في تحليل رقم الضجيج لعدة مراحل مترابطة.

7-2 تركيب التردد Frequency Synthesis

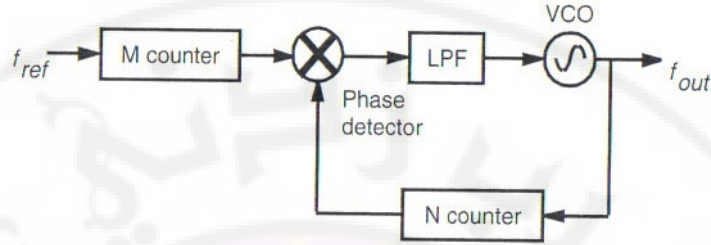
يزودنا المركب الترددي بإشارات LO التي يستخدمها المرسل والمستقبل لعملية الإزاحة الترددية. ويعطي عادة إشارة وحيدة LO في المجال الترددي UHF

(0.3-3GHz) وكذلك إشارتين تردديتين في مجال الـ VHF (3-300MHz)
كما بالشكل (11-7)



الشكل (11-7): استخدام مركب التردد في المرسل والمستقبل

تحكم هذه الترددات الحاملة المرسل والمستقبل جملة متطلبات يتم التحقق منها من قبل مؤسسات وطنية ودولية مما يتطلب تأمين إشارات LO عالية الدقة. تولد هذه الإشارات بواسطة حلقات الطور المغلقة - Phased-Locked Loops- PLL كتلك الموضحة بالشكل (12-7). تتألف الـ PLL من تردد مرجعي وعدد يقسم على M وآخر يقسم على N بالإضافة إلى كاشف طور ومرشح الحلقة ومهتز محكوم بالجهد VCO . تعد الـ PLL نظام تحكم بتغذية خلفية تجهد لتقليل إشارة كاشف الطور والذي يتناسب مع الفرق بين المرجع المقسم وبين الخرج المقسم المركب divided synthesized signal بالنتيجة تنتج الـ PLL إشارة خرج بالتردد $(M/N)f_{ref}$.



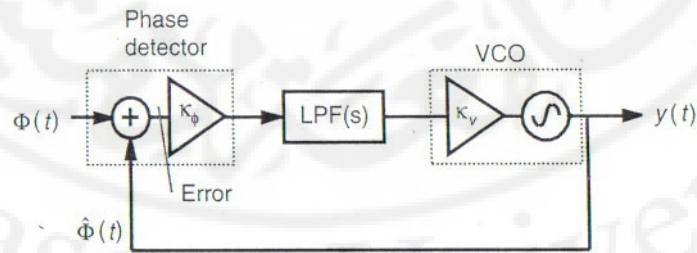
الشكل (7-12): مخطط صندوقي لمركب تردد مبني على الـ PLL

7-2-1 أنماط عمل الـ PLL

لدارة PLL نمطا عمل أساسيان هما: نمط التحصيل ونمط التزامن. ففي نمط التحصيل تحرك الحلقة تردد الـ VCO نحو تردد الإشارة المرجع. إن هذه العملية غير خطية بشكل كبير وتوصف بدلالة محددات الحلقة التالية: زمن التحصيل، زمن التبديل switching-time ومجال الجذب pull-in range. تعمل الحلقة بعد التحصيل بنمط التزامن حيث يلاحق الـ VCO تردد المرجع. تعد المحددات التالية للحلقة من الأمور الحاسمة لعملها بنمط التزامن: ثباتية التردد frequency stability ، الدقة، والنقاء الترددي.

7-2-2 عمل الـ PLL في نمط التزامن

يتحقق التحليل الأفضل لدارة الـ PLL، في نمط التزامن، باستخدام مجال الطور ومن خلال النموذج الرياضي المبسط المبين بالشكل (7-13).



الشكل (7-13): تقريب خطي للـ PLL

يقارن كاشف الصفحة تابع الطور التابع للزمن $\Phi(t)$ مع تقدير النظام $\hat{\Phi}(t)$ والذي يتضمن الضجيج $n_i(t)$. يتكفل تكبير الحلقة بدفع فرق الطور بين الدخل والخرج نحو الصفر. ينمذج كاشف الطور بالعلاقة:

$$= \kappa_\phi [\Phi(t) - \hat{\Phi}(t)] v_{out}(t) \quad (36-7)$$

حيث κ_ϕ تكبير الدارة مقدراً بالفولط لكل راديان. يكيف مرشح الحلقة استجابة النظام لإشارة الخطأ ويدفع الـ VCO لتوليد إشارة خرج تساوي:

$$y(t) = A \cos[\omega_o t + \kappa_v \int_t v_c(t) dt] \quad (37-7)$$

حيث ω_o هو التردد الحر للـ VCO و κ_v تكبير الـ VCO و v_c جهد التحكم. يعد الحد المتعلق بالصفحة في العلاقة الأخيرة هو الأهم لأنه المحدد المعبر بحلقة التغذية الخلفية. وفي مجال الطور نجد أن تحويل لابلاس لخرج الـ VCO هو

$$\hat{\Phi}_{out}(s) = \frac{\kappa_v}{s} V_C(s) \quad (38-7)$$

وباستخدام قاعدة ماسون للربح نجد أن تابع التحويل للـ PLL هي علاقة الحلقة المغلقة لتابع تحويل الطور أي:

$$H(s) = \frac{\hat{\Phi}_{out}(s)}{\Phi_{in}(s)} = \frac{\kappa_v \kappa_\phi LPF(s)}{s + \kappa_v \kappa_\phi LPF(s)} \quad (39-7)$$

يلاحظ أن الـ VCO أضاف قطباً عند التردد صفر إلى تابع التحويل وبالتالي فإن مرشح تمرير منخفض من الدرجة الأولى معطى بالعلاقة:

$$LPF(s) = \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_{LPF}}} \quad (40-7)$$

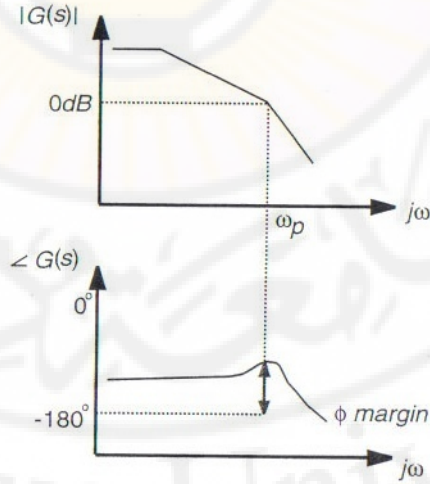
له تردد قطع ω_{LPF} ينتج تابع تحويل من الدرجة الثانية.
 يحلل سلوك الـ PLL باستخدام نظرية التحكم حيث نكتب تابع تحويل الحلقة المغلقة بوجود مرشح حلقة من المرتبة الأولى وبالشكل المألوف:

$$H(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (41-7)$$

حيث التردد الطبيعي ω_n يمثل الجداء تكبير-عرض المجال للحلقة و ζ معامل التخميد للنظام

$$\omega_n = \sqrt{\omega_{LPF} K_\phi K_v} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\omega_{LPF}}{K_\phi K_v}}$$

يحلل استقرار النظام باستخدام مخطط مطال الحلقة المفتوحة بدلالة الطور كما في الشكل (14-7) لنظام تقليدي من الدرجة الثانية. من المعلوم أن التصميم الجيد للنظام يشترط أن تكون قيمة ζ أكبر من 0.5 والقيمة المستخدمة غالباً هي $1/\sqrt{2}$.



الشكل(14-7): استجابة الحلقة المفتوحة للـ PLL

يعطى تابع تحويل خطأ الطور بالعلاقة:

$$H_e(s) = \frac{\Phi_e(s)}{\Phi_{in}(s)} = \frac{s^2 + 2\xi\omega_n s}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (42-7)$$

يمكن الحصول على خطأ الطور بالحالة المستقرة من خلال:

$$\Phi_e(s) = \lim_{s \rightarrow 0} sH_e(s) \quad (43-7)$$

وهو ينعدم عندما تقترب s من الصفر. إن هذا يبرهن على تصحيح خطأ الطور لـ VCO الذي تقوم به حلقة التغذية الخلفية خلال العمل ضمن الحالة المستقرة.

7-2-3 آثار عدم المثالية PLL Non-ideal Effects

يعطى خرج VCO لدارة الـ PLL بالحالة المستقرة steady-state بالعلاقة

$$y(t) = A \cos[\omega_o t + \hat{\Phi}_n(t)] \quad (44-7)$$

حيث $\hat{\Phi}_n(t)$ يعبر عن عملية الضجيج والتي تتمزج عادة كمتحول مستقر صفري القيمة الوسطى zero-mean and stationary random variable .

يصف $\hat{\Phi}_n(t)$ في مستوي التردد الضجيج المدخل من قبل الحلقة والذي ينتج تعديلاً أو تغيرات ضجيجية المظهر في الحامل.

يستخدم عداد التقسيم N عدة دورات لإشارة الـ VCO لتوليد إشارة المقارنة وهذا بدوره يرفع مستوى الضجيج عند مدخل كاشف الطور بمقدار يساوي

$20\log(N)$. وبالطريقة نفسها فإن عداد M يخفض مستوى الضجيج لإشارة

المرجع بمقدار $20\log(M)$. فإذا كان مستوي الضجيج المولد من قبل كاشف

الطور أقل من سوية الضجيج على أي من مداخله فإن مستوى ضجيج الخرج

لـ PLL يكون أعلى بمقدار $20\log(N/M)$ من ضجيج الأرضية لمهتز

المرجع.

يعتبر الـ VCO مصدراً آخر للضجيج بالدائرة، وتقدر كثافة طيف الضجيج له بالعلاقة:

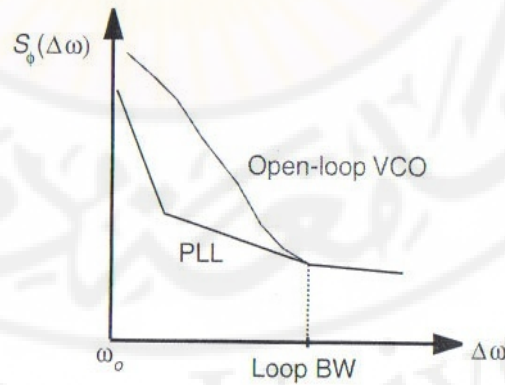
$$S_{\phi}(\omega) = \frac{1}{4Q^2} \left(\frac{\omega_c}{\Delta\omega} \right)^2 \frac{P_n}{P_c} \quad (45-7)$$

حيث $S_{\phi}(\omega)$ كثافة طيف الضجيج بالخرج، و Q معامل جودة دارة الرنين، و ω_c تردد الاهتزاز، و $\Delta\omega$ المسافة الترددية عن تردد الاهتزاز، و P_c استطاعة الحامل، و P_n استطاعة الضجيج بالإشارة. لكي نقلل ضجيج الطور يتوجب أن تكون قيم Q و P_c أكبر ما يمكن.

تقلل التغذية الخلفية للـ PLL ضجيج الطور لدائرة الـ VCO قرب الحامل ونحو مستوى التردد المرجع أي

$$S_{PLL}(\omega) = S_{\phi}(\omega) H_e(s) \quad (46-7)$$

يبقى هذا صحيحاً طالما بقيت الحلقة قادرة على تصحيح خطأ الطور. أما خارج مجال مرشح الحلقة (الترددات $\Delta\omega$ التي تقع أعلى من عرض مجال المرشح) تصبح الحلقة غير فعالة وبتزايد بالتالي مستوى الضجيج بالخرج إلى ذلك الموجود بالـ VCO كما هو مبين في الشكل (7-15).



الشكل (7-15): أدائية ضجيج الطور للـ PLL

يتضمن ضجيج الطور $S_{\phi}(\omega)$ قرب الحامل ضجيج فليكر $1/f$ مصغداً بواسطة ترانزستور التكبير لـ VCO. يتناقص ضجيج الطور بمعدل 6dB/octave فوق زاوية ضجيج $1/f$ وحتى غاية عرض المجال لمرشح الحلقة. أما خارج عرض المجال لمرشح الحلقة فإن ضجيج الطور يعتمد بشكل أساسي على الـ VCO ويبقى مسطحاً نسبياً. يحتوي خرج الـ PLL أيضاً على ترددات طفيلية spurious tones بسبب تعديل جهد التحكم للـ VCO عند تردد المقارنة. تتزاح هذه المركبات الطفيلية عن الحامل f_c وفق:

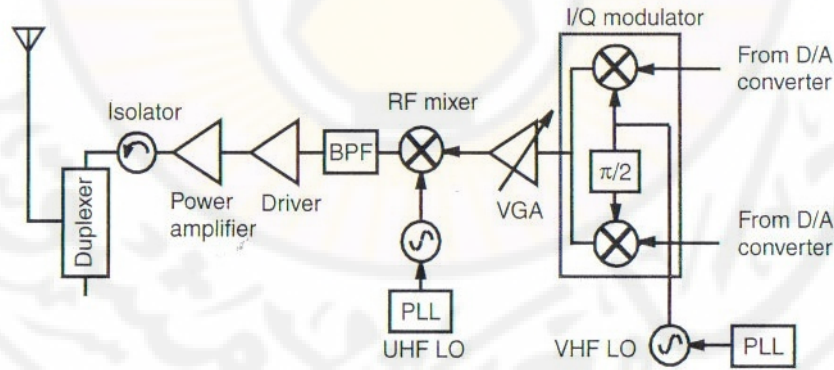
$$f_{spur} = f_c \pm Nf_{comp} \quad (47-7)$$

حيث $f_{comp} = f_{ref}/M = f_{vco}/N$. تخدم فقط تلك المركبات الواقعة ضمن مجال الحلقة بينما تبقى الأخرى على قيمها وتظهر في طيف الخرج للـ PLL. يتضح أهمية الدور الذي يلعبه مرشح الحلقة في أدائية الـ PLL. يسرع عرض المجال الواسع من عملية التحصيل ويؤمن ذلك ضجيج طور منخفض كلما ابتعدنا عن التردد الحامل. أما عرض المجال الضيق فيتسامح لتشويش أكبر في الـ PLL وبالتالي تحافظ على تزامن أفضل. يختار في معظم الأحوال قيمة عملية لعرض مجال مرشح الحلقة تساوي $1/10$ من تردد المرجع.

3-7 نظام المرسل Transmitter System

يقوم مرسل الـ RF بتعديل الحامل الترددي مع المعطيات المرمزة بالمجال الأساسي وتكبير الموجة المعدلة الناتجة حتى مستوى الاستطاعة المطلوبة. في نظم الاتصال CDMA يتضمن المرسل تحكماً دقيقاً بالإضافة إلى تداخل منخفض مما يسمح بعدد كبير من المستخدمين. يمثل إضافة هذه المتطلبات بالإضافة إلى متطلبات التشغيل المحمول تحدياً حقيقياً أمام تصميم المرسل.

يستخدم المرسل بنية هيترودين على خطوتين متضمنة معدل I/Q ، ومكبراً متغير الكسب VGA ، ومرشح RF ، ومرشح مستقبل حزمة، ودائرة دفع، ومكبر استطاعة PA ، وعازلاً $isolator$ كما في الشكل (7-16). يقوم المعدل I/Q بخطوة إزاحة ترددية أولى وذلك بتوضيع معطيات عرض المجال الأساسي على حامل IF . أما خطوة الإزاحة الترددية الثانية فتتم في مازج الـ RF حيث يزاح تردد الـ IF إلى التردد الراديوي المطلوب. يتكفل مرشح بحذف الترددات الطفيلية وتقلل بالتالي من ضجيج الأرضية للنظام. أما الدافع $driver$ ومكبر الاستطاعة فتزيد من شدة الإشارة المعدلة وتربطها إلى الهوائي. ينحصر دور العازل بحماية الـ PA ضد تغيرات ممانعة الهوائي والتي تحدث بسبب تغيرات مجسمات الإشعاع الكهرومغناطيسي ($E\&M$) المحيطة بالهوائي. فعلى سبيل المثال تغير الأشياء المحيطة بالهوائي (جسم أو رأس المستثمر) من ممانعته.



الشكل (7-16): مخطط صندوق لمرسل RF

يمكن الـ VGA من التحكم باستطاعة المرسل وذلك ضمن مجال استطاعة يتراوح بين حد أدنى $-50dBm$ إلى حد أعلى $+25dBm$ (200 mw) .

يلاحظ أن الحد الأعلى منخفض بالمقارنة مع المعايير الالاسكية الأخرى (القيمة العليا مثلاً هي $2w$ في حالة GSM). لكن ذلك لا ينعكس إيجاباً على التيار المستجر من البطارية لأن CDMA IS95 يستخدم نظام تعديل يحتاج لمكبر استطاعة خطي وقليل المردود بينما يستخدم الـ GSM نظام تعديل بمغلف ثابت ما يسمح بوجود مكبر استطاعة عالي المردود.

7-3-1 الاستجابة الزائفة Spurious Response

يعطي المازج المثالي إشارة خرج يتناسب مطالها مع مطال إشارة الدخل وتكون مستقلة عن مستوى إشارة LO ؛ إذ أن إشارة LO لا تحمل بحد ذاتها أي معلومات في مطالها. بكلمة أخرى فإن استجابة المطال لمازج مثالي تكون خطية بالنسبة لأحد المداخل ومستقلة عن الدخل الآخر. لتحقيق ذلك يتوجب أن نستعمل إشارة LO ذات مطال كبير وهو ما يحقق بعض الفوائد الأخرى. ينتج المازج، في الحالة المثالية، خرجاً عند التردد $f_{out} = f_{RF} \pm f_{LO}$ حيث f_{RF} هي إشارة الدخل و f_{LO} إشارة الـ LO. لكن المشكلة هي أن لاختية المازج تشوه كلاً من إشارة الدخل والـ LO. بالتالي يمكن كتابة إشارات الخرج الحقيقية للمازج

$$f_{M,N} = |Mf_{RF} \pm Nf_{LO}| \quad (7-48)$$

حيث $f_{M,N}$ تمثل النواتج الزائفة يمكن لكل من M و N أن تأخذ قيماً صحيحة من ∞ إلى ∞ . لحسن الحظ أن مطال الإشارات الزائفة تتناقص عملياً مع ارتفاع قيم M و N . يعطي الجدول (7-1) قيماً عملية لمطالات إشارات خرج زائفة لمازج.

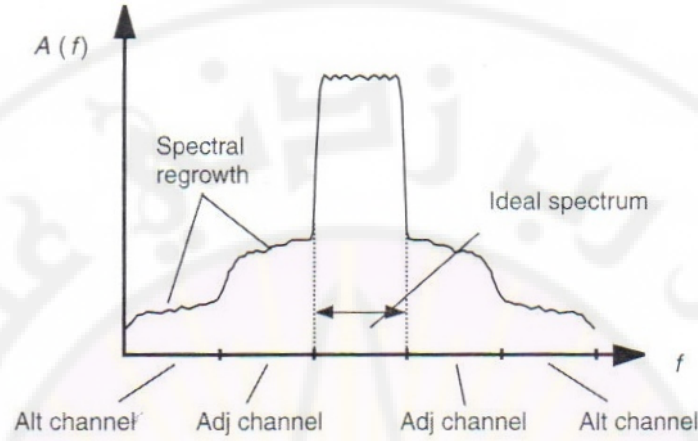
الجدول (7-1): جدول بالتشويشات spur لمازج تقليدي

Spur Table for a Typical Mixer

<i>M</i>	<i>N</i>	Spurious Level (dB)
0	0	-30
1	1	0
1	2	-50
1	3	-40
2	1	-50
2	2	-50
2	3	-55
3	1	-40
3	2	-55
3	3	-55
4	1	-70
4	2	-75
4	3	-75
5	1	-65
5	2	-75
5	3	-70

7-3-2 Spectrum Regrowth تضخم الطيف

تعتبر فعالية استخدام الطيف الراديوي أمراً بالغ الأهمية في نظم الاتصالات اللاسلكية. ولتعزيز هذه الفعالية يتضمن الرادية النقل مرشحات تشكيل النبضة pulse-shaping filters في المعدل الرقمي بالإضافة إلى دارات خطية جداً في مرسل الـ RF. وعملياً يظهر المرسل آثار لاختية تعمل على نشر طيف الإشارة المعدلة إلى الأفنية المجاورة كما في الشكل (7-17). تدعى هذه الظاهرة بتضخم الطيف وتعتبر مخربة لسعة النظام.



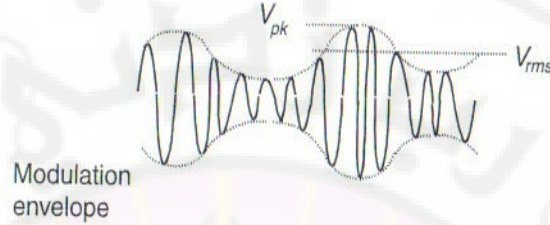
الشكل (7-17): تضخم الطيف الترددي لإشارة مرسل

ينتج تضخم الطيف من عملية التشويه البيئي لمكونات الإشارة التي تنتج السلسلة المباشرة في عملية نثر الطيف.

يبني المعدل الرقمي لتحقيق آلية التعديل المطلوبة بالإضافة إلى ترشيح المجال الأساسي التي تعمل على تشكيل تغير المطال لمغلف الإشارة المعدلة، كما بالشكل (7-18). يعرف معامل الذروة Crest factor كما يلي

$$\alpha = \frac{V_{pk}}{V_{rms}} \quad (7-49)$$

حيث V_{pk} ذروة المطال و V_{rms} القيمة الفعالة للموجة المعدلة. يبلغ معامل الذروة 6dB في تعديل QPSK بينما يساوي 5.1dB في تعديل OQPSK. تشارك مكونات الذروة في الإشارة بشكل أكبر في ظاهرة IMD لأنها تدفع بدارة المرسل بشكل أكبر. للحفاظ على قدر مقبول من الخطية تصمم الـ PAs لتعمل بشكل خطي حتى عند قيم الذروة للخروج ما يعد مسؤولاً عن ضعف المردود لدارة الدفع ومكبر الاستطاعة PA.



الشكل (7-18): قمة الإشارة والقيمة الفعالة لها لتقدير معامل الذروة من أفضل الطرق لتقدير تضخم الطيف إدخال إشارة دخل نثر الطيف CDMA إلى مكبر لخطي. ونظراً لصعوبة المحاكاة يعتمد التقريب المستند على التشويه البيئي من المرتبة الثالثة IMD_3 . يتم عادة تقليل ال IMD بمقدار 2 to 6 dB .

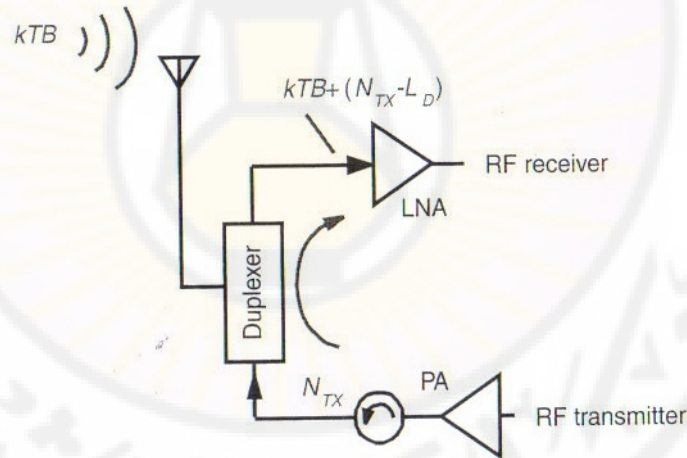
3-3-7 الضجيج

يساهم الضجيج أيضاً في إنقاص فعالية الطيف الراديوي لأنظمة الاتصال اللاسلكي. ويرجع ذلك إلى أنه يزيد من تداخل الأرضية ويقلل نسبة الإشارة للتداخل S/I وتحد من المجال المفيد للتحكم بالاستطاعة مما يرفع من المستوي الأدنى للاستطاعة المرسلة. كما أن الضجيج المولد من قبل المرسل يؤثر أيضاً على أدائية المستقبل الراديوي. إذ يرفع من ضجيج الأرضية وبالتالي يزيد من مستوي الإشارة الدنيا التي يمكن أن يلتقطها المستقبل. يخفض المرسل المثالي من ضجيج الأرضية للسماح بإرسال مستويات أدنى من الاستطاعة وبالتالي الحفاظ على SNR جيدة للإشارة المعدلة. ويتصف ضجيج الأرضية بتغير بطيء نسبياً مع ميل الطيف للتسطح. وتتدهور عملية الاتصال عندما تنخفض سوية الإشارة عن مستوي ضجيج الأرضية.

يحتاج العمل بنمط الازدواج (FD) Full-Duplex إلى عزل كامل بين المرسل والمستقبل. إذ أن أي ضجيج يولده المرسل في المستقبل سيعمل على رفع سوية الضجيج في الأخير ويدهور حساسية المستقبل. يعبر عن ضجيج الأرضية الحراري المستقبل بـ kTB . وفي نظام FD كالمبين بالشكل (7-19) يعطى مستوى استطاعة الضجيج عند مدخل المستقبل N_{Rx} :

$$N_{Rx} = \frac{kTB + N_{Tx}}{L_{Duplex}} \quad (7-50)$$

حيث N_{Tx} خرج الضجيج من المرسل و $kT = -174\text{dBm/Hz}$ عند 27°C و L_{Duplex} الفقد عبر مرشح الازدواج. يعني هذا أن ضجيج الخرج من المرسل يحتاج أن يكون أقل من -120dBm/Hz في الحالة المتداولة.

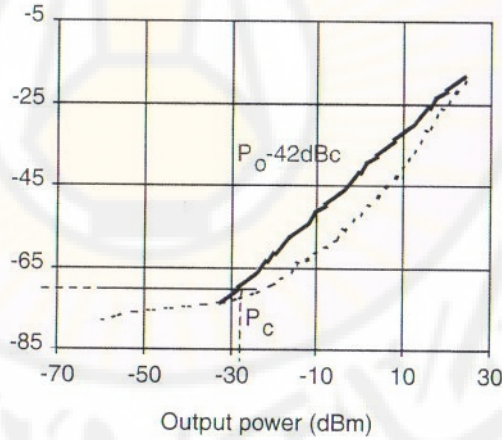


الشكل (7-19): مستوى الضجيج على مدخل مستقبل FDD

يتم حساب الضجيج المتولد من المرسل N_{Tx} باستخدام معاملات الضجيج للدارات المكونة. كما تستخدم تقنيات التصميم المعتمدة للضجيج المنخفض بالإضافة لمرشحات حذف مجال إشارات الاستقبال.

7-3-4 توزيع الكسب Gain Distribution

يقوم مرسل الـ RF بضبط استطاعة الإرسال على مجال واسع وهذا يتضمن مواجهة ثلاثة تحديات هي: استطاعة خرج عظمى، واستطاعة خرج دنيا، واستطاعة خرج حرجة. أما في التحدي الأول فإن نظام الـ CDMA يتطلب تضخماً طيفياً منخفضاً وضجيجاً منخفضاً ضمن مجال المستقبل مع المحافظة على استهلاك ضعيف للطاقة من البطارية. نتذكر إن نظام CDMA IS95 يحد استطاعة القناة المجاورة Adjacent Channel Power – ACP وضمن عرض مجال 30-kHz بالقيمة -42dBc أو -60dBm أيهما أكبر. إن التحديد الأول هو القيمة النسبية ($ACP = P_o - 42dB$) بينما تشكل القيمة المطلقة للاستطاعة التحديد الثالث.



الشكل (7-20): تبيان الاستطاعة الحرجة بنظام IS95

يتقاطع التحديدان عند مستوى استطاعة الخرج الحرجة -18dBm كما هو مبين بالشكل (7-20). يتطلب نظام CDMA عند مستوى الاستطاعة الحرج تضخماً طيفياً قليلاً مع ضجيج منخفض بذات الوقت. أما عند مستوى الاستطاعة المنخفض فإن مطلب الضجيج المنخفض هو المهم هنا وهذا ما

يمكن تحصيله بسهولة بسبب تضمين هذا المطلب عند مستوى الاستطاعة الحدي.

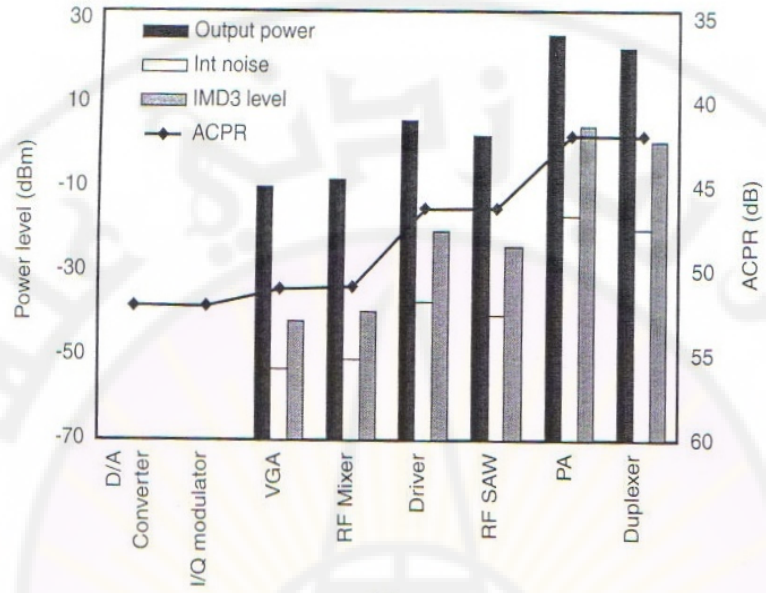
من المهم الملاحظة أن التحديد النسبي لـ 42dBc هو في الأساس تقييد لضجيج الأرضية . فعند انخفاض مستوى استطاعة الخرج فإن الإشارات الداخلية تصغر بطبيعة الحال، وبالتالي تتضاءل قيمة التضخم الطيفي بشكل كبير . عندها ينزل التضخم الطيفي تحت مستوى ضجيج الأرضية ويتبقى هذا الأخير هو الحد لقيمة الاستطاعة للقناة المجاورة.

يعتبر توزيع الاستطاعة في المرسل أمراً هاماً لأن أي ضجيج يتولد في المجال الأساسي وفي قسم الـ IF سيكبر في مرحلة الـ RF . يؤدي ذلك للتفكير بإعطاء تكبير منخفض لهذه الأخيرة وزيادة تكبير إشارات الـ IF . لكن ذلك سيؤدي بدوره إلى تشويه أكبر في الـ RF ما يستوجب إشارات IF أصغر لتقليل التشويه (إنقاص التضخم الطيفي) وبالتالي رفع استطاعة الـ RF !

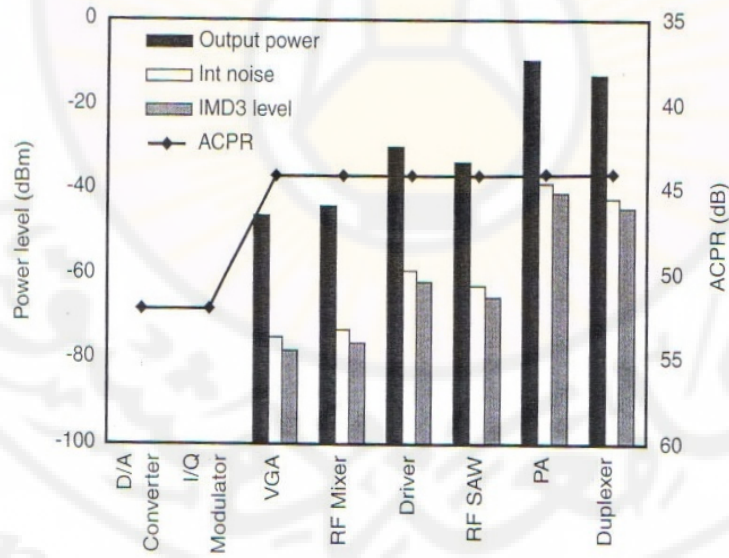
تبين معنا أن المحددات الأهم للمرسل هي استطاعة الخرج ومستوى الضجيج والتضخم الطيفي. وضعت هذه المحددات بالجدول (2-7) لبيان النسبة S/I للإشارة المعدلة عند نقاط مختلفة في المرسل. كما يبين الشكل (21-7) تجسيدا لقيم الجدول المذكور.

