



أسس هندسة الاتصالات







منشورات جامعة دمشق  
كلية الهندسة الميكانيكية والكهربائية

# أسس هندسة الاتصالات

الدكتور المهندس  
ديب خليصة  
مدرس في قسم هندسة  
الالكترونيات والاتصالات

الدكتور المهندس  
عصام عبود  
أستاذ مساعد في قسم هندسة  
الالكترونيات والاتصالات

١٤٣٣-١٤٣٢ هـ  
٢٠١٢-٢٠١١ م

جامعة دمشق



## فهرس الكتاب

|    |                                                  |
|----|--------------------------------------------------|
| ١٣ | مقدمة                                            |
| ١٥ | الفصل الأول: مدخل إلى هندسة الاتصالات            |
| ١٧ | ١-١ مقدمة                                        |
| ٢٠ | ٢-١ عناصر نظام الاتصال                           |
| ٢٤ | ٣-١ التعديل                                      |
| ٢٥ | ٤-١ الأمواج الكهرومغناطيسية                      |
| ٢٨ | ٥-١ التحديثات الأساسية لنظم الاتصالات            |
| ٢٩ | ٦-١ تصنيف الإشارات                               |
| ٣٣ | الفصل الثاني: المرشحات ومخطوط النقل              |
| ٣٥ | ١-٢ مقدمة                                        |
| ٣٥ | ٢-٢ تعريف المرشح وأنواعه                         |
| ٣٧ | ٣-٢ المرشحات غير الفعالة المكونة من عناصر مفاعلة |
| ٤٣ | ٤-٢ المرشحات ذات الثابت $k$                      |
| ٤٣ | ١-٤-٢ مرشح التمرير المنخفض $LPF$                 |
| ٤٥ | ٢-٤-٢ مرشح التمرير المرتفع $HPF$                 |
| ٤٧ | ٣-٤-٢ مرشح تمرير مجال $BPF$                      |
| ٤٧ | ٥-٢ المرشحات الكريستالية أو البلورية             |

|    |                                 |
|----|---------------------------------|
| ٥٠ | ٦-٢ المرشحات الفعالة            |
| ٥٤ | ٧-٢ المرشحات الرقمية            |
| ٥٥ | ٨-٢ خطوط النقل: أنواعها وخواصها |
| ٥٨ | ٩-٢ معادلات خط النقل            |
| ٦٠ | ١٠-٢ سلوك خط النقل عند الضياع   |
| ٦٨ | ١١-٢ سلوك خط النقل في: الضياع   |
| ٧٥ | ١٢-٢ خصائص خط النقل عند الضياع  |

### الفصل الثالث: التحليل الطيفي للإشارات وخصائص نقلها عبر النظم الخطية

|     |                                               |
|-----|-----------------------------------------------|
| ٨٥  | ١-٣ مقدمة                                     |
| ٨٧  | ٢-٣ سلاسل فورييه                              |
| ٨٨  | ٣-٣ نظرية بارسيغال للاستطاعة                  |
| ٩٥  | ٤-٣ تحويل فورييه والطيف المستمر               |
| ٩٥  | ٥-٣ نظريات أو خواص تحويل فورييه               |
| ١٠٢ | ١-٥-٣ خاصية الخطية أو التراكب                 |
| ١٠٢ | ٢-٥-٣ خاصية تغير التدرج أو التقييس            |
| ١٠٣ | ٣-٥-٣ خاصية التأخير الزمني أو الإزاحة الزمنية |
| ١٠٤ | ٤-٥-٣ خاصية الازدواجية                        |
| ١٠٦ | ٥-٥-٣ خاصية الإزاحة الترددية                  |
| ١٠٩ | ٦-٥-٣ خاصية التفاضل والتكامل                  |
| ١١١ | ٧-٥-٣ خاصية الطي والضرب                       |
| ١١٥ | ٦-٣ نظرية ريناي للطاقة                        |

|     |                                                              |
|-----|--------------------------------------------------------------|
| ١١٧ | ٧-٣ تابع دلنا لديرارك وأهم تطبيقاته                          |
| ١٢٤ | ٨-٣ العلاقة بين محرج ودخل نظام خطي في مجالي التردد والزمن    |
| ١٢٩ | ٩-٣ متطلبات النقل دون تشويه بقناة الاتصال                    |
| ١٣٦ | ١٠-٣ الترابط والكثافة الطيفية للطاقة والاستطاعة              |
| ١٣٦ | ١-١٠-٣ ترابط إشارات الاستطاعة                                |
| ١٤١ | ٢-١٠-٣ ترابط إشارات الطاقة                                   |
| ١٤٣ | ٣-١٠-٣ الكثافة الطيفية للطاقة والاستطاعة                     |
| ١٤٧ | <b>الفصل الرابع: الاحتمالات والإشارات العشوائية والضجيج</b>  |
| ١٤٩ | ١-٤ مقدمة                                                    |
| ١٤٩ | ٢-٤ مفهوم الاحتمال                                           |
| ١٥٣ | ٣-٤ الاحتمال الشرطي                                          |
| ١٥٥ | ٤-٤ المتحولات العشوائية                                      |
| ١٦١ | ٥-٤ المتوسطات الإحصائية                                      |
| ١٦١ | ١-٥-٤ القيم المتوسطة والعزوم                                 |
| ١٦٢ | ٢-٥-٤ التباين أو التغاير أو الانحراف المعياري                |
| ١٦٤ | ٦-٤ تابع كثافة الاحتمال الغاوسي                              |
| ١٦٨ | ٧-٤ مفهوم العملية العشوائية والإشارة العشوائية               |
| ١٧٣ | ٨-٤ العمليات العشوائية المستقرة والإرغدية                    |
|     | ٩-٤ الاستطاعة المتوسطة والمتوسطات الزمنية للإشارات العشوائية |
| ١٧٦ | المستقرة والإرغدية                                           |
| ١٧٧ | ١٠-٤ الكثافة الطيفية للاستطاعة للإشارة العشوائية             |
| ١٧٨ | ١١-٤ الضجيج                                                  |

|     |                                               |
|-----|-----------------------------------------------|
| ١٨٣ | ١٢-٤ الضجيج الأبيض والضجيج المرشح             |
| ١٨٨ | ١٣-٤ عرض المجال المكافئ للضجيج                |
| ١٩٠ | ١٤-٤ نقل الإشارات بوجود الضجيج                |
| ١٩١ | ١-١٤-٤ الضجيج الجمعي ونسبة الإشارة إلى الضجيج |
| ١٩٣ | ٢-١٤-٤ النقل التماثلي بالمجال الأساسي         |
| ١٩٩ | ٣-١٤-٤ كشف النبضات والمرشحات الموافقة         |
| ٢٠٣ | الفصل الخامس: التعديل                         |
| ٢٠٥ | ١-٥ مقدمة                                     |
| ٢٠٨ | ٢-٥ التعديل المطالي                           |
| ٢١٣ | ٣-٥ المخطط الشعاعي لموجة معدلة مطالياً        |
| ٢١٥ | ٤-٥ طيف الموجة المعدلة مطالياً                |
| ٢٢٠ | ٥-٥ استطاعة الموجة المعدلة مطالياً            |
| ٢٢٣ | ٦-٥ دارات التعديل المطالي                     |
| ٢٢٨ | ٧-٥ دارات كشف التعديل المطالي                 |
| ٢٢٨ | ١-٧-٥ كاشف الغلاف                             |
| ٢٣٠ | ٢ ٧-٥ دائرة الكشف المتزامن                    |
| ٢٣٢ | ٨-٥ نظام التعديل بمجال جانبي واحد             |
| ٢٣٣ | ٩-٥ التجميع بتقسيم التردد                     |
| ٢٣٧ | ١٠-٥ التعديل الطوري والتعديل الترددي          |
| ٢٤١ | ١١-٥ التعديل الترددي بإشارة جيبية             |
| ٢٤٩ | ١٢-٥ خصائص التعديل الطوري $PM$                |
| ٢٥١ | ١٣-٥ طرق توليد الإشارات المعدلة ترددياً       |



|     |                                                                          |
|-----|--------------------------------------------------------------------------|
| ٢٥١ | ١٠-١٣-٥ طريقة التوليد المباشر لموجة <i>FM</i>                            |
| ٢٥٣ | ٢٠-١٣-٥ طريقة التوليد غير المباشر لموجة <i>FM</i>                        |
| ٢٥٤ | ١٤-٥ كشف تعديل إشارات <i>FM</i>                                          |
| ٢٥٥ | ١-١٤-٥ التحديد المطالي                                                   |
| ٢٥٧ | ٢-١٤-٥ الكشف الترددي بطريقة تحويل <i>FM</i> إلى <i>AM</i>                |
|     | ٣-١٤-٥ الكشف الترددي بالاعتماد على التأخير الزمني                        |
| ٢٦١ | أو إزاحة الطور                                                           |
| ٢٦٣ | ١٥-٥ تأثير التداخلات والضجيج في نظم التعديل الزاوي                       |
| ٢٧٥ | ١٦-٥ التعزيز المسبق وإزالة التعزيز المسبق في التعديل الترددي             |
| ٢٧٩ | الفصل السادس: أخذ العينات ونظم التعديل النبضي التماثلي                   |
| ٢٨١ | ١-٦ مقدمة                                                                |
| ٢٨٣ | ٢-٦ الاعتبار أو أخذ العينات                                              |
| ٢٩٣ | ٣-٦ التأويل الزمني لاستعادة الإشارة الأصلية من العينات                   |
| ٢٩٦ | ٤-٦ نظرية الاعتبار المنتظم                                               |
| ٢٩٧ | ٥-٦ بعض الخصائص العملية للاعتيان وإعادة التركيب                          |
| ٣٠٠ | ٦-٦ الاعتبار بقسم مستوية                                                 |
| ٣٠٣ | ٧-٦ اعتبار إشارة لمربع بحال                                              |
| ٣٠٥ | ٨-٦ تعديل مطال النبضات <i>PAM</i>                                        |
| ٣٠٨ | ٩-٦ التعديل النبضي الزمني <i>PTM</i>                                     |
| ٣١٤ | ١٠-٦ نسبة الإشارة إلى الضجيج في نظم <i>PAM</i> ، <i>PDM</i> ، <i>PPM</i> |
| ٣٢٢ | ١١-٦ التجميع بنفسيم الزمن <i>TDM</i>                                     |
| ٣٢٧ | ١٢-٦ طريقة ترشيح المجال الأساسي وفق نايكويست                             |

|     |                                                                        |
|-----|------------------------------------------------------------------------|
| ٣٣١ | ١٣-٦ التسميع التداخلي بين القنوات في نظم <i>TDM</i>                    |
| ٣٣٣ | ١٤-٦ مقارنة طريقتي <i>TDM</i> و <i>FDM</i>                             |
| ٣٣٥ | الفصل السابع: التعديل النبضي الترميزي <i>PCM</i> وتعديل دلتا <i>DM</i> |
| ٣٣٧ | ١-٧ مقدمة                                                              |
| ٣٣٨ | ٢-٧ التعديل التماثلي الرقمي في طريقة <i>PCM</i>                        |
| ٣٤٤ | ٣-٧ المخطط الصندوقي لتوليد إشارة <i>PCM</i>                            |
|     | ٤-٧ المخطط الصندوقي لنظام إعادة التركيب في جهاز استقبال <i>PCM</i>     |
| ٣٤٧ |                                                                        |
| ٣٥١ | ٥-٧ الأشكال الأساسية للإشارات الرقمية الثنائية                         |
| ٣٥٥ | ٦-٧ أطراف الأشكال الأساسية للإشارات الرقمية                            |
|     | ٧-٧ خصائص إعادة توليد الإشارة الرقمية في طرف الاستقبال                 |
| ٣٦٠ | واحد احتمال خطأ البتات                                                 |
| ٣٦٧ | ٨-٧ خطأ التكمية أو ضحيح التكمية                                        |
| ٣٧٦ | ٩-٧ التكمية غير المنتظمة والضغط                                        |
| ٣٨٣ | ١٠-٧ الترميز متعدد المستويات                                           |
| ٣٨٨ | ١١-٧ التداخل بين الرموز                                                |
| ٣٨٨ | ١٢-٧ التجميع بتقسيم الزمن في نظم <i>PCM</i>                            |
| ٣٩١ | ١٣-٧ تعديل دلتا                                                        |
| ٣٩٨ | ١٤-٧ أداء نظام تعديل دلتا                                              |
| ٤٠٤ | ١٥-٧ تعديل دلتا المتكوف                                                |
| ٤٠٦ | ١٦-٧ طريقة التعديل النبضي الترميزي التفاضلي <i>DPCM</i>                |
| ٤١٣ | الفصل الثامن: طرق التعديل الرقمي للموجات الحاملة                       |



|     |                                                           |
|-----|-----------------------------------------------------------|
| ٤١٥ | ١-٨ مقدمة                                                 |
| ٤١٧ | ٢-٨ التعديل الرقمي بإزاحة المطال <i>ASK</i>               |
| ٤٢١ | ٣-٨ التعديل الرقمي بإزاحة التردد                          |
| ٤٢٧ | ٤-٨ التعديل الرقمي بإزاحة الطور                           |
| ٤٣٠ | ٥-٨ كشف تعديل إشارات <i>ASK</i> و <i>FSK</i> و <i>PSK</i> |
| ٤٣٥ | ٦-٨ الإبدال بإزاحة الطور التفاضلي <i>DPSK</i>             |
| ٤٤٠ | ٧-٨ التعديل المطالي المتعامد <i>QAM</i>                   |
| ٤٤٥ | ٨ ٨ التعديل الرقمي متعدد المستويات                        |
| ٤٤٧ | الفصل التاسع: نظم الاتصالات البصرية                       |
| ٤٤٩ | ١-٩ مقدمة                                                 |
| ٤٥٣ | ٢-٩ طبيعة انتشار الضوء                                    |
| ٤٥٨ | ٣-٩ الألياف البصرية                                       |
| ٤٦٣ | ٤-٩ أنواع الألياف البصرية                                 |
| ٤٦٣ | ١-٤-٩ الليف متعدد الأنماط ومعامل الانكسار الخطوي          |
| ٤٦٨ | ٢-٤-٩ الليف متعدد الأنماط ومعامل الانكسار المتدرج         |
| ٤٦٩ | ٣-٤-٩ الليف، وحيد النمط ومعامل الانكسار الخطوي            |
| ٤٧٢ | ٥-٩ الألياف ذات النمط الوحيد                              |
| ٤٧٣ | ٦-٩ المنابع الضوئية                                       |
| ٤٧٣ | ١-٦-٩ الثنائيات الباعثة للضوء                             |
| ٤٧٥ | ٢-٦-٩ ثنائيات الليزر                                      |
| ٤٧٩ | ٧-٩ الكواشف الضوئية                                       |
| ٤٨١ | ١-٧-٩ الثنائي الضوئي <i>PIN</i>                           |

|     |                                                  |
|-----|--------------------------------------------------|
| ٤٨٣ | ٩-٧-٢ الثنائي الضوئي الاهتزازي (الجر في)         |
| ٤٨٥ | ٩-٨ بعض النظم العملية للاتصالات بالألياف البصرية |
| ٤٨٧ | مسائل الكتاب                                     |
| ٤٨٩ | مسائل الفصل الثاني                               |
| ٤٩٣ | مسائل الفصل الثالث                               |
| ٤٩٩ | مسائل الفصل الرابع                               |
| ٥٠٥ | مسائل الفصل الخامس                               |
| ٥٠٩ | مسائل الفصل السادس                               |
| ٥١٥ | مسائل الفصل السابع                               |
| ٥١٩ | مسائل الفصل الثامن                               |
| ٥٢١ | مسائل الفصل التاسع                               |
| ٥٢٣ | الملاحق                                          |
| ٥٢٥ | الملحق ١- أ تحويلات فورييه لأهم التوابع          |
| ٥٢٦ | الملحق ١- ب التكميلات المحدودة الهامة            |
| ٥٢٧ | الملحق ٢ منحني التابع $Q(k)$                     |
| ٥٢٩ | الملحق ٣ استعراض لبعض نظم الاتصالات العملية      |
| ٥٥٥ | قائمة المصطلحات العلمية انكليزي - عربي           |
| ٥٧١ | قائمة المصطلحات العلمية عربي - انكليزي           |
| ٥٩٧ | قائمة المراجع والكتب الأساسية                    |

## مقدمة

تغطي محتويات هذا الكتاب مفردات مقرر أسس هندسة الاتصالات لطلاب السنة الثالثة في قسم هندسة الإلكترونيات والاتصالات وطلاب السنة الثالثة في قسم هندسة الحواسيب والأتمتة في كلية الهندسة الميكانيكية والكهربائية بجامعة دمشق وفق الخطة الدراسية الجديدة. ووضع بالحسبان أن يغطي الكتاب مفردات المقرر الذي يهدف لكل مقررات الاتصالات في السنتين الرابعة والخامسة في القسمين المذكورين.

يحتوي الكتاب على تسعة فصول وزود كل فصل بأمثلة محلولة لتوضيح أهم المفاهيم النظرية.

يعطي الفصل الأول فكرة أساسية عن هندسة الاتصالات والمكونات الرئيسية لنظام الاتصال بشكل عام، ويتعرض الفصل أيضاً لتصنيف الإشارات المستخدمة في هندسة الاتصالات بحيث يمكن التعامل مع هذه الإشارات ومعالجتها.

يشمل الفصل الثاني دراسة المرشحات وخطوط النقل، حيث أنها تشكل حلقة أساسية في أي نظام اتصال.

يتعرض الفصل الثالث لدراسة التحليل الطيفي للإشارات وخصائص نقلها عبر النظام الخطية، كما يتعرض الفصل إلى سلاسل فورييه وتحويل فورييه وأهم خصائصه، كما تمت دراسة نقل الإشارات بدون تشويه بقناة الاتصال. ويشمل الفصل أيضاً دراسة توابع الترابط والكثافة الطيفية للطاقة والاستطاعة.

يشمل الفصل الرابع مراجعة عن مادة الاحتمالات ويتعرض للعمليات والإشارات العشوائية والضجيج وكذلك خصائص نقل الإشارات في المجال الأساسي بوجود الضجيج.

يتضمن الفصل الخامس دراسة مفصلة لطرق التعديل التماثلي ( $AM, FM, PM$ ) وطرق كشف هذه الإشارات ويتعرض أيضاً لدراسة نظام التجميع بتقسيم التردد  $FDM$ . يتعرض الفصل السادس لدراسة نظرية الاعتيان أو أخذ العينات نظراً لأهميتها لدراسة التعديل النبضي والرقمي، ويشمل الفصل أيضاً طرق التعديل النبضي التماثلي ( $PAM, PDM, PPM$ ) ونظام التجميع بتقسيم الزمن  $TDM$ . يشمل الفصل السابع دراسة التعديل النبضي الترميزي  $PCM$  وتعديل دلتا  $DM$  ونظام  $DPCM$ .

يتعرض الفصل الثامن للطرق الأساسية للتعديل الرقمي للموجات الحاملة، وهي تشمل طرق الإبدال بإزاحة المطال  $ASK$  والإبدال بإزاحة التردد  $FSK$  والإبدال بإزاحة الطور  $PSK$ .

يخصص الفصل التاسع والأخير لدراسة مختصرة عن نظم الاتصالات البصرية وتطبيقاتها حيث تم التعرض إلى الأنواع الأساسية للألياف البصرية وآلية انتشار الضوء خلالها. وتورد في نهاية الكتاب مجموعة من المسائل غير المحلولة عن فصول الكتاب وملاحق عن تحويلات فورييه وأهم التوابع والتكاملات المحدودة الهامة ومنحني التابع الاحتمالي  $Q(k)$  واستعراض لبعض نظم الاتصالات العملية وقائمة بأهم المصطلحات العلمية الواردة في الكتاب.

نأمل أن نكون قد حققنا الغاية المرجوة وهي التغطية الوافية لمتهاج مفردات أساس هندسة الاتصالات مما يتيح اكتساب الطلاب للخلفية الأساسية التي تتطلبها دراسة المفردات المتقدمة للاتصالات.

المؤلفان

## الفصل الأول

### مدخل إلى هندسة الاتصالات

### *Introduction to Communication Engineering*





## مدخل إلى هندسة الاتصالات

### *Introduction to Communication Engineering*

#### ١- مقدمة

إن حياة المجتمع المعاصر لا يمكن أن تكون ذات معنى إذا لم يكن هناك تبادل للمعلومات والخبرات والتجارب، وتتيح الاتصالات الكهربائية تحقيق تبادل المعلومات هذا باستخدام الإشارات الكهربائية والأمواج (الموجات) الكهرومغناطيسية. تعد الاتصالات من العلوم التي خدمت الإنسان بشكل كبير مسداً، فتبسيط الحاجة الإنسان الملحة إلى الاتصال مع غيره واختصاراً للمسافات، الطويلة منها والقصيرة، وتوفيراً لعناء السفر من أجل تحقيق الاتصال، من أجل كل هذا كان على الإنسان أن يفكر ويعمل جاهداً كي يؤمن وسيلة للاتصال مع من يريد عن بعد أو عن قرب. في القدم تم استخدام الإشارات النارية (الضوئية) والإشارات الصوتية المنقولة عبر الهواء (الطبول)، ولقد أدت مثابة الإنسان الحداثة في هذا المجال إلى اختراع الهاتف عام ١٨٧٦، وبدأت الاتصالات الكهربائية بواسطة الهاتف باستخدام الخطوط السلكية، ثم تطورت الاتصالات السلكية إلى اتصالات لاسلكية وذلك بالاستفادة من خواص انتشار الأمواج في الفضاء الحر، واختراع جهاز الراديو وأنظمة البث الراديوي. ومع مزيد من التطور استطاع الإنسان أن ينقل الصوت والصورة باختراعه لنظام التلفزة. ولم يكتف الإنسان بذلك، فهو لا يزال يفكر ويحاول وضع أجهزة إرسال واستقبال على الكواكب المجاورة للكرة الأرضية، ويعمل جاهداً لتطوير السواتل (التوابع



الصناعية)، وبالتالي أصبح الاتصال بين أقصى الكرة الأرضية وأي نقطة منها لا يحتاج لأكثر من عدة ثوان.

بالإضافة لاستخدامات الاتصالات في مجالات الهاتف والإذاعة والتلفزة، اتسعت تطبيقاتها لتشمل مجالات هامة أخرى مثل الرادار ونظم القياس عن بعد وشبكات الحواسيب وشبكات الاتصالات الخلوية.

يمكن تعريف الاتصال بأنه عبارة عن إرسال معلومات مختلفة من موقع محدد في الفراغ والزمن يسمى المنبع *Source*، إلى موقع آخر يسمى الوجهة أو المقصد *Destination*. وتعرف المعلومات، بشكل عام، بأنها الرسائل *Messages* أو المعطيات *Data* المعبرة عن حوادث أو ظواهر معينة. وتستخدم لإرسال أو تخزين ومعالجة بعض أنواع المعلومات طرق ترميز *Coding* تسمح بوصف هذه المعلومات بشكل ما. ففي الإرسال الرقمي (التلغراف) مثلاً تكون المعلومات عبارة عن نص الرقمية المشكل من مجموعة من الرموز (حروف أو أرقام)، بينما خلال التحدث بالهاتف تكون عبارة عن الضغط الصوتي المتغير بشكل مستمر مع الزمن. وعند إرسال الصور المتحركة في نظم التلفزة تكون المعلومات عبارة عن تغير شدة الإضاءة لعناصر الصورة تبعاً للإحداثيات المكانية والزمانية. وهناك أنواع عديدة من منابع المعلومات ومنها الإنسان والآلة. والرسائل *Messages* يمكن أن تكون تابعة للزمن، مثل الكلام خلال إرسال المكالمات الهاتفية ودرجة الحرارة أو الضغط الجوي عند إرسال المعطيات بأجهزة القياس عن بعد، أو غير تابعة للزمن كنص التلغراف، والصور الثابتة... الخ. وبشكل عام يمكن القول إن هناك نوعين أساسيين للرسائل هما الرسائل المستمرة (التماثلية) والرسائل المنقطعة (الرقمية). وبغض النظر عن كون منابع الرسالة تماثلية أم رقمية، فهي تكون غالباً غير كهربائية ولذلك يتم تحويلها إلى إشارات كهربائية موافقة لها بواسطة مبدلات طاقة *Transducers* كالميكروفونات وحساسات التصوير التلفزيوني وغيرها.

تسمى الإشارة الكهربائية التي تحول إليها الرسالة *Message* إشارة الرسالة *Message* أو إشارة منبر *Signal* أو الإشارة الحاملة للمعلومات *Information-Bearing Signal* أو إشارة منبع المعلومات، وقد تسمى للتبسيط إشارة المعلومات *Information Signal*. وتكون عادة ذات ترددات منخفضة ويمكن إرسالها في بعض الحالات عبر خط نقل (خط اتصال) دون إجراء أي تعديل عليها، كما هو الحال خلال الاتصال الهاتفي داخل المدن. وبالمقابل عند إرسال الإشارة إلى مسافات بعيدة (بواسطة الكوابلات النحاسية أو الألياف البصرية أو الأمواج اللاسلكية) فإنه لابد من تحويل هذه الإشارات إلى إشارة أخرى ذات تردد عالٍ وذلك بواسطة إحدى طرق التعديل *Modulation*.

إذا كانت الرسائل أو المعطيات المرسل مفررة أو حتمية (معروفة مسبقاً) فإن إرسالها لا يكون ذا معنى، حيث إن مثل تلك الرسائل أو المعطيات لا تشكل أي فائدة بالنسبة للمستقبل. ولذلك نتم عادة بإرسال الرسائل غير الحتمية التي ننظر إليها كنوابع أو مقادير عشوائية. وتوصف الإشارات الموافقة لهذه الرسائل أيضاً كمقادير أو نوابع عشوائية.

إن الطابع العشوائي المميز للإشارات والرسائل والضجيج يعد السبب الرئيسي للسلوك الذي توديه نظرية الاحتمالات خلال تصميم نظم الاتصالات، حيث إن المواصفات الاحتمالية للإشارات والرسائل وللوسط الذي تمر عبره الإشارات تحدد كمية المعلومات المرسل والضماعات الناتجة.

يمكن أن يتم وصف أي إشارة باستخدام تابع للزمن  $v(t)$ . ولكن مثل هذا الوصف للإشارة ليس ضرورياً في أكثر الحالات، حيث يكفي بالتعبير عن الخواص الأساسية للإشارة من خلال بعض العوامل المميزة لها مثل دور الإشارة  $T_s$  وعرض طيف الإشارة.

## ١-٢ عناصر نظام الاتصال

إن الهدف من نظام الاتصال هو إرسال إشارة المعلومات الناتجة عن منبع متوضع في مكان ما إلى المقصد أو الوجهة الموجودة في مكان آخر. وتكون المعلومات الناتجة عن المنبع غالباً عبارة عن مقادير فيزيائية غير كهربائية. ولذلك نحتاج كما أشرنا سابقاً إلى مبدل طاقة في الدخول يحول المعلومات إلى إشارات كهربائية متغيرة مع الزمن وإلى مبدل طاقة آخر في الخرج يحول الإشارات إلى معلومات. ونطلق على مجموعة الأجهزة والخلقات المرتبطة وظيفياً والتي يمكن بواسطتها إرسال المعلومات من المنبع إلى الوجهة (المقصد) اسم نظام الاتصال أو نظام إرسال المعلومات وهو يتألف من ثلاثة عناصر رئيسية: المرسل وقناة النقل والمستقبل.

يبين الشكل (١-١) المخطط الصندوقي لنظام الاتصال موضعاً عليه أهم عناصره. وكل من هذه العناصر يؤدي دوراً هاماً في إرسال الإشارات. ونوضح ذلك باختصار فيما يلي:

أ- المرسل *Transmitter*: تكمن وظيفته في معالجة إشارة الدخول لتوليد إشارة إرسال موافقة لخواص قناة النقل (قناة الاتصال). ومن أهم العمليات التي يقوم بها المرسل عملية التعديل *Modulation* وذلك بتحميل إشارة الرسالة المراد إرسالها في حالات كثيرة على موجة حصة ذات تردد مرتفع يتوافق مع خواص قناة النقل أو الإرسال. ويمكن أن يقوم المرسل بعملية الترميز أيضاً.

ب- قناة الإرسال (النقل) *Transmission Channel*: وهي عبارة عن الوسط الفيزيائي الذي يربط ما بين المرسل والمستقبل. هذا الوسط يمكن أن يكون كابلًا محورياً كما هو الحال في الهاتف والتلفاز أو ليفاً بصرياً كما هو الحال في نظم الاتصالات البصرية أو الفراغ الحر حيث يتم بث الإشارة كموجة راديوية (كما هو الحال في الإرسال الإذاعي والتلفزيوني). وتعرض الإشارة المرسلة خلال انتشارها عبر القناة إلى



تخميد وتشويه بسبب عدم خطية القناة أو سوء الاستجابة الترددية للقناة. ولذلك فإن استطاعة الإشارة المستقبلية سوف تتناقص كلما ازدادت المسافة.

ج- المستقبل *Receiver*: وظيفته استخلاص الإشارة المطلوبة من القناة ومن ثم إعطاؤها إلى مبدل الخرج. وأهم العمليات التي يقوم بها المستقبل هي التضخيم (للتعويض عن ضياعات الإرسال) وكذلك الكشف الذي هو عملية معاكسة لعملية التعديل ويتم من خلالها الحصول على الإشارة الأصلية المرسل. ويمكن أن يقوم المستقبل بعملية فك الترميز *Decoding* والترشيح أيضاً.

هناك بعض الظواهر غير المرغوب بها تؤثر على خصائص الإشارة المرسله وبالتالي على دقة نظام الاتصالات مثل: التشويه *Distortion* والتداخل *Interference* والضجيج *Noise*، وهي تؤدي إلى تغيرات في شكل الإشارة. ويتم عادة تجميع مثل هذه الظواهر المؤثرة على الإشارة المرسله كما لو أن تأثيرها يقتصر على قناة الإرسال كما هو مبين في الشكل (١-١). ومثل هذا التجميع يساعدنا على تحليل ودراسة نظام الاتصال بحيث يعد المرسل والمستقبل مثاليين. ويتم عادة تصميم المرسل والمستقبل بعناية بهدف إنقاص تأثير الضجيج والتشويه على نوعية الاستقبال.

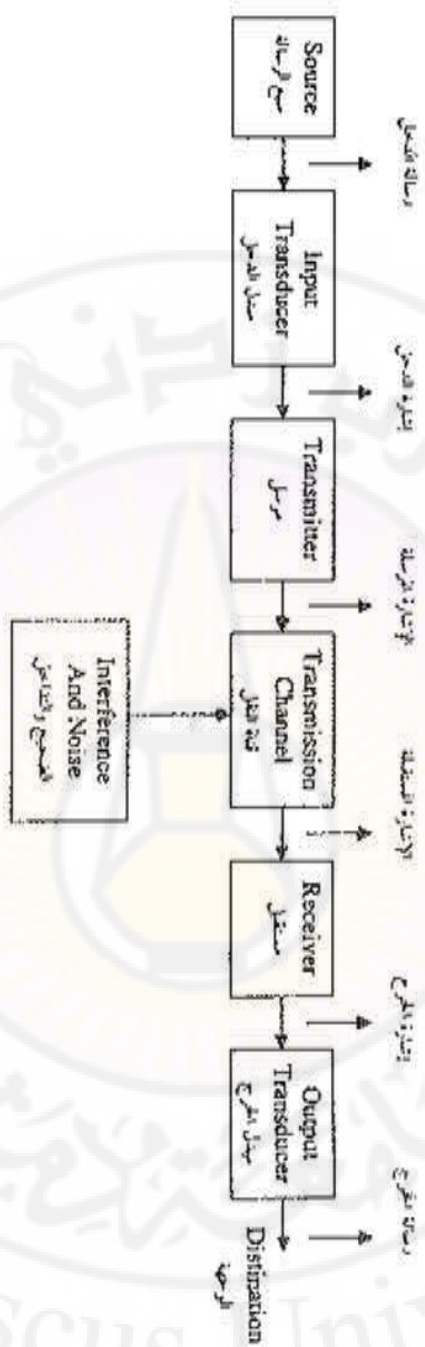
• التشويه *Distortion*: هو عبارة عن تغير شكل الإشارة الناتج عن عدم مثالية استجابة النظام للإشارة المطلوبة نفسها. وبخلاف تأثير التداخل والضجيج يزول التشويه بزوال الإشارة نفسها. وإذا كان للقناة استجابة خطية مشوهة، فإنه يمكن تصحيح أو إنقاص التشويه بشكل كبير باستخدام مرشحات خاصة تدعى المسمويات *Equalizers*.

• التداخل *Interference*: ينتج عن إشارة خارجية تكون عسادة من صنع الإنسان أو ناتجة عن أجهزة إرسال أخرى تتداخل مع الإشارة المرسله وتؤدي إلى تشويهها. ويظهر التداخل غالباً في النظم الراديوية عندما تأتي إلى هوائي

الاستقبال عدة إشارات بأن واحد وبترددات مماثلة أو متقاربة. ويمكن التخلص من التداخل بإلغاء الإشارة الدخيلة أو إلغاء مصادرها، أو بتخميدها بحيث يصبح أثرها مهملاً على الإشارة الأصلية المرسل، كما يمكن إلغاء أو إضعاف التداخل باستخدام دارات ترشيح مناسبة.

• الضجيج *Noise*: هو عبارة عن الإشارات الكهربائية العشوائية غير المتوقعة الناتجة عن ظواهر طبيعية سواء من داخل النظام أو من خارجه. والضجيج موجود دوماً في أي نظام اتصال ولذلك فهو يعد من المحددات الأساسية لأي نظام اتصال. ويمكن الإقلال من تأثير الضجيج عن طريق التصميم الصحيح للمدارات المستخدمة في النظام.

تجدر الإشارة أخيراً إلى أن المخطط الصندوقي المبين في الشكل (١-١) يمثل الإرسال وحيد الاتجاه *SX (Simplex Transmission)*. وبالطبع يحتاج الإرسال باتجاهين إلى وجود مرسل ومستقبل في كل جهة. ويسمى الإرسال المزدوج الكامل *FDX (Full Duplex Transmission)* بالإرسال والاستقبال بأن واحد في كلا الاتجاهين، أما الإرسال نصف المزدوج *HDX (Half Duplex Transmission)* فإنه يسمى بالإرسال في كلا الاتجاهين ولكن ليس بوقت واحد.



الشكل (١-١) عناصر نظام الاتصال



### ١-٣ التعديل Modulation

بعد التعديل من أهم العمليات التي تتم في قسم الإرسال لنظام الاتصال. وتتعلق عملية التعديل بإشارتين هما إشارة الرسالة والموجة الحاملة، حيث إنه كما أشرنا سابقاً لا يمكن إرسال إشارة الرسالة لاسلكياً مباشرة عبر قناة النقل. ولذلك يتم تحميل هذه الإشارات في حالات كثيرة على أمواج راديوية نسميها الموجات الحاملة *Carrier*، ويفترض أن تكون ذات خواص ترددية موافقة لقناة النقل. وتسمى عملية التحميل هذه التعديل، ويتم بتغيير أحد بارامترات الموجة الحاملة (مطال، تردد، طور) وفق تغير القيمة اللحظية لإشارة المعلومات.

يصنف التعديل إلى أربعة أنواع أساسية وفق نوع وشكل الموجة الحاملة:

#### أ- تعديل الموجة المستمرة *Continuous Wave Modulation*

وتكون فيه الموجة الحاملة عبارة عن موجة جيبية راديوية ويشمل:

- التعديل المطالي: *Amplitude Modulation (AM)*.
- التعديل الترددي: *Frequency Modulation (FM)*.
- التعديل الطوري: *Phase Modulation (PM)*.

#### ب- التعديل النبضي التماثلي *Analog pulse Modulation*

وتكون فيه الموجة الحاملة عبارة عن قطار من النبضات ويشمل:

- تعديل مطال النبضة: *Pulse Amplitude Modulation (PAM)*.
- تعديل عرض النبضة: *Pulse Duration Modulation (PDM)*.
- تعديل موضع النبضة: *Pulse Position Modulation (PPM)*.

#### ج- التعديل النبضي الرقمي *Digital pulse Modulation*

ويشمل أساساً الطرق التالية:

- التعديل النبضي الترميزي: *Pulse Code Modulation (PCM)*.
- تعديل دلتا: *Delta Modulation (DM)*.
- التعديل النبضي الترميزي التفاضلي: *Differential Pulse Code Modulation (DPCM)*.

د- التعديل الرقمي للموجات الحاملة: *Digital Carrier modulation*  
تكون فيه إشارة الرسالة عبارة عن إشارة رقمية (واحدات وأصفار) تقوم بتعديل موجة حاملة راديوية مستمرة وتسمى هذه العملية الإقفال أو الإبدال *Keying* وتشمل الإبدال بإزاحة المخطط *ASK* و الإبدال بإزاحة التردد *FSK* و الإبدال بإزاحة الطور *PSK*.

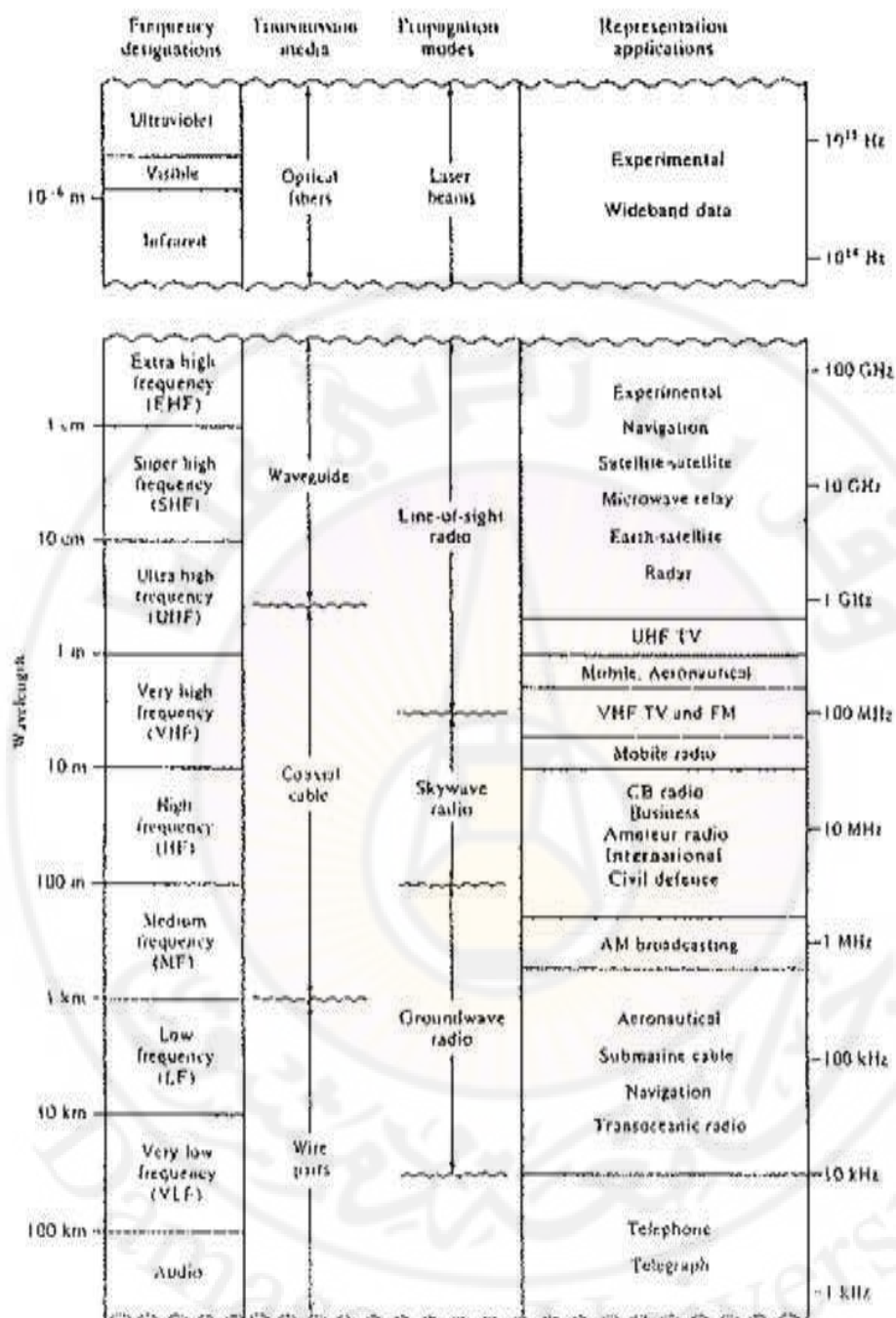
## ١-٤ الأمواج الكهرومغناطيسية *Electromagnetic Waves*

نعتمد الاتصالات على خواص انتشار الأمواج الكهرومغناطيسية في وسط النقل (قناة الاتصال)، الذي يمكن أن يكون خط نقل أو ليناً بصرياً أو دليل موجة أو الفراغ الحر. وتكون سرعة الانتشار في الفراغ الحر هي نفسها سرعة انتشار الضوء التي تساوي  $3 \times 10^8 \text{ m/sec}$ . وتتألف الموجة الكهرومغناطيسية من حقلين كهربائي ومغناطيسي متعامدين وعموديين على مستوى الانتشار.

إن الخواص الأساسية للموجات الكهرومغناطيسية التي تسمى أيضاً الموجات الراديوية هي: التردد والشدة واتجاه الانتشار ومستوى الاستقطاب. وتتغير شدة الموجة المتولدة عن تيار متناوب مع تردد التيار، وأهم عامل يميز الموجة الراديوية هو طول الموجة  $\lambda$ ، حيث:

$$\lambda = cT = \frac{c}{f}$$

يمثل  $T$  الدور و  $f$  التردد ( $f=1/T$ ) و  $c$  سرعة الانتشار (وقيمتها في الفراغ  $c=3 \times 10^8$  m/sec). ومن المهم ملاحظة التناسب العكسي بين طول الموجة والتردد. تتوقف القيمة الأصغر لشدة الحقل التي تعطي استقبلاً جيداً على عوامل عديدة منها التردد، طريقة التعديل، درجة التداخل الموجودة.... الخ. وتتخامد الموجة كلما ابتعدنا عن النقطة الأصلية التي انتشرت منها. وهذا يعود إلى توزيع الطاقة التي تحملها في الفراغ المحيط وإلى الامتصاص من قبل الأرض والطبقات المتأينة في الطبقات العليا من الجو المسماة بالأيونوسفير. وتعرض الموجة الراديوية خلال انتشارها إلى انعكاسات وانكسارات في وسط الانتشار مما يؤدي إلى تغيرات معقدة لشدة حقل الموجة تبعاً لتردداتها وتبعاً للمسافة. ومن المعروف أن اختيار أطوال الموجات الحاملة المستخدمة لإرسال الإشارات الصوتية مهم جداً لتأمين اتصال صوتي جيد وموثوق. ويرتبط اختيار مجال ما من ترددات الموجات الحاملة بالنسبة لكل نظام اتصال بعوامل مختلفة منها خواص انتشار الموجات في المجال الترددي المحدد وطبيعة الضجيج في هذا المجال وعرض الطيف وأبعاد الهوائي اللازمة لتحقيق إشعاعات موجهة. ويؤثر اختيار تردد الموجات الراديوية بشكل ملموس على مبادئ تصميم نظم الاتصالات. ولذلك يستم تصنيف المجالات الترددية للموجات الراديوية المستخدمة في نظم الاتصالات تبعاً لخواص إشعاعها وانتشارها، وذلك كما هو مبين في الجدول (١-١).



الجدول (١-١) اشعاعات الترددية للموجات الكهرومغناطيسية.



## ٩-٥ التحديدات الأساسية لنظم الاتصالات

يواجه المصمم، عند تصميم أي نظام اتصال نوعين رئيسيين من التحديدات أو التقييدات. ويتعلق النوع الأول بالمشاكل التقنية التي تتعلق بإمكانية تحقيق واختيار العناصر المختلفة المكونة للنظام بما يتناسب مع استخدام أفضل العناصر جودة، وأقلها تكلفة وأكثرها تطوراً. أما النوع الثاني فيتعلق بالتحديدات الفيزيائية الأساسية المفروضة على النظام نفسه والتي تعتمد بدورها على التحديدات الأساسية لنقل المعلومات في نظام اتصال كهربائي. ويمكن حصر هذه التحديدات الأساسية غالباً بعاملين هما عرض المجال الترددي *Bandwidth* والضجيج *Noise*.

يعد مفهوم عرض المجال الترددي لكل من الإشارات والنظم على حد سواء، عاملًا مهمًا لقياس لسرعة تغير الإشارة مع الزمن، حيث إنه عندما تتغير الإشارة بشكل سريع مع الزمن فإن طيفها يمتد على مجال عريض من الترددات ونقول إن الإشارة ذات عرض مجال كبير. وبطريقة مماثلة فإن مقدرة النظام على ملاحقة تغيرات الإشارة يعبر عنها بمنحني الاستجابة الترددية أو عرض مجال الإرسال. لكن جميع النظم الكهربائية تحتوي عناصر مخازنة للطاقة، والطاقة المخزنة لا يمكن أن تتغير بشكل لحظي. ولذلك يكسب لكل نظام اتصال عرض مجال محدد مما يحد من معدل تغير الإشارة وسرعة نقل المعلومات.

وهكذا تتطلب عملية نقل كمية كبيرة من المعلومات خلال زمن صغير إشارة ذات عرض مجال كبير لتمثيل المعلومات، كما تتطلب نظاماً ذا عرض مجال كبير لتفسير لسلازم الإشارة. ولهذا السبب يعد عرض المجال تحديداً أو تقييداً أساسياً في أي نظام اتصال. والضجيج هو التقييد (التحديد) الثاني لكمية المعلومات المرسله وهو موجود دائماً في أي نظام اتصال ولا يمكن تجنبه. ونسبر عن الضجيج، من أجل نظام ذي عرض مجال



معين بقياس نسبة الإشارة إلى الضجيج  $SNR$  (Signal to Noise Ratio). ويقصد بهذه النسبة نسبة الاستطاعة المتوسطة للإشارة إلى الاستطاعة المتوسطة للضجيج. وتعتمد النسبة المذكورة المعيار أو المقياس الذي يحدد جودة أداء النظام لنقل إشارة منبع المعلومات، حيث إنه كلما كانت هذه النسبة أكبر كانت جودة النظام أفضل. ولكن باعتبار أنه في أحيان كثيرة لا يمكن أن تكون الإشارة كبيرة نسبياً بالنسبة للضجيج فإنه يوجد نسبة دنيا لهذا المعيار يجب مراعاتها.

أخيراً، إذا كان هناك نظام اتصال، له عرض مجال ونسبة إشارة إلى ضجيج معروفان، فإن هناك حداً أعلى للمعدل الذي يمكن أن ينقل به هذا النظام المعلومات وهذا ما يسمى سعة قناة الاتصال، وهي إحدى المفاهيم الأساسية لنظرية المعلومات. وباعتبار أن سعة قناة الاتصال تتحدد وفق عرض المجال الترددي ونسبة الإشارة إلى الضجيج يمكن القول إن تصميم أي نظام اتصال هو عبارة عن عملية إيجاد حل وسط بين زمن النقل والاستطاعة المرسلة وعرض المجال ونسبة الإشارة إلى الضجيج.

## ١-٦ تصنيف الإشارات

إن المقادير الفيزيائية الحقيقية (الضغط، درجة الحرارة، ...) يتم تحويلها إلى إشارات كهربائية موافقة على شكل توابع زمنية. وبعد التابع الزمني نموذجاً رياضياً للإشارة، ويمكن التعبير عنه بيانياً أو بواسطة جداول أو بعبارة (علاقة) تحللية رياضية. ويقصد عادة بكلمة إشارة  $Signal$  تابع زمني مطابق للإشارة الكهربائية.

ومن وجهة نظر المعلومات يمكن تصنيف الإشارات إلى:

### أ- الإشارات الحتمية (المقررة): *Deterministic Signals*

وهي الإشارات التي تكون قيمتها اللحظية في أي فترة زمنية محددة تماماً، أي يمكن التنبؤ بها باحتمال يساوي الواحد. وكأمثلة على هذه الإشارات يمكن أن تكون

تتابعات النبضات أو قطارات النبضات التي تكون فيها قيم كل من المطال والموضع والشكل معرفة بالنسبة للزمن.

### ب- الإشارات العشوائية: *Random Signals*

هي التي تكون قيمتها اللحظية خلال أي فترة زمنية غير معرفة تماماً، ويمكن التنبؤ بهذه الإشارات باحتمال أقل من الواحد. وكمثال على هذه الإشارات يمكن أن يكون الجهد الكهربائي الموافق للإشارة الصوتية وقطار النبضات الراديوية على دخل جهاز الاستقبال الراداري عندما يتغير مطال وطور هذه النبضات نتيجة لظروف الانشطار. وفي الواقع فإن أي إشارة تحمل معلومات هي إشارة عشوائية، بينما الإشارة الحتمية لا تحمل أي معلومات ولذلك فهي تستخدم فقط لفحص واختبار النظم وقيمتها للعمل.

### ج- الإشارات الدورية واللادورية: *Periodic and Non Periodic Signals*

نقول إن أي إشارة  $v(t)$  هي إشارة دورية ودور تكرارها هو  $T_0$  إذا تحققت العلاقة:  $v(t) = v(t \pm mT_0)$  حيث  $m$  عدد صحيح.

تنتمي إلى الإشارات الدورية الموجات الجيبية والتوابع الأسية العقدية وكثير من الإشارات التي نتعامل معها في نظم الاتصالات.

بالمقابل فإن أي إشارة لا تحقق العلاقة المذكورة تسمى الإشارة اللادورية.

### د- الإشارات التماثلية والإشارات الرقمية: *Analog and Digital Signals*

الإشارة التماثلية *Analog Signal* التي تسمى أحياناً الإشارة المستمرة هي عبارة عن تابع يتغير على نحو مستمر مع الزمن. وتظهر هذه الإشارات عندما يتم تبديل الرسالة كالصوت أو الضوء مثلاً إلى إشارة كهربائية بواسطة مبدل الدخل (مبدل الرسالة إلى إشارة)، كالميكروفون الذي يبدل تغيرات الضغط الصوتي إلى تيار أو جهد موافق. وبالمقابل فإن الإشارة غير المستمرة أو المتقطعة زمنياً *Discrete* تكون معرفة فقط خلال فترات زمنية معينة تتباعد بعضها عن بعض بفترات ثابتة ويمكن وصفها كنتتابع

من العينات التي يمكن لمطالعتها أن تأخذ قيماً مختلفة (على نحو مستمر). وعندما تتم  
تكمية كل عينة (هذا يعني أنه يمكن للمطال أن يأخذ فقط مجموعة منتهية من القيم  
المتقطعة) ومن ثم يتم ترميزها فإن الإشارة الناتجة تسمى إشارة رقمية *Digital*، وهي  
تكون غالباً على شكل تشابعات من الواحدات والأصفار في نظام العد الثنائي.





## الفصل الثاني

### المرشحات وخطوط النقل

### *Filters and Transmission Lines*





## المرشحات وخطوط النقل

### *Filters and Transmission Lines*

#### ٢-١ مقدمة

تعد المرشحات وخطوط النقل من الدارات التي لها أهمية كبيرة في نظم الاتصالات، حيث تقوم المرشحات بتمرير مجال محدود من الترددات المطلوبة دون تخميد ملحوظ وتعتمد باقي الترددات بشكل كبير، بينما تقوم خطوط النقل بنقل الطاقة الكهربائية من مكان لآخر (مثلاً من المرسل إلى المستقبل أو بين أي نقطتين في النظام) في مدى ترددي واسع. وهناك أنواع مختلفة لخطوط النقل ولكن أبسطها وأكثرها استخداماً وانتشاراً هو خط النقل المكون من سلكين متوازيين.

في هذا الفصل سوف نستعرض أهم أنواع المرشحات وخطوط النقل المستخدمة في الاتصالات. وتعتمد دراسة كل من دارات المرشحات وخطوط النقل نظرية رياضية. الأقطاب التي يفترض أن الطالب قد ألم بها في خلال دراسته لتمرير الدارات الكهربائية.

#### ٢-٢ تعريف المرشح وأنواعه

يعرف المرشح أنه عبارة عن رباعي أقطاب خطي يسمح بمرور ترددات معينة بدون تخميد أو بتخميد صغير جداً ويمنع مرور الترددات الأخرى وذلك بتخميدها بشكل كبير.

نسمى المجال الذي يكون فيه التخميد معدوماً أو مهملاً بمجال التمرير للمرشح، بينما نسمى المجال الذي يكون فيه للتخميد قيمة كبيرة نسبياً بمجال التخميد أو بمجال المنع للمرشح. ويكون لكل مرشح مجال تمرير ومجال تخميد (منع). ولكي يكون التخميد معدوماً ضمن مجال التمرير يجب أن يكون المرشح مكوناً من عناصر مفاعلة أو ردية *Reactive* بحثة (ملفات، مكثفات). ويؤدي وجود أي مقاومة في دائرة المرشح إلى امتصاص للاستطاعة (تخميد) عند جميع الترددات، بما فيها ترددات مجال التمرير.

تصنف المرشحات، عموماً، في نوعين أساسيين هما: المرشحات التماثلية *Analog* والمرشحات الرقمية *Digital*. وتصنف المرشحات التماثلية بدورها إلى مرشحات غير فعالة *Passive* وفعالة *Active*. وتتكون أغلب المرشحات غير الفعالة من عناصر مفاعلة فقط  $(I, C)$  وهي لا تحتوي أي عنصر فعال، بينما تحتوي المرشحات الفعالة عنصراً فعالاً أو أكثر كالترانزستور أو مكبر العمليات. وتعد المرشحات الرقمية الوسائل الأساسية للمعالجة الرقمية للإشارة.

سواء كان المرشح فعالاً أو غير فعال فإنه يجب أن يكون له أحد الأنواع التالية وفن مجال الترددات التي يمررها أو مجال الترددات التي يمنع مرورها:

#### ١- مرشح تمرير منخفض: *LPF* (Low Pass Filter)

يقوم هذا المرشح بتمرير الترددات التي هي أقل من تردد محدد يسمى تردد القطع  $f_c$  (Cutoff Frequency) ويمنع مرور باقي الترددات التي هي أكبر من تردد القطع.

#### ٢- مرشح تمرير مرتفع: *HPF* (High Pass Filter)

وعمله معاكس لعمل *LPF*، أي أنه يقوم بتمرير جميع الترددات التي هي أعلى من تردد محدد يسمى تردد القطع ويمنع مرور باقي الترددات التي هي أقل من تردد القطع.

### ٣- مرشح تمرير مجال: $BPF$ (Band Pass Filter)

ويقوم هذا المرشح بتمرير جميع الترددات الواقعة بين ترددتين محددتين هما تردد القطع السفلي  $f_{c1}$  وتردد القطع العلوي  $f_{c2}$ .

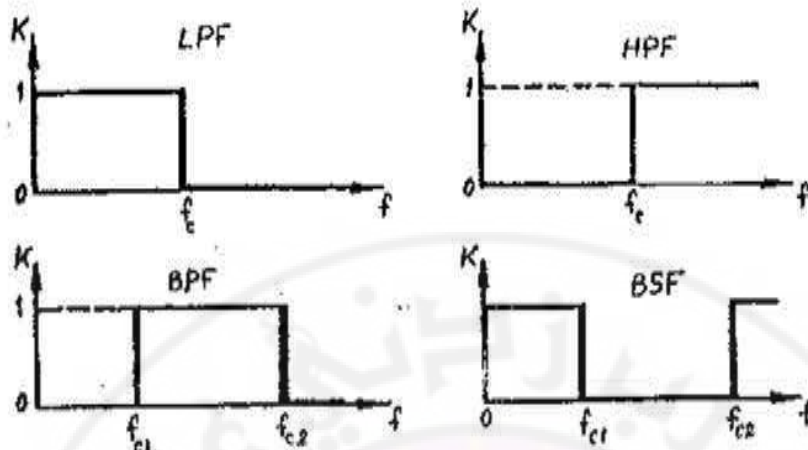
### ٤- مرشح مانع مجال: $BSF$ (Band Stop Filter)

وعمله عكس عمل مرشح  $BPF$  حيث يمنع مرور جميع الترددات الواقعة بين ترددتين محددتين هما تردد القطع السفلي  $f_{c1}$  وتردد القطع العلوي  $f_{c2}$  ويمرر بساقي الترددات.

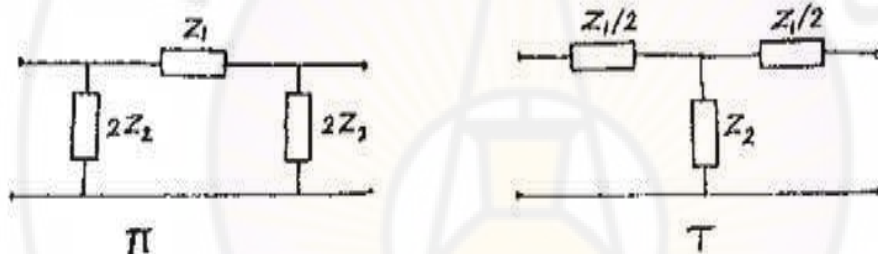
يبين الشكل (٢-١) منحنيات الاستجابة الترددية للمرشحات المثالية من الأنواع المذكورة. ونلاحظ من الشكل أن مجال التمرير لمرشح  $LPF$  يمتد من  $f=0$  حتى  $f=f_c$  الذي يفصل بين مجال التمرير ومجال التخميد، بينما يمتد مجال التمرير لمرشح  $HPIF$  من  $f=f_c$  حتى  $f=\infty$  ويكون مجال التخميد من  $f=0$  حتى  $f=f_c$ . كما نلاحظ من الشكل أيضاً أن مرشح  $BPF$  له مجال تمرير واحد يمتد من  $f_{c1}$  حتى  $f_{c2}$  وله مجال تخميد  $(0 \rightarrow f_{c1})$  و  $(f_{c2} \rightarrow \infty)$ . أما مرشح مانع المجال فيكون له مجال تمرير  $(0 \rightarrow f_{c1})$  و  $(f_{c2} \rightarrow \infty)$  ومجال تخميد واحد يقع بين  $f_{c1}$  حتى  $f_{c2}$ .