الجدول (2-7): توزيع الكسب بالمرسل

Function	Gain (dB)	NF (dB)	IP3 (dBm)
I/Q modulator	$P_o = -35\text{ dBm}$	45	0
VGA	-50 to 25	55 to 10	0 to +15
RF mixer	2	7	15
RF filter	-3	3	∞
Driver	15	3	20
PA	24	3	ACP = -44 dBc



(a)



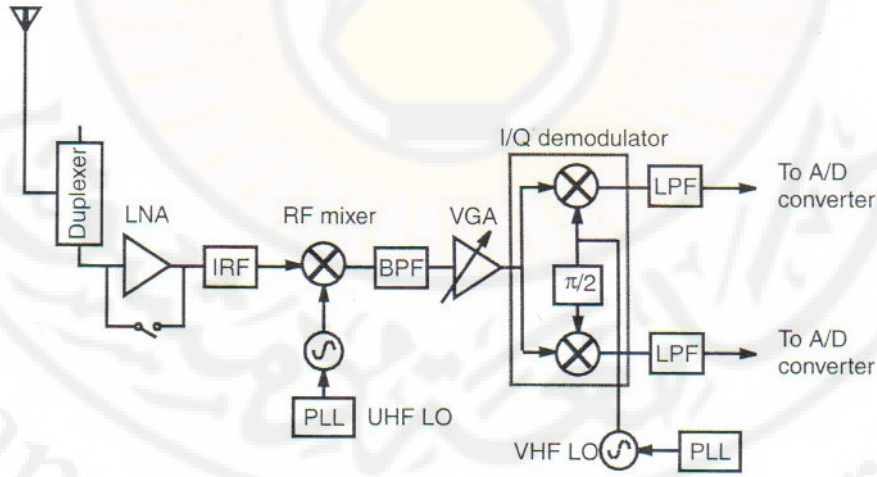
(b)

الشكل (7-21) مستوى استطاعة الخرج للمرسل (أ) واستطاعته الحرجة (ب)

7-4 نظام المستقبل :

يقوم المستقبل بمعالجة مختلف الإشارات الملتقطة وبسويات مختلفة من الاستطاعة. كما يعطي التكبير اللازم للحصول على الإشارات الضعيفة المغموسة في العديد من الإشارات الدخيلة. من أجل ذلك يوصف المستقبل بمحدد الحساسية Sensitivity لتبيان قدرته على كشف تلك الإشارات الضعيفة. بينما ندعو الانتقائية Selectivity قابليته على تخميد الإشارات الدخيلة لا سيما القوية منها.

يستخدم المستقبل بنية هيترودين ثنائية الخطأ وتتكون من مكبر قليل الضجيج ومتحكم بربحه Low-Noise Amplifier - LNA، ومرشح حذف الخيال Image Reject Filter-IRF، و مازج RF، ومرشح IF، ومكبر VGA، وكاشف تعديل I/Q ومرشح تمرير منخفض كما بالشكل (7-22).



الشكل (7-22): مخطط صندوق لمستقبل RF

يمنح مكبر LNA تكبيراً مرتفعاً لمراحل مترابطة ذات رقم ضجيج أصغري ويهبط إلى تكبير منخفض للإشارات عالية المستوى. يعمل مرشح IRF على حذف إشارة الخيال وتخمد ضجيج الخيال. أما مازج الـ RF فيزيح حامل الـ RF المنتقى إلى موقع الـ IF الترددي المشترك باستخدام مهتز محلي متغير التردد. يقوم كاشف التعديل I/Q بعد ذلك بإزاحة الحامل الترددي من الـ IF إلى المجال الأساسي وتفصل الإشارة المستقبلية إلى مكوناتها I و Q .

أما مكبر الـ VGA فيضبط مستوى إشارة الاستقبال لتحمل المبدل A/D بشكل مناسب وهذا يعظم في النهاية النسبة SNR . يقوم مرشح IF يعمل ضمن قناة CDMA IS95 عرضها 1.25MHz تقريباً بتخميد الإشارات المجاورة والدخيلة. أما مرشح LPF يعمل على المجال الأساسي فيساعد على زيادة تخميد الإشارات الدخيلة.

تنتج إشارة الخيال عن عملية المزج النازلة بالتردد Down-conversion mixing . يقوم مازج الـ RF بإزاحة طيف الحامل f_{RF} إلى الأسفل بفعل المازج المحلي LO وفق

$$f_{out} = |f_{LO} \pm f_{RF}| \quad (51-7)$$

حيث f_{out} خرج المازج، و f_{LO} تردد المهتز LO . يعني هذا وجود إشارتي RF مختلفتين هما $f_{LO} - f_{IF}$ و $f_{LO} + f_{IF}$ يمكنها المزج مع إشارة تردد الـ IF (f_{IF}) وفقاً للتصميم المعتمد فإن إحدى هاتين المكبتين هي المرغوبة وتعتبر الثانية خيلاً لها. وحتى عند افتراض أثره بدون خيال فإن الضجيج الموجود عند تردد الخيال سينزاح إلى موقع الـ IF وينضاف إلى ضجيج المستقبل. يرى الناظر إلى طيف الإشارات بمدخل المستقبل أنه مكتظ ومعقد فعلاً. فهو يتألف من إشارات تداخلية ضمن المجال الراديوي نفسه بالإضافة إلى

مستخدمين آخرين مرمزين بشكل متعامد ولكن يستخدمون القناة الترددية نفسها .
بناء عليه فإن تصميم المستقبل يعد على درجة من التعقيد .

7-4-1 الحساسية Sensitivity :

يشار إلى أضعف إشارة يمكن استقبالها ضمن نسبة SNR معطاة بالإشارة
المنطقة الأصغر أو MDS . وتتحدد بضجيج المستقبل كله منسوباً إلى
الدخل ويساوي:

$$MDS = kTF_TB \quad (52-7)$$

حيث F_T رقم الضجيج الكلي و B عرض مجال النظام . وترتبط الـ MDS
بحساسية المستقبل وفق العلاقة:

$$Sensitivity = kTF_TB(SNR_{min}) \quad (53-7)$$

حيث SNR_{min} تعبر عن أقل SNR لازمة لعمل كاشف التعديل . في نظام
CDMA IS95 يخفض ربح عملية نثر الطيف قيمة الـ SNR الأصغر
المطلوبة بأقل من -16dB

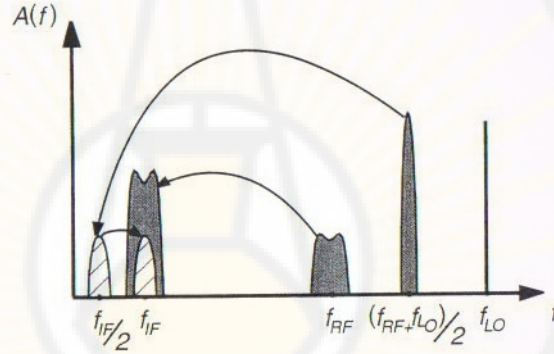
7-4-2 الانتقائية Selectivity

يؤدي انخفاض الانتقائية لمستقبل ما إلى إضعاف الحساسية لجهاز الراديو .
ويتم الإقرار بذلك عند وجود إشارات تداخل قوية، لكن ارتداد ذلك على الأداء
لأقل من 3dB . يمكن القول إن إشارات التداخل تخفض الكسب وتغطي على
الإشارة المرغوبة بفعل المزج الزائف والحجز blocking وتشويه التعديل البيئي
وتأثير التعديل المعترض cross-modulation . في الفقرات التالية يسلط
بعض الضوء على هذه التأثيرات .

1. يترافق "نصف المزج للـ IF Half-IF mixing" مع المركبات الزائفة

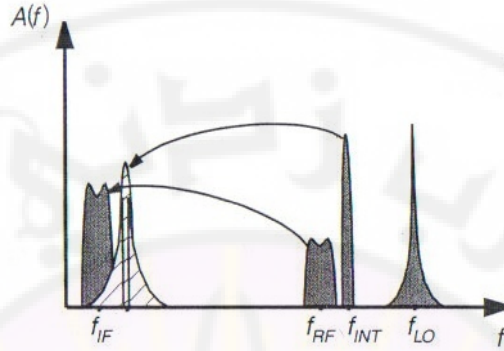
(2,2) في مبدل النزول الترددي . تقوم إشارة تداخل توجد بمنصف

المسافة الترددية بين الإشارة المستقبلية المطلوبة f_{RF} وبين تردد الـ LO أي عند $(f_{RF} + f_{LO})/2$ فتننتج إشارة حجب masking signal كما يبين الشكل (7-23). تدعى هذه بمشكلة منتصف الـ IF half-) IF problem ويتم تخميده بترشيح إشارات دخل المازج واستخدام آلية التوازن بالدائرة balanced circuit approach حيث يقلل من تشويه الدرجة الثانية.



الشكل (7-23): مخطط نصف الـ IF في مبدل النزول الترددي

2. أما عملية المزج الثانية التي تقلل من حساسية المستقبل desensitized the receiver فهي المزج المعكوس reciprocal mixing والموضحة بالشكل (7-24). تمزج في هذه الحالة إشارة تداخل قوية - توجد عند تردد قريب من تردد الإشارة المرغوبة - مع تردد f_{LO} ضجيجي فينتج إشارة حجب أيضاً. لكبح ذلك يتوجب المحافظة على ضجيج الطور للمركب الترددي أقل من الشدة النسبية للإشارة الدخيلة.



الشكل (7-24): المزج العكسي

3. أما الحجز Blocking فهو من الآثار الأخرى المؤذية للحساسية. ويحدث حين تدفع إشارة تداخل قوية بدارات المستقبل نحو الانضغاط compression وبالتالي يتخامد الكسب المطلوب للإشارة المرغوبة المستقبلة.

إذا وجدت إشارة دخل تتكون من مركبة مرغوبة ضعيفة $V_1 \cos \omega_1 t$ ومركبة ترددية دخيلة وقوية جداً $V_2 \cos \omega_2 t$ عند مدخل الـ RF فإن نمذجة الخرج تعطي:

$$v_o(t) = a_1 V_1 \cos \omega_1 t + \dots + \frac{a_3}{2} (V_1^3 = 3V_1 V_2^2) \cos \omega_1 t + \dots \quad (54-7)$$

حيث نهتم فقط بـ $V_1 \cos \omega_1 t$. وبما أن V_1 صغير جداً مقارنة بـ V_2 فإن إشارة الخرج تكتب

$$v_o(t) = V_o \cos \omega_1 t \approx a_1 V_1 \left(1 + \frac{3}{2} \frac{a_3}{a_1} V_2^2 \right) \cos \omega_1 t \quad (55-7)$$

حيث V_0 مطال الإشارة المرغوبة. في معظم الحالات تكون a_3 معاكسة بالإشارة لـ a_1 وبالتالي يتناقص الكسب مع زيادة V_2 . في الواقع الفعلي يمكن إيجاد مدى تحمل المستقبل لإشارة الحجز من خلال قياس أثر إشارة الحجز على النسبة SNR. تطبق الإشارة المرغوبة بشدة تزيد 3dB عن الحساسية وتطبق بذات الوقت إشارة حجز على المستقبل مما يؤدي إلى انضغاط الإشارة المرغوبة بحيث يصبح تكبير الجهد لها هو:

$$A_v = \frac{V_o}{V_1} = a_1 \left(1 + \frac{3}{2} \frac{a_3}{a_2} V_2^2 \right) \quad (56-7)$$

ويحدث نقصان الكسب بمقدار 3dB عند

$$V_2 = 0.442 \sqrt{\left| \frac{a_1}{a_3} \right|} \quad (57-7)$$

وهو يقابل نقصان 3dB بالحساسية و SNR .

4. يمكن أيضاً للتردد المنخفض وضجيج $1/f$ أن يقلص حساسية

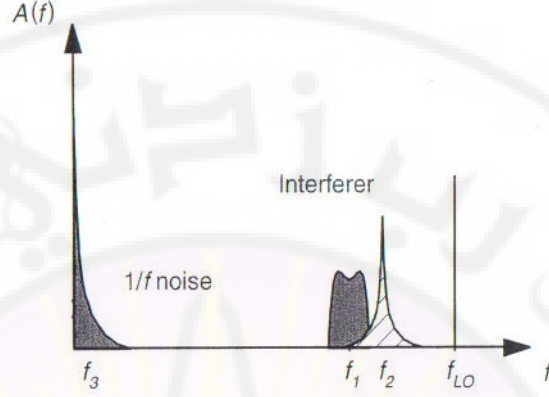
المستقبل وذلك عند وجود إشارة تداخل قريبة من تردد الإشارة

المرغوبة. إذ تمزج هذه الأخيرة مع الضجيج منخفض التردد فينزاح

طيفه نحو طيف إشارة التداخل كما يبين الشكل (7-25). عندئذ

يتراكب هذا الطيف الضجيجي الجديد فوق الإشارة المرغوبة ويسبب

تدهور جودتها.



الشكل (7-25): الإزاحة الترددية لضجيج التردد المنخفض

في تلك الحالة تتكون الإشارة من المكون المرغوب $V_1 \cos \omega_1 t$ و من إشارة التداخل $V_2 \cos \omega_2 t$ ومن الضجيج منخفض التردد الذي نمذج به $V_3 \cos \omega_3 t$. وبالتالي يكون خرج نظام ال RF بهذه الحالة

$$v_o(t) = a_1 V_1 \cos \omega_1 t + \dots + a_2 V_2 V_3 \cos(\omega_2 \pm \omega_3)t + \dots \quad (58-7)$$

حيث a_2 معامل المرتبة الثانية في السلسلة و V_3 مستوى الضجيج. نلاحظ أن $\omega_1 \approx \omega_2$ وأن ω_3 صغيرة جداً وبالتالي: $\omega_3 = \omega_1 - \omega_2$ أي:

$$v_o(t) = (a_1 V_1 + a_2 V_2 V_3) \cos \omega_1 t \quad (59-7)$$

يصبح الكسب الفعلي:

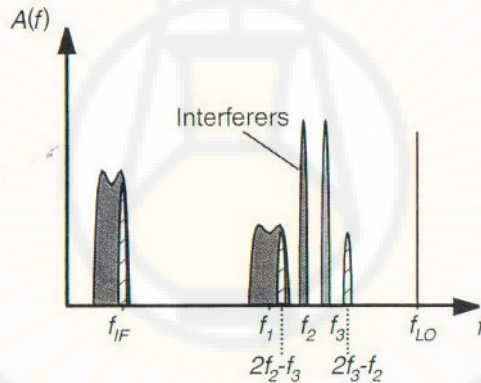
$$A_v = a_1 \left(1 + \frac{a_2}{a_1} \frac{V_2 V_3}{V_1} \right) \quad (60-7)$$

حيث a_2 بإشارة معاكسة لـ a_1 في معظم الحالات. أما نقطة ال 3dB التي تفقدتها SNR فتحدث عندما:

$$V_2 V_3 = 0.292 \left| \frac{a_1}{a_2} \right| V_1 \quad (61-7)$$

5. لتشويه التعديل البيني IMD أيضاً تأثير سلبي آخر على أدائية المستقبل. ويتجلى عند امتزاج مركبتي تداخل قويتين مع بعضهما كما في الشكل (26-7). في هذه الحالة تتكون إشارة الدخل بالمستقبل من الإشارة المرغوبة $V_1 \cos \omega_1 t$ ومن إشارتي تداخل كبيرتين $V_2 \cos \omega_2 t$ و $V_3 \cos \omega_3 t$ ونستطيع كتابة علاقة الخرج كالتالي:

$$v_o(t) = a_1 V_1 \cos \omega_1 t + \dots + a_3 \frac{3}{4} [V_2^2 V_3 \cos(2\omega_2 - \omega_3)t + \dots] \quad (62-7)$$



الشكل (26-7): اثر تراكب إشارتي تداخل على المستقبل

وبفرض أن $2\omega_2 - \omega_3$ تساوي بالتقريب ω_1 و $V_2 = V_3 = V_i$ فإن بالإمكان كتابة علاقة الخرج كما يلي:

$$v_o = \left(a_1 V_1 + a_3 \frac{3}{4} V_i^3 \right) \cos \omega_1 t \quad (63-7)$$

وعليه يكون الكسب الفعلي لدارة الـ RF بوجود إشارتي تدخل قويتين هو

$$A_v = a_1 \left(1 + a_3 \frac{3}{4} \frac{a_3}{a_1} \frac{V_i^3}{V_1} \right) \quad (64-7)$$

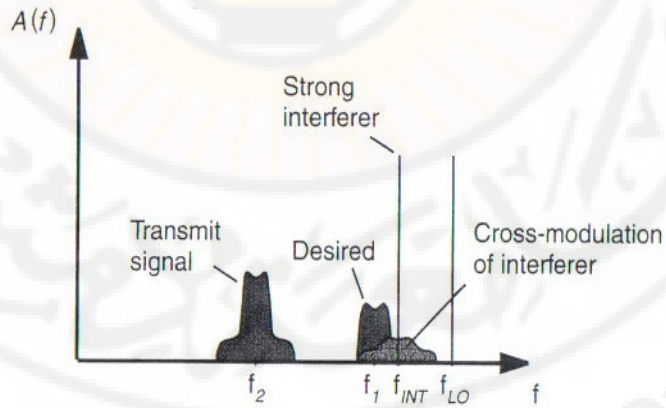
وتكون نقطة نزول 3dB SNR قد قدرت ما يؤدي إلى:

$$V_i = 0.7303 \sqrt{\left| \frac{a_1}{a_3} \right|} V_1 \quad (65-7)$$

التي ترينا علاقة الاستطاعة التكعيبية المتوقعة.

6. المشكلة الأخيرة التي تدهور من حساسية المستقبل هي التعديل
المعترض

Cross-modulation وهي ظاهرة تتمثل في أن تعديل إشارة قوية مرسله ينتقل إلى إشارات تداخل مجاورة كما يبين الشكل (7-27) .



الشكل (7-27): أثر التعديل المعترض

فإذا افترضنا إشارة الدخل تتكون من الإشارة المرغوبة $V_1 \cos \omega_1 t$ و كانت قريبة من إشارة التداخل $V_2 \cos \omega_2 t$ وكانت إشارة معدلة مرسلة مطبقة على دخل دائرة الـ RF هي $V_3 [1 + m \cos \omega_m t] \cos \omega_3 t$ فإن خرجها يعطى بالعلاقة:

(66-7)

$$v_o \cong a_1 V_1 \cos \omega_1 t \dots + 3a_3 V_2 V_3^2 [1 + m \cos \omega_m t]^2 \cos^2 \omega_3 t \cos \omega_2 t \dots$$

حيث m و ω_m هي محددات التعديل لإشارة الإرسال ونريد اعتبار إشارة $\cos \omega_1 t$ وحدود التعديل المعترض فقط. نجد أن بالإمكان كتابة الخرج:

$$v_o \cong a_1 V_1 \cos \omega_1 t + 3a_3 V_2 V_3^2 \cos(\omega_m t) \cos \omega_2 t \quad (67-7)$$

وهي تشبه الإشارة الأصلية المعدلة المتداخلة باستثناء أن حاملها يتوقع عند ω_3 بدلاً من ω_2 . يبين هذا أن تعديل الإشارة المرسلة قد نقلها إلى جوار إشارة تداخل.

أما التأثير على SNR فيحلل كما يلي. يضغط حد التعديل المعترض cross-modulation term الإشارة المرغوبة أثناء رفعه للضجيج أو التداخل. يصبح هذا مشكلة عندما يكون عرض مجال التعديل للإشارة المرسلة ω_m من الفاصل الترددي بين الإشارة المرغوبة ω_1 وبين الإشارة المتداخلة ω_2 (أي $\omega_m \geq \omega_2 - \omega_1$). في هذه الحالة تتراكب إشارة التعديل المعترض على الإشارة الأصلية وبالتالي تدهور حساسية المستقبل.

في الواقع الفعلي يوجد العديد من إشارات التداخل المعدلة على هوائي الاستقبال وتستطيع إحداث أي عدد من هذه الآثار اللاخطية التي شرحت أعلاه بحيث تتضمن للمشاركة بتدهور حساسية المستقبل.

7-4-3 معدل خطأ البت والإطار :

Bit Error Rate and Frame Error Rate:

فيما سبق قيمت أدائية المستقبل باستخدام SNR ورقم الجودة Figure of merit . لكن ذلك يناسب الاتصال التشابهي بينما توصف الاتصالات الرقمية بشكل أدق من خلال احتمال خطأ كشف البت probability of detection error و معدل خطأ البت BER . لعمل ذلك نحتاج لتقييم أدائية كاشف التعديل الرقمي.

يقوم كاشف التعديل الرقمي بفك نثر Despreading الرسالة المنثورة المستقبلية. يعني ذلك مراكمة القدرة في كل بت من بتات الرسالة E_b معطياً

$$E_b \approx \frac{V_s^2}{\text{Re}(Z)} T_b \quad (68-7)$$

حيث V_s مطال التربيع الوسطي للإشارة mean-square signal و $\text{Re}(Z)$ هي الجزء الحقيقي من ممانعة الحمل و T_b دور كل بت من بتات الرسالة. بالمقابل فإن الكثافة الطيفية للضجيج هي

$$N_o \approx \frac{V_n^2}{\text{Re}(Z)} T_c \quad (69-7)$$

حيث V_n مطال التربيع الوسطي للضجيج و T_c دور كل كسرة من النثر . وتكون النتيجة للنسبة SNR وكما ترى في كاشف التعديل الرقمي

$$\frac{E_b}{N_o} = \frac{V_s^2}{V_n^2} \frac{T_b}{T_c} = SNR \frac{W}{R} \quad (70-7)$$

حيث E_b/N_o يمثل طاقة البت لواحدة طيف الضجيج، W هو عرض مجال النثر (يساوي $1/T_c$) ، R معدل بتات الرسالة (يساوي $1/T_b$) و W/R هو معامل النثر أو كسب المعالجة للتعديل بالطيف المنثور. يعتبر الحد E_b/N_o هاماً وحرماً لأن الاتصالات الرقمية التي تستخدم BPSK و QPSK تعطى احتمالية خطأ الكشف بالعلاقة

$$P_e = Q \left[\sqrt{\frac{2E_b}{N_o}} \right] \quad (71-7)$$

والتي تستخدم لتحليل الـ BER . علينا الملاحظة بأن الضجيج في العلاقة الأخيرة يشمل أي قدرة إشارة تلوث عملية القرار بالنسبة للبت. وتتضمن مثلاً أي إشارة تداخل لم تخدم بالترشيح وكذلك التشويشات الناجمة عن المستقبل بالإضافة للضجيج الداخلي للمستقبل.

من أهم مزايا الاتصال الرقمي إمكانية الترميز الرقمي لمصدر المعلومات ما يجعله أكثر تحملاً للتداخل والضجيج. بالتالي فإن ترميزات القناة ، مثل الترميز الالتقافي وترميز CRC تقلل أكثر من الـ BER . أما معدل الخطأ الجديد ويدعى معدل خطأ الإطار FER فيقاس بعد عملية تصحيح الخطأ.

لتقييم مستقبل الـ RF وكاشف التعديل الرقمي نحتاج إلى محاكاة لكل آثار الانتشار الراديوي ، لكن المشكلة هي في الطبيعة العشوائية لهذه الأمور غير القابلة للتنبؤ random and unpredictable effects لذلك نستعاض عن هذا

بإجراء قياسات عملية للـ FER على أعداد لا حصر لها من الإطارات بعد تعديلها وإرسالها واستقبالها وكشفها.

4-4-7 توزيع الكسب Gain Distribution

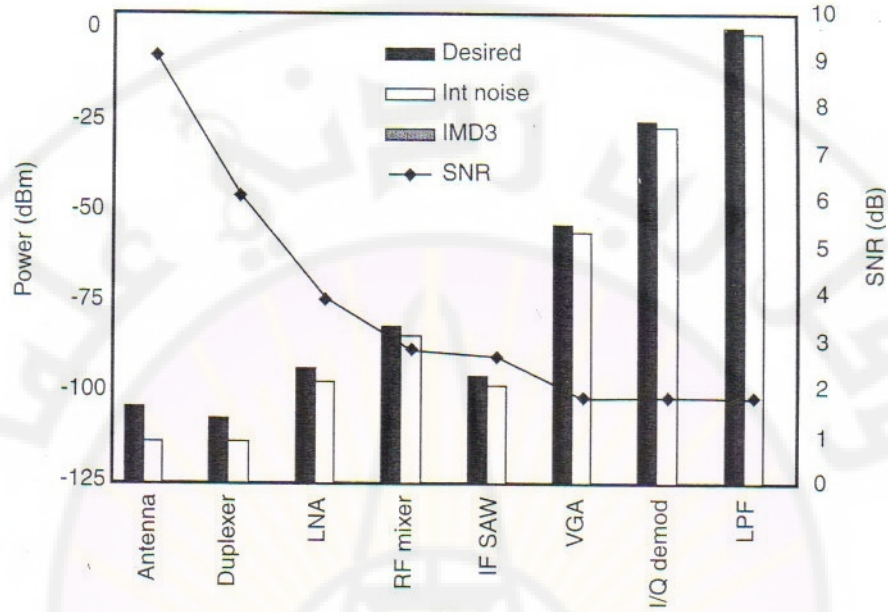
يجب على المستقبل الراديوي أن يتلاءم مع مختلف الاستطاعات المستقبلية مع ضرورة تحسسه للإشارات الضعيفة المرغوبة ورفضه لإشارات التداخل القوية. لكن هذا يخلق بحد ذاته قدراً من التضارب بالمتطلبات. فلكي نوجد نظاماً أ بـ رقم ضجيج منخفض وحساسية عالية نحتاج لمرحلة RF عالية الربح. أما تقليل الآثار اللاخطية - والتي تسيء إلى الحساسية كما رأينا - نحتاج العكس. يبين الجدول (3-7) حيث تمثل المحددات الأساسية بتلك التي ذكرت أي: استطاعة الإشارة المرسل، واستطاعة الضجيج، واستطاعة التشويه، والنسبة SNR .

الجدول (3-7): توزيع الكسب في المستقبل

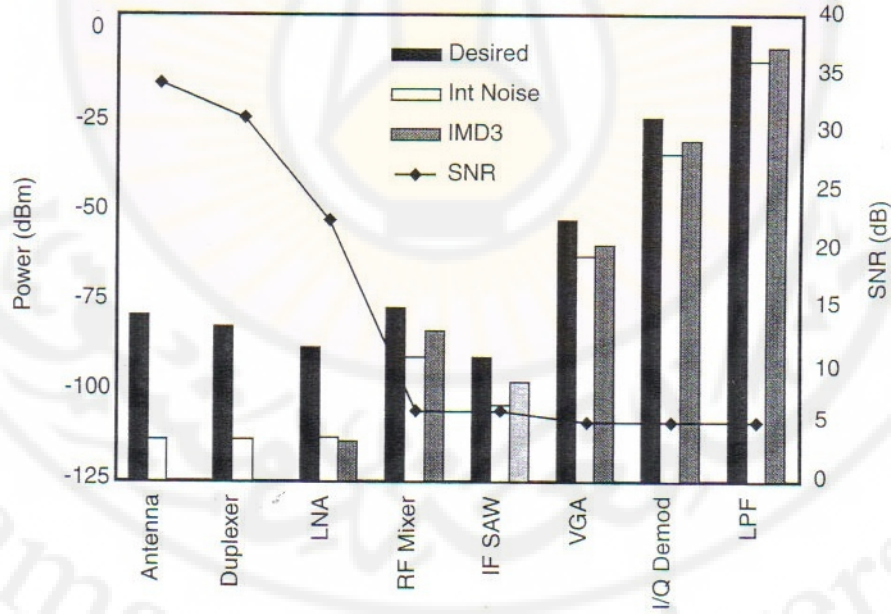
Gain Distribution of the Receiver

Function	Gain (dB)	NF (dB)	IP3 (dBm)
LNA	15	2.2	12
RF mixer	10	10	15
IF filter	-12.5	12.5	∞
Variable gain amplifier	-40 to 40	45 to 7	0 to -45
I/Q demodulator	30	25	25
Low-pass filter	26	75	20

أما المحددات الموضوعة في الشكل (3-7) فتتمثل حساسية المستقبل وانتقائيته.



(a)



(b)

الشكل (7-28): مخطط السويات للمستقبل متضمناً الحساسية والانتقائية

الباب الرابع

الفصل الأول : الاتصالات الفضائية

الفصل الثاني : نمذجة ومحاكاة قناة الاتصال

إعداد : د. محمد ميهوب

Damascus University

الفصل الأول

الاتصالات الفضائية

Satellite Communications

1-1 مقدمة : Introduction

فتحت تقنية الاتصالات مؤخراً أسواقاً واعدة وأخذت الخدمات عبر السواتل دوراً متزايداً ونظم الاتصالات عبر السواتل أولوية كبيرة في الاستثمار لدى الشركات العالمية ولقد سهلت الخدمة الهاتفية للمناطق البعيدة وتستخدم بشكل واسع في التلفزيون والإذاعة ولإجراء الاتصالات الخاصة ولقد ساهمت التجهيزات الدقيقة بتطبيقات حديثة معتمدة على السواتل ذات المدارات الثابتة لتنفيذ شبكة

الاتصالات الشخصية (PCN) Personal Communication Network .

وكما توجد سواتل تدور على مدارات متزامنة أو غير متزامنة حسب مشاكل ومتطلبات تصميم النظام بحيث أن نمو الطلب على خدمة الاتصالات بغض النظر عن موقع المستخدم على سطح الكرة الأرضية أو اختلاف الظروف البيئية المحيطة عزز بشكل كبير التطور في أنظمة الاتصال عبر السواتل للمحطات الأرضية المتحركة وتظهر هذه الأنظمة فاعليتها بتقديم خدماتها لمناطق واسعة ومتباعدة حيث أن مثل هذه الخدمات لا تقدم بواسطة أنظمة أخرى وبنفس الفاعلية والمردود الاقتصادي والميزة الفريدة للاتصالات عبر السواتل قابليتها لتخديم جميع المشتركين بنفس الوقت بغض النظر عن المسافات التي تفصل فيما بينهم.

وتطبق هذه الإمكانية على المحطات الأرضية الثابتة وعلى المحطات المتحركة على الأرض وفي الجو وفي البحر. وأيضاً يمكن أن تكون السعة (عدد المشتركين) ديناميكية وتكون نظم الاتصال عبر السواتل للمحطات الأرضية

المتحركة أكثر شمولاً من النظم الأرضية المتحركة الأخرى وذلك بتقديم خدمات اتصال شاملة ومتنوعة . وتتعرض وصلات الساتل مع المحطات الأرضية المتحركة للعديد من المشاكل والتي تقلل من أداء تلك الوصلات وأهمها: قناة الانتشار بالإضافة للتشويه الناتج عن التجهيزات وتأثير مضخم الاستطاعة اللاخطي (TWTA) وتكون الإشارة المستقبلية عند مستقبل المحطة الأرضية منخفضة الاستطاعة بسبب الخفوت المتعدد المسارات والظلال الناتجة عن العوائق الطبيعية وخاصة في المناطق التي تكون فيها زاوية ارتفاع الساتل منخفضة وتستخدم حالياً أنظمة الطيف المنتشر بشكل كبير في الاتصالات عبر السواتل للمحطات الأرضية المتحركة ومن أهم تطبيقات الطيف المنتشر نظام النفاذ المتعدد بتقسيم الرمز Code Division Multiple Access (CDMA) والمستخدم حالياً في العديد من نظم الاتصال عبر السواتل والمتوسطة على المدارات المنخفضة والمتوسطة.