### ٣-٣ المرشحات غير الفعالة المكونة من عناصر مفاعلة

نستعرض فيما يلي المرشحات غير الفعالة  $Passive Filters$  المكونة من عناصر مفاعلة  $Reactive$ . ومن أكثر دارات هذه المرشحات استخداماً دارات المرشحات من النوع  $T$  و  $\pi$ ، وهي التي تتشكل من تكرار مقاطع  $Sections$  من الشكلين  $T$  و  $\pi$  كما موضح في الشكل (٢-٢).



الشكل (١-٢) الاستجابة الترددية للمرشحات المثالية.



الشكل (٢-٢) المقطع  $T$  والمقطع  $\pi$  للمرشح غير الفعال.

إن جميع المرشحات التي ندرسها في هذا البند هي مرشحات متناظرة، أي تمثل برابعيات أقطاب متناظرة يكون لها  $A=D$ ، حيث  $A$  و  $D$  من ثوابت مصفوفة النقل لرباعيات الأقطاب في العلاقة:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (2-1)$$

حيث  $V_1$  و  $V_2$  جهدا الدخل والخروج و  $I_1$  و  $I_2$  تيارا الدخل والخروج.



كما يهمننا من خواص رباعي الأقطاب الممانعة المميزة، وهي الممانعة التي إذا تم تحميل الخرج عليها تكون ممانعة الدخول مساوية لها. وفي حالة رباعي الأقطاب المتناظر تكون الممانعة المميزة:

$$Z_0 = \sqrt{Z_{sc} Z_{oc}} \quad (2-2)$$

حيث  $Z_{sc}$  و  $Z_{oc}$  قيمتا ممانعة الدخول في حالتي فتح الخرج وقصره. يعطى ثابت الانتشار  $\gamma$  لرباعي الأقطاب المتناظر بالعلاقة:

$$\tanh \gamma = \sqrt{\frac{Z_{sc}}{Z_{oc}}} \quad (2-3)$$

تمثل القيمة  $e^{\gamma}$  النسبة  $\frac{I_1}{I_2}$  أو  $\frac{V_1}{V_2}$  في حالة تحميل الخرج على  $Z_0$ . ونكتب:

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (2-4)$$

يسمى  $\alpha$  ثابت التخميد أو التوهين *Attenuation*، ويعبر عنه بالنيبر (Np)، كما يمكن التعبير عنه بالديسيبل (dB)، بحيث  $1Np = 8.69dB$ . ويدعى  $\beta$  ثابت انزياح الطور ويقاس بالراديان أو الدرجات. ويستنتج أن  $\cosh \gamma = A = D$ ، حيث  $A$  و  $D$  ثابتا مصغرة النقل في (2-1).

وفي حالة المقطعين  $T$  و  $\pi$  في الشكل (٢-٢) يكون:

$$\cosh \gamma = A = 1 + \frac{Z_1}{2Z_2} \quad (2-5)$$

في حالة المرشحات المكونة من عناصر مفاعلة *Reactive*، يعبر عن ممانعة كل عنصر بـ  $jx$ ، حيث  $x$  قيمة حقيقية موجبة أو سالبة. ونستنتج من (2-5) أنه مهما كانت  $Z_1$  و  $Z_2$ ، فإن:

$$\cosh \gamma = A = 1 + \frac{x_1}{2x_2} \quad (2-6)$$

أي تكون قيمة  $\cosh \gamma$  أو  $A$  حقيقية دوماً، ولكنها يمكن أن تكون موجبة أو سالبة.

ونكتب:

$$A = \cosh \gamma = \cosh \alpha \cos \beta + j \sinh \alpha \sin \beta \quad (2-7)$$

بما أن قيمة  $A$  أو  $\cosh \gamma$  حقيقية، لذلك يجب أن ينعدم القسم التخيلي في (2-7)، أي يجب أن يتحقق أحد الشرطين:

$$\sinh \alpha = 0 \quad (2-8)$$

$$\sin \beta = 0 \quad (2-9)$$

يعرف مجال التمرير للمرشح بأنه المجال الترددي الذي يكون فيه التخميد  $\alpha$  صفراً، أي يتحقق فيه الشرط (2-8) ويكون فيه:

$$A = \cosh \gamma = \cos \beta \quad (2-10)$$

يتفق هذا مع كتابة  $\gamma = j\beta$ ، بحيث  $\cosh \gamma = \cosh(j\beta) = \cos \beta$ . نستنتج من (2-10) أنه في مجال التمرير يجب أن يكون  $A$  حقيقياً ويتحقق المترابطة:

$$-1 \leq A \leq 1 \quad (2-11)$$

حسب العلاقة (2-5) نكتب  $\frac{Z_1}{2Z_2} = A - 1$  ولكي يكون  $A$  حقيقياً في مجال التمرير

ويحقق العلاقة (2-11)، يجب أن تكون النسبة  $\frac{Z_1}{2Z_2}$  حقيقية ويتحقق المترابطة:

$$-1 \leq 1 + \frac{Z_1}{2Z_2} \leq 1 \quad (2-12)$$

أي  $0 \leq \frac{Z_1}{2Z_2} \leq -2$ ، ومن ثم:

$$-4 \leq \frac{Z_1}{Z_2} \leq 0 \quad (2-13)$$

بما أن  $Z_1$  و  $Z_2$  مفاعلتان، فلنكن النسبة  $\frac{Z_1}{Z_2}$  حقيقية وسالبة وفق (2-13) يجب أن تكون  $Z_1$  و  $Z_2$  في مجال التمرير مفاعلتين متعاكستين بالإشارة الجبرية، أي إحداها ملف والأخرى مكثف، بحيث تحققان (2-13).

يستنتج من (2-5) و (2-10) أن  $\beta$  ضمن مجال التمرير تتحدد بالعلاقة:

$$\beta = \cos^{-1} \left( 1 + \frac{Z_1}{2Z_2} \right) \quad (2-14)$$

يعرف مجال التخميد أو (المنع) للمرشح بأنه المجال الترددي الذي يكون فيه  $\alpha \neq 0$ ، ولذا ينبغي أن يتحقق فيه الشرط (2-9) أي  $\sin \beta = 0$ ، بحيث  $\beta = 0$  أو  $\beta = \pi$ . عندما يكون  $\beta = 0$ ، نكتب وفق (2-5):

$$A = \cosh \gamma = \cosh \alpha = 1 + \frac{Z_1}{2Z_2} \quad (2-15)$$

بالمقابل عندما يكون  $\beta = \pi$  نكتب:

$$A = \cosh \gamma = -\cosh \alpha = 1 + \frac{Z_1}{2Z_2} \quad (2-16)$$

يستنتج من التحليل السابق أن  $\alpha$  و  $\beta$  تتغيران وفق النسبة  $\frac{Z_1}{Z_2}$  على النحو الموضح بالشكل (٣-٢). وفي هذا الشكل يمتد مجال التمرير بين  $\frac{Z_1}{Z_2} = -4$  و  $\frac{Z_1}{Z_2} = 0$  وفق المتراجحة (2-13). ومن أجل  $\frac{Z_1}{Z_2} > 0$  تكون  $\beta = 0$  وتغير  $\alpha$  وفق المتراجحة (2-15) حسب العلاقة:

$$\alpha = \cosh^{-1} \left( 1 + \frac{Z_1}{2Z_2} \right) \quad (2-17)$$

وعلى يسار مجال التمرير في الشكل (٣-٢) لدينا  $\frac{Z_1}{Z_2} < -4$  و  $\beta = \pi$ ، بينما تتغير  $\alpha$  وفق (2-16) حسب العلاقة:

$$\alpha = -\cosh^{-1}\left(1 + \frac{Z_1}{2Z_2}\right) \quad (2-18)$$

وتتغير  $\beta$  ضمن مجال التمرير في الشكل (٣-٢) وفق (2-14).

تحتسب الممانعة المميزة للمرشح من النوع  $T$  بالعلاقة:

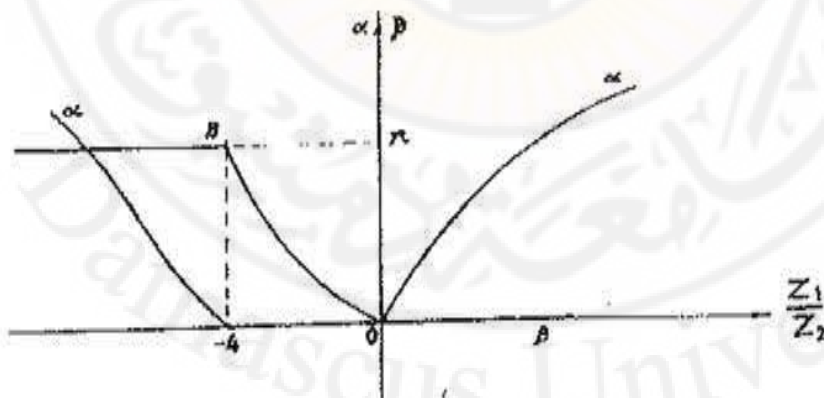
$$Z_{OT} = \sqrt{\frac{Z_1^2}{4} + Z_1 Z_2} \quad (2-19)$$

عندما تكون  $Z_1$  و  $Z_2$  مفاعلتين متعاكستين بالإشارة، فإن  $Z_{OT}$  تكون مقاومة صرفة وإذا كان لـ  $Z_1$  و  $Z_2$  نفس الإشارة فتكون  $Z_{OT}$  مفاعلة صرفة.

أما الممانعة المميزة للمرشح على شكل  $\pi$  فتعطى بالعلاقة:

$$Z_{O\pi} = \frac{Z_1 Z_2}{\sqrt{\frac{Z_1^2}{4} + Z_1 Z_2}} = \frac{Z_1 Z_2}{Z_{OT}} \quad (2-20)$$

باعتبار أن الجداء  $Z_1 Z_2$  هو قيمة حقيقية دوماً لأن  $Z_1$  و  $Z_2$  مفاعلتان، لذلك فإن  $Z_{O\pi}$  تأخذ نفس طبيعة  $Z_{OT}$  بحيث تكون مقاومة صرفة أو مفاعلة صرفة ونفس كسور  $Z_{OT}$  مقاومة صرفة أو مفاعلة صرفة. وهكذا فإن تحديد مجال التمرير وفعال التخميد للمرشح من نوع  $\pi$  مشابه تماماً لحالة المرشح من نوع  $T$ .



الشكل (٣-٢) تغير ثابت التخميد  $\alpha$  وثابت الطور  $\beta$  بدلالة النسبة  $\frac{Z_1}{Z_2}$ .

## ٢-٤ المرشحات ذات الثابت $k$

نسمي المرشحات نوع  $T$  أو  $\pi$  التي تكون فيها  $Z_1$  من طبيعة مخالفة لـ  $Z_2$  (مثلاً  $Z_1$  ملف و  $Z_2$  مكثف أو بالعكس) ونحقق العلاقة:

$$Z_1 Z_2 = k^2 \quad (2-21)$$

بالمرشحات ذات الثابت  $k$ ، حيث  $k$  ثابت مستقل عن التردد وله واحدة الأوم وهو يساوي المقاومة التي يمثّلها المرشح.

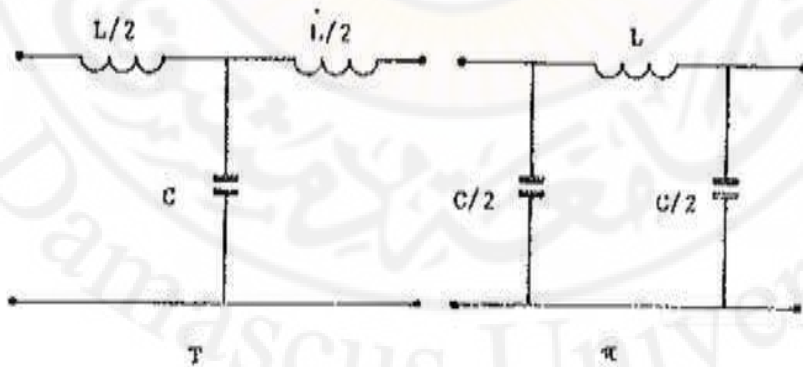
فإذا كانت  $Z_1$  عبارة عن ملف تحريضته  $L$  و  $Z_2$  مكثف سعته  $C$  فإن:

$$Z_1 Z_2 = j\omega L \cdot \frac{1}{j\omega C} = \frac{L}{C} = k^2$$

## ٢-٤-١ مرشح التمرير المنخفض $LPF$

يبين الشكل (٢-٤) مقطعين على شكل  $T$  و  $\pi$  لمرشح تمرير منخفض  $LPF$  ويكون فيهما:

$$Z_1 = j\omega L, \quad Z_2 = \frac{1}{j\omega C}, \quad k^2 = \frac{L}{C}$$



الشكل (٢-٤) المقطعان  $T$  و  $\pi$  لمرشح تمرير منخفض ذي الثابت  $k$ .



نستنتج مجال التمرير بتعويض قيمتي  $Z_1$  و  $Z_2$  في (2-13)، فنجد أن:

$$0 \leq \omega \leq \frac{2}{\sqrt{LC}} \quad (2-22)$$

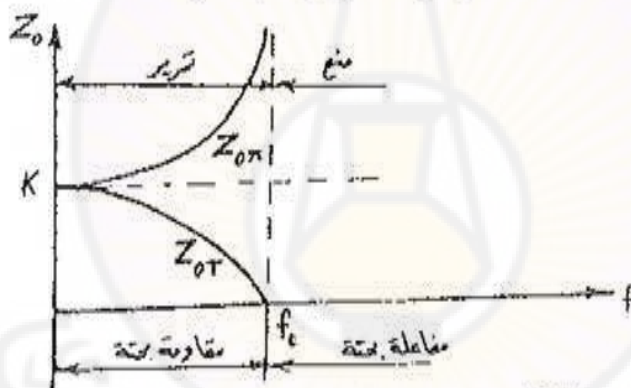
نسمي الحد العلوي لـ  $\omega$  في (2-22) بتردد القطع ويرمز له بـ  $\omega_c$  ونكتب:

$$\omega_c = \frac{2}{\sqrt{LC}} \quad f_c = \frac{1}{\pi\sqrt{LC}} \quad (2-23)$$

بتطبيق (2-19) و (2-20) نجد بالنتيجة:

$$\omega_{or} = K \sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_c}\right)^2} \quad \omega_{op} = \frac{k}{\sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_c}\right)^2}} \quad (2-24)$$

يبين الشكل (٥-٢) تغير كل من  $Z_{or}$  و  $Z_{op}$  تبعاً للتردد.

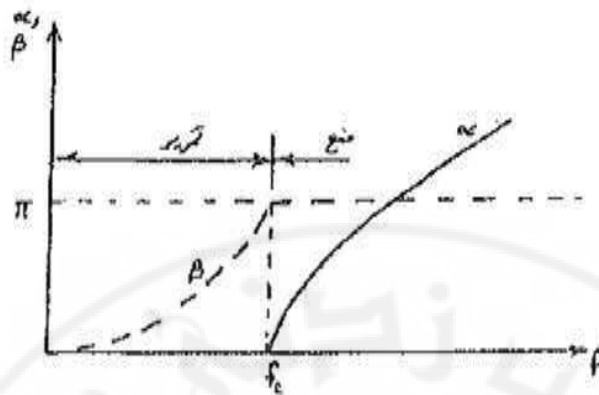


الشكل (٥-٢) تغير  $Z_{or}$  و  $Z_{op}$  بدلالة التردد لموضع  $LPF$ .

نجد وفق (2-14) و (2-16) في مجال التمرير والتخميد:

$$\beta = \cos^{-1} \left[ 1 - 2 \left( \frac{f}{f_c} \right)^2 \right] \quad , \quad \alpha = \cosh^{-1} \left[ 2 \left( \frac{f}{f_c} \right)^2 - 1 \right] \quad (2-25)$$

يكون الثابت الطوري خارج مجال التمرير  $\beta = \pi$ . ويبين الشكل (٦-٢) تفسير  $\alpha$  و  $\beta$  بدلالة التردد.



الشكل (٦-٢) تغير  $\alpha$  و  $\beta$  بدلالة التردد لمرشح  $LPF$ .

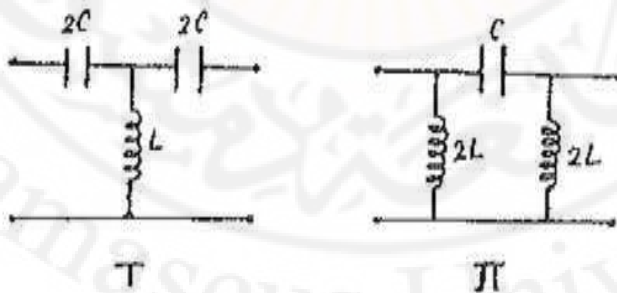
#### ٢-٤-٢ مرشح التمرير المرتفع $HPF$

يبين الشكل (٧-٢) مرشح  $HPF$  على شكل مقطع  $T$  ومقطع  $\pi$  ويكون فيهما:

$$Z_1 = \frac{1}{j\omega C} \quad , \quad Z_2 = j\omega L \quad , \quad k^2 = \frac{L}{C}$$

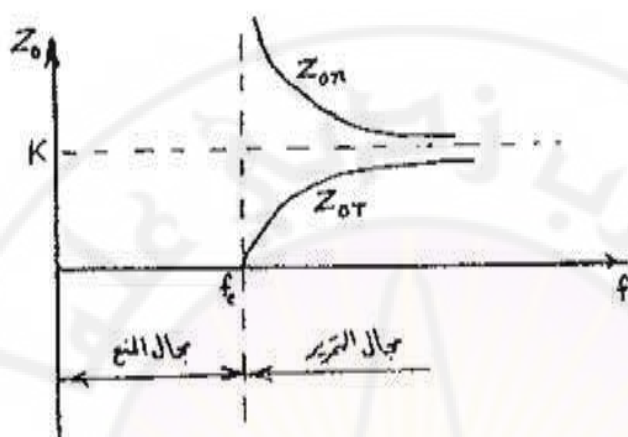
نحصل بالنتيجة على:

$$\omega_c = \frac{1}{2\sqrt{LC}} \quad , \quad f_c = \frac{1}{4\pi\sqrt{LC}} \quad (2-26)$$



الشكل (٧-٢) المقطعان  $T$  و  $\pi$  لمرشح  $HPF$  ذي الثابت  $k$ .

تحدد  $Z_{OR}$  و  $Z_{ON}$  و  $\alpha$  و  $\beta$  في حالة HPF بعلاقات مماثلة لـ (2-24) و (2-25) على أن نبدل  $\frac{f_c}{f} \rightarrow \frac{f}{f_c}$ ، وبين الشكلان (٨-٢) و (٩-٢) تغير كل من القيم المذكورة مع التردد.



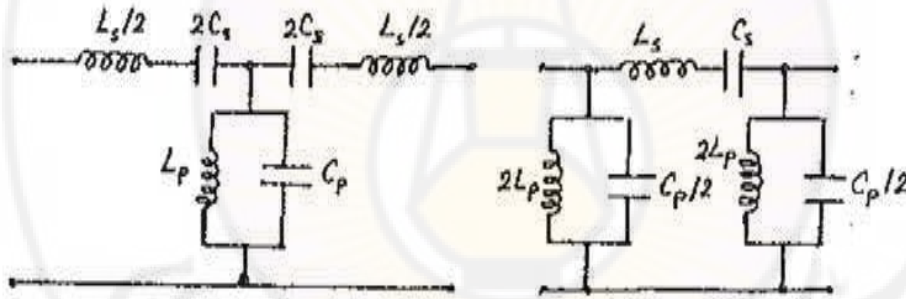
الشكل (٨-٢) تغير  $Z_{OR}$  و  $Z_{ON}$  بدلالة التردد لمرشح HPF.



الشكل (٩-٢) تغير  $\alpha$  و  $\beta$  بدلالة التردد لمرشح HPF.

## ٢-٤-٣ مرشح تمرير مجال BPF

يقوم هذا المرشح بتمرير مجال معين من الترددات محصور بين ترددين محددين هما ترددا القطع العلوي والسفلي. ونحصل على هذا المرشح بوصل مرشح HPF مع مرشح LPF على التسلسل، بحيث ينطبق ترددا القطع لهذين المرشحين مع ترددي القطع لمرشح BPF المطلوب  $f_1$  و  $f_2$ . ولكن هذه الطريقة تبدو مكلفة ومعقدة. ولذلك فهي لا تستخدم بسبب صعوبة تحقيق التوافق بين الممانعة المميزة لكل المرشحين. ويستعاض عنها بممانعة تسلسلية  $Z_1$  تولف دائرة رنين تسلسلية وممانعة تفرعية  $Z_2$  تشكل دائرة رنين تفرعية. وبين الشكل (١٠-٧) المقطع  $T$  والمقطع  $\pi$  لهذا المرشح وقد رمز لعناصر الممانعة التسلسلية بالدليل  $s$  والممانعة التسلسلية بالدليل  $p$ .



الشكل (١٠-٧) المقطعان  $T$  و  $\pi$  لمرشح تمرير مجال.

## ٢-٥ المرشحات الكريستالية أو البللورية

يعتمد مبدأ عمل المرشحات الكريستالية أو البللورية على الظاهرة المسماة التأثير البيزو كهربائي أو التأثير الكهربائي الإجهادي *Pizo-Electric Effect*. ويقصد بهذه

الظاهرة أنه عند تعرض شريحة من مواد بللورية مثل الكوارتز أو السيراميك إلى إجهاد ميكانيكي تنتج شحنات كهربائية متعاكسة على وجهي الشريحة، أي ينتج جهد أو فرق كمون. وبالمقابل، عند تعريض نفس الشريحة إلى جهد أو فرق كمون، يحدث فيها تشوه ميكانيكي.

تصنع الكريستالات المخصصة للعمل في الدارات الإلكترونية بشكل يشبه نوعاً ما مكثفاً ذا لوحين معدنيين متوازيين، بحيث توضع شريحة الكريستال كأنها العازل بين الإلكترودين (المسريين). ولذلك يمثل الكريستال بالرمز المسبين بالشكل (٢-١١-أ) ويتبين أن سلوك الكريستال ضمن دارات التيار المتناوب (دارات التردد العالي عادة) يشبه سلوك دائرة رنين، حيث تكون دارته المكافئة كما مبين في الشكل (٢-١١-ب). ويبين الشكل (٢-١١-ج) تغير المعادلة المكافئة للكريستال  $X$  مع التردد  $\omega$ . ويعمل الكريستال عند الترددات المنخفضة بسعة  $C$ ، وهي السعة بين الإلكترودين المعدنيين (السعة الكهروستاتيكية)، وهي تتأثر بتغيرات درجة الحرارة. وعند زيادة التردد تقترب تدريجياً من الرنين التسلسلي الذي يحدث عند تردد معين  $\omega_p$  يتحدد بالخواص البيزوكهربائية، وهو لا يتأثر كثيراً بتغيرات درجة الحرارة (وهذه هي أهم خاصية لكريستالات الكوارتز). ويحدث الرنين التفرعي عند تردد أعلى، نرسم له  $\omega_p$ ، وتكون قيمة  $\omega_p$  أكثر تأثراً بتغيرات درجة الحرارة من  $\omega$ . ولذلك، عند استخدام كريستال الكوارتز كبديل لدائرة رنين (في المذبذبات أو المهتزات خاصة)، يفضل تشغيله في حالة الرنين التسلسلي. ويكون عامل جوده بللورة الكوارتز في حالة الرنين التسلسلي عالياً جداً (أكثر من 10000).

يكافئ الكريستال مفاعلة تخريبية بين التردد  $\omega$  و  $\omega_p$  وهي تتحدد تقريباً بالعلاقة:

$$X = -\frac{1}{\omega C} \frac{\omega^2 - \omega_p^2}{\omega^2 - \omega_p^2} \quad (2-27)$$



$$\omega_s^2 = \frac{1}{LC} \text{ و } \omega_p^2 = \frac{1}{L\left(\frac{1}{C} - \frac{1}{C''}\right)} \text{ حيث:}$$

نورد فيما يلي على سبيل المثال معطيات كريستال كوارتز أبعاد شريطته  $5 \times 25 \times 2 \text{ mm}$ .

$$L=115 \text{ H}$$

$$F_s=104.5 \text{ kHz}$$

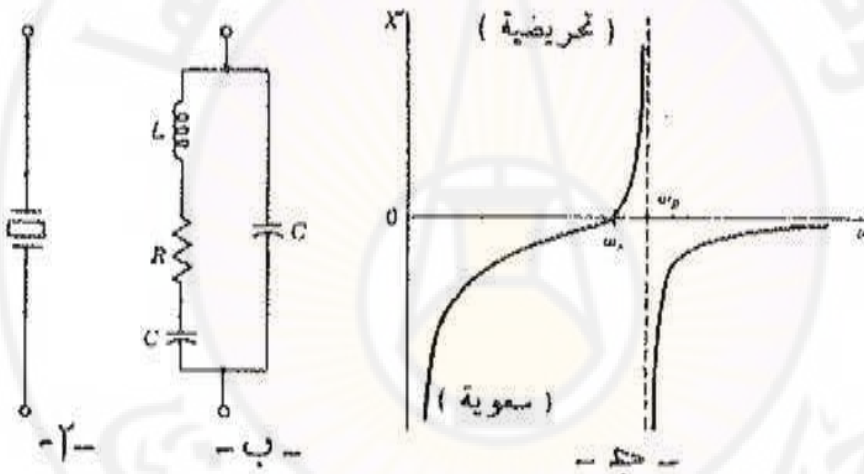
$$C=0.02 \text{ pF}$$

$$Q=5000$$

$$C''=2.5 \text{ pF}$$

$$F_p=105.2 \text{ kHz}$$

$$R=5 \text{ k}\Omega$$



الشكل (٢-١١)

أ- تمثيل الكريستال.

ب- الدارة المكافئة للكريستال.

ج- تغير المفاعلة المكافئة للكريستال بدلالة التردد.

تستخدم الكريستالات عملياً كمرشحات، كبداًل للدارات الرنين. ويفضل أن تستخدم لهذه الغاية عادة كريستالات سيراميكية (خزفية) لأن عامل جودتها منخفض نسبياً (مثلاً ٥٠-١٠٠)، من مرتبة جودة دارات الرنين العادية، بحيث لا يكون مجال التعبير ضيقاً (كمرشح تمرير مجال). ونستخدم الكريستالات في المرشحات أيضاً كتحريضية (بين التردد  $\omega$  و  $\omega_m$ ) كبداًل للملفات، وذلك للاستغناء عن الملفات التي يكون حجمها كبير نسبياً (لترددات غير المرتفعة جداً)، وتنتج عنها حقول مغناطيسية شاردة.

## ٢-٦ المرشحات الفعالة

تتألف هذه المرشحات من مجموعة من العناصر غير الفعالة ( $RC$ ) بالإضافة إلى عنصر فعال ونشط على الأقل، وكعنصر فعال يستخدم مكرر العمليات *Operational Amplifier* وهذه المرشحات تكون ذات تردد أعظمي محدد بخواص مكرر العمليات المستخدمة في دائرة المرشح، لذلك فهي تستخدم في تطبيقات ترشيح الترددات المنخفضة (حتى مئتي عشرات وأحياناً بضع مئات من  $kHz$ ).

إن الميزة الرئيسية لهذه المرشحات هي أنه يمكن أن تصمم للحصول على الاستجابات الترددية المطلوبة غالباً بدقة أفضل مما تسمح به المرشحات غير الفعالة، كما أنها تستخدم للحصول على تكبير أو تنسب أكبر من الواحد. ويمكن تصميمها دون استخدام الملفات التي يكون حجمها كبيراً في المرشحات المخصصة لترددات منخفضة نسبياً كما تكون غير خطية وتولد حقول مغناطيسية شاردة وقد تسدد استطاعات كبيرة.

نكتفي فيما يلي بالتعرض للمرشحات الفعالة للتمرير المنخفض من نسوع مرشحات  
 بترورث *Butterworth* الشائعة الاستخدام وهي تسمح بالحصول على استجابات  
 ترددية وفق العبارة:

$$H(s) = \frac{A_v(s)}{A_{v0}} = \frac{1}{B_n(s)} \quad (2-28)$$

حيث  $A_v(s)$  كسب أو ربح الجهد بدلالة متحول لابلاس  $s = j\omega = j2\pi f$  و  $A_{v0}$  كسب  
 الجهد للتيار المستمر أو الترددات المنخفضة جداً ( $f \rightarrow 0$ ) و  $B_n(s)$  كثير حدود  
 بترورث.

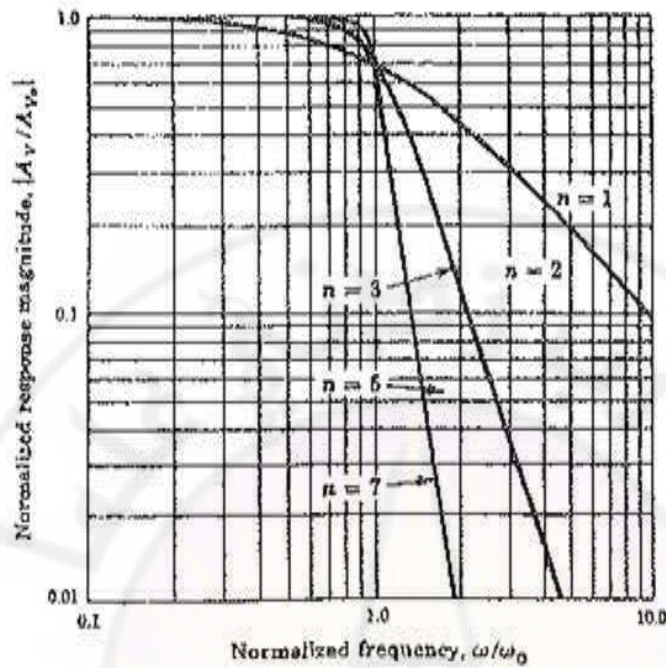
تعطى طويلة  $B_n(s)$  بعد تبديل  $s$  بـ  $j\omega$  بالعلاقة:

$$B_n(\omega) = \sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^{2n}} \quad (2-29)$$

حيث  $\omega_0$  التردد الزاوي النسبي الذي تنخفض عنده الاستجابة الترددية  $|H(\omega)|$  بمقدار  
 3dB.

يبين الشكل (٢-١٢) الاستجابة  $|H(\omega)|$  تبعاً للتردد  $\frac{\omega}{\omega_0}$ . ونلاحظ أن انخفاض  
 الاستجابة الترددية عند التردد  $\omega > \omega_0$  يزداد حدة كلما ازدادت مرتبة المرشح  $n$ . ويمكن  
 أن تعد الاستجابة الترددية قريبة لاستجابة مرشح *LPF* المثالي في الشكل (٢-١) عندما  
 تكون  $n > 7$ . ويكون تخميد المرشح بالدبسيل:

$$\alpha = 10 \log \frac{1}{|H(\omega)|^2} = 10 \log \left[ 1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^{2n} \right] \quad (2-30)$$



الشكل (١٢-٢)

الاستجابة  $|H(f)|$  بدلالة التردد  $\frac{\omega}{\omega_0}$  لمرشح بتروورث عند قيم مختلفة لـ  $n$ .

نورد في الجدول (١٢-٢) كثير حدود بتروورث كجدااء عوامل مع افتراض أن  $\omega_0 = 1 \text{ rad/sec}$  ومن أجل  $n=2$  يكون:

$$B_n(s) = s^2 + 2ks + 1 \quad (2-31)$$

$$\text{حيث } 2k = \sqrt{2}, \quad k = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

يبين الشكل (١٣-٢) على سبيل المثال دائرة مرشح فعال من المرتبة الثانية باستخدام مكبر عمليات، وهي تحقق استجابة بتروورث من أجل  $n=2$ . ويمثل  $V_i$  في الشكل (١٣-٢) جهد منبع الإشارة، بينما يمثل  $V_o$  و  $V_n$  جهدي دخل ومخرج مكبر العمليات. ويستنتج أن كسب الجهد:

$$A_v(s) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{A_{v0}}{(RCs)^2 + (3 - A_{v0})(RCs) + 1} \quad (2-32)$$

حيث  $A_{v0}$  كسب الجهد للتيار المستمر:

$$A_{v0} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{R_1 + R_i}{R_i} \quad (2-33)$$

نجد بالنتيجة أن تابع الاستجابة الترددية:

$$H(s) = \frac{A_v(s)}{A_{v0}} = \frac{1}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 + 2k\left(\frac{s}{\omega_0}\right) + 1} \quad (2-34)$$

حيث  $\omega_0 = \frac{1}{RC}$ ،  $2k = 3 - A_{v0}$ . وتحقق (2-34) استجابة مرشح بتروورث من

المرتبة الثانية وفق (2-31) من أجل  $2k = \sqrt{2}$ .

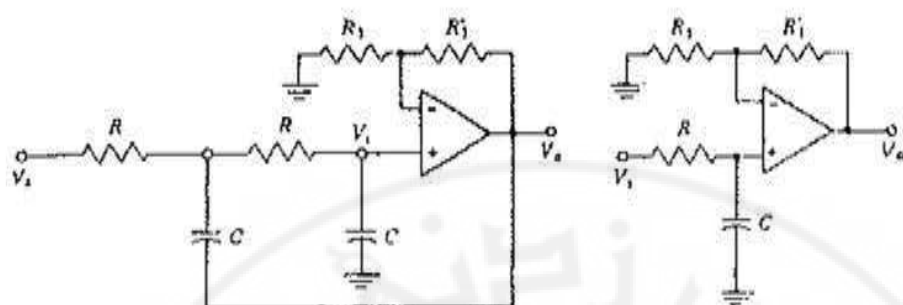
يمكن أن ينفذ مرشح بتروورث من المرتبة الأولى بمرشح RC بسيط يتبعه مكبر لاحق كما هو مبين في الشكل (٢-١٣-ب) حيث يكون:

$$H(s) = \frac{A_v(s)}{A_{v0}} = \frac{1}{s^2 + \omega_0} \quad (2-35)$$

| n | Factors of polynomial $B_n(s)$                                             |
|---|----------------------------------------------------------------------------|
| 1 | $(s + 1)$                                                                  |
| 2 | $(s^2 + 1.414s + 1)$                                                       |
| 3 | $(s + 1)(s^2 + s + 1)$                                                     |
| 4 | $(s^2 + 0.765s + 1)(s^2 + 1.848s + 1)$                                     |
| 5 | $(s + 1)(s^2 + 0.618s + 1)(s^2 + 1.618s + 1)$                              |
| 6 | $(s^2 + 0.518s + 1)(s^2 + 1.414s + 1)(s^2 + 1.932s + 1)$                   |
| 7 | $(s + 1)(s^2 + 0.445s + 1)(s^2 + 1.247s + 1)(s^2 + 1.802s + 1)$            |
| 8 | $(s^2 + 0.390s + 1)(s^2 + 1.111s + 1)(s^2 + 1.663s + 1)(s^2 + 1.962s + 1)$ |

: الجدول (٢-١) كثير حدود بتروورث.





الشكل (٢-١٣)

أ- دائرة مرشح فعال من المرتبة التاسع باستخدام مكبر عمليات.

ب- مرشح بتروورث من المرتبة الأولى.

## ٧-٢ المرشحات الرقمية

تعد المرشحات الرقمية الأداة الأساسية للمعالجة الرقمية للإشارات، فالمرشح الرقمي ليس إلا عبارة عن وحدة معالجة للإشارة تقوم بتحويل تتابع النبضات الممتدة للأرقام الثنائية في الدخول إلى تتابع النبضات المقابل له في المخرج. ويكون تتابع المخرج عبارة عن نسخة مرشحة من تتابع الدخول وذلك عندما تقوم وحدة المعالجة (المرشح الرقمي) بإجراء عمليات مناسبة (تأخير، جمع، ضرب) على تتابع الدخول. ويوضح الشكل (٢-١٤) مبدأ الترشيح الرقمي.

تدخل الإشارة التماثلية المستمرة  $v_i(t)$  إلى دائرة مبدل تماثلي رقمي  $A/D$  حيث يتم أخذ عينات منها وفق نظرية أخذ العينات أو الاعتيان *Sampling Theorem* ثم نحول كل عينة إلى الشكل الرقمي. وينتج في مخرج المبدل التتابع الرقمي  $v_i(nT)$  الذي يطبق على دخل المرشح الرقمي حيث تتم معالجته رقمياً وينتج في مخرج المرشح التتابع الرقمي

$v_o(nT)$  بعد ذلك يقوم المبدل الرقمي-التماثلي  $D/A$  بتحويل هذا التابع الرقمي إلى إشارة خرج تماثلية  $v_o(t)$ .



الشكل (٢-١٤) مبدأ الترشيح الرقمي.

## ٢-٨ خطوط النقل (الاتصال)، أنواعها وخواصها

تستخدم خطوط النقل أو الاتصال لنقل الطاقة من مكان لآخر وبترددات عالية أو منخفضة، وهناك أنواع مختلفة من خطوط النقل أبسطها هو الخط المكون من سلكين ناقلين متوازيين والذي يمكن أن يكون منبسّطاً أو مجدولاً. ومن أكثر خطوط النقل استخداماً الخط الهوائي الذي يكون فيه العازل بين السلكين هو الهواء، وهو يستخدم في النقل الهوائي.

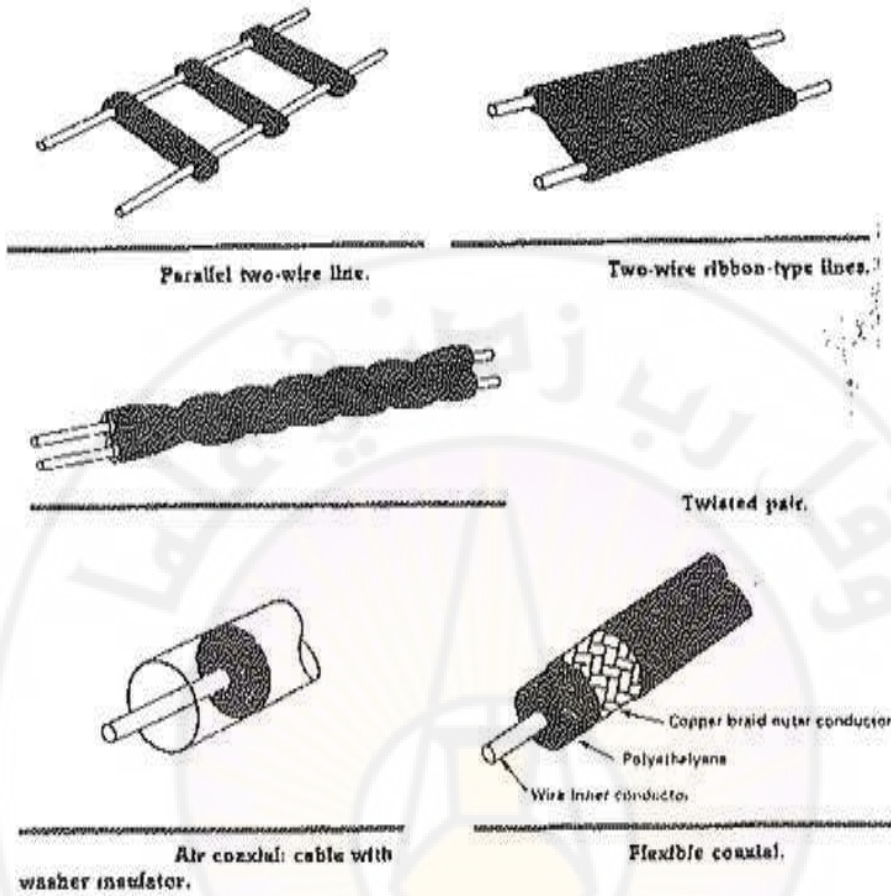
من خطوط النقل الأكثر استخداماً في الاتصالات خط النقل المحوري (الكابل المحوري)، وهو يتكون من ناقل داخلي ذي قطر صغير يحيط به ناقل خارجي أسطواني الشكل مقطعه دائرة مركزها الناقل الداخلي ويفصل بينهما عازل مناسب. وهناك شكلان للكابل المحوري: الأول هو الكابل المحوري الصلب ويكون فيه الناقل الخارجي أسطوانة من النحاس تحيط بالناقل الداخلي الموجود في مركزها حيث يثبت الناقل الداخلي بواسطة حلقات عازلة سماكتها صغيرة جداً بالمقارنة مع طول الموجة وموجودة على مسافات متساوية على طول الكابل المحوري. والشكل الثاني للكابل المحوري هو الكابل المحوري المرن حيث يصنع الناقل الداخلي من مجموعة نواقل مرنة غير معزولة وبأقطار

صغيرة نسبياً بمجدولة بعضها مع بعض لتشكيل الناقل الداخلي. ويحيط بهذا الناقل الداخلي طبقة عازلة من بلاستيك البوليثلين يحيط بها الناقل الخارجي المغلف بطبقة حماية وعزل من بلاستيك البوليثلين.

تصنف الكوابل وفق مجالات الترددات التي تعمل عندها. ويفهم عادة ضمناً أن الكابل المحوري هو كابل للترددات العالية ويمكن أن يتضمن زوجاً محورياً أو أكثر. من المزايا الهامة للكوابل المحورية عدم السماح للحقول الكهرومغناطيسية بالنفاذ إلى الناقل الداخلي وبالتالي فهي تؤمن عزلاً جيداً للإشارة المنقولة عن التأثيرات الخارجية. ويبين الشكل (٢-١٥) الأنواع المختلفة لخطوط النقل.

يعبر عن الخواص الكهربائية لخطوط النقل بواسطة الثوابت الأولية *Primary Constants* لخط النقل، أي الثوابت النسبية لواحدة الطول من الخط وهي يمكن أن تكون كيلومتراً أو متراً. ويفترض أن هذه الثوابت موزعة بانتظام على طول خط النقل. إن الثوابت الأولية لخط النقل (يفترض أن واحدة الطول هي 1m أو 1km) هي بالتعريف:

- المقاومة المادية لواحدة الطول ( $R$ ) وهي تدل على أن الناقل غير مثالي وتُقاس بالـ ( $\Omega/km$ ) أو ( $\Omega/m$ ).
- التحريضية أو عامل التحريض الذاتي لواحدة الطول ( $L$ ) وينشأ من الأسلاك المكونة لخط النقل ويقاس بالـ ( $H/m$ ) أو ( $H/km$ ).
- السعة الكهربائية لواحدة الطول ( $C$ ) وتنشأ من تباين سلكي خط النقل ووجود الوسط العازل بينهما وتقاس بالـ ( $F/m$ ) أو ( $F/km$ ).
- الناقلية التفرعية لواحدة الطول ( $G$ ) وتدل على وجود ضياع في العازل المحيط بالخط وتقاس بالـ ( $S^{-1}/m$ ) أو ( $S^{-1}/km$ ).



الشكل (٢-١٥) الأنواع المختلفة لخطوط النقل.

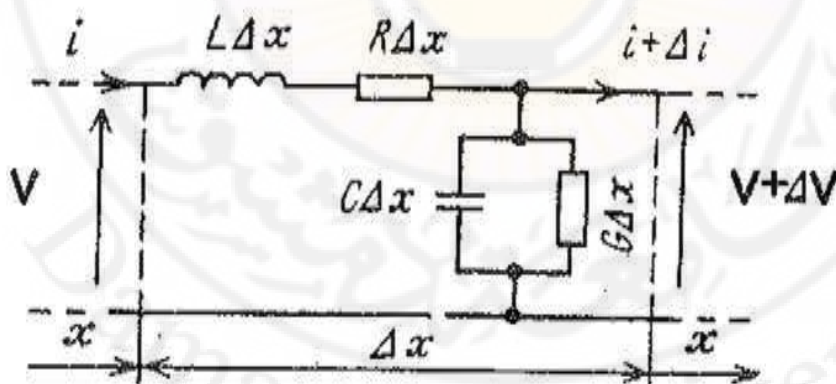
إن جميع هذه الثوابت تحدد خواص خط النقل، ولذلك عند دراسة خطوط النقل يستعمل تحديد القيم العددية لهذه الثوابت التي يفترض أنها موزعة بانتظام، وتكون  $L$  و  $C$  غير معتمدتين على التردد، بينما عملياً تتزايد قيم  $R$  و  $G$  مع التردد نتيجة الظاهرة الفعشورية *Skin Effect* وتزايد التسيب مع التردد.



إذا بقيت الثوابت الأولية لخط النقل ثابتة (غير متغيرة) على طول الخط، فإن الخط يسمى بخط النقل المتجانس أو الخط المنتظم *Uniform Line*. ونقصد به الخط الذي تكون فيه الخواص الكهربائية لكل قطعة منه مهما صغرت مطابقة تماماً للخواص الكهربائية للقطع الأخرى. وبذلك تكون العناصر الكهربائية المشكلة للخط كالمقاومة والسعة والتخريضية والناقلية موزعة بشكل متساو على طول خط النقل المتجانس، وهذا النوع من الخطوط هو الذي سندرسه في البنود التالية.

## ٩-٢ معادلات خط النقل

لنفترض أن لدينا خط نقل منتظماً ثوابته الأولية  $(R, L, G, C)$  معلومة، وهذه الثوابت تحدد كيفية انتشار الأمواج على طول الخط، ونريد إيجاد العلاقات التي تحدد توزيع كل من موجة الجهد وموجة التيار على طول الخط. لذلك نفترض أنه على مسافة  $x$  من بداية الخط عزلنا جزءاً صغيراً من الخط بطول  $\Delta x$  كما هو مبين في الشكل (٢-١٦). ومقاومة هذا الجزء هي  $R\Delta x$  وسعته  $C\Delta x$  وناقليته  $G\Delta x$ . ونرمز للتيار والجهد في بداية هذا الجزء بـ  $i$  و  $v$  وفي نهايته بـ  $i+\Delta i$  و  $v+\Delta v$ .



الشكل (٢-١٦) الدارة المكافئة لخط النقل.



يكون كل من الجهد والتيار في الحالة العامة تابعاً للمسافة على طول الخط  $x$  وللزمن  $t$  ولذلك يتم استخدام المشتقات الجزئية في المعادلات من الشكل (٢-١٦). وباستخدام قوانين كيرشوف يمكن أن نكتب:

$$v - (v + \Delta v) = R\Delta x i + L\Delta x \frac{\partial i}{\partial t}$$

$$i - (i + \Delta i) = G\Delta x v + C\Delta x \frac{\partial v}{\partial t}$$

من ثم نحصل على:

$$\Delta v = R\Delta x i + L\Delta x \frac{\partial i}{\partial t}$$

$$-\Delta i = G\Delta x v + C\Delta x \frac{\partial v}{\partial t}$$

بتقسيم طرفي المعادلتين على  $\Delta x$  وجعل  $(\Delta x \rightarrow 0)$  نحصل على المعادلتين التفاضليتين التاليتين للخط:

$$-\frac{\partial v}{\partial x} = L \frac{\partial i}{\partial t} + Ri$$

$$-\frac{\partial i}{\partial x} = C \frac{\partial v}{\partial t} + Gv$$

(2-36)

عند دراسة سلوك خط النقل لحالة الإشارة الجيبية يستخدم غالباً التمثيل العقدي، فتستبدل في المعادلتين (2-36) القيمتان اللحظيتان  $i$  و  $v$  بالقيمتين العقديتين  $I$  و  $V$ ،

ونستبدل  $\frac{\partial i}{\partial t} \rightarrow j\omega I$  و  $\frac{\partial v}{\partial t} \rightarrow j\omega V$  فنحصل على المعادلتين:

$$-\frac{\partial V}{\partial x} = (R + j\omega L)I = ZI$$

$$-\frac{\partial I}{\partial x} = (G + j\omega C)V = YV$$

(2-37)

حيث  $Z = R + j\omega L$  وهي الممانعة التسلسلية لوحدة الطول (أي لكل 1m أو 1km) و  $Y = G + j\omega C$  وهي الممانعة التفرعية لوحدة الطول (أي لكل 1m أو 1km).

## ٢-١٠ سلوك خط النقل عديم الضياع

عند دراسة سلوك خط النقل في كثير من التطبيقات العملية يمكننا إهمال فقدان الطاقة الناتج عن كل من  $R$  و  $G$ ، بحيث يمكن أن نفترض التبسيط  $R=0$  و  $G=0$ . ويسمى خط النقل في مثل هذه الحالة خط النقل عديم الضياع، ونعيد كتابة المعادلتين (2-36) له على النحو التالي:

$$\begin{aligned}\frac{\partial v}{\partial x} &= -L \frac{\partial i}{\partial t} \\ \frac{\partial i}{\partial x} &= -C \frac{\partial v}{\partial t}\end{aligned}\quad (2-38)$$

باشتقاق المعادلة الأولى بالنسبة لـ  $x$  وتبديل المعادلة الثانية فيها، وكذلك باشتقاق المعادلة الثانية بالنسبة لـ  $t$  وتبديل الأولى فيها نحصل على المعادلتين:

$$\begin{aligned}\frac{\partial^2 v}{\partial x^2} &= \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 v}{\partial t^2} \\ \frac{\partial^2 i}{\partial x^2} &= \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 i}{\partial t^2}\end{aligned}\quad (2-39)$$

حيث:

$$c = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2-40)$$

تمثل هذه القيمة كما هو موضح لاحقاً سرعة الانتشار في الخلفاء.

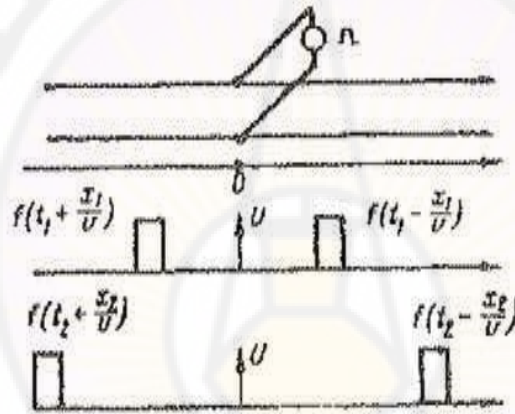
تسمى المعادلتان (2-39) المعادلتين الموجيتين *Wave Equations* لخط النقل، ويعتمد حل هاتين المعادلتين على الشروط الابتدائية والحدية (الخاصة بمنبع الإشارة وبممانعة الحمل). وتقبل المعادلتان كحل لهما توابيع من الشكل:

$$\begin{aligned}v(x,t) &= F_1\left(t \pm \frac{x}{c}\right) \\ i(x,t) &= F_2\left(t \pm \frac{x}{c}\right)\end{aligned}\quad (2-41)$$

حيث  $F_1$  و  $F_2$  أي تابعا قابلان للاشتقاق مرتين.

تقابل كل من العبارتين موجتين للجهد  $v(x,t)$  وموجتين للتيار  $i(x,t)$  تنتشران عبر الخط باتجاهين متعاكسين بالسرعة  $c$  المحددة بقيمة  $L$  و  $C$ .

بافتراض أن سطح النقل غير محدود الطول أو لا نهائي *Infinite* ويمتد من  $x=-\infty$  حتى  $x=+\infty$  ووصل إليه عند  $x=0$  منبع جهد  $v(t)$  يولد نبضة مستطيلة مثلاً تبدأ في اللحظة  $t=0$ ، فإن توزع الجهد (وكذلك التيار) على طول الخط في اللحظات  $t_1 > 0$  و  $t_2 > t_1$  سيكون كما مبين في الشكل (١٧-٢).



الشكل (١٧-٢) توزع الجهد والتيار على طول خط نقل لا نهائي

في حالة خط نقل غير محدود الطول يمتد من  $x=0$  حتى  $x=+\infty$  تنتشر فقط موجة الجهد

الموافقة لـ  $F_1\left(t - \frac{x}{c}\right)$  وموجة التيار الموافقة لـ  $F_2\left(t - \frac{x}{c}\right)$ . وإذا افترضنا أنسه

وصل إلى بداية الخط منبع جهد جيبي:

$$v = a \cos \omega t \quad (2-42)$$

تنتشر على طول الخط بالسرعة  $c$  موجة جيبية، توصف عند أي نقطة  $x$  بالعلاقة:

$$v(x,t) = a \cos(\omega t - \beta x) \quad (2-43)$$

حيث  $\beta = \frac{\omega}{c}$ . وهذا الثابت يسمى الثابت الطوري، ويمكن إعادة كتابة (2-43) على النحو التالي:

$$v(x,t) = a \cos \omega \left( t - \frac{x}{c} \right) \quad (2-44)$$

هذه العلاقة تمثل التابع  $F_1 \left( t - \frac{x}{c} \right)$  في المعادلة (2-41)، وهي تبين أن قيمة الجهد في اللحظة  $t$  هي نفس قيمتها عند  $x=0$  في اللحظة  $t = \frac{x}{c}$ . وهذا يعني أن الجهد الجيبي ينتشر من اليسار إلى اليمين بالسرعة  $c$  (وذلك يوضح مدلول  $c$  كسرعة انتشار). يمكن إعادة كتابة (2-44) على النحو التالي:

$$v(x,t) = a \cos 2\pi \left( \frac{t}{T} - \frac{x}{\lambda} \right) \quad (2-45)$$

وترمز  $T$  هنا للدور الزمني، بحيث  $\omega = 2\pi f = \frac{2\pi}{T}$ ، بينما ترمز  $\lambda$  لما يسمى طول الموجة Wavelength:

$$\lambda = \frac{c}{f} = cT \quad (2-46)$$

تمثل  $\lambda$  المسافة التي تنتشر خلالها الموجة عبر خط النقل خلال الدور  $T$ ، وهي تمثل "الدور" عند وصف الجهد  $v(x,t)$  في لحظة معينة كتابع دوري للمسافة  $x$ . ونجد أن:

$$\beta = \frac{\omega}{c} = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (2-47)$$

نستنتج عبارة موجة التيار المقابلة لعبارة الجهد (2-43) باشتقاقها بالنسبة للزمن وببديل المشتق الناتج في المعادلة الثانية من العلاقة (2-38) ثم نكامل بالنسبة لـ  $x$ ، فنحصل على:



$$i(x,t) = \frac{a}{Z_0} \cos(\omega t - \beta x) \quad (2-48)$$

حيث:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2-49)$$

تسمى هذه القيمة الممانعة المميزة أو الممانعة الموجية *Wave Impedance* لحظ النقل، وهي تمثل النسبة بين القيمتين اللحظيتين للجهد والتيار في أي نقطة من خط النقل، حيث إن:

$$\frac{v(x,t)}{i(x,t)} = Z_0 \quad (2-50)$$

تكون  $Z_0$  لخطوط النقل المنتظمة حقيقية (أي مقاومة بحتة) وغير معتمدة على التردد. لنفترض الآن أن خط النقل محدود الطول *Finite* وطوله  $l$  ويفذى في بدايته ( $x=0$ ) بواسطة منبع جيبي، جهد الدارة المفتوحة له  $v_s = V_s \cos \omega t$  وممانعته الداخلية  $Z_s$  كما في الشكل (٢-١٨)، ونفترض أيضاً أن خط النقل يحمل في نهايته بممانعة  $Z_L$  وهي تسمى عادة بممانعة الإلغاء *Termination Impedance* أو تسمى أيضاً بممانعة الحمل. ويفضل عادة أن تكون  $Z_L = Z_0$  و  $Z_s = Z_0$ . وتسمى هذه الحالة حالة التوفيق أو الموافقة *Matching*، وهي تتميز بانتقال أكبر استطاعة ممكنة من المنبع إلى الحمل، كما تتميز بأنه تنتشر من المنبع إلى الحمل موجة مسافرة *Travelling Wave* كالتي تنتشر في الخط اللاهوائي وفق المعادلة (2-43). وبالمقابل عندما تكون  $Z_L \neq Z_0$  يكون الجهد  $v(x,t)$  عند أي نقطة من خط النقل عبارة عن مجموع موجتين وفق (2-41)، إحداهما تسجه من المنبع إلى الحمل وتوصف بعبارة مثل (2-45) وتقابل التابع  $F_1\left(t - \frac{x}{c}\right)$  في (2-41) وتسمى بالموجة الواردة، وتقابل الموجة الأخرى التابع  $F_1\left(t + \frac{x}{c}\right)$  في (2-41) وتسمى بالموجة المنعكسة، وهي تنتشر بالاتجاه من الحمل نحو المنبع بعكس اتجاه المحور  $x$ . وإذا



كان  $Z_s = Z_0$ ، يتم امتصاص الموجة المنعكسة في  $Z_0$ . وبالمقابل، عندما يكون  $Z_s \neq Z_0$ ، تتعرض الموجة المنعكسة القادمة من  $Z_L$  إلى المنع لانعكاس آخر، يؤثر على عبارات الجهد (والتيار) في كل نقاط خط النقل.



الشكل (٢-١٨) الدارة المكافئة لخط نقل محدود الطول.

يتجلى تأثير الموجة المنعكسة خاصة في حالتي كون خط النقل مقصور النهاية ( $Z_L = 0$ ) أو مفتوح النهاية ( $Z_L = \infty$ ).

في حالة القصر نكتب عبارة الموجة الواردة عند نهاية خط النقل ( $x=l$ ) وفق (2-44):

$$v_+(t, l) = a \cos \omega \left( t - \frac{l}{c} \right) \quad (2-51)$$

نرمز بـ  $v_+(t, x)$  للموجة الواردة المنتشرة باتجاه المحور  $x$ ، بينما نرمز بـ  $v_-(t, x)$  للموجة المنعكسة والمنتشرة بالاتجاه المعاكس ونكتب:

$$v(t, x) = v_+(t, x) + v_-(t, x) \quad (2-52)$$

نما أن محصلة الموجتين يجب أن تكون صفراً عند النهاية المقصورة ( $x=l$ )، لذلك نكتب:

$$v_-(t, l) = -a \cos \omega \left( t - \frac{l}{c} \right) \quad (2-53)$$

إذا فرضنا:

$$t' = t - \frac{l}{c} \quad (2-54)$$

فيمكن أن نكتب:

$$v_+(t', l) = a \cos \omega t' , \quad v_-(t', l) = -a \cos \omega t' \quad (2-55)$$

من المناسب أن نستخدم لاحقاً  $t'$  بدلاً من  $t$ ، كما نستخدم البعد  $x'$  عند نهاية الخط بدلاً من  $x$  عند بداية الخط، وبحيث يكون محور  $x'$  معاكساً لمحور  $x$ ، فنكتب:

$$v_-(t', x') = -a \cos \omega \left( t' - \frac{x'}{c} \right) \quad (2-56)$$

هذه العبارة تمثل الموجة المنعكسة على بعد  $x'$  من نهاية الخط، وهي تتأخر عن الموجة المنعكسة عند نهايته  $-a \cos \omega t'$  وفق (2-55) بالفترة الزمنية  $\frac{x'}{c}$ ، أي الفترسة التي يستغرقها انتشار الموجة المنعكسة من نهاية الخط حتى النقطة  $x'$ . ونجد أن:

$$t = t' + \frac{l}{c}$$

$$x = l - x' \quad (2-57)$$

$$t - \frac{x}{c} = t' + \frac{x'}{c}$$

بذلك يمكن إعادة كتابة (2-51) لتصبح على النحو التالي:

$$v_+(t', x') = a \cos \omega \left( t' + \frac{x'}{c} \right) \quad (2-58)$$

تكون محصلة الموجتين الواردة والمنعكسة:

$$\begin{aligned} v(t', x') &= v_+(t', x') + v_-(t', x') \\ &= a \cos \omega \left( t' + \frac{x'}{c} \right) - a \cos \omega \left( t' - \frac{x'}{c} \right) \\ &= a \cos(\omega t' + \beta x') - a \cos(\omega t' - \beta x') \end{aligned} \quad (2-59)$$

من العبارة الأخيرة نستنتج أن:

$$v(t, x') = -2a \sin \omega t' \sin \beta x' \quad (2-60)$$

نلاحظ أن المطال:

$$|v(x')| = 2a |\sin \beta x'| \quad (2-61)$$

وهو ينعدم عند  $x' = 0$  (وهذا يتفق مع كون الخط مقصور النهاية) ويستغير تبعاً لـ  $x'$  كما هو مبين في الشكل (٢-١٩)، حيث نبين أيضاً تغير مطال التيار  $|I(x')|$ . ونستنتج عبارة التيار من (2-60) باستخدام إحدى المعادلتين (2-38)، فنجد بالنتيجة أن:

$$I(t, x') = \frac{2a}{Z_0} \cos \omega t' \cos \beta x' \quad (2-62)$$

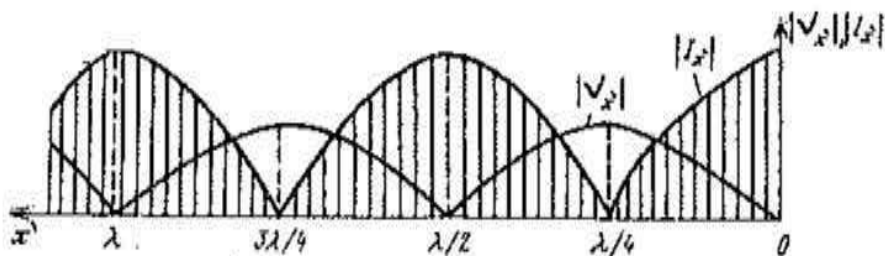
$$|I(x')| = \frac{2a}{Z_0} |\cos \beta x'| \quad (2-63)$$

نجد بعد تبديل  $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$  في كل من (2-61) و (2-63):

$$|v(x')| = 2a \left| \sin \frac{2\pi}{\lambda} x' \right| \quad (2-64)$$

$$|I(x')| = \frac{2a}{Z_0} \left| \cos \frac{2\pi}{\lambda} x' \right|$$

يتضح من (2-64) ومن الشكل (٢-١٩) أن مطال الجهد ينعدم عند النقاط  $x' = \frac{n\lambda}{2}$  حيث  $n=0, 1, 2, \dots$  ويكون أعظماً ومساوياً  $2a$  (أي ضعف مطال جهد الموجة الواردة أو المنعكسة  $a$ ) عند  $x' = \frac{\lambda}{4} + \frac{n\lambda}{2}$ . وتسمى نقاط الانعدام العقد *Nodes*، بينما تسمى نقاط المطال الأعظمي البطنون *Antinodes*.



الشكل (٢-١٩) توزيع الجهد والتيار عبر خط نقل مقصور النهاية

يلاحظ من الشكل (٢-١٩) أن عقد الجهد تقابل بطوناً للتيار والعكس بالعكس. وهذا يعني أن الاستطاعة اللحظية معدومة دوماً في عقد و بطون الجهد والتيار. وتسدل (2-61) و (2-63) على وجود انزياح بالطور بمقدار  $90^\circ$  بين الجهد والتيار، ولذا نتعدم الاستطاعة الوسطية في كل نقاط خط النقل، أي لا يحدث فيه انتشار للطاقة. وهذا يفسر وصف موجتي الجهد والتيار في حالة خط النهاية المقصور النهاية (وكذلك نحسب النقل مفتوح النهاية) بألحما من الموجات المستقرة أو الواقفة *Standing Waves*.

وبالمقابل، تعد الموجة المنتشرة في خط النقل اللانهائي (2-43)، وخط النقل المحدود الطول في حالة التوفيق  $Z_L = Z_0$  وكذلك الموجة الواردة (2-58) أو الموجة المنعكسة (2-56) في خط النقل المقصور النهاية (وما يقابلها في حالة خط النقل المفتوح النهاية)

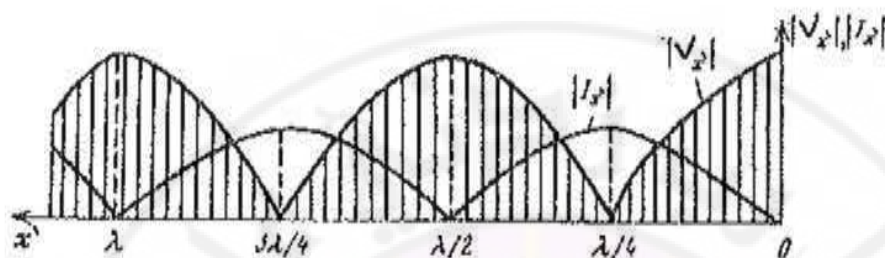
موجات مسافرة *Travelling Waves*.

يمكن دراسة سلوك خط النقل المفتوح النهاية ( $Z_L = \infty$ ) بأسلوب مشابه لدراسة سلوك الخط المقصور النهاية ولتحصل بالنتيجة على عبارتين مشابهيين لـ (2-64) بعد مبادلة

$\sin \rightarrow \cos$

$$|V(x)| = 2a \left| \cos \frac{2\pi}{\lambda} x \right| \quad |I(x)| = \frac{2a}{Z_0} \left| \sin \frac{2\pi}{\lambda} x \right| \quad (2-65)$$

نلاحظ أن مطال التيار ينعدم عند نهاية الخط  $x = 0$  مما يتفق مع افتراضنا أن الخط مفتوح النهاية. ويبين الشكل (٢-٢٠) تغير مطالتي الجهد والتيار وفق (2-65). ندرس في البند التالي سلوك خط النقل ذي الضياع *Lossy Line*، ومن ثم نكمل دراسة خواص النقل عند الضياع بما في ذلك الحالة العامة التي يكون فيها  $Z_L \neq Z_0$ .



الشكل (٢-٢٠) توزيع الجهد والتيار عبر خط نقل مفتوح النهاية.

## ٢-١٩ سلوك خط النقل ذي الضياع

ندرس فيما يلي سلوك خط النقل ذي الضياع لحالة انتشار الإشارات الجيبية انطلاقاً من المعادلتين (2-37):

$$\begin{aligned} \frac{\partial V}{\partial x} &= -ZI \\ \frac{\partial I}{\partial x} &= -YV \end{aligned} \quad (2-66)$$

نشتق المعادلة الأولى بالنسبة لـ  $x$  لنحصل منها على  $\frac{\partial I}{\partial x}$  ثم نبدل في المعادلة الثانية

فنحصل بالنتيجة على:

$$\frac{\partial^2 V}{\partial x^2} - ZYV = 0 \quad (2-67)$$



أو:

$$\frac{\partial^2 V}{\partial x^2} - \gamma^2 V = 0 \quad (2-68)$$

حيث:

$$\gamma = \sqrt{ZY} = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad (2-69)$$

يسمى ثابت الانتشار لخط النقل وهو عقدي في الحالة العامة:

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (2-70)$$

يكون حل المعادلة التفاضلية (2-68) على الشكل التالي:

$$V_x = A_1 e^{\gamma x} + A_2 e^{-\gamma x} \quad (2-71)$$

وذلك بالنسبة لنقطة تبعد مسافة  $x$  عن بداية الخط.

بعد اشتقاق (2-71) والتبديل في المعادلة الأولى من (2-66) نحصل على:

$$I_x = \frac{1}{Z_c} (-A_1 e^{\gamma x} + A_2 e^{-\gamma x}) \quad (2-72)$$

حيث:

$$Z_c = \frac{Z}{\gamma} = \frac{Z}{\sqrt{ZY}} = \sqrt{\frac{Z}{Y}}$$

بعد تبديل  $Y = G + j\omega C$  و  $Z = R + j\omega L$  نكتب:

$$Z_c = \sqrt{\frac{Z}{Y}} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (2-73)$$

تسمى  $Z_c$  الممانعة المميزة لخط النقل (وهي في حالة خط النقل عديم الضياع الذي له

$$R=0 \text{ و } G=0 \text{ تتحول إلى } Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}}).$$

نحدد الثابتين  $A_1$  و  $A_2$  في (2-71) و (2-72) من الشروط الابتدائية لخط النقل، فنفترض أنه عند بداية الخط يكون  $x=0$  يكون  $V_x=V_1$  و  $I_x=I_1$ ، ونبدل في (2-71) و (2-72) فنحصل على:

$$\begin{aligned} V_1 &= A_1 + A_2, & I_1 Z_c &= A_2 - A_1 \\ A_1 &= \frac{V_1 - I_1 Z_c}{2}, & A_2 &= \frac{V_1 + I_1 Z_c}{2} \end{aligned} \quad (2-74)$$

بتعويض  $A_1$  و  $A_2$  في (2-71) و (2-72) وباستخدام التابعين  $\sinh yx$  و  $\cosh yx$  نحصل بالنتيجة على:

$$\begin{aligned} V_x &= V_1 \cosh yx - I_1 Z_c \sinh yx \\ I_x &= -\frac{V_1}{Z_c} \sinh yx + I_1 \cosh yx \end{aligned} \quad (2-75)$$

نفترض أنه في نهاية الخط  $x=l$  يكون  $V_x=V_2$  و  $I_x=I_2$ ، فنكتب:

$$\begin{aligned} V_2 &= V_1 \cosh yl - I_1 Z_c \sinh yl \\ I_2 &= -\frac{V_1}{Z_c} \sinh yl + I_1 \cosh yl \end{aligned} \quad (2-76)$$

نحتاج أيضاً للتعبير عن  $V_1$  و  $I_1$  بدلالة  $V_2$  و  $I_2$ . ونجد من (2-76) أن:

$$\begin{aligned} V_1 &= V_2 \cosh yl + I_2 Z_c \sinh yl \\ I_1 &= -\frac{V_2}{Z_c} \sinh yl + I_2 \cosh yl \end{aligned} \quad (2-77)$$

يتضح مدلول كل من حدي العبارة (2-71) بكتابتها على غرار (2-52):

$$V_x = A_1 e^{yx} + A_2 e^{-yx} = V_+ + V_- \quad (2-78)$$

حيث  $V_+$  الموجة الواردة و  $V_-$  الموجة المنعكسة:

$$\begin{aligned} V_+ &= A_2 e^{-yx} = A_2 e^{-(\alpha + j\beta)x} = A_2 e^{-\alpha x} e^{-j\beta x} \\ V_- &= A_1 e^{yx} = A_1 e^{(\alpha + j\beta)x} = A_1 e^{\alpha x} e^{j\beta x} \end{aligned} \quad (2-79)$$

نلاحظ أن مطال الموجة الواردة  $V_+$  ( $A_2 e^{-\alpha x}$ ) يتناقص باتجاه الشور  $x$  ويزداد تخلف طورها  $(-\beta x)$  بذلك الاتجاه، مما يدل على أنها تنتشر بالاتجاه من المنبع إلى الحمل.

بالمقابل نلاحظ أن مطال الموجة المنعكسة  $V (A_1 e^{\alpha x})$  يتزايد باتجاه المحور  $x$ ، أي يتناقص بالاتجاه من الحمل نحو المنبع، وكذلك يتقدم طورها  $(\beta x)$  باتجاه المحور  $x$ ، بمعنى أنه يتخلف بالاتجاه من الحمل نحو المنبع، مما يدل على أنها تنتشر بعكس اتجاه محور  $x$ .

وبالمثل نعيد كتابة موجة التيار (2-72) كمجموع  $I_+$  و  $I_-$ ، حيث:

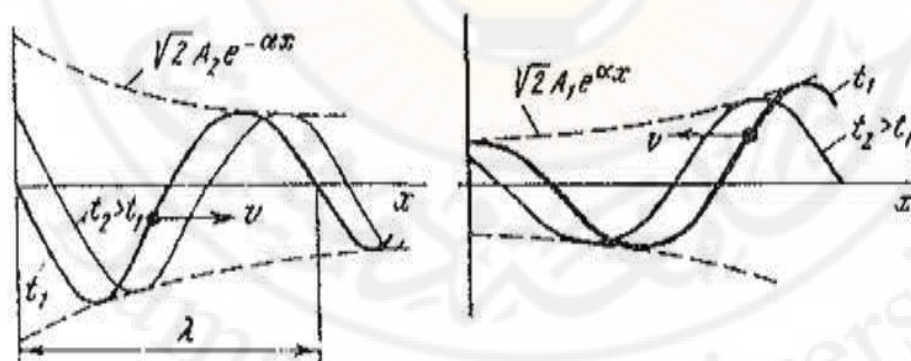
$$I_+ = \frac{A_2}{Z_c} e^{-\gamma x} = \frac{A_2}{Z_c} e^{-\alpha x} e^{-j\beta x} \quad (2-80)$$

$$I_- = -\frac{A_1}{Z_c} e^{\gamma x} = -\frac{A_1}{Z_c} e^{\alpha x} e^{j\beta x}$$

يبين الشكل (٢-٢١) توزيع الجهد والتيار على طول الخط (كتابع لـ  $x$ ) في لحظتين  $t_1$  و  $t_2$ ، بحيث  $t_1 < t_2$ . وبوضوح الشكل أن الموجة الواردة تنتشر باتجاه المحور  $x$ ، بينما تنتشر الموجة المنعكسة بعكس ذلك الاتجاه. وتحدد سرعة الانتشار بالعلاقة التالية:

$$c = \frac{\omega}{\beta} \quad (2-81)$$

حيث  $\beta$  الجزء التخيلي من ثابت الانتشار المحدد بثوابت الخط وفق (2-69).



الشكل (٢-٢١) توزيع الجهد والتيار على طول الخط كتابع للمسافة  $x$

في حالة الخط عدم الضياع يكون  $\alpha=0$  و  $\gamma=j\beta$  ومن ثم يستنتج من (2-69) أن  $\beta = \omega\sqrt{LC}$  وبالمقارنة مع (2-81) نجد أن:

$$c \approx \frac{\omega}{\beta} \approx \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2-82)$$

وهذه النتيجة مطابقة للمعادلة (2-40).

نحصل على نتيجة مقاربة في حالة خط نقل ذي ضياع، عندما يكون  $\omega L \gg R$  و  $\omega C \gg G$  بحيث يستنتج من (2-69) أن:

$$\alpha \approx \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{G}{2} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2-83)$$

$$\beta \approx \omega\sqrt{LC}$$

ومن ثم تكون  $c = \frac{\omega}{\beta} \approx \frac{1}{\sqrt{LC}}$

يجدر أن نذكر أنه تطلق على القيم  $Z_c$  و  $\gamma$  و  $\alpha$  و  $\beta$  و  $c$  تسمية الثوابت الثانوية لخط النقل (Secondary Constants) لتمييزها عن الثوابت الأولية  $L$  و  $C$  و  $R$  و  $G$ . يهمننا غالباً تحديد نسبة مطالبي الموجتين المنعكسة والواردة في (2-79) و (2-80) عند تحميل خط النقل على ممانعة معينة  $Z_L$ ، بحيث يكون:

$$V_1|_{l=l_0} = V_2 = Z_L I_2 \quad (2-84)$$

لذا نطبق (2-71) و (2-72) من أجل  $x=l$  مع تبديل (2-84)، فنكتب:

$$I_1 Z_L = A_1 e^{\gamma l} + A_2 e^{-\gamma l}$$

$$I_2 Z_c = -A_1 e^{\gamma l} + A_2 e^{-\gamma l} \quad (2-85)$$

نجمع هاتين المعادلتين ثم نطرحهما لنحصل على:

$$I_2 (Z_L + Z_c) = 2A_2 e^{-\gamma l}$$

$$I_2 (Z_L - Z_c) = 2A_1 e^{\gamma l} \quad (2-86)$$



بتقسيم المعادلة الثانية على الأولى نحصل على نسبة جهدي الموجة المنعكسة  $V_-$  والواردة  $V_+$  وفق (2-79) عند نهاية الخط:

$$\left. \frac{V_-}{V_+} \right|_{x=l} = \frac{A_1 e^{j\gamma l}}{A_2 e^{-j\gamma l}} = \frac{Z_L - Z_c}{Z_L + Z_c} \quad (2-87)$$

تسمى هذه النسبة معامل الانعكاس للمجهود ويرمز له  $\rho_V$ :

$$\rho_V = \frac{Z_L - Z_c}{Z_L + Z_c} \quad (2-88)$$

بطريقة مشابهة يمكن إيجاد معامل الانعكاس للتيار:

$$\rho_I = \frac{Z_c - Z_L}{Z_c + Z_L} \quad (2-89)$$

يفسر تبديل الإشارة الجبرية بأن انعكاس موجة التيار يحدد بقطبية معاكسة للقطبية التي تنعكس بها موجة الجهد.

نظراً لأن  $\rho_I = -\rho_V$ ، يكتفي عادة بحساب  $\rho_V$ ، وسنرمز له ببساطة  $\rho$ .

من المهم أن نميز الحالات الخاصة التالية من وجهة نظر قيم  $\rho$ :

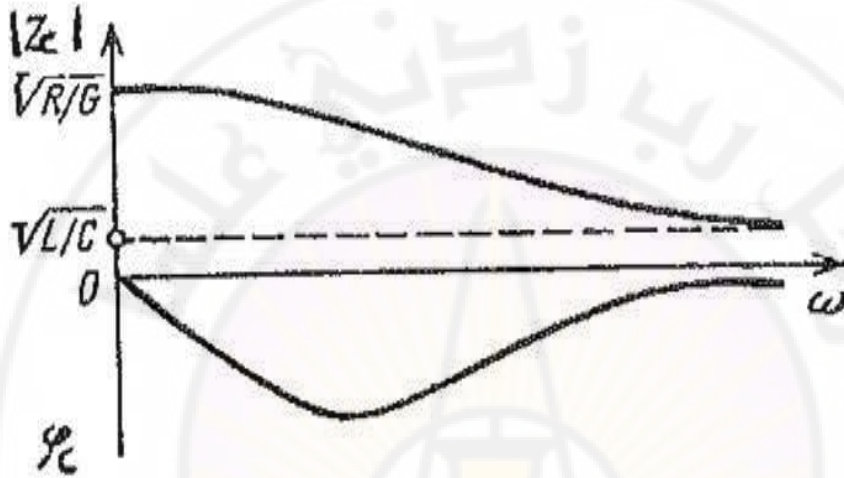
- ١- حالة توفيق الممانعة ( $Z_L = Z_c$ )، بحيث  $\rho = 0$ .
- ٢- حالة خط مقصور النهاية ( $Z_L = 0$ )، ويكون لها  $\rho = -1$ .
- ٣- حالة خط مفتوح النهاية ( $Z_L = \infty$ )، ويكون لها  $\rho = 1$ .

كما سبق أن ذكرنا لحالة خط النقل عديم الضياع، تفضل غالباً حالة توفيق الممانعة، بحيث تكون  $Z_L = Z_c$ ، وكذلك  $Z_o = Z_c$ ، حيث  $Z_o$  ممانعة منبع إشارة دخل الخط كما في الشكل (٢-١٨). ولكن توفيق الممانعة يكون صعباً عملياً بحال ترددي واسع نتيجة تغير الممانعة المميزة  $Z_c$  للخط ذي الضياع كما هو مبين في الشكل (٢-٢٢) المنحطوط النموذجية وفق العلاقة (2-37):

$$Z_c = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} = |Z_c| e^{j\theta} \quad (2-90)$$



نلاحظ أن  $|Z_c|$  تتناقص مع القيمة  $\sqrt{\frac{R}{G}}$  عند  $\omega=0$  إلى القيمة  $\sqrt{\frac{L}{C}}$  عند الترددات العالية (حيث يكون  $\sqrt{\frac{R}{G}} > \sqrt{\frac{L}{C}}$ ).



الشكل (٢٢ ٢) تغير الممانعة المصورة لحظ لنقل ذي طيحاء.

ترتبط مع عامل انعكاس الجهد (2-88) النسبة المسماة نسبة الأمواج المستقرة للجهد  $VSWR$  (Voltage Standing Wave Ratio). وتمثل هذه النسبة ناتج قسمة المطال الأعظمي للجهد على المطال الأصغري له على طول الخط:

$$S = \frac{|V_{max}|}{|V_{min}|} = \frac{|V_+| + |V_-|}{|V_+| - |V_-|} \quad (2-91)$$

بالقسمة على  $V_+$  ثم تبديل  $|p| = \left| \frac{V_-}{V_+} \right|$ ، نحصل على  $S = \frac{1+|p|}{1-|p|}$ . ونعمنا عملياً معرفة بممانعة الدخل لحظ النقل. ونجدها بتطبيق (2-77):

$$Z_i = \frac{V_1}{I_1} = \frac{V_2 \cosh \gamma l + I_2 Z_c \sinh \gamma l}{I_2 \cosh \gamma l + \frac{V_2}{Z_c} \sinh \gamma l}$$

بالقسمة على  $I_2$  وتبديل  $Z_i = \frac{V_2}{I_2}$  نحصل على:

$$Z_i = Z_c \frac{Z_L \cosh \gamma l + Z_c \sinh \gamma l}{Z_c \cosh \gamma l + Z_L \sinh \gamma l} \quad (2-92)$$

نطبق العلاقة الأخيرة فيما يلي لعدة حالات خاصة:

- عندما يكون خط النقل طويلاً جداً نسبياً، يمكن اعتباره لانهائياً فنفترض  $l \approx \infty$  ومن ثم وفق (2-92) نجد أن  $Z_i \approx Z_c$  بغض النظر عن قيمة  $Z_L$ . ومن أجل  $l = \infty$  نظرياً يكون  $Z_i = Z_c$ .

- في حالة التوفيق أي عندما يكون  $Z_L = Z_c$  نجد أن  $Z_i = Z_c$ . ولذا يعد سلوك خط النقل في حالة التوفيق مماثلاً لسلوك خط نقل لانهائي وتوجد فيه موجة مسافرة فقط (كما سبق أن أوضحنا لحالة خط نقل عدم الضياع).

- في حالة خط النقل المقصور النهاية، أي عندما  $Z_L = 0$ ، يستنتج من (2-92) أن:

$$Z_{i(K)} = Z_c \tanh \gamma l \quad (2-93)$$

- في حالة خط النقل المفتوح النهاية، أي عندما  $Z_L = \infty$ ، يستنتج من (2-92) أن:

$$Z_{i(K)} = Z_c \coth \gamma l \quad (2-94)$$

يمكن تبسيط العلاقة (2-92) بالقسمة على  $\cosh \gamma l$  لتصبح على النحو التالي:

$$Z_i = Z_c \frac{Z_L + Z_c \tanh \gamma l}{Z_c + Z_L \tanh \gamma l} \quad (2-95)$$

## ٢-١٢ خصائص خط النقل عديم الضياع

يمكن أن نطبق لحالة الخط عديم الضياع كل ما ورد أعلاه بالنسبة للخط ذي الضياع والعلاقات المستنتجة له بتعويض  $R=0$  و  $G=0$  ومن ثم نكتب وفق (2-69) و (2-70):

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} = j\omega\sqrt{LC} = \alpha + j\beta$$

لذا تكون:

$$\alpha = 0 \quad \gamma = j\beta \quad (2-96)$$

لذا نعوض في علاقات الخط ذي الضياع  $\gamma = j\beta$  ومن ثم نعوض:

$$\cosh \gamma l = \cos \beta l \quad \sinh \gamma l = j \sin \beta l \quad (2-97)$$

نعيد كتابة (2-77)، فتصبح على النحو:

$$\begin{aligned} V_1 &= V_2 \cos \beta l + j I_2 Z_c \sin \beta l \\ I_1 &= I_2 \cos \beta l + j \frac{V_2}{Z_c} \sinh \beta l \end{aligned} \quad (2-98)$$

من المفيد إعادة كتابة هاتين المعادلتين لإيجاد  $V_x$  و  $I_x$  عند أي نقطة من خط النقل على أن نعوض البعد  $x$  من بداية الخط بالبعد عن نهاية الخط  $x' = l - x$  كما في (2-57). ومن ثم نكتب  $x'$  بدلاً من  $l$  في (2-98)، بحيث نحصل على  $V(x')$  و  $I(x')$  بدلاً من  $V_l$  و  $I_l$ :

$$\begin{aligned} V(x') &\approx V_2 \cos \beta x' + j I_2 Z_c \sin \beta x' \\ I(x') &\approx I_2 \cos \beta x' + j \frac{V_2}{Z_c} \sinh \beta x' \end{aligned} \quad (2-99)$$

في حالة الخط المقصور النهاية، يكون  $V_2=0$ ، فنجد من (2-99) أن:

$$\begin{aligned} V(x') &\approx j I_2 Z_c \sin \beta x' \\ I(x') &\approx I_2 \cos \beta x' \end{aligned} \quad (2-100)$$

لذا يتناسب  $|V(x')|$  مع  $|\sin \beta x'|$ ، كما يتناسب  $|I(x')|$  مع  $|\cos \beta x'|$ ، على غرار ما استنتجناه وفق (2-61) و (2-63)، وكما هو موضح في الشكل (٢-١٩).

يمكن إيجاد ممانعة الدخول عند أي نقطة  $x'$  بتطبيق (2-100):

$$Z_1(x') \approx \frac{V(x')}{I(x')} \approx jZ_0 \tan \beta x' \quad (2-101)$$

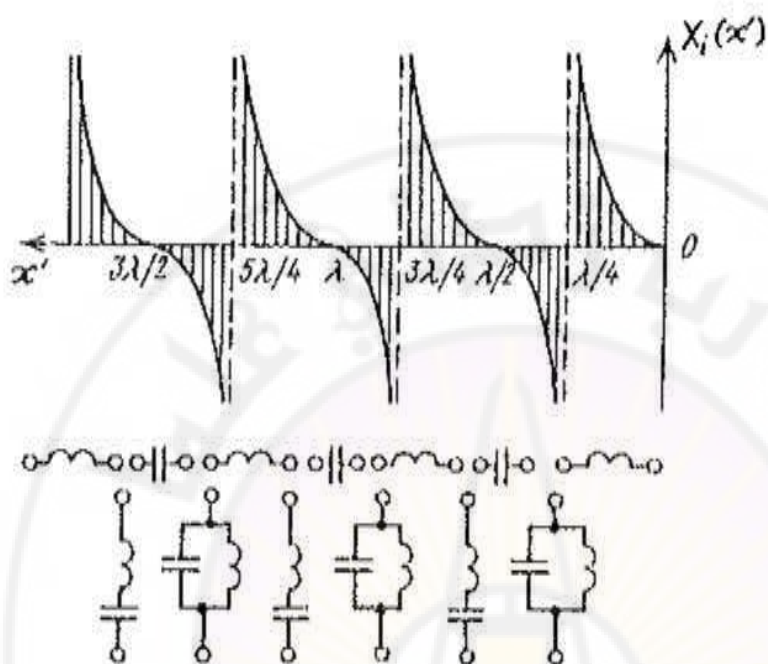
هذه هي معادلة مفاعلة بحتة، وتتغير المفاعلة  $X_1(x') = Z_1 \tan \beta x'$  كما مبين في الشكل (٢٣-٢) مع مراعاة أن  $\beta x' = \frac{2\pi}{\lambda} x'$ . ونلاحظ أنه عندما يكون  $\tan \beta x'$  موجباً، كما هو الحال مثلاً عندما  $x' < \frac{\lambda}{4}$  (أي  $\beta x' < \frac{\pi}{2}$ )، فإن (2-101) تمثل مفاعلة تحريضية. وبالمقابل، عندما يكون  $\tan \beta x'$  سالباً، كما هو الحال مثلاً عندما  $\frac{\lambda}{4} < x' < \frac{\lambda}{2}$  (أي  $\frac{\pi}{2} < \beta x' < \pi$ )، فإن (2-101) تمثل مفاعلة سعوية. ونحصل على حالة رنين تفرعي، بحيث  $Z_1(x') = \infty$ ، عندما يكون  $\tan \beta x' = \infty$ ، كما هو الحال مثلاً عندما  $x' = \frac{\lambda}{4}$  (أي  $\beta x' = \frac{\pi}{2}$ ). وبالمقابل نحصل على حالة رنين تسلسلي، بحيث  $Z_1(x') = 0$ ، عندما يكون  $\tan \beta x' = 0$ ، كما هو الحال مثلاً عندما  $x' = \frac{\lambda}{2}$  (أي  $\beta x' = \pi$ ).

نظراً لتناسب  $X_1(x')$  مع  $\tan \beta x'$  فهي تتغير تبعاً للتردد عند نقطة معينة  $x'$  كما مبين في الشكل (٢٤-٢) وذلك لأن  $\beta = \frac{\omega}{c} \approx \omega \sqrt{LC}$ .

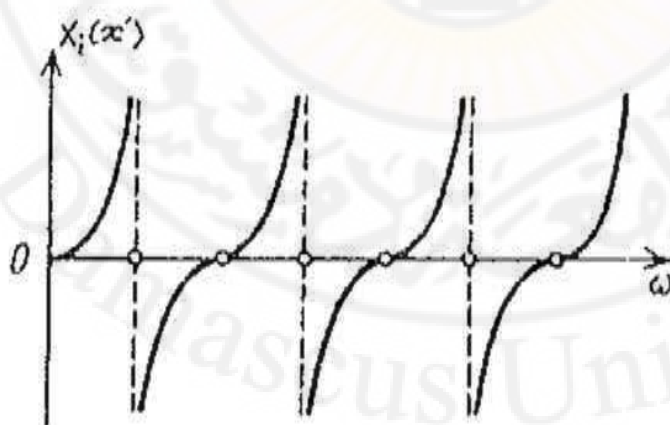
عند تطبيق (2-99) لحالة الخط مفتوح النهاية، نعوض  $I_2 = 0$ ، فنحصل على:

$$\begin{aligned} V(x') &\approx V_2 \cos \beta x' \\ I(x') &\approx j \frac{V_2}{Z_0} \sin \beta x' \end{aligned} \quad (2-102)$$

أي يتناسب  $|V(x')|$  مع  $|\cos \beta x'|$ ، كما يتناسب  $|I(x')|$  مع  $|\sin \beta x'|$ ، بما يتفق مع (2-64) مع مراعاة أن  $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$ .



الشكل (٢٣-٢) تغير المفاعلة  $X_i(x')$  بدلالة  $x'$  لحظ نقل مقصور النهاية.



الشكل (٢٤-٢) تغير المفاعلة  $X_i(x')$  تبعاً للتردد.



يمكن إيجاد ممانعة الدخيل للخط المفتوح النهاية عند أي نقطة  $x'$  بتطبيق (2-102):

$$Z_i(x') = \frac{V(x')}{I(x')} = -jZ_c \cot \beta x' \quad (2-103)$$

هذه هي ممانعة مفاعلة بحتة على غرار حالة الخط المقصور النهاية وفق (2-101) رغم تعاكس طابع المفاعلة (تخريضية أم سعوية) في الحالتين من أجل قيمة معينة لـ  $\beta x'$ . تنغير المفاعلة  $X_i(x') = -Z_c \cot \beta x'$  كما مبين في الشكل (٢-٢٥) بحيث تكون معاكسة لما يقابلها في الشكل (٢-٢٣) لحالة الخط المقصور النهاية (ونلاحظ التعاكس طابع الممانعة ونوع الرنين)، وبالمثل تنغير  $X_i(x')$  لحالة الخط المفتوح النهاية مع التردد، بحيث تكون معاكسة لما يقابلها في حالة الخط المقصور النهاية في الشكل (٢-٢٤). يمكن كتابة عبارة ممانعة الدخيل للخط عدم الضياع في الحالة العامة وفق (2-92) بعد أن نعوض فيها (2-97) لتصبح على النحو التالي:

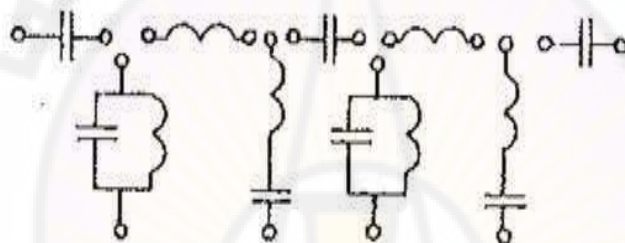
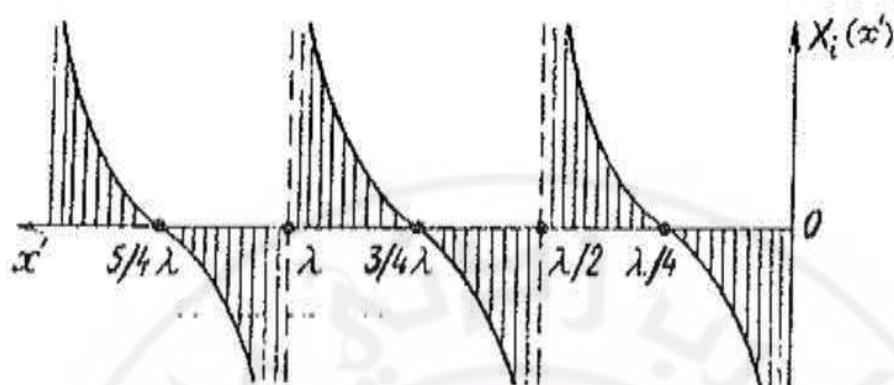
$$Z_i = Z_c \frac{Z_L \cos \beta l + jZ_c \sin \beta l}{Z_c \cos \beta l + jZ_L \sin \beta l} \quad (2-104)$$

يمكن كتابة عبارة  $Z_i(x')$  المقابلة لـ (2-104) باستبدال  $l$  بـ  $x'$ . إذا قسمنا البسط والمقام في (2-104) على  $\cos \beta l$ ، نحصل على العلاقة المقابلة للعبارة (2-95):

$$Z_i = Z_c \frac{Z_L + jZ_c \tanh \beta l}{Z_c + jZ_L \tanh \beta l} \quad (2-105)$$

في حالة الخط اللانهائي ( $l = \infty$ ) نجد أن  $Z_i = Z_c$ . وفي حالة التوفيق  $Z_L = Z_c$  تكون  $Z_i = Z_c$  مهما كانت  $l$ .

نحصل على عبارة  $Z_i$  للخط المقصور النهاية بتعويض  $Z_L = 0$  في (2-105) فنحصل على علاقة مماثلة لـ (2-101) بعد تعويض  $x' = l$ . نحصل أيضاً على عبارة للخط المفتوح النهاية بأن نجعل  $Z_L \rightarrow \infty$  في المعادلة (2-105)، فنحصل على علاقة مماثلة لـ (2-103) بعد تعويض  $x' = l$ .



الشكل (٢٥-٢) تمثيل المفاعلة  $X_i(x')$  بدلالة  $x'$  لحظ لكل مفتوح النهاية.

## المثال ٢-١

نخط عديم الضياع فيه  $L=1.67\mu H/m$  و  $C=6.67pF/m$  وطول الخط  $l=5m$ . ههنا  
الخط يحمل بمقاومة  $R_L=5Z_0$ . الجهد عند الحمل  $V_2=10V$  والتردد  $f=100MHz$   
والمطلوب:

١- حساب الممانعة المميزة للخط وثابت الطور وسرعة الانتشار.

٢- حساب قيمة الجهد والتيار في بداية الخط.

٣- حساب ممانعة الدخول لهذا الخط.

الحل:

(١) بما أن الخط عديم الضياع فإن:

$$Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}} = \sqrt{\frac{1.67 \times 10^{-6}}{6.67 \times 10^{-12}}} \approx 500 \Omega$$

يعطى ثابت الطور بالعلاقة:

$$\beta = \omega \sqrt{LC} = 2\pi 10^8 \sqrt{1.67 \times 10^{-6} \times 6.67 \times 10^{-12}} = 2.1 \text{ rad/m}$$

وسرعة الانتشار:

$$c = \frac{\omega}{\beta} = \frac{2\pi 10^8}{2.1} = 3 \times 10^8 \text{ m/sec}$$

(٢) إن مقاومة الحمل:

$$R_L = 5Z_c = 5 \times 500 = 2500 \Omega$$

ولدينا:

$$\begin{aligned} V_1 &= V_2 \cos \beta l + j I_2 Z_c \sin \beta l \\ &= 10 \cos(2.1 \times 5) + j \frac{10}{2500} \times 500 \sin(2.1 \times 5) \\ &= 5.3 e^{-j160.5} \text{ V} \end{aligned}$$

وهي قيمة الجهد في بداية الخط.

ولدينا:

$$\begin{aligned}
 I_1 &= I_2 \cos \beta l + j \frac{V_2}{Z_c} \sin \beta l \\
 &= \frac{10}{2500} \cos(2.1 \times 5) + j \frac{10}{500} \sin(2.1 \times 5) \\
 &= 17.5e^{-j96.35} \text{ A}
 \end{aligned}$$

وهي قيمة التيار في بداية الخط.

## المثال ٢-٢

خط عديم الضياع فيه  $L=1.5\mu H/m$ ، و  $C=7.1PF/m$  و  $R=0$  و  $G=0$  عند التردد  $f=100MHz$  والمطلوب حساب:

- ١- الممانعة المميزة وثابت الطور وطول الموجة.
- ٢- ممانعة الدخول لوصله من الخط طولها  $\lambda/8$  وذلك في الحالتين التاليتين:  
 أ- عندما يكون الخط مقصوراً.  
 ب- عندما يكون الخط مفتوحاً.

الحل:

١) الممانعة المميزة تحسب من العلاقة:

$$Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}} = \sqrt{\frac{1.57 \times 10^{-6}}{7.1 \times 10^{-12}}} = 470\Omega$$

ويعطى ثابت الطور بالعلاقة:

$$\beta = \omega \sqrt{LC} = 2\pi 10^8 \sqrt{1.57 \times 10^{-6} \times 7.1 \times 10^{-12}} = 2.1 \text{ rad/m}$$

يعطى طول الموجة بالعلاقة:

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{2\pi}{2.1} = 3m$$

٢) ممانعة الدخول لخط مقصور النهاية تحسب من العلاقة

$$Z_i(x') = jZ_0 \tan \beta x'$$

عندما  $x' = \frac{\lambda}{8}$  فإن  $\beta x' = \frac{\pi}{4}$  ، ويكون:

$$Z_i(x') = j470 \tan \frac{\pi}{4} = j470 \Omega$$

وهي تمثل مفاعلة تخريبية.

بالنسبة لخط النقل مفتوح النهاية فإن:

$$Z_i(x') = -jZ_0 \cot \beta x' = -j470 \Omega$$

وهي تمثل مفاعلة سعوية.





## الفصل الثالث

التحليل الطيفي للإشارات

وخصائص نقلها عبر النظم الخطية

*Spectral Analyses*

*and*

*Transmission of Signals via Linear System*



# التحليل الطيفي للإشارات

## وخصائص نقلها عبر النظم الخطية

### *Spectral Analyses*

### *and Transmission of Signals via Linear Systems*

#### ٣-٩ مقدمة

ذكرنا في الفصل الأول أنه لإرسال الرسائل *Messages* عبر نظام اتصال يتم تحويلها (بواسطة مبدل الدخيل) إلى إشارات كهربائية منظرية، بشكل جهود أو تيارات متغيرة مع الزمن.

يمكن تمثيل أو وصف هذه الإشارات في مجال الزمن *Time Domain* أو في مجال التردد *Frequency Domain*. ويختص التحليل الطيفي بوصف الإشارات في مجال التردد وإظهار العلاقة بين مجال التردد ومجال الزمن. ويعد التحليل الطيفي باستخدام سلاسل فورييه أو تحويل فورييه من الطرائق الأساسية لدراسة نظم الاتصالات.

سنبدأ في هذا الفصل دراسة تحليل الإشارات باستخدام سلاسل فورييه التي تمكننا من تمثيل إشارة دورية كمجموع غير منته من مركبات جيبية ذات ترددات مختلفة (من مضاعفات تردد تكرار الإشارة الدورية). معطالات وأطوار معينة. ومن ثم سننتقل إلى تحويل فورييه والذي له الهدف نفسه ولكن من أجل تحليل الإشارات غير الدورية.

والهدف من استخدام سلاسل فورييه أو تحويل فورييه هو الحصول على طيف إشارة موصوفة في مجال الزمن وبالتالي إعطاء المحتوى الترددي للإشارة. سوف نستعرض أيضاً خصائص نقل الإشارات عبر النظم الخطية، ويفترض أن يكون الطالب قد درس في الرياضيات سلاسل فورييه وتحويل فورييه، ومع ذلك سوف نستعرضها في هذا الفصل مع التركيز على التطبيقات الخاصة بنظم الاتصالات.

### ٣-٢ سلاسل فورييه

تستخدم سلاسل فورييه للتحليل الطيفي للإشارات الدورية. ونحن نعلم أن الإشارة  $v(t)$  تكون دورية إذا حققت العلاقة:

$$v(t \pm mT_0) = v(t) \quad (3-1)$$

حيث  $m$  أي عدد صحيح و  $T_0$  دور الإشارة.

بشروط نظرياً أن تحقق الإشارة الدورية  $v(t)$  العلاقة (3-1) لكل الأزمنة المحصورة بين  $-\infty < t < +\infty$  وهو شرط لا يمكن تحقيقه بالنسبة للإشارات العملية. ومع ذلك يمكن أن تعد كإشارة دورية عملياً أي إشارة توصف بالعلاقة (3-1) خلال فترة محدودة مثل  $-\frac{T}{2} < t < \frac{T}{2}$ ، بشرط أن يكون  $T > T_0$ .

من القيم الهامة المميزة للإشارات الدورية متوسطها الزمني واستطاعتها المتوسطة. يعرف المتوسط الزمني لأي إشارة  $v(t)$  وفق العلاقة:

$$\langle v(t) \rangle = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} v(t) dt \quad (3-2)$$

إذا كانت الإشارة  $v(t)$  دورية فإن العلاقة (3-2) تصبح:

$$\langle v(t) \rangle = \frac{1}{T_0} \int_{T_0} v(t) dt \quad (3-3)$$



يعني هذا أنه يمكن إجراء التكامل لأي فترة مدتها تساوي الدور  $T_0$ ، مثلاً من  $t_1$  حتى  $T_0 + t_1$ . ونعرف الاستطاعة المتوسطة كمتوسط زمني للاستطاعة اللحظية. فمثلاً بفرض أن  $v(t)$  تمثل الجهد المطبق على مقاومة ( $R=1\Omega$ ) فإن الاستطاعة اللحظية تساوي  $v^2(t)$ ، سواء كانت الإشارة تمثل جهداً أم تياراً. وتكون الاستطاعة المتوسطة:

$$P = \langle v(t)^2 \rangle = \frac{1}{T_0} \int_{t_0}^{t_0+T_0} v(t)^2 dt \quad (3-4)$$

نقول أن  $v(t)$  هي إشارة استطاعة، إذا كانت ذات قيمة محدودة للاستطاعة المتوسطة  $P$ ، أي إذا كانت:

$$0 < P < \infty$$

يشترط أحياناً لتمثيل الإشارات الدورية بسلسلة فورييه أن تكون ذات استطاعة محدودة. ومع ذلك يمكن عد الشرط المذكور كافياً، ولكنه قد لا يكون ضرورياً في بعض الحالات.

يمكن تمثيل الإشارات الدورية طيفياً بنشرها وفق سلسلة فورييه *Fourier Series* التي يمكن أن تأخذ أشكالاً متعددة ومنها الشكل التالي المسمى بالسلسلة الثلاثية

: *Trigonometric Series*

$$v(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos n\omega_0 t + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin n\omega_0 t \quad (3-5)$$

حيث  $\omega_0 = 2\pi f_0$  و  $f_0 = \frac{1}{T_0}$ ، بينما تعطى الثوابت  $a_0$  و  $a_n$  و  $b_n$  بالعلاقات:

$$a_0 = \frac{1}{T_0} \int_{t_0}^{t_0+T_0} v(t) dt \quad (3-6)$$

$$a_n = \frac{2}{T_0} \int_{t_0}^{t_0+T_0} v(t) \cos n\omega_0 t dt \quad (3-7)$$

$$b_n = \frac{2}{T_0} \int_{t_0}^{t_0+T_0} v(t) \sin n\omega_0 t dt \quad (3-8)$$

يمثل  $a_0$  المتوسط الزمني أو المركبة المستمرة لـ  $v(t)$ .

نكتب سلسلة فورييه المثلثاتية المدجة *Compact Trigonometric Series* كما يلي:

$$v(t) = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos(n\omega_0 t + \phi_n) \quad (3-9)$$

حيث:

$$A_0 = a_0, \quad A_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}, \quad \phi_n = -\arctan \frac{b_n}{a_n} \quad (3-10)$$

يرمز  $A_n$  و  $\phi_n$  لمطال وطور التوافقي ذي التردد  $n\omega_0$ . ويمثل  $A_0$  و  $A_n$  بالطيف المطالي، بينما يمثل  $\phi_n$  بالطيف الطوري.

بدلاً من سلسلة فورييه المثلثاتية (3-5) والسلسلة المدجة (3-9) نستخدم للتحليل الطوري غالباً السلسلة التالية المسماة سلسلة فورييه الأسية العقدية *Complex Exponential Series*:

$$v(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n e^{jn\omega_0 t} \quad (3-11)$$

حيث:

$$c_n = \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} v(t) e^{-jn\omega_0 t} dt \quad (3-12)$$

يمكن أن ننشر حسب السلسلة الأسية (3-11) التوابع الدورية الحقيقية والعقدية. عند المقارنة مع السلسلة المثلثاتية المدجة (3-9) في حالة التوابع الدورية الحقيقية، يستنتج أن:

$$c_0 = A_0, \quad c_n|_{n>1} = \frac{A_n}{2} e^{j\phi_n} \quad (3-13)$$

بعد  $c_n$  أحياناً "مطالاً" للمركبة الطيفية الأسية  $c_n e^{jn\omega_0 t}$ ، مع أنه يكون في الحالة العامة عقدياً حتى إذا كان التابع  $v(t)$  حقيقياً. ولذلك نكتب:

$$c_n = |c_n| e^{j\arg c_n}$$

حيث  $|c_n|$  مقدار المطال، و نرمز لزاوية  $c_n$  بـ  $\arg c_n$ .

نجد من أجل  $n \geq 1$  أن:

$$|c_n| = \frac{A_n}{2}, \quad \arg c_n = \phi_n \quad (3-14)$$

برسم  $|c_n|$  كنابع للتردد نحصل على الطيف المطالي المتقطع للإشارة، كما أن برسم  $\arg(c_n)$  كنابع للتردد يعطي الطيف الطوري المتقطع للإشارة.

إذا استبدلنا  $(-n)$  بـ  $(n)$  في (3-12)، نستنتج أنه لأي تابع دوري حقيقي يكون:

$$c_{-n} = c_n^* \quad (3-15)$$

حيث  $c_n^*$  هو المرافق العقدي لـ  $c_n$  لذلك يكون:

$$|c_{-n}| = |c_n|, \quad \arg(c_{-n}) = -\arg(c_n) \quad (3-16)$$

هذا يعني أن الطيف المطالي لإشارة دورية حقيقية متناظر زوجياً والطيف الطوري متناظر فردياً. ويعبر عن التناظرين معاً بالقول إن  $c_n$  وفق (3-15) تحقق التناظر بإحكام

*Hermitton Symmetry*.

### المثال ٣-١

أوجد  $c_n$  لقطار النبضات المستطيلة المبينة في الشكل (٣-١) وارسم طيف المطال  $|c_n|$  وطيف الطور  $\arg(c_n)$ .

الحل:

نختار مجال التكامل من  $-\frac{T_0}{2}$  حتى  $\frac{T_0}{2}$ . ونلاحظ أنه في المجال المذكور لدينا:

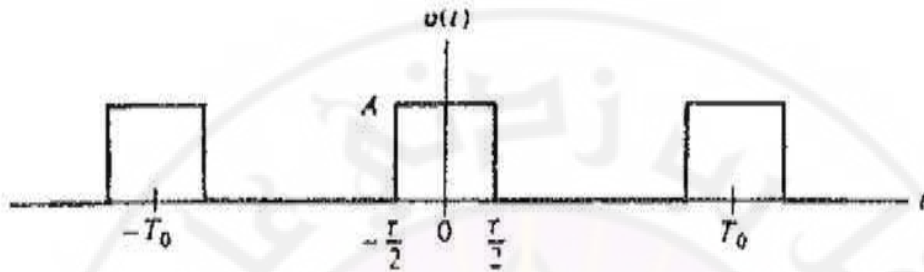
$$v(t) = \begin{cases} A & |t| < \tau/2 \\ 0 & |t| > \tau/2 \end{cases}$$

حيث  $\tau$  مدة كل نبضة و  $A$  مطاها أو ارتفاعها.

نجد وفق العلاقة (3-12) أن:

$$c_n = \frac{1}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} v(t) e^{-jn\omega_0 t} dt = \frac{1}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} A e^{-jn\omega_0 t} dt$$

$$= \frac{A}{-jn\omega_0 T_0} \left( e^{-\frac{jn\omega_0 T_0}{2}} - e^{\frac{jn\omega_0 T_0}{2}} \right) = \frac{A \sin \pi n f_0 \tau}{T_0 \pi n f}$$



الشكل (3-1) قطار نبضات مستطيلة.

من المناسب أن نستخدم لاحقاً التابع sinc المعروف بدلالة المتحول  $\lambda$  وفق العلاقة:

$$\text{sinc } \lambda = \frac{\sin \pi \lambda}{\pi \lambda} \quad (3-17)$$

بفرض أن  $\lambda = n f_0 \tau$  نجد أن:

$$c_n = \frac{A \tau}{T_0} \text{sinc } n f_0 \tau = A f_0 \tau \text{sinc } n f_0 \tau \quad (3-18)$$

يبين الشكل (3-2) منحنى التابع  $\text{sinc } \lambda$ . ونلاحظ أنه يساوي الواحد عندما  $\lambda=0$

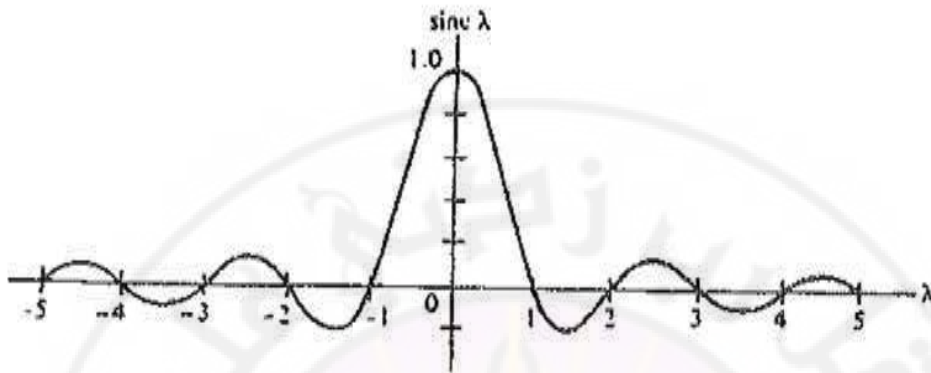
ويتعدم عندما  $\lambda = \pm k$  حيث  $k$  أي عدد صحيح ما عدا الصفر ( $k=1,2,3,\dots$ ).

تكون العلاقة (3-18) صحيحة من أجل جميع قيم  $n$ ، وكحالة خاصة نجد منها المركبة

المستمرة من أجل  $n=0$ :

$$c_0 \approx \frac{A\tau}{T_0} = Af_0\tau$$

يبين الشكل (٣-٣) طيف المطال  $|c_n|$  وطيف الطور  $\arg(c_n)$  وفق العلاقة (3-18) من أجل  $\tau = T_0/4$ .



الشكل (٣-٣) منحنى التابع sinc.

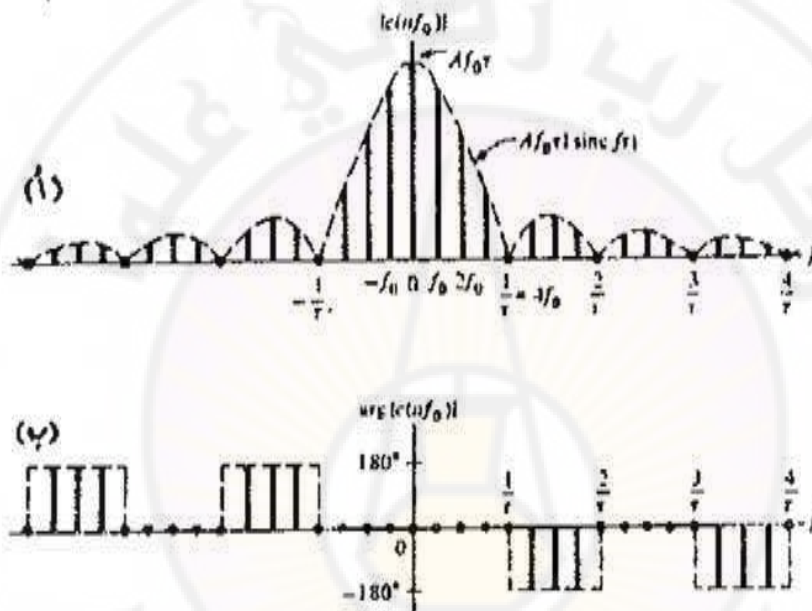
نجد من الشكل أن طيف المطال  $|c_n|$  في الشكل (٣-٣-أ) متناظر زوجياً وأن غلافه يمر بالصفر عند الترددات التي هي من مضاعفات  $1/\tau$ . ونعد في الشكل (٣-٣-ب) أن طيف الطور يأخذ القيم  $0^\circ$  و  $\pm 180^\circ$  تبعاً لقطبية التابع  $\text{sinc} n f_0 t$ . وقد استخدمنا كلا القيمتين  $180^\circ$  و  $-180^\circ$  بهدف إيضاح التناظر الفردي لطيف الطور وفق العلاقة (3-16).

تتميز المعاملات العقدية  $c_n$  عموماً بالخواص التالية:

- ١- يمثل  $c_0$  المركبة المستمرة لـ  $v(t)$ .
- ٢- إذا كان  $v(t)$  تابعاً دورياً حقيقياً، فإن طيف المطال  $|c_n|$  يكون متناظراً زوجياً، بينما يكون طيف الطور متناظراً فردياً، أي يكون  $c_n$  متناظراً بإحكام.



٣- إذا كان  $v(t)$  زوجياً بحيث  $v(-t) = v(t)$  كما في حالة قطار النبضات المستطيلة في الشكل (٣-١) فإن  $c_n$  يكون حقيقياً، أي تكون زاويته صفراً أو  $\pm 180^\circ$  ووافق ذلك سلسلة مثلثاتية (3-5) مؤلفة من حدود التجيب فقط، أي تنعدم فيها الثوابت  $h_n$ . وإذا كان  $v(t)$  فردياً بحيث  $v(-t) = -v(t)$  فإن  $c_n$  يكون تخيلياً، أي تكون زاويته  $\pm 90^\circ$ . وهذا يوافق سلسلة مثلثاتية (3-5) مؤلفة من حدود الجيب فقط، أي تنعدم فيها الثوابت  $h_n$ .



الشكل (٣-٣)

أ) طيف المظالم

ب) طيف الطور

### ٣-٣ نظرية بارسيفال للاستطاعة

يمكن إثبات أن الاستطاعة المتوسطة  $P$  للإشارة الدورية  $v(t)$  وفق العلاقة (3-4) تساوي مجموع الاستطاعات المتوسطة لمركبات سلسلة فورييه لها. ونعبر عن ذلك بكتابة:

$$P = \langle |v(t)|^2 \rangle = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} |c_n|^2 \quad (3-19)$$

تمثل القيمة  $|c_n|^2$  الاستطاعة المتوسطة للمركبة  $n$  لسلسلة فورييه الأسية:

$$P_n = \langle |c_n e^{jn\omega t}|^2 \rangle = |c_n|^2$$

لذا يمكن إعادة كتابة (3-19) على النحو:

$$P = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} P_n \quad (3-20)$$

تسمى العلاقة (3-19) أو (3-20) نظرية بارسيفال للاستطاعة *Parseval's Power Theorem*.

### ٣-٤ تحويل فورييه والطيف المستمر

نستخدم سلسلة فورييه لتمثيل الطيفي للإشارات الدورية محدودة الاستطاعة ( $0 < P < \infty$ ). وبالمقابل نستخدم تحويل فورييه لتمثيل الطيفي للإشارات غير الدورية محدودة الطاقة. بمعنى أن لها قيمة محدودة للطاقة الكلية (المحددة لكل الأزمنة):

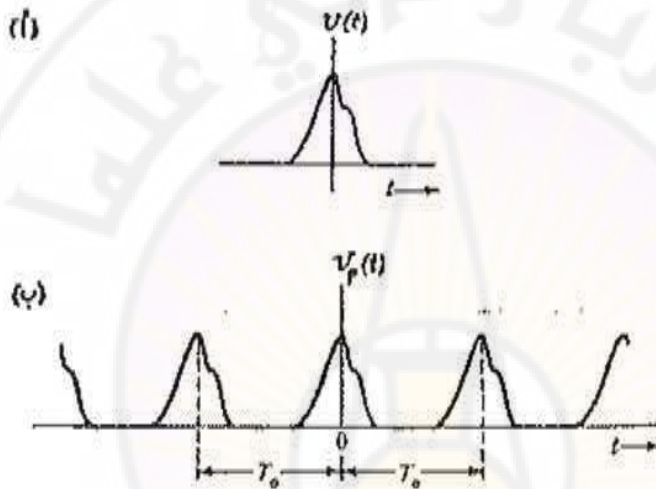
$$E = \int_{-\infty}^{+\infty} |v(t)|^2 dt$$

بحيث ( $0 < E < \infty$ ). وبعد أحياناً كشرط مسبق لوجود تحويل فورييه لأي إشارة  $v(t)$  أي تكون طاقتها الكلية محدودة.