2-1 لمحة تاريخية : Historical Highlights

بدأت فكرة الاتصالات عبر السواتل في أواخر عام 1945 وابتدأ عهد الفضاء عام 1957 بإطلاق أول ساتل روسي اسمه سبوتنيك (SPUTNIK) وتم أول إطلاق لساتل من شركة إنتلسات (INTELSAT) عام 1965 وعلى مدار متزامن وبالنسبة لمحطات أرضية ثابتة وفي نفس العام تم إطلاق أول ساتل اتصالات سوفياتي من سلسلة سواتل MOLNYA متضمناً البث التلفزيوني. وظهرت منذ عام 1970 نزعة متزايدة في عدة دول للحصول على شبكة سواتل للاتصالات بقصد الاستخدام الوطني وابتدأ في عام 1976 عمل أول ساتل عالمي للاتصالات بواسطة ماريسات (MARISAT) والمجهز بمرسل منخفض التردد للاتصالات العامة ونفذت منظمة الإنمارسات

(INMARSAT) (منظمة الساتل للملاحة العالمية) عام 1979 نظاماً بالنسبة للمحطات المتحركة يخص العمل في البحار والمحيطات وفي عام 1985 نظاماً للملاحة الجوية وفي عام 1989 نظاماً للمحطات الأرضية المتحركة وحالياً العمل على المدارات غير المتزامنة (المدارات المنخفضة).

3-1 قناة الاتصال عبر الساتل :

Satellite Communication Channel

تتضمن وصلات الساتل وصلة صاعدة عندما المحطة المركزية ترسل للساتل وأخرى نازلة عندما تستقبل المحطة الأرضية من الساتل وتكون الترددات المستخدمة في الاتصالات عبر السواتل من مرتبة جيجا هرتز (G HZ) ومقسمة إلى مجالات جزئية كما في الجدول (1-1)

الجدول (1-1) يبين طيف الترددات المستخدمة في السواتل

رمز مجال التردد	المجال (G HZ)
L	1-2
S	2-4
C	4-8
X	8-12
K _u	12-18
K	18-27
K _a	27-40
Milimeter	40-300

وحددت الترددات التي تعمل عليها نظم الاتصالات للمحطات الأرضية المتحركة عبر السواتل في المجال (L) كما أقره المؤتمر العالمي للراديو عام 1987 كما مبين في الجدول (2-1)

الجدول (2-1) يبين مجال الترددات لنظم الاتصالات المتحركة كما حدده WARC

تحديد أنواع الخدمات	مجال ترددات الوصلة M HZ الصاعدة	مجال ترددات الوصلة النازلة M HZ
لخدمة السوائل للمحطات المتحركة في البحار والمحطات الأرضية المتحركة	1631.5 – 1634.5	1530 - 1533
لخدمة السوائل للمحطات المتحركة في البحار بشكل أساسي وللمحطات الأرضية المتحركة فقط للمعطيات بشكل ثانوي	1634.5 – 1645.5	1533 - 1544
للخدمات الضرورية والطارئة	1645.5 – 1646.5	1544 - 1545
لخدمة الطيران	1646.5 – 1656.5	1545 - 1555
لخدمة السوائل للمحطات المتحركة التي تتصل مع الطيران ومحطات السفن في البحار	1656.5 – 1660.5	1555 - 1559

1-4 أهم أنواع المدارات ومزاياها :

The Important Types Of Orbits And Its Features

1-4-1 المدار البيضوي المائل (الأهليلجي) :

تدور السوائل حول الأرض على ارتفاع متغير وعلى المدار البيضوي المائل بسرعة زاوية تسبق أو تتأخر عن سرعة دوران الأرض بحيث لا تبقى السوائل ثابتة بالنسبة لنقطة على سطح الأرض وبالتالي تستخدم فقط خلال وج ودها ضمن حزمة رؤية هوائيات المحطات الأرضية ولمدة لا تتجاوز 15 دقيقة لكل دورة وهي بحاجة لتجهيزات ملاحقة معقدة وغالية الثمن في المحطات الأرضية. ولمثل هذه السوائل على المدارات البيضوية المائلة ميزة أساسية وهي عدم ضرورة وجود صواريخ دفع على متنها لإبقائها في مدارها وأهم السوائل التي

تعمل على مثل هذه المدارات الساتل مولينا السوفياتي الصنع فيأخذ هذا الساتل أقصى ارتفاع له فوق نصف الكرة الشمالي وأقل ارتفاع له فوق نصف الكرة الجنوبي (1000 – 40000) Km

1-4-2 المدار الاستوائي الدائري :

تدور السواتل على هذا المدار بسرعة تساوي سرعة دوران الأرض لذلك يبقى هذا الساتل في نقطة ثابتة بالنسبة للمحطة الأرضية على سطح الأرض وميزة هذه السواتل أنها تبقى ضمن حزمة هوائيات المحطات الأرضية دائماً (100%) من الوقت ومن السيئات ضرورة توفر أجهزة معقدة وأجهزة دفع ثقيلة لإبقاء الساتل على مدار ثابت.

1-4-3 محاسن المدارات المتزامنة :

يبقى الساتل تقريباً ثابتاً بالنسبة لمحطة أرضية ما وبالتالي لا تحتاج المحطة الأرضية إلى أجهزة ملاحقة غالية الثمن ويمكن للسواتل المتزامنة بسبب ارتفاعها الكبير أن تغطي مساحة أكبر من الأرض بالمقارنة مع السواتل ذات المدارات المنخفضة وتمهل التأثيرات الناتجة عن ظاهرة دوبلر.

1-4-4 مساوي المدارات المتزامنة :

بسبب الارتفاع العالي للساتل على المدار المتزامن بحاجة لزمن انتشار أكبر للإشارات ويبلغ زمن التأخير حوالي 500 – 600 ميلي ثانية وكما يحتاج وضع سائل متزامن على مداره الصحيح وفي النقطة المحددة دقة في الملاحقة الفضائية وكما يحتاج الساتل لمحركات دفع لإبقائه دوماً على مداره وتتطلب السواتل المتزامنة استطاعات إرسال أكبر وحساسية في المستقبلات أكبر بسبب الفقد الكبير للمسار.

1-5 أنظمة السواتل الخدمة للمحطات الأرضية المتحركة (المدارات العالية والمتوسطة والمنخفضة) :

Mobile satellite service systems

1-5-1 نظام الإنٹلسات : Intelsat

تم إطلاق عدد من سواتل الاتصالات بواسطة منظمة السواتل للاتصالات العالمية (الإنٹلسات) لتغطية الاحتياجات للاتصالات العالمية .

الجدول (1-3) ملخص لأهم محطات الإنٹلسات الأرضية وتطبيقاتها

قياسي	الخدمة الرئيسية	التردد G HZ	قطر الهوائي (m)	G/T (dB/K)	التطبيق
A	دولية	4/6	15~30	35	اتصالات عالية السعة
B	دولية	4/6	11~30	31.7	اتصالات صغيرة السعة
C	دولية	11/14	11~13	37	اتصالات عالية السعة
D ₁ , D ₂	Vista	4/6	11~13, 4.5	31.7, 2.7	اتصالات ريفية صغيرة السعة
E ₁ , E ₂ , E ₃	IBS	12/14, 11/14	8, 5.5, 3.5	34, 29, 25	اتصالات للأعمال الدولية
F ₁ , F ₂ , F ₃	IBS-IDR	4/6	4.5~10	29, 27, 22.7	اتصالات للأعمال الدولية
G		12/14, 4/6	تحدد المعاملات من قبل المستخدم وتصدقها INTELSAT		
Z		12/14, 4/6	تحدد المعاملات من قبل المستخدم وتصدقها INTELSAT		

Vista خدمة الإرسال الهاتفي للطرق الضيقة

IBS خدمة الإنٹلسات للأعمال

IDR معدل المعلومات المتوسطة

وضعت السواتل الثابتة الجاهزة للعمل والاحتياطية فوق المحيط الأطلسي

والمحيط الهادي والمحيط الهندي متوزعة فيما بينها بزوايا بمقدار 120° لتغطية

كامل مساحة الأرض واستخدمت منظمة الانتلسات أحدث ما توصلت إليه التقنيات المتطورة لضمان فاعلية السوائل من $Intelsat_i$ إلى $Intelsat_{vi}$ وقد تم تصميم $Intelsat_{vii}$ ليتعامل مع 18000 قناة ويسمح هذا السائل باستخدام عدة أنواع من صواريخ الإطلاق وتصنف المحطات الأرضية في شبكة الإنتلسات بأنها قياسية وأهم أنواعها. $A - B - C - D - E - F - Z - G$. ويظهر الجدول (1-3) ملخصاً لأهم محطات الإنتلسات الأرضية وتطبيقاتها ومعاملاتها ويتم التحكم بشبكة الإنتلسات من قبل مركز التحكم لسفن الفضاء الخاص بأنتلسات في واشنطن.

1-5-2 - نظام : MSAT

تعمل الشركة الأمريكية للاتصالات للمحطات المتحركة عبر السوائل (AMSC) وشركة التلسات المندمجة المتحركة (TMI) على إطلاق السوائل المتزامنة المتوافقة وتقدم MSAT الخدمة للمحطات المتحركة عبر السائل في الولايات المتحدة وكندا ويمكن للسوائل المتوافقة أن تعمل بنظام إرجاعي وتعمل هذه السوائل عند تردد 1645 M HZ للوصلة الصاعدة وتردد 1545 M HZ للوصلة النازلة وذلك عند اختبار المحطات الأرضية عبر السائل وتستخدم ترددات من المجال K_u لخدمة شبكات الهاتف الأرضية وتقدم خدمات الصوت والمعطيات وإرسال الفاكس حيث تغطي مناطق الخدمة ب 6 حزم موجهه على كل سائل وقد ضم نظام MSAT النظم الأخرى للأسباب التالية:

استعداد خدمة النموذج المتفق ل MSAT لتزويد AMSC باستثمار النقل المؤجر من أنيمارسات وأستثمر نظام MSAT اعتباراً من عام 1994.

1-5-3 النظم الإقليمية : Regional Systems

تملك عدة أقاليم وبلدان إضافة لـ INTELSAT مجموعات من سواتل الاتصالات خاصة بها وتستخدم عادة لتغطية المساحات الإقليمية أو المحلية أو الريفية على سبيل المثال EUTELSAT المخدمة للبلدان الأوروبية وعربسات ARABSAT المخدمة للبلدان العربية والبنمسات PANAMSAT المخدمة للبلدان الأمريكية اللاتينية وأسياسات ASIASAT لتغطية البلدان الآسيوية و AUSSAT هي مجموعة إقليمية تخدم شبكة الاتصالات الأسترالية وتعمل هذه المجموعات في مجال الترددات C, K_u

1-5-4 النظم الوطنية والريفية : Domsat And Rural Systems

تتألف شبكات الاتصال الريفية المستخدمة لمجموعات دومسات من محطة مركزية ومحطات منعزلة متعددة ويتم تشييد المحطة المركزية في الساحة الأساسية للمدينة بينما تشييد المحطات المنعزلة في مناطق أكثر بعداً أو في مناطق ريفية على سبيل المثال JC-SAT تابع للاتصالات الياباني و WESTER, SATCOM (الولايات المتحدة) و ANIK (كندا) و ITALSAT (إيطاليا).

1-5-5 نظم : (VSAT)

Very Small Apertur Terminal

تقوم مجموعات VSAT بوصل مناطق متباعدة ومتناثرة مع بعضها البعض وتملك المحطات المنعزلة هوائيات بأقطار $0.6 - 1.2 \text{ m}$ تحقق الاتصال بالمحطة المحورية المركزية وتخدم شبكات VSAT كلاً من بث الصوت والفيديو وبث المعطيات بتكاليف منخفضة وتعتبر الميزة الخاصة لمجموعات VSAT هي قدرتها على العمل بمعدل معطيات متنوعة وعلى توصيل بروتوكولات متنوعة للمستخدم وتستخدم هذه المجموعات لتطبيقات أعمال

متنوعة مثل التحقق من بطاقات الأتمان في صناعة التجزئة والمعالجة الآنية في أسواق المال إضافة للتحكم عن بعد ومراقبة شركات النفط وتعد لقاءات (مؤتمرات) الفيديو حقلاً تطبيقياً آخر قيد النمو باستخدام مجموعات VSAT.

1-5-6 نظم : Inmarsat / Mobile

تقدم سواتل INMARSAT تغطية شاملة خاصة لخدمات الملاحة العالمية وتعمل على تغطية كامل مساحة الكرة الأرضية وتقدم الخدمات للطيران والملاحة والمحطات الأرضية المتحركة عبر الساتل.

ويبين الجدول (1-4) خدمات الاتصال لـ INMARSAT

الخدمة	A	B	C	M	ملاحة جوية
خدمة أساسية	إرسال هاتفي - تلكس - معلومات عالية السرعة 9.6 kbps فاكس	إرسال هاتفي 16 kbps - تلكس معلومات 9.6 kbps فاكس	معلومات 300/600 kbps	إرسال هاتفي 64 kbps معلومات 2.4 kbps فاكس	إرسال هاتفي 9.6 kbps معلومات 300/600 kbps
هوائي	85-120 cm	جميع الاتجاهات	مصفوفة	مصفوفة	مصفوفة
G/T	- 4	- 4	- 23	- 12	- 13
نظام التعديل الهاتفي	FM	OQPSK 24 kbps	BPSK 1.2 kbps	OQPSK 8kbps	OQPSK 21 kbps
التطبيق	ملاحي بحري	ملاحي بحري	ملاحة بحرية - أرضية متحركة	ملاحة بحرية - أرضية متحركة	ملاحة جوية

وتتضمن أنواع الخدمات التي تقدمها الأنواع السابقة الإرسال الهاتفي والبرق المباشر والرسائل الإلكترونية واتصالات الطيران والملاحة الجوية والملاحة البحرية وخدمة استكشاف الأرض وخدمة الأرصاد الجوية وخدمة الهوات.

1-6 نظم السواتل التي تعمل على المدارات المتوسطة والمنخفضة :

Satellite systems in operation (leo – meo)

1-6-1 نظام الإيريديوم Iridium

اقترح النظام لأجل خدمات الفاكس والمعطيات والصوت ويتألف من 66 ساتلاً على 6 مستويات مدارية وتعمل على مدارات منخفضة (LEO) وعلى ارتفاع 780 كلم عن سطح الأرض ويستخدم كل سائل ثلاث هوائيات موجهة نحو الأرض ويعمل على المجال الترددي L ويقوم نظام الإيريديوم بتخديم النظام الأرضي للهاتف المحمول (إرسال/استقبال) وإن عملية الاتصال لشبكة الاتصال الأرضي ستتم بواسطة المحطات الأرضية نوع GATEWAY والتي توزع في كافة أنحاء البلد ويتم إرسال الرسائل من هاتف محمول إلى هاتف آخر عبر السواتل و يتم إرسال الرسائل بتردد معين من هاتف محمول إلى الساتل كما يتم إرسال الرسالة من سائل لأخر بتردد 23 G HZ وبعد ذلك ترسل الرسالة للأرض بتردد 1620 M HZ ومجال تردد الوصلة الصاعدة والنازلة ضمن المجال $1610 - 1620 \text{ M HZ}$ ويستخدم النظام طرق النفاذ بتقسيم التردد FDMA على الوصلات الصاعدة وطرق النفاذ المتعدد بتقسيم الزمن على الوصلات النازلة TDMA.

1-6-2 نظام الأوديسي : Odyssey

يقدم النظام خدمات الصوت والمعلومات والفاكس ويتألف من 12 ساتلاً وتنتشر 4 سواتل منها في كل مستوى مداري وبالتالي يملك ثلاث مستويات مدارية وتعمل هذه السواتل على مدارات متوسطة (MEO) وعلى ارتفاع 10370 كلم ويستخدم النظام هوائيات خاصة تدار ألياً لتقديم تغطية للأرض ومناطق ساحلية من العالم.

ويتغير الإشعاع الفراغي لتبقى منطقة التغطية للسائل مستقرة ويعمل النظام مع شبكة الاتصال للهاتف الأرضي والتي تتضمن الهاتف الخليوي ويمكن الاتصال

من هاتف خلوي خاص بنظام الأوديستي لهاتف خلوي آخر ومجال التردد المستخدم هو S , L . والمتطلبات التصميمية لنظام ODYSSEY :
ينفذ نظام الأوديستي ليلبي متطلبات الاتصالات الشخصية PCN وحاجات مستخدميه الهواتف الخلوية (المحمولة) ومتطلبات تصميم النظام الحرج هي:

آ - خدمات منخفضة الكلفة:

- 1- طرفيات ثابتة/محمولة منخفضة الكلفة
- 2- دارات ذات عمر استخدام مناسب وبكلفة قليلة
- 3- عدة سواتل ومحطات أرضية
- 4- عدم استخدام آليات المعالجة أو وصلات العبور في البطاقة
- 5- سواتل ذات عمر عمل طويل
- 6- استخدام الدارات بأعلى مردود

ب- خدمة ذات نوعية عالية:

- 1- تغطية الأرض بالكامل
- 2- خدمة بزوايا ارتفاع كبيرة
- 3- تنوع بالسواتل ذات المدى الأعلى
- 4- تأخير صوتي مقبول
- 5- انخفاض خطر فقدان المكالمات

1-3-6 نظام الكلوبيستار Globstar

يقدم النظام خدمة الصوت والمعطيات والفاكس ويتألف من 48 ساتلاً على 8 مدارات منخفضة (LEO) وعلى ارتفاع 1400 كلم ويقدم تغطية شاملة للكرة الأرضية ويوجه كل سائل 6 هوائيات ذات حزم شعاعية باتجاه الأرض وذلك

لإرسال واستقبال الرسائل إلى الهاتف المحمول لتدخل ضمن محطات
GATEWAY ويمكن لهذا النظام العمل مع شبكة الهاتف الوطني PSTN.
محاسن النظام التقنية:

يتعامل النظام مع مختلف شبكات ومقاسم الهواتف الأرضية الخلوية الحالية
منها والمستقبلية وفق نظام GSM أو باستخدام تقنية النفاذ المتعدد بتقسيم
الرمز CDMA وهذه التقنية تسمح:

- 1- النفاذ لسوائل متعددة.
- 2- تحسين نوعية وجودة الإشارة والحد من التداخلات بين الإشارات
وانقطاع الاتصال وضياع المعطيات وتداخل الحديث
CROSSTALK
- 3- تأمين وصول المكالمات للهدف عن طريق نقل المكالمات وإزاحتها من
سائل لآخر باستخدام تقنيات خاصة تعمل بشكل آلي وتؤمن عدم
انقطاع الكلام.

1- 4-6- نظام الأريز : Aries

يقدم النظام خدمة الفاكس والمعطيات والصوت ويتألف من 48 ساتلاً في أربع
مستويات مدارية وعلى ارتفاع 1020 كلم ويملك كل سائل 7 هوائيات مشعة
لتسمح للنظام تغطية شاملة للكرة الأرضية ويمكن للهاتف المحمول أو وحدة
الإرسال والاستقبال للعربة تحقيق الاتصال عبر مجموعة السوائل وتقدم
محطات GATEWAY اتصالات داخلية للمستخدمين أو لشبكات الهاتف
الأرضية الشخصية ويستخدم النظام المجال الترددي L,S لتأمين الاتصال عبر
السوائل للوصلة الصاعدة والنازلة وتستخدم محطات GATEWAY مجاًلاً
ترددية 5 - 6 G HZ لتحقيق عملية الاتصال مع السوائل ويستخدم النظام تقنية
النفاذ المتعدد بتقسيم الرمز CDMA .

1-6-5 نظام الألبيسو : Ellipso

يقدم هذا النظام خدمات الفاكس والصوت والمعلومات ويتألف من 15 ساتلاً في مدارات مائلة أهليلجية أو ببيضوية و تسع سواتل في مدارات دائرية استوائية على ارتفاع 7800 كلم ويمكن للنظام العمل مع PSTN الأرضي وتستخدم المجالات الترددية S , L لعملية الاتصال بين الساتل والطرفيات المتحركة أو طرفيات الهاتف المحمول ويستخدم مجال التردد C للاتصال مع مراكز التحكم الأرضي كما يستخدم النظام تقنية CDMA وتردد الاتصال للوصلة الصاعدة 1610 – 1616.5 M HZ وتردد الاتصال للوصلة النازلة 2483.5 – 2500 M HZ .

1-7 ديناميكية المدار Orbit Dynamics

يمكن كتقريب أول اعتبار الأرض كشكل كروي متمائل وتأثير الأجسام الأخرى مثل الساتل والشمس مهمل فمعادلة حركة الساتل يمكن أن يعبر عنها بالأشعة والمركبات الشعاعية كالتالي:

$$\frac{d^2r}{dt^2} - r\left(\frac{d\theta_0}{dt}\right)^2 = -\frac{\mu}{r^2} \quad (1-1)$$

$$\frac{1}{r} \frac{d}{dt} \left(r^2 \frac{d\theta_0}{dt} \right) = r \frac{d^2\theta_0}{dt^2} + 2 \frac{dr}{dt} \frac{d\theta_0}{dt} = 0 \quad (2-1)$$

حيث تكون r المسافة الشعاعية عن مركز الأرض و $\frac{d\theta_0}{dt}$ زاوية شعاع القطر المشكلة بالنسبة للمحور الكبير للقطع الناقص كما في الشكل (1-1) و μ تكافئ العلاقة $\mu = G.M = 398600.5 \text{ Km}^3/\text{S}^2$ حيث G ثابت الجاذبية

الشامل و M كتلة الأرض وهذه المعادلات الحركية معروفة جيداً بعنوان مربع القوة المركزية.

وتعطي المعادلة (2-1) كمية الحركة الزاوية لكل وحدة كتلة

$$h = rv \cos \phi = r^2 \frac{d\theta_0}{dt} \quad (3-1)$$

حيث تكون v السرعة و Φ زاوية مسار الطيران وهذه النتائج مكافئة لقانون كيبلر الثاني. ويتحرك الساتل بسرعة أكبر في نقطة الحضيض (بيرجي) أي أقرب نقطة من المدار عن الأرض. ويتحرك الساتل ببطء شديد عند أبعد نقطة من مداره عن الأرض (أوج المدار) وهذا المبدأ الفيزيائي المبني عليه حركة أو دوران الساتل في مدارات أهليلجية عالية. فإذا وضع الساتل في أوج المدار فوق منطقة ليغيتها (مثلاً شمال أوربا) فإنه سيأخذ فترة طويلة فوق المنطقة على سبيل المثال إذا اتبع الساتل مداره (MOLNIYA) بارتفاع نقطة حضيض أرضي 1006 كلم ونقطة أوج مدارية 39362 كلم ويقضي حوالي 11 ساعة فوق نصف الكرة الشمالي وساعة واحدة فقط فوق نصف الكرة الجنوبي لكل دورة. وبحل المعادلة (1-1) مع (1-3) تعطى المسافة r بالعلاقة:

$$r = \frac{p}{1 + e \cos \theta_0} \quad (1-4)$$

(I)

(ب)

الشكل (1-1) يبين أ- هندسة المدار الأهليلجي ب- توجيه المدار الأرضي

حيث: $p = \frac{h^2}{\mu}$ هو المحدد و e التباعد المركزي حيث

$e = \frac{\sqrt{a^2 - b^2}}{a}$ حيث a نصف القطر الكبير للقطع الناقص و b نصف القطر

الصغير للقطع الناقص والمعادلة (1-4) للقسم المخروطي والإحداثيات

القطبية بشكل خاص من أجل $e < 1$ يكون المدار عبارة عن قطع ناقص محرقه

الوحيد هو الأرض كما ينص القانون الأول لكيبلر وإن دور المدار هو

$$T = \sqrt{\frac{4\pi^2}{\mu} a^3} \quad (1-5)$$

ويعطى المحدد p بالعلاقة $p = a(1-e^2)$ وتأخذ $e = 0$ من أجل المدارات الدائرية و a يساوي نصف قطر المدار في هذه الحالة تكون سرعة الدوران:

$$v = \sqrt{\frac{\mu}{R_E + h}} \quad (1-6)$$

حيث R_E نصف قطر الأرض و يبلغ 6378 كلم و h ارتفاع المدار فمن أجل مدارات أرضية منخفضة يجب الأخذ في الحسبان تأثير تقلطح الأرض. ينحرف الارتفاع أو الصعود الصحيح لنقطة الصعود (نقطة الإزاحة الصاعدة) Ω (النقطة على المجال السماوي حيث يعبر أو يقطع المدار خط الاستواء) بمعدل يعطى بالعلاقة التالية:

$$\dot{\Omega} = \frac{d\Omega}{dt} = \frac{9.964}{(1-e^2)^2} \left(\frac{R_E}{a}\right)^{3.5} \cos i \quad (1-7)$$

حيث i ميلان المدار وتنحرف نقطة الإزاحة الصاعدة غرباً لمدارات مباشرة أمامية أو ثابتة ($i < 90$) وشرقاً للمدارات عكسية أو تراجعية ($i > 90$) وللمدارات القطبية ($i = 90$) درجة وتبقى نقطة الإزاحة ثابتة. وعلى سبيل المثال ينحرف مدار الساتل Globstar ذو الارتفاع 1414 كلم وميلان 52° باتجاه الغرب بمعدل 3° درجات في اليوم فخلال 120 يوماً ستدور نقطة الإزاحة الصاعدة حول الأرض وأن التأثير العملي لانحراف نقطة الإزاحة الدنيا الصاعدة على ميلان موقع المدار المنخفض LEO هو على حساب حفظ وقود الطاقة وإذا كان لجميع السواتل ارتفاعات مدارية دائرية وانحدارات أو ميلانات متشابهة فإن جميع المستويات المدارية سوف تنحرف بتوافق (انسجام) والهندسة النسبية للموقع ستبقى ثابتة ومع ذلك فعملياً هناك أخطاء إدخال مدارية لا نعرفها ونظام اضطرابات جاذبية عالية تقود لاختلافات في معدلات الانحراف للعقدة وباشتقاق المعادلة (1-7) نستطيع إيجاد الحساسية على ارتفاع المدار وتعطى بالعلاقة:

$$\Delta\Omega^\bullet = -3.5 \frac{\Omega^\bullet}{R_E + h} \Delta h \quad (1-8)$$

وتعطى الحساسية على الميلان بالعلاقة:

$$\Delta\Omega^\bullet = -\Omega^\bullet \tan i \Delta i \left(\frac{\pi}{180} \right) \quad (1-9)$$

وعلى سبيل المثال الاختلاف في نقطة الإزاحة الصاعدة لسائل على ارتفاع 1414 كلم في مستوى مداري بميلان 52° سيتراكم إلى 0.5 درجة في السنة الواحدة لكل كيلومتر من الخطأ في الارتفاع وسيتراكم إلى 2.5 درجة بنسبة واحد لكل 0.1 درجة خطأ في الميلان بالمقارنة مع المدار الاسمي ومثل هذه الأخطاء مكلفة التصحيح في حالات المحافظة على وقود المحطة بسبب سرعة السائل العالية على ارتفاع منخفض وزيادة السرعة الكلية المطلوبة لتصحيح خطأ في الارتفاع هي:

$$\Delta v = \frac{v}{R_E + h} \Delta h \quad (1-10)$$

والتي تطبق بواسطة مماسين بالفضاء 180° وبشكل مماثل زيادة السرعة المطلوبة لتغير الميلان هي:

$$\Delta v = 2v \sin \frac{\Delta i}{2} \quad (1-11)$$

والمطبق بشكل متعامد على مستوى المدار على أحد نقاط الإزاحة الدنيا وزيادة السرعة المطلوبة لتصحيح نقطة الإزاحة الصاعدة هي:

$$\Delta v = v \sin i \Delta \Omega \quad (1-12)$$

والمطبق بشكل متعامد على مستوى المدار بشكل منصف بين نقطة الإزاحة الدنيا ويعتبر المدار المتزامن مع الشمس هو مدار عكسي أو تراجعي (الميلان أكبر من 90 درجة) ومثل ذلك يكون انحراف العقدة شرقاً بنفس المعدل لدوران الأرض حول الشمس 0.9856 درجة في اليوم ويشكل الخط بين الشمس

والأرض زاوية ثابتة فيما يتعلق بالمستوي المداري منتجاً خصائص إضاءة ثابتة بالنسبة للساتل وإضافة لذلك فتغطية الساتل للأرض تحافظ على سرعة محدودة مع اليوم الشمسي أعلى من اليوم الفلكي وتسمح بتسجيل مرور زمني يومي ثابت. والتأثير الآخر لتفلطح الأرض هو الإزاحة الزاوية لنقطة الحضيض w (الزاوية بين نقطة الإزاحة الصاعدة ونقطة الحضيض الأرضي) حيث تدور بمعدل:

$$w^{\bullet} = \frac{4.982}{(1 - e^2)^2} \left(\frac{R_E}{a} \right)^{3.5} (5 \cos^2 i - 1) \quad (1-13)$$

وعلى أية حال عند $i = 63.4$ درجة وعند $i = 116.4$ درجة فإن w ثابتة ويبقى اتجاه المحور الرئيسي ثابتاً لأن $5 \cos^2 i = 0$ لذلك هي الزاوية الوحيدة للانحدار أو الميلان المناسب لسواتل الاتصالات بعيدة المدى في المدارات الإهليلجية. والتأثير الثالث للتفلطح هو تحديد الفترة المدارية بشكل سطحي ويتطلب هذا التأثير تعديلاً صغيراً في ارتفاع المدار إذا كان مرغوباً أن يكون الساتل أو الأثر الأرضي قابلاً للتكرار.

8-1 عدد السواتل : Number Of Satellite

يمكن إدراك العدد المطلوب من السواتل باعتبار حالة عدم التغطية الشاملة للساتل المفرد بواسطة مجموعة مميزات المدار القطبية للطور المثالي وتتطابق نقطة التقاطع للدوائر المتراكبة للتغطية في مستوى واحد على خط الاستواء مع دائرة التغطية في مستوى مجاور وتحدد زاوية الأرض المركزية γ والعرض النصف الزاوي Γ للمساحة أو البقعة الأرضية:

$$\cos \Gamma = \frac{\cos \gamma}{\cos \frac{\pi}{S}} \quad (1-14)$$

$$(p - 1)(\Gamma + \gamma) + 2\Gamma = \pi \quad (1-15)$$

لعدد معطى من المستويات المدارية p وعدد السوائل لكل مستوى S وتأخذ المعادلة الأخيرة بالحسبان وجود خط اتصال دوران عكسي في نموذج الصور الفلكية بين المستويان الأول والأخير والفاصل بين المستويات للدائرة المساعدة $B = 2\Gamma$ وإزاحة طور المستوى الداخلي للسائل هو $\psi = \pi / S$ فيكون العدد الكلي للسوائل $N = p.S$ ويتم اختيار العوامل S, p بحيث نقلل من قيمة N ومن ثم الزاوية الصغرى المحددة للارتفاع θ على حافة أو حد التغطية ويعطى الارتفاع h للمدار كالتالي:

$$\cos(\theta + \gamma) = \frac{\cos \theta}{1 + \frac{h}{R_E}} \quad (1-16)$$

حيث R_E نصف قطر الأرض كما مبين بالشكل (1-2) ومن الممكن الحصول على Γ, S أمثلية لأجل S كبيرة و γ صغيرة باستخدام طريقة مضاعفات لاغرانج وبهذا التقريب تصبح معادلات Γ, γ على الشكل التالي:

$$\gamma^2 \approx \left(\frac{\pi}{S}\right)^2 + \Gamma^2 \quad (1-17)$$

$$p(\Gamma + \gamma) \approx \pi \quad (1-18)$$

وتحت شرط أن تكون $N = p.S$ أصغريه نحصل على:

$$S \approx \frac{2\pi}{\sqrt{3}\gamma} \quad (1-19)$$

$$p \approx \frac{2}{3} \frac{\pi}{\gamma} \quad (1-20)$$

لذلك يكون العدد الكلي للسوائل هو:

$$N = \frac{4\sqrt{3}}{9} \left(\frac{\pi}{\gamma}\right)^2 \quad (1-21)$$

الشكل (1-2) يبين كيفية تغطية الأرض بالساتل وعلى ارتفاع h وعلى سبيل المثال تتضمن مجموعة المواقع ل IRIDUM حوالي 77 ساتلاً موزعة على سبع مستويات بمعدل 11 ساتلاً لكل مستوي فتكون زاوية الأرض المركزية $\gamma=18.44$ درجة وتكون فراغات المستوي الداخلي α, β هي 27.1, 17.4 درجة وزاوية إزاحة طور المستوي الداخلي $\psi = 16.4$ درجة وبالتالي تكون زاوية الارتفاع الصغرى 10° و تم اختيار ارتفاع 765 كلم وبما أن النظام كان صمم أصلاً فقد خفض العدد ل 66 ساتلاً (زائد سبع في المدارات الاحتياطية) وذلك بحذف مستوى واحد فينتج زاوية ارتفاع أصغريه تساوي 8.2° عند خط الاستواء.