كما أوضحنا في البند السابق نستخدم سلاسل فورييه للوصف الطيفي للإشارة الدورية، ونريد تطوير وصف طيفي مشابه لإشارة  $v(t)$  غير دورية محدودة الطاقة

كالمبينة في الشكل (٣-٤-أ)، ومن أجل ذلك نرسم إشارة دورية  $v_p(t)$  كما في الشكل (٣-٤-ب)، بحيث تكون مماثلة لـ  $v(t)$  خلال فترة وجود  $v(t)$  وتتكرر بدور  $T_0$ . ونجد أن  $v_p(t)$  تتحول إلى  $v(t)$  إذا جعلنا  $T_0 \rightarrow \infty$ ، بحيث يمكن أن نكتب:

$$v(t) = \lim_{T_0 \rightarrow \infty} v_p(t)$$



الشكل (٣-٤)

أ) إشارة غير دورية محدودة الطاقة.  
ب) إشارة دورية مماثلة لها.

نمثل  $v_p(t)$  بسلسلة فورييه الأسية:

$$v_p(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n e^{j2\pi n t} \quad (3-21)$$

نعبّر عن  $c_n$  وفق (٣-١٢):

$$c_n = \frac{1}{T_0} \int_{T_0} v_p(t) e^{-j2\pi n t} dt \quad (3-22)$$

حيث  $f_n = n f_0$ . وإذا جعلنا  $T_0$  كبيراً جداً، فإن  $f_0$  يصبح صغيراً جداً. ولذا سنرمز له  $\Delta f$ ، ونعيد كتابة (3-21) على النحو:

$$v_p(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{c_n}{f_0} e^{i 2 \pi n t} \Delta f \quad (3-23)$$

$$\frac{\Delta f}{f_0} = 1 \quad \text{وذلك لأن}$$

عندما نجعل  $T_0 \rightarrow \infty$ ، بحيث  $v_p(t) \rightarrow v(t)$  فإن  $c_n \rightarrow 0$ . ولكن قيمة الجداء  $c_n T_0$  أو النسبة  $\frac{c_n}{f_0}$  تبقى محدودة وتؤول إلى ما يسمى بتحويل فورييه لـ  $v(t)$ ، ونرمز له  $V(f)$ . وهكذا يكون:

$$V(f) = \lim_{T_0 \rightarrow \infty} c_n T_0 = \lim_{f_0 \rightarrow 0} \frac{c_n}{f_0} \quad (3-24)$$

طالما أن خطوط الطيف "تتلاصق" عندما  $T_0 \rightarrow \infty$  أو  $f_0 \rightarrow 0$ ، ففي هذه الحالة بدلاً من التعامل مع قيم منفصلة للتردد  $f_n$  أو  $n f_0$ ، نتعامل مع التردد  $f$  كمتحول مستمر. ولذا نعيد كتابة (3-24) على النحو:

$$V(f) = \lim_{T_0 \rightarrow \infty} c_n T_0 = \int_{-\infty}^{+\infty} v(t) e^{-i 2 \pi f t} dt \quad (3-25)$$

يؤول المجموع في العلاقة (3-23) إلى تكامل، وبالتالي تؤول العلاقة المذكورة إلى الشكل:

$$v(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} V(f) e^{i 2 \pi f t} df \quad (3-26)$$

وذلك مع مراعاة أن  $v_p(t) \rightarrow v(t)$  و  $\frac{c_n}{f_0} \rightarrow V(f)$  سوف نكتب  $\omega$  بدلاً من  $2 \pi f$  في (3-25) و (3-26) لتصبحا على النحو:

$$V(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} v(t) e^{-i \omega t} dt \quad (3-27)$$

$$v(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} V(f) e^{i 2 \pi f t} df \quad (3-28)$$

ندعى العلاقتان (3-27) و (3-28) معاً زوج تحويل فورييه. ويسمى  $V(f)$  تحويل فورييه المباشر لـ  $v(t)$ ، بينما يسمى  $v(t)$  تحويل فورييه العكسي لـ  $V(f)$ . يعد التابعان  $V(f)$  و  $v(t)$  شكلين متكافئين لتمثيل الإشارة نفسها في مجال الزمن والتردد. ويستخدم الرمز  $\leftrightarrow$  أحياناً للدلالة على العلاقة بين  $V(f)$  و  $v(t)$ :

$$v(t) \leftrightarrow V(f)$$

يستخدم الرمز  $F[\ ]$  أيضاً للدلالة على عملية تحويل فورييه المباشر على النحو:

$$V(f) = F[v(t)]$$

بالمقابل، يعبر عن عملية التحويل العكسي على النحو:

$$v(t) = F^{-1}[V(f)]$$

يعد  $V(f)$  وفق المعادلة (3-28) مجموعاً مستمراً لمركبات "طيفية" مسن الشكل  $V(f) e^{i 2 \pi f t}$  بترددات تمتد من  $-\infty$  حتى  $+\infty$  ولذا يمثل  $V(f)$  ما يسمى "الطيف المستمر". ونكتب في الحالة العامة:

$$V(f) = |V(f)| e^{i \phi(f)} \quad (3-29)$$

حيث  $|V(f)|$  الطيف المطالي المستمر لـ  $v(t)$  و  $\phi(f)$  أو  $\arg[V(f)]$  الطيف الطوري المستمر لـ  $v(t)$ . وتعبير "الطيف المستمر" هنا يشير إلى أن مقدار  $V(f)$  وطوره معرفان عند جميع الترددات، وهذا ما يميزه عن الطيف المتقطع (المنطوي) الذي يمثل  $|c_n|$  و  $\arg[c_n]$  لإشارة دورية.

من أهم خواص  $V(f)$ :

١- إذا كانت  $v(t)$  حقيقية فإن:

$$V(-f) = V^*(f) \quad (3-30)$$



$$|V(-f)| = |V(f)|, \quad \arg[V(-f)] = -\arg[V(f)] \quad (3-31)$$

أي يكون الطيف المرافق  $|V(f)|$  متناظراً زوجياً وطيف الطور  $\arg[V(f)]$  متناظراً فردياً. ويعد  $V(f)$  متناظراً بإحكام وفق (3-30) وعلى غرار (3-15).

٢- إذا كانت  $v(t)$  متناظرة زوجياً بحيث  $v(-t) = v(t)$  فإن:

$$V(f) = 2 \int_0^{+\infty} v(t) \cos \omega t dt \quad (3-32)$$

يكون  $V(f)$  في هذه الحالة حقيقياً. وبالمقابل إذا كانت  $v(t)$  متناظرة فردياً، أي أن  $v(-t) = -v(t)$  فإن:

$$V(f) = -2j \int_0^{+\infty} v(t) \sin \omega t dt \quad (3-33)$$

٣- إن قيمة  $V(f)$  عند التردد  $f=0$  تمثل مساحة  $v(t)$  أي أن:

$$V(0) = \int_{-\infty}^{+\infty} v(t) dt \quad (3-34)$$

تقارن هذه العلاقة مع العلاقة المحددة للمركبة المستمرة لإشارة دورية  $c_0$  وفق (3-12).

### المثال ٣-٢

لنوجد تحويل فورييه  $V(f)$  للنمضة المستطيلة المبينة في الشكل (٣-٥) التي توصف بالعلاقة:

$$v(t) = A \Pi\left(\frac{t}{\tau}\right) \quad (3-35)$$

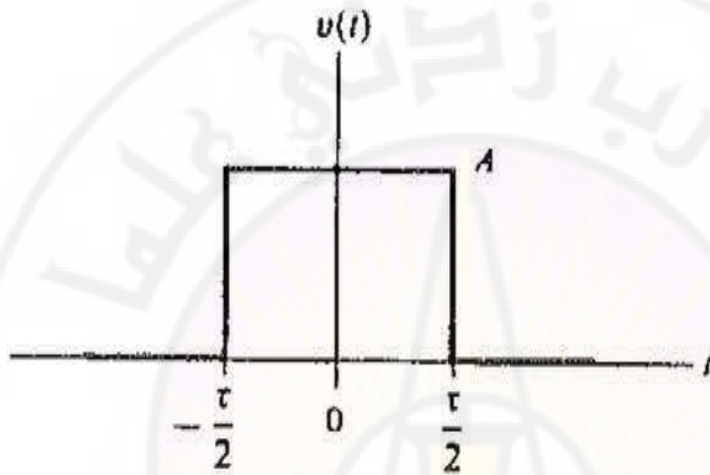
يرمز  $\Pi(\lambda)$  لتابع المستطيل *Rectangle Function* المعروف بالعلاقة التالية:

$$\Pi(\lambda) = \begin{cases} 1 & |\lambda| < 1/2 \\ 0 & |\lambda| > 1/2 \end{cases} \quad (3-36)$$

نفترض في (3-35) أن  $\lambda = \frac{t}{\tau}$ ، ومن ثم يكون:

$$\Pi\left(\frac{t}{\tau}\right) = \begin{cases} 1 & |t| < \tau/2 \\ 0 & |t| > \tau/2 \end{cases} \quad (3-37)$$

هذا يعبر عن النبضة المستطيلة في الشكل (3-3) عندما  $A=1$ .



الشكل (3-3) نبضة مستطيلة.

بما أن  $\Pi\left(\frac{t}{\tau}\right)$  متناظرة زوجياً، لذلك يكون تحويل فورييه لها وفق (3-32):

$$F\left[\Pi\left(\frac{t}{\tau}\right)\right] = 2 \int_0^{\tau/2} \cos \omega t dt = \frac{2 \sin \frac{\omega \tau}{2}}{\omega} = \tau \text{sinc} f \tau$$

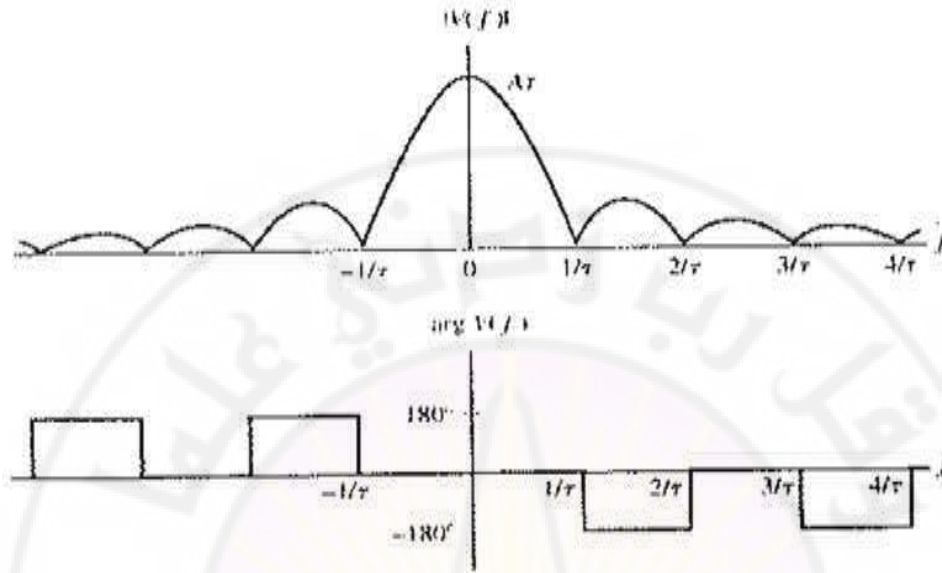
أي أن:

$$\Pi\left(\frac{t}{\tau}\right) \leftrightarrow \tau \text{sinc} f \tau \quad (3-38)$$

بالتالي يكون تحويل فورييه للنبضة (3-35):

$$V(f) = A \tau \text{sinc} f \tau \quad (3-39)$$

يبين الشكل (٦-٣) الطيفين المطالي والطورى وفق (3-39).



الشكل (٦-٣) الطيف المطالي والطيف الطوري للنضبة المستطيلة.

نلاحظ أن  $V(0) = A\tau$  وهذه هي مساحة النبضة  $v(t)$ . ونلاحظ أن الطيف المطالي  $|V(f)|$  في الشكل (٦-٣-أ) هو غلاف  $|c_n|$  نفسه لقطار النبضات المستطيلة في الشكل (٣-٣-أ) بعد أن نقسمه على  $f_0$  وهو يندمج في النقاط  $\pm K/\tau$ ، حيث  $K$  أي عدد صحيح ما عدا الصفر ( $K=1,2,3,\dots$ )، ونجد أيضاً أن  $\arg[V(f)]$  في الشكل (٦-٣-ب) مماثل لغلاف  $\arg[c_n]$  في الشكل (٣-٣-ب) ويعد غالباً أن الجزء الأساسي للطيف المطالي  $|V(f)|$  محصور ضمن المجال  $|f| < 1/\tau$ . وبعبارة أخرى، يمثل  $1/\tau$  عرض المجال "الفعال" لطيف النبضة، وكلما زادت  $\tau$ ، يقل عرض المجال "الفعال"

للطيف، والنضجات الضيقة التي لها عرض  $\tau$  صغير جداً يكون عرض المجال "الفعال" لطيفها كبيراً جداً. وتسمى هذه الظاهرة ظاهرة الامتداد العكسي.

### ٣-٥ نظريات أو خواص تحويل فورييه

إذا كان  $v(t) \leftrightarrow V(f)$  فيمكن إثبات النظريات أو الخواص التالية لتحويل فورييه:

#### ٣-٥-١ خاصية الخطية أو التراكب *Super Position*:

إذا كان تحويل فورييه لـ  $v(t)$  هو  $V(f)$ ، ولـ  $w(t)$  هو  $W(f)$  فإنه يمكن أن نكتب:

$$\alpha v(t) + \beta w(t) \leftrightarrow \alpha V(f) + \beta W(f) \quad (3-40)$$

حيث  $\alpha$  و  $\beta$  أي ثابتان.

#### ٣-٥-٢ خاصية تغيير التدرج أو التقييس *Scaling*:

ويعبر عنها بالعلاقة:

$$v(at) \leftrightarrow \frac{1}{|a|} V\left(\frac{f}{a}\right) \quad (3-41)$$

حيث  $a$  ثابت. وتمثل  $v(at)$  هنا  $v(t)$  نفسه بعد استبدال  $t$  بـ  $at$ . ووفق هذه الخاصية فإن تدرجات محور الزمن تتمدد أو تنضغط وفقاً لقيمة الثابت  $a$  كما أن اتجاه المحور ينعكس في حالة كون  $a$  سالباً. فإذا كان الثابت  $a$  موجباً وأكبر من الواحد فإن  $v(at)$  تمثل حالة ضغط لـ  $v(t)$ ، أما إذا كان  $a$  موجباً وأصغر من الواحد فنحصل على توسيع زمني. وإذا كان  $a$  سالباً فهذا يعني أنه يجب أن نعكس  $v(t)$  زمنياً إضافة إلى ضغطه أو توسيعه زمنياً بالعامل  $|a|$  لنحصل على  $v(at)$ .

تعني العلاقة (3-41) أن تغيير التدرج في مجال الزمن بالعامل  $|a|$  يسبب تغييراً معاكساً له للتدرج في مجال التردد بالعامل نفسه مع القسمة على  $|a|$ . أي أن ضغط الإشارة في مجال الزمن يؤدي إلى توسيع طيفها في مجال التردد وبالعكس، والعكس بالعكس. وعندما يكون  $a = -1$  نجد أن  $V(-f) \leftrightarrow v(-t)$  أي أن الإشارة وطيفها يُعكسان معاً.

### ٣-٥-٣ خاصية التأخير الزمني *Time Delay* أو الإزاحة الزمنية *Time*

#### :Shifting

تعرف هذه الخاصية بالعلاقة التالية:

$$v(t - t_d) \leftrightarrow V(f)e^{-j\omega t_d} \quad (3-42)$$

تدل هذه الخاصية على أنه إذا ما تمت إزاحة الإشارة  $v(t)$  باتجاه محور الزمن بمقدار  $t_d$ ، فإن هذا يكافئ طيفياً ضرب تحويل فورييه لها  $V(f)$  بالعامل  $e^{-j\omega t_d}$ ، وهذا يعني أن الطور يتغير بالمقدار  $(-\omega t_d)$ ، بينما لا يتأثر الطيف المطالي بالإزاحة الزمنية لأن:

$$|V(f)e^{-j\omega t_d}| = |V(f)|$$

#### المثال ٣-٣

سنوجد تحويل فورييه للإشارة المبينة في الشكل (٣-٧)، والتي توصف بالعلاقة:

$$z(t) = A \Pi\left(\frac{t + t_d}{\tau}\right) - A \Pi\left(\frac{t - t_d}{\tau}\right) \quad t_d = \tau/2$$

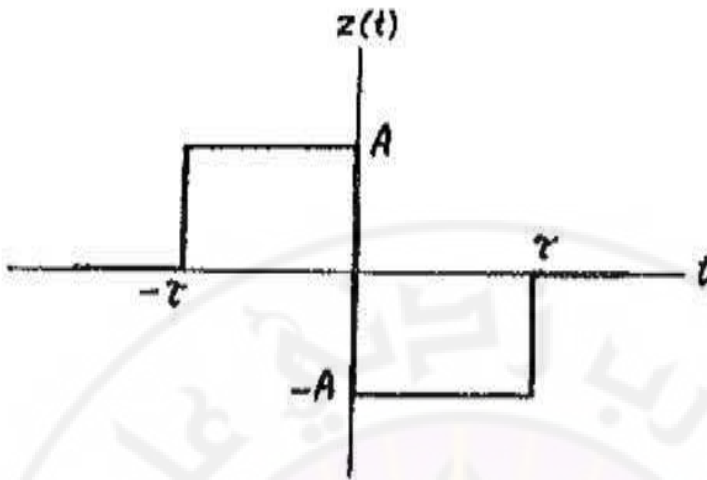
لذلك نكتب وفق (3-39):

$$A \Pi\left(\frac{t}{\tau}\right) \leftrightarrow A \tau \text{sinc} f \tau$$

باستخدام خاصية الخطية والتأخير الزمني، نجد أن:

$$\begin{aligned} Z(f) &= A \tau \text{sinc} f \tau [e^{j\omega t_d} - e^{-j\omega t_d}] \\ &= (j2\pi f \tau) A \tau \text{sinc}^2 f \tau \end{aligned} \quad (3-44)$$





الشكل (٣-٧) الإشارة المثلثة بمجموع لمنطقتين مستطيلتين.

### ٣-٥-٤ خاصية الإزدواجية أو المتبوية Duality:

تنص هذه الخاصية على أنه بافتراض أن  $v(t) \leftrightarrow V(f)$  وأن تابعاً للزمن  $z(t)$  يكون مماثلاً لـ  $V(f)$  فيما لو استبدلنا  $f$  بـ  $t$  أي:

$$z(t) = V(f) \quad (3-45)$$

فعند إذن يكون:

$$F[z(t)] = v(-f) \quad (3-46)$$

حيث  $v(-f)$  هو  $v(f)$  نفسه بعد استبدال  $f$  بـ  $-f$ .

تعد هذه الخاصية كنتيجة لتشابه تكاملي فورييه (3-27) و (3-28) واختلافهما فقط بتحويل عملية التكامل والإشارة الجبرية للأس.

### المثال ٣-٤

بالاستفادة من خاصية الازدواجية، أوجد تحويل فورييه للإشارة المبينة في الشكل (٣-٨-أ)، وهي تسمى نبضة sinc وتوصف بالعلاقة:

$$z(t) = A \text{sinc} 2\omega t$$

يمكن إيجاد تحويل فورييه لهذه الإشارة بالاستفادة من خاصية الازدواجية انطلاقاً من أن تحويل فورييه للنبضة المستطيلة يوصف بالتابع sinc وفق العلاقة (3-39):

$$A \Pi\left(\frac{t}{\tau}\right) \leftrightarrow A \tau \text{sinc} f \tau$$

لذا نفترض أن  $v(t) = \frac{A}{\tau} \Pi\left(\frac{t}{\tau}\right)$  بحيث يكون:

$$V(f) = A \tau \text{sinc} f \tau$$

هكذا يكون  $z(t)$  مائلاً لـ  $V(f)$ ، فيما لو استبدلنا  $f$  بـ  $t$  و  $t$  بـ  $2W$ . ويمكن أن نكتب  $z(t) = V(t)$ ، إذا افترضنا شكلياً أن  $\tau = 2W$ . ومن ثم نطبق خاصية الازدواجية (3-46) فنكتب:

$$F[z(t)] = v(-f) = \frac{A}{2W} \Pi\left(\frac{-f}{2W}\right)$$

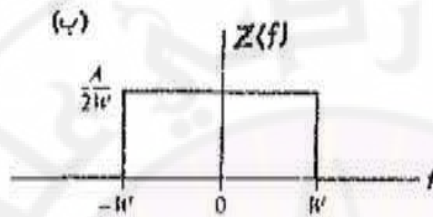
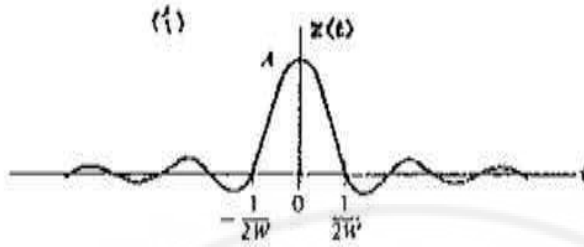
وبالتالي يكون:

$$Z(f) = \frac{A}{2W} \Pi\left(\frac{f}{2W}\right) \quad (3-47)$$

ذلك لأن تابع المستطيل متناظر زوجياً، ونكتب بالنتيجة:

$$A \text{sinc} 2Wt \leftrightarrow \frac{A}{2W} \Pi\left(\frac{f}{2W}\right) \quad (3-48)$$

يبين الشكل (٣-٨-ب) تحويل فورييه لـ  $z(t)$  أي  $Z(f)$  وفق العلاقة (3-47). ونلاحظ من الشكل أن هذا الطيف محدود تماماً وعرضه يساوي  $2W$ ، حيث  $W$  عرض المجال للترددات الموجبة أو السالبة.



الشكل (٣-٨)

نبضة sinc

ب) تحويل فورييه لنبضة sinc

### ٣-٥-٥ خاصية الإزاحة الترددية Frequency Shifting:

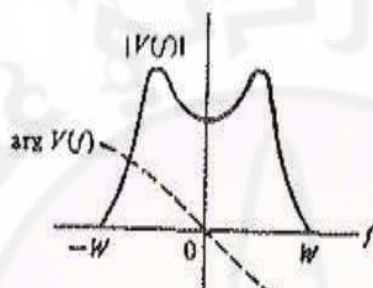
تسمى هذه الخاصية أيضاً خاصة التعديل Modulation أو النقل الترددي Frequency Translation ويعبر عنها بالعلاقة:

$$v(t)e^{j\omega_c t} \leftrightarrow V(f - f_c) \quad (3-49)$$

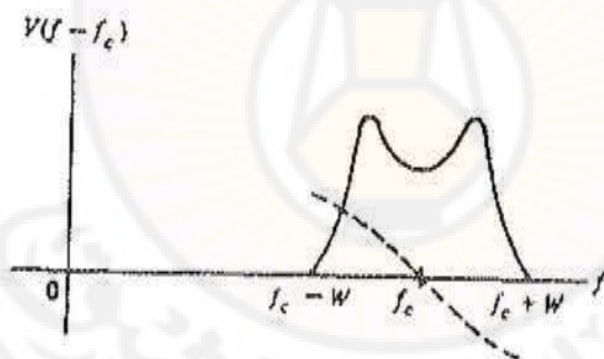
يطلق على التردد  $f_c$  اسم تردد "الحامل"، وذلك لأن ضرب  $v(t)$  بـ  $e^{j\omega_c t}$  يعد "تعديلاً عقدياً" وهو يؤدي إلى نقل الطيف بمقدار  $f_c$ .

لتوضيح خاصية الإزاحة الترددية أو النقل الترددي نفترض أن طيف الإشارة  $v(t)$  محدود المجال بـ  $(-W, +W)$  كما هو مبين في الشكل (٣-٩-أ) ونفترض أيضاً أن  $f_c > W$ . باستخدام العلاقة (3-49) نحصل على الطيف المبين في الشكل (٣-٩-ب) أي نحصل

على  $V(f-f_c)$ . ونلاحظ أن النصف الأيسر لـ  $V(f)$ ، المقابل للترددات السالبة في الشكل (٣-٩-أ) يظهر في الطيف المنقول الممثل لـ  $V(f-f_c)$  في الشكل (٣-٩-ب) بترددات موجبة. ولذا نجد أن عرض المجال الكلي لطيف  $V(f-f_c)$  هو  $2W$ ، أي ضعف عرض المجال الأصلي  $W$ ، (أي عرض مجال الترددات الموجبة للإشارة الأصلية).



(أ)



(ب)

الشكل (٣-٩)

أ) طيف الإشارة  $V(f)$

ب) الطيف  $V(f-f_c)$

تستخدم غالباً لنقل الطيف طريقة الضرب بموجة حاملة جيبية. وفي هذه الحالة نستنتج من العلاقة (3-49) أن:

$$v(t) \cos(\omega_c t + \phi) \leftrightarrow \frac{e^{j\phi}}{2} V(f - f_c) + \frac{e^{-j\phi}}{2} V(f + f_c) \quad (3-50)$$

أي أن ضرب الإشارة  $v(t)$  بموجة حاملة جيبية يؤدي إلى نقل طيفها إلى الأعلى والأسفل ترددياً بمقدار  $f_c$ .

### المثال ٣-٥

نفترض أنه لدينا موجة جيبية محدودة المدة كالمبينة في الشكل (٣-١٠-أ)، وهي توصف بالعلاقة:

$$z(t) = A \Pi\left(\frac{t}{\tau}\right) \cos \omega_c t \quad (3-51)$$

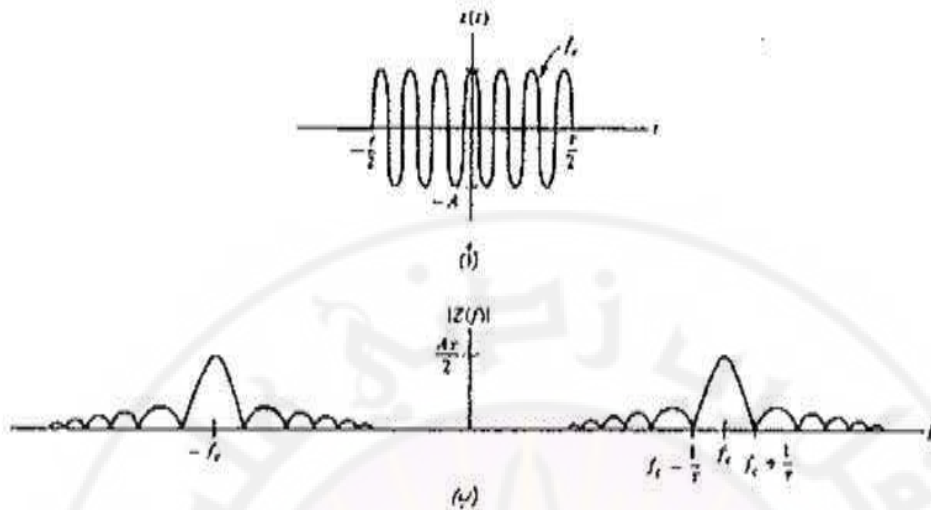
نحصل عليها بضرب نبضة مستطيلة  $v(t) = A \Pi\left(\frac{t}{\tau}\right)$  بموجة جيبية  $\cos \omega_c t$ . وهي تسمى نبضة تردد راديوي *RF Pulse* إذا كان  $f_c$  يقع ضمن مجال ترددات الراديوية.

نريد إيجاد تحويل فورييه لـ  $z(t)$ ، ومن أجل ذلك نستخدم (3-50)، فنكتب:

$$Z(f) = \frac{A\tau}{2} \text{sinc}(f - f_c)\tau + \frac{A\tau}{2} \text{sinc}(f + f_c)\tau \quad (3-52)$$

وذلك باعتبار أن  $\phi=0$  وأن تحويل فورييه لـ  $v(t)$  هو  $V(f) = A\tau \text{sinc} f\tau$ . وبين الشكل (٣-١٠-ب) الطيف المطالي لـ  $|Z(f)|$  بفرض أن  $f_c \gg 1/\tau$ .





المشكل (٣-١٠)  
أ) نبضة التردد الراديوي.  
ب) الطيف المطلق للنبضة التردد الراديوي.

### ٣-٥-٦ خاصية التفاضل والتكامل:

يعبر عن خاصية التفاضل بالعلاقة:

$$\frac{d}{dt}v(t) \leftrightarrow j\omega V(f) \quad (3-53)$$

أي أن تحويل فورييه لمشتق  $v(t)$  يساوي حاصل ضرب  $j\omega$  في  $V(f)$ .  
تنص خاصية التكامل على أنه إذا كان:

$$V(0) = \int_{-\infty}^{\infty} v(t) dt = 0 \quad (3-54)$$

فمئذئذ:

$$\int_{-\infty}^{\infty} v(\lambda) d\lambda \leftrightarrow \frac{1}{j\omega} V(f) \quad (3-55)$$

حيث إن  $v(\lambda)$  في التكامل الأخير هو  $v(t)$  نفسه بعد استبدال  $\lambda$  بـ  $t$  كمتحول آخر من أجل عملية التكامل تبعاً للتباعد مع الحد العلوي للتكامل. في حالة عدم تحقق العلاقة (3-54)، أي إذا لم تكن مساحة  $v(t)$  مساوية للصفر فيسبين أن:

$$\int_{-\infty}^{\infty} v(\lambda) d\lambda \leftrightarrow \frac{1}{j\omega} V(f) + \frac{1}{2} V(0) \delta(f) \quad (3-56)$$

حيث  $\delta(f)$  هو تابع دلتا لايرالك في مجال التردد وسنعرفه فيما بعد.

### المثال ٣-٦

سوف نستخدم خاصية التكامل من أجل إيجاد تحويل فورييه للنبة المثلثية المبينة في الشكل (٣-١١-أ)، وهي توصف بالعلاقة:

$$w(t) = A \Lambda\left(\frac{t}{\tau}\right)$$

حيث  $A \Lambda(t/\tau)$  تابع المثلث وهو يمثل بـ  $w(t)$  في الشكل (٣-١١-أ) من أجل  $A=1$ :

$$\Lambda\left(\frac{t}{\tau}\right) = \begin{cases} A\left(1 - \frac{|t|}{\tau}\right) & |t| < \tau \\ 0 & |t| > \tau \end{cases} \quad (3-57-a)$$

سوف نستفيد من كون:

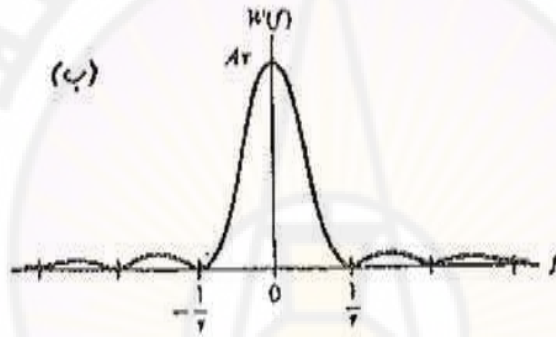
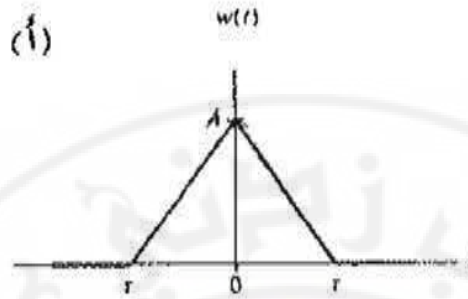
$$w(t) = \frac{1}{\tau} \int_{-\infty}^{\infty} z(\lambda) d\lambda$$

حيث أن  $z(t)$  هي الإشارة الواردة سابقاً في الشكل (٣-٧) ونكتسب وفق خاصية التكامل واعتماداً على (3-44):

$$W(f) = \frac{1}{\tau} \frac{1}{j2\pi f} Z(f) = A \tau \text{sinc}^2 f\tau \quad (3-57-b)$$

$$A \Lambda\left(\frac{t}{\tau}\right) \leftrightarrow A \tau \text{sinc}^2 f\tau \quad (3-57-c)$$

ويكون  $W(f)$  كما في الشكل (٣-١١-ب).



الشكل (٣-١١)

أ) نبضة مثلثية.

ب) تحويل فورييه.

٣-٥-٧ خاصية الطي والضرب:

يقصد بالطي *Convolution* العملية الرياضية التي تجري على تابعين للمتحول نفسه مثل

$v(t)$  و  $w(t)$  وفق العلاقة:

$$v(t) * w(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} v(\lambda) w(t - \lambda) d\lambda \quad (3-58)$$

يشير الرمز \* إلى عملية الطي، وينتج عن هذه العملية تابع للمتحول المستقل  $t$  نفسه الذي يفترض ثابتاً عند إجراء التكامل بالنسبة للمتحول  $\lambda$  في (3-58). يمكن إثبات أن:

$$v(t) * w(t) \leftrightarrow V(f)W(f) \quad (3-59-a)$$

$$v(t)w(t) \leftrightarrow V(f) * W(f) \quad (3-59-b)$$

تسمى العلاقة (3-59-a) نظرية الطي الزمني، وهي تعني أن الطي في مجال الزمن يقابل الضرب في مجال التردد، كما تسمى العلاقة (3-59-b) نظرية الطي الترددي، وهي تعني أن الضرب في مجال الزمن يقابل الطي في مجال التردد. تعد إمكانية استبدال عملية الطي المعقدة نسبياً بعملية ضرب وفق النظريتين السابقتين من أهم خواص تحويل فورييه.

يمكن إيجاد تكامل الطي (3-58) ببساطة أحياناً في حالات كون  $v(t)$  و  $w(t)$  تابعين مستمرين من أجل كل قيم  $t$ . وبالمقابل، إذا كان كل مسن  $v(t)$  أو  $w(t)$ ، أو أحدهما فقط معرّفاً ضمن فترات محددة، فيكون إيجاد الطي صعباً نسبياً، ونحتاج إلى الرسم من أجل توضيح حدود التكامل لكل فترة على حدة.

### المثال ٣-٧: طي نبضتين مستطيتين

نريد إيجاد  $z(t) = v(t) * w(t)$  حيث:

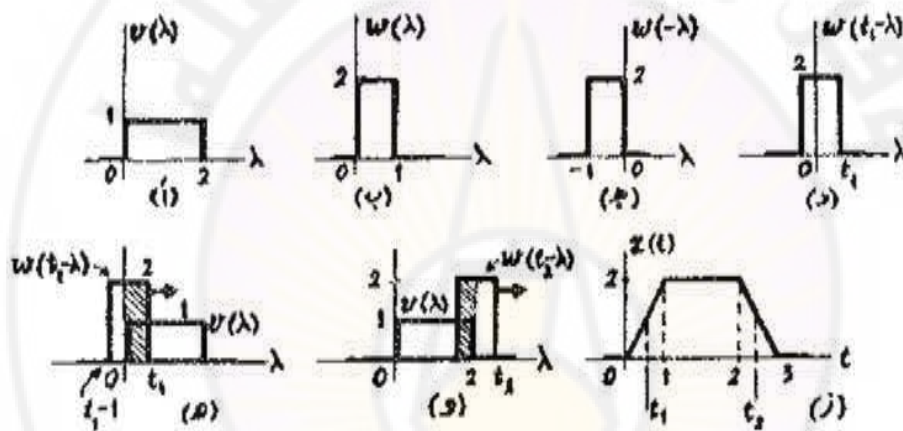
$$v(t) = \Pi\left(\frac{t-1}{2}\right), \quad w(t) = 2\Pi\left(t - \frac{1}{2}\right)$$

من أجل ذلك نرسم  $v(\lambda)$  و  $w(\lambda)$ ، وهما نفسيهما  $v(t)$  و  $w(t)$  بعد استبدال  $t$  بـ  $\lambda$ ، فيكونان كما في الشكل (٣-١٢-أ، ب). ونرسم  $w(-\lambda)$  كما في الشكل (٣-١٢-ج) بأن "نطوي" أو نقل  $w(\lambda)$  بالنسبة للمحور الشاقولي (وذلك يفسر كلمة الطي).

ونحصل على  $w(t-\lambda)$  كما في الشكل (٣-١٢ د) بإزاحة  $v(\lambda)$  أفقياً بمقدار  $t_1$  مسع افترض  $0 < t_1 < 1$ .

نرسم  $w(t_1-\lambda)$  و  $v(\lambda)$  معاً في الشكل (٣-١٢ هـ) ويعطينا تكامل الطي (3-58) في هذه الحالة  $z(t) = 2t_1$ ، وتمثله المساحة المظللة.

عند زيادة  $t_1$  تتولد النبضة المتحركة  $w(t_1-\lambda)$  نحو اليمين كما يشير السهم، فيتزايد  $z(t_1)$  و يبلغ أكبر قيمة له عندما  $t_1 = 1$ .



الشكل (٣-١٢) توضيح عملية الطي لإشارتين.

نفترض في الشكل (٣-١٢ و) أن  $2 < t_2 < 3$ . وفي هذه الحالة تقابل قيمة  $z(t_2)$  المساحة المظللة بين  $\lambda = t_2 - 1$  و  $\lambda = 2$ ، فيكون:

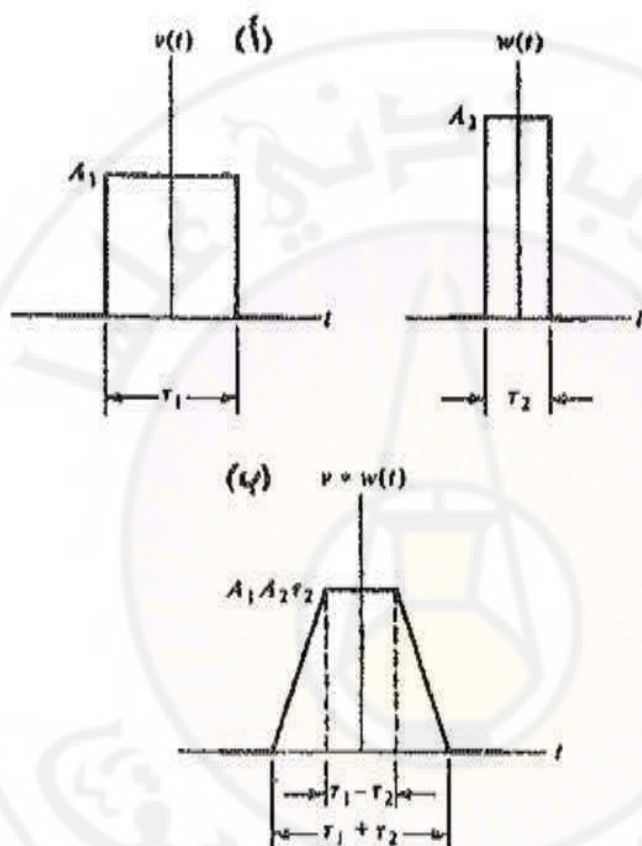
$$z(t_2) = 2[2 - (t_2 - 1)] = 3 - t_2$$

لذا يتناقص  $z(t_2)$  خطياً ابتداءً من  $t_2 = 2$  حتى  $t_2 = 3$ .

يكون  $z(t)$  بالنتيجة بشكل شبه منحرف كما في الشكل (٣-١٢ ز).



عند تطبيق الأسلوب نفسه لإيجاد طلي النبضتين المتناظرتين في الشكل (٣-١٣-أ) نحصل على شبه المنحرف المتناظر في الشكل (٣-١٣-ب).



الشكل (٣-١٣) توضيح عملية الطلي لنبضتين متناظرتين

أ) النبضتين.

ب) طلي النبضتين.

إذا افترضنا في الشكل (٣-١٣-أ) كحالة خاصة  $\tau_2 = \tau_1 = \tau$ ، بتحول شبه المنحرف في الشكل (٣-١٣-ب) إلى النبضة المثلثية  $\Lambda(t/\tau)$ ، المبينة في الشكل (٣-١٣-ج) من أجل  $A = A_1 A_2 \tau$ . ونستنتج أن:

$$\Lambda\left(\frac{t}{\tau}\right) = \frac{1}{\tau} \Pi\left(\frac{t}{\tau}\right) * \Pi\left(\frac{t}{\tau}\right) \quad (3-60-a)$$

بتطبيق خاصية الطي الزمني (3-59) نجد أن:

$$F\left[\Lambda\left(\frac{t}{\tau}\right)\right] = \frac{1}{\tau} (\text{sinc} f\tau)^2 = \text{sinc}^2 f\tau \quad (3-60-b)$$

تتفق هذه النتيجة مع العلاقة (3-57-c) المستنتجة سابقاً وفق خاصية التكامل.

### ٣-٦ نظرية ريلاي للطاقة *Rayleigh's Energy Theorem*

تسمى هذه النظرية أحياناً نظرية بارسيغال للطاقة، لأنها تقابل نظرية بارسيغال للاستطاعة في حالة الإشارات الدورية، وهي تعد كحالة خاصة للعلاقة التكاملية:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} v(t) w'(t) dt = \int_{-\infty}^{+\infty} V(f) W'(f) df \quad (3-61)$$

نفترض في هذه العلاقة أن  $v(t)$  و  $w(t)$  إشارتنا طاقة (أي محدودتا الطاقة)، وأن:

$$v(t) \leftrightarrow V(f) \quad , \quad w(t) \leftrightarrow W(f)$$

يمكن أن نستنتج نظرية ريلاي للطاقة بأن نفترض أن  $v(t) = w(t)$  في (3-61):

$$\int_{-\infty}^{+\infty} v(t) v'(t) dt = \int_{-\infty}^{+\infty} V(f) V'(f) df$$

يمثل الطرف الأيسر لهذه العلاقة طاقة الإشارة  $v(t)$ ، ولذا نكتب:

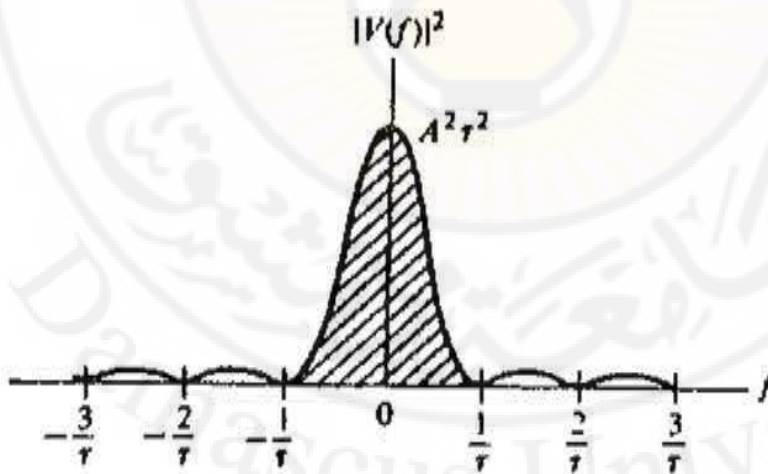
$$E = \int_{-\infty}^{+\infty} |v(t)|^2 dt = \int_{-\infty}^{+\infty} |V(f)|^2 df \quad (3-62-a)$$

هذه هي العلاقة المعبرة عن نظرية ريلاي للطاقة، وهي تعني أنه يمكن إيجاد طاقة  $v(t)$  بمكاملة  $|V(f)|^2$  لكل الترددات بدلاً من مكاملة  $|v(t)|^2$  لكل الأزمنة. حسب العلاقة (3-62-a) يمكن عد  $E$  موزعة طيفياً، بحيث تكون الطاقة ضمن مجال ترددي ضيق جداً  $f \pm df/2$  هي:

$$\begin{aligned} dE &= |V(f)|^2 df \\ \frac{dE}{df} &= |V(f)|^2 \end{aligned} \quad (3-62-b)$$

نسمي  $\frac{dE}{df}$  الكثافة الطيفية للطاقة *Energy Spectral Density* وهي تساوي حسب نظرية ريلاي  $|V(f)|^2$ . لنوضح ما سبق بين الشكل (٣-١٤) الكثافة الطيفية لنهضة مستطيلة وفق العلاقة (3-39):

$$|V(f)|^2 = (A\tau)^2 \text{sinc}^2 f\tau \quad (3-62-b)$$



الشكل (٣-١٤) الكثافة الطيفية لنهضة مستطيلة.

تمثل المساحة المظللة في الشكل الطاقة ضمن المجال  $|f| < 1/\tau$ ، ونجد أنها تساوي:

$$\int_{-1/\tau}^{+1/\tau} |V(f)|^2 df = \int_{-1/\tau}^{+1/\tau} (A\tau)^2 \text{sinc}^2 f\tau df = 0.92 A^2 \tau$$

بما أن القيمة الكلية لطاقة النبضة هي  $A^2 \tau$ ، لذلك فإن الطاقة المحصورة ضمن المجال  $|f| < 1/\tau$  تمثل أكثر من 90% من الطاقة الكلية.

### ٣-٧ تابع دلتا لديراك وأهم تطبيقاته

يعد تابع دلتا لديراك  $\delta(t)$  Dirac Delta Function من أهم التوابيع المستخدمة في هندسة الاتصالات، ويسمى  $\delta(t)$  أيضاً النبضة الدفعية الواحدية (Unit Impulse). ويقصد بالنبضة الدفعية أن هذه النبضة مركزة خلال مدة غير متناهية في الصفر، ومطالها غير متناه في الكبر، وتوصف بأنها واحدية للدلالة على أن مساحتها تساوي الواحد. ويمكن أن نسمي  $\delta(t)$  أيضاً ببساطة نبضة ديراك.

عرف ديراك  $\delta(t)$  كما يلي:

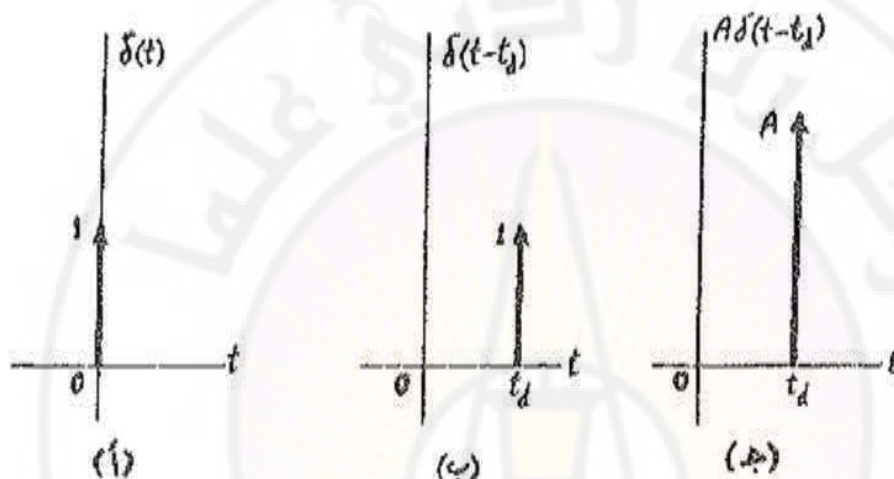
$$\begin{aligned} \delta(t) &= 0 & t &\neq 0 \\ \int_{-\infty}^{+\infty} \delta(t) dt &= 1 \end{aligned} \quad (3-63)$$

يكون التمثيل الرمزي لـ  $\delta(t)$  بسهم شاقولي كما في الشكل (٣-١٥-أ). ويبين الشكل (٣-١٥-ب) نبضة ديراك نفسها بعد إزاحتها زمنياً بمقدار  $t_d$ ، ويرمز لها في هذه الحالة بـ  $\delta(t-t_d)$ ، ونكتب:

$$\begin{aligned} \delta(t-t_d) &= 0 & t &\neq t_d \\ \int_{-\infty}^{+\infty} \delta(t-t_d) dt &= 1 \end{aligned} \quad (3-64)$$

يبين الشكل (٣-١٥ ج) نبضة ديراك مؤجلة بزمن  $t_d$  وذات مساحة  $A$  ويرمز لها بـ  $A\delta(t-t_d)$ ، حيث أن:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} A\delta(t-t_d)dt = A$$



الشكل (٣-١٥ ج) نبضات ديراك

التمثيل الرمزي.

ب) نبضة ديراك مؤجلة بمقدار  $t_d$

ج) نبضة ديراك مؤجلة بمقدار  $t_d$  وذات مساحة  $A$ .

من أهم خواص نبضة ديراك أن:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} v(t)\delta(t-t_d)dt = v(t_d) \quad (3-65)$$



تسمى هذه الخاصية خاصة الاعتيان *Sampling Property* أو خاصة الفرز *Sifting Property*، وذلك لأن  $v(t_d)$  تمثل قيمة عينة *Sample* من  $v(t)$  في لحظة ظهور  $\delta(t-t_d)$  أي في اللحظة  $t=t_d$ . ومن هذه الخاصية يمكن استنتاج العلاقة الهامة التالية:

$$v(t) * \delta(t-t_d) = v(t-t_d) \quad (3-66)$$

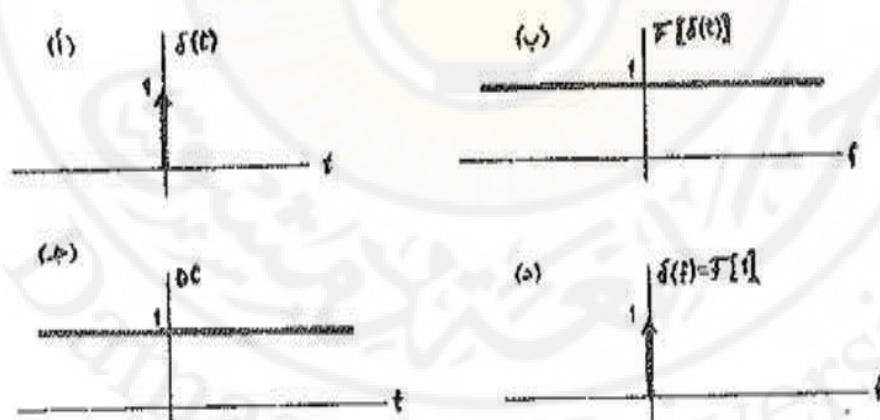
نسمى هذه العلاقة بخاصة النسخ *Replication*، لأنها تعبر عن أن طيف  $v(t)$  مع  $v(t-t_d)$  يؤدي إلى نسخ التابع  $v(t)$  مع إزاحته بزمن  $t_d$ . يكون تحويل فورييه لتابع دلتا:

$$F[\delta(t)] = \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) e^{-j\omega t} dt = 1 \quad (3-67)$$

وذلك لأن قيمة  $e^{-j\omega t}$  عندما  $t=0$  تساوي 1، وهكذا:

$$\delta(t) \leftrightarrow 1 \quad (3-68)$$

نستنتج من العلاقة الأخيرة أن طيف  $\delta(t)$  هو طيف منتظم بقيمة تساوي الواحد من  $f=-\infty$  حتى  $f=+\infty$  كما هو مبين في الشكل (٣-١٦ أ-ب).



الشكل (٣-١٦) طيف  $\delta(t)$ .

حسب خاصية التأخير (3-42) نجد أن:

$$A\delta(t-t_d) \leftrightarrow Ae^{-j\omega t_d} \quad (3-69)$$

بالاعتماد على (3-68) نكتب وفق خاصية الازدواجية (3-46) أن:

$$\begin{aligned} F[1] &= \delta(f) \\ 1 &\leftrightarrow \delta(f) \end{aligned} \quad (3-70)$$

حيث  $\delta(f)$  تابع ديراك في مجال التردد وهو يمثل وفق (3-70) تحويل فورييه لتيار أو جهد مستمر قيمته تساوي 1 كما مبين في الشكل (3-16-ج و د).  
يمكن أن نوجد تحويل فورييه للتابع الأسّي العقدي  $e^{j\omega_c t}$  انطلاقاً من (3-70) وخاصية النقل الترددي (3-49)، فنكتب:

$$\begin{aligned} e^{j\omega_c t} &\leftrightarrow \delta(f - f_c) \\ Ae^{j\omega_c t} &\leftrightarrow A\delta(f - f_c) \end{aligned} \quad (3-71)$$

يمكن أن نكتب أيضاً:

$$e^{-j\omega_c t} \leftrightarrow \delta(f + f_c) \quad (3-72)$$

بالتالي نستنتج أن:

$$\cos \omega_c t \leftrightarrow \frac{1}{2} \delta(f - f_c) + \frac{1}{2} \delta(f + f_c) \quad (3-73)$$

$$A \cos(\omega_c t + \phi) \leftrightarrow \frac{A}{2} e^{j\phi} \delta(f - f_c) + \frac{A}{2} e^{-j\phi} \delta(f + f_c) \quad (3-74)$$

أي أن طيف الإشارة الجيبية يتألف من نبضتي ديراك كما هو مبين في الشكل (3-17).

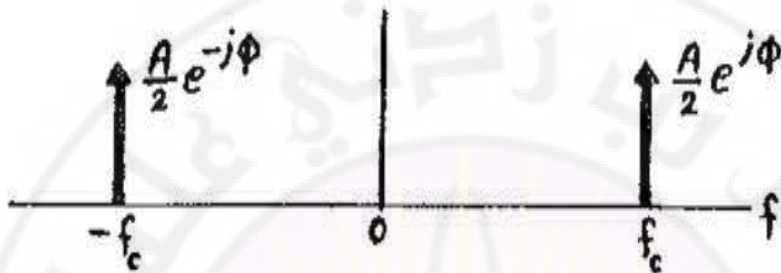
بالمثل يمكن تطبيق (3-71) لإيجاد تحويل فورييه لأي إشارة دورية  $v(t)$  انطلاقاً من سلسلة فورييه لها:

$$v(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n e^{jn\omega_0 t} \quad (3-75)$$

نجد بالمقارنة مع (3-71) أن:

$$V(f) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n \delta(f - nf_0) \quad (3-76)$$

أي أن تحويل فورييه للإشارة الدورية هو تتابع من نبضات ديراك طيفية موزونة بثوابت سلسلة فورييه للإشارة نفسها.



الشكل (٣-١٧) طيف الإشارة الجيبية.

### المثال ٣-٨

أوجد تحويل فورييه لقطار نبضات ديراك المبين في الشكل (٣-١٨-أ) الذي يوصف بالعلاقة:

$$v(t) = A \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - kT_0) \quad (3-77)$$

الحل:

نوجد  $c_n$  من العلاقة:

$$c_n = A \left[ \frac{1}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} \delta(t) e^{-jn\omega_0 t} dt \right] = \frac{A}{T_0} \quad (3-78)$$

تكون سلسلة فورييه لـ  $v(t)$ :

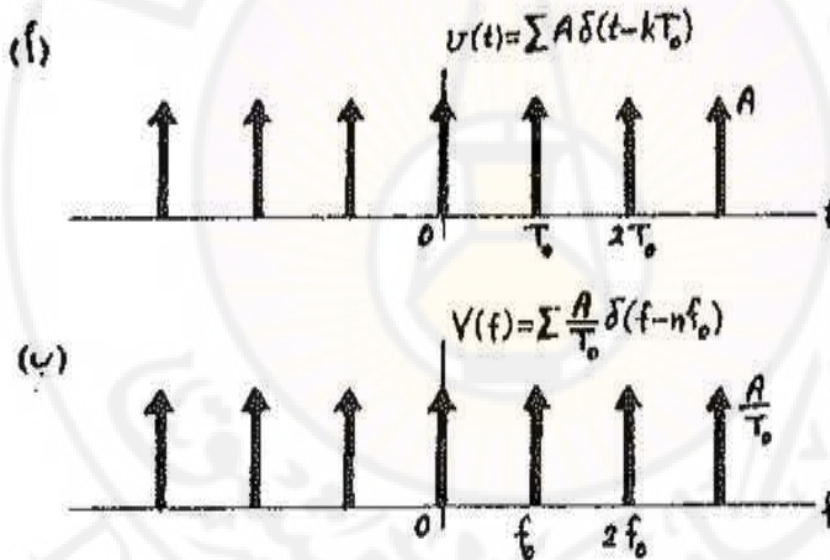
$$v(t) = \frac{A}{T_0} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} e^{jn\omega_0 t} \quad (3-79)$$

ويكون تحويل فورييه وفق (3-76):

$$V(f) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{A}{T_0} \delta(f - nf_0) \quad (3-80)$$

أي أن  $V(f)$  يمثل تتابعاً دورياً من نبضات ديراك في مجال التردد أوزانها  $A/T_0$  كما في الشكل (٣-١٨ ب) ونكتب:

$$A \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta(t - kT_0) \leftrightarrow \frac{A}{T_0} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(f - nf_0) \quad (3-81)$$



الشكل (٣-١٨)  
أ) قطار نبضات ديراك.  
ب) تحويل فورييه.

نذكر أخيراً أنه بالإضافة إلى تابع دلتا لدبراك يستخدم أيضاً عند تحليل الإشارات في نظم الاتصالات تابع الدرجة الواحدة أو الخطوة الواحدة *Unit Step Function* المبين في الشكل (٣-١٩)، ويوصف بالعلاقة:

$$u(t) = \begin{cases} 1 & t > 0 \\ 0 & t \leq 0 \end{cases} \quad (3-82)$$

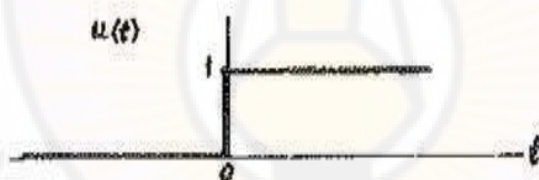
وهو يرتبط مع تابع دبراك  $\delta(t)$  بالعلاقين التاليين:

$$u(t) = \int_{-\infty}^t \delta(\lambda) d\lambda, \quad \delta(t) = \frac{d}{dt} u(t) \quad (3-83)$$

يمكن أن تثبت أن:

$$u(t) \leftrightarrow \frac{1}{j2\pi f} + \frac{1}{2} \delta(f) \quad (3-84)$$

نلاحظ أن العلاقة (3-84) تقابل (3-56) من أجل  $u(t) - \delta(t)$  بحيث يكون  $V(f) = 1$  وبالتالي  $V(0) = 1$ .



الشكل (٣-١٩) تابع الخطوة الواحدة.

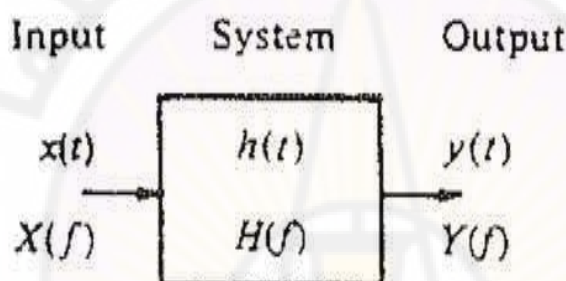


### ٣-٨ العلاقة بين خرج ودخل نظام خطي في مجالي التردد والزمن

يمثل الشكل (٣-٢٠) نظاماً خطياً إشارة دخله  $x(t)$  وإشارة خرجة  $y(t)$  وتحويلاً فورييه لهما  $X(f)$  و  $Y(f)$  على الترتيب. ونرمز بـ  $H(f)$  لما يسمى تسابع النقل أو التحويل *Transfer Function* وهو يمثل نسبة تحويلي فورييه للخرج والدخل:

$$H(f) = \frac{Y(f)}{X(f)} \quad (3-85-a)$$

$$Y(f) = H(f) \cdot X(f) \quad (3-85-b)$$



الشكل (٣-٢٠) تمثيل نظام خطي.

نرمز بـ  $h(t)$  في الشكل (٣-٢٠) لما يسمى الاستجابة النبضية *Impulse Response*، ويقصد بها الخرج عندما يكون الدخل نبضة ديراك  $\delta(t)$ . ونبين أدناه أن  $H(f)$  هو تحويل فورييه لـ  $h(t)$ .

إذا افترضنا أن الدخل هو نبضة ديراك، أي  $x(t) = \delta(t)$ ، فإن الخرج يكون في هذه الحالة  $y(t) = h(t)$  حسب تعريف  $h(t)$ . ومن ثم يكون  $X(f) = 1$ ، وبالتالي:

$$Y(f) = H(f) \cdot X(f) = H(f)$$

أي يمثل  $H(f)$  تحويل فورييه للخروج عندما يكون الدخول هو  $\delta(t)$ . وذلك يعني أن  $H(f)$  هو تحويل فورييه لـ  $h(t)$ ، فنكتب:

$$h(t) \leftrightarrow H(f) \quad (3-86)$$

نستنتج من (3-85-b) حسب نظرية الطلي (3-59-a) أن:

$$y(t) = h(t) * x(t) \quad (3-87-a)$$

نكتب وفق (3-58) وحسب الخاصية التبديلية للطلي:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\lambda) x(t - \lambda) d\lambda \quad (3-87-b)$$

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(\lambda) h(t - \lambda) d\lambda \quad (3-87-c)$$

نلاحظ أن علاقة الخرج والدخول لنظام خطي توصف في مجال الزمن بعلاقة الطلي (3-87) المعقدة نسبياً، بينما توصف في مجال التردد بعلاقة ضرب بسيطة (3-85-b). وهذه الميزة الهامة للتحليل في مجال التردد هي التي تفسر استخدامه الواسع في هندسة الاتصالات.

يتضح مما سبق أنه يمكن تعريف  $H(f)$  كنسبة تحويلي فورييه وفق (3-85-a)، أو نعرفه كتحويل فورييه للاستجابة النبضية  $h(t)$ . وبدلاً من ذلك يمكن تعريف  $H(f)$  بأحد التعريفين المكافئين التاليين:

١ - يعرف  $H(f)$  عند أي تردد  $f$  كنسبة خرج ودخول النظام الخطي في مجال

الزمن، فيما إذا افترضنا نظرياً أن الدخول هو  $e^{j2\pi ft}$ ، أي:

$$H(f) = \left. \frac{y(t)}{x(t)} \right|_{x(t)=e^{j2\pi ft}} \quad (3-88)$$

٢- يعرف  $H(f)$  عند أي تردد  $f$  اعتماداً على مقارنة الخرج والدخول في حالة كون الدخل إشارة جيبية، فنكتب:

$$x(t) = A_x \cos(\omega_1 t + \phi_x) \quad (3-89-a)$$

$$y(t) = A_y \cos(\omega_1 t + \phi_y) \quad (3-89-b)$$

يعرف  $H(f_1)$  في الحالة المعنية من خلال طويلته وزاويته:

$$H(f_1) = \frac{A_y}{A_x}, \quad \arg H(f_1) = \phi_y - \phi_x \quad (3-90)$$

نعتمد على هذا التعريف لإيجاد  $H(f)$  بالقياسات العملية، ونسمي  $|H(f)|$  الاستجابة المطالية، بينما نسمي  $\arg H(f)$  الاستجابة الترددية.

نستخدم أحياناً للتحليل في مجال الزمن بدلاً من الاستجابة النبضية  $h(t)$  الاستجابة الدرجية أو الخطوية *Step Response*، ويقصد بها الاستجابة لتابع الدرجة الواحدة أو الخطوة الواحدة  $u(t)$ ، وسنرمز لها بـ  $g(t)$ .

بما أن  $u(t)$  يمثل تكامل  $\delta(t)$  وفق (3-83)، لذلك تمثل  $g(t)$  تكامل الاستجابة النبضية  $h(t)$  وفق العلاقة:

$$g(t) = \int_{-\infty}^t h(t) dt \quad (3-91-a)$$

بالتالي يمكن إيجاد  $h(t)$  كمشتق لـ  $g(t)$ :

$$h(t) = \frac{d}{dt} g(t) \quad (3-91-b)$$

في حالة النظم الحقيقية تكون  $g(t)$  و  $h(t)$  صفراً من أجل  $t < 0$ ، لأن الاستجابة لا يمكن أن تسبق زمنياً الاستثارة *Excitation*. ولذا توصف النظم الحقيقية بأنها سببية *Causal* لتمييزها عن النظم النظرية غير السببية *Noncausal* التي يمكن أن تكون لها  $g(t) \neq 0$  و  $h(t) \neq 0$  من أجل  $t < 0$ ، كما نجد لاحقاً في حالة الموشعات المثالية.

في حالة النظم السببية يمكن كتابة تكاملي الطي (3-87-b,c) كما يلي:

$$y(t) = \int_0^{+\infty} h(\lambda)x(t-\lambda)d\lambda \quad (3-92-a)$$

$$y(t) = \int_{-\infty}^t x(\lambda)h(t-\lambda)d\lambda \quad (3-92-b)$$

يثبت أنه يمكن تأويل (3-92-b) في لحظة معينة  $t=t_1$  كنتيجة نراكب أو جمع مستمر (تكامل) للاستجابات لنضات ديراك متتابعة وموزونة بقيم  $x(\lambda)$  من  $\lambda=-\infty$  حتى  $\lambda=t_1$ . ولذلك يسمى التكامل (3-92-b) وكذلك (3-92-a) و (3-87-b,c) تكامل التراكب.

### المثال ٣-٩: الاستجابتان النبضية والدرجية وتابع التحويل لدائرة RC

تعد دائرة RC في الشكل (٣-٢١-أ) نظاماً خطياً من المرتبة الأولى، وتوصف بالمعادلة التفاضلية:

$$RC \frac{d}{dt} y(t) + y(t) = x(t) \quad (3-93-a)$$

يكون حل هذه المعادلة التفاضلية من أجل  $x(t)=u(t)$ :

$$g(t) = (1 - e^{-t/RC})u(t) \quad (3-93-b)$$

تكون هذه الاستجابة الدرجية كما في الشكل (٣-٢١-ب)، وهي تمثل ببساطة شحناً تدريجياً للمكثف C.

نحصل على  $h(t)$  باشتقاق  $g(t)$  من أجل  $t > 0$ ، ونجد أن:

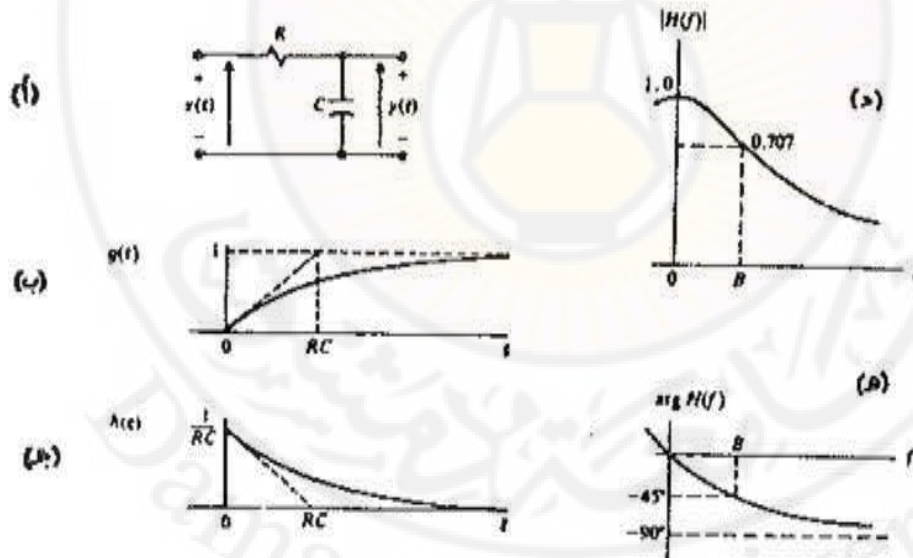
$$h(t) = \frac{1}{RC} e^{-t/RC} u(t) \quad (3-93-c)$$

تكون  $h(t)$  كما في الشكل (٣-٢١-ج).

نوجد  $H(f)$  باستخدام (3-88)، فنفترض  $x(t) = e^{j\omega t}$ ، وهذا يسمح بتطبيق قاعدة تقسيم الجهد بالمقاومة  $R$  والممانعة  $Z_c = \frac{1}{j\omega C}$ . ونجد بالنتيجة بعد التعميم لأي تردد  $\omega$  أو  $f$ :

$$H(f) = \frac{1}{1 + j\omega RC} = \frac{1}{1 + j\left(\frac{f}{B}\right)} \quad (3-93-d)$$

حيث أن  $B = \frac{1}{2\pi RC}$ . وهذه القيمة تمثل عرض مجال المرشح (عرض مجال الترددات الموجبة) على مستوى  $|H(f)| = \frac{1}{\sqrt{2}}$  أي على مستوى  $-3dB$ . وتكون الاستجابتان المطلوبة  $|H(f)|$  والطور  $\arg H(f)$  كما في الشكل (٣-٢١ د-هـ). ونعد دائرة  $RC$  كمرشح بسيط للتمرير المنخفض.



الشكل (٣-٢١) الاستجابات النبضية والدرجية ونابع التحويل لدائرة  $RC$ .



### ٣-٩ متطلبات النقل دون تشويه بقناة الاتصال

نقصد بالنقل أو الإرسال دون تشويه أن تكون إشارة خرج قناة الاتصال نسخة دقيقة *Exact Replica* عن إشارة الدخل باستثناء الاختلاف الممكن بقيمة المطال وحسوث تأخير زمني ثابت. ونقول إن الإشارة  $x(t)$  تنقل بالقناة دون تشويه إذا كانت القناة خطية وإشارة خرجها:

$$y(t) = Kx(t - t_d) \quad (3-94-a)$$

يرمز  $K$  للنسبة المطالية، كما يرمز  $t_d$  للتأخير الزمني.

بافتراض أن  $x(t) \leftrightarrow X(f)$  و  $y(t) \leftrightarrow Y(f)$ ، نكتب وفق (3-94-a) وخاصة التأخير الزمني (3-42):

$$Y(f) = KX(f)e^{-j\omega t_d} \quad (3-94-b)$$

هكذا نجد أن تابع التحويل للقناة عديمة التشويه:

$$H(f) = \frac{Y(f)}{X(f)} = Ke^{-j\omega t_d} \quad (3-94-c)$$

يمكن كتابة تعريف أعم لـ  $H(f)$  على النحو:

$$H(f) = Ke^{-j(\omega t_d + n\pi)} \quad (3-94-d)$$

حيث  $n$  أي عدد صحيح، مما في ذلك الصفر.

نستنتج من العلاقة (3-94-d) أنه من أجل النقل دون تشويه عبر قناة الاتصال يجب أن يتحقق الشرطان التاليان:

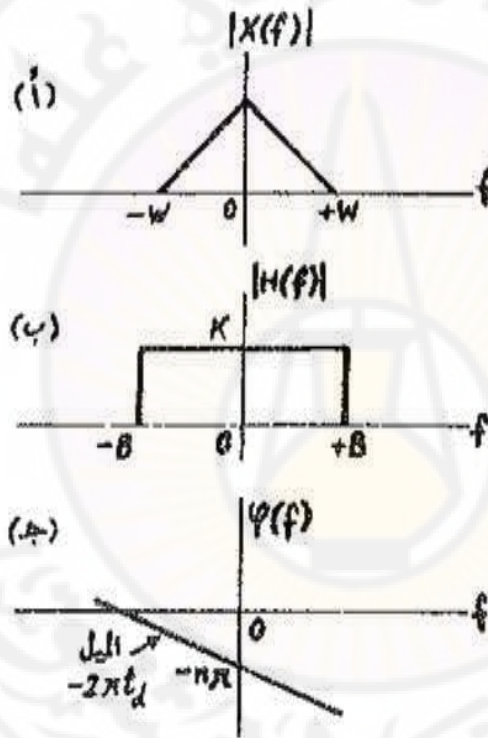
١- يجب أن تكون الاستجابة المطالية  $|H(f)|$  ثابتة من أجل جميع الترددات، أي:

$$|H(f)| = K$$

٢- يجب أن تكون الاستجابة الطورية خطية بالنسبة للتردد:

$$\varphi(f) = \arg H(f) = -\omega t_d \pm n\pi$$

إذا كان طيف الإشارة المرسل  $|X(f)|$  محدوداً ضمن مجال معين من الترددات، فإن القناة يجب أن تحقق الشرطين المذكورين على الأقل ضمن ذلك المجال. فمثلاً إذا كان  $|X(f)|$  محدوداً ضمن المجال  $|f| \leq W$  كما في الشكل (٣-٢٢-أ) فإن النقل دون تشويه يتحقق إذا كانت الاستجابة المطالية  $|H(f)|$  والاستجابة الطورية  $\phi(f)$  لقناة الاتصال كما في الشكل (٣-٢٢-ب، ج) مع افتراض  $B \geq W$ .



الشكل (٣-٢٢)

أ) طيف الرسالة.

ب) الاستجابة المطالية.

ج) الاستجابة الطورية.

توصف القناة في هذه الحالة بأنها قناة مثالية للتمرير المنخفض. ولا يمكن تحقيقها عملياً بشكل تام، ولكن يمكن جعل استجابة القناة العملية قريبة جداً من استجابة القناة المثالية.

يمكن مقارنة قنوات الاتصال بالمرشحات، حيث تمر المركبات الترددية لإشارة الدخل ضمن مجال ترددي معين (مجال التمرير) وتُمنع مرور المركبات الترددية الواقعة خارج ذلك المجال (أي ضمن مجال المنع).

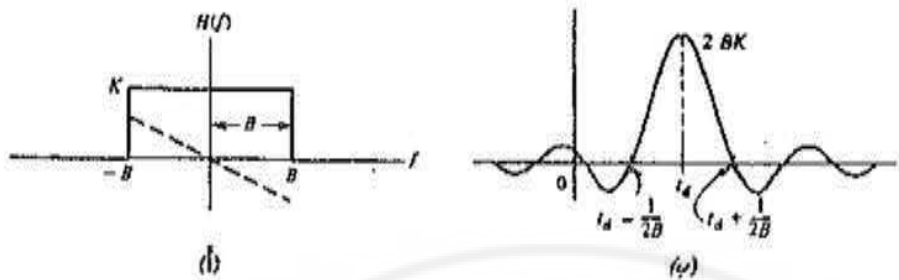
نقارن قناة الاتصال (النقل) المثالية للتمرير المنخفض بمرشح مثالي للتمرير المنخفض *Ideal LPF*. ويقصد به مرشح نظري له  $|H(f)|$  و  $\varphi(f)$  كما في الشكل (٣-٢٢). سنفترض للتبسيط أن  $n=0$ ، بحيث نكتب تابع التحويل لمرشح التمرير المنخفض المثالي على النحو:

$$H(f) = Ke^{-j\pi f t_d} \Pi\left(\frac{f}{2B}\right) \quad (3-95)$$

ومن ثم تكون  $|H(f)|$  و  $\varphi(f)$  كما في الشكل (٣-٢٣-أ) وتكون الاستجابة النبضية:

$$h(t) = F^{-1}[H(f)] = 2BK \text{sinc} 2B(t - t_d) \quad (3-96)$$

وهي مبينة في الشكل (٣-٢٣-ب). ونلاحظ أنه عندما  $t=t_d$  تكون  $h(t)$  عظمى وتساوي  $2BK$ . ونلاحظ من الشكل أيضاً أنه يظهر جزء من  $h(t)$  قبل  $t=0$  (عندما  $t < 0$ ). وهذا يعني أن الخرج يظهر قبل تطبيق الدخل. وبدل ذلك على أن المرشح المفترض غير سببي *Noncausal*، وبالتالي لا يمكن تحقيقه بشكل تام عملياً لأن كسل النظام العملية سببية، أي يكون  $h(t)=0$  عندما  $t < 0$  كما في حالة مرشح *RC* في الشكل (٣-٢١-ج).



الشكل (٣-٢٣)

أ) تابع التحويل للمرشح المثالي ذي النمرير المنخفض.  
ب) الاستجابة النبضية.

نوجد الاستجابة الدرجية للمرشح  $LPF$  المثالي كتكامل للاستجابة النبضية. ويتبين بالنتيجة أنه يمكن كتابتها على النحو:

$$g(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} Si(2\pi Bt) \quad (3-97-a)$$

حيث  $Si(\theta)$  الجيب التكامل المعرف بالعلاقة التالية:

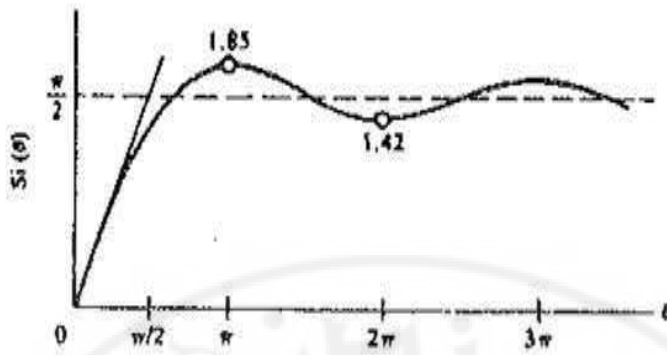
$$Si(\theta) = \int_0^\theta \frac{\sin \alpha}{\alpha} d\alpha \quad (3-97-b)$$

نجد  $Si(\theta)$  بشكل جدول في مراجع الرياضيات، أو نجده كمنحنى كما في الشكل (٣-٢٤).

يبين الشكل (٣-٢٥) الاستجابة الدرجية لمرشح  $LPF$  المثالي وفق (3-97-a)، كما يبين للمقارنة الاستجابة الدرجية لمرشح من المرتبة الأولى وفق العلاقة:

$$g(t) = (1 - e^{-2\pi Bt})u(t)$$

تمثل هذه العلاقة الاستجابة الدرجية لمرشح  $RC$  وفق (3-97-b).



الشكل (٣-٢٤) منحنى النابع  $Si(\theta)$ .

عند مقارنة الاستجابتين الدرجيتين في الشكل (٣-٢٥) يهتما خاصية زمن الصعود *Rise Time*، وهو يقاس بالفترة بين  $g(t)=0.1$  و  $g(t)=0.9$ ، ونرمز له بـ  $t_r$ ، ونجد في الحالتين أن  $t_r = \frac{a}{B}$ ، حيث  $a \approx 0.35$  في حالة *LPF* من المرتبة الأولى و  $a \approx 0.44$  في حالة *LPF* المثالي. وفي أكثر التطبيقات العملية يمكن أن نعد كتقريب مقبول  $a \approx 0.5$  للمرشحين *LPF* المذكورين وغيرهما من المرشحات *LPF* المستخدمة عملياً، فنكتب:

$$t_r \approx \frac{1}{2B} \quad (3-98)$$

تدل هذه العلاقة على إمكانية إنقاص  $t_r$  بزيادة عرض المجال  $B$ . تقارن قنوات الاتصال الراديوية عادة بمرشحات تمرير مجال *BPF*، ويبين الشكل (٣-٢٦) تابع التحويل للمرشح تمرير المجال المثالي، حيث يرمز  $f_u$  و  $f_l$  لتسرددي القطع العلوي والسفلي. ويكون عرض المجال:

$$B = f_u - f_l$$

يوصف تابع التحويل لهذا المرشح بالعلاقة:

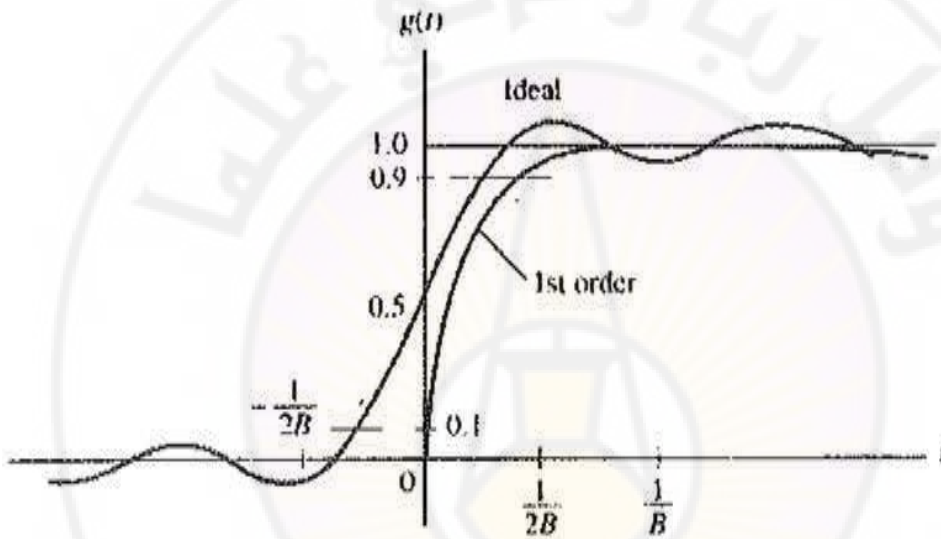


$$H(f) = \begin{cases} Ke^{-j\omega t_d} & f_1 \leq f \leq f_u \\ 0 & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (3-99)$$

يمكن أن نبين أن الاستجابة النبضية للمرشح تمرير النطاق المثالي هي:

$$h(t) = 2BK \text{sinc} B(t - t_d) \cos \omega_c (t - t_d)$$

$$\text{حيث } \omega_c = \pi(f_1 + f_u)$$

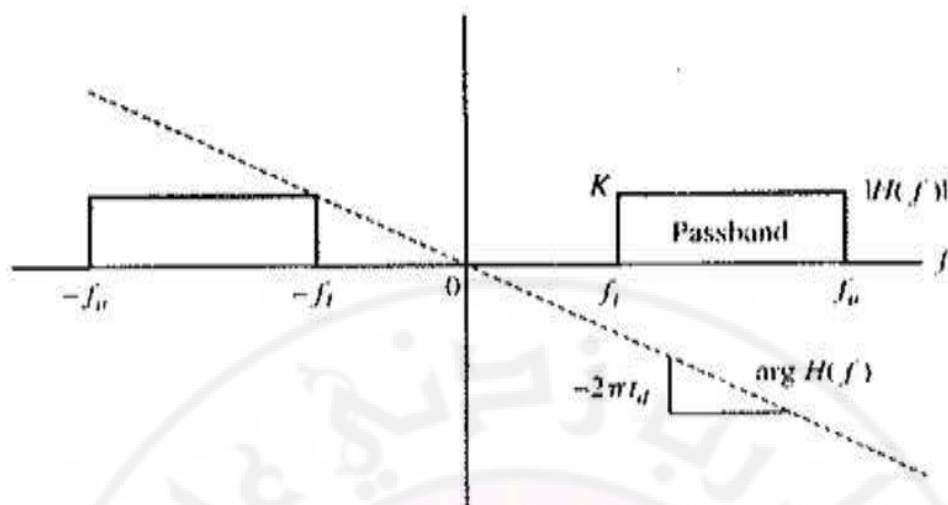


الشكل (٣-٢٥) الاستجابة الدرجة للمرشح  $LPF$  مثالي والمرشح من المرتبة الأولى.

بعد المرشح  $LPF$  المثالي كحالة خاصة للمرشح  $BPF$  المثالي إذا كان  $f_l = 0$  بحيث

$B = f_u$ . وبالمقابل بعد المرشح  $HFF$  المثالي كحالة خاصة للمرشح  $BPF$  المثالي إذا فرضنا

$$f_u = \infty$$



الشكل (٣-٢٦) تابع التحويل المربع تمثيل المجال المثالي.

### المثال ٣-١٠: الماسك من المرتبة $\text{Zero-Order Hold ZOH}$

يبين الشكل (٣-٢٧-أ) نظام الماسك من المرتبة صفر، وهو يستخدم في كثير من التطبيقات في نظم الاتصالات، فهو استجابة النبضة انطلاقاً من كونها تمثل الخرج عندما يكون الدخول هو نبضة، فنكتب:

$$h(t) = \int_{-\infty}^t [\delta(\lambda) - \delta(\lambda - T)] d\lambda = u(t) - u(t - T)$$

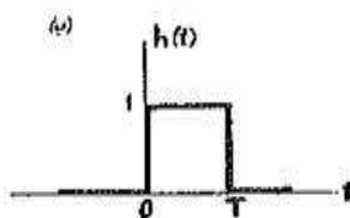
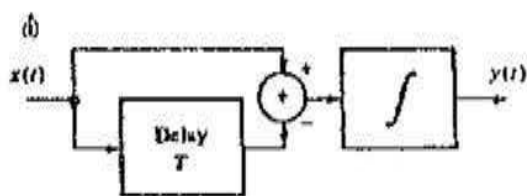
$$= \Pi\left(\frac{t - T/2}{T}\right)$$
(3-100-a)

أي أن  $h(t)$  هي ببساطة نبضة مستطيلة كما هو مبين في الشكل (٣-٢٧-ب).

نوجد تابع التحويل  $H(f)$  كتحويل فورييه لـ  $h(t)$ :

$$H(f) = T \text{sinc} f T e^{-j\omega T/2}$$

$$= T \text{sinc} f T e^{-j\omega T/2}$$
(3-100-b)



المشكل (٣-٢٧)

نظام ZOH.

ب) الاستجابة النبضية.

### ٣-١٠ الترابط والكثافة الطيفية للطاقة والاستطاعة

نستخدم توابع الارتباط أو الترابط *Correlation* كمقياس لدرجة الترابط أو التشابه أو التوافق بين إشارتين. نعلمنا المقارنة بينهما أو بين أي إشارة ونسعة عن الإشارة نفسها مزاحة عنها لفترة زمنية معينة. ونعلمنا توابع الترابط أيضاً لتحليل الطيفي مسن خلال استخدام مفهوم الكثافة الطيفية للطاقة في حالة إشارات الطاقة كما ورد سابقاً في البند (٣-٥) وفق (3-62)، أو مفهوم الكثافة الطيفية للاستطاعة في حالة إشارات الاستطاعة كما هو موضح لاحقاً.

#### ٣-١٠-١ ترابط إشارات الاستطاعة

لنفترض أن إشارة استطاعة،  $v(t)$  تكون بالضرورة إشارة حقيقية أو دورية. ونشترط فقط أن تكون ذات قيمة محدودة للاستطاعة المتوسطة وفق العلاقة:

$$P_v = \langle |v(t)|^2 \rangle = \langle v(t)v^*(t) \rangle \quad (3-101)$$

نعرف، عملية إيجاد المتوسط الزمني لأي إشارة استطاعة  $z(t)$  وفق العلاقة التالية السلي نكتبها على شرار (3-2):

$$\langle z(t) \rangle = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} z(t) dt \quad (3-102)$$

في حالة الإشارات الدورية، نكتب على غرار (3-3):

$$\langle z(t) \rangle = \frac{1}{T_0} \int_{T_0} z(t) dt \quad (3-103)$$

تقابل العلاقة (3-101) في حالة الإشارات الدورية العلاقة (3-4).

نعرف الجداء السلمي *Scalar Product* لأي إشارتي استطاعة  $w(t)$  و  $v(t)$  بأنه عبارة عن المتوسط الزمني  $\langle v(t)w^*(t) \rangle$ . ولذا تمثل الاستطاعة المتوسطة لـ  $v(t)$  وفق (3-101) الجداء السلمي لـ  $v(t)$  مع نفسها.

يكون الجداء السلمي  $\langle v(t)w^*(t) \rangle$  في الحالة العامة عقدياً، وتعد طويلته  $\langle v(t)w^*(t) \rangle$  مقياساً لدرجة التشابه بين  $w(t)$  و  $v(t)$ . ويمكن إثبات أن:

$$\langle v(t)w^*(t) \rangle \leq P_v P_w \quad (3-104-a)$$

تسمى هذه العلاقة متراجحة شوارز. ويمكن التأكد ببساطة أن حالة المساواة فيها تتحقق عندما:

$$v(t) = \alpha w(t) \quad (3-104-b)$$

حيث  $\alpha$  ثابت اختياري. وذلك يعني أن طويلة الجداء السلمي  $\langle v(t)w^*(t) \rangle$  تكون أعظمية في حالة تناسب الإشارتين.

في حالة انعدام الجداء السلمي، أي إذا كان:

$$\langle v(t)w^*(t) \rangle = 0 \quad (3-105-a)$$

نقول عن  $w(t)$  و  $v(t)$  إنهما متعامدتان بالمعنى العام *Orthogonal*. ويتحقق ذلك مثلاً إذا كانت  $w(t) = \sin \omega_1 t$  و  $v(t) = \cos \omega_1 t$  أو إذا كانت  $w(t) = \sin \omega_2 t$  و  $v(t) = \cos \omega_1 t$  بفرص أن  $\omega_2 \neq \omega_1$ .

إذا فرضنا  $z(t) = v(t) + w(t)$ ، فعندما يتحقق التعامد وفق (3-105-a) تكون الاستطاعة المتوسطة لـ  $z(t)$ :

$$P_z = P_v + P_w \quad (3-105-b)$$

أي يتحقق التراكب *Superposition* للاستطاعة المتوسطة.

نعرف الترابط المتبادل *Cross Correlation* لإشارتي استطاعة  $v(t)$  و  $w(t)$  بالعلاقة:

$$R_{vw}(\tau) = \langle v(t)w^*(t-\tau) \rangle = \langle v(t+\tau)w^*(t) \rangle \quad (3-106)$$

أي يمثل  $R_{vw}(\tau)$  الجداء السلمي  $v(t)$  و  $w(t)$  في حالة تأخير الإشارة الثانية بالنسبة للنسبة الأولى لفترة زمنية تساوي  $\tau$ ، أو حالة تسبق الأولى بالنسبة للثانية لفترة زمنية  $\tau$ . إذا اخترنا الجداء السلمي الأول في (3-106)، فنكتب حسب تعريف المتوسط الزمني (3-102-a):

$$R_{vw}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} v(t)w^*(t-\tau) dt \quad (3-107)$$

تمثل  $\tau$  هنا المتحول المستقل  $(-\infty < \tau < \infty)$ ، بينما تختفي  $t$  بعد إجراء التكامل. ومن الخصائص العامة لـ  $R_{vw}(\tau)$ :

$$|R_{vw}(\tau)|^2 \leq P_v P_w \quad (3-108-a)$$

$$R_{vw}(\tau) = R_{wv}^*(\tau) \quad (3-108-b)$$

والعلاقة (3-108-a) هي تكرار لمترابحة شوارز، بينما تعني (3-108-b) أن:

$$R_{vw}(\tau) \neq R_{vw}(\tau)$$

بالمقارنة مع الجداء السلمي لـ  $v(t)$  و  $w(t)$  بعد  $R_{vw}(\tau)$  مقياساً أشمل للنشابه بين الإشارتين، لأنه يكشف التشابهات والاختلافات بينهما بعد إزاحة إحدهما زمنياً لأي قيمة نريدها لـ  $\tau$ .



يسمى الترابط المتبادل لإشارة  $v(t)$  مع نفسها الترابط الذاتي *Autocorrelation* لها ونرمز له  $R_v(\tau)$ :

$$R_v(\tau) = R_{vv}(\tau) = \langle v(t)v^*(t-\tau) \rangle = \langle v(t+\tau)v^*(t) \rangle \quad (3-109)$$

يدل الترابط الذاتي على مدى التشابه بين الإشارة ونسخة عنها مزاحة زمنياً بمقدار  $\tau$ . تشمل خواص الترابط الذاتي:

$$R_v(0) = P_v \quad (3-110-a)$$

$$|R_v(\tau)| \leq R_v(0) \quad (3-110-b)$$

$$R_v(-\tau) = R_v^*(\tau) \quad (3-110-c)$$

هكذا نجد أن  $R_v(\tau)$  متناظر بإحكام وقيمه العظمى تقابل  $\tau=0$  وهي تساوي استطاعة الإشارة. وإذا كانت  $v(t)$  حقيقية، فإن  $R_v(\tau)$  يكون حقيقياً ومتناظراً زوجياً. وعندما تكون  $v(t)$  دورية، فإن  $R_v(\tau)$  يكون دورياً أيضاً بنفس الدور. بافتراض أن:

$$z(t) = v(t) \pm w(t) \quad (3-111-a)$$

يمكن أن نبين أن الترابط الذاتي:

$$R_z(\tau) = R_v(\tau) + R_w(\tau) \pm [R_{vw}(\tau) + R_{wv}(\tau)] \quad (3-111-b)$$

وعندما يكون:

$$R_{vw}(\tau) = R_{wv}(\tau) = 0$$

نقول أن  $v(t)$  و  $w(t)$  غير مترابطين، بما يكافئ قولنا أن  $v(t)$  و  $w(t-\tau)$  متعامدتان مسن أجل كل قيم  $\tau$ . ومن ثم نجد من (3-111-b) أن:

$$R_z(\tau) = R_v(\tau) + R_w(\tau) \quad (3-112)$$

أي يتحقق التراكب للترابط الذاتي، وهو من أجل  $\tau=0$  يعني تراكب الاستطاعة وفسق (3-105-b).

- توابع الترابط للإشارات الأسية والعقدية  
نريد أولاً إيجاد الترابط للإشارتين الأسيتين العقديتين:

$$v(t) = C_1 e^{j\omega_1 t} \quad w(t) = C_2 e^{j\omega_2 t} \quad (3-113-a)$$

حيث  $C_1$  و  $C_2$  ثابتان عقديان في الحالة العامة. ونجد بتطبيق (3-106) أن:

$$R_{vw}(\tau) = C_1 C_2^* e^{j\omega_2 \tau} \langle e^{j(\omega_1 - \omega_2)\tau} \rangle$$

$$= \begin{cases} 0 & \omega_2 \neq \omega_1 \\ C_1 C_2^* e^{j\omega_1 \tau} & \omega_2 = \omega_1 \end{cases} \quad (3-113-b)$$

أي تكون  $v(t)$  و  $w(t)$  غير مترابطين فقط عندما لا يكون لهما التردد نفسه.  
يمكن أن نجد الترابط الذاتي لـ  $v(t)$  مثلاً بتطبيق (3-113-b) من أجل  $\omega_2 = \omega_1$  و  $C_1 = C_2$ :

$$R_v(\tau) = |C_1|^2 e^{j\omega_1 \tau} \quad (3-113-c)$$

- الترابط الذاتي لإشارة دورية ممثلة بسلسلة فورييه  
لنفترض أن إشارة دورية ونكتب سلسلة فورييه لها على غرار (3-11):

$$z(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} c_n e^{jn\omega_0 t} \quad (3-114-a)$$

يكون الترابط المتبادل بين أي حدين من حدود السلسلة معدوماً وفق (3-113-b) للحالة  $\omega_2 \neq \omega_1$ ، ومن ثم يمكن تطبيق الترابط الذاتي وفق (3-113-b). ونكتب الترابط الذاتي لكل من حدود السلسلة بالمقارنة مع (3-113-c). ونجد بالنتيجة أن:

$$R_z(\tau) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} |c_n|^2 e^{jn\omega_0 \tau} \quad (3-114-b)$$

- الترابط الذاتي لإشارة جيبية:  $z(t) = A \cos(\omega_0 t + \phi)$



نكتب الترابط الذاتي لـ  $v(t)$  مثلاً:

$$R_v(\tau) = R_{vv}(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} v(t)v^*(t-\tau)dt \quad (3-118-b)$$

هذا التكامل يقابل (3-107) بعد إزاحة  $v^*(t)$  لفترة  $\tau$ . ولذا يكون:

$$R_v(0) = E_v \quad (3-118-c)$$

يبين أن خواص ترابط لإشارات الطاقة تشبه ما يقابلها في حالة إشارات الاستطاعة بعد استبدال الاستطاعات المتوسطة مثل  $P_v$  بالطاقات الكلية مثل  $E_v$ .  
هكذا، يكون لدينا على سبيل المثال في حالة إشارات الطاقة:

$$\langle R_{vw}(\tau) \rangle^2 \leq E_v E_w \quad (3-119)$$

بدلاً من (3-108) في حالة إشارات الاستطاعة.

يتميز  $R_{vw}(\tau)$  لإشارات الطاقة رياضياً بكونه نوعاً من الطي، ويمكن كتابته بشكل طي،  
إذا استبدلنا في التكامل المعبر عنه وفق (3-118-a) المتحول  $t$  الذي نكامل بالنسبة له  
بس  $\lambda$  مع افتراض  $z(t) = w^*(-t)$ ، بحيث نضع  $z(t-\lambda)$  بدلاً من  $v^*(t-\tau)$ ، ليصبح التكامل  
على النحو:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} v(\lambda)z(\tau-\lambda)d\lambda = v(\tau) * z(\tau) \quad (3-120-a)$$

حيث  $v(\tau)$  و  $z(\tau)$  هما  $v(t)$  و  $z(t)$  بعد استبدال  $t$  بـ  $\tau$ . ويكون  $z(\tau) = w^*(-\tau)$ ، ولذا  
نستنتج أن:

$$R_{vw}(\tau) = v(\tau) * w^*(-\tau) \quad (3-120-b)$$

بالمثل نكتب:

$$R_v(\tau) = v(\tau) * v^*(-\tau) \quad (3-120-c)$$



### المثال ٣-١٢: الترابط الذاتي للنبضة المستطيلة

يمكن إيجاد الترابط الذاتي للنبضة المستطيلة

$$v(t) = A \Pi\left(\frac{t}{T}\right) \quad (3-121-a)$$

باستخدام العلاقة (3-118-b)، أو بحده بالاستفادة من كون  $R_v(\tau)$  نوعاً من الطي وفق (3-120-c) مع ملاحظة أن  $v(t)$  حقيقية ومتناظرة زوجياً، بحيث يكون:

$$R_v(\tau) = v(\tau) * v(-\tau) \quad (3-121-b)$$

بالمقارنة مع (3-60-a) نستنتج أن:

$$R_v(\tau) = A^2 T \Lambda\left(\frac{\tau}{T}\right) \quad (3-121-c)$$

أي يكون الترابط الذاتي للنبضة المستطيلة بشكل نبضة مثلثية (كتابع لـ  $\tau$ ). ونلاحظ أن  $R_v(0)$  يساوي  $A^2 T$ ، أي يمثل طاقة النبضة  $v(t)$  بما يتفق مع (3-118-c). ويمكن أن نبين أن (3-121-c) تصح أيضاً من أجل:

$$v(t) = A \Pi\left(\frac{t-t_d}{T}\right) \quad (3-121-d)$$

حيث  $t_d$  مدة تأخير النبضة وهي لا تؤثر على  $R_v(\tau)$  في (3-121-c) على غرار عدم تأثير طور الإشارة الجيبية على  $R_v(\tau)$  في (3-116).

### ٣-١٠-٣ الكثافة الطيفية للطاقة والاستطاعة

لنرمز بـ  $G_v(f)$  لتحويل فورييه لـ  $R_v(\tau)$  سواء كانت  $v(t)$  إشارة طاقة أو إشارة استطاعة، وبحيث نتعامل مع  $R_v(\tau)$  كتابع لـ  $\tau$  كما لو كان تابعاً لـ  $t$  في العبارة العادية لتحويل فورييه.

$$G_v(f) = F[R_v(\tau)] = \int_{-\infty}^{\infty} R_v(\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (3-122-a)$$



ينبغي أن  $G_v(f)$  المعطى بهذه العلاقة يمثل في حالة إشارات الطاقة الكثافة الطيفية للطاقة  $dE/df$  وفق (3-62-b)، كما يمثل في حالة إشارات الاستطاعة الكثافة الطيفية للاستطاعة  $dP/df$ . ويعد  $R_v(\tau)$  وفق (3-122-a) بمثابة تحويل فورييه العكسي لـ  $G_v(f)$ :

$$R_v(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} G_v(f) e^{i\omega\tau} df \quad (3-122-b)$$

$$R_v(\tau) \leftrightarrow G_v(f) \quad (3-122-c)$$

يتضح مغزى  $G_v(f)$  من (3-122-b) إذا افترضنا فيها  $\tau=0$ ، بحيث نكتب:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} G_v(f) df = R_v(0) \quad (3-123-a)$$

أي يمثل هذا التكامل الطاقة  $E$  في حالة إشارات الطاقة وفق (3-118-c)، كما يمثل الاستطاعة في حالة إشارات الاستطاعة وفق (3-110-a). ويتفق ذلك مع تأويل  $G_v(f)$  بمثابة  $dE/df$  أو  $dP/df$ ، كما ذكرنا أعلاه، ويعبر عنه تبعاً لذلك بوحدة جول/هرتز ووحدة واط/هرتز على الترتيب.

تسمى العلاقة (3-122-c) وفق التأويل السابق نظرية وينر-كيننشين *Weiner-Kinchine Theorem*.

يمكن إيجاد  $G_v(f)$  في حالة إشارات الطاقة ببساطة وفق (3-62-b):

$$G_v(f) = \frac{dE}{df} = |V(f)|^2 \quad (3-123-b)$$

يمكن إيجاد  $G_v(f)$  في حالة إشارات الاستطاعة أيضاً ببساطة أحياناً كما في حالة كون  $v(t)$  إشارة دورية، حيث يعطى الترابط الذاتي لها بالعلاقة (3-114-b):

$$R_v(\tau) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} |c_n|^2 e^{in\omega\tau}$$

بما أن  $G_v(f)$  يمثل تحويل فورييه لـ  $R_v(\tau)$ ، لذلك نكتب:

$$G_v(f) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} |c_n|^2 \delta(f - nf_0) \quad (3-124)$$

تمثل هذه العبارة تتابع نبضات ديراك طيفية، شداتها هي  $|c_n|^2$  بدلاً من  $c_n$  في عبارة تحويل فورييه وفق (3-76).

يعني ذلك مثلاً أنه عوضاً عن التمثيل الطيفي للإشارة الجيبية بتحويل فورييه وفق (3-74) والشكل (3-17) [بحيث يمثل مجموع نبضاتي ديراك طيفيتين  $\delta(f \pm f_0)$  بشدتين تساويان  $c_1$  و  $c_{-1}$  وفق (3-115-c)]، يمكن تمثيل الإشارة الجيبية نفسها طيفياً بـ  $G_v(f)$  وفق العلاقة:

$$\begin{aligned} G_v(f) &= |c_1|^2 \delta(f - f_0) + |c_{-1}|^2 \delta(f + f_0) \\ &= \frac{A^2}{4} \delta(f - f_0) + \frac{A^2}{4} \delta(f + f_0) \end{aligned} \quad (3-125)$$

لذا يمثل  $G_v(f)$  بشكل مشابه للشكل (3-17) إذا كتبنا فيه شدي نبضاتي ديراك الطيفيتين  $A^2/4$ . وتتفق (3-125) مع كون  $G_v(f)$  معترلة تحويل فورييه لـ  $R_v(t)$  المعطى بالعلاقة (3-116).

حسب العلاقة بين تحويلي فورييه للخرج ودخل النظام الخطي وفق (3-85-b)، نكتب:

$$|Y(f)|^2 = |H(f)|^2 \cdot |X(f)|^2$$

وهذا يقابل لإشارات الطاقة:

$$G_y(f) = |H(f)|^2 \cdot G_x(f) \quad (3-126)$$

تصح هذه العلاقة لإشارات الاستطاعة أيضاً، ويمكن إثباتها ببساطة للإشارات الدورية بكتابة العلاقة بين ثوابت سلسلة فورييه للخرج والدخل على النحو:

$$c_{ny} = H(nf_0) \cdot c_{nx} \quad (3-127-a)$$

حيث  $H(nf_0)$  هي  $H(f)$  من أجل  $f = nf_0$ . ونستنتج (3-127-a) من (3-88)، ونكتب بالتالي:

$$|c_{ny}|^2 = |H(nf_0)|^2 \cdot |c_{nx}|^2 \quad (3-127-b)$$

تؤكد العلاقة صحة العلاقة (3-126) للإشارات الدورية اعتماداً على (3-124).



## الفصل الرابع

### الاحتمالات والإشارات العشوائية والضجيج

*Probabilities, Random Processes and Noise*





## الاحتمالات والإشارات العشوائية والضجيج

### *Probabilities, Random Processes and Noise*

#### ٤-١ مقدمة

تعاملنا في الفصلين السابقين مع الإشارات المقررة أو الحتمية *Deterministic*، وهي الإشارات التي يمكن وصفها بتابع زمني  $x(t)$ ، بافتراض أن سلوك الإشارة معروف لكل الأزمنة. وبالمقابل، تنصف الإشارات العشوائية *Random Signals* بأنه لا يمكن التنبؤ بسلوكها مسبقاً. وتعد كل الإشارات الحاملة للمعلومات إشارات عشوائية، ولا سيما من وجهة نظر طرف الاستقبال في نظام الاتصالات، حيث إنه لو كانت الإشارة معروفة مسبقاً، فلا فائدة من إرسالها. وتشمل الإشارات العشوائية أيضاً الضجيج وغيره من الإشارات العشوائية غير المرغوبة. ونظراً لأن الضجيج موجود في كل نظام اتصالات، ينبغي أن يؤخذ بالحسبان في أي دراسة تصميمية عملية لأداء النظام. تعتمد دراسة الخواص الزمنية والطيفية للإشارات العشوائية على مفاهيم نظرية الاحتمالات. ولذلك نبدأ هذا الفصل بمراجعة أهم مبادئ الاحتمالات.

#### ٤-٢ مفهوم الاحتمال

عند تكرار أي تجربة مثل قياس شدة تيار في دائرة كهربائية، نحصل على نتائج غير متماثلة تماماً. ويفسر تفاوت نتائج القياس بعدم إمكانية تأمين ثبات ظروف القياس بدقة تامة. ويؤدي التغير "العشوائي" لظروف القياس إلى تفاوت نتائج القياس عشوائياً أيضاً.

مع ذلك، بعد تكرار إجراء التجربة مرات كثيرة، نجد أن جميع نتائج القياس تتجمع حول قيمة "وسيطية" معينة تتحدد بالظروف الأساسية لإجراء التجربة.

تهتم نظرية الاحتمالات فقط بالنتائج العشوائية التي يتجلى فيها "الاستقرار الإحصائي". وسنوضح أولاً مفهوم الاحتمال من خلال تجربة قذف قطعة نقود. وتكون النتيجة التي نفصل عليها عند قذف قطعة النقود كل مرة إما شعار أو صورة *Heads*، أو كتابة أو نقش *Tails*. وإذا رمزنا بـ  $A$  للحدث *Event* الذي يعني مثلاً ظهور شعار، وكان عدد مرات تكرار تجربة القذف هو  $N$ ، وعدد مرات وقوع الحدث  $A$  هو  $N_A$ ، فإن النسبة  $N_A/N$  تسمى التكرار النسبي للحدث. وإذا افترضنا مثلاً أن  $N=100$ ، و  $N_A=53$ ، فهذا يعني أن التكرار النسبي لوقوع الحدث  $A$  (أي ظهور شعار) هو 0.53. وعند افتراض أن  $N \rightarrow \infty$ ، فننتوقع أن  $N_A/N \rightarrow 0.5$  نتيجة تكافؤ "احتمال" ظهور الشعار والنقش.

في الحالة العامة نسمي نهاية التكرار النسبي لوقوع أي حدث نرمز له  $A$  عندما  $N \rightarrow \infty$  احتمال الحدث  $A$ ، ونرمز له  $P(A)$  أو  $P_A$ :

$$P_A = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{N_A}{N} \quad (4-1)$$

يمكن أن نعد عملياً  $P_A \approx \frac{N_A}{N}$ ، إذا كان  $N$  كبيراً لدرجة كافية.

إذا افترضنا كحالة خاصة أنه يظهر شعار كلما قذفت قطعة النقود، فهذا يعني أن  $N_A=N$ ، وبالتالي  $P(A)=1$ . ويوصف الحدث  $A$  في هذه الحالة بأنه حدث أكيد *Certain*. وإذا رمزنا بـ  $B$  لحدث ظهور نقش، فإن افتراض  $P(A)=1$  يعني أن  $P(B)=0$ ، فنقول إن الحدث  $B$  مستحيل *Impossible*. ويوصف الحدثان  $A$  و  $B$  في تلك الحالة بأنهما متنافيان *Mutually Exclusive*، بمعنى أن وقوع أحد الحدثين ينفي وقوع الحدث الآخر. وفي الحالة العامة يكون:

$$P(A) + P(B) = 1 \quad (4-2)$$

يتضح مما سبق أن الاحتمال  $P$  هو عدد موجب وشخصور بين الصفر والواحد:

$$0 \leq P \leq 1 \quad (4-3)$$

في تجربة إلقاء حجر نرد، تتمثل نتيجة كل محاولة  $Trial$  بعدد النقاط على الوجه العلوي. ونقول أنه يظهر الوجه  $i$  عندما يكون عدد نقاط الوجه العلوي هو  $i$ ، حيث:

$$i = 1, 2, 3, 4, 5, 6$$

ويمكن أن يقع في كل محاولة أحد ستة أحداث نرمر لها  $A_i$ . ومن الواضح أن هذه الأحداث متنافية. ونستنتج أنه على غرار (4-2) يكون:

$$\sum_{i=1}^6 P(A_i) = 1 \quad (4-4)$$

تعد الأحداث الستة متساوية الأرجحية *Equally Likely* أو متساوية الاحتمال، بمعنى أن احتمالات وقوعها متساوية، وبالتالي نستنتج أن:

$$P(A_i) = \frac{1}{6} \quad (4-5)$$

حسب مفاهيم نظرية المجموعة *Set Theory* تشكل جميع النتائج الممكنة أو الإمكانيات الأولية *Elementary Outcomes* في تجربة "حظ" أو تجربة "عشوائية" مجموعة  $S$  تسمى فراغ أو فضاء العينات *Sample Space* أو فراغ النماذج. وتسمى النقاط المعنلة للإمكانيات المولفة لـ  $S$  (عناصرها) نقاط عينات أو نماذج *Sample Points*. ويشترط أن تكون  $S$  شاملة *Exhaustive*، بمعنى أنها ينبغي أن تشمل كل الإمكانيات أو النتائج الأولية للتجربة، كما يشترط أن تكون هذه الإمكانيات متنافية. وتسمى المجموعات الجزئية *Subsets* من  $S$  أحداث. وبعد اجتماع أو تقاطع أية مجموعة جزئية من  $S$  حدثاً أيضاً.

يعرف الاحتمال وفق مفهوم فضاء العينات كناتع  $P$  يقرن أي حدث  $A$  بمثل بمجموعة جزئية من  $S$  بعدد حقيقي  $P(A)$ ، وهو يسمى احتمال الحدث  $A$ . ويكون:

$$0 \leq P(A) \leq 1, \quad P(S) = 1 \quad (4-6)$$

إذا رمزنا بـ  $(A_1 + A_2)$  لاجتماع حدثين  $A_1$  و  $A_2$ ، ففي حالة كون هذين الحدثين متنافيين نكتب:

$$P(A_1 + A_2) = P(A_1) + P(A_2) \quad (4-7)$$

إذا كان  $A_1$  و  $A_2$  حدثين غير متنافيين، يبين أن:

$$P(A_1 + A_2) = P(A_1) + P(A_2) - P(A_1 A_2) \quad (4-8)$$

حيث  $P(A_1 A_2)$  احتمال الحدث الممثل لتقاطع  $A_1$  و  $A_2$ ، وهو يسمى الاحتمال المشترك *Joint Probability*.

يمكن تعميم (4-7) لحالة أي عدد  $M$  من أحداث متنافية على النحو:

$$P\left(\sum_{i=1}^M A_i\right) = \sum_{i=1}^M P(A_i) \quad (4-9)$$

ونقول إن مجموعة  $S$  من  $M$  حدثاً تحقق خاصية الشمولية إذا كان:

$$\sum_{i=1}^M A_i = S \quad (4-9-a)$$

في هذه الحالة نكتب وفق (4-6) وعلى غرار (4-4):

$$\sum_{i=1}^M P(A_i) = P(S) = 1 \quad (4-9-b)$$

إذا كانت الأحداث  $A_i$  متساوية الاحتمالات، فنجد أن:

$$P(A_i) = \frac{1}{M} \quad (4-9-c)$$

وهذه العلاقة هي نفسها (4-5) من أجل  $M=6$ .



في بعض الحالات لا نعلم بوقوع حدث معين  $A$ ، بل بعدم حدوثه، أي ما يقابل في حجر بول الرمز  $\bar{A}$  الذي يدل على متمم  $A$ . ومن الواضح أن  $A$  و  $\bar{A}$  متنافيان، بحيث يكون:

$$P(A) + P(\bar{A}) = 1 \quad (4-10)$$

#### ٤-٣ الاحتمال الشرطي والاحتمال الكلي

عندما نعلم بوقوع حدث  $B$  مع اشتراط وقوع حدث آخر  $A$  مسبقاً أو في الوقت نفسه، فنستخدم في هذه الحالة مفهوم الاحتمال الشرطي أو المشروط للحدث  $B$  بفرض أن الحدث  $A$  قد وقع، ونرمز له  $P(B|A)$ . ويتبين أن:

$$P(B|A) = \frac{P(AB)}{P(A)} \quad (4-11-a)$$

يكون الاحتمال الشرطي لوقوع  $A$  بفرض أن  $B$  قد حدث:

$$P(A|B) = \frac{P(AB)}{P(B)} \quad (4-11-b)$$

نستنتج من (4-11-a,b) أن:

$$P(AB) = P(B|A)P(A) = P(A|B)P(B) \quad (4-11-c)$$

$$P(A|B) = \frac{P(A)P(B|A)}{P(B)} \quad (4-11-d)$$

تسمى العلاقة الأخيرة نظرية بايس *Bayes*.

إذا كان وقوع  $A$  لا يؤثر في احتمال  $B$ ، فإن  $P(B|A) = P(B)$ . وبالمثل، إذا كان وقوع  $B$  لا يؤثر في احتمال وقوع  $A$ ، فإن  $P(A|B) = P(A)$ . وعندئذ نستنتج من (4-11-c) أن:

$$P(AB) = P(A)P(B) \quad (4-12)$$

نقول في هذه الحالة أن  $A$  و  $B$  مستقلان إحصائياً، أو ببساطة مستقلان. ويتبين أنه ليس من الضروري لحدثين مستقلين أن يكونا متنافيين.



إذا افترضنا أن الأحداث  $A_i$  متنافية وتحقق خاصية الشمولية (4-9-a)، وقد تؤثر على وقوع حدث آخر  $B$ ، فيمكن إثبات أن:

$$P(B) = \sum_{i=1}^M P(B | A_i) P(A_i) \quad (4-13)$$

تمثل هذه العبارة ما يسمى الاحتمال الكلي أو الاحتمال غير الشرطي للحدث  $B$ .

#### المثال 4-1

يرسل في نظام اتصال رقمي ثنائي تتابع واحدات (وسدان) وأصفار. وسنرمز بـ  $x$  لإشارة دخل قناة الاتصال (الرمز المرسل  $x_0=0$  أو  $x_1=1$ ) كما سنرمز بـ  $y$  لإشارة خرج القناة (الرمز المستقبل  $y_0=0$  أو  $y_1=1$ ). ونتيجة للتشويه والضجيج في القناة يمكن أن يستقبل الصفر بالخطأ كواحد، والعكس بالعكس. وسنفترض أن احتمال الخطأ  $Error$  في الحالتين هو  $P_e=0.2$  واحتمال إرسال الأصفار هو  $P_0=0.6$  واحتمال إرسال الواحدات هو  $P_1=1-P_0=0.4$ . والمطلوب إيجاد احتمال استقبال الأصفار والواحدات في جهاز الاستقبال وكذلك احتمال كون الأصفار المستقبلية صحيحة واحتمال كون الواحدات المستقبلية صحيحة.

الحل:

لدينا حسب الفرض

$$P(x_0) = P_0 = 0.6$$

$$P(x_1) = P_1 = 0.4$$

يمثل احتمال الخطأ  $P_e$  الاحتمال الشرطي لكون  $y=y_1$  عندما  $x=x_0$  وسنرمز له

$P(y_1|x_0)$  وكذلك يمثل  $P_e$  الاحتمال الشرطي  $P(y_0|x_1)$  وبالتالي:

$$P(y_1|x_0) = P(y_0|x_1) = P_e = 0.2$$

سنرمز بـ  $P_c$  لاحتمال الكشف الصحيح *Correct Detection* للأصفار والواحدات:

$$P_c = 1 - P_e = 0.8$$

ويمثل  $P_c$  الاحتمالين الشرطين  $P(y_0|x_0)$  و  $P(y_1|x_1)$ . ولذلك نكتب:

$$P(y_1|x_1) = P(y_0|x_0) = P_c = 0.8$$

يكون احتمال استقبال الأصفار وفق عبارة الاحتمال الكلي (4-13):

$$\begin{aligned} P(y_0) &= P(y_0|x_0)P(x_0) + P(y_0|x_1)P(x_1) \\ &= P_c P_0 + P_e P_1 = 0.8 \times 0.6 + 0.2 \times 0.4 = 0.56 \end{aligned}$$

نلاحظ أنه يستقبل الصفر في حالة الكشف الصحيح للصفر المرسل، كما يستقبل في حالة الكشف الخاطئي للواحد المرسل.

بشكل مشابه نجد أن احتمال استقبال الواحدات:

$$P(y_1) = P_e P_0 + P_c P_1 = 0.2 \times 0.6 + 0.8 \times 0.4 = 0.44$$

نوجد احتمال كون الصفر المستقبل صحيحاً، أي احتمال أن الرمز المرسل هو فعلاً

$x_0=0$  عندما يكون الرمز المستقبل  $y_0=0$ ، وذلك بتطبيق نظرية بايز (3-11-d):

$$P(X_0|Y_0) = \frac{P(Y_0|X_0)P(X_0)}{P(Y_0)} = \frac{P_c P_0}{P(Y_0)} = \frac{0.8 \times 0.6}{0.56} = 0.86$$

وبالمثل نوجد احتمال أنه أرسل فعلاً  $x_1=1$  عندما يكون الرمز المستقبل  $y_1=1$ ، فنكتب:

$$P(x_1|y_1) = \frac{P_e P_1}{P(y_1)} = \frac{0.8 \times 0.4}{0.44} = 0.73$$

#### ٤-٤ المتحولات العشوائية

إن ما يسمى المتحول العشوائي *Random Variable* ليس متحولاً بالمعنى الرياضي لكلمة متحول، وإنما هو تابع لأحداث عشوائية.