9-1 الاستطاعة وحجم الهوائي : Power And Antenna Size

البارامتر الذي يحدد توليد إشارة مناسبة عند المستقبل هو كثافة تدفق الاستطاعة على الأرض:

حيث $\Phi = \frac{P_t}{S}$ P_t هي الاستطاعة المرسلة و S مساحة منطقة التغطية وتعتبر الاستطاعة المرسلة هي المحدد الرئيسي للكتلة والاستطاعة الأولية

المطلوبة للمركبة الفضائية وبذلك تؤثر على تكاليف المركبة والإطلاق والعنصر الآخر هو المساحة الأرضية المراد تغطيتها وتعطى بالعلاقة :

$$S = 2\pi R_E^2 (1 - \cos \gamma) \quad (1-22)$$

حيث γ زاوية الأرض المركزية ويجب بشكل مثالي أن تكون S كبيرة جداً ما أمكن بسبب عرض الموجة المحدود المتوفر عادة ومن الضروري تقسيم S إلى أنماط خليوية ذات إشعاعات نقطية أو بقعيه وذلك للسماح بإعادة استخدام التردد.

وتعطى المساحة أو المنطقة الفعالة لهوائي الاستقبال كالتالي:

$$A_{er} = G_r \frac{\lambda^2}{4\pi} \quad (1-23)$$

حيث G_r تكبير هوائي الاستقبال و λ طول الموجة وإن الاستطاعة الحاملة المتوفرة P_c هي ناتج كثافة التدفق Φ والمساحة الفعالة A_{er} أو :

$$P_c = \Phi A_{er} = \frac{P_t}{S} \frac{G_r}{4\pi} \lambda^2 \quad (1-24)$$

ويتضح أولاً من هذه المعادلة ولأجل استطاعة إرسال معطية P_t تكون استطاعة الحامل P_c أعظمية وبحيث تكون منطقة التغطية S أصغريه. ثانياً: تقاد محطات التقوية المتنقلة بواسطة توزع هوائيات غير موجهة ويثبت تكبيرها G_r على 2 or 3 dB وبالتالي لزيادة P_c هناك دافع قوي لاستخدام طول موجة كبير يعني كلما كان التردد منخفضاً كلما كان عملياً ضمن المحددات التقنية والتنظيمية وكلما كانت S ثابتة. وهذه النتائج مستقلة عن ارتفاع المدار وكلما ازداد ارتفاع المدار من الضروري استخدام هوائي أكبر على المركبة الفضائية لتحقيق تغطية أكبر للبقعة الأرضية.

وسيحدد حجم الهوائي بحجم أصغر خلية تغطية لسطح الأرض ومن أجل ترددات حاملة صغيرة يمكن أن يكون حجم الهوائي الفيزيائي كبيراً جداً ويزيادة ارتفاع المدار يقل عدد السواتل المطلوبة.

10-1 أنواع الهوائيات : Types Of Antennas

يمكن أن تصنف هوائيات السواتل للفئات التالية : الاتصالات والملاحة والقياس عن بعد والملاحقة الآلية والتغطية الجوية والمهمة الأساسية لهوائيات سواتل الاتصالات والأهمية الأساسية لهوائيات سواتل الاتصالات حيث أن سائل الاتصالات يقوم بعمل المرحل الراديوي بالفضاء والأنواع الأساسية للهوائيات هي العواكس، العدسات، القطع المرتبة بشكل منظم (المصفوفة) والعاكس هو العنصر الأكثر تفضيلاً بهوائيات السواتل وذلك لبساطة بنيته ونضج تصاميمه أما الهوائيات العدسية فيجب أن تصنع بشكل منقن حتى تحافظ على الخواص البصرية وإن الهوائي هو المتغير الأكثر أهمية في النظام وعلى أية حال هناك بعض التحديات الصعبة في الاختيارات المتاحة وكما يوجد هوائيات لأنواع مختلفة من المحطات المتحركة على الأرض وفي البحر والجو والعاملة مع السواتل.

1-10-1 هوائيات المحطات البحرية المتحركة :

تتطلب الهوائيات التي تخدم INMARSAT نوع A ذات ربح 20-30 dB وقطر الصحن 0.9 – 1.2 m وتكون مثل هذه الهوائيات ذات مسح ميكانيكي ثابت وتقاد هذه الهوائيات في ثلاثة اتجاهات عن طريق المحركات والتغطية في السم 360 درجة وفي الارتفاع 90 درجة وإلى تحت الأفق.

2-10-1 هوائيات المحطات الأرضية المتحركة :

حالياً لا يوجد نموذج قياسي لهوائيات المحطات الأرضية ويقترح هوائيات بربح حوالي 10 dB لنظام MSAT في شمال أمريكا ويمكن أن تكون الهوائيات

ذات المسح الميكانيكي مناسبة للتثبيت على عربات كبيرة ويفضل المجموعات المقادة الكترونياً لأنه يمكن أنشاؤها بشكل مستو يتوافق مع السطح العلوي للعرية.

1-10-3 هوائيات المحطات الجوية المتحركة :

تكون التغطية مطلوبة لارتفاعات الطيران بسمت 360 درجة وزاوية ارتفاع - 20 إلى + 90 درجة والمتعلقة بالسائل ويفضل بشكل عام المسح الالكتروني ليسمح باستخدام صفائح أو لوحات مضاعفة الصفوف مثبتة على السطح العلوي والحسنة الرئيسية لهوائيات المسح الالكتروني مرونتها في تأمين مسح سريع بزوايا كبيرة وكذلك ذات وثوقية عالية.

1-11 مميزات التشغيل : Operating Characteristics

تستخدم وصلات تغذية المجال K_u أو وصلات التغذية الخلفية لربط وصلة مفردة للسائل تستخدم المجال L بعرض 14 M HZ كترددات للاتصال بين المحطة المتحركة والسائل وتبسط وصلات التغذية بشكل كبير تصميم السائل بتقليل ربح الاستقبال والإرسال للسائل لأنه يتم العمل فقط على الموجه K_u لنصف الوصلة حيث يستخدم هوائي 3.3 m ويقلل هذا الريح المنخفض من إمكانية حدوث التعديل التشابكي السلبي وتستخدم وصلات التغذية لتبسيط توجيه السائل لأن كل حزمة مجال L تتخذ من حزمة المجال المفردة K_u والعكس بالعكس. فمن أجل إرسال الإشارة من المجال K_u لحزمة المجال L المحددة من الضروري وضع إشارة الوصلة الصاعدة لمجال K_u في الطيف الترددي المرافق لتلك الحزم وبالعكس إذا كانت مجالات L فقط مستخدمة الإشارة في الوصلة الصاعدة وفي بقعة الحزمة للمجال L والتي ستوجه للهدف عبر بقعة حزمة الوصلة النازلة ويكون تنظيم توجيه السائل معتدلاً بشكل كبير.

ويمكن تأمين خدمتين عامتين عن طريق MSS أحدهما الهاتف المحمول والذي يتطلب ربطه مع شبكة الهواتف العامة وبذلك يمكن لمحطة متحركة الاتصال بأي هاتف ثابت في العالم والعكس بالعكس والأخرى يقدم راديو الجهاز المحمول الخاص بالاتصالات بين الجهاز المحمول ومحطة الإرسال في كلا الخدمتين وتوفر خدمة مجال الصوت كاملاً والمعطيات وتحديد المواقع والاستشعار عن بعد ويمكن ربط الهاتف الراديوي مع جهاز الاتصال المحمول الخاص ليتيح إمكانية اتصالات مذهشة.

12-1 خدمة الهاتف الراديوي : Radio Telephone Service

يبين الشكل (1-3) ترتيبات النظام الهاتفي الراديوي المتضمن سائل وأجهزه محمولة تعمل على المجال L ويعمل مركز تشغيل الشبكة على المجال K_u وتعمل محطات البوابة الأرضية Gateway على المجال K_u وكل منها موصولة بمقاسم الهاتف المحلي بواسطة كوابل سلكية وتكون الاتصالات بين هاتف محمول وهاتف ثابت عبر توصيل المقسم مع محطة البوابة الأرضية باستخدام الأقنية الراديوية RF المخصصة للجهاز المحمول ولمحطة البوابة الأرضية عن طريق مركز تشغيل الشبكة على قناة تأشير مخصصة لإنشاء المكالمات وتوجيهها ويطلب الجهاز المحمول رقم المشترك المطلوب وبالوقت نفسه يعطي رقمه الخاص.

الشكل (1-3) يبين ترتيبات النظام الهاتفي الراديوي مع الساتل

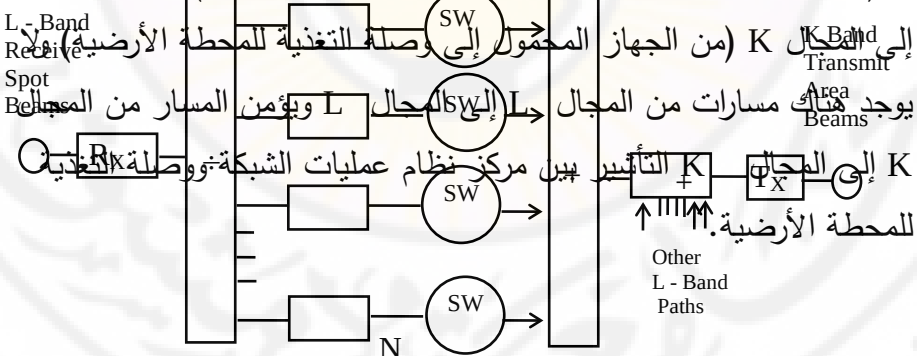
ويخصص مركز عمليات الشبكة الأقنية الراديوية RF على المجال L للجهاز المحمول وأقنية على المجال K_{II} موافقة لتلك المحطات الأرضية الأقرب لمكان الهاتف الثابت وبذلك نتجنب الرسوم والضرائب وتبدأ المكالمات عندما يحدث إرسال الإشارة التلفونية الطبيعية ويرافق مركز عمليات الشبكة وجهة المكالمات والمتكلم وزمن الفاتورة والعملية متشابهة في الاتجاه الآخر المعاكس. ونلاحظ أهمية المحطات الأرضية في تأمين الاتصال المشترك وإمكانية التوجيه المرن وقلة الرسوم الضريبية وهذا يتطلب مئات بل آلاف المحطات الأرضية.

13-1 - النظام الفضائي : Space System

تملك الطرفيات المحمولة هوائيات بفتحات صغيرة لذلك يجب إشعاع استطاعة كبيرة بالقناة من الساتل بمجال ترددي L أكثر مما هو مطلوب للأقنية الموافقة لخدمة السواتل للمحطات الثابتة وعلى كل حال الاستطاعة الكبيرة للسواتل غير مطلوبة لأن سعة الساتل الكلية محدودة بعرض المجال المتوفر. وحالياً تستخدم هوائيات كبيرة في الساتل والاستطاعة المتوقعة للساتل حوالي 3 KW ويقدر قطر الهوائي ب 5 m تقريباً ويجب أن لا يكون مطوياً في الفضاء وينتج حزم أ متعددة تغطي المنطقة المخدمة وهذا يتطلب توجيه كل إشارة من حزمة المجال K إلى حزمة المجال L المرغوبة والعكس بالعكس ويقسم المجال K إلى

ملاحظة مشكلتين Spot إلى عدم إمكانية T_x مع الدقيق للحركة Beams لدة لكل حزمة
 بمجال L وهذه الحركة R_x أن تختلف مع الزمن ولكنية أن تحديد المواقع
 الدولية والمحليا 2 عدد R_x وينتج عن تحديد نقاط T_x MSS بين
 الأرض 3 R_x يجب أن يظهر كل قطاع T_x 3 وقوعه في كل
 حزمة و L-Band Receiver
 حزمة و Spot Beams N
 مجال K للمجال
 لذلك كل مسار R_x m يعرض مجال كل قطاع T_x m أيضاً لماعات محددة
 مناسبة وببين الشكل (1-4-آ) نسخة لهذا المستجيب ومسار واحد للمستجيب.

بالمجال L قابلة للضبط ليتو K Band Area حركة الإرسال في تلك الحزمة لا حظ ذلك مع وصلات التغذية ويكون مسار الإشارة $Beam$ خلال الساتل من المجال K للمجال

[illegible]

(b)

الشكل (1-4) يبين مفهوم المستجيب لـ MSS

ويبين الشكل (1-4-ب) مساراً من المجال L إلى المجال K مبيناً مصفوفة من المرشحات المفتاحية والتي تعرف عرض المجال للمسارات من المجال L إلى المجال K ويمكن أن يكون للمرشحات عرض مجال متغير ويجب توفر كميات كافية من كل مسار حتى تتوفر قطاعات المجال المطلوبة الخاصة بالأرض والجو والبحر للجهاز المحمول ولذلك يتوفر عرض مجال كلي كاف للمسار ومن غير الضروري أن تقفل تلك المرشحات حتى لا يعاد بث الإشعاع

من الجهاز المحمول المنتمي لنظام آخر بواسطة وصلة التغذية وبذلك يعني ضياع الاستطاعة لوصلة التغذية (مصدر التغذية).

14-1 النظام الأرضي : Ground System

1-14-1 الراديو المحمول والهوائي :

Mobile Radio And Antenna

يشابه الراديو المحمول الراديوات الأرضية في العمل والتعقيد وعدد الأجزاء وأنواعها مع الفرق الجوهرى باستخدام تباعد قناة بمجال 5 K HZ بدلاً من 25-30 KHZ ويستخدم الصوت الرقمي المبني على الترميز الخطي أو المشابه لتقنية CONSERVATIVE TO ASSUME THAT THE-4 DB ACTIVITY FACTOR WHICH NORMALLY APLLIES TO VOICE (VOX) بسبب قدرة قرصه الصلب على التعامل مع المعطيات ولأنه يتطلب استطاعة أقل. فمثل هذا الهاتف الصوتي الراديوي يرسل الصوت والبيانات شاملة الفاكس أو النصوص ويرسل البرقيات ويحدد المواقع والاستشعار عن بعد وهذه الخدمات تعزز إمكانية الراديو ويمكن تحديد المواقع باستخدام LONG RANGE NAVIGATION (LORANC) أو GLOBAL POSITIONING SATELLITE (GPS) أو الساتل وكلها تنتج دقة متشابهة وكافية لتطبيقات MSS مثل الخلوي حيث يملك كل جهاز مركباً ترددياً يكون قابلاً للتوليف بتباعد قناة 5 K HZ المطلوبة ويستخدم أيضاً أقنية تأشير مخصصة لمنع إشباع النظام خلال حالات طوارئ الأمن العام ولتأمين مرجع لقيادة الهوائي. ويمكن أن تؤمن أقنية التأشير مستوى مطالياً صغيراً مرجعياً لنقل الحزمة BEAM أو إرسالها ويحدث ذلك عندما تمر العربة أو تقطع حزمة الساتل إلى حزمة مجاورة فمثلاً إذا كانت كل حزمة تحتوي سائل قناة تأشير مرجعية يستطيع الراديو أن يعين مرحلياً مستوى كل

تلك الإشارات لتحديد أيها الأقوى ومن ثم يتم التوليف إلى الشعاع المناسب وعلى خلاف الخلوي يمكن تحقيق هذه العملية عندما يكون جهاز الاتصال بحالة وضع السماعه ON HOOK لذلك لا تحدث مقاطعة للطلب. وحالياً توجد هوائيات متنوعة ذات ربح عالٍ وتملك ربحاً حوالي 13 dB_i (ربح 13 dB_i) بالنسبة للهوائي الأيزوتروبي) لتقديم خدمات الصوت بأسعار مغرية وللسماع بإعادة استخدام التردد بواسطة سائل مجاور ويمكن أن تحتوي هذه الهوائيات المسماة بالهوائيات الموجهة أنماط إشعاع دائرية أو أهليلجية موجهة بالسمت بوسائط ميكانيكية وإلكترونية. ويمكن تحقيق التكبير الذي وصل لحدود 13 dB_i عن طريق صفوف دائرية مفتاحيه من العناصر ولا تحتاج لتوجيه رأسي بالرغم من أن التوجيه الرأسي يمكن أن يقلل من حجم الهوائي ويحسن ضبط تشويش السائل المجاور ويمكن إنجاز التكبير المنخفض عن طريق صفوف خطية من العناصر اللا اتجاهية إما طورية أو مفتاحية لضبط موقع (موضع) الحزمة الرأسية ويمكن أن تكون هذه الهوائيات مناسبة ومقبولة لأجل التثبيت على العربات وتستخدم الحساسات لتوجيه السائل باستخدام تقنيات النبضة الأحادية - اللولب LOOBING - الملاحقة الخطوية STEP - TRACK ويمكن تحديد المواقع خلال مناورة العربة عن طريق حساسات العطالة لبلورات الإجهاد الكهربائي أو بقياس شدة الحقل المغناطيسي ويمكن تأمين تكبير حتى 4 dB_i باستخدام هوائيات بسيطة لا اتجاهية في تطبيقات MSS مثل الديبولات المتقاطعة DIPOLES CROSSED أو اللولب القطرية RADIAL HELICES ويمكن زيادة الربح المتاح حتى 6 dB_i تقريباً باستخدام هوائيين مفتاحيين لاتجاهيين يملك كل منهما نموذجاً رأسياً مختلفاً وأن جميع الهوائيات مستقطبة دائرياً لتجنب تأثير دوران فاراداي.

1-14-2 محطات البوابات الأرضية والمحطات القاعدية :

Gateway And Base Stations

تعمل المحطات الأرضية على مجال K_u وتكون متشابهة مع تعقيدات هوائي VSAT ومنذ أن كانت البنية الأساسية لـ MSS هي قناة وحيدة لكل حامل ويجب توليف محطة البوابة الأرضية ألياً على قناة 5 K HZ من مركز عمليات الشبكة وعلى قناة التأشير. والمحطة القاعدية هي نسخة مبسطة عن محطة البوابة الأرضية ويمكن أن نحتاج لمركب تردد SYNTHESIZER ولكن يمكن أيضاً أن تحتاج للتشغيل على قناة ثابتة فقط وكلاهما سوف يستخدم هوائي 3.4 m ويمكن استخدام محطة البوابة الأرضية عالية السعة بهوائيات كبيرة في الأماكن المزدحمة لتقليل التكلفة الكلية للهوائي ومضخم الاستطاعة. ويجب أن يكون لكل محطة بوابة أرضية سعة كافية (وحدات القناة) حتى يكون الحجز مقبولاً ويمكن أن تملك محطة البوابة الأرضية المعطلة بتوجيه المكالمات بشكل مؤقت عن طريق محطة بوابة أرضية مجاورة.

1-15 تقنية الاتصال عبر السواتل :

Satellite Communication Technology

يتغير مجال التردد في السواتل المستخدمة لتأمين الاتصالات للمحطات المتحركة من المجال C إلى المجال L إذا كان الاتصال من محطة ثابتة لمحطة متحركة وبالعكس إذا كان الاتصال من محطة متحركة لمحطة ثابتة.

1-15-1 مميزات الوصلة

إن تصميم نظم الاتصالات عبر السواتل عملية معقدة وتتطلب موازنة بين عدة عوامل للحصول على أداء أفضل وبتكاليف معقولة وأهم العوامل التي تؤثر على النظم المستخدمة للمدارات المتزامنة هي:

- 1- وزن الساتل.
 - 2- طاقة DC التي تولد على اللوحة.
 - 3- الارتفاع الاعظمي للساتل وهوائيات المحطة الأرضية.
 - 4- تقنية متعددة النفاذ المستعملة للاتصالات بين عدة محطات أرضية.
- وسنعرف أهم البارامترات للنظام :

P_t : استطاعة الإرسال المسلمة للهوائيات .

E_b : طاقة الخانة (البت).

وتعطى بالعلاقة التالية:

$$E_b = P_t . T_b \quad (1-25)$$

حيث T_b زمن الخانة. ويعطى ربح الهوائي ذو شكل قطع مكافئ كالتالي:

$$G_a = \Omega \left(\frac{\pi D}{\lambda} \right)^2 \quad (1-26)$$

حيث Ω : مردود الهوائي، D : قطر الهوائي، λ : طول الموجة

وتعطى الاستطاعة الفعالة المتساوية الخصائص (الإيزوتروبية) كالتالي:

$$EIPR \text{ (dBw)} = P_T \text{ (dBw)} + G_a \text{ (dB}_i\text{)} \quad (1-27)$$

وضياعات المسار الحر :

$$L_{fs} = 10 \log_{10} \left(\frac{4\pi R_1}{\lambda} \right)^2 \text{ dB} \quad (1-28)$$

حيث R_1 المسافة المقطوعة في الفضاء. ويعطى ضجيج الشكل كالتالي:

$$N_F = 1 + \frac{T_e}{T_0} \quad (1-29)$$

حيث T_e حرارة الضجيج ، T_0 درجة حرارة الوسط.

وتعرف كثافة الضجيج باستطاعة الضجيج التي تتمثل بالنسبة ل 1 HZ من

عرض المجال.

$$N_0 = K_0 . T_e \quad (1-30)$$

حيث K_0 ثابت بولتزمان

$$K_0 = 1.38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K} = -228.6 \text{ dBW/K/Hz}$$

1-15-2 معادلة الوصلة الأساسية:

تعطى معادلة الوصلة الأساسية كما يلي:

$$\left(\frac{C}{N_0}\right)_{dB} = [EIRP]_{dBW} - [L_{fs}]_{dB} + [G/T]_{dB/K} - [L_1]_{dB} - [K_0]_{dBW/K/Hz} \quad (1-31)$$

حيث L_1 مجموع ضياعات الانتشار

$$\left(\frac{C}{N_0}\right)_{dB} = 10 \log_{10} \left(\frac{C}{N_0}\right)$$

$$(EIRP)_{dBW} = 10 \log_{10} P_t \cdot G$$

$$(L_{fs})_{dB} = 20 \log_{10} \left(\frac{4\pi R_1}{\lambda}\right)$$

$$(L_1)_{dB} = 10 \log_{10} L_1$$

$$(K_0)_{dBW/K/Hz} = 10 \log_{10} K_0$$

وتعطى النسبة الإجمالية لطاقة البت إلى كثافة الضجيج E_b / N_0 والتي

تتضمن التأثير المشترك لنسبة الوصلة الصاعدة ولنسبة الوصلة النازلة $(E_b / N_0)_u$ و $(E_b / N_0)_d$ على التوالي وهي عبارة عن جداء معياري مقسوم على

علاقة جمع يعبر عنها رياضياً كالتالي:

$$(1-32) \left[\frac{E_b}{N_0}\right]_{Total} = \frac{\left(\frac{E_b}{N_0}\right)_u \cdot \left(\frac{E_b}{N_0}\right)_d}{\left(\frac{E_b}{N_0}\right)_u + \left(\frac{E_b}{N_0}\right)_d}$$

2-16 تقنيات النفاذ المتعدد :

Multiple Access Techniques

تستخدم نظم النفاذ المتعدد للسماح لعدة مستخدمين للمشاركة الآنية في الطيف الترددي المحدود، إن المشاركة في الطيف مطلوبة لتحقيق سعة عالية بالتقسيم الآني لعرض المجال المتاح لعدة مستخدمين.

من الممكن في نظم الاتصالات السماح للمشارك بأن يرسل و يستقبل المعلومات بالوقت نفسه. وكمثال على ذلك في نظم الهاتف التقليدية فإنه من الممكن أن نتكلم ونسمع بالوقت نفسه ، يدعى هذا الأثر بالازدواج (DUPLEXING). و يمكن تنفيذ هذا الازدواج باستخدام تقنيات التقسيم الترددي أو الزمني:

- يزودنا نظام الازدواج بالتقسيم الترددي

(FREQUENCY DIVISION DUPLEXING) أو FDD بمجالين

تردديين متميزين لكل مستخدم، فعلى سبيل المثال: في نظم الاتصالات الخلوية يُسمى المجال الأول بالمجال الأمامي (FORWARD BAND) الذي يزود المستخدم بإشارات من المحطة القاعدية (BASE STATION) إلى المتحرك (الجهاز الجوال). ويُطلق على المجال الثاني بالمجال العكسي (REVERSE BAND) الذي يزود المحطة القاعدية بإشارات من الجهاز الجوال.

تتألف القناة المزدوجة في FDD فعلياً من قناتين مفردتين SIMPLEX وتستخدم أداة تدعى مزاج DUPLEXER في كل من وحدة مشترك والمحطة القاعدية للسماح بالإرسال والاستقبال الآني في القناة المزدوجة DUPLEX. إن الفاصل الترددي بين القناتين الأمامية والعكسية ثابت في النظام مهما يكن عدد القنوات المستقلة المستخدمة.

- يستخدم نظام الازدواج بالتقسيم الزمني TDD (TIME DIVISION DUPLEXING) الزمن بدلاً من التردد ليزودنا بوصلات أمامية وعكسية. إذا كان الفاصل الزمني بين النافذتين الأمامية والعكسية صغيراً يظهر استقبال وإرسال المعلومات آنياً بالنسبة للمستخدم، TDD. يسمح نظام TDD بالاتصال على قناة منفردة (وحيدة) ويُبسط تجهيزات المشترك كما لو أن المزاج DUPLEXER غير موجود. هناك عدة مقايضات ظاهرة بين TDD و FDD منها:

- إن نظام FDD مُعد لنظم الاتصالات الراديوية التي تزودنا بترددات راديوية مستقلة لكل مستخدم لأن كل مرسل/ مستقبل (TRANSCIEVER) سيرسل و يستقبل الإشارات الراديوية بالوقت نفسه.

- يُمكن نظام TDD كل مرسل/ مستقبل من العمل كمرسل ومستقبل عند التردد نفسه ونتجاهل الحاجة إلى المجالين التردديين الأمامي و العكسي.

1-16-1 مدخل إلى النفاذ المتعدد :

يمكن أن تتم عملية النفاذ المتعدد في أنظمة الاتصالات بإحدى الطرق الأساسية التالية:

- 1- النفاذ المتعدد بالتقسيم بالتردد FDMA.
- 2- النفاذ المتعدد بالتقسيم بالزمن TDMA.
- 3- النفاذ المتعدد بالتقسيم بالترميز CDMA.

2-16-1 نظم المجال الضيق :

إن التعبير Narrow Band يُستخدم لنسب عرض مجال القناة الوحيدة (المفردة) إلى عرض المجال المترابط المتوقع للقناة، يتم في أنظمة النفاذ المتعدد ضيقة المجال تقسيم الطيف الراديوي المتاح إلى عدد كبير من القنوات ضيقة المجال.

في نظام FDMA ضيق المجال يخصص لكل مستخدم قناة خاصة لا يُشاركه فيها مستخدمون آخرون في الجوار. وإذا تم استخدام FDD (كل قناة لها وصلة أمامية ووصلة عكسية) يُدعى النظام FDMA/FDD. من جهة أخرى فإنه يسمح للمستخدمين في TDMA ضيقة المجال بالمشاركة في القناة نفسها ولكن بتخصيص نافذة زمنية وحيدة لكل مستخدم في النمط الدوري في القناة وهكذا يتم وضع عدد صغير من المستخدمين زمنياً في قناة واحدة. يوجد أيضاً نظم نفوذ من نوع TDMA/FDD أو TDMA/TDD.

1-16-3 نظم المجال العريض :

يكون فيها عرض مجال الإرسال للقناة المفردة أكبر قليلاً من عرض المجال المترابط للقناة $(\Delta f_c)_{\text{coherence}} \approx 1/T_{\text{multipath spread}}$ ، لذلك فإن الخفوت المتعدد المسار لا يؤثر بشكل كبير على الإشارة المستقبلية ضمن عرض المجال للقناة، و الخفوت لترددات مختارة يحدث فقط في جزء صغير من عرض مجال الإشارة. في نظم النفاذ المتعدد عريضة المجال يُسمح للمستخدمين بالإرسال عند جزء كبير من الطيف، وكذلك يُسمح لعدد كبير من المرسلات أن تُرسل في القناة نفسها.

إضافةً إلى تقنيات FDMA, TDMA, CDMA هناك تقنيات هجينة من هذه التقنيات. أيضاً هناك تقنية النفاذ المتعدد بالتقسيم بالفراغ SDMA. سنقوم في الفقرات التالية بشرح هذه التقنيات تباعاً.

1-16-4 النفاذ المتعدد بالتقسيم بالتردد

(Frequency Division Multiple Access) Fdma

في هذه النظم يمكن لكل مشترك أن يُخصص بتردد وحيد لا يشاركه فيه أي مستخدم آخر أثناء مكالمته. وعادة في نظم FDMA/FDD لا يُخصص للمشارك مجال ترددي واحد فقط وإنما يُخصص له مجالان تردديان: المجال الأول للقناة الأمامية والمجال الثاني للقناة العكسية. ويمكن لقناتين أن تُشغلا في اللحظة نفسها ولكن بترددين مختلفين، تستخدم طريقة تجميع القنوات هذه في أنظمة المجال الضيق.

بما أن القنوات في هذه النظم تتشارك مع بعضها باستخدام هوائي واحد فقط في المحطة القاعدية فإن ذلك يتطلب أن تكون استطاعة الإرسال عالية، وبالتالي تعمل المكبرات المخصصة لتكبير الاستطاعة على نقط عمل قريبة من درجة الإشباع مما قد يسبب ذلك (أحياناً) بظهور ظواهر لخطية تولّد إشارات غير مرغوب بها قد تؤدي إلى تداخلات بين إشارات المشتركين.

أول نظام اتصالات خلوي تمثيلي أمريكي هو النظام الهاتفي النقال المتقدم AMPS (ADVANCED MOBILE PHONE SYSTEM) المعتمد على

النظم FDMA/FDD. حيث يشغل مشترك واحد قناة مفردة بينما تكون المكالمات في حالة استمرار. القناة المفردة هي ، فعلياً، قناتان مفردتان SIMLEX حيث يكون الترددان المستخدمان متباعدين عن بعضهما بمقدار 45MHz. عند إتمام المكالمات أو عند حدوث HANDOFF يتم تحرير القناة لذلك يستطيع مشترك آخر استعمالها. يستطيع نظام AMPS الموافقة بين عدة مشتركين بإعطاء كل مشترك قناة وحيدة. تُرسل الإشارات الصوتية على القناة الأمامية (من المحطة القاعدية إلى الوحدة المتحركة) وعلى القناة العكسية (من الوحدة المتحركة إلى المحطة القاعدية). يُستخدم التعديل الترددي الضيق

المجال لتعديل الحامل (NBFM). عدد القنوات التي يمكن أن يستخدمها هذا النظام في لحظة ما هي:

$$N = \frac{B_t - 2B_g}{B_c} \quad (1-33)$$

حيث: B_t عرض المجال الترددي الكلي للنظام. B_g عرض المجال الحماية. B_c عرض المجال الترددي للقناة الواحدة.

الصفات الأساسية لنظام FDMA:

تحمل كل قناة دارة هاتفية واحدة في أية لحظة. إذا كانت القناة مشغولة لا يمكن استخدامها من قبل مشترك آخر. عرض المجال الترددي للقناة المفردة حوالي 30KHz هو ضيق نسبياً لذا يصنف ضمن أنظمة المجال الضيق. نظم النفاذ المتعدد بالتقسيم الترددي غير معقدة مقارنة مع غيرها من أنظمة النفاذ المتعدد الأخرى. بما أن نظام FDMA هو نظام إرسال مستمر فإننا نحتاج إلى عدد أقل من الخانات المستخدمة كـ OVERHEAD (كالمستخدمة للتزامن وتشكيل الإطار).

يمتلك نظام موقع الخلية تكلفة أعلى في نظام FDMA بالمقارنة مع نظام TDMA، وذلك بسبب تصميم قناة وحيدة لكل حامل والحاجة لاستخدام مرشحات تمرير مجال مكلفة لإلغاء الإشعاع الزائف في المحطة القاعدية. يحتاج نظام FDMA إلى ترشيح محكم للترددات الراديوية من أجل تخفيض التداخل بين القنوات المتجاورة.

1-16-5 النفاذ المتعدد بالتقسيم بالزمن :

(Time Division Multiple Access, Tdma)

تُستخدم تقنية النفاذ المتعدد بالتقسيم الزمني TDMA في المنظومة العالمية للاتصالات النقالة GSM (GLOBAL SYSTEM FOR MOBILE COMMUNICATION) والمنظومة اليابانية للاتصالات الشخصية (PERSONAL HANDY PHONE SYSTEM, PHS) ومنظومة الاتصالات AMPS المزدوجة (DUPLEX-AMPS) المستخدمة في أمريكا الشمالية. وقد استُخدم نظام TDMA لأول مرة في تحقيق الاتصالات للجيل الأول من سلسلة أقمار " إنتلسات " عام 1966 عند الانتقال من التقنية التمثيلية إلى التقنية الرقمية من أجل الاستفادة من الطيف الترددي وتحقيق مرونة التشغيل.

تتوضع إشارة المشترك في حيز ويُسمح له بالإرسال أو الاستقبال. ويمكن أن تقع في النظام قناتان على التردد نفسه ولكن في حيزين زمنيين مختلفين. بتعبير آخر يُخصّص نظام TDMA عدة حيزات زمنية لعدة مرسلات على القناة نفسها ولكنه لا يسمح في لحظة ما إلا بمرور إشارة مرسل واحد حيث يتم الإرسال على شكل أطر، يتكون كل إطار من عدد N من الحيزات الزمنية حيث N عدد القنوات. نصف الحيزات الزمنية مخصص للقنوات الأمامية ونصفها الآخر للقنوات العكسية. يتكون الحيز الزمني الواحد من رسالة معلومات مسبقة بمقدمة ومتبوعة بمؤخرة. تحوي المقدمة العناوين ومعلومات التزامن المطلوبة للتطابق بين المشتركين والمحطات القاعدية. وهناك زمن حماية يبدأ مباشرة بعد انتهاء رسالة المعلومات وذلك لإفساح المجال لحصول التزامن بين النوافذ الزمنية المختلفة وحصوله بين الأطر المختلفة.

الصفات الأساسية لنظام TDMA:

1. تتم عملية إرسال المعلومات بشكل متقطع مما يؤدي إلى توفير كبير في الطاقة. وتكون عمليات التحويل بين المحطات سهلة وبسيطة أيضاً.
 2. يُستخدم مفتاح تبديل بين المرسل والمستقبل بدلاً من DUPLEXER في نظام FDMA.
 3. يتشارك عدة مستخدمين بنفس الحامل الترددي ولكن يكون لكل مستخدم حيز زمني خاص به.
 4. معدل الإرسال عالٍ جداً إذا ما قورن مع معدل الإرسال في نظام FDMA.
 5. في TDMA من المستحسن أن يكون زمن الحماية أصغرياً. وإذا كانت الإشارات المرسلة في هذا النظام يتم تحديدها بحواف حادة عند أطراف الحيزات الزمنية وذلك بسبب ضيق مجال الحماية (زمن الحماية) فإن هذا سيؤدي إلى تعريض الطيف المرسل ويسبب تداخلات غير مرغوبة بين القنوات المتجاورة. كما يمكننا تنعيم الحواف باستخدام ترميز الخط المناسب والمرشحات المناسبة.
 6. يحتاج هذا النظام إلى تزامن دقيق بسبب الإرسال النبضي للمعلومات.
 7. يمكن نظرياً اختيار أي عدد للنوافذ الزمنية في الإطار الواحد وتوزيعها على المشتركين، لذلك فإنه يتم زيادة عرض المجال الترددي لهذا النظام حسب الطلب.
 8. فعالية تجميع القنوات بطريقة TDMA:
- تُعرف فعالية الإطار η_f أنها النسبة المئوية لعدد الخانات الثنائية التي تحمل معلومات ضمن الإطار الواحد وتحسب من العلاقة:

$$\eta_f = \left(1 - \frac{b_{oh}}{b_t}\right) \times 100 \quad (1-34)$$

حيث: b_{oh} هي OVERHEAD BITS لكل إطار والتي قد تحتوي الأرقام الثنائية الإضافية لترميز القناة وبالتالي المردود الفعلي أقل من المحسوب.
 b_t العدد الكلي للخانات الثنائية في الإطار الواحد.

9. عدد القنوات في نظام TDMA يُحسب من العلاقة:

$$N = \frac{m'(B_t - 2B_g)}{B_c} \quad (1-35)$$

حيث: m' العدد الأعظمي للمشاركين في النظام.

6-16-1 النفاذ المتعدد بالتقسيم بالترميز

(Code Division Multiple Access, Cdma)

بدأ استخدام نظام CDMA في الاتصالات العسكرية عام 1950، لما يتمتع به من مقاومة ضد التداخل وصعوبة تمييز الإشارة من الضجيج. وانتقل استخدام هذا النظام إلى الاتصالات التجارية النقالة (وغيرها) لما تتمتع به من كفاءة استخدام الطيف الترددي.

يقوم المبدأ الأساسي لنظام CDMA على تشكيل الطيف الترددي لنيضات المعلومات باستخدام إشارات شبه عشوائية تسمى التتابعات المباشرة. ينتج عن هذا التشكيل انتشار الطيف الترددي للمعلومات ليغطي الحيز الترددي متاح في قناة الاتصال، وهو أكبر بكثير من حيز المعلومات. ويبدو الطيف الناتج أشبه بالطيف الترددي للضجيج الأبيض (ذو قيمة ثابتة في كل حيز). يمكن لجهاز الاستقبال (الذي يملك نفس التتابع المباشر) استرجاع الإشارة نظراً للخواص الكامنة في التتابعات المباشرة. بمعنى آخر يقوم المبدأ الأساسي لنظام CDMA بإجراء ضرب بين إشارة الرسالة وهي ذات مجال ترددي ضيق وإشارة ترميز PN ذات مجال ترددي عريض مستتبطة كإشارة الضجيج مثلاً، ومكونة من سلسلة متتالية من الكلمات الترميزية المكررة بمعدل يفوق معدل تكرار إشارة

المعلومات. ونتيجة لهذه العملية تستعير كل إشارة من إشارات المشتركين (أي إشارة الرسالة) كلمة ترميزية (CODEWORD) معينة من السلسلة المتكررة المذكورة آنفاً. وفي الناحية الأخرى يقوم المستقبل بإجراء عملية ترابط زمني بغرض كشف إشارة معينة دون غيرها، أي كلمة ترميزية محددة بالذات، أو بتعبير آخر إشارة مشترك، تظهر عندها كل الكلمات الترميزية الأخرى كضجيج. لذلك، فالمستقبل بحاجة لمعرفة الكلمة الترميزية المستخدمة من قبل المرسل، وكل مشترك يعمل بشكل مستقل وبدون معرفة المشتركين الآخرين. يستطيع المستقبل في نظام CDMA تحديد حد الضجيج بعد عملية فك الترابط، وذلك من خلال استطاعة المشتركين المستقبلية. فعند عدم وجود تحكم بالاستطاعة داخل الخلية لا يظهر عندها المشتركون متساوين في الاستطاعة عند مستقبل المحطة القاعدية، وعندها تظهر مشكلة القريب/البعيد (NEAR-FAR PROBLEM). تحدث هذه المشكلة عندما يتشارك الكثير من المستخدمين المتحركين بالقناة نفسها، بحيث أن إشارة الجوال الأكثر قوة تستولي على كاشف التعديل في محطة القاعدة. في نظام CDMA، إن مستوى الإشارة المستقبلية الأقوى يرفع حد الضجيج عند كاشف تعديل المحطة القاعدية للإشارة الضعيفة. وللتخلص من هذه المشكلة انتشر استخدام التحكم بالاستطاعة في معظم وسائل نظام CDMA. حيث يتم تزويد المحطة القاعدية في النظام الخلوي بتقنية التحكم بالاستطاعة لضمان أن كل هاتف جوال في منطقة تغطية المحطة يُزوّد مستقبل المحطة بمستوى الإشارة نفسه. يتم تنفيذ التحكم بالاستطاعة في المحطة بأخذ عينات سريعة لمستويات الاستطاعة لكل هاتف جوال، وذلك من مؤشر قوة الإشارة الراديوية (RADIO SIGNAL STRENGTH INDICATOR, RSSI)، و تُرسل المحطة عندئذ أمر تغيير الاستطاعة على الوصلة الأمامية. وبالرغم من وجود

التحكم بالاستطاعة في كل خلية فإنه لا يخلو الأمر من وجود تداخل بين هواتف جوال لا تقع تحت سيطرة المحطة القاعدية المستقبلية.

الصفات الأساسية لنظام CDMA:

1. يتشارك عدة مستخدمين بالتردد نفسه.
 2. ليس هناك حد مطلق لعدد المشتركين، التداخل وحده هو الذي يحدد هذا العدد.
 3. الخفوت الذي تعاني منه الإشارة المستقبلية قليل.
 4. معدل تكرار المعلومات عالٍ جداً.
 5. تعاني هذه الأنظمة من الازدحام الشديد بعدد القنوات.
 6. تحصل في الحقل القريب بعض المشاكل خاصة عندما يوجد مشترك ذو إشارة قوية غير مرغوب به بجوار مشترك ذي إشارة أضعف لكنها مطلوبة.
- تبدو نظم DS-CDMA حالياً واعدة بشكل أكبر مقارنة مع ال نظم التقليدية المتقدمة مثل أنظمة TDMA و FDMA. من بين الفوائد التي تقدمها أنظمة CDMA مقارنة مع TDMA و FDMA مايلي:
- كفاءة عالية للطيف (كثافة عدد اتصالات كبيرة)

HIGH-TRAFFIC CAPACITY.

- في نظام خلوي يعتمد TDMA/FDMA ينقص عدد الأقنية لكل خلية بواسطة عامل إعادة الاستخدام (REUSE FACTOR) $1/L_1$ بالنسبة للعدد الكلي للأقنية من أجل الطيف المعطى، حيث يخصص لكل خلية ضمن المجموعة العنقودية $1/L_1$ (CLUSTER) (حيث L_1 عدد الأقنية لكل خلية ضمن الـ (CLUSTER) فقط من الطيف الكلي المتوفر للنظام. ومن جهة أخرى فإن نظام CDMA

يستطيع أن يستعمل كامل الطيف من أجل كل قناة. وهكذا فإن عامل إعادة الاستخدام في هذا النظام يساوي الواحد.

- مراقبة فعالية الصوت (VOICE ACTIVITY MONITORING):

يتم استخدامه لزيادة كثافة النظام. فعند إجراء اتصال بين شخصين يمكن لكل متكلم أن يستعمل 50% - 35% من الزمن الكلي في حين يظل بقية الوقت في حالة استماع. وباعتبار أنه في نظام CDMA يشترك جميع المستخدمين في القناة الراديوية نفسها ، فعندما لا يستخدم بعض المستخدمين القناة المخصصة لهم فإن بقية المستخدمين يتمتعون بتداخلات أقل، لذا فإن مراقبة الصوت الفعال تنقص التداخلات الناجمة عن تعدد النفاذ بحدود 65% وهذا يترجم إلى زيادة كثافة النظام بعامل قدره 2.5.

- عدم الحاجة لوضع مخطط للترددات، حيث يعتبر تخطيط الترددات في نظم TDMA / FDMA لعدة مناطق أمراً أساسياً. ولأن الحزم الترددية المخصصة لـ CDMA يمكن إعادة استعمالها في كل خلية فإننا لا نحتاج لوضع مخطط للترددات. ومع انتشار نظام CDMA فإنه لا توجد حاجة لعملية إعادة التصميم المستمر للنظم الموجودة لتلائم التخطيط الترددي.
- التدرج البطيء: في أنظمة TDMA و FDMA عندما يكون كامل المجال الترددي للمحطة القاعدية مشغولاً فإنه لا يمكن أن يحدث اتصال إضافي آخر. وعوضاً عن مواجهة مثل هذه الحدود في العدد المتوفر من الأقفال فإن نظام CDMA يمكنه أن يتعامل مع مستخدمين إضافيين على حساب تقديم تدرج بطيء لنسبة إشارة الحامل إلى التداخل C/I وبالتالي تدرجاً في نوعية الربط، وبالتالي فإن مزودي خدمات CDMA يقايسون بالكثافة على حساب نوعية الربط.

- التنوع الصُّغْرِيّ (MICRO-DIVERSITY): يخفف نظام CDMA من مشكلة تعدد المسارات (MULTIPATH) باستعمال مستقبل RAKE. يقوم هذا المستقبل بجمع كافة الإشارات المؤخرة ضمن الخلية لتحسين نسبة الإشارة المستقبلية إلى الضجيج للتغلب على النظم الخلوية الأخرى. حيث يستخدم مستقبل Rake عناصر ترابط متعددة للكشف بشكل منفصل العناصر الأقوى للمسارات المتعددة من أصل M مسار. وبتوزين (تثقيل) مخرج كل عنصر ترابط يمكن التقدير الأفضل للإشارة المستقبلية. يظهر عادة في البيئة الخلوية تأخير كبير بين المسارات المتعددة، وإذا تم تحديد معدل شرائح كما ينبغي، فإن خواص الترابط الذاتي المنخفضة لتتابع النثر لنظام CDMA يمكن أن تضمن أن المسارات المتعددة سوف تظهر (بشكل تقريبي) غير مترابطة مع بعضها البعض. بفرض أنه تم استخدام M عنصر ترابط في مستقبل CDMA لتستولي على M من مركبات تعدد المسارات الأقوى. إن الغرض من استخدام شبكة التوزين هو تزويد جمع خطي لمخرج عنصر الترابط لكشف خطأ الرقم الثنائي. فالمرابط الأول يُزامن مع المسار المتعدد m_1 ويصل المسار المتعدد m_2 متأخراً بزمان τ_1 عن m_1 ، فالمرابط الثاني يزامن إلى m_2 ولكن لديه ترابط منخفض مع m_1 . لاحظ أن هذا إذا تم استخدام مرابط واحد فقط في المستقبل، يكون ولمرة واحدة على الأقل أن خرج إشارة المُرابط غير نقية بسبب الخفوت، والمستقبل عندها لا يستطيع تصحيح القيمة وبالتالي الحصول على معدل عالٍ لخطأ الرقم الثنائي. أما في مستقبل Rake فإنه إذا كان خرج عنصر واحد من عناصر الترابط غير نقي بسبب الخفوت فإن مخارج باقي عناصر الترابط سوف لا تكون كذلك، ويمكن أن يتم تخفيض هذه الإشارة غير النقية خلال عملية التوزين. أي أننا باستخدام مستقبل الـ RAKE قمنا بتحسين استقبال CDMA

والتغلب على الخفوت. يتم توزيع الإحصائيات لـ M قرار لتشكيل قرار إحصائي شامل . حيث أنه تم التعبير عن مخارج M عنصر ترابط بالرموز $Z_1, Z_2, \dots, Z_M$ ووزنت بواسطة $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_m$ على التوالي. ويتم تقييم عوامل التوزيع على أساس الاستطاعة أو نسبة SNR من مخرج كل عنصر ترابط. إذا كانت الإستطاعة أو SNR صغيرة من عنصر الترابط المحدد، سيتم إسناد عامل توزيع صغير. تُعطى قيمة الإشارة الكلية Z بالعلاقة:

$$(1-36) \quad Z' = \sum_{m=1}^M \alpha_m Z_m$$

وحيث تعطى α_m بالعلاقة التالية

$$(1-37) \quad \alpha_m = \frac{Z_m^2}{\sum_{m=1}^M Z_m^2}$$

هناك الكثير من الطرق لتوليد معاملات التوزيع. وعلى كل حال، وبسبب التداخل متعدد النفاذ فإن فروع مستقبل Rake المترافقة بمطالات كبيرة لإشارات تعدد المسارات سوف لا تزودنا (بالضرورة) بمخرج كبير بعد الترابط. إن اختيار معاملات التوزيع الصحيحة في المخارج الفعلية لعناصر الترابط تؤدي إلى أداء أفضل لمستقبل الـ RAKE.

- تحكم ديناميكي بالطاقة: يعتبر التحكم الشديد بالطاقة أمراً أساسياً في زيادة كثافة أنظمة CDMA لحدودها الأعظمية. ويتم هذا الأمر بحقن أوامر التحكم بالطاقة في مسارات الصوت، وبالتالي فإن معدل الطاقة المرسل في محطة CDMA متحركة أقل بكثير من تلك بحالة أنظمة FDMA و TDMA.

- نفاذ سهل: على العكس من نظامي FDMA و TDMA فإننا في نظام CDMA لم نعد بحاجة إلى ملائمة الإشارات مع تردد مخصص أو شقوق زمنية محددة سلفاً.
 - خفوت أقل: يُلاحظ خفوت أقل في إشارات المجال العريض (إشارات CDMA).
 - لا يحتاج نظام CDMA لمُعادِل (موازن) (EQUALIZER): في نظامي TDMA و FDMA، عندما يكون معدل الإرسال أكبر كثيراً من 10 kb/s فهناك حاجة لاستخدام EQUALIZER لإنقاص التداخل بين الرموز (INTERSYMBOL INTERFERENCE) الناتج عن تأخير زمن النشر. أما في نظام CDMA فإننا نحتاج إلى أداة ترابط (بدل من EQUALIZER) في المستقبل لضم الطيف (DESPREAD). وتُعتبر أداة الربط أبسط من EQUALIZER.
 - لا يحتاج إلى فترة أمان (GUARD TIME): حيث أنه من متطلبات نظام TDMA وجود فترة أمان بين الحيزات الزمنية لتحسين نوعية أداء نظام TDMA. أما في نظام CDMA فلا يحتاج إلى فترة أمان.
 - يعتبر نظام CDMA مناسباً في حالة الخلايا المكروية (MICROCELLS) بسبب كونها سريعة التأثير بالضجيج والتداخل.
- 1-16-7 تقنيات التحكم بالاستطاعة :**

إن التحكم بالاستطاعة تقنية تسمح بتخفيف مشكلة القريب/البعيد من أجل معظم أجهزة الاستقبال المترابطة الشائعة الاستعمال، فإن مستقبلات CDMA البديلة قادرة على التغلب على مشكلة القريب/البعيد. يمكن أن تحدد مشكلة القريب/البعيد على أنها نسبة الإشارة للضجيج SNR لنظام مستخدم واحد إلى نسبة SNR مستقبل متعدد المستخدمين عند نفس BER. لا يمكن لعملية

كشف تقليدية أن تستخلص وبشكل موثوق المعلومات المرسلّة بواسطة إشارة ضعيفة بوجود مشكلة القريب/البعيد. إن تقنيات التحكم بالاستطاعة هي وسيلة بسيطة للتخلص من آثار القريب/البعيد المذكورة سابقاً. كما أنها تقدّم قضية أساسية في أمثلية (جعله أمثلياً) مصدر الطاقة المحدودة و لكل من ال سواتل والمحطات المتحركة MOBILE.

إن أفضل فعالية استطاعة لأيّ وصلة سائل SATELLITE تتطلب في الحقيقة هامشاً أصغرياً، و يمكن تحقيق شروط التشغيل المثالية هذه بمساعدة نظام تحكم متلائم بالاستطاعة لكل حامل للإشارة لكل من الوصلتين الصاعدة والهابطة (أو الذهابية و الرجعية). و حيث أن قنوات الاتصال المختلفة في الوصلة الصاعدة تستقبل من قبل المستخدمين الآخرين بنسبة استطاعة لكل بت بنسبة عكسية لضياعات المسار بين ا لسائل المستخدم و/أو كنسبة عكسية لمعدل النقل (BIT RATE) الفعلي.

يتم ضبط مطال إشارات المستخدمين المختلفين بالتحكم بالاستطاعة في المحطة القاعدية بحيث تبقى نسب الإشارة إلى الضجيج عند المستقبلات ثابتة قدر الإمكان.

في الوصلة الهابطة يتحكم كل MOBILE باستطاعة إشارته بحيث يُبقي على وجود توازن دائم لنسبة الإشارة إلى الضجيج عند المحطة القاعدية. إن هدف التحكم بالاستطاعة هو الحصول على الإشارة لكل مستخدم والوصلة للمستقبل عند المقدار الكافي نفسه من الاستطاعة تماماً. ويتم استعمال نموذجين للتحكم بالاستطاعة هما: الحلقة المفتوحة ، والحلقة المغلقة. التحكم بالاستطاعة بحلقة مفتوحة:

يستخدم للتعويض عن الرداءة في الوصلة الهابطة من أجل ربح هوائي السائل (التابع الصناعي) غير المنتظم في المجال ومن أجل ضياعات التظليل

(SHADOWING) البطيئة و المؤثرة على الوصلة النازلة. ويبنى مثل هذا التحكم على تخمين (تقدير) تقسيم الطاقة الدليلية المستقبلية نسبة إلى مستواها الاسمي. يستخدم هذا التخمين لتصحيح استطاعة الوصلة الصاعدة مع الافتراض القياسي الخاص بكون الضياعات في الوصلتين الصاعدة و الهابطة متماثلة .

التحكم بالاستطاعة بحلقة مغلقة:

يستخدم لتزويد تصحيح ممتاز لتغير مستوى الإشارة و للتعويض عن المساوئ (الأضرار) الناتجة عن التداخل متعدد النفاذ MAI، ويتم هذا بواسطة تحكم بالاستطاعة ثنائي القفزة مبني على تخمين نسبة إشارة للضجيج (SNR) في الزمن شبه الحقيقي في كاشف التعديل عند الطرف الآخر للوصلة. وعندها يُرسل المستقبل ضوابط إضافية ممكنة للاستطاعة المرسله بشكل رزم إشارات متفقة بالمجال. و إذا كانت متوافقة مع الإشارات الأساسية (العلوية) فإن تصحيحاً إضافياً للاستطاعة متعدد المستويات يحسن الأداء الديناميكي لحلقة التحكم بالاستطاعة.

تعتمد مقدرة وأداء حلقة التحكم المغلقة بشكل كبير على التأخير الناجم عن عملية النشر (PROPAGATION) وعمليات المعالجة في المودم (MODEM PROCESSING).

1-16-8 نظم النفاذ المتعدد الهجينة :

(Hybrid Multiple Access Systems)

تتكون من إجراء تهجين بين نوع وآخر من أنظمة النفاذ السابقة الذكر وذلك لإضافة بعض المميزات أو لتحسين مساوئ نظام معين.

يمكن إجراء مزج بين نظامي FDMA و CDMA نحصل على نظام FCDM الذي يُسمى أحياناً FDMA/CDMA الذي يُستخدم كبديل لنظام DS-

CDMA. حيث أن الطيف العريض يتم تقسيمه إلى عدد من الأطياف الجزئية ذات عرض مجال ضيق وكل منها عبارة عن نظام CDMA ضيق المجال. وتكون السعة الكلية للنظام الناتج هي مجموع سعتي النظامين، ويكون شكل الطيف الترددي على النحو التالي:

وعند إجراء مزج بين نظام النفاذ المتعدد بالتقسيم بالزمن و نظام CDMA نحصل على نظام TCMA الذي قد يسمى أيضاً TDMA/CDMA. و يمتاز هذا النظام بحل مشكلة الحقل القريب التي تظهر في نظام CDMA بسبب أن مشترك واحد فقط يرسل في أي لحظة زمنية داخل الخلية. أما عندما نمزج نظامي TDMA و FDMA نحصل على TFDM أو TDMA/FDMA الذي يستخدم بشكل أساسي في نظام GSM العالمي يتميز هذا النظام بزيادة السعة كما أنه يخفف من مشاكل التداخل بين الأقنية المتجاورة بسبب أن الإرسال يتم بترددات مختلفة وبأزمنة مختلفة.

1-16-9 النفاذ المتعدد بتقسيم الفراغ

(Space Division Multiple Access, Sdma)

في هذا النظام يتم التحكم بالاستطاعة المشعة ضمن الفراغ لكل مستخدم على حدة مستخدماً هوائيات موجهة بدقة. قد تستخدم هذه الهوائيات التردد نفسه إذا تم استخدام هذا النظام مع TDMA أو CDMA لنفاذ القنوات. أما عندما نستخدم هذا النظام مع FDMA لنفاذ القنوات فيلزم استخدام ترددات مختلفة للقنوات المختلفة. لنناقش احتمالات نوعية الهوائي في هذا النظام:

- 1- الهوائي بلا توجيه: عندها يتلقى المستقبل المرغوب إشارات من كل المستخدمين الآخرين في النظام و بالتالي نحصل على أعلى نسبة للضجيج وأقل سعة للنظام.

2- الهوائي موجه ضمن قطاعات زاوية معينة: عندها تنخفض شدة إشارة التداخل عن حالة كون الهوائي بلا توجيه لأن شدة إشارة التداخل ستقسم على عدد القطاعات تقريباً.

3- مكان بناء هوائي خاص يزود كل مستخدم لوحده بمجال ضيق فتلاحق عندئذ المحطة القاعدية كل مستخدم لوحده في الخلية و تتابعه كلما تحرك. نفرض أنه تم تشكيل النموذج الإشعاعي للهوائي على النحو المطلوب الموصوف وليكن هذا النموذج الإشعاعي هو $G(\Phi)$ بحيث أن له ربحاً أعظماً باتجاه المستخدم المرغوب. مثل هذا الهوائي يُبنى من N قطعة ويمكن لهذا الهوائي أن يدور 360 درجة بالمستوى الأفقي بحيث يبقى المستخدم المرغوب دائماً أمام الفص الرئيسي لهذا الهوائي أثناء تحركه.

10-16-1 مقارنة بين سعة الأنظمة الخلوية:

(Capacity Of Cellular Systems)

تعرف سعة النظام الخلوي على أنها أكبر عدد من القنوات أو المشتركين التي يمكن أن يزودنا بها النظام من أجل مجال ترددي معين . السعة الراديوية (RADIO CAPACITY) هي عبارة عن البارامتر الذي يقيس فعالية الطيف لنظام اتصالات لاسلكي. وهذا البارامتر يُحدد بواسطة نسبة مطال إشارة الحامل إلى مطال إشارة التداخل C/I المطلوبة وعرض مجال القناة B_C . حيث إن التداخل في مستقبل المحطة القاعدية يأتي من الخلايا المحيطة (المجاورة) SURROUNDING CELLS. تُعطى سعة الأنظمة الخلوية من القنوات الراديوية:

$$(1-38) \quad m = \frac{B_t}{B_c \sqrt{\frac{2}{3} \left(\frac{C}{I} \right)_{\min}}} \text{ radio channel / cell}$$

حيث: m: سعة النظام الخلوي [قناة/خلية]، B_t : عرض المجال الطيفي الكلي المخصص للنظام، B_c : عرض المجال الترددي للقناة الواحدة. وليتم تزويد المستخدمين بنوعية الصوت نفسه فإن $(C/I)_{\min}$ يمكن أن تكون أخفض في الأنظمة الرقمية بالمقارنة مع النظام التمثيلي (12 ديسبل للنظم الرقمية ضيقة المجال و 18 ديسبل لنظم FM التمثيلية الضيقة المجال). إن لكل نظام لاسلكي رقمي قياسي هناك نسبة $(C/I)_{\min}$ وهي مختلفة عن النظم الأخرى، ولمقارنة هذه الأنظمة الأخرى يجب أن نستخدم C/I المكافئة أي $(C/I)_{eq}$:

$$(C/I)_{eq} = (C/I)_{\min} (B_c/B'_c)^2 \quad (1-39)$$

حيث B_c عرض مجال نظام محدد و $(C/I)_{\min}$ القيمة الممكن أن يتحملها النظام نفسه، أما B'_c فهي عرض مجال القناة لنظام مختلف و $(C/I)_{eq}$ هي القيمة الأصغرية لـ (C/I) لهذا النظام المختلف وذلك عندما تُقارن مع $(C/I)_{\min}$ للنظام المحدد. نلاحظ أنه ولعدد ثابت من المستخدمين ضمن القناة الراديوية، يمكننا أن نحافظ على نوعية الصوت نفسه في نظام مختلف إذا زادت النسبة $(C/I)_{\min}$ بعامل قدره 4 عندما نقسم عرض المجال على اثنين. تُشير العلاقة (1-38) إلى أنه يمكننا الحصول على السعة العظمى في حال كون كل من النسبتين $(C/I)_{\min}$ و B_c أصغر ما يمكن. كما ونلاحظ من خلال العلاقة (1-39) أن كل من $(C/I)_{\min}$ و B_c متناسبتان عكسياً. في نظام خلوي رقمي تعطى قيمة C/I بالعلاقة:

$$(1-40) \quad \frac{C}{I} = \frac{E_b R_b}{I} = \frac{E_c R_c}{I}$$

حيث R_b معدل البت للقناة (CHANNEL BIT RATE) و E_b طاقة البت و R_c معدل ترميز القناة (CHANNEL CODE RATE) و E_c طاقة رمز الترميز (the ENERGY PER CODE SYMBOL) وينسب قيمة C/I في العلاقة (1-40) و $(C/I)_{eq}$ في العلاقة (1-39) نحصل على:

$$(1-41) \frac{\left(\frac{C}{I}\right)}{\left(\frac{C}{I}\right)_{eq}} = \frac{\frac{E_c R_c}{I}}{\frac{E'_c R'_c}{I'}} = \left(\frac{B'_c}{B_c}\right)^2$$

والعلاقة بين R_c و B_c دائماً خطية وإذا كان مستوى التداخل في بيئة المحطة المتحركة هو نفسه لكلا النظامين الرقمييين المختلفين فإنه يمكننا إعادة صياغة العلاقة (1-41) كما يلي:

$$(1-42) \frac{E_c}{E'_c} = \left(\frac{B'_c}{B_c}\right)^3$$

نلاحظ من هذه العلاقة أنه عندما تنخفض قيمة B_c إلى النصف فإن E_c تزداد ثماني مرات. وهذا يوضح العلاقة بين E_b/N_0 و B_c في الأنظمة الخلوية الرقمية.