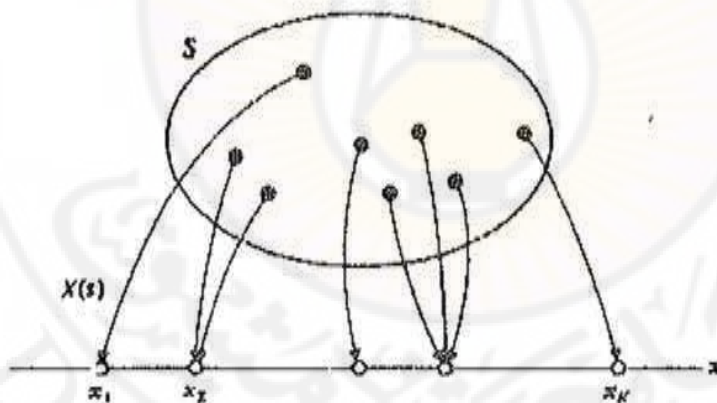
لنفرض أن المجموعة  $S$  الممثلة لمضاء العينات تتألف من عدد من العناصر  $s_i$  الممثلة للإمكانات  $i=1, 2, \dots, M$ . وإذا أمكن تمثيل هذه الإمكانيات بقيم عددية متميزة، يمكن

أن نقرن كل عنصر  $s_i$  بنقطة  $x_i$  على محور الأعداد الحقيقية  $x$ ، كما هو موضح بالشكل (٤-١)، بقاعدة تقابل معينة بحيث:

$$x_1 < x_2 < \dots < x_N$$

ونكتب في هذه الحالة  $x_i = X(s_i)$ . ومثل قاعدة التقابل  $X(s)$  التي تقرن  $s_i$  بـ  $x_i$  ما يسمى المتحول العشوائي.

يمكن أن نعد القيم  $x_i$  بحد ذاتها إمكانات ممثلة بقيم عددية، بحيث ننظر للمحور الحقيقي  $x$  بمثابة فضاء عينات وحيد البعد. وفي هذه الحالة، بدلاً من التعامل مع المتحول العشوائي كقاعدة تقابل  $X(s)$ ، نتعامل مع  $X$  كرمز لمتحول يمثل أياً من الإمكانات الأولية، ومن ثم نتعامل مع أحداث ممثلة بقيم عددية مثل  $X=a$  أو  $X \leq a$  أو  $a < X \leq b$ ، وبالتالي يمكن التعامل مع  $P(X=a)$  كاحتمال للحدث  $X=a$  وكذلك مع الانتمسالات  $P(X \leq a)$  و  $P(a < X \leq b)$  و  $P(X > b)$ .



الشكل (٤-١) تمثيل العناصر بنقاط على محور الأعداد الحقيقية.

إذا استبدلنا الثابت  $a$  بأي قيمة  $x$  في الاحتمال  $P(X \leq a)$  نحصل على التابع:

$$F_X(x) = P(X \leq x) \quad -\infty < x < \infty \quad (4-14)$$

وهو يسمى تابع توزيع الاحتمالات *Probability Distribution Function* أو تابع

التوزيع التراكمي *Cumulative D.F.* ويرمز له ببساطة  $F(x)$ .

وبما أن  $F(x)$  عبارة عن احتمال، لذلك يكون:

$$0 \leq F(x) \leq 1 \quad (4-15)$$

حيث  $F(-\infty)=0$  و  $F(+\infty)=1$ .

بعد الحدثان  $X \leq x$  و  $X > x$  متتامين *Complementary*، ولذلك يكون وفق (4-10):

$$P(X > x) = 1 - P(X \leq x) = 1 - F(x) \quad (4-16)$$

بما أن  $P(X \leq a) = F(a)$  وكذلك  $P(X > b) = 1 - F(b)$  حسب العلاقة (4-16)، لذلك يكون:

$$P(a < X \leq b) = F(b) - F(a) \quad b > a \quad (4-17)$$

توضح هذه العلاقة أن  $F(x)$  هو تابع غير متناقص لأن  $F(b) > F(a)$  من أجل  $b > a$ .  
نقول عن المتحول العشوائي  $X$  إنه متحول منقطع *Discrete* إذا أمكن لـ  $x$  أن يأخذ فقط عدداً منتهياً من القيم وذلك بخلاف المتحول العشوائي المستمر *Continuous* الذي يكون عدد القيم الممكنة له غير منتهى.

لنفرض أن  $X$  يمثل متحولاً عشوائياً متقطعاً بحيث يمكن أن تكون له إحدى القيم المتمايزة  $(x_1, x_2, \dots, x_K)$ . وهذا يعني أن القيم الممكنة  $(X=x_i)$  تمثل مجموعة من الأحداث المتنافية، واحتمالاتها:

$$P(x_i) = P(X = x_i) \quad i = 1, 2, \dots, K \quad (4-18)$$

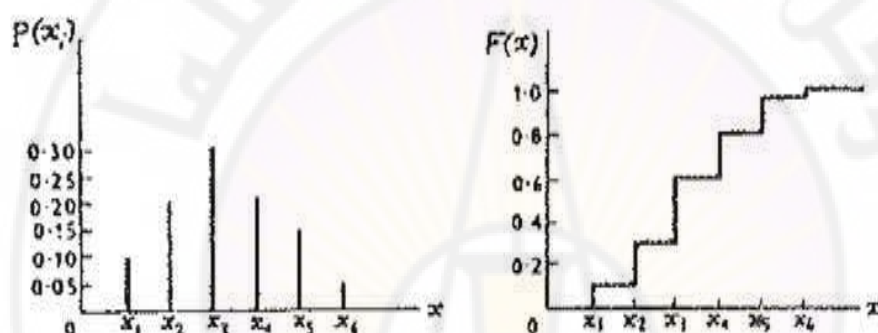
يسمى التابع التكراري الاحتمالي *Probability Frequency Function*. ويكون:



$$F(x) = \sum_{i=1}^K P(x_i) \quad x_K \leq X \leq x_{K+1} \quad (4-19)$$

من الواضح أن  $F(x)=0$  من أجل  $X < x_1$  و  $F(x)=1$  من أجل  $X \geq x_K$  حيث  $x_K$  هي أكبر قيمة ممكنة لـ  $x_i$ .

يُبين الشكل (٤-٢) تابع التوزيع التراكمي  $F(x)$  من أجل قسم معينة لـ  $P(x_i)$ ، ونلاحظ أنه عند زيادة  $x$  من  $-\infty$  حتى  $+\infty$  يتزايد  $F(x)$  بشكل قفزات درجوية *Staircase*.



الشكل (٤-٢) تابع التوزيع التراكمي.

إذا كانت  $X$  تمثل متحولاً عشوائياً مستمراً يمكن أن يأخذ أي قيمة ضمن مدى معين على المحور الحقيقي، فإنه من الأنسب أن نتعامل مع ما يسمى تابع كثافة الاحتمال *Probability Density Function*، وهو يمثل مشتق  $F(x)$  ونرمز له  $p_X(x)$  أو ببساطة  $p(x)$ . ونكتب:

$$p(x) = \frac{dF(x)}{dx}$$



بالتالي يكون:

$$P(X \leq x) = F(x) = \int_{-\infty}^x p(\lambda) d\lambda \quad (4-20)$$

نستخدم هنا  $\lambda$  كمستحول آخر توجد التكامل بالنسبة إليه لأن الحد العلوي للتكامل هو  $x$ . ونجد أيضاً أن:

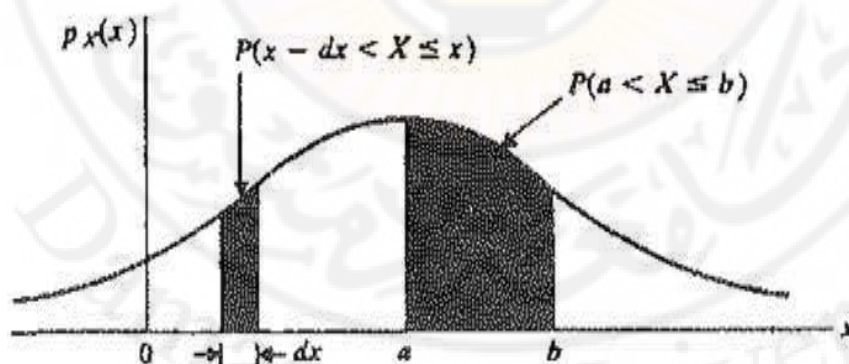
$$P(a < X \leq b) = F(b) - F(a) = \int_a^b p(x) dx \quad (4-21)$$

تعني هذه العلاقة على أنه إذا توافر لدينا منحنى  $p(x)$  كما في حالة الشكل (٣-٤)، فإنه يمكن إيجاد احتمال كون  $X$  في المجال  $[a, b]$ ، وهو يتمثل بالمساحة الواقعة تحت منحنى  $p(x)$  في ذلك المجال.

من الواضح أنه إذا جعلنا  $a = -\infty$  و  $b = +\infty$ ، يزول التكامل (4-21) إلى الواحد ويمثل المساحة الكلية تحت منحنى  $p(x)$ . وهكذا:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} p(x) dx = 1 \quad (4-22)$$

يتفق هذا مع كون  $F(-\infty) = 0$  و  $F(+\infty) = 1$ . ويكون  $p(x) \geq 0$  لأن  $F(x)$  غير متناقص.



الشكل (٣-٤) تابع كثافة الاحتمال.

نصادف أحياناً متحولات عشوائية من نوع "مختلط" بحيث تكون لها قسم متقطعة ومستمرة معاً. وتعالج مثل هذه الحالات باستخدام "نبضات ديراك" بأسلوب مشابه لأسلوب إيجاد طيف مجموع إشارتين دورية وغير دورية باستخدام تحويل فورييه. توصف بعض الظواهر العشوائية بمتحولين عشوائيين أو أكثر ويعمم عليها مفهوم تابع كثافة الاحتمال ببساطة بدلالة تابعي الكثافة المشترك والشرطي. فإذا كان لدينا متحولان عشوائيان مستمران  $X$  و  $Y$  فإننا نرمز لتابع الكثافة المشترك بـ  $p(X, Y)$  ويمكن أن نكتبه على النحو:

$$p(x, y)dx dy = P(x - dx < X \leq x, y - dy < Y \leq y) \quad (4-23)$$

يقصد بالفاصلة في  $p(X, Y)$  وكذلك في الطرف الأيمن للعلاقة عملية التقاطع أو AND. وإذا كان  $X$  و  $Y$  مستقلين إحصائياً، فيمكن أن نكتب:

$$p(x, y) = p(x)p(y) \quad (4-24)$$

أما إذا كان  $X$  و  $Y$  غير مستقلين إحصائياً، فنكتب:

$$p(x, y) = p(x)p(y|x) = p(y)p(x|y) \quad (4-25)$$

#### المثال ٤-٢: التوزيع المنتظم Uniform Distribution

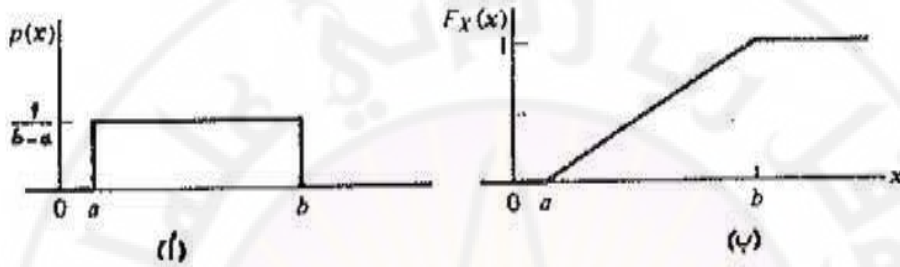
يبين الشكل (٤-٤) كلاً من  $p(x)$  و  $F(x)$  لمتالة ما يسمى بالتوزيع المنتظم، حيث يفترض أن المتحول العشوائي المستمر  $X$  يمكن أن يأخذ أي قيمة في المجال  $[a, b]$  باحتمالات متساوية. ونكتب وفق الشكل (٤-٤-١):

$$p(x) = \begin{cases} \frac{1}{b-a} & a \leq x \leq b \\ 0 & x < a, x > b \end{cases} \quad (4-26)$$

ويمكن الحصول على  $F(x)$  متكاملة  $p(x)$  أو  $p(\lambda)$  وفق (4-21)، فنجد أن:

$$F(x) = \begin{cases} 0 & x \leq a \\ \frac{x-a}{b-a} & a < x \leq b \\ 1 & x > b \end{cases} \quad (4-27)$$

نجد أن  $F(x)$  يتزايد خطياً ابتداءً من  $x=a$  كما في الشكل (٤-٤-ب).



الشكل (٤-٤) التوزيع المنتظم.

#### ٤-٥ المتوسطات الإحصائية Statistical Averages

يمكن الاكتفاء غالباً بوصف المتحولات العشوائية بعدد قليل من القيم المميزة لها، كبديل لاستخدام  $p(x)$  أو  $F(x)$ . ومن تلك القيم تختلف المتوسطات الإحصائية.

##### ٤-٥-١ القيم المتوسطة والعزوم

تعرف القيمة الوسطى *Mean Value* أو القيمة المتوقعة *Expected Value* للمتحول العشوائي  $X$  بأنها القيمة المتوسطة للقيم الممكنة لـ  $X$  بعد تثقيفها باحتمالات تلك القيم وذلك وفق العلاقة:

$$m_x = \bar{x} = E[x] = \int_{-\infty}^{+\infty} xp(x)dx \quad (4-28)$$

وذلك بالنسبة لمتحول عشوائي مستمر  $X$ .

أما إذا كان  $X$  متحولاً عشوائياً متقطعاً، فإن:

$$m_x = \bar{x} = E[x] = \sum_{i=1}^K x_i p(x_i) \quad (4-29)$$

بشكل مماثل فإن القيمة المتوسطة لتابع لـ  $X$  مثل  $g(x)$  تعرف بالعلاقة:

$$E[g(X)] = \int_{-\infty}^{+\infty} g(x) p(x) dx \quad (4-30)$$

في الحالة الخاصة  $g(x) = x^n$  نحصل على العزم من المرتبة  $n$  لـ  $X$ :

$$\bar{x}^n = E[x^n] = \int_{-\infty}^{+\infty} x^n p(x) dx \quad (4-31)$$

ومن أجل  $n=1$  نجد نحصل من (4-31) على القيمة المتوسطة (العزم الأول) للمتحول  $X$ ، بينما من أجل  $n=2$  نحصل على العزم الثاني:

$$\bar{x}^2 = E[x^2] = \int_{-\infty}^{+\infty} x^2 p(x) dx \quad (4-32)$$

يمثل العزمان الأول والثاني أهم عزوم  $X$ .

تستخدم العلاقة (4-30) لإيجاد القيمة المتوسطة لـ  $g(X)$  لأي تابع لمتحول عشوائي مستمر  $X$ . أما إذا كان  $X$  متقطعاً، فنكتب بدلاً من (4-30):

$$E[g(X)] = \sum_i g(x_i) p(x_i) \quad (4-33)$$

#### ٤-٢-٢ التباين أو التغير أو الانحراف المعياري

يقصد بالتباين أو التغير *Variance* العزم المركزي الثاني المعروف بالعلاقة:

$$Var[X] = E[(x - m_x)^2] \quad (4-34)$$

ويسمى الجذر التربيعي له بالانحراف القياسي أو المعياري *Standard Deviation* ويرمز

له بـ  $\sigma_x$ . وبالتالي يمكن أن يرمز لـ  $Var[X]$  بـ  $\sigma_x^2$ .

اعتماداً على (4-32) و (4-34) يمكن إثبات أن:



$$\sigma_x^2 = \text{Var}[X] = \overline{x^2} - m_x^2 \quad (4-35)$$

يمكن تعميم العلاقات السابقة على حالة وجود أكثر من متحول عشوائي، فإذا رمزنا  $g(X, Y)$  بـ تابع لمتحولين عشوائيين  $X$  و  $Y$  يمكن أن نكتب:

$$E[g(X, Y)] = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} g(x, y) p(x, y) dx dy \quad (4-36)$$

وهي تقابل العلاقة (4-30) في حالة تابع لـ  $X$  فقط. وإذا كان  $X$  و  $Y$  متقطعين نكتب بالمقارنة مع (4-29) لحالة متحول واحد:

$$E[g(X, Y)] = \sum_i \sum_j g(x_i, y_j) p(x_i, y_j) \quad (4-37)$$

عند استخدام (4-36) بافتراض أن  $g(X, Y) = g_1(X)g_2(Y)$ ، حيث  $g_1$  و  $g_2$  أي نسابيين لـ  $X$  و  $Y$ ، وكذلك بفرض  $X$  و  $Y$  مستقلين يتبين أن:

$$E[g(X, Y)] = E[g_1(X)] \cdot E[g_2(Y)] \quad (4-38)$$

فإذا كان  $g(X, Y) = XY$  نجد أن:

$$\overline{xy} = \overline{x} \overline{y} = m_x m_y \quad (4-39)$$

بافتراض أن  $g(X, Y) = X + Y$  يمكن أن نبين وفق (4-36) أنه حتى إذا لم يكن  $X$  و  $Y$  مستقلين بالضرورة، فإن  $E[X + Y] = E[X] + E[Y]$ ، أي يكون:

$$\overline{x + y} = \overline{x} + \overline{y} = m_x + m_y \quad (4-40)$$

لذلك إذا افترضنا  $Z = X + Y$ ، نكتب  $m_z = m_x + m_y$  ونستنتج أن:

$$\sigma_z^2 = \sigma_x^2 + \sigma_y^2 \quad (4-41)$$

يعرف التباين أو التغاير المشترك Covariance لأي متحولين عشوائيين  $X$  و  $Y$  بالعلاقة التالية:

$$\sigma_{xy} = E[(X - m_x)(Y - m_y)] \quad (4-42)$$

إذا افترضنا أن  $Y$  كحالة خاصة هو  $X$  نفسه، يكون  $\sigma_{xy} = \sigma_x^2$ .



يعرف معامل الترابط *Coefficient of Correlation* بالعلاقة:

$$\rho_{xy} = \frac{\sigma_{xy}}{\sigma_x \sigma_y} \quad (4-43)$$

ويكون  $-1 < \rho_{xy} \leq 1$ . وعندما تنعدم قيمة  $\sigma_{xy}$  أو  $\rho_{xy}$  يقال أن  $X$  و  $Y$  غير مترابطين كما يقال أنهما مستقلان.

#### ٤-٦ تابع كثافة الاحتمال الغاوسي *Gaussian Density Function*

يكون تابع الاحتمال لما يسمى المتحول العشوائي الغاوسي:

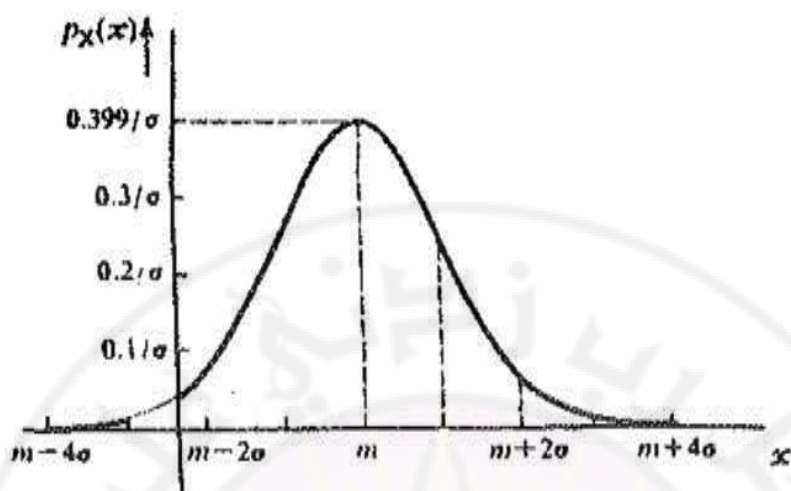
$$p(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x-m)^2}{2\sigma^2}} \quad -\infty < x < +\infty \quad (4-44)$$

حيث  $m$  القيمة الوسطى، و  $\sigma$  الانحراف المعياري.

يمثل  $p(x)$  وفق (4-44) بالمنحني المبين في الشكل (٤-٥) وهو بشكل جرس *Bell-shaped*. ونلاحظ أن المنحني متناظر زوجياً بالنسبة لقمته التي تقابل  $x=m$ . ولذلك يكون:

$$P(X \leq m) = P(X > m) = \frac{1}{2}$$

يسمى توزيع غاوس التوزيع النظامي *Normal Distribution*، لأنه يطبق على كثير من الظواهر العشوائية في الهندسة والفيزياء والإحصاء. ومن الظواهر التي تتبع توزيع غاوس الضجيج الحراري *Thermal Noise* في المقاومات، وكذلك توزيع القيم السقي نحصل عليها عند تكرار القياس في تجربة معينة حول القيمة الحقيقية نتيجة الأخطاء العشوائية.



الشكل (٤-٥) تابع كثافة الاحتمال الغاوسي.

إذا افترضنا كمحالة خاصة أن  $m=0$  و  $\sigma=1$ ، فإن تابع الكثافة الغاوسي يوصف بالعلاقة التالية:

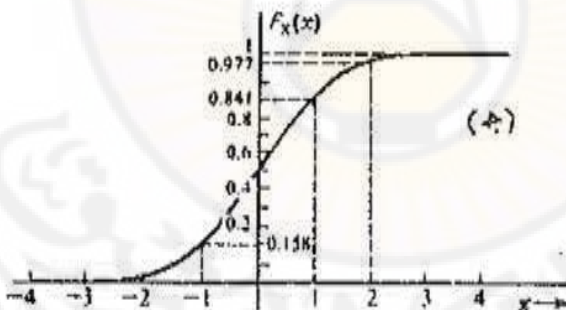
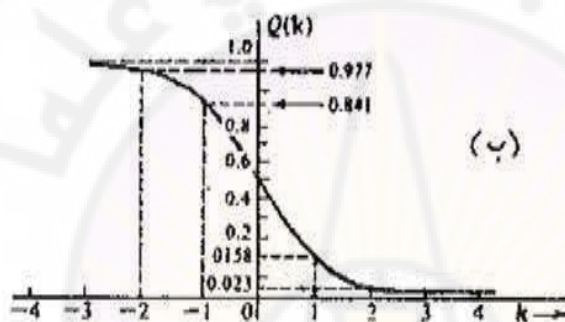
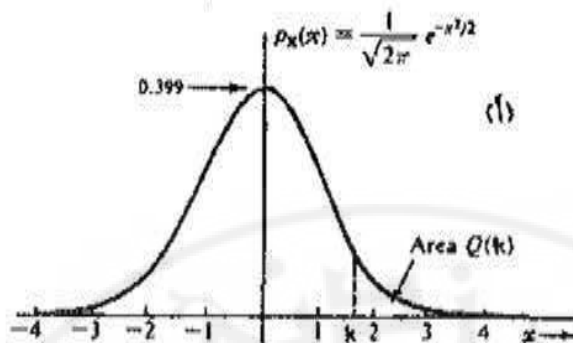
$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{x^2}{2}} \quad (4-45)$$

ويكون المنحني الممثل له كما في الشكل (٤-٦-أ) ويمثل المساحة المظللة في هذا الشكل احتمال كون  $X > k$  ونرمز لها بـ  $Q(k)$ ، ونكتب:

$$Q(k) = P(X > k) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_k^{\infty} e^{-\frac{x^2}{2}} dx \quad (4-46)$$

لا يمكن إيجاد هذا التكامل تحليلياً، بل بحسب عددياً، وهو من التكاملات المأخوذة ويكون المنحني الممثل له كما في الشكل (٤-٦-ب)، ويكون  $Q(-k) = 1 - Q(k)$ .  
يبين الشكل (٤-٦-ج) تابع توزيع الاحتمالات الغاوسي:

$$F(x) = \int_{-\infty}^x p(\lambda) d\lambda$$



الشكل (٤-٦)

١- تابع كثافة الاحتمال الغاوسي عندما  $m=0$  و  $\sigma=1$ .

ب- منحنى التابع  $Q(k)$ .

ج- تابع توزيع الاحتمالات الغاوسي.

من الواضح أن:

$$\begin{aligned} Q(k) &= 1 - F(k) \\ F(k) &= 1 - Q(k) \end{aligned} \quad (4-47)$$

أي أن  $F(x) = Q(k)$  من أجل  $x = k$ .

يسمى  $Q(k)$  أحياناً المساحة تحت ذيل المنحنى الغاوسي *Gaussian Tail*، وتتوافر جداول له في كثير من كتب الجداول الرياضية، كما يمكن إيجادها أيضاً بدلالة تكامل مجدول آخر، وهو تابع الخطأ *Error Function*:

$$\operatorname{erf}(k) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^k e^{-x^2} dx \quad (4-48)$$

يمثل  $\operatorname{erf}(k)$  احتمال تكون  $|X| = \sqrt{2}k$ .

يبين الشكل (٧-٣) منحنى  $p(x)$  في الحالة العامة، أي من أجل  $m \neq 0$  و  $\sigma \neq 0$ . ونجد أن المساحة المظللة على يمين النقطة  $x = m + k\sigma$  تمثل الاحتمال:

$$P(X > m + k\sigma) = \int_{m+k\sigma}^{\infty} p(x) dx$$

إذا افترضنا أن  $z = \frac{x-m}{\sigma}$ ، نجد أن التكامل الأخير يساوي  $Q(k)$ ، أي أن:

$$P(X > m + k\sigma) = Q(k) \quad (4-49)$$

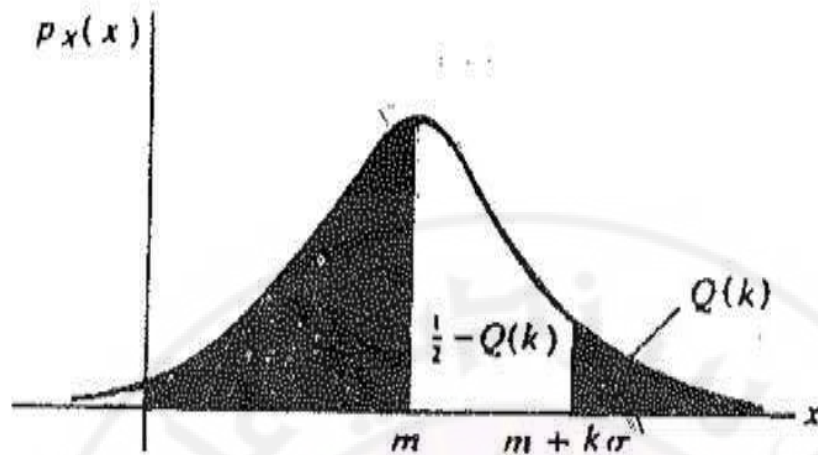
يمكن إيجاد الاحتمال  $P(a < X < b)$  من أجل  $b < a$  بالعلاقة:

$$P(a < X < b) = F(b) - F(a) = Q(k_1) - Q(k_2) \quad (4-50)$$

حيث إن:

$$k_1 = \frac{a-m}{\sigma}$$

$$k_2 = \frac{b-m}{\sigma}$$



الشكل (٤-٧) تابع كثافة الاحتمال الغاوسي في الحالة العامة.

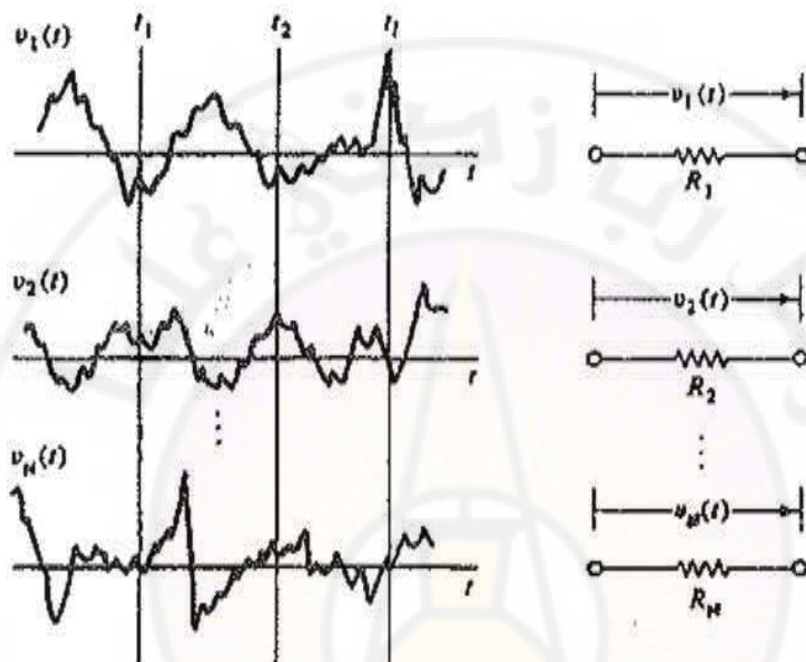
#### ٤-٧ مفهوم العملية العشوائية والإشارة العشوائية

نقصد بالعملية العشوائية *Random Process* أي متحول عشوائي تابع للزمن، فنرمز له  $X(t, s)$  كتتابع للزمن والحدث، بدلاً من  $X(s)$  في حالة متحول عشوائي عادي (غير تابع للزمن).

اذلک، تمثل النتائج الأولية للعملية العشوائية كتتابع حقیقیة (غير عقدیة) للزمن، یسمى کل منها تابع عينة *Sample Function* أو تابع نموذج. ویقابل ذلك في حالة  $X(s)$  تمثيل الإمكانيات أو النتائج الأولية بنقاط عينات  $s_i$  في فضاء العينات، كما في الشكل (٤-١). وتؤلف كل التتابعات النموذج معاً ما يسمى الفرقة *Ensemble*، أو أسرة التتابعات النموذج. ونهتم في الاتصالات عادة بالإشارات العشوائية *Random Signals* التي نقصد بها العمليات العشوائية الكهربائية  $X(t, s)$ ، بفرض أن  $X$  يمثل جهداً أو تياراً. ويوضح الشكل (٤-٨) مفهوم عملية عشوائية كهربائية يعبر عنها بالأشكال الموجية للجهود  $v(t, s)$  التي تنتج على عدد كبير من المقاومات المتماثلة بتأثير الحركة العشوائية



للالكترونات (ونقصد بذلك الضجيج الحراري). ونفترض أنه تم تسجيل كل الأشكال الموجية أو رسمها.



الشكل (4-8) توضيح مفهوم العملية العشوائية.

نفترض فيما يلي أن التجربة العشوائية تتمثل باختيار أي مقاوم  $R_i$  عشوائياً ومراقبة الجهد  $v_i(t)$  بين طرفيه. ويعد هذا الجهد كتابع نموذج  $v(t, s_i)$  وقيمته في اللحظة  $t_1$  مثلاً هي  $v_i(t_1) = v(t_1, s_i)$ . وتمثل كل الجهود  $v(t_1, s_i)$  متحولاً عشوائياً نرمز له  $V_1$ ، وهو يقابل "الشريحة الشاقولية" المأخوذة من فرقة التتابع في اللحظة  $t = t_1$ .

سوف نفترض أن عدد المقاومات كبير جداً (نظرياً  $N \rightarrow \infty$ )، بحيث يمكن إيجاد تابع التوزيع التراكمي أو تابع الكثافة الاحتمالية لـ  $V_1$  أو أي شريحة شاقولية أخرى مثل

عند  $t_2$  وسوف نستخدم لاحقاً من أجل التبسيط الرمز  $v(t)$  بدلاً من  $v(t, s)$  على غرار استبدالنا سابقاً الرمز  $X(s)$  بالرمز  $X$  كرمز لمتحول عشوائي واحد (غير تابع للزمن). ومن ثم يمكن أن نكتب  $V_1(t) = v(t_1)$  و  $V_2(t) = v(t_2)$  .... وسوف نرسم لتابع كثافة الاحتمال لـ  $V_1$  بسـ  $p(v_1)$  على أن نميز المتحول  $v_1$  هنا عن التابع النمذج  $v_1(t)$ . وتعطي توابع الكثافة مثل  $p(v_1)$  و  $p(v_2)$  و ... وصفاً جزئياً للعملية العشوائية. يسمى كل من تلك التوابع تابع الكثافة من المرتبة الأولى. وبالمقابل، يسمى تابع الكثافة المشترك لـ  $V_1$  و  $V_2$  أي  $p(v_1, v_2)$  تابع الكثافة من المرتبة الثانية لأنه يخص متحولين عشوائيين يقابلان  $t_1$  و  $t_2$ . وبالمثل يمكن التحدث عن توابع كثافة من مراتب أعلى تقابل ثلاث لحظات أو أكثر. ومع ذلك يكفي غالباً باستخدام توابع كثافة من المرتبتين الأولى والثانية.

يمكن إيجاد المتوسط الإحصائي أو القيمة الوسطى للعملية العشوائية  $v(t)$  في أي لحظة  $t$  بتطبيق العلاقة التالية التي نكتبها على غرار (4-28):

$$\bar{v}(t) = E[v(t)] = \int_{-\infty}^{+\infty} vp(v; t) dv \quad (4-51)$$

حيث  $p(v; t)$  تابع الكثافة للشريحة الشاقولية المأخوذة من فرقة التوابع  $v(t)$  في أي لحظة  $t$ . ويعني هذا أن  $p(v, t_1)$  يكافئ  $p(v_1)$  أعلاه. وبعد  $t$  في (4-51) ثابتاً عند إيجاد التكامل، ومع ذلك يمكن أن يكون  $\bar{v}(t)$  تابعاً للزمن نتيجة لأن  $p(v, t)$  في الحالة العامة يمكن أن يتغير تبعاً للزمن.

يسمى المتوسط الإحصائي لـ  $v''(t)$  أي  $E[v''(t)]$  العزم رقم  $n$  لـ  $v(t)$ . ولذا يسمى  $\bar{v}(t)$  أحياناً بالعزم الأول. ومن المتوسطات الإحصائية الهامة للعملية العشوائية  $v(t)$  أيضاً تابع الترابط الذاتي المعروف بـ:

$$R_v(t_1, t_2) = E[v(t_1)v(t_2)] = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} v_1 v_2 p(v_1, v_2) dv_1 dv_2 \quad (4-52)$$

أي أنه يمثل التوقع المشترك *Joint Expectation* لـ  $v(t_1)$  و  $v(t_2)$ ، وعند مقارنته مع الترابط الذاتي  $R_v(\tau)$  لإشارات الاستطاعة لحالة الإشارات الحتمية نلاحظ ثلاثة أوجه اختلاف: أولاً تمثل العلاقة (4-52) متوسطاً إحصائياً وليس متوسطاً زمنياً، وثانياً يعتمد  $R_v(t_1, t_2)$  في الحالة العامة على كل من  $t_1$  و  $t_2$  بدلاً من أن يعتمد على متحول واحد  $\tau$ ، وثالثاً اقتصر اهتمامنا على العمليات العشوائية الحقيقية، ولذلك لم تظهر علامة المرافق العقدي في (4-52). ومع ذلك نجد أن تأويل  $R_v(t_1, t_2)$  يشبه تأويل  $R_v(\tau)$  في حالة الإشارات الحتمية حيث إن  $R_v(t_1, t_2)$  يمثل درجة الارتباط بين  $V_1$  و  $V_2$ ، ويعد مقياساً لكل من التغير الزمني والتبعية الإحصائية. وإذا كان  $V_1$  و  $V_2$  مستقلين إحصائياً نجد أن:

$$R_v(t_1, t_2) = E[v(t_1)]E[v(t_2)] = \overline{v(t_1)}\overline{v(t_2)} \quad (4-53)$$

إذا كانت  $t_1 = t_2 = t$  يكون:

$$R_v(t, t) = E[v^2(t)] = \overline{v^2(t)} \quad (4-54)$$

يقال إن  $v(t_1)$  و  $v(t_2)$  غير مترابطين إذا كان:

$$R_v(t_1, t_2) = \overline{v(t_1)}\overline{v(t_2)} \quad (4-55)$$

نهتم أحياناً بالترابط المتبادل بين عمليتين عشوائيتين مثل  $v(t)$  و  $w(t)$  ونعرفه بالعلاقة التالية:

$$R_{vw}(t_1, t_2) = E[v(t_1)w(t_2)] \quad (4-56-a)$$

ويطلب إيجاد معرفة تابع كثافة الاحتمال المشترك. ويقال إن  $v(t_1)$  و  $w(t_2)$  غير مترابطين إذا كان:

$$R_{vw}(t_1, t_2) = \overline{v(t_1)}\overline{w(t_2)} \quad (4-56-b)$$

إذا كانت  $v(t_1)$  أو  $w(t_2)$  صفرًا، تؤول (4-56-b) إلى شرط إنعدام  $R_{vw}(t_1, t_2)$ .

نحتاج إلى تطبيق العلاقتين (4-51) و (4-52) لاحقاً عندما تكون العملية العشوائية من الشكل  $v(t) = g(X, t)$  بفرض  $X$  متحول عشوائي. ومن ثم يكون  $V_1 = g(X, t_1)$  متحولاً عشوائياً تابعاً لـ  $X$ ، وعندئذ نطبق العلاقة (4-30) على النحو:

$$\bar{v}(t) = E[g(X, t)] = \int_{-\infty}^{+\infty} g(x, t) p(x) dx \quad (4-57-a)$$

بالمثل يمكن إيجاد الترابط الذاتي بالعلاقة:

$$R_v(t_1, t_2) = \int_{-\infty}^{+\infty} g(x, t_1) g(x, t_2) p(x) dx \quad (4-57-b)$$

### المثال ٤-٣ الإشارة الجيبية ذات الطور العشوائي:

توصف الإشارة الجيبية ذات الطور العشوائي بالعلاقة:

$$v(t) = A \cos(\omega_0 t + \Phi) \quad (4-58-a)$$

نفترض  $A$  و  $\omega_0$  ثابتين، بينما نفترض  $\Phi$  زاوية عشوائية في المجال  $0 \leq \Phi \leq 2\pi$ . تتمثل التجربة العشوائية هنا في اختيار مذئذب (مهتز) عشوائياً من عدد كبير من المذبذبات، يفترض أن لها القيمة نفسها لـ  $A$  و  $\omega_0$ ، ولكنها غير مترابطة طورياً. وبولد المذبذب ذو الطور  $\Phi = \Phi_1$  التابع العينة  $v_1(t) = A \cos(\omega_0 t + \Phi_1)$  ونفترض أن قسم  $\Phi_1$  متساوية الأرجحية (أي متساوية الاحتمال) في المجال  $0 \leq \Phi \leq 2\pi$ ، بحيث يكون تابع كثافة الاحتمال لـ  $\Phi$  بالمقارنة مع (4-26):

$$P_{\Phi}(\Phi_1) = \begin{cases} \frac{1}{2\pi} & 0 \leq \Phi_1 \leq 2\pi \\ 0 & \text{Elsewhere} \end{cases} \quad (4-58-b)$$

نوجد القيمة الوسطى والترابط الذاتي لـ  $v(t)$  بتطبيق العلاقتين (4-57). ونهيداً لذلك نوجد القيمة الوسطى لـ  $\cos(\alpha + n\Phi)$  بافتراض  $n$  عدد صحيح، ونعده ثابتاً عند إيجاد التكامل بالنسبة لـ  $\Phi$ :



$$E[\cos(\alpha + n\Phi)] = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \cos(\alpha + n\Phi) d\Phi = \begin{cases} \cos \alpha & n=0 \\ 0 & n \neq 0 \end{cases}$$

نستنتج من أجل  $a = \omega_0 t$  و  $n=1$  بتطبيق (4-57-a):

$$\overline{v(t)} = E[g(\Phi, t)] = AE[\cos(\omega_0 t + \Phi)] = 0 \quad (4-58-c)$$

أي تكون القيمة الوسطى صفراً لكل الأزمنة. ونطبق (4-57-b) مع افتراض  $\alpha_1 = \omega_0 t_1$  و  $\alpha_2 = \omega_0 t_2$ ، فنجد بالنتيجة أن:

$$R_v(t_1, t_2) = \frac{1}{2} A^2 \cos(\alpha_2 - \alpha_1) = \frac{A^2}{2} \cos \omega_0 (t_2 - t_1) \quad (4-58-d)$$

نجد  $\overline{v^2(t)}$  أو  $R_v(t, t)$  بافتراض  $t_1 = t_2 = t$ :

$$\overline{v^2(t)} = R_v(t, t) = \frac{A^2}{2} \quad (4-58-e)$$

أي تكون  $\overline{v^2(t)}$  ثابتة لكل الأزمنة وتساوي  $A^2/2$ .

#### ٤-٨ العمليات العشوائية المستقرة والإرغودية

نقول عن عملية عشوائية  $v(t)$  إنها مستقرة بالمعنى الدقيق *Strictly Stationary* إذا لم تتغير خواصها الإحصائية لكل الأزمنة، أي إذا لم يتأثر تابع الكثافة  $p(v; t)$  بالزمن، بحيث يمكن أن نكتب:

$$p(v, t) = p(v)$$

يعني ذلك أن المتوسط الإحصائي  $\overline{v(t)}$  والعزم  $E[v^n(t)]$  عموماً ثابتة لكل الأزمنة، كما أن الترابط الذاتي  $R_v(t_1, t_2)$  يكون فقط تابعاً لـ  $(t_2 - t_1)$ . وإذا افترضنا أن  $\tau = t_2 - t_1$  نكتب  $R_v(t_1, t_2) = R_v(\tau)$  ويكون:

$$R_v(\tau) = E[v(t)v(t-\tau)] = E[v(t+\tau)v(t)] \quad (4-59)$$



نجد أن هذه العبارة مشابهة للعبارة المقابلة لها في حال الإشارات الحتمية من نوع إشارات الاستطاعة. وبوضع  $\tau=0$  نجد أن  $R_v(0)=E[v^2(t)]$ . وبما أن  $R_v(\tau)$  لا يعتمد على الزمن، لذلك فإن  $E[v^2(t)]$  يبقى ثابتاً لكل الأزمنة.

نستنتج من (4-59) الخواص التالية لـ  $R_v(\tau)$  على غرار (3-110):

$$\begin{aligned} R_v(0) &= \overline{v^2} \\ |R_v(\tau)| &\leq R_v(0) \end{aligned} \quad (4-60)$$

$$R_v(-\tau) = R_v(\tau)$$

يمكن أن تكون  $v(t)$  و  $v(t \pm \tau)$  مستقلتين إحصائياً في حالة كثير من العمليات العشوائية عند قيمة كافية لـ  $\tau$ ، بحيث يمكن أن نكتب:

$$\lim_{\tau \rightarrow \infty} R_v(\pm \tau) = (\overline{v})^2 = m_v^2 \quad (4-61)$$

تعد العملية العشوائية مستقرة بالمعنى الواسع *Wide Sense Stationary* إذا تحقق على الأقل الشرطان التاليان:

١- يجب أن يكون المتوسط الإحصائي  $E[v(t)]$  ثابتاً لكل الأزمنة بحيث نستطيع أن نكتب:  $E[v(t)] = \overline{v} = m_v$ .

٢- يجب أن يكون الترابط الذاتي تابعاً فقط للفرق الزمني  $(t_2 - t_1)$ ، بحيث نستطيع أن نكتب:  $R_v(t_1, t_2) = R_v(t_2 - t_1) = R_v(\tau)$ .

نستنتج من المثال ٣-٤ أن الإشارة الجيبية ذات الطور العشوائي مستقرة بالمعنى الواسع، طالما أن  $E[v(t)] = 0$  لكل الأزمنة وفق (4-58-c)، كما أن الترابط الذاتي يعتمد على  $(t_2 - t_1)$  فقط وفق (4-58-d). ونستنتج من المثال نفسه أن المتوسطات الإحصائية  $\overline{v(t)}$  و  $\overline{v^2(t)}$  و  $R_v(\tau)$  (بافتراض  $\tau = t_2 - t_1$ ) تساوي المتوسطات الزمنية المقابلة لها لأحد التتابعات العينية  $v(t) = A \cos(\omega_0 t + \phi_1)$ ، حيث أن المتوسط الزمني مثلاً:

$$\langle v_i(t) \rangle = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} v_i(t) dt = \frac{1}{T_0} \int_{t_0} v_i(t) dt = 0$$

وهو مماثل للمتوسط الإحصائي  $\overline{v(t)}$  الذي يساوي الصفر أيضاً وفق (4-58-c). ونجد أيضاً أن  $\langle v_i^2(t) \rangle = \overline{v^2(t)}$  أي  $\langle v_i^2(t) \rangle = \frac{A^2}{2}$  وفق (4-58-e)، كما نجد أن  $R_{v_i}(\tau) = \frac{A^2}{2} \cos w_0 \tau$  وفق (3-116)، أي  $R_{v_i}(\tau) = R_v(\tau)$  وفق (4-58-d) من أجل  $\tau = t_2 - t_1$ .

عندما تكون جميع المتوسطات الزمنية لأي من النوابع العينات للعملية العشوائية مساوية للمتوسطات الإحصائية المقابلة لها، توصف العملية العشوائية بأنها مستقرة "صادقة التمثيل" أو إرغودية *Ergodic*. ونعد هذه الخاصية هامة جداً عملياً لأنها تسمح بإيجاد المتوسطات الإحصائية للعملية العشوائية كمتوسطات زمنية لأحد النوابع العينات فقط بدلاً من إيجادها من عدد كبير من النوابع العينات.

تكون العمليات العشوائية المستقرة بالمعنى الدقيق مستقرة بالمعنى الواسع، بينما العكس ليس صحيحاً بالضرورة. وكذلك تكون العمليات الإرغودية مستقرة بالمعنى الدقيق، بينما العكس يمكن أن لا يكون صحيحاً. ومن الصعب جداً التأكد من كون العملية العشوائية إرغودية أم لا، لأن ذلك يتطلب اختبار المتوسطات الزمنية والإحصائية من كل المراتب، ولذلك يكتفى عملياً باختبار الإرغودية بالنسبة للمتوسطين من المرتبة الأولى والثانية والترابط الذاتي.

من المفيد أن نورد هنا خواصاً هامة للعمليات العشوائية الغاوسية، أي العمليات العشوائية التي يكون لها  $p(v, t)$  غاوسياً من أجل جميع قيم  $t$ :

- ١- توصف العملية الغاوسية تماماً بـ  $\overline{v(t)}$  و  $R_v(t_1, t_2)$ .
- ٢- إذا كان  $R_v(t_1, t_2) = \overline{v(t_1)} \overline{v(t_2)}$ ، فإن  $v(t_1)$  و  $v(t_2)$  تكونان غير مترابطتين ومستقلتين إحصائياً.

٣- إذا كانت  $v(t)$  تحقق شروط الاستقرار بالمعنى الواسع، فإن العملية تكون مستقرة بالمعنى الدقيق وإرغدية.

٤- عند إجراء أي عملية خطية على عملية غاوسية، تنتج عملية أخرى غاوسية أيضاً.

تكون معظم العمليات العشوائية المصادفة في هندسة الاتصالات مستقرة بالمعنى الواسع وإرغدية وفق المفهوم المذكور أعلاه (عند غياب الظواهر العابرة). ولذلك سنتعامل لاحقاً أساساً مع الإشارات العشوائية التي تعد عملياً مستقرة بالمعنى الواسع وإرغدية.

#### ٤-٩ الاستطاعة المتوسطة والمتوسطات الزمنية للإشارات العشوائية المستقرة والإرغدية

لنفترض أن  $v(t)$  هي إشارة عشوائية مستقرة (بالمعنى الواسع على الأقل)، ونكتب الاستطاعة المتوسطة للتابع العينة  $v_i(t) = v(t, s_i)$  خلال الفترة  $-T/2 < t < T/2$ :

$$P_T(s_i) = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} v_i^2(t) dt \quad (4-62)$$

نعرف الاستطاعة المتوسطة للإشارة العشوائية  $v(t)$  (لكل الأزمنة) بالعلاقة:

$$\bar{P} = \lim_{T \rightarrow \infty} E[P_T(s)] = \lim_{T \rightarrow \infty} E\left[\frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} v^2(t) dt\right] \quad (4-63)$$

يمكن تبديل ترتيب عمليتي التوقع والمكاملة بالنسبة للزمن، فنكتب:

$$\bar{P} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} E[v^2(t)] dt = \langle E[v^2(t)] \rangle \quad (4-63)$$

بما أن العملية العشوائية مستقرة، يكون  $E[v^2(t)]$  ثابتاً لكل الأزمنة، مما يدل على أن  $v(t)$  إشارة استطاعة ونكتب:

$$E[v^2(t)] = \overline{v^2(t)} = \overline{v^2}$$

حيث  $\bar{v}^2$  قيمة ثابتة، وهي تمثل  $R_v(0)$  وفق (4-60). ومن ثم يمكن إعادة كتابة (4-64) مع تطبيق (4-35) على النحو:

$$\bar{P} = \bar{v}^2 = \sigma_v^2 + m_v^2 = R_v(0) \quad (4-65)$$

يمكن أن نوضح بالمثل أن  $\langle E[v(t)] \rangle = \bar{v} = m_v$ .

تتميز الإشارة العشوائية الإرغودية بأنه يكون لكل من التتابعات العينات لها:

$$\langle v_i(t) \rangle = \bar{v}$$

$$\langle v_i^2(t) \rangle = \bar{v}^2$$

$$R_v(\tau) = R_v(\tau)$$

#### ٤-١٠ الكثافة الطيفية للاستطاعة للإشارة العشوائية

إن طيف الاستطاعة أو الكثافة الطيفية للاستطاعة  $G_v(f)$  لإشارة عشوائية  $v(t)$  يسبين توزيع الاستطاعة  $P$  ترددياً. وحسب نظرية وينر-كنشين يمكن إيجاد  $G_v(f)$  كتحويل فورييه لـ  $R_v(\tau)$  على غرار (3-122-a) لحالة الإشارة الحتمية. ويستنتج أن:

$$\int_{-\infty}^{\infty} G_v(f) df = R_v(0) = \bar{v}^2 = \bar{P} \quad (4-66-a)$$

$$G_v(f) \geq 0 \quad (4-66-b)$$

بافتراض  $v(t)$  حقيقية، يكون  $R_v(\tau)$  حقيقياً، ومن ثم يكون:

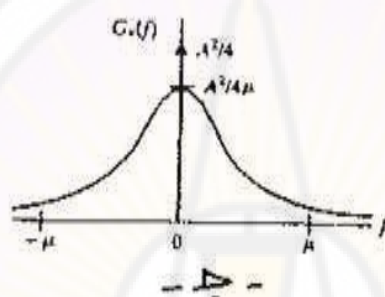
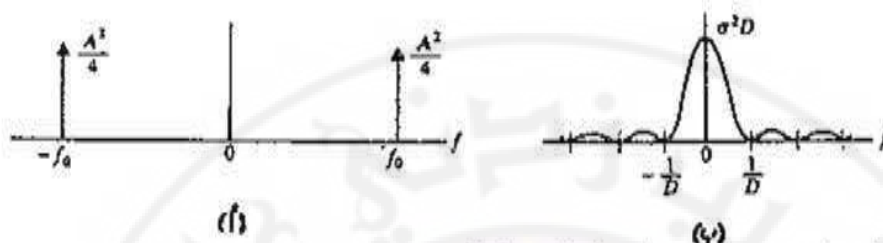
$$G_v(-f) = G_v(f) \quad (4-66-c)$$

أي يتحقق التناظر الزوجي لطيف الاستطاعة.

يمكن أن يكون طيف الاستطاعة للإشارة العشوائية مستمراً أو يكون مولفاً من نبضات ديراك في مجال التردد أو يكون مختلطاً كما مبين في الشكل (٤-٩)، حيث يمثل الشكل (٤-٩-أ) طيف الاستطاعة للإشارة الجيبية العشوائية، بينما بين الشكل (٤-٩-ب)



طيف إشارة رقمية ثنائية عشوائية، أما الشكل (٤-٩-ج) فيمثل طيف الاستطاعة لإشارة تليفراية عشوائية.



الشكل (٤-٩) طيف الاستطاعة للإشارة العشوائية.

أ- طيف الاستطاعة للإشارة الجيبية العشوائية.

ب- طيف الاستطاعة للموجة الرقمية العشوائية.

ج- طيف الاستطاعة للموجة التليفراية العشوائية.

#### ٤-١١ الضجيج Noise

تصنف الإشارات الكهربائية غير المرغوب بها عموماً إلى تداخلات من صنع الإنسان وضجيج ذي منشأ طبيعي. وتشمل التداخلات من صنع الإنسان التداخلات الناتجة عن نظم اتصالات أخرى والأجهزة التي تتولد فيها شرارات كهربائية وكذلك تداخلات التيار المتناوب 50Hz، وغيرها، بينما تشمل الظواهر الضجيجية ضجيج السدات



والاضطرابات الجوية والإشعاع الكوني. ويمكن خفض أو إزالة تأثيرات كثير من الإشارات غير المرغوب بها بتصميم هندسي دقيق للدارات. ومع ذلك تبقى دوماً بعض الإشارات العشوائية التي لا يمكن التخلص منها، وهي التي تحد من إمكانية تحسين أداء النظام. ومن أنواع الضجيج الكهربائي التي لا يمكن تجنبها الضجيج الحراري الناتج عن الحركة العشوائية للإلكترونات في الأوساط الناقلة كالأسلاك والمقاومات وغيرها.

سوف نشرح فيما يلي باختصار خواص ذلك الضجيج الحراري ومنها نصل إلى المفهوم النظري للضجيج الأبيض. وكان أول من درس الضجيج الحراري في المقاومات المعدنية جونسون ونايكوست (عام ١٩٢٨). ولذلك يسمى أحياناً ضجيج جونسون أو ضجيج المقاومات. وقد تبين بنتيجة التحليل النظري أن جهد الضجيج بين طرفي مقاوم معدني عند درجة حرارة مطلقة معينة  $T$  ذو توزيع غاوسي بقيمة وسطى صفرية، وتباينه أو مربع انحرافه القياسي:

$$\overline{v^2} = \sigma_v^2 = \frac{2(\pi k T)^2}{3h} R \quad (4-67)$$

بوحدة الفولت المربع ( $V^2$ ) ويرمز  $k$  لثابت بولتزمان  $k = 1.38 \times 10^{-23} J/K$ ، كما يرمز  $h$  لثابت بلانك  $h = 6.62 \times 10^{-24} J.Sec$ ، بينما  $T$  درجة الحرارة بالكلفن. ويبين ميكانيك الكم أيضاً أن الكثافة الطيفية للضجيج الحراري هي:

$$G_v(f) = \frac{2Rhf|f|}{e^{hf/kT} - 1} \quad (4-68)$$

بوحدة الفولت المربع/الهرتز ( $V^2/Hz$ ).

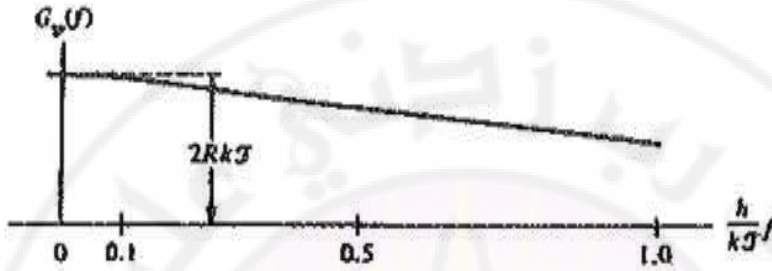
يبين الشكل (٤-١) منحنى  $G_v(f)$  من أجل  $f \geq 0$ ، وبافتراض أن  $hf \ll kT$  يمكن تقريب (4-68) بالعلاقة البسيطة:

$$G_v(f) = 2RkT \quad V^2 / Hz \quad (4-69)$$

على هذا النحو تعد  $G_v(f)$  ثابتة تقريباً عند الترددات المنخفضة نسبياً:

$$|f| < 0.1 \frac{kT}{h} \quad (4-70)$$

عند درجة حرارة الغرفة  $T=290K$  نجد أن  $kT_0=4 \times 10^{-21} J$

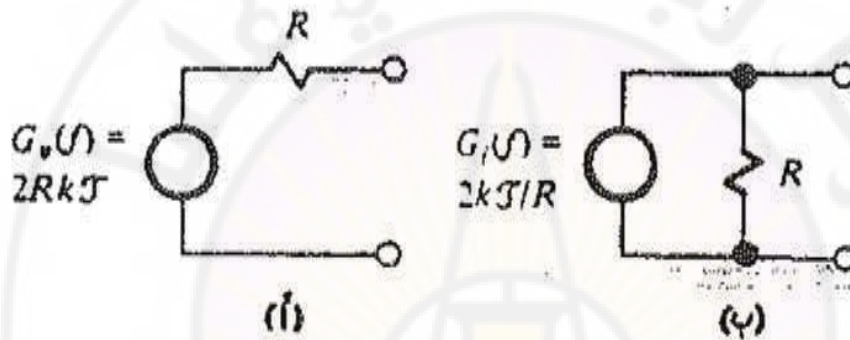


الشكل (٤-١٠) الكثافة الطيفية للضجيج الحراري.

تتحقق العلاقة (4-70) من أجل  $f < 10^{12} Hz$ . وهذا الحد العلوي يقع ضمن مجال طيف الأشعة تحت الحمراء، وهو أكبر بكثير من أعلى تردد تصلح له المكونات الكهربائية العادية. ولذلك يمكن أن نعد طيف الضجيج الحراري ثابتاً وفق العلاقة (4-69) من أجل كل الدارات العملية. والمشكلة الوحيدة التي تنتج عن استخدام (4-69) هي أنه عند مكاملة  $G_v(f)$  لكل الترددات  $-\infty < f < +\infty$  للحصول على  $\bar{v}^2$  نجد أن  $\bar{v}^2 = \infty$ . وهذه النتيجة خاطئة طبعاً لأنه عندما نريد مكاملة  $G_v(f)$  لكل الترددات  $-\infty < f < +\infty$  يجب استخدام العلاقة (4-70) ونحصل عندئذ على (4-67). وعلى كل حال، لا نتعامل مباشرة عملياً مع  $\bar{v}^2$  لأن  $v(t)$  معرضة دوماً للتشويش بتأثير بقية عناصر الدارة. وسندرس هذا الموضوع لاحقاً باستخدام نموذج ثيفين المبين في الشكل (٤-١١-أ) بالاعتماد على (4-69). ونفترض أنه تم استبدال المقاوم الحراري (أي ذي الضجيج

الحراري) في النموذج المذكور. بمقاوم مثالي عديم الضجيج وله قيمة المقاومة نفسها مسع مولد ضجيج افتراضي، القيمة المتوسطة لمربع جهده تساوي  $\overline{v^2}$ .  
 يبين الشكل (٤-١١-ب) مكافئ نورتن ويفترض فيه أن القيمة المتوسطة لمربع تيسار مولد الضجيج:

$$G_i(f) = \frac{G_v(f)}{R^2} = \frac{2kT}{R} \quad (4-71)$$



الشكل (٤-١١) تمثيل الضجيج الحراري.  
 أ- نموذج ثيفين.  
 ب- مكافئ نورتن.