سعة النظام الخلوي الذي يستخدم النفاذ المتعدد بتقسيم التردد:

في هذا النظام يقسم عرض المجال الكلي B_t إلى M قناة، وكل قناة بعرض مجال B_c فعندئذٍ تصبح العلاقة (1-38) في حالة FDMA كما يلي:

$$(1-43) m = \frac{B_t}{\frac{B_t}{M} \sqrt{2 \left(\frac{C}{I}\right)}} = \frac{M}{\sqrt{2 \left(\frac{C}{I}\right)}}$$

سعة النظام الخلوي الذي يستخدم النفاذ المتعدد بتقسيم الزمن:

في الحالة العملية تحسّن أنظمة TDMA السعة بمعامل يتراوح من 3 إلى 6 مرات مقارنةً مع النظم الخلوية التمثيلية FDMA

سعة النظم الخلوية التي تستخدم النفاذ المتعدد بالتقسيم بالترميز:

في نظم CDMA ما يحدد السعة فيها هو التداخل، تماماً كما يفعل عرض المجال الترددي حين يحدد سعة نظم FDMA و TDMA. لذلك فإنّ إنقاص التداخل في نظم CDMA يزيد السعة بشكل ملحوظ، ويتم ذلك باستخدام هوائيات موجهة تستقبل الإشارة من قطاع واحد فقط مما يقلل من نسبة التداخل، ويمكن أيضاً زيادة السعة في هذه النظم باستخدام نمط الإرسال المتقطع (DISCONTINUOUS TRANSMISSION MODE) DTX، حيث يتوقف المرسل لفترة بمعامل يصل إلى 8/3 في الشبكات الأرضية أو الأنظمة الثابتة (LANDLINE NETWORKS)، و 2/1 في النظم النقالة. هذا التوقف عبارة عن فترات التوقف عن الكلام أثناء إجراء الاتصال.

لتعيين سعة نظم الـ CDMA، نعتبر بدايةً أنّه لدينا نظام بخلية واحدة. تحتوي شبكات الخلوي عادةً على عدد كبير من المستخدمين يتواصلون مع المحطة (في النظم المتعددة الخلايا؛ جميع المحطات القاعدية متصلة بواسطة MSC (MOBILE SWITCHING CENTER)).

ليكن N هو عدد المستخدمين. عندها كل كاشف تعديل في موقع الخلية (CELL SITE) يستقبل موجة مركبة تتضمن الإشارة المرغوبة باستطاعة قدرها S و $N-1$ إشارة والتي هي عبارة عن إشارات المستخدمين الآخرين المتداخلة وكل منها باستطاعة S ، وهكذا فإنّ نسبة الإشارة إلى الضجيج:

$$SNR = \frac{S}{(N-1)S} = \frac{1}{N-1} \quad (1-44)$$

كما أن نسبة طاقة البت إلى الضجيج تعطى بالعلاقة:

$$(1-45) \frac{E_b}{N_0} = \frac{S/R}{(N-1)(S/W)} = \frac{W/R}{N-1}$$

وعندما نعتبر تأثير الضجيج الحراري (THERMAL NOISE) η على عرض مجال النثر تصبح علاقة E_b/N_0 كما يلي:

$$(1-46) \frac{E_b}{N_0} = \frac{W/R}{(N-1) + (\eta/S)}$$

يعطى عدد المستخدمين الذين بإمكانهم النفاذ إلى النظام بالعلاقة:

$$(1-47) N = 1 + \frac{W/R}{E_b/N_0} - (\eta/S)$$

حيث أن النسبة W/R هي ربح المعالجة يُحدد الضجيج نصف قطر الخلية من أجل استطاعة مرسل معطاة.

لتحقيق زيادة في السعة يتوجب علينا تخفيض التداخل من قبل المستخدمين الآخرين، ويمكن القيام بذلك بإنقاص مقام الكسر في العلاقات (1-44) و (1-45). التقنية الأولى لخفض التداخل هي بتقسيم الهوائي إلى قطاعات، فعلى سبيل المثال، عندما يكون موقع الخلية مجهزاً بثلاثة هوائيات موجهة بزاوية 120 درجة والتداخل فيما بين هذه الهوائيات هو N'_0 . هذا يؤدي إلى زيادة السعة 3 مرات. والتقنية الثانية هي مراقبة الصوت الفعال (MONITORING OF VOICE ACTIVITY). يُشار إلى الصوت الفعال بالعامل β بحيث يصبح مصطلح التداخل في العلاقة (1-45) كما يلي $(N_s-1)\beta$ ، حيث N_s هو عدد المستخدمين في كل قطاع. تصبح القيمة الوسطية الجديدة داخل القطاع لـ E_b/N'_0 باستخدام هاتين التقنيتين كما يلي:

$$(1-48) \frac{E_b}{N'_0} = \frac{W/R}{(N_s-1)\beta + (\eta/S)}$$

عندما يكون عدد المستخدمين كبير فإن هذا العدد يعطى بالعلاقة التالية:

$$(1-49) \quad N_s = 1 + \frac{1}{\beta} \left[\frac{W / R}{E_b / N'_0} \right]$$

حيث تم افتراض عامل الصوت الفعال بمقدار $8/3$ ، أيضا تم افتراض وجود ثلاثة قطاعات مستخدمة في موقع الخلية. تبرهن المعادلة (1-49) أن SNR تزيد بمقدار 8 والتي تؤدي إلى زيادة عدد المستخدمين بالمقدار نفسه، وذلك بالمقارنة مع نظام ذي هوائي غير موجه (OMNI-DIRECTIONAL)، وبدون مراقبة الصوت الفعال.

الفصل الثاني

نمذجة ومحاكاة قناة الاتصال

Modeling and simulation for communication channel

1-2 مقدمة : Introduction

تكون قناة الانتشار الراديوي المساهم الأساسي لمعظم المشاكل التي نقابلها في نظم الراديو الخلوي ويعتبر الانتشار المتعدد المسارات والتظليل من أكثر الظواهر في القناة أهمية والتي تؤثر على أداء أنظمة الاتصالات وتعمل على تضعيفه وتعتمد بعض النماذج على نتائج القياسات لوصف سلوك قناة الانتشار بينما توجد نماذج إحصائية تعتمد على التفسير الفيزيائي لظواهر الانتشار المختلفة ونستطيع استخدام هذه النماذج لتوقع أداء النظام تحت شروط محددة ومن هنا معيار التصميم الأمثل للنظام.

2-2 نمذجة قناة الاتصال الأرضية المتحركة

Land Mobile Channel Modeling

لتلبية احتياجات مصممي النظم وتوقع أداء الوصلة، أصبح نمذجة القناة مهمة أساسية للحصول على فكرة واضحة للأضرار المحتملة التي تصادفها الإشارة في بيئة معينة ولتحديد بارامترات النظام الناتجة عن أدنى انخفاض ممكن. لذلك طبقت عدة تقنيات لتحديد خواص انتشار القناة والتي تصنف إلى: النماذج الإحصائية التي تصف التوزيعات المحتملة والمبنية على قياسات تجريبية - نماذج تحليلية هندسية - استخدام نموذج تجريبي يناسب المعطيات الأساسية المقاسة.

1-2-2 النماذج الاختبارية :

تطورت النماذج الاختيارية المبنية على التجربة والتي تناسب المعطيات الناتجة عن قياسات تجريبية لتصف التوزيعات المحتملة للخفوت ولا يعطي النموذج التجريبي تفسيراً فيزيائياً لعملية الانتشار ولكنه يصف حساسية نتائج البارامترات الفعالة للانتشار . وتعتمد بارامترات النموذج على البيئة العامة أو المحلية (مدنية - ريفية - مفتوحة) وعلى اتجاه العربة المتعلق بسمت وزاوية ارتفاع السائل وعلى التردد.

2-2-2 النماذج الإحصائية:

تبنى نماذج التوزع الاحتمالي الإحصائي على أساس مجموعة مركبة لتتابع كثافة احتمال عديدة كما هو الحال في إحصاء رايزيان ورايلي واللوغارتم الطبيعي والنماذج الإحصائية مبنية على أساس فهم العمليات التي تسبب تغيرات في الإشارة بافتراض بعض الشروط المبسطة.

2-2-3 النماذج التحليلية الهندسية:

تطبق هذه النماذج إجراءات هندسية تحليلية لتوقع تأثير التشتتات البسيطة أو المركبة فهي مبنية على نظام انتشار خاص بالنسبة للنماذج التحليلية التي تشمل الحالات النسبية ويجب أن تصاحب بتحليل إحصائي. إن قلة هذه النماذج أو ندرتها ناتج عن الصعوبات في القياس لبعض البارامترات والحالات غير المعتبرة.

2-3 نموذج الانتشار لقناة الاتصال للسائل والمحطة الأرضية المتحركة :

Propagation Model For A Land Mobile Satellit Channe

يمكن تصنيف الانتشار بين السائل ومستقبل محطة أرضية متحركة إما بدون حجب عندما يكون مسار المركبة المباشرة (LOS) LINE- OF- SIGHT غير محجوب عن المستقبل أو محجوب عندما تكون المركبة المباشرة محجوبة بواسطة التضاريس والمنشآت ويبين الشكل (2-1) نموذج الإشارة المستقبلية من

قبل المحطة الأرضية المتحركة والتي تتضمن ثلاث مركبات أساسية هي:
المركبة المباشرة (LOS) ومركبة الانتشار DIFFUSE والمركبة المنعكسة عن
سطح الأرض GROUND REFLECTED ويساهم كل من هذه المركبات
في نوعية الإشارة المستقبلية معتمدة على مميزات طور ومطال الإشارة وكما
توجد ثلاثة عوامل تؤثر على انتشار الإشارة في نظام الاتصالات المتحركة
وهي: الانعكاس والانعراج والتشتت.

الشكل (2-1) يبين نموذج الانتشار لقناة بين الساتل والمحطة الأرضية المتحركة
يحدث الانعكاس عندما تصطدم موجة البث الإلكترونيومغناطيسي بسطح أملس
ذي أبعاد كبيرة بالمقارنة مع طول موجة الإشارة الراديوية ويحدث الانعراج
عندما يعيق جسم كثيف ذو أبعاد كبيرة بالمقارنة مع طول الموجة وهو يسبب
تشكل الأمواج الثانوية خلف الجسم المعيق على المسار الراديوي بين المرسل

والمستقبل. والانعراج هو ظاهرة تحسب لأجلها طاقة الترددات الراديوية المسافرة من المرسل إلى المستقبل بدون مسار خط نظر بين الاثنين. ويحدث التشتت عندما تصطدم الموجة الراديوية إما على سطح قاس كبير أو على سطح أبعاده قريبة من طول الموجة أو أقل مسبب لتشتت الطاقة المنعكسة في جميع الاتجاهات وفي البيئة المدنية فإن معيقات الإشارة التي تزيد التشتت هي: أعمدة الإنارة وإشارات المرور والنباتات الطويلة ..

2-3-1 المركبة المباشرة:

إن المركبة المباشرة هي إشارة خط النظر بين الساتل ومستقبل المحطة المتحركة وتتأثر المركبة المباشرة بمساحة فراغ التضعيف والحب وعوامل أخرى مثل دوران فاراداي ووميض طبقة اليونوسفير والتي يمكن إهمالها في مجال الترددات L ويتناسب دوران فاراداي عكساً مع مربع التردد ودوران فاراداي الأعظمي تقريباً 9° درجة عند 4 G HZ و 4° درجة عند 6 G HZ ويكون دوران فاراداي في الاتصالات المتحركة على المجال L حوالي 40° درجة عند تردد 1.6 G HZ وهذا يتطلب استخدام الاستقطاب الدائري لتجنب هذا الأثر. والحب هو تضعيف المركبة المباشرة وهذا التضعيف ناتج عن الأشجار الجانبية على الطريق والأبنية والتلال والجبال وتشير النتائج المقاسة أن الحب هو العامل الأكثر سيطرة والمحدد لاضمحلال الإشارة ويعتمد تأثيره على مسار الإشارة خلال المعوقات وزاوية الارتفاع الرأسية واتجاه الانتقال والتردد الحامل ويكون الحب كبيراً عند زوايا الارتفاع المنخفضة.

2-3-2 مركبة الانتشار:

إن مركبة الانتشار هي موجة طورية غير مترابطة تنتج عن انعكاسات عديدة من خارج منطقة فريزل الأولى من التضاريس المحيطة وتتغير هذه المركبة عشوائياً في المطال والطور حيث أنها عبارة عن مجموع عدد كبير من الموجات المنتشثة ويمكن تمثيل إشارة الدخل غير المحجوبة بشكل فعال كمجموع مركبتين فقط هما مركبة الانتشار والمركبة المباشرة فتعتبر مركبة خط النظر في بيئة البث غير المحجوب ثابتة بينما في حالة الحجب ستحجب هذه المركبة بالأخذ بعين الاعتبار المركبة الانتشارية، وإن المركبة الانتشارية المحجوبة وغير المحجوبة تعتبران متماثلتين والفرق الوحيد هو أن نسبة استطاعة حامل المسار الراديوي بالنسبة لاستطاعة المركبة المحجوبة (إشارة متعددة المسارات سيكون أقل من الحالة غير المحجوبة وسيكون لمسار الانتشار تابع كثافة احتمالي رايلي للحالة المحجوبة وستكون الإشارة الكلية لها مجموع ثابت وهكذا سيكون للإشارة الكلية غير المحجوبة تابع كثافة احتمال رايزين وسيكون المساهم الأكبر بتوهين الإشارة المستقبلية في الطرف المتحرك للحالة المحجوبة هو ظاهرة الحجب حيث أن مركبة خط النظر هي المكون الأساسي للإشارة في قناة البث من سائل للمحطة الأرضية المتحركة وكما تمثل أشجار الطريق الجانبية في المنطقة المجاورة للمحطة المتحركة المصدر الرئيسي للحجب والنتائج عن التشتت والامتصاص من قبل الشجيرات والنباتات الطويلة وبذلك يتم تخميد واضمحلال الإشارة في هذه الحالة ويمكن أن ينتج الحجب أيضاً عن الأبنية والمنشآت من صنع الإنسان والمحيطات بالعرة في الضواحي وفي هذه الحالة يعتبر الحجب توهيناً أو اضمحلالاً للإشارة وهو متغير ووجد أن تابع كثافة الاحتمال هو اللوغارتم الطبيعي وهكذا تكون الإشارة المستقبلية الكلية عبارة عن المجموع الناتج عن المركبة المباشرة المتعرضة

للتوهين والتي تملك تابع كثافة احتمال اللوغارتم الطبيعي والمركبة المنتشرة والتي تملك تابع كثافة احتمال رايلي.

2-3-3 المركبة المنعكسة عن الأرض:

تنتج المركبة المنعكسة عن الأرض بواسطة انعكاس إشارة مترابطة طورياً في منطقة فريزل الأولى في اتجاه السائل ويمكن تقليل تأثير المسار المنعكس عن الأرض على المسار في موقع المستقبل بواسطة توجيه هوائي العربة ويمكن إهمال تأثيره.

2-4 مميزات ظاهرة تعدد المسارات :

Characterization Of The Multipath Phenomenon

تعتبر مركبة الانتشار DIFFUSE أو تعدد المسارات المركبة الأساسية للإشارة المستقبلية من قبل المحطة الأرضية والواصلة لهوائي المستقبل بواسطة التبعثر والانحراف عن الأشياء المحيطة وتصل هذه المركبات غالباً بشكل أفقي (زاوية الارتفاع تقريباً صفر) وإن الموجة الواصلة من اتجاهات مختلفة وبأزمنة تأخير مختلفة تسبب تعدد المسارات وتنتج الإشارات متعددة المسار خفوت أ عميقاً والموافقة لمسارات الانتشار غير المتساوية وهذا يعني أنه في معظم الوقت يستقبل حامل الإشارات متعددة المسار باستطاعة أقل من المتوقعة لمميزات الوصلة والتي تنعكس مباشرة على التخمين في أداء النظام وتتراكب هذه الموجات شعاعياً عند هوائي المستقبل الذي يعطي إشارة بمطال متغير تبعاً لتوزيعه الطور. بالإضافة لذلك تخضع مركبات الموجة لإزاحة دوبلر متناسبة مع السرعة النسبية بين التبعثر والعربة وتكون هذه الإزاحة الترددية تابعة لسرعة العربة ولطول الموجة.

2-4-1 نموذج التبعثر : The Scattering Model

يوضح الشكل (2-2) نموذج التبعثر ويبين المركبة n_{th} للموجة الواصلة والتي تملك مطال C_n وطور θ_n وزاوية الورود (الوصول) α_n والموجة الواردة إلى المحطة المتحركة بالاتجاه X وبسرعة v وتكون بارامترات النموذج C_n, θ_n, α_n كلها عشوائية وهي متغيرات مستقلة إحصائياً. ويكون كل مستوى الموجة مترافقاً مع إزاحة دوبلر ويعتمد على سرعة المحطة المتحركة وهذا يتضمن طيف استطاعة متسعاً ليحدث مجالاً ضيقاً حول تردد الحامل فمن هندسة الشكل (2-2) تقطع المحطة المتحركة المسافة d خلال ازدياد في الزمن مقداره Δt ونكتب :

$$d = v \Delta t \quad (2-1)$$

ويزداد التغير في طول المسار للموجة كالتالي :

$$\Delta L_n = d \cos \alpha_n \quad (2-2)$$

ويكون التغير في الطور كالتالي :

$$\Delta \phi_n = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta L_n = \frac{2\pi v \Delta t}{\lambda} \cos \alpha_n \quad (2-3)$$

وتكون الإزاحة الدوبلرية كما يلي :

$$f_n = \frac{\Delta \phi_n}{2\pi \Delta t} = \frac{v}{\lambda} \cos \alpha_n \quad (2-4)$$

ويحدث انزياح دوبلر الأعظمي عندما $\alpha = 0$ ونرمز له بـ f_m حيث :

$$f_m = \frac{v}{\lambda} \quad (2-5)$$

ويمكن أن تمثل مركبات الإشارة المستقبلية عند المحطة المتحركة بالمجموع كما يلي :

$$E(t) = E_0 \sum_{n=1}^N C_n \cos(w_c t + \theta_n) \quad (2-6)$$

حيث $\theta_n = w_n t + \Phi_n$ و w_c تردد الحامل للإشارة المستقبلية ويمثل $E_0 C_n$ المطال للموجة n_{th} وتكون زوايا الطور العشوائية Φ_n له توزيع منتظمة من 0 وحتى 2π ويكون C_n منسوباً للقيم المتوسطة $\sum_{n=1}^N C_n^2 = 1$ وطبقاً

لنظرية تحديد المراكز ولأجل قيم كبيرة ل N تكون $E(t)$ تقريباً كإجرائية عشوائية غاوسية ويمكن تمثيل $E(t)$ كالتالي:

$$E(t) = I(t) \cos w_c t - Q(t) \sin w_c t \quad (2-7)$$

حيث:

$$I(t) = E_0 \sum_{n=1}^N \cos(w_n t + \Phi_n) \quad (2-8)$$

$$Q(t) = E_0 \sum_{n=1}^N \sin(w_n t - \Phi_n) \quad (2-9)$$

وتكون الإجرائيان العشوائيتان لـ $I(t)$ و $Q(t)$ ممثلة للمركبات بالطور نفسه وبطور متعامد لحقل الإشارة المستقلة $I(t)$ و $Q(t)$ والتي تملك متوسط صفر وبتباين متساوي يعطى ب:

$$\langle I^2 \rangle = \langle Q^2 \rangle = \frac{E_0^2}{2} = \langle |E(t)|^2 \rangle \quad (2-10)$$

وتكون $I(t)$ و $Q(t)$ غير مترابطة ومستقلة وهنا لأجل t ثابتة $\langle I.Q \rangle = 0$ وتشير الأقواس $\langle \rangle$ لرمز القيمة المتوسطة على C_n, Φ_n, α_n وحتى تكون $I(t)$ و $Q(t)$ إجرائية عشوائية غاوسية ومن ثم تملك تابع كثافة احتمال (pdf) له الشكل:

$$P(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{\frac{-x^2}{2\sigma^2}} \quad (2-11)$$

حيث تمثل x إما $I(t)$ أو $Q(t)$ و $\sigma^2 = E_0^2 / 2$ وهي عبارة عن التباين لإجرائيات غاوصية.

الشكل (2-2) يبين الإزاحة الدويرة

2-4-2 غلاف الإشارة : Signal Envelope

يعطى غلاف الإشارة المستقبلية عند المحطة الأرضية كالتالي:

$$(2-12) \quad r(t) = \sqrt{I^2(t) + Q^2(t)}$$

ويكون تابع كثافة الاحتمال pdf للغلاف لمركبتين غاوسيتين هو رايلي (rayleigh) ويعطى بالعلاقة:

$$(2-13) \quad p(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{\frac{-r^2}{2\sigma^2}}$$

ويجب أن لا يتجاوز احتمال الغلاف قيمة محددة قدرها R وتعطى بتابع توزيع تراكمي CDF كالتالي:

$$(2-14) \quad \text{prob}(r \leq R) = \int_0^R p(r) dr = 1 - \exp\left[\frac{-R^2}{2\sigma^2}\right]$$

ونستطيع إيجاد بعض البارامترات الإحصائية للغلاف كتابع للثابت σ والقيمة المتوسطة للغلاف $E(r)$ تعطى ب :

$$(2-15) \quad E(r) = \int_0^{\infty} p(r)dr = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} = 1.2533\sigma$$

والقيمة للمتوسط التربيعي:

$$(2-16) \quad E\{r^2\} = \int_0^{\infty} r^2 p(r)dr = 2\sigma^2$$

ويكون التباين معطى كالتالي:

$$(2-17) \quad \sigma_r^2 = E(r^2) - E(r)^2 = 2\sigma^2 - \frac{\pi\sigma^2}{2} = \sigma^2 \left(\frac{4-\pi}{2} \right) = 0.3292\sigma^2$$

2-4-3 طور الإشارة : Signal Phase

بافتراض أ، غلاف الإشارة المستقبلية له توزيع رايلى وهذا يقود لاستنتاج أن الطور يملك توزيعه منتظمة في المجال 0 وحتى 2π وتأخذ التوزيع الاحتمالية لطور الإشارة المستقبلية الشكل التالي:

$$(2-18) \quad P(\theta) = \frac{1}{2\pi}$$

حيث يعطى طور الإشارة المستقبلية في حدود $I(t)$ و $Q(t)$ كالتالي:

$$(2-19) \quad \theta(t) = \tan^{-1} \left[\frac{Q(t)}{I(t)} \right]$$

لذلك يملك الطور توزيعه عشوائية يأخذ كل القيم في المجال $(0-2\pi)$ مع احتمالات متساوية. وتعطى القيمة المتوسطة للطور كالتالي:

$$(2-20) \quad E\{\theta\} = \int_0^{2\pi} \theta P(\theta) d\theta = \pi$$

ويكون متوسط القيمة التربيعية:

$$(2-21) E\{\theta^2\} = \int_0^{2\pi} \theta^2 P(\theta) d\theta = \frac{4\pi^2}{3}$$

ويكون التباين:

$$(2-22) \sigma_\theta^2 = E\{\theta^2\} - E\{\theta\}^2 = \frac{\pi^2}{3}$$

3-5-2 طيف الاستطاعة لإشارة الخفوت

Power Spectrum Of Fading Signal

نستطيع تحديد العديد من الخصائص الإحصائية للعمليات العشوائية بطيف استطاعتها ومن هنا سنبين طيف الاستطاعة لإشارة خفوت رايلي rayleigh ويمثل الحقل بمجموع مركبات N موجة وسنتوقع الاستطاعة الواردة والمتضمنة بين الزاوية α و $d\alpha$ بطريقة التوزيع المستمرة ويستقبل الهوائي للاتجاهي جزءاً من الاستطاعة الكلية القادمة إليه ضمن هذه الزاوية ونشير إليها ب: $d\alpha P(\alpha)$ ومن هنا توزيع الاستطاعة للإشارة المستقبلية بمستوي الأمواج الواردة بداخل الزاوية $d\alpha$ هي الاستطاعة الواردة في الفترة الزاوية التي استقبلت بهوائي $d\alpha P(\alpha)G(\alpha)$ ويكون انزياح دوبلر f لأجل الإشارة الواردة بزاوية α بالنسبة لحركة العربة $f = f_m \cos(\alpha)$ لذلك:

$$(2-23) d\alpha = - \left[f_m \sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_m}\right)^2} \right]^{-1} df$$

وبتعويض هذه المعادلة بمعادلة الاستطاعة وبجمع الزاويتين $(\pm \alpha)$ التي تعطي إنزياح دوبلر فتكون كثافة طيف الاستطاعة في هذا الحقل:

$$(2-24) S(f) = \frac{p(\alpha)G(\alpha) + p(-\alpha)G(-\alpha)}{f_m \sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_m}\right)^2}}$$

حيث أن $\alpha = \left| \cos^{-1} \frac{f}{f_m} \right|$

ولأجل هوائي عمودي أحادي القطب ويملك ربح $G(\alpha) = 3/2$

$$(2-25) S(f) = \frac{3}{f_m \sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_m}\right)^2}}$$

وبين الشكل (2-3) طيف الاستطاعة ويمكن إيجاد متوسط الاستطاعة

المستقبلية والتي رمزنا لها سابقاً ب σ^2 من طيف الاستطاعة كالتالي:

$$(2-26) \sigma^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} S(f) df$$

الشكل (2-3) يبين طيف الاستطاعة لأجل هوائي باستقطاب عمودي

5-4-2 معدل تقاطع المستوي ومتوسط فترة بقاء الخفوت

Level Crossing Rate And Average Fade Duration

يصف تابع كثافة الاحتمال لرايلي الإحصائيات من المرتبة الأولى لغلاف الإشارة ولأجل كون أي من الزمن أو المسافة ليس بعامل . وتوجد خصائص أخرى مهمة لوصف ظاهرة الخفوت (fading) وهي الإحصاءات من المرتبة

الثانية ويكون معدل تقاطع المستوي (LCR) ومتوسط بقاء الخفوت (AFD) تحت قيم محددة للإشارة المستقبلية عند هوائي المحطة المتحركة. ويكون معدل تقاطع المستوي عند أي مستوى محدد هو المعدل المتوقع لقطع الغلاف ل ذلك المستوي مع ميل موجب أو سالب وبالنسبة لحساب هذا المعدل والميل r' عند نقاط التقاطع لمستوي محدد R وتابع كثافة الاحتمال المشترك $P(R, r')$ نكون بحاجة كما لمعدل تقاطع المستوي ويكون معطى كالتالي:

$$(2-27) \quad LCR = \int_0^{\infty} r' P(R, r') dr'$$

حيث النقطة (.) تشير للاشتقاق بالنسبة للزمن ويكون $P(R, r')$ تابع الكثافة المشترك ل: r, r' عند $r = R$ تملك الشكل التالي:

$$(2-28) \quad P(R, r') = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_0^{2\pi} P(R, r', \theta, \theta') d\theta d\theta'$$

والتي تعطى أيضاً بالشكل:

$$(2-29) \quad P(R, r') = P(R).P(r')$$

وتكون r' مستقلة وغير مترابطة وبتعويض العلاقة لأجل تابع كثافة الاحتمال في (2-27) سيصبح معدل تقاطع المستوي:

$$(2-30) \quad LCR = \sqrt{\frac{\pi}{\sigma^2}} R f_m \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right)$$

حيث: f_m انزياح دوبلر الأعظمي و ρ تعرف :

$$\rho = \frac{R}{\sqrt{2}\sigma} = \frac{R}{R_{rms}}$$

$$(2-31) \quad LCR = \sqrt{2\pi} f_m \rho \exp(-\rho^2)$$

حيث: $f_m = v / \lambda$ وتعطي هذه المعادلة قيمة LCR في حدود متوسط عدد التقاطعات بالثانية ويكون تابعاً لسرعة المحطة المتحركة الممثلة بوجود f_m

بالعلاقة. ويعطى متوسط فترة بقاء الخفوت τ تحت أي مستوى محدد بمتوسط الدور للخفوت تحت ذلك المستوى كالتالي:

$$(2-32) AFD = E\{\tau_R\} = \frac{P(R)}{LCR}$$

حيث تكون $P(R)$ مقدرة كما في المعادلة (2-14) وبالتعويض لأجل LCR من المعادلة (2-30) نعطي:

$$(2-33) AFD = E\{\tau_R\} = \sqrt{\frac{\sigma^2}{\pi}} \frac{\exp\left(\frac{R^2}{2\sigma^2}\right) - 1}{R f_m}$$

ويكون متوسط فترة بقاء الخفوت غير مستقلة (معتمدة) على إزاحة تردد دوبلر وهكذا على سرعة المحطة المتحركة وحيث تكون صغيرة لأجل السرعات العالية وإذا ضربنا المعادلة (2-33) بـ f_m فالمعادلة لأجل متوسط فترة بقاء الخفوت نستطيع تقديرها في حدود طول الموجة للمسافة التي تم قطعها وخلال فترة بقاء الخفوت وتكون معطية في أطوال الموجة بـ L_R بالشكل:

$$(2-34) L_R = \sqrt{\frac{\sigma^2}{\pi}} \frac{\exp\left(\frac{R^2}{2\sigma^2}\right) - 1}{R}$$

ونستطيع التعبير في حدود rms عن قيمة ρ كالتالي:

$$(2-35) AFD = L_R = \frac{\exp(\rho^2) - 1}{\rho f_m \sqrt{2\pi}} = \frac{\sqrt{2\pi}(e^{R^2} - 1)}{\beta v R}$$

حيث: $\beta = 2\pi / \lambda$, $\rho = R / R_{rms}$, $R_{rms} = \sigma \sqrt{2}$

ويملك نموذج التبعر التوقع الطبيعي لرايلي لظاهرة تعدد المسارات والتي تكون بتوافق جيد مع القياسات العملية.

والمساهمة الكبيرة المضافة لخفوت الإشارة المستقبلية هي ظاهرة التظليل المؤثرة على المركبة المباشرة (L.O.S) .

5-2 التظليل : Shadowing

تكون ظاهرة التظليل المساهم الأكبر بتضعيف الإشارة المستقبلية عند هوائي المحطة المتحركة وتكون المركبة المباشرة (L.O.S) المركبة الأهم للإشارة في قناة الانتشار بين الساتل والمحطة الأرضية المتحركة وتمثل الأشجار على جانبي الطريق والمجاورة للمحطة الأرضية المتحركة المنبع الأكبر للتظليل وينتج التبعثر والامتصاص للإشارة عن الأغصان والأوراق وتسمى الإشارة الناتجة بإشارة الخفوت وفي هذه الحالة يكون طول مسار التضعيف هو الفترة الفاصلة داخل مناطق فرينل الأولى المتشابكة بالأشجار ولأجل المناطق التي يسيطر عليها التظليل ويعتمد التضعيف بشكل أولي على طول المسار خلال الفضاء وعلى كثافة الأوراق والأغصان في منطقة فرينل على طول مسار (L.O.S) ويتضح من الشكل (4-2)

الشكل (4-2) يبين سيناريو التظليل لأجل قيمتين لزوايا الارتفاع

أنه يمكن التقليل من تضعيف الإشارة وذلك بزيادة زاوية الارتفاع وبالتالي الإنقاص من التظليل وخاصة إنقاص مسار الإشارة من خلال قمم الأشجار ويمكن أن يكون سبب التظليل أيضاً الأبنية وكل المنشآت التي هي من صنع الإنسان حول العربة في بيئة ما ضمن الضواحي. ويعود تأثير التضعيف الناتج عن التظليل للحدود الطويلة (متوسط الاستطاعة) للخفوت وضمن الإحصاءات للمركبة المباشرة للإشارة المستقبلية والخاصة لتوزيعة اللوغارتم الطبيعي (Lognormal Distribution) كالتالي:

$$(2-36) P(z) = \frac{1}{sz\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{(\ln z - m)^2}{2s^2}\right]$$

حيث تكون z غلاف إشارة الخفوت للمركبة المباشرة وتكون m , s المتوسط والانحراف المعياري ل $\ln z$ على التوالي.

2-6 نماذج التوزيعات الإحصائية :

Probability Distribution Models

تتوافق النماذج المطورة لشروط بيئية مختلفة حيث يوجد خفوت للمركبة المباشرة والمركبة متعددة المسارات ويمكن أن توجد المركبة متعددة المسارات فقط وتحت شروط عدم وجود التظليل وأنعدام وجود المركبة المباشرة وتصنف المناطق البيئية عالمياً للنماذج التالية (مدنية - ريفية (ضواحي) - مفتوحة)

Urban Areas : المناطق المدنية

تتميز هذه المناطق بحجب كامل للمركبة المباشرة وتنتج الإشارة المستقبلية من التشتت والتبعثر عن الأبنية العالية والمنشآت حول العربة ويلتقط هوائي العربة مجموعة أمواج ذات مطالات وأطوار عشوائية مختلفة ووجد أن غلاف الإشارة المستقبلية يملك توزيعة رايلي بينما يملك الطور توزيعة منتظمة في المجال من الصفر وحتى 2π .

Suburban Areas

المناطق الريفية (الضواحي)

تتألف البيئة الراديوية من قرية أو طريق سريع مع بيوت مبعثرة وأشجار والتي تحجب جزئياً مسار المركبة المباشرة والحجب هو تضعيف متغير للإشارة حيث تملك توزيعاً اللوغارتم الطبيعي وتنتج الإشارة الكلية المستقبلية عن مجموع مركبة الحجب التي تملك توزيعاً اللوغارتم الطبيعي والمركبة التي تملك توزيعاً رابلي.

المناطق المفتوحة Open Areas

في هذه المنطقة لا تواجه المركبة المباشرة أية عقبات معتبرة كما هو الحال في المزارع والحقول الواسعة ويمكن اعتبار المركبة المباشرة ثابتة حيث تضاف إلى مركبة الانتشار لتشكل غلاف الإشارة المستقبلية والتي تملك توزيعاً ريسان Rician وتصف نماذج التوزيعات الاحتمالية تأثير انتشار القناة على الإشارة المستقبلية عندما تكون المحطة المتحركة موجودة في أحد الظروف البيئية السابقة. وعلى كل حال لا تؤخذ بالحسبان الحالات عندما تعبر العربة من بيئة لأخرى والتي يمكن أن تسبب بعض الأخطاء ومع ذلك تظهر أهمية هذه النماذج بقدرتها على ملائمة بارامترات التوزيعات للقياسات الحقيقية. وهذه البارامترات هي الانحراف المعياري والمتوسط ونسبة استطاعة المركبة المباشرة لاستطاعة المركبة المتعددة المسارات. وتعتبر زاوية ارتفاع الهوائي للمستقبل كبارامتر مؤثراً بشكل كبير على عملية الخفوت.

2-6-1 النموذج الإحصائي للو : Loo,S Statical Model

طور العالم لو النموذج الإحصائي لمميزات الانتشار بين السائل والمحطة الأرضية المتحركة معتمداً على توابع كثافة الاحتمال للانتشار والتظليل وتعدد المسارات ويفترض لو:

أ - الجهد المستقبل والموافق لاستطاعة التبعثر والانتشار له توزيعاً رابلي.

- بـ - تغيرات الجهد الموافق للتظليل للمركبة المباشرة L.O.S لها توزيعه اللوغارتم الطبيعي.
- تـ - ويفترض أن الأجزاءات للوغارتم الطبيعي ولرايلي هي مترابطة. كما التضعيف بواسطة الأشجار (التظليل) والمسببة لكل من التبعر والامتصاص ويكون التأثير الكلي للقناة ناتجاً عن تراكب الظاهرتين ، مثلاً يعطى غلاف الإشارة المتقبلة r بمجموع التوزيعه اللوغارتمية بطور عشوائي وتوزيعه رايلي بطور عشوائي من الشكل:

$$r \exp(j\theta) = z \exp(j\Phi_0) + w \exp(j\Phi); \quad z, w > 0 \quad (2-37)$$

حيث تكون الأطوار Φ_0 و Φ لها توزيعه منتظمة بين 0 و 2π ويكون ل z توزيعه لوغارتمية والموافق للتظليل و w تملك توزيعه رايلي والتي تمثل تأثير تعدد المسارات وإذا كانت المركبة المباشرة L.O.S ثابتة وتابع كثافة الاحتمال المشروط لرايزيان (pdf) لأجل غلاف الإشارة الناتجة وله الشكل:

$$(2-38) \quad p(r/z) = \frac{r}{b_0} \exp\left[-\frac{r^2 + z^2}{2b_0}\right] I_0\left(\frac{rz}{b_0}\right)$$

وتمثل b_0 متوسط استطاعة التبعر لتعدد المسارات وتكون I_0 () تابع ببسيل (Bessel) المعدل من المرتبة صفر ويعطى الاحتمال الكلي $p(r)$ كالتالي:

$$(2-39) \quad p(r) = \int_0^\infty p(r, z) dz = \int_0^\infty p(r/z) p(z) dz$$

وبتعويض علاقة $p(r/z)$ في العلاقة (2-39) نحصل على:

$$(2-40) \quad p(r) = \frac{r}{b_0} \int_0^\infty \exp\left[-\frac{r^2 + z^2}{2b_0}\right] I_0\left(\frac{rz}{b_0}\right) p(z) dz$$

ويكون تابع كثافة الاحتمال لمتغير عشوائي z له توزيعه لوغارتمية كالتالي:

$$(2-41) \quad p(z) = \frac{1}{b_0 \sqrt{2\pi d_0}} \exp\left[-\frac{(\ln z - \mu)^2}{2d_0}\right]$$

حيث تكون $\sqrt{d_0}$ و μ الانحراف المعياري والمتوسط ل $\ln z$ على التوالي وبالتالي يمكن أن نكتب المعادلة (2-40) بالشكل التالي:

$$p(r) = \frac{r}{b_0 \sqrt{2\pi d_0}} \int_0^\infty \frac{1}{z} \exp\left[-\frac{(\ln z - \mu)^2}{2d_0} - \frac{r^2 + z^2}{2b_0}\right] I_0\left(\frac{rz}{b_0}\right) dz \quad (2-42)$$

ففي المناطق حيث تكون جهود الإشارة أكبر من الانحراف المعياري لإجرائي رايلي $\sqrt{b_0}$ يملك تابع الكثافة التوزيعية اللوغارتمية بينما في المناطق حيث تكون الإشارة أصغر ، تكون التوزيعية رايلي تقريباً و pdf نستطيع تبسيطها في كلا الحالتين لتأخذ الشكل:

$$(2-43) \quad p(r) \cong \frac{1}{r \sqrt{2\pi d_0}} \exp\left[-\frac{(\ln r - \mu)^2}{2d_0}\right] \quad \text{for } r \gg \sqrt{b_0}$$

$$(2-44) \quad p(r) \cong \frac{r}{b_0} \exp\left[-\frac{r^2}{2b_0}\right] \quad \text{for } r \ll \sqrt{b_0}$$

ويكون احتمال الجهد المستقبل أقل أو يساوي المستوى المحدد R وبالتالي:

$$(2-45) \quad p(r < R) = \int_0^R p(r) dr$$

معدل تقاطع المستوى ومتوسط فترة الخفوت :

Level Crossing Rate And Average Fade Duration

يصف لو (LOO) في هذا النموذج الديناميكية لإجرائي الخفوت باشتقاق معادلات تقاطع المستوى LCR ومتوسط مدة بقاء الخفوت AFD للإشارة المستقبلية الموافقة للتأثير المشترك للتظليل وتعدد المسارات ويفترض أن كلاً من توزيعات اللوغارتم وريسيان لغلaf الإشارة المستقبلية ومعدل تغيره يكون مستقلاً إحصائياً ويكون معدل تغير غلاف الإشارة تحت ظروف الخفوت له توزيع غاوسية وتستخدم لتحديد معدل تقاطع المستوى ومتوسط فترة بقاء الخفوت

للإشارة المستقبلية. ويفترض لو LOO بارامترات أخرى للنموذج وهي عامل الترابط ρ بين معدل التغير للغلاف الموافق لتأثير التظليل وتعدد المسارات ويتراوح مجاله بين (0.5-0.9) وتكون عبارة LCR منسوبة لإزاحة تردد دوبلر الأعظمي f_m للحصول على نتائج بشكل مستقل عن سرعة العربة وتعطى كالتالي:

$$LCR_n = \frac{LCR}{f_m} \sqrt{2\pi(1-\rho^2)} b_0 \frac{(b_0 + 2\rho\sqrt{b_0 d_0} + d_0)^{\frac{1}{2}}}{b_0(1-\rho^2) + 4\rho\sqrt{b_0 d_0}} p(r) \quad (2-46)$$

ونحصل على ADF من LCR_n بالعلاقة التالية:

$$(2-47) \quad ADF = \frac{1}{LCR_n} \int_0^R p(r) dr$$

وتعطى الكثافة الاحتمالية لطور الإشارة المستقبلية ϕ والمتعرض لإضافة تأثير التظليل وتعدد المسارات بتقريب غاوسي بالشكل:

$$(2-48) \quad p(\phi) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{(\phi - m)^2}{2\sigma^2}\right]$$

2-6-2 نموذج التظليل الكلي :

Total Shadowing Model

نموذج آخر إحصائي يصف قناة الانتشار في وصلة الساتل والمحطة الأرضية المتحركة هو نموذج التظليل الكلي المطور من قبل لوتز (LUTZ) ويستخدم هذا النموذج توابع التوزيعات الاحتمالية نفسها التي استخدمها لو LOO وهي توزيعات رايلي وريسيان واللوغارتم الطبيعي والتي تعتمد على ملائمة المنحني للمعطيات المقاسة لأجل الحصول على بارامترات النموذج المطلوب على كل حال الفرق الأساسي بين النموذجين هو طريقة التوزيعات المخصصة لظاهري الانتشار المسيطرة وهما التظليل وتعدد المسارات.

ويكون جهد تعدد المسارات في نموذج لو له توزيعه رايلي بشدة ثابتة ومجتمع مع توزيعه اللوغارتم الطبيعي لجهد الإشارة المباشر للتظليل ومن جهة ثانية يعتبر لوتز وجود اثنين من السيناريوهات المميزة لوصلة الانتشار هما التظليل واللاتظليل وحالات النموذج التي بحالة المركبات المباشرة لحالة اللاتظليل وتكون إشارة تعدد المسارات متراكبة على إشارة السائل المباشرة ويملك مطال إشارة استقبال الكلية توزيعه ريسان والاستطاعة اللحظية المستقبلية S تخضع لكثافة احتمال رايزيان حيث:

$$(2-49) \text{Price}(S) = K \exp[-K(S+1)] I_0(2K\sqrt{S})$$

حيث يكون K نسبة استطاعة مركبة الإشارة المباشرة للمركبة متعددة المسارات (عامل ريسان) ويكون $K_{dB} = 10 \log_{10} \frac{c^2}{2\sigma^2}$ حيث c هي مطال المركبة المباشرة و σ^2 متوسط استطاعة التبعر للمركبة متعددة المسارات ويكون I_0 تابع بيسيل المعدل ذا المرتبة الصفرية. إذا استطاعة الإشارة المباشرة هي منسوبة للواحدية ومتوسط الاستطاعة الكلية المستقبلية تحت شروط اللاتظليل هي:

$$(2-50) E\{S\} = 1 + \frac{1}{K}$$

وفي الحالة الثانية للقناة عندما يكون التظليل موجوداً يفترض لوتز عدم وجود مسار للإشارة المباشرة ويملك الخفوت المتعدد المسارات توزيعه رايلي مع متوسط استطاعة مستقبلية S_0 وتكون:

$$(2-51) \text{Prayl}(S/S_0) = \frac{1}{S_0} \exp\left(-\frac{S}{S_0}\right)$$

ونتائج اجرائيات التظليل الخفيف (البطيء) بتوزيعه اللوغارتم للحد القصير (الاستطاعة اللحظية) ومتوسط استطاعة الاستقبال S_0 لها الشكل:

$$p_{LN}(S_0) = \frac{10}{\sigma \sqrt{2\pi} \ln 10} \frac{1}{S_0} \exp\left[-\frac{(10 \log S_0 - \mu)^2}{2\sigma^2}\right] \quad (2-52)$$

حيث يكون μ متوسط مستوى الاستطاعة المتناقصة (بالديسيبل) وتكون σ^2 التباين لمستوى الاستطاعة تحت التظليل والابارامتر الإضافي المهم في هذا النموذج هو زمن المشاركة للتظليل A الذي يتيح توزيعتين احتماليتين مشار إليهما بالمعادلتين (2-51) و (2-52) وليكونا بخصائص مجتمعة ويصبح تابع كثافة الاحتمال الناتج كما يلي:

$$p(S) = (1 - A)p_{\text{rice}}(S) + A \int_0^{\infty} p_{\text{rayl}}(S/S_0) p_{LN}(S_0) dS_0 \quad (2-53)$$

وعندما تنسب استطاعة وصلة اللاخفوت للواحدية يكون متوسط استطاعة الاستقبال كما يلي:

$$(2-54) E\{S\} = (1 - A) \left(1 + \frac{1}{K}\right) + A 10^{\left(\ln 10 \frac{(0.1\sigma)^2}{2} + \frac{\mu}{10}\right)}$$

وتكون البارامترات A , K , σ محصولاً عليهما من منحني الملائمة للنموذج الإحصائي للمعطيات المسجلة. ويفترض هنا لوتز أن إجرائيان الخفوت تحول بين خفوت ريسان الممثل للمناطق غير المظلمة مع استطاعة عالية لإشارة الاستقبال (حالة القناة جيدة) وخفوت رايلي / اللوغارتم الممثل للمناطق المظلمة مع استطاعة منخفضة للإشارة المستقبلية (حالة القناة سيئة).

وبمشاهدة مميزات إجرائيان التحويل بين حالات القناة المظلمة وغير المظلمة نستطيع تقريبها بنموذج ماركوف ذي الحالاتين. كما وجد أن البارامتر A وهو زمن المشاركة للتظليل يعتمد على الانتشار متعدد المسارات وهذا يتعارض مع الافتراض الأساسي لتأثير المسارات المتعددة والتظليل وتكون غير متداخلة وهنا

يبدو النموذج غير كامل لتقديم التفسيرات الصحيحة لسيناريوهات التظليل الفعلية بالرغم من أن هناك تلاؤماً جيداً مع القياسات التجريبية.

2-6-3 نموذج التظليل اللوغارتمي :

Lognormal Shadowing Model

طبقاً لهذا النموذج في حالة اللاتظليل تتضمن الإشارة المستقبلية مجموعاً من الثابت والمركبة المباشرة ومركبة توزيعية رايلي للتبعثر المتعدد المسارات الناتجة في غلاف جهد ريسيان واستقبال الإشارة المظلمة عند مستقبل المحطة المتحركة وتكون مكونة من مركبتين هما المركبة المباشرة للتظليل ولها توزيعية لوغارتمية ومركبة الانتشار ولها توزيعية رايلي وتملك نفس تابع الكثافة المشتق من قبل LOO كما اعتبر كل من بارتز و ستيتزمان BARTS and STUTZMAN أن الإشارة المباشرة للتظليل الناتج عن النباتات فقط هي سبب التظليل وهكذا تعتبر المركبة المباشرة فقط مظلمة عندما تعبر العربة من خلال النباتات على جانبي الطريق وبالتالي ينتج كل من التضعيف والتبعثر. وستضمن الاعتبارات النموذجية لمسار المحطة المتحركة كلاً من شروط الانتشار المظلل وغير المظلل وفي بعض الاتحادات تعرف بجزء من التظليل A وتوصف إحصائيات المسار الممتزج بالشكل التالي:

$$(2-55) \quad C(F) = C_S(F)A + C_u(F)(1 - A)$$

حيث تكون $C(F)$ التوزيعية الكلية لأجل المسار الممتزج بين المسار المظلل وغير المظلل ويكون $C_S(F)$ جزءاً من الزمن للإشارة ذات الخفوت أكبر من (dB) عندما لا توجد ظلال و طورت المعادلات لأجل $C_u(F)$, $C_S(F)$ باستخدام القياسات التجريبية للمعطيات وتعطى بالعلاقات التالية:

$$(2-56) \quad C_u(F) = \exp\left[-\frac{F + U_1}{U_2}\right]$$

$$(2-57) C_S(F) = \left(\frac{50-F}{V_1}\right)^{V_2}$$

حيث:

$$U_1 = 0.01K^2 - 0.378K + 3.98 \quad (2-58)$$

$$U_2 = 331.35K^{-2.29} \quad (2-59)$$

$$(2-60) V_1 = -0.275\bar{K} + 0.723\mu + 0.336\sigma + 56.979$$

$$(2-61) V_2 = [-0.006\bar{K} - 0.008\mu + 0.013\sigma + 0.121]^{-1}$$

حيث $\bar{K} = (dB)$ الحامل بغير خفوت لرايلي منسوباً لتعدد المسارات

$\mu = (dB)$ متوسط اللوغارتم

$\sigma = (dB)$ الانحراف المعياري للوغارتم

وطور النموذج من قبل بارتز وستيتزمان وكان مبيناً لملائمة توزيع المعطيات المقاسة حيث بارامترات النموذج مشتقة بالإضافة لذلك قدمت الحسابات المطلوبة للحصول على التوزيع الكلية للإشارة المستقبلية وتكون نسبياً مخفضة ومباشرة.

2-6-4 نماذج الانتقال لماركوف :

Markov Transition Models

يخضع غلاف الإشارة المستقبلية في مناطق المدن للخفوت مع توزيع رايلي الإحصائية وتملك الأطوار المستقبلية كثافة احتمال منتظمة في المجال $(0-2\pi)$ ومن جهة أخرى وفي المناطق المفتوحة حيث تكون المركبة المباشرة غير مظلة بالأشجار على جانبي الطريق أو أية عوائق أخرى. وبملك غلاف الإشارة المستقبلية توزيع ريسان الموافقة للمركبة متعددة المسارات لرايلي والتشويه للموجة المباشرة الحرة ويستخدم عامل ريسان K الذي يشير لنسبة الاستطاعة بين المركبة المباشرة والمركبة متعددة المسارات وتصف إحصائيات الطور خفوت ريسان كما يلي:

$$p(\phi) = \frac{e^{-K}}{2\pi} + \frac{\sqrt{K} \cos \phi e^{-K \sin^2 \phi}}{2\sqrt{2\pi}} [2 - \operatorname{erfc}(\sqrt{K \cos \phi})] \quad (2-62)$$

حيث يكون erfc تابع الخطأ المتمم ويعطى بالعلاقة

$$(2-63) \operatorname{erfc}(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_\phi} \exp\left[-\frac{(\phi - m_\phi)^2}{2\sigma_\phi^2}\right]$$

وتكون الطرقات محاطة بالأشجار والبيوت والأبنية الصغيرة لأجل المناطق الريفية والضواحي وتكون الإشارة للمركبة المباشرة خاضعة للتظليل نتيجة هذه العوائق التي تحيط بالمحطة المتحركة. ويتغير تضعيف الإشارة المباشرة الناتجة كلما تحركت العربة على طول الطريق طبقاً للتوزيع الإحصائية اللوغارتمية وكثافة الاحتمال لطور الإشارة المباشرة المستقبلية ويمكن أن يقرب لتوزيع غاوسيان كما يلي:

$$(2-64) p(\phi) = \frac{1}{\sigma_\phi \sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{(\phi - m_\phi)^2}{2\sigma_\phi^2}\right]$$

حيث يكون m_ϕ , σ_ϕ المتوسط والانحراف المعياري لطور الإشارة المستقبلية على التوالي. ولأجل المناطق الشاسعة جداً حيث يوجد تغير في الظروف البيئية خلال مسار العربة فالميزة الإحصائية لتغير الإشارة المستقبلية وهنا لا تكون أكبر من الموصوف بالنماذج مع بارامترات ثابتة. وهكذا تكون القناة منمذجة بنموذج ماركوف بالحالة النهائية حيث تقسم المناطق إلى M منطقة مع خصائص ثابتة للبيئة وتكون كل من هذه المناطق M منمذجة بواحد من النماذج الثلاثة إما لرايلي أو ريسان أو التظليل (اللوغارتم الطبيعي) وتكون إجراءات التبديل في الحالات M المختلفة موصوفة بمصفوفة احتمال الانتقال.

2-7 محاكاة قناة الاتصال بين الساتل والمحطة المتحركة :

Mobile Satellite Channel Simulation

يجب تحقيق نموذج حاسوبي مناسب لأجل أغراض المحاكاة ولمحاكاة التوزيعات الإحصائية للإشارة المطلوبة واهم المزايا التي تقدمها المحاكاة هي:

- 1 - تتيح المحاكاة تقدير الأداء للنظم المقترحة قبل وضعها تحت ظروف التشغيل الحقيقية.
- 2 - نستطيع في المحاكاة الحفاظ على دقة تحكم أفضل للنظام أكثر من النظام الذي يعمل في شروط حقيقية.
- 3 - لا نستطيع وصف النظم الأكثر تعقيداً بنموذج رياضي لذلك يمكن استخدام المحاكاة لتقدير أداء هذه النظم.

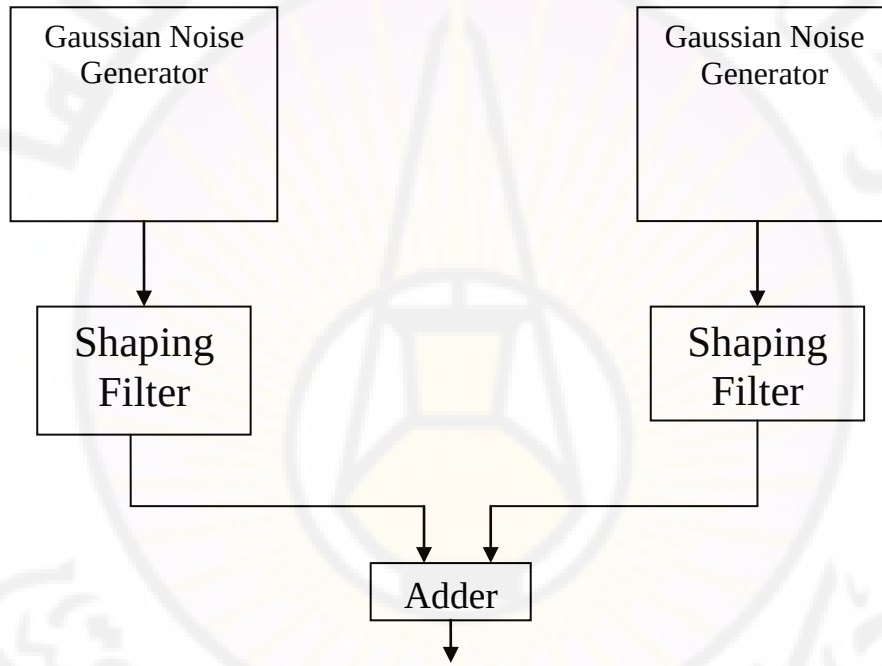
2-7-1 نموذج لمحاكاة ظاهرة تعدد المسارات لرايلي :

تكون الأساسيات لبناء محاكاة لقناة الانتشار بين الساتل والمحطة المتحركة هي توليد إجراءات عشوائية لرايلي تميز ظاهرة تعدد المسارات والتي تسبب خفوت الإشارة ويكون النموذج الحاسوبي لمحاكاة تأثير تعدد المسارات مؤسس على المعالجة البارعة للإجراءات العشوائية لضجيج غاوسيان الأبيض وتكون الإجراءات العشوائية الغاوسية مقربة بمجموع إشارات جيبيه لها زوايا طوريه عشوائية وتكون الطبيعة الإحصائية لظاهرة تعدد المسارات منمذجة كعمليات (إجراءات) عشوائية غاوسية بمجال ضيق وتملك غلافاً له توزيعاً احتمالي لرايلي وتكون إحدى الطرق لتحقيق غلاف بخفوت لرايلي هي تقنية النموذج المتعامد كما في الشكل (2-5) ونوضح في هذا الشكل منبعي ضجيج غاوسي بمتوسط صفري وتباين واحد وتتبع المولدات الغاوسية بمرشحات SHAPING والتي تملك استجابة (معاملات) تعتمد على نموذج الإشعاع للهوائي. وتعطى العبارة الممثلة للعمليات العشوائية الغاوسية كالتالي:

$$(2-65) a(t) == \text{Re} \sum_{k=-N/2}^{N/2} V_k \exp[j2\pi(f_c + kf_0)t + j\lambda k]$$

حيث تكون V_k مطال الإشارة الجيبية و λ_k زاوية الطور العشوائي بتوزيعة منتظمة بين 0 و 2π و N عدد الإشارات الجيبية و $f_c + kf_0$ تردد الإشارات الجيبية ويمكن أن نكتب المعادلة (2-65) بصيغة متعامدة كالتالي:

$$a(t) = \text{Re}\{[a_c(t) + ja_s(t)]\exp[j2\pi f_c t]\} \quad (2-66)$$



$r(t)$

غلاف إشارة خفوت

رايلي

الشكل (5-2) يبين نموذج لتوليد خفوت رايلي

حيث

$$a_c(t) = \text{Re} \sum_{k=-N/2}^{N/2} V_k \exp[j(2\pi k f_0 t + \lambda_k)] \quad (2-67-a)$$

$$(2-67-b) a_s(t) = \text{Im} \sum_{k=-N/2}^{N/2} V_k \exp[j(2\pi k f_0 t + \lambda k)]$$

وبتعريف الغلاف r للعمليات العشوائيتين الغاوسيتين بمجال ضيق يملك
توزيعة رايلي وطورها $\emptyset$ منتظم لذلك يمكن أن تولد كلاً من المطال r و الطور
 $\emptyset$ لإجرائية تعدد المسارات كالتالي:

$$(2-68) r(t) = \sqrt{a_c^2(t) + a_s^2(t)}$$

$$(2-69) \phi(t) = \tan^{-1}\left(\frac{a_s(t)}{a_c(t)}\right)$$

2-7-2 التحقق الرياضي لنموذج رايلي :

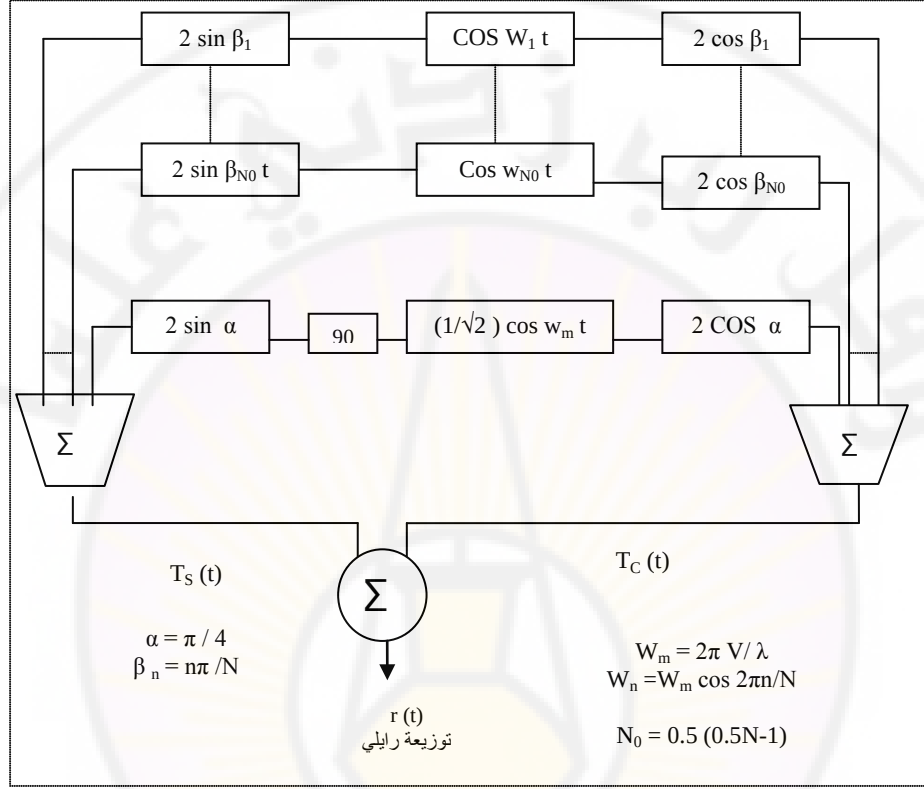
يبين الشكل (2-6) نموذج محاكاة لأجل توليد غلاف الإشارة المستقبلية
بتوزيعة رايلي.

يكون الحقل المستقبل $E(t)$ عند هوائي المحطة المتحركة فمثلاً بترابك
الموجات المستوية كالتالي:

$$(2-70) E(t) = \text{Re}[X(t)e^{j\omega_c t}]$$

حيث:

$$(2-71) X(t) = E_0 \sum_{n=1}^N c_n e^{j(\omega_m t \cos \alpha + \phi_n)}$$



الشكل (2-6) يبين نموذج محاكاة لأجل توليد غلاف الإشارة المستقبل بتوزيع رايلى حيث E_0 قيمة ثابتة و $w_m = 2\pi f_m$ الإزاحة الترددية لدوبلر و α_n الزاوية لمركبة الموجة n_{th} الواصلة في المستوي الأفقي و ϕ_n الإزاحة الطورية ويعطى المطال c_n للموجة n_{th} كالتالي

$$(2-72) c_n^2 = p(\alpha_n) d\alpha = \frac{1}{2\pi} d\alpha$$

ونفترض أن زوايا الورد لها توزيع منتظمة حيث $d\alpha = 2\pi/N$ ومن ثم:

$$(2-73) c_n^2 = \frac{1}{N}$$

$$(2-74) \quad \alpha_n = \frac{2\pi m}{N}$$

حيث $n = 1, 2, 3, \dots, N$ فإذا كان $N/2$ عدداً فردياً فيمكن كتابة المعادلة (2-71) كالتالي:

$$X(t) = \frac{E_0}{\sqrt{N}} \left\{ \sum_{n=1}^{\frac{N}{2}-1} [e^{j(w_m t \cos \alpha_n + \phi_n)} + e^{-j(w_m t \cos \alpha_n + \phi_n)}] + e^{j(w_m t + \phi_N)} + e^{-j(w_m t + \phi_{-N})} \right\} \quad (2-75)$$

ويمثل في المعادلة (2-75) الحد الأول في المجموع الأمواج مع الإزاحة الدوبلرية في المجال من $+w_m \cos(2\pi/N)$ وحتى $-w_m \cos(2\pi/N)$ لأجل القيم n بين 1 و $N/2 - 1$ بينما الحد الثاني في المجموع يتضمن الإزاحة الدوبلرية من $-w_m \cos(2\pi/N)$ وحتى $+w_m \cos(2\pi/N)$ ويمثل الحد الثالث والرابع الموجات التي تملك إزاحة دوبلرية أعظمية وهكذا في الحدين الأولين تكون الترددات متداخلة ومن المناسب أن تمثل فقط الترددات غير المتداخلة كالتالي:

$$X(t) = \frac{E_0}{\sqrt{N}} \left\{ \sqrt{2} \sum_{n=1}^{N_0} [e^{j(w_m t \cos \alpha_n + \phi_n)} + e^{-j(w_m t \cos \alpha_n + \phi_n)}] + e^{j(w_m t + \phi_N)} + e^{-j(w_m t + \phi_{-N})} \right\} \quad (2-76)$$

حيث:

$$N_0 = 1/2 (N/2 - 1) \quad (2-77)$$

ويضاف العامل $\sqrt{2}$ لتعويض الاستطاعة المفقودة بسبب المركبات الترددية المتطابقة وإذا كانت N كبيرة بشكل كاف فيمكن بواسطة نظرية تحديد المراكز أن نعتبر $X(t)$ إجراءات غاوسية عقدية ونعبر عنها كالتالي:

$$X(t) = X_c(t) + j X_s(t) \quad (2-78)$$

في هذه الحالة يمكن تصنيف الغلاف لمركبتين غاوسيتين متعامدتين
 $X_s(t)$, $X_c(t)$ بتوزيعة رايلي لأجل $N \geq 6$ والقيم المقبولة ل N لإنتاج طيف
 إشارة الخفوت وهي 34 وهنا عدد مركبات التردد التي نحتاجها لتوليد إشارة
 الخفوت رايلي هي: $N_0 = 8$.