يوضح الشكل (٤-١٢) طريقة إيجاد ما يسمى الاستطاعة المتاحة *Available Power* للضجيج الحراري باستخدام نموذج ثيفين. ويقصد بالاستطاعة المتاحة لأي منبع في الحالة العامة (بافتراض مقاومة المنبع محدودة القيمة) الاستطاعة العظمى التي يمكن أن تنتقل من المنبع إلى الحمل. وحسب نظرية الانتقال الأعظمي للاستطاعة (*Maximum Power Transfer*)، يحصل الحمل على أكبر استطاعة في حالة توفيق ممانعتي الحمل والمنبع، أي حالة تساوي مقاومة الحمل ومقاومة المنبع، وهي الحالة

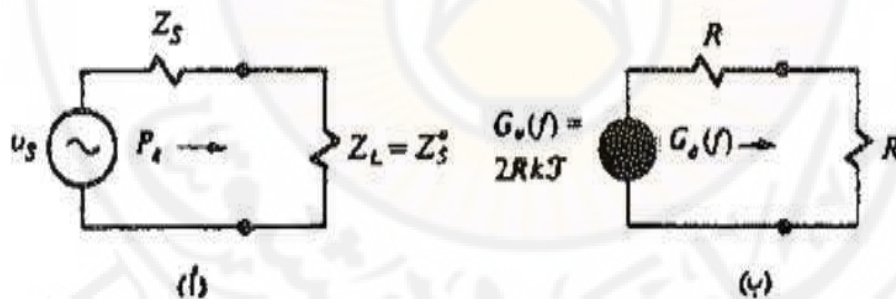
المرغوبة عادة في نظم الاتصالات. ويمثل الشكل (٤-١٢-أ) منبعاً جيئياً، جهد الدارة المفتوحة له هو  $v_s$  وممانعته هي  $Z_s = R_s + jX_s$  وموصول إلى الحمل  $Z_L$ ، ونريد إيجاد الاستطاعة المتاحة  $P_o$ ، أي الاستطاعة التي تنقل الحمل في حالة التوفيق  $Z_L = Z_s^* = R_s - jX_s$ . وبافتراض أن  $X_s = 0$  بحيث  $Z_s = R_s$ ، نحصل على حالة التوفيق عندما  $Z_L = R_s$ . ويكون عندئذ الجهد على الحمل هو  $v_s/2$ ، وبالتالي تكون الاستطاعة المتاحة:

$$P_o = \frac{\left\langle \left[ \frac{v_s(t)}{2} \right]^2 \right\rangle}{R_s} = \frac{\langle v_s^2(t) \rangle}{4R_s}$$

بالمثل نوجد الاستطاعة المتاحة للمقاوم الحراري بتمثيله بمكافئ ثيفنين كما في الشكل (٤-١٢-ب) فنجد أن الكثافة الطيفية للاستطاعة المتاحة

$$G_a(f) = \frac{G_v(f)}{4R} = \frac{1}{2} kT \quad W/Hz \quad (4-72)$$

وهي تعتمد على درجة الحرارة فقط.



الشكل (٤-١٢) توضيح مفهوم الاستطاعة المتاحة.

أ-منبع جهد جيئ.

ب-مكافئ ثيفنين.



#### ٤-١٢- الضجيج الأبيض والضجيج المرشح

بالإضافة إلى المقاومات الحرارية، نجد أن كثيراً من الأنواع الأخرى لمصادر الضجيج ذات توزيع غاوسي، وكثافتها الطيفية مستوية  $N_{lat}$  ضمن مجال ترددي واسع. ويسمى الضجيج الذي له مثل هذا الطيف بالضجيج الأبيض لأنه يذكرنا بالضوء الأبيض الذي له طيف مستو ضمن المجال المرئي. ويعبر عن الكثافة الطيفية للضجيج الأبيض عموماً وفق الشكل (٤-١٣) بالعلاقة:

$$G(f) = \frac{\eta}{2} \quad (4-73)$$

ترمز  $\eta$  للكثافة الطيفية لاستطاعة الضجيج عند التعامل مع الترددات الموجبة فقط (أي في حالة الطيف الوحيد الجانب). وبدل العامل  $1/2$  في (4-73) وفي الشكل (٤-١٣) على أن نصف الاستطاعة موزع على الترددات الموجبة والنصف الآخر موزع على الترددات السالبة. ويمكن إيجاد الترابط الذاتي للضجيج الأبيض كتحويل فورييه العكسي لـ (4-73) فنجد أن:

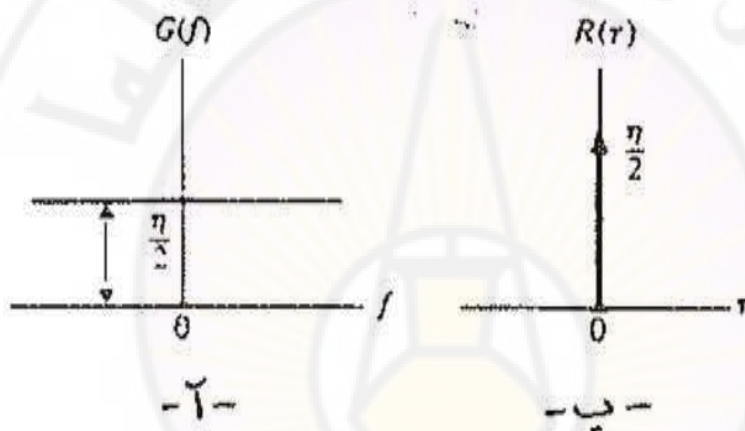
$$R(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\eta}{2} e^{j\omega\tau} df = \frac{\eta}{2} \delta(\tau) \quad (4-74)$$

وهو مبين في الشكل (٤-١٣-ب). ونلاحظ أن قيمة  $R(0)$  أو الاستطاعة المتوسطة تساوي  $\eta$  وهذا متوقع لأننا افترضنا أن  $G(f)$  يساوي  $\eta/2$  لكل الترددات  $-\infty < f < +\infty$ ، مع أن الضجيج الأبيض يكون دائماً معرضاً عملياً للترشيح (كما ذكرنا سابقاً لحالة الضجيج الحراري).

نستنتج من (4-74) ومن الشكل (٤-١٣-ب) أن  $R(\tau \neq 0) = 0$  وهذا يعني أن  $v(\tau)$  و  $v(\tau - \tau)$  في حالة الضجيج الأبيض الغاوسي تكونان غير مترابطتين من أجل  $\tau \neq 0$ ، وبالتالي تكونان مستقلتين. وهذا الاستنتاج، بالإضافة إلى كون طيف الاستطاعة ثابتاً، يدل على أنه عند مراقبة الضجيج الأبيض على شاشة راسم الإشارة تكون الأشكال



المرجحة للضجيج التي تظهر بعمليات المسح المتتالية مختلفة بعضها عن بعض دائماً، ومع ذلك تبدو محصلة تلك الأشكال المرجحة كأنها هي نفسها حتى إذا قمنا بتغير سرعة المسح، نظراً لأن كل المركبات الترددية (المحددة لمعدلات التغير الزمني) محتسوة في الضجيج الأبيض بالقيم النسبية نفسها. وبالمثل نجد أنه عند إعطاء ضجيج أبيض إلى مجهر عن طريق مكبر يبدو الصوت الناتج عنه وكأنه يظل من النمط نفسه دائماً على غرار صوت شلال أو خرير ماء.



الشكل (٤-١٣)

أ- الكثافة الطيفية للضجيج الأبيض.

ب- تابع الترابط الذاتي.

في حالة الضجيج الحراري يمكن أن نقصد بـ  $G(f)$  في (4-73) إما  $G_v(f)$  أو  $G_i(f)$  أو  $G_o(f)$ ، وتبعاً لذلك نوجد  $\eta$  بإحدى العبارات:

$$\eta_v = 4kTR, \quad \eta_i = \frac{4kT}{R} \quad (4-75-a)$$

$$\eta_o = kT \quad (4-75-b)$$

إذا لم يكن الضجيج الأبيض من نوع الضجيج الحراري، يمكن تعريف درجة حرارة الضجيج المكافئة له بأن نكتب:

$$G_n(f) = \frac{1}{2} k T_N \quad (4-76)$$

$$T_N = \frac{2G_n(f)}{k} \approx \frac{\eta_o}{k}$$

في حالة الضجيج الحراري تكون  $T_N$  هي نفسها درجة حرارة الضجيج الفيزيائية  $T_0$ ، بينما تكون  $T_N \neq T_0$  لأنواع الضجيج الأخرى في الحالة العامة. وإذا افترضنا مثلاً أن  $T_N = 10T_0 = 3000K$  لأحد مولدات الضجيج الإلكترونية، فهذا لا يعني طبعاً أن المولد المذكور ساخن أو درجة حرارته عالية. ونكتب وفق (4-76):

$$\eta_o = k T_N \quad (4-77)$$

تمثل قيمة  $\eta_o/2$  أو  $G_n(f)$  استطاعة الضجيج العظمى التي يمكن أن يعطيها أي مصدر ضجيج لكل هرتز (من الترددات الموجبة والسالبة).

سنفترض الآن أن ندخل مرشح خطي تابع تحويله  $H(f)$  هو ضجيج أبيض غاوسي  $x(t)$  ذو كثافة طيفية  $G_x(f) = \eta/2$ . وفي هذه الحالة يكون خرج المرشح غاوسياً ويوصف بالعلاقات التالية:

$$G_y(f) = \frac{\eta}{2} |H(f)|^2 \quad (4-78-a)$$

$$R_y(\tau) = \frac{\eta}{2} F^{-1} \left[ |H(f)|^2 \right] \quad (4-78-b)$$

$$\overline{y^2} = \frac{\eta}{2} \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 df \quad (4-78-c)$$

نستنتج من (4-78-a) أن شكل الكثافة الطيفية للضجيج الأبيض المرشح هو شكل  $|H(f)|^2$  نفسه. ولذلك نقول إنه ينتج عن ترشيح الضجيج الأبيض ضجيج "ملون" ذو محتوى ترددي محدد بمجال تمرير المرشح.

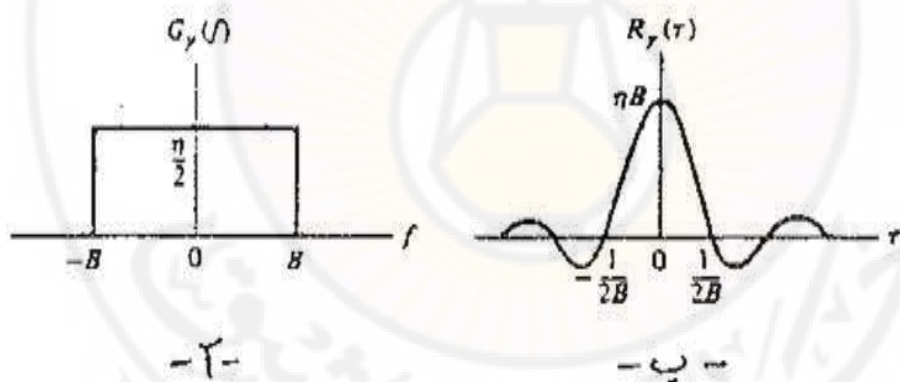
من أجل توضيح ذلك، سنفترض أنه يتم ترشيح الضجيج الأبيض بمرشح تمرير منخفض مثالي له  $|H(f)| = \Pi\left(\frac{f}{2B}\right)$ ، أي كسبه يساوي الواحد وعرض محاله يساوي  $B$ . وعندئذ يكون:

$$G_p(f) = \frac{\eta}{2} \Pi\left(\frac{f}{2B}\right), \quad R_p(\tau) = \eta B \text{sinc} 2B\tau \quad (4-79)$$

يبين الشكل (٤-١٤) كلاً من  $G_p(f)$  و  $R_p(\tau)$ . ونلاحظ أنه بنتيجة الترشيح أصبح طيف الضجيج محدوداً ضمن المجال  $|f| \leq B$ ، وأصبح ضجيج المخرج مترابطاً على فترات زمنية من مرتبة  $1/2B$ . ونرى أيضاً أن:

$$\overline{y^2} = \eta B$$

أي أن استطاعة ضجيج المخرج تتناسب طردياً مع عرض محال تمرير المرشح.



الشكل (٤-١٤)

أ- الكثافة الطيفية للضجيج الأبيض المرشح.

ب- تابع الترابط الذاتي.

#### المثال ٤-٤: الضجيج الحراري في دائرة RC

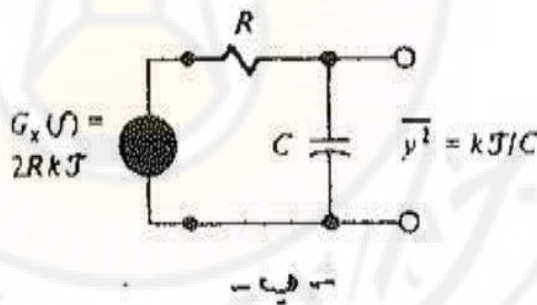
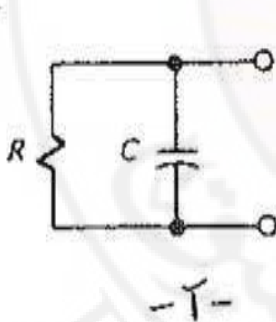
يبين الشكل (٤-١٥-أ) دائرة RC، ونفترض أن درجة حرارة المقاوم R هي T. وبعد أن نستبدل المقاوم الحراري بنموذج ثيفين له نحصل على الشكل (٤-١٥-ب)، وهو يكافئ توصيل منبع ضجيج أبيض ذي كثافة طيفية  $G_x(f) = 2RkT$  إلى مرشح تمرير منخفض RC. ونجد أن:

$$G_y(f) = |H(f)|^2 G_x(f) = \frac{2RkT}{1 + \left(\frac{f}{b}\right)^2} \quad (4-80)$$

حيث  $B = \frac{1}{2\pi RC}$ . ويكون تحويل فورييه العكسي:

$$R_y(\tau) = 2RkT\pi e^{-2\pi|\tau|/B} = \frac{kT}{C} e^{-|\tau|/RC} \quad (4-81)$$

أي يكون الضجيج المرشح مترابطاً على فترات من مرتبة الثابت الزمني RC.



الشكل (٤-١٥)

أ- دائرة RC.

ب- نموذج ثيفين.

بما أن  $x(t)$  غاوسية بلا مركبة مستمرة، لذلك تكون  $y(t)$  غاوسية أيضاً بقيمة وسطى صفرية، ونجد أن:

$$\overline{y^2} = R_y(0) = \frac{kT}{C} \quad (4-82)$$

نلاحظ أن  $\overline{y^2}$  تعتمد على  $C$  ولا تعتمد على  $R$ ، مع أن منبع الضجيج هو المقاوم الحراري، وكتطبيق عددي، سنوجد  $\overline{y^2}$  و  $\sigma_y$  من أجل درجة حرارة الغرفة  $T_0$  و  $C=10pF$ ، وتكون  $kT_0=4 \times 10^{-21} J$  وبالتالي:

$$\overline{y^2} = 4 \times 10^{-10} V^2, \quad \sigma_y = 2 \times 10^{-5} V = 20 \mu V$$

#### ٤-١٣ عرض المجال المكافئ للضجيج

يبين الشكل (٤-١٦) المنحني الممثل للمرشح تمرير مجال، ونرمز بـ  $g$  للقيمة العظمى لكسب الاستطاعة  $Power Gain$  له، أي  $g = |H(f)|_{\max}^2$ ، كما نرمز بـ  $B_N$  لعرض المستطيل الذي له الارتفاع  $g$  نفسه والمساحة نفسها. ويعني ذلك أن:

$$gB_N = \int_0^{\infty} |H(f)|^2 df \quad (4-83-a)$$

$$B_N = \frac{1}{g} \int_0^{\infty} |H(f)|^2 df \quad (4-83-b)$$

يسمى  $B_N$  عرض المجال المكافئ للضجيج للمرشح المفترض. وسنوضح أدناه مدلول  $B_N$  بافتراض أن دخل المرشح ضجيج أبيض، وأن الاستطاعة المتوسطة لضجيج الخارج تتحدد بـ (4-78-c)، وسنرمز لها بـ  $N$ ، أي  $N = \overline{y^2}$ ، وبالتالي نكون:

$$N = \frac{\eta}{2} \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 df = \eta \int_0^{\infty} |H(f)|^2 df \quad (4-84)$$

بالمقارنة مع (4-83-a) نستنتج أن:

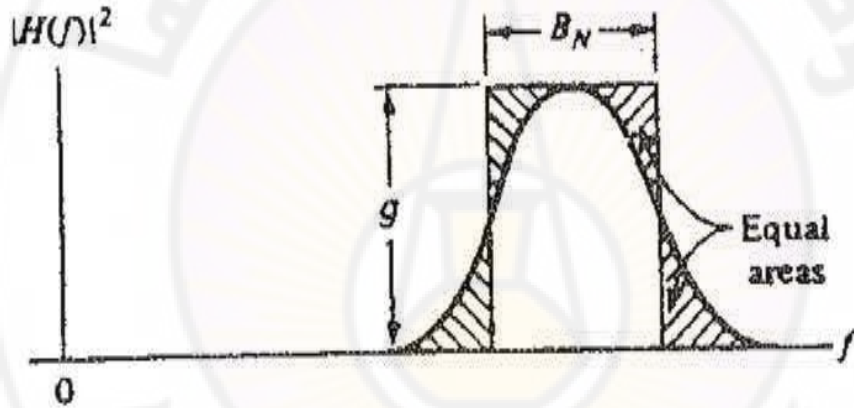
$$N = \eta g B_N \quad (4-85)$$



يمكن أن نعد أن المستطيل في الشكل (١٦-٤) يمثل  $|H_1(f)|^2$ ، حيث نرمز  $H_1(f) \rightarrow$  لتابع التحويل المرشح تمرير مجال مثالي يمرر من الضجيج الأبيض الاستطاعة نفسها التي يمررها المرشح المفترض. ونحدد أن الاستطاعة التي يمررها ذلك المرشح المثالي من الضجيج الأبيض تساوي بالمقارنة مع (4-84):

$$\eta = \int_0^{\infty} |H_1(f)|^2 df = \eta g B_N$$

هذه العبارة هي نفسها عبارة  $N$  وفق (4-85).



الشكل (١٦-٤) عرض المجال المكافئ للضجيج.

مع أننا أوردنا الشرح السابق لحالة مرشح تمرير مجال، فإنه يمكن تعميمه على المرشحات الأخرى. ومن أجل التوضيح سنوجد  $B_N$  من أجل مرشح التمرير المنخفض في المثال (٤-٤)، وتكون القيمة العظمى لـ  $|H(f)|$  عند  $f=0$ :

$$g = |H(0)|^2 = 1$$

نطبق العلاقة (4-83-b) فنجد أن:

$$B_N = \int_0^\infty \frac{df}{1 + \left(\frac{f}{B}\right)^2} = \frac{\pi}{2} B = \frac{1}{4RC}$$

تكون استطاعة ضجيج الخرج:

$$\overline{y^2} = N = \eta B = (4RkT) \frac{1}{4RC} = \frac{kT}{C}$$

وهي نفسها العبارة (4-82). ويهتما هنا أن نوضح أن  $\overline{y^2}$  أو  $N$  لا تعتمد على  $R$ ، لأن  $\eta$  تتناسب طردياً مع  $R$ ، بينما يتناسب  $B_N$  عكسياً مع  $R$ .  
يكون  $R_N$  للمرشح المثالي هو نفسه عرض مجال التمرير له. وفي حالة المرشحات العملية يكون  $B_N$  أكبر نوعاً ما من عرض المجال على مستوى  $3dB$ . وعلى سبيل المثال في حالة المرشح من المرتبة الأولى يكون  $B_N = \pi B/2 = 1.5B$ . وكلما كان المرشح أكثر انتقائية (أقرب إلى المثالي)، أصبح  $B_N$  أقرب لعرض مجال  $3dB$ .  
نستنتج مما سبق أنه إذا كانت  $y(t)$  ناتجة عن ترشيح ضجيج أبيض ذي قيمة وسطى صفرية، فيكون:

$$\begin{aligned} \overline{y^2} &= \sigma_y^2 = N = \eta g B_N \\ \sigma_y &= \sqrt{N} = \sqrt{\eta g B_N} \end{aligned} \quad (4-86)$$

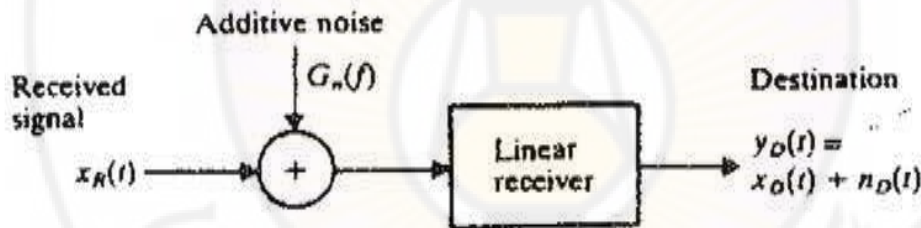
#### ٤-٤ نقل الإشارات بوجود الضجيج

تسمح الدراسة السابقة للعمليات والإشارات العشوائية والضجيج بتقييم تأثيراتها في الاتصالات الكهربائية. ومنبدأ بدراسة تأثير ما يسمى الضجيج الجمعي *Additive Noise*. ومنطبق الشرح على نظام خطي لا يتضمن عملية تعديل. ويسمى هذا الأسلوب المبسط لنقل الإشارات اتصالات المجال الأساسي أو القاعدي *Baseband*

Communications. وتعد النتائج التي نحصل عليها لحالة نظم المجال الأساسي كقيم أساسية تقارن معها النتائج التي نحصل عليها للنظم المستخدمة لمختلف طرائق التعديل.

#### ٤-١٤-١ الضجيج الجمعي ونسبة الإشارة إلى الضجيج

يقال إن ثلوث الإشارة بالضجيج في أي نظام لنقل الإشارة ذو تأثير جمعي عندما يضاف الضجيج إلى الإشارة الحاملة للمعلومات في أي نقطة من النقاط بين المنبع والوجهة أو المقصد *Destination*. ويهدف تبسيط التحليل يمكن افتراض كل مصادر الضجيج الذي يضاف إلى الإشارة المفيدة مجمعة كمصدر واحد يضاف ضجيج ذو الكثافة الطيفية  $G_n(f)$  إلى الإشارة  $x_R(t)$  عند مدخل المستقبل كما هو مبين في الشكل (١٧-٤).



الشكل (١٧-٤) تمثيل الضجيج الجمعي على مدخل المستقبل.

بافتراض أن المستقبل خطي، يمكن أن نعتبر عن حرجه كمجموع إشارة وضجيج:

$$y_D(t) = x_D(t) + n_D(t) \quad (4-87)$$

حيث نرسم  $x_D(t)$  و  $n_D(t)$  لجهد الإشارة والضجيج عند الوجهة *Destination*. وسنوجد متوسط استطاعة الخرج الكلية:

$$y_D^2 = x_D^2(t) + 2x_D(t)n_D(t) + n_D^2(t) \quad (4-88)$$

لكي نوجد  $\overline{y_D^2}$  سنفترض أن الضجيج الدخول إرغدي وقيمته الوسطى تساوي الصفر والكثافة الطيفية لاستطاعته هي  $G_n(f)$ ، وسنفترض أيضاً أن الضجيج مستقل فيزيائياً عن الإشارة وبالتالي غير مترابط معها. وهذا يعني أن  $x_D(t)$  و  $n_D(t)$  يكونان غير متماسكين *noncoherent*، وترابطهما المتبادل يساوي الصفر، فيكون:

$$E[x_D(t)n_D(t)] = 0 \quad (4-89)$$

بالتالي يكون المتوسط الإحصائي لـ  $y_D^2(t)$ :

$$\overline{y_D^2} = \overline{x_D^2} + \overline{n_D^2} = S_D + N_D \quad (4-90)$$

نعني العلاقة (4-90) أنه يتحقق تراكب استطاعتي الإشارة والضجيج عند الوجهة أو خرج المستقبل.

تكون نسبة الإشارة إلى الضجيج *SNR* (Signal-to-Noise Ratio):

$$\left(\frac{S}{N}\right)_D = \frac{S_D}{N_D} = \frac{\overline{x_D^2}}{\overline{n_D^2}} \quad (4-91)$$

تعر هذه النسبة عن درجة تلوث الإشارة بالضجيج الجسعي، ولكنها لا تكون ذات معنى إلا إذا تحققت (4-89). وفي حالة عدم تحقق تلك العلاقة فإن  $\overline{y_D^2}$  تتضمن حداً إضافياً يمثل المتوسط الإحصائي للجداء التبادلي أو البيني *Cross Product*، أي جداء الإشارة والضجيج.

يفيد تراكب استطاعتي الإشارة والضجيج من أجل إيجاد نسبتها تجريبياً، لأنه لا يمكن فصل مصادر الضجيج أو جعلها في حالة *off* لكي نقيس  $S_D$  على حدة.

بدلاً من ذلك نفصل مدخل الإشارة (أي نجعل الإشارة في وضعية *off*) ونقيس  $N_D$  على حدة، ثم نقيس  $\overline{y_D^2} = S_D + N_D$  (أي نجعل الإشارة في وضع *on*)، وبعد ذلك

نحسب النسبة  $\left(\frac{S}{N}\right)_D$  من العلاقة:



$$\frac{\overline{y_D^2}}{N_D} = \frac{S_D + N_D}{N_D} = \left( \frac{S}{N} \right)_D + 1$$

... نفترض من أجل التحليل النظري عادة أن ضجيج المدخل هو ضجيج أبيض، فنكتب -

$G_n(f) = \eta/2$ ، ونوجد  $N_D$  وفق العلاقة:

$$N_D = g_R \eta B_N \quad (4-92)$$

حيث  $g_R$  كسب الاستطاعة للمستقبل، و  $B_N$  عرض المجال المكافئ للضجيج. ويمكن التعبير عن  $\eta$  بدلالة درجة حرارة الضجيج  $T_N$  عند مدخل المستقبل وفق العلاقة (4-77) فنكتب:

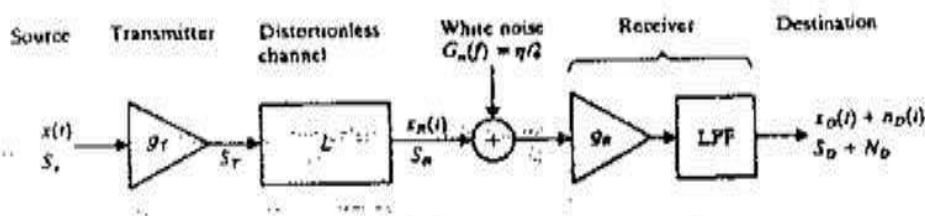
$$\eta = kT_N \approx 4 \times 10^{-21} \frac{T}{T_0} \quad W / Hz \quad (4-93)$$

حيث  $T_0$  درجة الحرارة النظامية (290K). وتتراوح قيمة  $T_N$  عادة بين  $0.2T_0$  (أي 60K) للنظم المصممة بدقة لخفض الضجيج و  $10T_0$  أو أكثر للنظم ذات الضجيج المرتفع.

#### ٤-١٤-٢ النقل التماثلي بالمجال الأساسي

يبين الشكل (٤-١٨) نظاماً تماثلياً بسيطاً للنقل بالمجال الأساسي، ويفترض أن منبع المعلومات يولد إشارة الرسالة *Message Waveform* التي نرمز لها  $x(t)$ ، كما يفترض أنه تتج عند خرج النظام إشارة مشابهة لـ  $x(t)$ ، نرمز لها بـ  $x_D(t)$ ، وسوف نعد أن المنبع يمثل عملية إرغودية ذات طيف استطاعة محصور في المجال  $|f| \leq W$ ، حيث يرمز  $W$  لما يسمى عرض مجال الرسالة *Message Bandwidth*. ويعني ذلك أنه يمكن إهمال الطيف الترددي لأي تابع عينة  $x(t)$  من أجل  $|f| > W$ .





الشكل (١٨-٤) نظام نمائلي مبسط للنقل بالجال الأساسي.

نفترض أن القناة عديمة التشويه ضمن مجال الرسالة، بحيث يكون:

$$x_D(t) = Kx(t - t_d)$$

حيث  $K$  و  $t_d$  التكبير الكلي والتأخير الزمني الكلي للنظام. وسنركز على تأثير التلوث بالضجيج الأبيض الجمعي من خلال إيجاد نسبة الإشارة إلى الضجيج عند خرج النظام. وطالما أن القناة عديمة التشويه، بحيث لا تتطلب تصحيح أو تسوية *Equalization*، سوف يعمل المرسل والمستقبل فقط كمكبرين ضمن مجال الرسالة. ونختار قيمنا المكسب لهما  $g_R$  و  $g_T$  بحيث يعوضان الفقد أو الضياع الناجم عن النقل *L*. *Transmission Loss*

نرمز في الشكل (١٨-٤) بـ  $S_x$  و  $S_T$  و  $S_R$  و  $S_D$  على التوالي لقسم استطاعة المتوسطة للمنبع وخرج المرسل ودخل المستقبل والوجهة (خرج المستقبل). وبمعنى ذلك أن  $S_x = \overline{x^2}$ ، بينما يعبر عن  $S_T$  و  $S_R$  و  $S_D$  بالعلاقات:

$$\begin{aligned} S_T &= g_T \overline{x^2} = g_T S_x \\ S_R &= \overline{x_R^2} = \frac{S_T}{L} \\ S_D &= \overline{x_D^2} = g_R S_R \end{aligned} \quad (4-94)$$

يتضمن المستقبل مرشح تمرير منخفض *LPF* ذا عمل هام جداً، فهو يقوم بتمرير إشارة الرسالة وبالوقت نفسه يخفض الضجيج. ومن الواضح أن ذلك المرشح يجب أن يكون

أقرب ما يمكن لمرشح مثالي عرض بحاله  $B=W$  ليحذف كل المركبات الترددية للضجيج خارج مجال الرسالة. وعندئذ تكون استطاعة الضجيج الناتجة عند الوجهة (مخرج المستقبل):

$$N_D = g_R \eta W \quad (4-95)$$

نحصل على هذه العلاقة من (4-92) من أجل  $B_N=B=W$ . نرى أن المستقبل يكبر الإشارة والضجيج بكسب الاستطاعة  $g_R$  بالتساوي، وبالتالي يختصر  $g_R$  عند قسمة  $S_D$  على  $N_D$ . وتكون:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_D = \frac{S_R}{\eta W} \quad (4-96)$$

تعبّر هذه العلاقة البسيطة عن نسبة الإشارة إلى الضجيج عند الوجهة بدلاً من ثلاثة بارامترات أو قيم مميزة للنظام: استطاعة الإشارة  $S_R$  وكثافة الضجيج  $\eta$  عند مدخل المستقبل وعرض مجال الرسالة  $W$ . ويمكن أيضاً أن نقول أن  $\eta W$  في (4-96) تمثل استطاعة الضجيج ضمن مجال الرسالة قبل أن تكبر بـ  $g_R$ . ويتضح من ذلك أنه إذا كانت الإشارة عريضة المجال، فهي تتعرض للتأثر بالضجيج أكثر مما لو كانت ضيقة المجال.

يعبر عن  $\left(\frac{S}{N}\right)_D$  غالباً بالديسيبل  $dB$ . وإذا عبرنا عن الاستطاعة المستقبلية  $S_R$  أيضاً بالديسيبل المنسوب إلى الميلي واط  $dBm$ ، يمكن أن نكتب وفق (4-95) و (4-96):

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{D,dB} = 10 \log \left( \frac{S_R}{\eta W} \right) = S_{R,dBm} + 174 - 10 \log_{10} \left( \frac{T_N W}{T_0} \right) \quad (4-97)$$

نتج الثابت 174 من عبارة  $\eta$  وفق (4-93) بعد تحويل الوحدة إلى الميلي واط/هرتز  $(mW/Hz)$ .

يبين الجدول (١-٤) القيم النموذجية للنسبة  $\left(\frac{S}{N}\right)_D$  مع المجالات الترددية المطلوبة لأنواع مختلفة من نظم الاتصالات التماثلية، ويلاحظ أن الحد العلوي للمجال الترددي  $f_{max}$  لكل من تلك النظم أكبر بكثير من الحد السفلي  $f_{min}$ . ولذلك يمكن أن نكتب  $W \approx f_{max}$ ، بحيث لا نلحقنا قيمة  $f_{min}$  عملياً عند حساب استطاعة الضجيج أو النسبة  $\left(\frac{S}{N}\right)_D$ .

| نوع الإشارة التماثلية     | المجال الترددي<br>$f_{min}-f_{max}$ | $\left(\frac{S}{N}\right)_{DdB}$ |
|---------------------------|-------------------------------------|----------------------------------|
| إشارة كلام (هاتفية)       | 300-3400 Hz                         | 25-35                            |
| إشارة سمعية (إذاعة AM)    | 50-5000 Hz                          | 40-50                            |
| إشارة سمعية عالية الأمانة | 20-20000 Hz                         | 55-65                            |
| إشارة مرئية (تلفزيونية)   | 50 Hz-5 M Hz                        | 45-55                            |

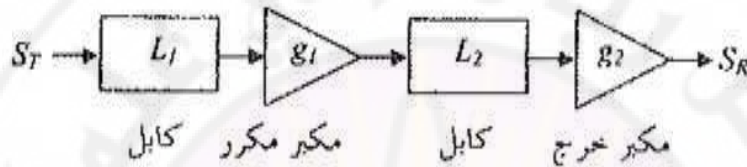
الجدول (١-٤) متطلبات النقل النموذجية لإشارات تماثلية.

يتضح مما سبق أن النسبة  $\left(\frac{S}{N}\right)_D$  لا تتأثر بكسب المستقبل، ولكنها تتأثر بأي كسب أو فقد يحدث قبل تولد الإشارة بالضجيج. ويفسر ذلك ببساطة بالعلاقة (4-96) إذا استبدلنا فيها  $S_R$  بـ  $S_T/L$ ، فنكتب:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_D = \frac{S_T}{L\eta W} \quad (4-98)$$

هكذا نجد أن  $\left(\frac{S}{N}\right)_D$  تتناسب طردياً مع الاستطاعة المرسلة  $S_T$ ، وعكساً مع ضياع النقل  $L$ .

عند تصميم نظم الاتصالات يمكن أن نحول بعض الصعوبات العملية دون زيادة  $S_T$  أو إنقاص  $L$ ، لذلك تسمح بالحصول على القيمة المطلوبة للنسبة  $\left(\frac{S}{N}\right)_0$ . وفي مثل تلك الحالات نلجأ لاستخدام المقويات أو المكررات *Repeaters* كما في الشكل (٤-١٩). إذا كانت القناة عديمة التشويه نصمم تلك المكررات ببساطة كمكبرات يعوض كل منها الفقد أو الضياع في خطوط النقل (كابلات الاتصالات) التي تسبقه.



الشكل (٤-١٩) نظام الصال باستخدام مكررات.

سنفترض أنه تم تقسيم مسار النقل إلى  $m$  من الأجزاء أو القطاعات المتساوية (مثلاً  $m=2$ ) في الشكل (٤-١٩) وأن فقد كل قطاع يساوي  $L_1$ . وسنفترض أيضاً أن مكرراً مكرراً ذا كثافة ضجيج  $\eta$  قد وضع عند نهاية أول قطاع، وتكون نسبة الإشارة إلى الضجيج في خرج  $4\eta$ :

$$\left(\frac{S}{N}\right)_1 = \frac{S_T}{L_1 \eta W} \quad (4-99)$$

تتفق هذه العلاقة مع (4-98). ونصمم المكررات عادة، بحيث يكون كسب كل منها مساوياً فقد قطاع واحد. وبذلك عندئذ أن النسبة الكلية بين الإشارة والضجيج:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_0 = \frac{1}{m} \left(\frac{S}{N}\right)_1 = \frac{L}{m L_1} \left(\frac{S_T}{L \eta W}\right) \quad (4-100)$$



بالمقارنة مع حالة النقل المباشر وفق (4-98) نستنتج أن استخدام المكررات يعطي تحسناً  
بعامل قدره  $L/mL_1$ .

#### المثال ٤-٥

لنفترض أننا نريد أن ننقل لمسافة  $70km$  إشارة سمعية عالية الأمانة عرض مجالها  
 $W=20kHz$  بنظام اتصالات سلكي، بافتراض أن  $T_N=ST_0$  وتحميد خط النقل السلكي  
 $\alpha=2dB/km$ ، وبحيث تكون  $\left(\frac{S}{N}\right)_D \geq 60dB$ . ونريد إيجاد القيمتين المطلوبتين لـ  $S_R$   
و  $S_T$ .

#### الحل:

يمكن حساب القيمة المطلوبة لـ  $S_R$  من العلاقة (4-96) بعد أن نحسب  $\eta$  من العلاقة  
(4-93). وبدلاً من ذلك يمكن حساب  $S_R$  مباشرة من العلاقة (4-97)، نجد أن:

$$S_R \geq -64dBm = 4.10^{-7} mW$$

من أجل حساب  $S_T$  المطلوبة فيما لو لم تستخدم مقويات (مكررات) نحسب الفقد أو  
الضياع في خط النقل بافتراض طوله  $70km$ ، ونجد أن:

$$L - 2 \times 70 - 140dB = 10^{14}$$

وبالتالي:

$$S_T = LS_R \geq 4.10^7 mW = 40kW$$

بالطبع لا يمكن التفكير بإرسال مثل هذه الاستطاعة العالية جداً بخط نقل إشارات، بل  
نفكر باستخدام مكبر مكرر في نقطة منتصف مسار النقل، بحيث يكون  
 $L_1=100dB=10^7$ . وعندئذ يكون عامل التحسين في (4-100):



$$\frac{L}{mL_1} = \frac{10^{14}}{2 \cdot 10^7} = 5 \cdot 10^6$$

بحيث تصبح الاستطاعة المرسلة المطلوبة  $S_r \geq 8mW$ . وبفضل اختيار  $S_r$  ضمن المجال  $10-20mW$  ليبقى هامش أمان.

#### ٤-١٤-٣ كشف النبضات والمرشحات الموافقة

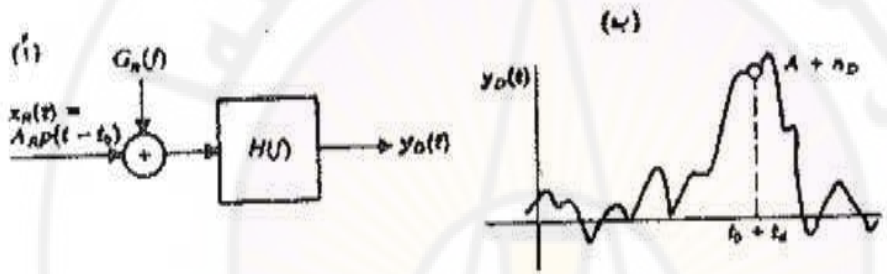
يختلف تأثير الضجيج عند نقل النبضات في النظم الخطية عن تأثيره عند نقل الإشارات التماثلية في تلك النظم لسيين أساسيين. أولاً نكتفي عادة عند كشف النبضات المستقبلية بتمييز حالي وجود النبضة وغيابها، وقد نتم بقياس مطال النبضة أيضاً دون الاهتمام باستعادة شكلها الأصلي. وثانياً، يمكن أن يكون شكل النبضة معروفاً مسبقاً دون أن نعرف مطالها أو زمن وصولها. ونوضح أدناه أنه في حالة معرفة شكل النبضة مسبقاً، يمكن تصميم مرشحات مثلى *Optimal Filters* لطرف الاستقبال، بحيث يتم كشف النبضات المختلفة مع ضجيج ذي كثافة طيفية معلومة مع تحقيق أكبر نسبة بين الإشارة والضجيج في مخرج طرف الاستقبال عند لحظة "أخذ القرار". وتستخدم مثل هذه المرشحات على نطاق واسع في نظم الاتصالات الرقمية والرادارية. يمثل الشكل (٤-٢٠-أ) نظاماً لكشف النبضات، بمرشح أمثل. ونفترض أن النبضة المستقبلية ذات شكل معروف  $p(t)$ ، ولكن مطالها  $A_R$  وزمن وصول بدايتها  $t_0$  غير معروفين. ونكتب:

$$x_R(t) = A_R p(t - t_0) \quad (4-101)$$

ونمثل  $p(t)$  هنا الشكل الأساسي للنبضة أو باختصار شكل النبضة *Pulse Shape*، ونقصد به النبضة نفسها المفترض استقبالها فيما لو كان  $A_R=0$  و  $t_0=0$ . ويمكن أن نفترض مثلاً  $p(t) = \Pi\left(\frac{t-T/2}{T}\right)$ . ومن أجل أفضل كشف للنبضة المستقبلية بوجود

ضحيح جمعي ذي كثافة طيفية  $G_n(f)$ ، نفترض أن المرشح المستقبيل *Receiving Filter* الذي له تابع التحويل  $H(f)$  في الشكل (٤-٢٠-أ) يؤثر على الشكل المرجعي لنبضة الخرج، بحيث تظهر لها قمة بأكبر مطال ممكن  $A$  في لحظة معينة مثل  $t = t_0 + t_d$  في الشكل (٤-٢٠-ب) مع قيامه بخفض القيمة الفعالة لضحيص الخرج إلى أدنى حد ممكن.

يهتمنا بالنتيجة أن يعطي المرشح أكبر قيمة للنسبة  $A/\sigma$ ، حيث  $\sigma$  الانحراف المعياري أو القيمة الفعالة لضحيص الخرج (بافتراض أن القيمة الوسطى لضحيص الخرج معدومة).



الشكل (٤-٢٠) نظام كشف النبضات بمرشح أمثل

يمكن إثبات أن تابع التحويل  $H(f)$  المتحقق لتلك الحالة المثلى *Optimal* يوصف بالعلاقة التالية:

$$H_{opt}(f) = K \frac{p^*(f) e^{-j\omega t_d}}{G_n(f)} \quad (4-102)$$

إذا افترضنا أن ضحيص الدخل هو ضحيص أبيض وله  $G_n(f) = \eta/2$ ، فإن (4-102) تزول من أجل  $K = \eta/2$  إلى العبارة البسيطة:

$$H_{opt}(f) = p^*(f) e^{-j\omega t_d} \quad (4-103)$$

تكون الاستجابة النبضية للمرشح الأمثل وفق (4-103) [لأي  $p(t)$  حقيقية]:

$$h_{opt}(t) = F^{-1} [P^*(f) e^{-j\omega t_d}] = p(t_d - t) \quad (4-104)$$

أي تكون  $h_{opt}(t)$  ممتثلة لـ  $p(t)$  بعد أن تُعكس زمنياً وتزاح لمدة  $t_d$ . وهذا المعنى يقال إن شكل  $h_{opt}(t)$  متوافق مع شكل النبضة  $p(t)$ ، ولذلك يسمى المرشح الأمثل في الحالة المعنية المرشح المتوافق أو الموافق *Matched Filter*. ويؤكد توافقه مع الإشارة ككون  $H_{opt}(f) = |P(f)|$  وفق (4-103).

عند تصميم المرشح الموافق يختار زمن التأخير  $t_d$  بحيث تكون  $h_{opt}(t)$  وفق (4-104) سببية تقريباً، أي ينبغي أن يكون  $h_{opt}(t) \approx 0$  من أجل  $t < 0$ .

يمكن أن نبين أنه عند استخدام المرشح الموافق تكون القيمة العظمى للنسبة  $A/\sigma$ :

$$\left( \frac{A}{\sigma} \right)_{\max}^2 = \frac{2A_R^2}{\eta} \int_{-\infty}^{\infty} |P(f)|^2 df = \frac{2E_R}{\eta} \quad (4-105)$$

حيث  $E_R$  طاقة النبضة المستقبلية (4-101)، أي:

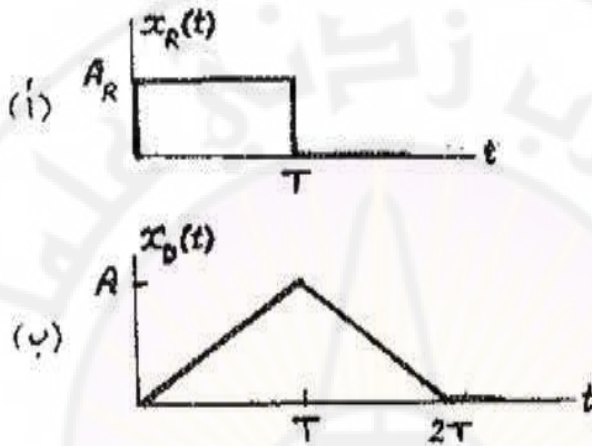
$$E_R = \int_{-\infty}^{\infty} |X_R(f)|^2 df = A_R^2 \int_{-\infty}^{\infty} |P(f)|^2 df \quad (4-106)$$

#### المثال ٤-٥

لنفترض أن النبضة المستقبلية  $x_R(t)$  هي النبضة المبينة في الشكل (٤-٢١-أ)، أي  $x_R(t) = A_R p(t)$  حيث  $p(t) = \Pi\left(\frac{t-T/2}{T}\right)$ . ولنختار  $t_d$  في (4-104) بحيث تكون  $h_{opt}(t)$  سببية. ونجد أن أقل قيمة لـ  $t_d$  تجعل  $h_{opt}(t)$  سببية هي  $t_d = T$  (وبهنا اختيار قيمة  $t_d$  أقل ما يمكن حتى يكون التأخير في كشف النبضة أقل ما يمكن). وعندئذ تكون  $h_{opt}(t) = p(t)$ . ويمكن تحقيق المرشح الموافق في هذه الحالة باستخدام ماسك من المرتبة صفر كما في المثال (٣-١٠). ويتبين أن نبضة الخرج دون الضخيج تكون عندئذ:

$$x_D(t) = A_R p(t) * p(t) = A_R T \Lambda\left(\frac{t-T}{T}\right) \quad (4-107)$$

أي نبضة مثلثية لها قمة ذات مطال  $A = A_R T$  عند  $t = t_d = T$  كما هو مبين في الشكل (٤-٢١-ب).



الشكل (٤-٢١)  
أ- النبضة المستقيمة  
ب- نبضة المخرج

## الفصل الخامس

التعديل

**Modulation**





## التعديل

### Modulation

#### ٥-١ مقدمة

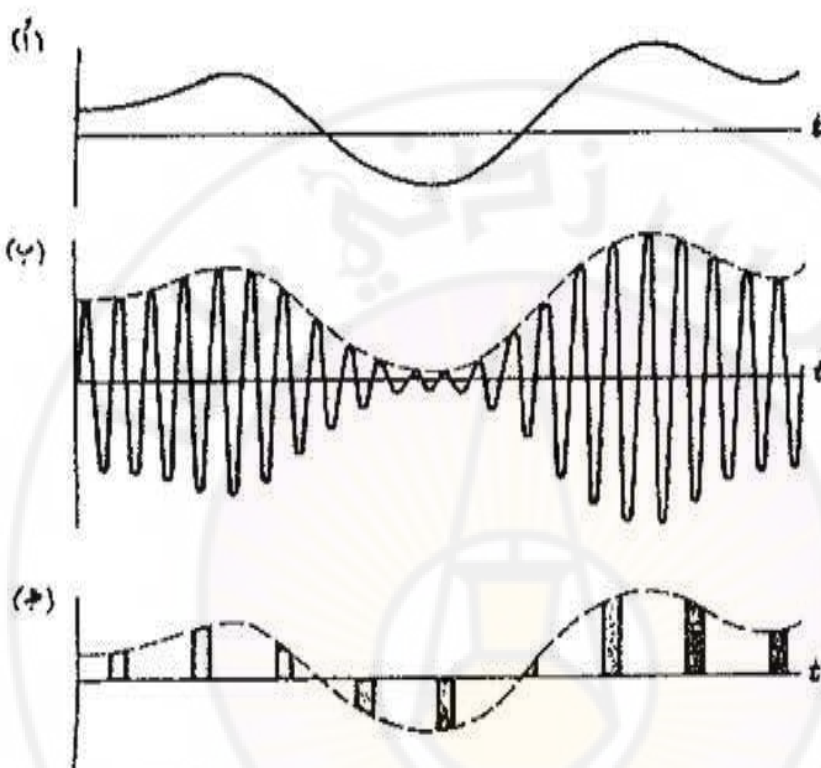
يعد التعديل من العمليات الأساسية في أي نظام اتصال. وتعلق عملية التعديل عموماً بإشارتين هما:

١- إشارة التعديل أو الإشارة المُعدَّلة *Modulating Signal*، وهي تمثل إشارة منبع المعلومات أو إشارة الرسالة *Message* كالإشارة الصوتية أو السمعية *Audio Signal* في الإرسال الإذاعي العادي.

٢- الموجة الحاملة *Carrier Wave* التي تكون عبارة عن إشارة جيبية في حالة الإرسال اللاسلكي وكثير من نظم الاتصالات السلكية أيضاً، ويمكن أن تكون أيضاً عبارة عن قطار من النبضات في الاتصالات النبضية والرقمية.

تقوم دائرة التعديل بتغيير إحدى القيم المميزة للموجة الحاملة (مثلاً مطال الموجة الحاملة الجيبية) تبعاً لتغيرات إشارة التعديل. ونحصل نتيجة ذلك على موجة معدَّلة *Modulated Wave* "تحمل" المعلومات المحتواة في إشارة التعديل. ويفترض عادة أن عملية التعديل عكوسة. بمعنى أن إشارة التعديل الأصلية يمكن أن تستعاد في جهة الاستقبال بعملية معاكسة تسمى كشف التعديل *Demodulation* أو باختصار الكشف *Detection*. ويبين الشكل (٥-١-أ) جزءاً من إشارة تعديل، كما يبين الشكل (٥-١-ب) الموجة المُعدَّلة التي نحصل عليها بتغيير مطال موجة حاملة جيبية.

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



الشكل (١-٥)

أ- إشارة التعديل.

ب- إشارة معدلة مطالياً.

ج- إشارة PAM.

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

بتعديل الطور *Phase Modulation (PM)*. وتعرف الطرق الثلاثة لتعديل حامل جيبى بطرق تعديل الموجة المستمرة *Continuous Wave (CW)* تمييزاً لها عن طرق التعديل النبضي *Pulse Modulation* التي يستخدم فيها كموجة حاملة قطار نبضات. ويبين الشكل (٥-١-ج) الإشارة المعدلة بطريقة تعديل مطال النبضات *Pulse Amplitude Modulation (PAM)*. وبدلاً من تعديل مطال النبضات تستخدم أحياناً طرق تعديل مدة النبضات أو موضع النبضات، كما تستخدم طرق تعديل نبضي رقمية مثل التعديل الترميزي النبضي *Pulse Code Modulation (PCM)* الذي يعتمد على عملية التبديل الثنائي-الرقمي لكل من نبضات *PAM*.

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

يوجد سببان أساسيان لاستخدام التعديل في نظم الاتصالات:

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

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

سوف نخصص البنود التالية لدراسة طرق تعديل الموجات الحاملة الجيبية، أي طرق التعديل المطالي والترددي والطوروي وطرق الكشف المناسبة لكل منها.

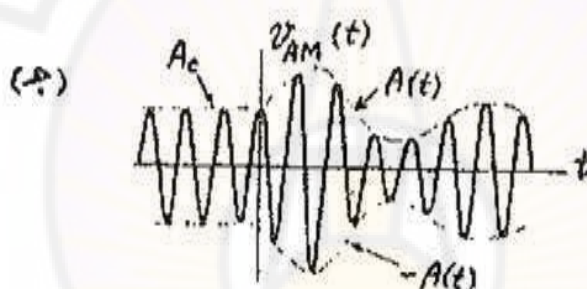
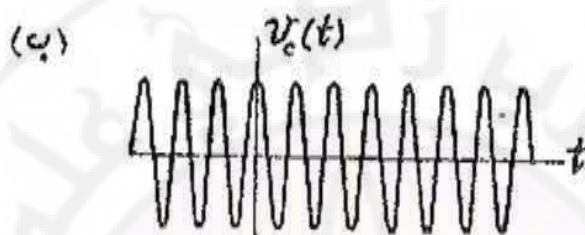
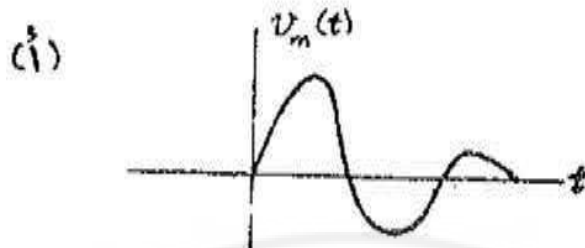
### ٢-٥ التعديل المطالي *Amplitude Modulation*

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

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

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





الشكل (٢-٥) الموجة المعدلة مطاليًا

أ- إشارة التعديل.

ب- الموجة الحاملة.

ج- موجة AM.

تقوم دائرة التعديل المطالي بتغيير مظل الموجة الحاملة تبعاً لتغير  $v_m(t)$  لنحصل على

الموجة المعدلة المبينة في الشكل (٢-٥ ج) وفق العبارة:

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

وذلك بافتراض:

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

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

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

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

سنفترض أن إشارة التعديل توصف بالعلاقة:

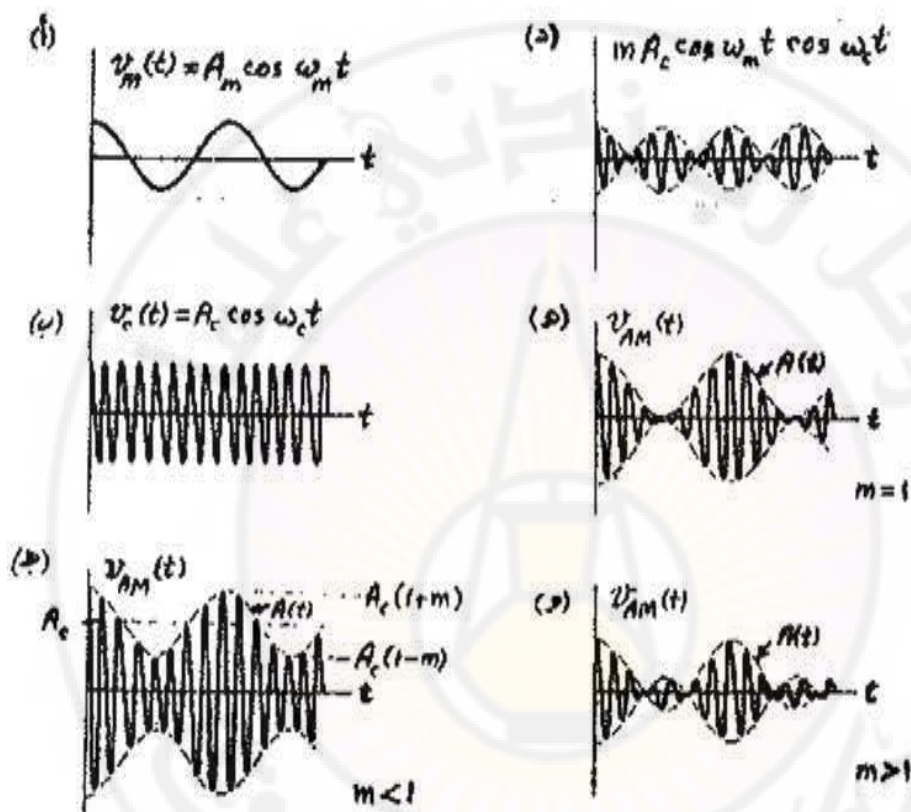
$$v_m(t) = A_m \cos \omega_m t \quad (5-5)$$

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

إذا افترضنا أن الموجة الحاملة دون تعديل هي  $v_c(t) = A_c \cos \omega_c t$  كما في الشكل (٥-٣-ب) وأن  $v_m(t) = A_m \cos \omega_m t$  فإنه يمكن أن نكتب وفق (5-4) أن:

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

حيث  $m = \mu A_m$ . ويمثل  $m$  عامل التعديل في حالة التعديل بإشارة جيبية. ونلاحظ أن  $A_m = 1$  عندما  $m = \mu$ .



الشكل (5-3) شكل موجة AM عند قيم مختلفة لعامل التعديل المطالي.

مقارنة (5-6) و (5-2) نكتب:

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

يبين الشكل (٥-٣-٥) الموجة المعدلة من أجل  $m < 1$ . ونجد أن المطال الأعظمي والمطال الأصغري هما:

$$\begin{aligned} A_{\max} &= A_c(1+m) \\ A_{\min} &= A_c(1-m) \end{aligned} \quad (5-8)$$

ونستنتج بالتالي أن:

$$m = \frac{A_{\max} - A_{\min}}{A_{\max} + A_{\min}} \quad (5-9)$$

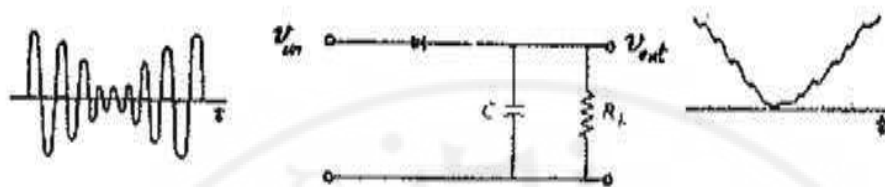
تمثل موجة AM وفق العلاقة (5-6) مجموع الموجة الحاملة في الشكل (٥-٣-٥ ب) والعبارة  $m A_c \cos \omega_m t \cos \omega_c t$  المثلثة في الشكل (٥-٣-٥ ج).