3-7-2 محاكاة قناة ريسان : Simulation Of Rician Channel

تمثل الإشارة المستقبلية في المناطق المفتوحة كترابك من توزيعة رايلي للمركبة
 متعددة المسارات مضافاً إليها الغلاف الثابت للمركبة المباشرة وتضبط
 الاستطاعة للمركبة المباشرة لمحاكاة ريسان مع عامل ريسان المطلوب K
 ويعطى بالعلاقة التالية:

$$K = \frac{A_c^2}{2\sigma^2} \quad (2-79)$$

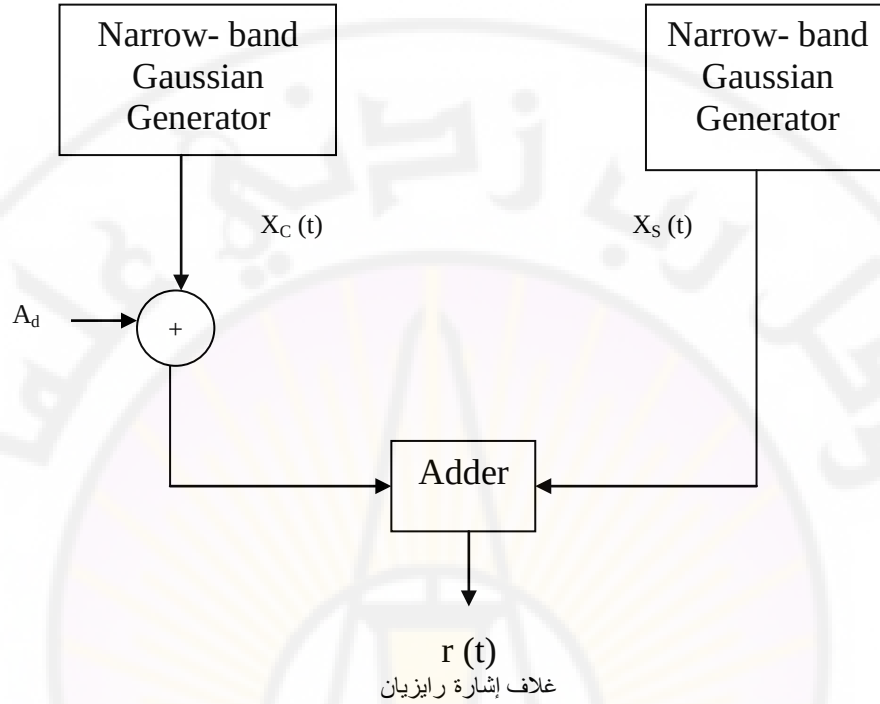
حيث تكون A_c المطال الثابت للمركبة المباشرة و σ^2 استطاعة المركبة
 المنتشرة (تعدد المسارات) وتكون قيمة K مرتبطة بنموذج البيئة وزاوية
 الارتفاع للهوائي. وتكون مركبة تعدد المسارات لها توزيعة رايلي مولدة بمجموعة
 إجراءات غاوسية $X_s(t)$, $X_c(t)$ وتملك استطاعة $\frac{A_c^2}{2}$ وتضاف المركبتان
 مع بعضهما كما في الشكل (2-7)

ويمكن كتابة العلاقة التي تعبر عن توزيعة غلاف الإشارة كما يلي:

$$r(t) = \sqrt{[A_c + X_c(t)]^2 + [X_s(t)]^2} \quad (2-80)$$

وتملك طور يعطى ب:

$$\phi(t) = \tan^{-1} \left[\frac{X_s(t)}{A_c(t) + X_c(t)} \right] \quad (2-81)$$



الشكل (7-2) يبين نموذج محاكاة لأجل توليد غلاف الإشارة المستقبلية بتوزيع ريسان

4-7-2 محاكاة قناة التظليل اللوغارتمية :

Simulation Of Lognormally Shadowed Channel

تتم محاكاة قناة الانتشار المظلمة بين الساتل والمحطة الأرضية المتحركة بتوليد إجراءات رايلي لتمثيل المركبة متعددة المسارات والإجراءات اللوغارتمية لتمثيل المركبة المباشرة المظلمة وحيث تضاف الإجراءات لبعضهما البعض لذلك يكون نموذج القناة معطى باتحاد نموذجي اللوغارتم ورايلي ويتم محاكاة التوزيع اللوغارتمية بالاعتماد على توليد إجراءات عشوائية غاوسية بمجال ضيق حيث يكون تأثير عرض مجال الخفوت متضمناً في النموذج ويمكن أن يعطى النموذج اللوغارتمي كالتالي:

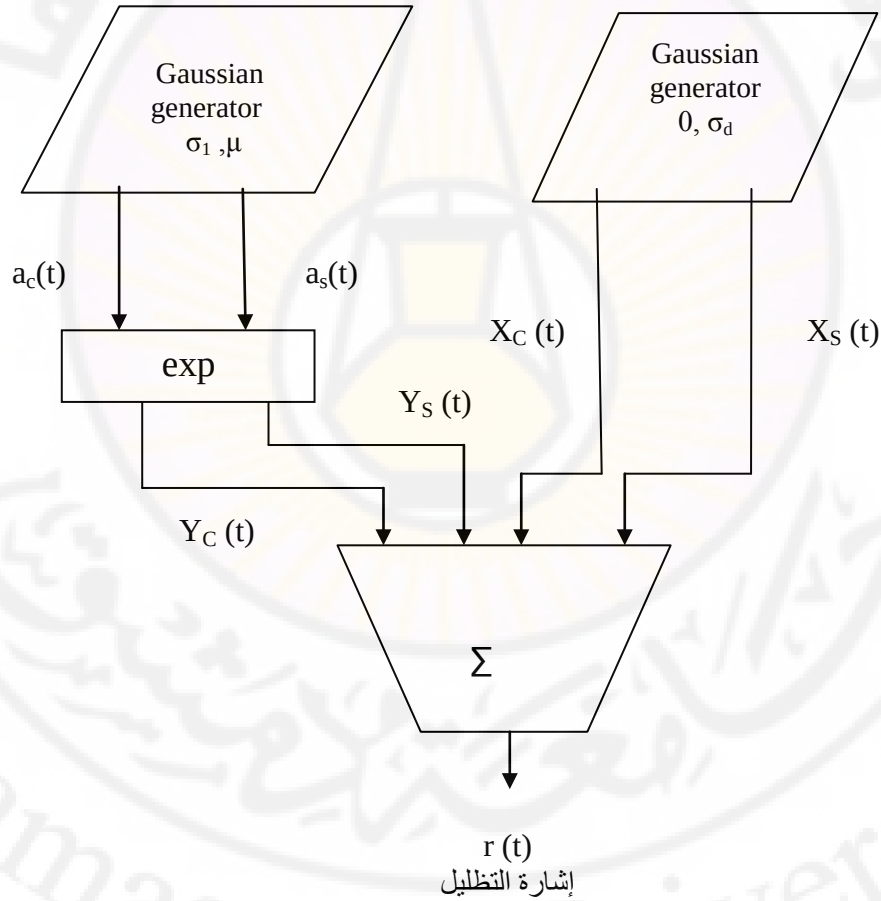
$$(2-82) A(t) = \exp[\mu + \sigma_1 a_c(t) + j \sigma_1 a_s(t)]$$

حيث تكون μ المتوسط و σ_1 الانحراف المعياري ويمكن كتابة المعادلة (2-82) كالتالي:

$$A(t) = \exp[\mu + \sigma_1 a_c(t)] \cdot [\cos(\sigma_1 a_s(t)) + j \sin(\sigma_1 a_s(t))] \quad (2-83)$$

$$A(t) = Y_c(t) + j Y_s(t) \quad \text{أو}$$

حيث تكون σ_1^2 التباين لإجرائيات غاوسية والتي تملك استطاعة σ_s^2 ويبين الشكل (8-2) محاكاة قناة التظليل بين السائل والمحطة الأرضية المتحركة.



الشكل (8-2) يبين نموذج محاكاة لأجل توليد غلاف الإشارة المستقبلية المظلمة بتوزيع اللوغارتم الطبيعي.

ويعطى غلاف الإشارة $r(t)$ كما يلي:

$$(2-84) \quad r(t) = \sqrt{[X_c(t) + Y_c(t)]^2 + [X_s(t) + Y_s(t)]^2}$$

وطور الإشارة كما يلي:

$$(2-85) \quad \phi(t) = \tan^{-1} \left(\frac{X_s(t) + Y_s(t)}{X_c(t) + Y_c(t)} \right)$$

ونختار بارامترات التباين والمتوسط لتطابق القياسات النموذجية للقناة المظلمة بين السائل والمحطة الأرضية المتحركة.

2-8- التوزيعات الإحصائية الخاصة بالاتصالات المتحركة :

Statistical Distributions Related To Mobile Communication

يصف التوزيع الإحصائي الذي يصف الانتشار بين مستقبل المحطات الأرضية المتحركة والسائل إلى توزيع رايلي وتوزع ريسان بسبب الانتشار المتعدد المسارات وأيضاً توزع اللوغارتم بسبب تعاقب المعوقات . فإذا كانت تشكيلة المعوقات (النواثر) موزعة بشكل عشوائي ومنشرة بحيث تعطي توزعاً منتظماً للطور وإذا لم تكن بين الإشارات المنتثرة شارة مهيمنة فإن الموجة الناتجة عن هذه النواثر لها توزع رايلي.

2-8-1 توزع رايلي Rayleigh Distribution

لنعتبر أن الموجة الناتجة هي مجموعة الإشارات المنتثرة أي تكتب بالشكل التالي:

$$(2-86) \quad r = \text{Re}^{j\phi} = \sum_{k=1}^n A_k e^{j\theta_k}$$

حيث R غلاف الإشارة الناتجة و $\emptyset$ طور الإشارة الناتجة وله توزع منتظم وسيكون توزع الغلاف له تابع كثافة احتمال pdf كالتالي:

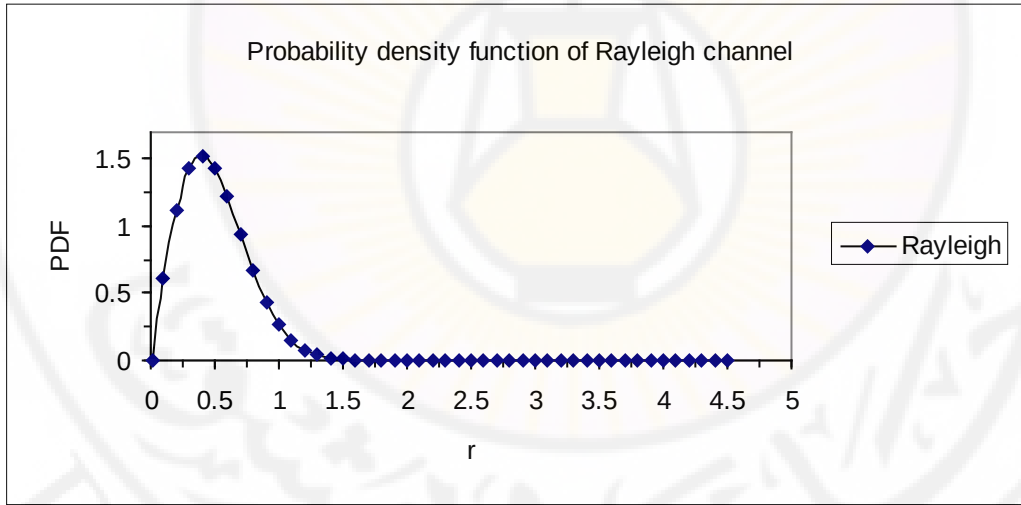
$$(2-87) \quad P_{ray}(r) = 2kr \exp\{-kr^2\} \quad r \geq 0$$

حيث $\sigma^2 = 0.158$ و $k = 1/\sigma^2$ هو الاستطاعة المتوسطة للإشارة المتعددة المسارات و r هو مطال غلاف الإشارة المستقبلية وإن احتمال أن لا يتجاوز الغلاف القيمة المحددة R يحسب بالتوزيع التراكمي كالتالي:

$$(2-88-a) \quad p(r \leq R) = \int_0^R p_{ray}(r) dr$$

$$(2-88-b) \quad p(r \leq R) = 1 - e^{-0.5KR^2}$$

وإن مركبة خفوت رايلي تسمى المركبة المنتشرة وتابع كثافة الاحتمال لتوزع رايلي ينتج من عدم وجود مركبة مباشرة في الإشارة. والشكل (9-2) يبين تابع كثافة الاحتمال pdf لقناة رايلي



الشكل (9-2) يبين تابع كثافة الاحتمال لقناة رايلي

2-8-2 توزيعة ريسان : Raician Distribution

لنعتبر حالة الإشارة المستقبلية هي الإشارة ذات المركبة المباشرة بالإضافة للمركبة المنتشرة:

$$(2-89) \quad r = \text{Re}^{j\phi} = c + \sum_k A_k e^{j\theta_k}$$

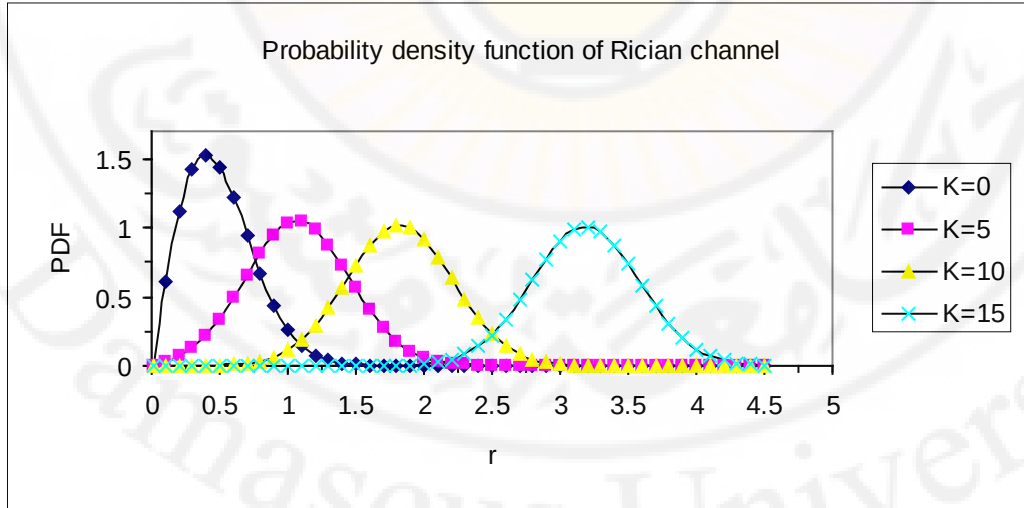
حيث c هو حقيقي وثابت ويمثل طويلة الإشارة المباشرة و إن تابع كثافة الاستطاعة لريسيان هو :

$$(2-90) \quad p_{\text{rice}}(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left\{-\frac{r^2 + c^2}{2\sigma^2}\right\} I_0\left(\frac{rc}{\sigma^2}\right) \quad r \geq 0$$

حيث I_0 (.) تابع بيسل المعدل من النوع الأول والدرجة صفر و σ^2 2 تعبر عن الاستطاعة المتوسطة المنتشرة الناتجة عن تعدد المسارات وتوصف توزيعه ريسيان غالباً في حدود البارامتر K والذي يعطى بالعلاقة:

$$(2-91) \quad K = 10 \log\left(\frac{c^2}{2\sigma^2}\right) \text{ dB}$$

وبين الشكل (2-10) تابع كثافة الاحتمال لقناة ريسيان ولأجل قيم مختلفة لعامل ريسيان K .



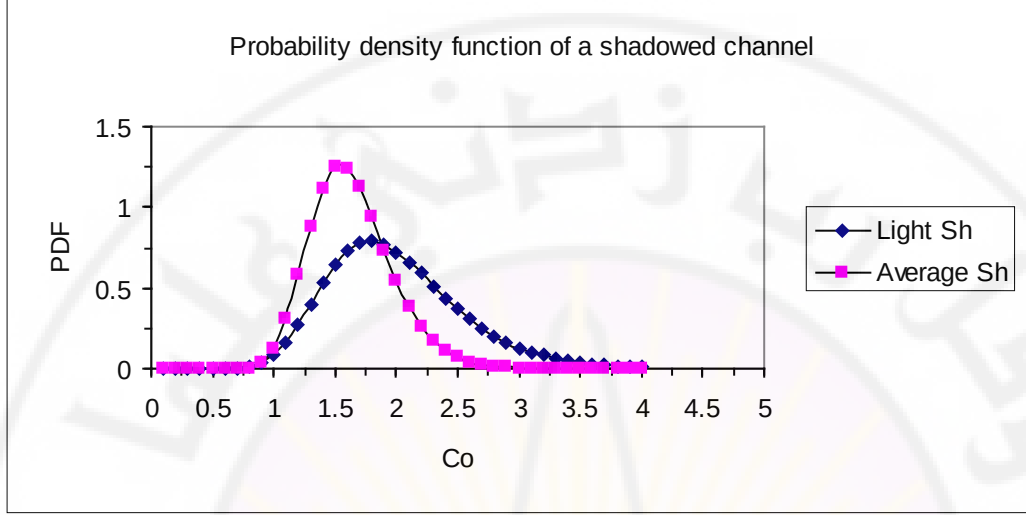
الشكل (2-10) يبين تابع كثافة الاحتمال لقناة ريسيان

3-8-2 توزيع اللوغارتم الطبيعي : Lognormal Distribution

لكي نلخص التوزيع اللوغارتم الطبيعي ، لنفرض أنه لدينا حقل من مرسل تلفزيوني بجانب الهوائي الداخلي الموجود داخل المنازل في المدن الكبيرة. إن الأمواج تأتي بطريقتين مختلفتين : الأولى مباشرة من المرسل وتنتشر من خلال الجدران والمعوقات الأخرى التي تقف في طريقه. وأما الثانية فهي من خلال انعكاسات وتشتتات من على أجسام أخرى كالأبنية والبيوت. ويمكن أن نستنتج التوزيع الاحتمالي للمركبة الأولى انطلاقاً من الاعتبارات الآتية: ستستخدم الموجة في المعيق فإذا كانت سماكة المعيق t_i فإن تخميده سيكون Δi ثابتاً فمن أجل n مخمد ستصبح طويلة الموجة المباشرة:

$$c_0 = \exp\left(-\sum_{i=1}^n t_i \Delta i\right) \quad (2-92)$$

ويبين الشكل (2-11) تابع كثافة الاحتمال لقناة التظليل لأجل درجات مختلفة للتظليل (التظليل الخفيف والمتوسط).



الشكل (2-11) يبين تابع كثافة الاحتمال لقناة التظليل

وإذا كانت n كبيرة فإن مجموع الحدود ستكون له توزيعة لوغارتم طبيعي

$$(2-93) \quad Z_0 = \ln c_0 = -\sum_{i=1}^n t_i \Delta i$$

وإذا كان Z_0 له متوسط μ وانحراف معياري σ وبالتالي فإن تابع الكثافة الاحتمالية سيكون:

$$(2-94) \quad p(Z_0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{(Z_0 - \mu)^2}{2\sigma^2}}$$

وبما أن :

$$(2-95) \quad p(c_0) = p(Z_0) \frac{dZ_0}{dc_0}$$

لنعوض $A = \ln c_0$ ومن أجل $A = 1$ وبالإصلاح نجد

$$(2-96) \quad p(C_0) = \frac{20 \log(e)}{C_0 \sigma \sqrt{2\pi}} \exp\left\{-\frac{(20 \log C_0 - \mu)^2}{2\sigma^2}\right\}$$

إن توزيع c_0 لوغاريتم طبيعي و μ القيمة المتوسطة للمتحول العشوائي و σ الانحراف المعياري للمتحول نفسه.



مصطلحات

A

Abscissa	إحداثي أفقي
Adaptive	متكيف
Adaptability	تكيفيه
Additive Noise	الضجيج الجمعي
Access	نفاذ
Acquisition	تحصيل
Accumulator	مراكم
AFC	تحكم ألي بالتردد
AGC	تحكم ألي بالريح
Algorithm	خوارزمية
Aliasing	تراكب الطيف
Amplitude	مطال
Analog	تمائلي
Antenna	هوائي
Antijamming	مقاومة التشويش
Arbitrary	اعتباطي
Array	صفييف
Assignment	تخصيص
Attenuation	تخامد
Autocorrelation Function	تابع الترابط الذاتي
Average Power	الاستطاعة المتوسطة
Average Value	القيمة المتوسطة

B

Band	مجال
Bandwidth	عرض مجال
Base-Band	مجال أساسي
Base Station	المحطة القاعدية
Binary	ثنائي
Bit	بت
Bit Error Rate	معدل خطأ البتات
Block	كتلة
Buffer	عازل - وسيط
Burst	رشقة
Burst error	خطأ رشقي

C

Capacity	سعة
Carrier	حامل
Cell	خلية
Cellular	خليوي
Channel	قناة
Chip	رقاقة، كسرة
Cluster	تجمع (عنقدة)، عنقود
Code	رمز
Coded	مرمز
Coding	ترميز
Coder	مرمز
Code Division Multiple Access (CDMA)	النفوذ المتعدد بالتقسيم بالرمز

Cochannel	تطابق القناة
Coefficient	معامل
Coherence	تماسك
Coherence band	مجال التماسك
Coherence band width	عرض مجال التماسك
Coherent	متماسك
Combiner	مجمع
Communications	اتصالات
Components	مركبات
Complex	عقدي
Conditional Probability	احتمال مشروط
Configuration	تشكيلة
Constellation	احتشاد، تجمع
Conversion	تحويل
Convolution	التفاف
Correlation	ارتباط
Coupler	رابط
Cross correlation	الترابط المتبادل

D

Data	معطيات
Decade	عقد
Decimation	إنقاص
Delay	تأخير
Delay spread	تأخير الانتثار

Density	كثافة
Detection	كشف
Detector	كاشف
DFT	تحليل فورييه المتقطع
Diffuse	ينثر
Digit	خانة - رقم
Digital	رقمي
Dipole	ديبول - ثنائي الأقطاب
Dispersion	تشتت
Dispersive	مشتت
Dispersing	فك النثر
Distortion	تشوه
Distribution	توزيع
Disturbance	اضطراب
Diversity	تنوع
DSP	معالج الإشارة الرقمية
DSSS	نثر الطيف بالسلسلة المباشرة
Down-link	الوصلة الهابطة (النازلة)
Duality	الازدواجية
Duration of fade	مدة الخفوت

E

Edge	حافة
Efficiency	مردود
Encoder	مرمز
Encoding	ترميز

Energy	قدرة
Energy Spectral Density	الكثافة الطيفية للطاقة
Envelope	غلاف
Environment	بيئة
Environmental	بيئي
Equalizer	مسوي
Equipments	تجهيزات
Error Function	تابع الخطأ
Error Rate	معدل الخطأ
Expectation	توقع
F	
Factor	عامل
Fade	خفوت
Fading	خفوت
Fluctuation	تأرجح
Forward Link	وصلة أمامية
Field	حقل
Filter	مرشح
Forward	أمامي
Frame	إطار
Frequency	تردد
Frequency Division Multiplexing (F.M.D)	تعدد الإرسال بالتقسيم الترددي
Frequency Division Multiple Access (FDMA)	النفوذ المتعدد بالتقسيم بالتردد
Frequency hopping	قفز ترددي

Frequency Synthesizer

مركب ترددي

Full-scale

مقياس كامل

Function

تابع - وظيفة

Functional

وظيفي

G

Gain

ربح

Gaussian

غوسي

Gaussian Distribution

توزع غوص

Generator

مولد

GPP

معالج عام

Guard - time

زمن الحماية

H

Hand-off

مناولة

Handover

التسليم

Hard

صلب - خشن، القاربات

Hardware

القسم الصلب

Hold

مسك، حفظ

Hopping

قفز

Hybrid

هجين

I

Idle

توقف

IIR

مرشح عودي

Immunity

مناعة

Impedance

ممانعة

Information

معلومات

Input

دخل - مدخل

Interference	تداخل
Interleaving	التخاليل، التفريق
Interface	تواجهيه - سطح بني
Interpolation	استيفاء
Inter symbol	بين الرموز
ISI	تراكب الرموز
Intrinsic	ذاتي
L	
Level	مستوى
Linear	خطي
Link	وصلة
Lobe	فص
Long-term	طويل الآجل - طويل الأمد
Loss	ضياع - فقد
M	
Macro cell	خلية رئيسية
Man-made	صنعي - صنع الإنسان
Man-made noise	ضجيج صناعي
Maximum Likelihood	ترجيح أعظمي
Match	يوفق - يوائم
Matched Filter	مرشح متوافق
Matching	موفق - مواعمة
Mask	قناع
Mean	متوسط
Memory	ذاكرة

Mobile	نقال-جوال
Micro cell	خلية صغيره
Mode	نمط
Model	نموذج
Modulation	تعديل
Multiple Access Interference(MAI)	التداخل متعدد الرموز
Multi carriers	متعدد الحوامل
Multiplier	ضارب
Multiplexer	مجمع (منضد)
Multi path	متعدد المسارات
N	
Near- far Problem	مشكلة قريب -بعيد
Network	شبكة
Noise	ضجيج
Nonlinear	لاخطي
Normalization	نسب
Normalize	ينسب
Normalized	منسوب
Notch Filter	مرشح منع
O	
Offset	انزياح
Octave	ضعف التردد، أوكتاف
Open	مفتوح
Optimum	أمثل

Order	مرتبة
Orthogonal	متعامد
Output	خرج - مخرج
Over lapping	تراكب
Overshoot	تدلي - نتوء
Parameter	محدد - بارامتر
Parity	تشابه
Path	مسار
Pattern	مخطط - نموذج
Peak	قمة - ذروة
Penetration	اختراق
Performance	أداء
Periodic	دوري
Phase	طور
Power	استطاعة
Power Spectral Density	الكثافة الطيفية للاستطاعة
Prob	مسبر
Probability	احتمال
Probability Density Function	تابع كثافة الاحتمال
Probability Distribution Function	تابع توزيع الاحتمال
Procedure	إجراء
Propagation	انتشار
Propagation delay	تأخر الانتشار
Propagation loss	ضياح الانتشار - فقد الانتشار

Protection

حماية

R

Radio Frequency

تردد راديوي

Radio Wave

موجة راديوية

Rake Receiver

مستقبل شوكي

Random Access

النفوذ العشوائي

Random Process

عملية عشوائية

Range

مدى

Receiver

مستقبل

Reliable

موثوق

Reciprocal

تبادلي

Reciprocity

تبادلية

Redundancy

فائض

Regular

نظامي

Relay

حاكمة - مرسل

Response

استجابة

Reverse link

وصلة عكسية

Root-Mean-Square

جذر متوسط التربيع

S

Sample

عينه

Satellite

تابع صناعي - ساتل

Scale

مقياس - تدريج

Scatter

تبعثر - تشتت

Scattered

متناثر

Scrambling	بعثرة
Search	بحث
Sector	قطاع
Sectorization	تجزئة
Sequence	سلسلة - تتابع
Separation	فصل
Short - term	قصير الأجل - قصير الأمد
Side -lob	فص جانبي
Signal	إشارة
Signaling	تشوير
Site	موقع
Slot	شق
Soft	ناعم - مرن
Software	الجزء المرن - برامج
Spacing	مباعدة
Spatial - domain	المجال الفضائي/الفراغي
Spectrum	طيف
Spot beam antenna	هوائي بقعي الإشعاع
Spread	نثر
Spread spectrum	الطيف المنثور
Standard	معياري - قياسي
Standing wave	موجة مستقرة
Statistical	إحصائي
Suppression	كبت - حذف

Switch	بدالة
Switching	تبدیل
Symbol Rate	معدل رمز
Synchronization	تزامن
System	نظام
T	
Technique	تقنية
Thermal Noise	ضجيج حراري
Threshold	عتبة
Terrain	أرض - تضاريس الأرض
Throughput	تدفق - إنتاجية
Time Division Multiplexing (T.D.M)	تعدد الإرسال بالتقسيم الزمني
Time Division Multiple Access (TDMA)	النفوذ المتعدد بالتقسيم بالزمن
Time delay spread	نثر التأخير
Time domain	المجال الزمني
Timing	ترمين - توقيت
Traffic Channel	قناة الحركة
Transciever	مرسل/مستقبل
Transit	عبور
Transient	عابر
Transponder	مرسل مستجيب
Type	نوع
Typical	نوعي
U	
Uniform Distribution	توزع منتظم

United Kingdom

المملكة المتحدة

Uplink

الوصلة الصاعدة

Universal Mobile Telephone
Service

خدمة الهاتف النقال العالمي

Universal Portable Telephone

الهاتف المحمول العالمي

User Datagram Protocol

بروتوكول مخطط معطيات المستخدم

V

Variance

تغير - تباين

W

Walsh

والش

Waveform

شكل الموجة

Wavelength

طول الموجة

White Noise

ضجيج أبيض

Weighting

موازنة - ترجيح

Wide band

مجال عريض

Windowing

تطبيق نافذة

Wireless

لاسلكي

المراجع

المراجع

REFERENCES

- 1- John Groe and Lawrence Larson, "CDMA Mobile Radio Design" Artech House, 2000.
- 2- Simon Haykin and Michael Moher, "Introduction to Analog and Digital Communications" Wiley, 2005.
- 3- Simon Haykin, "Communication Systems" John Wiley & sons, 2001
- 4- Wen-Yi Kuo, "3G – 3.5G WCDMA Technologies, Markets, Products and the Future" Wiscom Technologies Inc, 2002.
- 5- W.Garg, J. Wilkes, "Principles and Applications of GSM" Prentice Hall 1999.
- 6- V.K. Garg, " Wireless and Personal Communications Systems" Prentice Hall 1996.
- 7- W. Lee, "Mobile Communications, Design Fundamentals" 1993.
- 8- George C. Hadichristofi, "Global System for Mobile Communications and the General Packet Radio Service" 04/25/2000.
- 9- Tri T. Ha, "Digital satellite communications". 2 nd Edition, McGraw- Hill, 1990.
- 10- T. Logsdon, "Mobile communication satellites, theory and applications," McGraw-Hill, Inc. 1995.
- 11- G. Maral and M. Bousquet, "Satellite communications systems". 2 nd Edition, John Wiley & Sons, 1993.

- 12- S. Tirro', "Satellite communication systems design". Plenum press, New.york, 1993.
- 13- G. E. Lewis, "Communication services via satellite". 2 nd Edition, Butter worth-Heinemann Ltd, 1992.
- 14- B. Ackoyd, "World satellite communication". Brian Ackroyd, 1990
- 15- A. M. Law and W. D. Kelton, "Simulation modeling & analysis) Mc Graw-Hall, In. 1991.
- 16- D. Parsons, "The mobile radio propagation channel" Pentech Press, London 1992.
- 17- I. Glover and P. Grant, " Digital communications," Prentice Hall Europe, 1998.
- 18- S. Glisic and B. Vucetic, "Spread spectrum CDMA system for wireless communications," Artech House, Inc. 1997.
- 19- R. Prasad, "An Overview of CDMA Evolution Toward Wideband CDMA" Delft University of technology, 1998.

اللجنة العلمية

الأستاذ الدكتور محمد سعيد الصفدي

الأستاذ الدكتور حسن أبو النور

الأستاذ الدكتور فريز عبود

المدقق اللغوي الأستاذة الدكتورة هدى الصحناوي

حقوق الطبع والترجمة والنشر محفوظة لمديرية الكتب والمطبوعات

Damascus University