تستخدم العلاقة (5-9) لحساب قيمة  $m$  بعد قياس  $A_{\max}$  و  $A_{\min}$  بمراقبة الموجة المعدلة  $v_{AM}(t)$  على شاشة راسم الإشارة. ويلاحظ أن زيادة  $m$  تؤدي إلى إنقصاص  $A_{\min}$  في الشكل (٥-٣-٥ ج). ولذلك يسمى  $m$  أحياناً عمق التعديل *Modulation Depth*. وعندما يعبر عن  $m$  كنسبة مئوية، فهو يسمى النسبة المئوية للتعديل. ففي حالة التعديل بنسبة 100% أي عندما  $m=1$  كما في الشكل (٥-٣-٥ هـ) يصبح لدينا  $A_{\min}=0$  و  $A_{\max}=2A_c$ . وإذا جعلنا  $m > 1$  تصبح الموجة المعدلة كما في الشكل (٥-٣-٥ و)، فلا يبقى غلافها الموجب مشابهاً لإشارة التعديل  $v_m(t)$ ، وكذلك لا يبقى الغلاف السالب مشابهاً لـ  $-v_m(t)$ ، ويفسر ذلك بأن  $A(t)$  وفق العلاقة (5-7) يمكن أن يكون سالباً عندما  $m > 1$  خلال الفترات التي يكون فيها  $\cos \omega_m t$  سالباً و  $|m \cos \omega_m t| > 1$ .

يستخدم لكشف التعديل *Demodulation* أو باختصار الكشف *Detection* في أغلب أجهزة استقبال AM ما يسمى كاشف الغلاف *Envelope Detector*. وهو يتألف من ثنائي (ديود) ومقاوم ومكثف كما في الشكل (٥-٤). ونفترض أن جهد الدخل  $v_m$  هو موجة AM من أجل  $m < 1$  فيكون جهد الخرج  $v_{out}$  هو تقريباً الغلاف الموجب (مع



بعض التعرجات) كما سنوضح لاحقاً، ويمكن تمثيل المركبة المتناوبة لجهد الخرج  $v_{out}$  عن طريق مكثف ربط للحصول على إشارة مشابهة لإشارة التعديل الأصلية.



الشكل (٥-٤) كاشف الغلاف.

بالعودة إلى الشكل (٥-٣-هـ) نرى أنه في حالة كشف موجة  $AM$  بكاشف غلاف عندما يكون  $m > 1$  نحصل على إشارة خرج مشوهة لأن الغلاف لا يشبه إشارة التعديل الأصلية. ولذلك تسمى الحالة  $m > 1$  حالة التعديل الزائد (*Overmodulation*)، وينبغي تفاديها، وكذلك يفضل تفادي حالة التعديل بنسبة تزيد عن 90% (أي  $m = 0.9$ ) لأن كاشف الغلاف لا يعمل بشكل جيد عندما ينخفض مطال الدخل عن حد معين.

### ٥-٣ المخطط الشعاعي لموجة معدلة مطالياً

يبين الشكل (٥-٥-أ) طريقة تمثيل أي إشارة جيبية بشعاع أو مطاور *Phaser* وفق العلاقة:

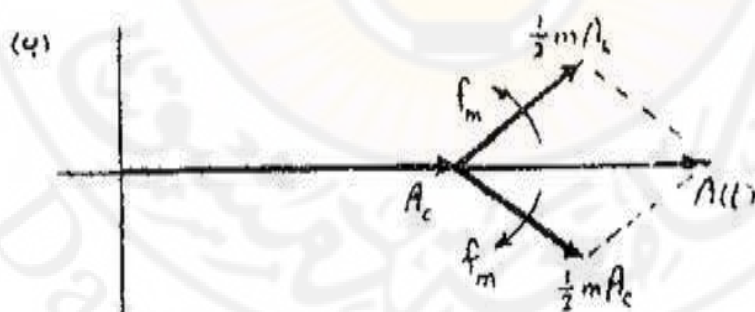
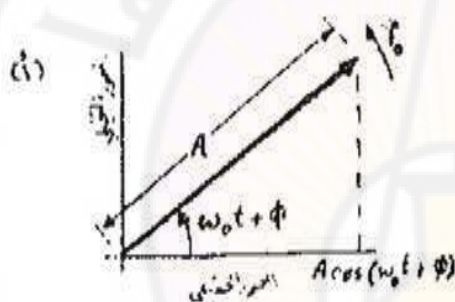
$$v(t) = A \cos(\omega_0 t + \phi) = \text{Re}[e^{j(\omega_0 t + \phi)}] \quad (5-10)$$

يمثل طول الشعاع المغطال  $A$ ، وتمثل السرعة  $\omega_0$  السرعة الزاوية لدوران الشعاع بعكس عقارب الساعة، وتمثل الزاوية التي يميل بها الشعاع على المحور الحقيقي في اللحظة  $t=0$  زاوية الطور  $\phi$ . ويمثل مسقط الشعاع على المحور الحقيقي القيمة اللحظية للإشارة  $v(t)$ .



ويوضح الشكل (٥-٥-ب) طريقة تمثيل الموجة المعدلة مطالياً بشعاع بافتراض أن إشارة التعديل  $v_m(t)$  هي موجة جيبية ترددها  $f_m$  وتمثل مركبة الموجة الحاملة بشعاع طوله  $A_c$  ويدور بعكس عقارب الساعة بسرعة  $f_c$ ، بحيث يبدو شعاع الموجة الحاملة كأنه ثابت. ويبدو لنا عندئذ أن الشعاعين الممثلين لمركبتين المجالين الجانبيين  $(f_c \pm f_m)$  كأنهما يدوران بسرعة  $f_m$  باتجاهين متعاكسين وبالتالي تكون الزاويتان بين هذين الشعاعين والشعاع  $A_c$  متساويتين، ولذلك تكون المحصلة المثلثة للموجة المعدلة منطقة دواماً على شعاع المركبة الحاملة أو امتداده وطول هذه المحصلة:

$$A(t) = A_c (1 + m \cos \omega_m t)$$



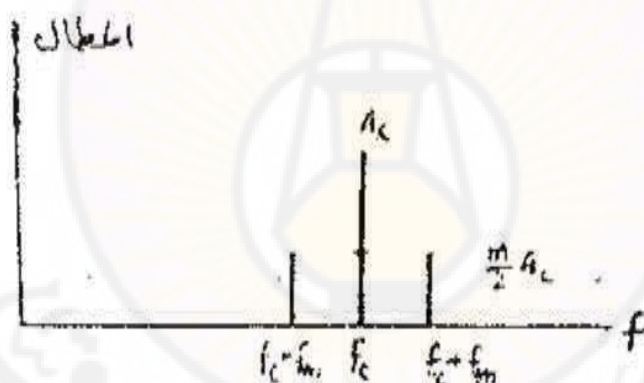
الشكل (٥-٥) تمثيل الموجة المعدلة مطالياً شعاعياً.

## ٥-٤ طيف الموجة المعدلة مطالياً

يمكن أن نوضح التركيب الطيفي للإشارة المعدلة مطالياً بكتابة العلاقة (5-6) على النحو:

$$v_{AM}(t) = A_c \cos \omega_c t + \frac{mA_c}{2} \cos(\omega_c - \omega_m)t + \frac{mA_c}{2} \cos(\omega_c + \omega_m)t \quad (5-11)$$

حسب هذه العلاقة تمثل الموجة المعدلة طيفياً بثلاثة مركبات كما هو مبين في الشكل (٥-٦). وتكون المركبة ذات التردد  $f_c$  هي الموجة الحاملة نفسها دون تعديل ومطالها هو  $A_c$ . أما المركبتان  $(f_c, f_m)$  فمطال كل منهما  $mA_c/2$ . ويسمى التردد  $(f_c, f_m)$  التردد الجانبي السفلي (Lower Side Frequency) LSF، كما يسمى التردد  $(f_c, f_m)$  التردد الجانبي العلوي (Upper Side Frequency) USF.



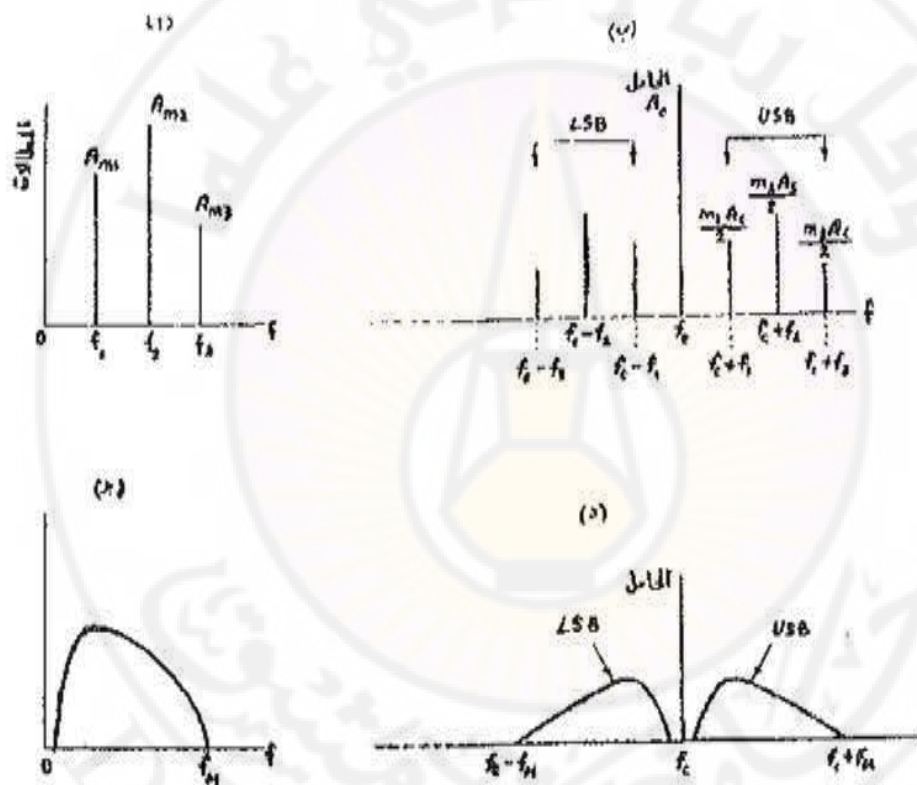
الشكل (٥-٦) طيف موجة  $AM$  عن التعديل بإشارة جيبية.

إذا كانت إشارة التعديل غير جيبية، يمكن تمثيلها طيفياً بسلسلة فورييه عندما تكون دورية أو مكافئة لمجموع إشارات دورية، بينما نؤخذ تحويل فورييه لها عندما تكون غير دورية.

لكي نوضح كيف يصبح الطيف عند التعديل بإشارة غير جيبية، سنفترض على سبيل المثال أن إشارة التعديل تكافئ مجموع ثلاث مركبات جيبية:

$$v_m(t) = A_{m1} \cos \omega_1 t + A_{m2} \cos \omega_2 t + A_{m3} \cos \omega_3 t \quad (5-12)$$

يسمى التعديل في مثل هذه الحالة التعديل بعدة نغمات *Multi-Tone Modulation*. يحتوي طيف  $v_m(t)$  وفق (5-12) على ثلاث مركبات كما مبين في الشكل (٥-٧-٥).



الشكل (٥-٧-٥) طيف موجة  $AM$  عند التعديل بإشارة دورية وبإشارة غير دورية.

وبالتالي يكون طيف الموجة المعدلة  $v_{AM}(f)$  كما في الشكل (5-7-ب)، لأن كلا من المركبات الطيفية لـ  $v_m(f)$  تعطي مركبتين بترددين جانبيين في طيف الموجة المعدلة. وتمثل مجموعة المركبات الجانبية على يمين مركبة الموجة الحاملة ما يسمى الحزمة الجانبية العليا أو المجال الجانبي العلوي (Upper Side Band) USB، كما تمثل مجموعة المركبات الجانبية على يسار مركبة الموجة الحاملة الحزمة الجانبية السفلية أو المجال الجانبي السفلي (Lower Side Band) LSB. ونجد أن عرض المجال الكلي للموجة المعدلة مطابقاً:

$$B = 2f_m \quad (5-13)$$

حيث  $f_m$  أعلى تردد في إشارة التعديل، أي  $B = 2f_m$  في حالة الشكل (5-7-ب). وعندما تكون إشارة التعديل غير دورية تمثلها طيفياً بواسطة تحويل فورييه، ويكون طيفها مستمراً كما مبين في الشكل (5-7-ج)، حيث نفترض أن مجال الطيف يمتد تقريباً من الصفر حتى التردد الأعظمي  $f_m$  ويكون عندئذ طيف الموجة المعدلة كما مبين في الشكل (5-7-د)، أي يكون عرض مجاله  $B = 2f_m$ .

يتبين من (5-11) أن مركبة الموجة الحاملة  $A_c \cos \omega_c t$  لا تتأثر بقيمتي  $m$  و  $\omega_m$ . وهذا يدل على أن مركبة الموجة الحاملة لا تحمل أية معلومات عن إشارة التعديل، ولذلك تعد استطاعتها كاستطاعة "ضائعة" من وجهة نظر نقل المعلومات. ولذلك يمكن حذف تلك المركبة أو كبتها دون فقدان للمعلومات (مع أن وجودها ضروري لعمل كاشف الغلاف، وفي حالة عدم وجودها نلجأ إلى استخدام طريقة الكشف المتزامن الموضحة لاحقاً).

إذا حذفنا مركبة الموجة الحاملة  $A_c \cos \omega_c t$  من عبارة  $v_{AM}(f)$  في العلاقة (5-4) مسع افترض  $\mu = 1$ ، نحصل على العبارة التالية لإشارة AM ذات الحامل المكبوت AM-SC (أي AM-Suppressed-Carrier) أو الإشارة ذات المجالين الجانبيين والحامل المكبوت DSB-SC (أي Double SideBand-SC)، أو باختصار الإشارة ذات المجالين DSB:



$$v_{DSB}(t) = A_c v_m(t) \cos \omega_c t \quad (5-14-a)$$

تدل هذه العلاقة على إمكانية الحصول على إشارة نظام DSB باستخدام ضارب تماثلي Analog Multiplier، بحيث يقوم بضرب الموجة الحاملة  $A_c \cos \omega_c t$  بإشارة التعديل  $v_m(t)$ .

يتبين من طيف إشارة AM في الشكل (5-7-ب، ج) تناظر المجالين USB و LSB، وتكون المعلومات المحتواة في أحدهما هي نفسها المحتواة في الآخر. ولذلك تلجأ بعض نظم الاتصالات إلى حذف أحد المجالين الجانبيين (مهدف إنقاص عرض المجال الكلي)، مع كبت الحامل لتحصل على النظام المسمى بنظام المجال الجانبي الواحد مسع كبت الحامل SSB-SC (أي Single SideBand-SC)، أو ببساطة SSB.

نعتبر عن إشارة DSB وفق (5-14-a) في حالة التعديل بإشارة جيبية  $v_m(t) = A_m \cos \omega_m t$  بالعلاقة:

$$v_{DSB}(t) = A_c A_m \cos \omega_m t \cos \omega_c t \quad (5-14-b)$$

هذه العبارة تعادل (5-6) بعد حذف مركبة الموجة الحاملة  $A_c \cos \omega_c t$  مع جعل  $m=1$ ، ومن ثم تمثل طيفياً بالشكل (5-7-ب) إذا حذفنا منه مركبة الموجة الحاملة مع جعل  $m=1$ .

في الحالة العامة تمثل طيف إشارة DSB بكتابة تحويل فورييه للعبارة (5-14-a) بالمقارنة مع (4-50) من أجل  $\varphi=0$ :

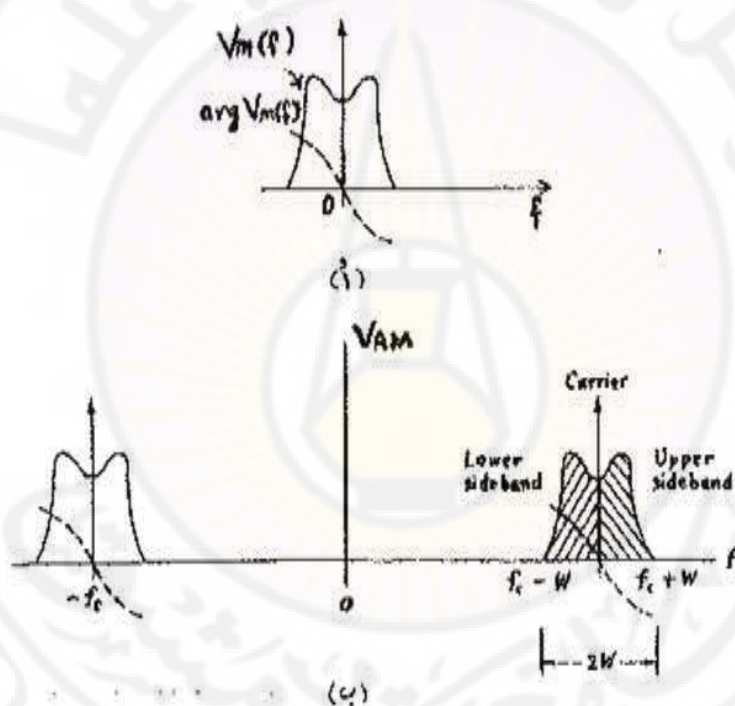
$$V_{DSB}(f) = \frac{A_c}{2} V_m(f - f_c) + \frac{A_c}{2} V_m(f + f_c) \quad (5-15-a)$$

بالمقابل يكون تحويل فورييه لإشارة AM بدون كبت الحامل، وفق (5-4):

$$V_{AM}(f) = \frac{1}{2} A_c [\delta(f - f_c) + \delta(f + f_c)] + \frac{m}{2} A_c [V_m(f - f_c) + V_m(f + f_c)] \quad (5-15-b)$$



يبين الشكل (٨-٥) الطيفين ثنائي الجانب لطويلة وطور كل من  $V_m(f)$  و  $V_{AM}(f)$  مع تظليل المجالين الجانبيين لـ  $|V_{AM}(f)|$  للترددات الموجبة فقط. ونعتمد أن عرض طيف إشارة  $AM$  (عرض الطيف المظلل) هو  $2W$ ، حيث  $W$  عرض مجال  $V_m(f)$ . ويكون طيف إشارة  $DSB$  وفق (5-15-a) مماثلاً لطيف إشارة  $AM$  وفق (5-15-b) بعد حذف مركبتَي الموجة الحاملة  $\frac{1}{2}A_c\delta(f \pm f_c)$  مع جعل  $m=1$  أي يمثل بالشكل (٨-٥-ب) بعد حذف مركبتَي الحامل عند  $f = \pm f_c$ .



الشكل (٨-٥)

أ- طيف الرسالة

ب- طيف إشارة  $AM$

## ٥-٥ استطاعة الموجة المعدلة مطاليا

إذا فرضنا أن  $v_m(t)$  إشارة حتمية من نوع إشارات الاستطاعة، نوجد استطاعتها كمتوسط زمني لـ  $v_m^2(t)$  أي:

$$P_m = \langle v_m^2(t) \rangle \quad (5-16-a)$$

بالتالي نوجد استطاعة إشارة AM في الحالة العامة كمتوسط زمني لمربع العبارة (5-16-a) ويتبين بالنتيجة أن:

$$P_{AM} = \langle V_{AM}^2(t) \rangle = \frac{1}{2} A_c^2 (1 + \mu^2 P_m) \quad (5-16-b)$$

إذا فرضنا أن  $v_m(t)$  إشارة عشوائية (وهكذا هي كل الإشارات الحاملة للمعلومات)، ففي حالة كونها إرغودية ننظر لاستطاعتها وفق (5-16-a) كمتوسط زمني لمربع أحد التوابع العينات أو ننظر لها كمتوسط إحصائي  $P_m = E[v_m^2(t)]$ ، ومنه ثم نوجد استطاعة إشارة AM كمتوسط زمني لمربع أحد التوابع العينات وفق (5-16-b)، ونحصل على النتيجة نفسها كمتوسط إحصائي  $P_{AM} = E[V_{AM}^2(t)]$ .

يمكن إيجاد استطاعة إشارة AM اعتماداً على طيفها، فنكتب:

$$P_{AM} = P_c + P_{USB} + P_{LSB} \quad (5-17)$$

حيث  $P_c$  استطاعة مركبة الموجة الحاملة و  $P_{USB}$  و  $P_{LSB}$  استطاعتا الجانبين [وفي حالة الطيف الثنائي الجانب، كما في الشكل (٥-٨) نوجد الاستطاعة الكلية كمجموع الاستطاعات لطيفي الترددات الموجبة والسالبة].

في حالة التعديل بنغمة جيبية وفق (5-11) والشكل (٥-٦) نجد أن:

$$P_c = \frac{A_c^2}{2} \quad (5-18-a)$$

$$P_{USB} = P_{LSB} = \frac{1}{2} \left( \frac{mA_c}{2} \right)^2 = \frac{m^2 P_c}{4} \quad (5-18-b)$$

يكون مجموع استطاعتي المجالين الجانبيين معاً:

$$P_{SB} = \frac{m^2}{2} P_c \quad (5-18-c)$$

وبالتالي تكون الاستطاعة الكلية لإشارة AM وفق (5-17):

$$P_{AM} = P_c \left( 1 + \frac{m^2}{2} \right) \quad (5-18-d)$$

يتبين من (5-18-c) أنه عندما  $m=1$  يكون  $P_{SB} = \frac{1}{2} P_c$ ، أي أن مجموع استطاعتي المجالين الجانبيين يساوي نصف استطاعة مركبة الموجة الحاملة. وهذا يعني أن وجود مركبة الموجة الحاملة يؤدي إلى هدر كبير للاستطاعة دون فائدة، لأن المعلومات عن إشارة التعديل محتواة في المجالين الجانبيين فقط كما ذكرنا سابقاً. بحسب مردود الإرسال لنظام AM كنسبة مجموع استطاعتي المجالين الجانبيين  $P_{SB}$  إلى الاستطاعة الكلية  $P_{AM}$ :

$$\frac{P_{SB}}{P_{AM}} = \frac{\frac{m^2}{2} P_c}{\left( 1 + \frac{m^2}{2} \right) P_c} = \frac{m^2}{m^2 + 2} \quad (5-19)$$

يتبين من هذه العلاقة أن أكبر مردود لنظام AM يقابل  $m=1$  ويساوي 1/3 أو 33% وينخفض كلما قلت قيمة  $m$ ، وتكون القيمة المتوسطة لـ  $m$  في حالة الإرسال الإذاعي عادة نحو 0.3، ويكون المردود المقابل لها نحو 4% فقط.

نوجد استطاعتي إشارتي DSB و SSB (مع كبت الحامل) وفق العلاقات (5-18-a) و (5-18-b):

$$P_{DSB} = \frac{m^2}{2} P_c \quad (5-20-a)$$

$$P_{SSB} = \frac{m^2}{4} P_c \quad (5-20-b)$$

### المثال ٥-١:

ترسل محطة إذاعة AM استطاعة خرج بمقدار  $200kW$ ، وتستخدم عامل تعديل  $m=0.707$  لحالة التعديل بنغمة (إشارة جيبية). والمطلوب حساب:

- استطاعة الحامل.
- مردود الإرسال لنظام AM.

الحل:

أ- باستخدام المعادلة (4-18-d) نكتب:

$$P_{AM} = P_c \left( 1 + \frac{m^2}{2} \right) = P_c \left( 1 + \frac{1}{4} \right) = \frac{5}{4} P_c$$

$$P_c = \frac{4}{5} P_{AM} = 160kW \text{ ومنه}$$

ب- نحسب المردود من العلاقة (5-19) ونجد أنه يساوي:

$$\frac{P_{SB}}{P_{AM}} = \frac{m^2}{m^2 + 2} = 20\%$$

### المثال ٥-٢:

جهاز إرسال AM يشع استطاعة قدرها  $72kW$  في حالة عدم تعديل الحامل، وتصبح هذه الاستطاعة  $81kW$  عندما يعدل الحامل بإشارة جيبية. وزيد حساب عامل التعديل في هذه الحالة.

الحل:

باستخدام المعادلة (4-18-d) نكتب

$$m^2 = 2 \left( \frac{P_{AM}}{P_c} - 1 \right) = 2 \left( \frac{81}{72} - 1 \right) = 0.25$$

ومنه  $m=0.5$ .

## ٥-٦ دارات التعديل المطالي

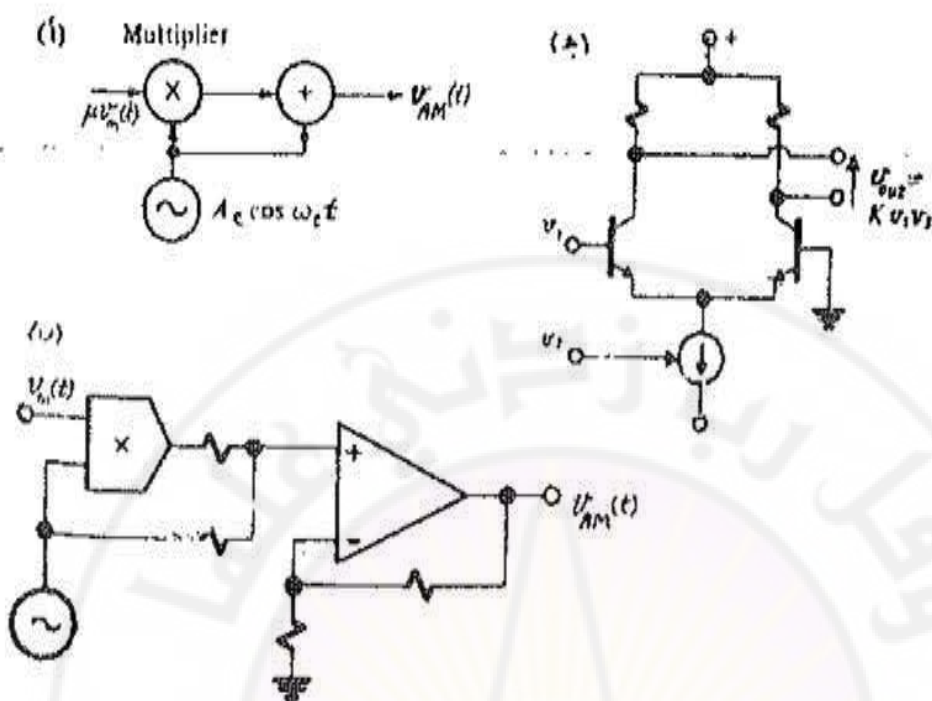
يمكن توليد الموجات المعدلة مطالياً بعدة طرق، ومنها طريقة الضرب التماثلي الموضحة بالشكل (٥-٩-أ). وتعتمد هذه الطريقة على العلاقة:

$$v_{AM}(t) = A_c \cos \omega_c t + \mu v_m(t) A_c \cos \omega_c t \quad (5-21)$$

وذلك وفق العلاقة (5-4). ويمكن أن يستخدم من أجل ذلك ضارب تماثلي Analog Multiplier ومكبر عمليات يعمل كجامع Summer كما في الشكل (٥-٩-ب).

تسمى دائرة التعديل وفق الشكل (٥-٩-أ، ب) المعدل الضربي Product Modulator. ويمكن أن يستغني فيها عن عملية الجمع إذا أضيفت إلى إشارة التعديل مركبة مستمرة، بحيث يصبح أحد دخلي الضارب التماثلي متناسباً مع  $[1 + \mu v_m(t)]$ . ويمكن أن تستخدم للضرب التماثلي إحدى الدارات المتكاملة المخصصة لهذا العمل، ويعتمد عملها غالباً على تناسب الناقلية المتبادلة  $g_m$  لكل من ترانزستوري المكبر التفاضلي في الشكل (٥-٩-ج) مع تيار الباعث. ونتيجة لذلك نحدد أن الكسب أو الربح الممثل للنسبة  $\frac{V_{out}}{V_1}$  يتناسب مع تيار الباعث الكلي للترانزستورين معاً ( $I_E$ ). وبافتراض أن الدخل  $V_2$  يتحكم في  $I_E$  بدارة مبدل جهد إلى تيار (أي منبع تيار تتناسب قيمته مع  $V_2$ )، نحدد أن الخرج التفاضلي  $KV_1V_2$ ، حيث  $K$  ثابت.





الشكل (٩-٥)

أ- ضارب تماثلي لتوليد AM.

ب- مكبر عمليات يعمل كضارب.

ج- دائرة مكبر تفاضلي لرائز مستوية تعمل كضارب تماثلي.

يمكن تحقيق التبديل المطالي باستخدام عنصر غير خطي *Nonlinear Element NE* كما

في الشكل (١٠-٥-أ). ويمكن أن نستخدم كعنصر غير خطي ديسود (نسائي) أو

ترانزستور. وسنفترض أن العنصر غير الخطي يحقق "القانون التربيعي" على النحو:

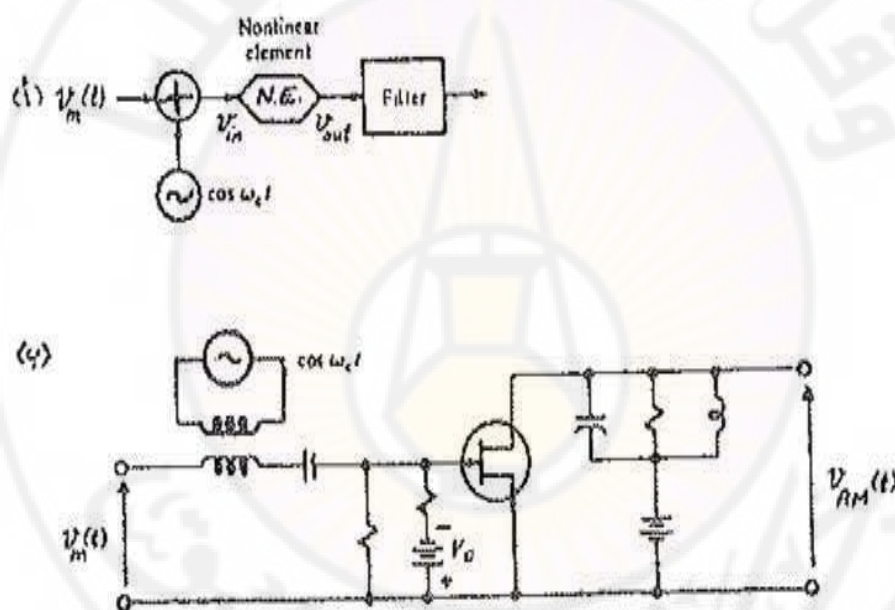
$$v_{out} = a_1 v_i + a_2 v_i^2 \quad (5-22)$$

يبين الشكل (١٠-٥-ب) دائرة معدل وفق القانون التربيعي باستخدام ترانزستور تأثير المجال  $FET$  على سبيل المثال. وإذا افترضنا أن:

$$v_m(t) = v_m(t) + \cos \omega_c t \quad (5-23)$$

نجد وفق العلاقة (5-22) أن:

$$v_{out}(t) = a_1 v_m(t) + a_2 v_m^2(t) + a_2 \cos^2 \omega_c t + a_1 \left[ 1 + \frac{2a_2}{a_1} v_m(t) \right] \cos \omega_c t \quad (5-24)$$



الشكل (١٠-٥)

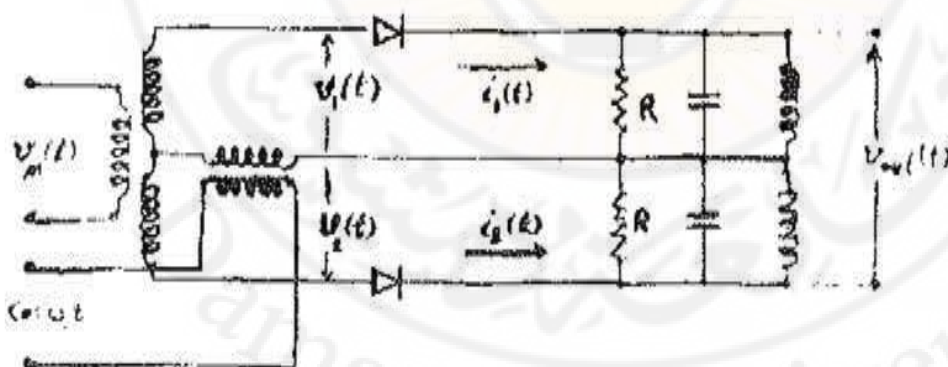
أ- معدل غير خطي يعمل وفق القانون التربيعي.

ب- معدل وفق القانون التربيعي باستخدام  $FET$ .

يفترض أن المرشح في الشكل (٥-١٠-أ) هو مرشح تمرير مجال، وتقابله في الشكل (٥-١٠-ب) دائرة رنين  $RLC$ . ونريد أن يقوم المرشح أو دائرة الرنين بانتخاب الحد الأخير في (5-24) حيث إنه يمثل عبارة الموجة المعدلة مطاباً نفسها من أجل  $A_c = a_1$  و  $\mu = 2a_2/a_1$ . ويكون الترشيح المطلوب سهل التحقيق إذا كان  $f_c \gg f_m$ . وبالتالي يسهل التخلص من المركبات ذات الترددات  $2f_m$  و  $2f_c$  و  $f_m$  والمركبة المستمرة بواسطة دائرة الرنين المولفة على التردد  $f_c$ .

### المعدلات المتوازنة *Balanced Modulators*

تستخدم هذه المعدلات لكبت المركبة الحاملة حيث كما ذكرنا أن يأخذ الحامل استطاعة كبيرة دون فائدة لأن المعلومات موجودة في الجانبين. ويتم كبت الحامل كلياً في النظام المسمى نظام  $DSB-SC$ . يمكن تحقيق التعديل المطالي مع كبت الحامل للحصول على إشارة  $DSB-SC$  باستخدام معدل متوازن *Balanced Modulator* وفق الدارة المبينة مثلاً في الشكل (٥-١١).



الشكل (٥-١١) دائرة معدل متوازن باستخدام الثنائيات.

يفترض في هذه الدارة أن الديودين متماثلان. ويقرب منحني الخواص لكل منهما بالعلاقة التربيعية:

$$i(t) = a_1 v(t) + a_2 v^2(t) \quad (5-25)$$

يفترض في الشكل (١١-٥) أن:

$$v_1(t) = \cos \omega_c t + v_m(t)$$

$$v_2(t) = \cos \omega_c t - v_m(t)$$

باستخدام هاتين العبارتين ونطبق العلاقة (5-25) لكل من الديودين في الشكل (١١-٥) مع افتراض أن دارتي الرنين مولفتان على التردد  $\omega_c$  نجد بالنتيجة أن جهد الخرج:

$$v_{out} = 4a_2 R v_m(t) \cos \omega_c t \quad (5-26)$$

هذه العبارة توافق (5-14-a) بافتراض  $A_c = 4a_2 R$ ، كما توافق (5-21) بعد حذف مركبة الموجة الحاملة  $A_c \cos \omega_c t$  مع افتراض  $\mu A_c = 4a_2 R$ . ويشترط لحذف أو "كبت" مركبة الموجة الحاملة تماماً أن تكون الدارتان اللتان يمر بهما تيارا الديودين  $i_1(t)$  و  $i_2(t)$  متماثلين أو "متوازنين". وهذا يفسر وصف دائرة التعديل المبينة في الشكل (١١-٥) بالمعدل المتوازن (ويجاء في المراجع دائرة معدل متوازن بديلة يستخدم فيها ٤ ديودات توصل بطريقة تذكرنا بالمقوم الجسري).

يمكن أن يتم الحصول على إشارة DSB-SC أيضاً باستخدام ضارب تماثلي كما في الشكل (٩-٥) إذا استغنيا فيه عن الجامع. ولذلك يعد الضارب التماثلي المستخدم للحصول على إشارة DSB-SC كمكافئ للمعدل المتوازن.



## ٥-٧ دارات كشف التعديل المطالي

يقصد بالكشف *Detection* العملية التي يتم إجراؤها على الموجة المعدلة من أجل استخلاص إشارة المعلومات (إشارة التعديل) منها. وتوجد عدة أنواع للكواشف المستخدمة لكشف التعديل المطالي ومن أهمها: كاشف الغلاف ودارة الكشف المتزامن.

### ٥-٧-١ كاشف الغلاف *Envelope Detector*

يوضح الشكل (٥-١٢) طريقة عمل كاشف الغلاف. وبافتراض أن إشارة الدخل هي الموجة المعدلة مطالياً المبينة بالشكل (٥-١٢-أ)، تكون إشارة خرج كاشف الغلاف المبين في الشكل (٥-١٢-ب) مشابهة تقريباً لغلاف إشارة الدخل إذا تم اختيار قيمة مناسبة للثابت الزمني  $RC$ ، كما في حالة الشكل (٥-١٢-ج). ولولا وجود المكثف  $C$ ، لكان جهد الخرج مؤلفاً تقريباً من النبوتات الموجبة لجهد الدخل. وبوجود المكثف  $C$ ، نجد أنه يشحن خلال فترة كل نبوة موجبة حتى قيمة الذروة لإشارة الدخل. وبعد أن تنخفض إشارة الدخل عن تلك القيمة يصبح الدبورد في حالة قطع ويُسري تفريغ بطيء للمكثف حتى تظهر النبوة الموجبة التالية لإشارة الدخل وتتجاوز بقيمتها جهد المكثف. وبعدئذ يوصل الدبورد من جديد، فيشحن المكثف حتى ذروة النبوة الموجبة الجديدة.

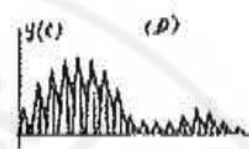
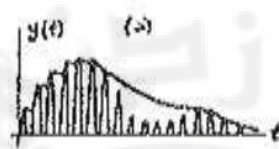
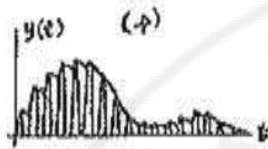
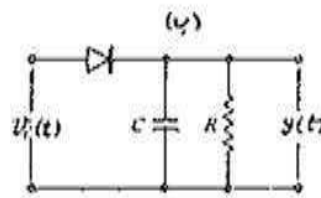
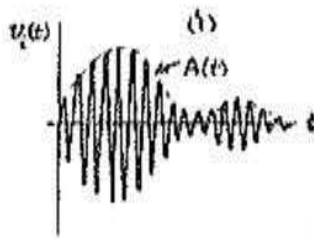
على هذا النحو، نجد أن جهد الخرج "يلاحق" فمم جهد الدخل، فيكون ممثلاً تقريباً لغلاف الموجة المعدلة مطالياً، أي يكون:

$$y(t) \approx A(t) = A_c [1 + \mu v_m(t)] \quad (5-27)$$

وتكون المركبة المتناوبة:

$$y'(t) = A_c [\mu v_m(t)] \quad (5-28)$$





الشكل (٥-١٢)

أ- موجة AM.

ب- دائرة كاشف الغلاف.

ج- مخرج دائرة كاشف الغلاف عند قيمة مناسبة لـ RC.

د- هـ- مخرج دائرة كاشف الغلاف عند قيم RC كبيرة وصغيرة.

يشترط اختيار الثابت الزمني RC غير كبير نسبياً، لكي لا يكون معدل تفريغ المكثف أبطأ من معدل انخفاض غلاف إشارة الدخل، حتى لا نحصل بالنتيجة على الحالة المبينة في الشكل (٥-١٢-د). وبنفس الوقت يجب أن يكون RC كبيراً لدرجة كافية لتنعيم تفرجات جهد الخرج، بحيث يكون أقرب ما يمكن لغلاف جهد الدخل. ولو كان RC صغيراً جداً نسبياً، لكان جهد الخرج كما في الشكل (٥-١٢-هـ). وبشكل عام يجب أن يكون:

$$\frac{1}{\omega_c} \ll RC \ll \frac{1}{\omega_m} \quad (5-29)$$

يستخدم عادة بعد كاشف الغلاف مرشح إضافي أو مكثف للتخلص من المركبات الترددية غير المرغوب فيها.

## ٥-٧-٢ دائرة الكشف المتزامن Synchronous Detection

تستخدم في الدارات الحديثة لاستقبال الموجات المعدلة مطالياً طريقة الكشف المتزامن المبينة في الشكل (٥-١٣-أ)، وهي تعتمد ضرب الموجة المعدلة مطالياً  $v_{AM}(t)$  بموجسة مرجعية  $Reference$  يولدها المذبذب المحلي  $Local Oscillator$  ونرمز لها بـ  $v_{LO}(t)$  وبافتراض أن:

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

فتوصف الموجة المرجعية التي يولدها المذبذب المحلي بالعبارة:

$$v_{LO}(t) = A_{LO} \cos \omega_c t \quad (5-30)$$

حيث  $A_{LO}$  مطال ثابت، ويعني ذلك أن  $v_{LO}(t)$  يجب أن يكون متزامناً مع  $v_{AM}(t)$ ، وسنوضح أدناه كيف يمكن تحقيق هذا التزامن.

لنفترض من أجل التبسيط أن  $A_{LO} = 2$ ، فيكون خرج الضارب:

$$\begin{aligned} y_1(t) &= v_{LO}(t) v_{AM}(t) = 2A(t) \cos^2 \omega_c t \\ &= A(t) + A(t) \cos 2\omega_c t \end{aligned} \quad (5-31)$$

ينم التخلص من المركبة  $2\omega_c$  بمرشح  $L.P.F$ ، فيكون خرج هذا المرشح:

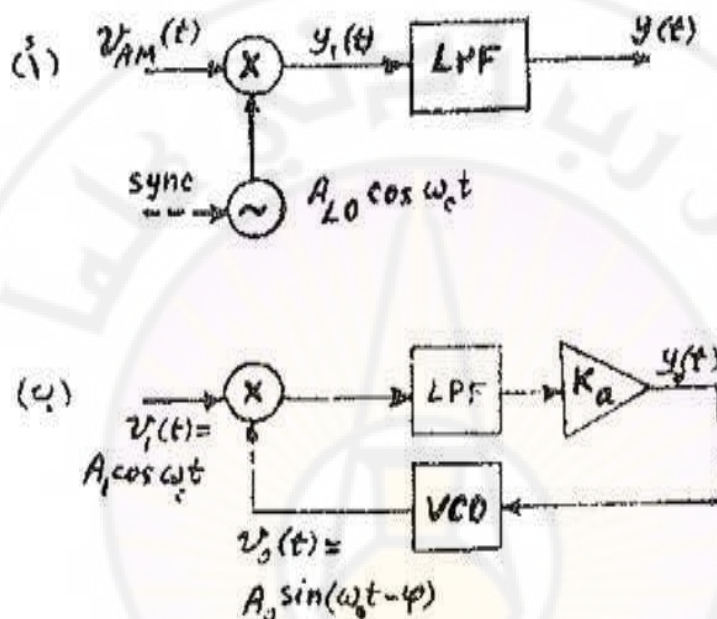
$$y(t) = A(t) = A_c [1 + \mu v_m(t)] \quad (5-32)$$

يستخدم بعد  $L.P.F$  مكثف ربط من أجل حذف المركبة المستمرة  $A_c$  وممرسر المركبة المتناوبة  $v_m(t)$ ، بحيث نحصل على إشارة خرج تتناسب مع  $v_m(t)$ :

$$y'(t) = A_c [\mu v_m(t)] \quad (5-33)$$

من أجل مزمنة المذبذب المحلي، نستخلص من  $v_{AM}(t)$  في دارات الاستقبال مركبة الموجة الحاملة بمرشح  $BPF$  ذي عرض محال ضيق جداً (أي دائرة رنين ذات انتقالية عالية)، ونستخدمها كإشارة "تزامن" تؤثر على المذبذب المحلي لكي "يتزامن" معها. ومن طرق التزامن المستخدمة طريقة حلقة إحصام الطور (Phase-Locked-Loop)

PLL، المبينة في الشكل (٥-١٣-ب). ونرمز بـ  $VCO$  لمذبذب محكوم بالجهد Voltage Controlled Oscillator، يفترض أنه يغير تردده خطياً تبعاً للجهد المتحكم  $y_0(t)$  (ضمن مدى معين).



الشكل (٥-١٣) دائرة الكشف المتوازن.

نفترض في الشكل (٥-١٣-ب) أن جهد خرج  $VCO$  هو  $v_o(t) = A_o \sin(\omega_o t - \phi)$  ونفترض أيضاً أنه يستخدم مضارب تمائلي من أجل ضرب  $v_o(t)$  بالجهد  $v_i(t) = A_i \cos \omega_c t$  الذي نحصل عليه من موجة  $AM$ . ويتخشب  $LPF$  من حاصل الضرب مركبة ترددها الزاوي  $(\omega_o - \omega_c)$  بفرض أن  $\omega_o > \omega_c$ . وتكبر إشارة خرج المرشح بمكبر نرمز لتكبيره بـ  $K_a$  لنحصل على الجهد  $y_0(t)$  الذي يتحكم في  $VCO$ . ويسين

التحليل المفصل أن عمل PLL يستقر عندما  $\omega_0 = \omega_c$  و  $\phi = 0$ . ويكون خرج VCO عندئذ  $v_o(t) = A_c \sin \omega_c t$  ويمكن أن نحصل منه على  $A_c \cos \omega_c t$  باستخدام دائرة لإزاحة الطور بمقدار  $90^\circ$ . وتنتج دائرة PLL عملياً كدائرة متكاملة بغيرازات متعددة.

## ٥-٨ نظام التعديل بمجال جانبي واحد Single Side Band SSB

لقد ذكرنا سابقاً أنه في بعض نظم التعديل المطالي يتم كبت أحد الجساليين الجساليين بالإضافة إلى المركبة الحاملة. وتسمى تلك النظم بنظم المجال الجانبي الوحيد ذات الحامل المكبوت SSB-SC أو باختصار نظم SSB. وتكون استطاعة موجة SSB وفق العلاقة (5-20-b) مساوية  $P_{SSB} = \frac{m^2}{4} P_c$ . ومن أجل  $m = 0.3$  نجد أن  $P_{SSB} = 0.02 P_c$ . ولذلك يمتاز نظام SSB بأنه يحقق توفيراً بالاستطاعة المرسلة، كما يحقق توفيراً بعرض المجال (نصف عرض مجال نظام AM العادي أو DSB-SC). ولكنه يتطلب دارات كشف أكثر تعقيداً مما يزيد من كلفة النظام وصيانه.

يمكن الحصول على موجة SSB بواسطة معدل متوازن مع مرشح تمرير مجال كما في الشكل (٥-١٤) ويكون خرج المعدل المتوازن عبارة عن إشارة DSB-SC أو باختصار DSB:

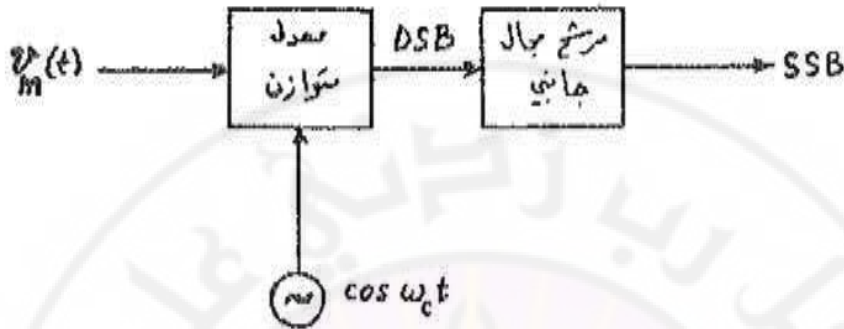
$$v_{DSB}(t) = \frac{mA_c}{2} \cos(\omega_c - \omega_m)t + \frac{mA_c}{2} \cos(\omega_c + \omega_m)t \quad (5-34-a)$$

يمكن أن يمر مرشح تمرير المجال في الشكل (٥-١٤) المجال الجانبي العلوي USB، ونسمي إشارة SSB الناتجة إشارة SSB العلوية (USB). وعندما يمر المرشح المجال الجانبي السفلي نسمي إشارة SSB الناتجة إشارة SSB السفلية (LSB). توصف إشارة SSB بالعلاقة:

$$v_{SSB}(t) = \frac{mA_c}{2} \cos(\omega_c \pm \omega_m)t \quad (5-34-b)$$



ونمثل ( $\pm$ ) هنا سائلي  $USSB$  و  $LSSB$ .



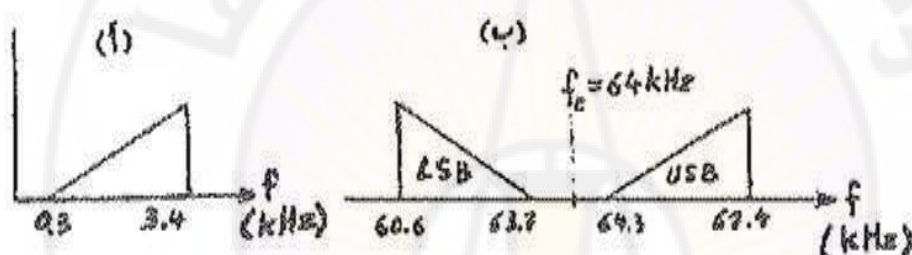
الشكل (١٤-٥) توليد  $SSB$ .

#### ٩-٥ التجميع بتقسيم التردد *Frequency Division Multiplexing*

يقصد بالتجميع أو التنضيد *Multiplexing* في هندسة الاتصالات الإرسال المتعدد القنوات، أي إرسال إشارات عدة قنوات (إشارات هاتفية مثلاً) عبر خط نقل واحد أو إرسالها لاسلكياً بجهاز إرسال واحد وهوائي إرسال واحد. وتستخدم من أجل ذلك طريقتان أساسيتان هما طريقة التجميع بتقسيم التردد *Frequency Division Multiplexing* أو *FDM* وطريقة التجميع بتقسيم الزمن *Time Division Multiplexing* أو *TDM*. وسنشرح أدناه طريقة *FDM* لحالة الإشارات الهاتفية وسنشرح أيضاً باختصار مبدأ طريقة *TDM*. وتعتمد طريقة *FDM* على التعديل المطالي بطريقة *SSB* لموجات حاملة ذات ترددات مختلفة. ويمثل مجال طيف كل إشارة هاتفية مثلث كما هو مبين في الشكل (١٥-٥). ويحدد أدنى تردد له بس  $0.3kHz$ ، بينما يحدد أقصى تردد بس  $3.4kHz$ .



يبين الشكل (١٥-٥) الطيف الناتج عن التعديل المطالي لموجة حاملة ترددها  $64\text{kHz}$  بإشارة هاتفية باستخدام معدل متوازن لكي تكون مركبة الموجة الحاملة مكبوتة. ومن أجل الإرسال بطريقة  $SSB$  يستخدم مرشح لانتخاب أحد المجالين  $USB$  و  $LSB$ . ونلاحظ أن المثلث الممثل لـ  $LSB$  معكوس نتيجة لأن كلاً من المركبات الترددية  $(f_c - f_m)$  تكون أبعد عن  $f_c$  كلما كانت قيمة  $f_m$  أكبر، ومن أجل  $f_m = 3.4\text{kHz}$  يكون  $f_c - f_m = 60.6\text{kHz}$ . أما المثلث الممثل لـ  $USB$  فهو يعد كنسخة للطيف الأصلي، تنتج عن إزاحته ترددياً إلى المجال  $(64.3-67.4)\text{kHz}$ .



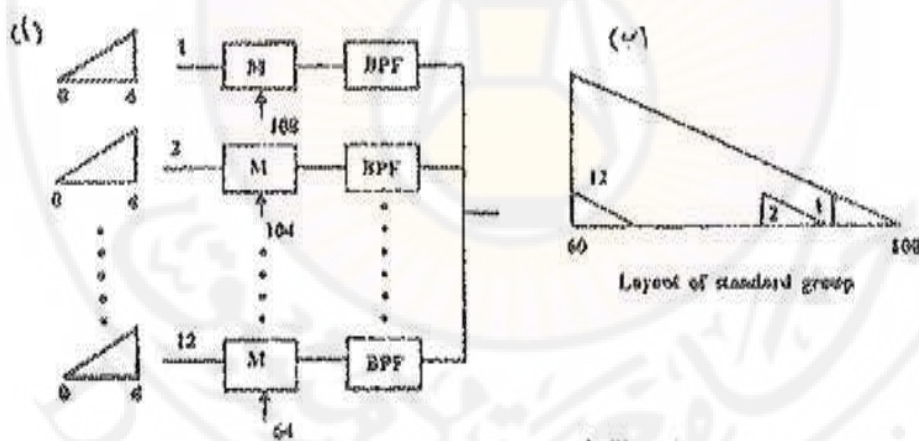
الشكل (١٥-٥)

أ- تمثيل طيف الإشارة الهاتفية بمثلث.

ب- الطيف الناتج عن التعديل المطالي للإشارة الهاتفية.

يبين الشكل (١٦-٥) طريقة  $FDM$  لحالة 12 إشارة مسن الإشارات الهاتفية أو "القنوات الكلامية" ( $Voice Channels$ ) باستخدام 12 معدلاً متوازناً ( $M$ ) و 12 مرشح تمرير مجال  $BPF$  لانتخاب  $LSB$ ، وذلك بافتراض أن ترددات الموجات الحاملة الفرعية  $Subcarriers$  هي بالكيلو هرتز  $64 + 4(n-1)$  حيث  $n$  رقم القناة. ونفترض في

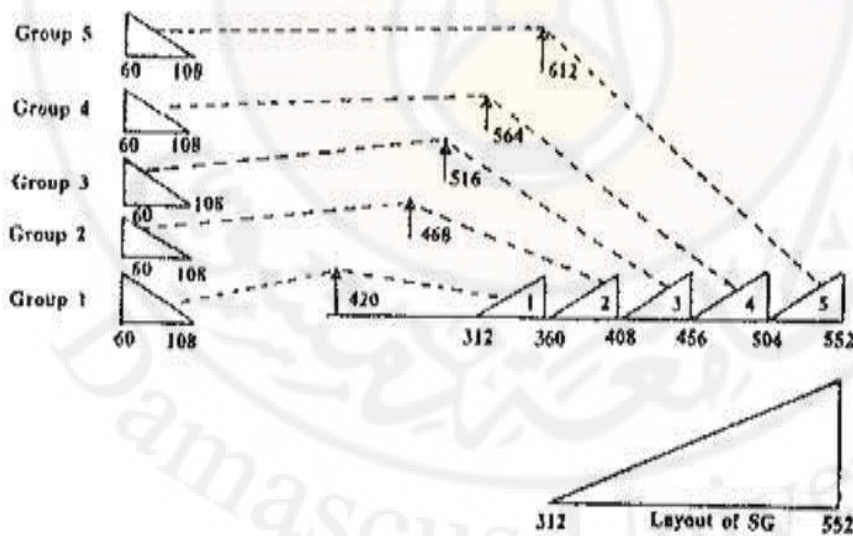
الشكل (٥-١٦-أ) للتبسيط أن بحال كل قناة كلامية يمتد من الصفر حتى  $4kHz$  [بينما المجال الدقيق يمتد من  $300Hz$  حتى  $3.4kHz$  كما في الشكل (٥-١٥-أ)].  
تجمع إشارات SSB المأخوذة من مخارج مرشحات تمرير المجال بدارة جمع كلها تنصب في خط مشترك كما هو مبين في الشكل (٥-١٦-أ). ويمثل طيف الإشارة الناتجة عن الجمع (إشارة FDM لـ 12 قناة) بمثلث كبير يحتوي المثلثات الممثلة لأطياف إشارات SSB، كما هو مبين في الشكل (٥-١٦-ب) وهو يمتد تقريباً من 60 حتى  $108kHz$  في المجال الدقيق هو  $(60.4-107.7)kHz$ . وتسمى إشارة FDM الناتجة في الشكل (٥-١٦-ب) المجموعة القياسية Standard Group وفق مخطط الترددات Frequency Plan لنظام FDM للهيئة المسماة سابقاً CCITT (الهيئة الاستشارية الدولية للهاتف والتلغراف) وتسمى حالياً ITU-T (اتحاد الاتصالات الدولي للهاتف).



كل الترددات بالكيلو هرتز

الشكل (٥-١٦)  
أ- طريقة FDM لـ 12 قناة هاتفية.  
ب- المجموعة القياسية.

يتم تجميع خمس مجموعات قياسية لتشكيل ما يسمى المجموعة الكبرى *Super Group* كما هو موضح في الشكل (٥-١٧). وبالنسبة لكون مجال ترددات المجموعة الكبرى *SG* بين  $(312-552)kHz$ ، ويمثل المثلث الكبير في الشكل (٥-١٧). ونجد أن المجموعة الكبرى تمثل نتيجة تجميع 60 قناة كلامية بعرض مجال  $240kHz$ . بالمثل يتم تجميع خمس مجموعات كبرى لتشكيل مجموعة رئيسية *Master Group* ضمن المجال  $(812-2044)kHz$ ، وهي تمثل نتيجة تجميع 300 قناة كلامية. وعرض المجال المذكور هو  $1.232kHz$  أي أكبر من  $4 \times 300$  أو  $1200kHz$ ، نتيجة لتخصيص مجالات أمان *Guard Bands* عرض كل منها  $8kHz$  بين كل مجموعتين من المجموعات الكبرى. يتم أيضاً بالمثل تجميع ثلاث مجموعات رئيسية *MG* لتشكيل مجموعة رئيسية كبرى *Super MG* ضمن المجال  $(8516-12388)kHz$ ، وهي تمثل نتيجة تجميع 900 قناة كلامية مع مجالات أمان مع المجموعات الرئيسية نفسها.



الشكل (٥-١٧) المجموعة الكبرى *SG*.

## ٥-١٠ التعديل الطوري والتعديل الترددي

يعتمد كل من التعديل الترددي  $FM$  (Frequency Modulation) والتعديل الطوري  $PM$  (Phase Modulation) على تغيير زاوية الطور لموجة حاملة جيبية:

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

حيث تتغير قيمة  $\phi(t)$  حسب تغير إشارة التعديل  $v_m(t)$ . وتوصف الزاوية اللحظية الكلية بالعلاقة:

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

بالتالي يمكن أن نكتب:

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

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

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

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

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

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

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



بالتالي يكون التردد اللحظي *Instantaneous Frequency*:

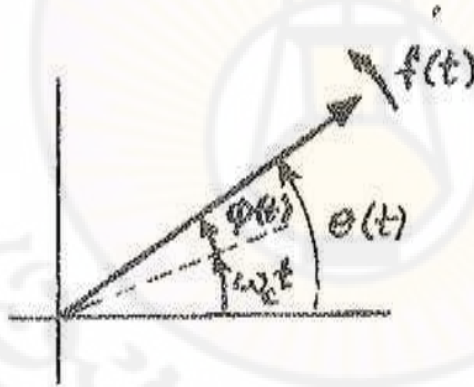
$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \dot{\theta}(t) = f_c + \frac{1}{2\pi} \dot{\phi}(t) \quad (5-40)$$

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

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

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

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



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

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

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



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

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

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

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

مقارنة (5-39) و (5-44) نستنتج أن FM يكافئ التعديل الطوري بإشارة تنتج عن إمرار إشارة التعديل بمكامل. وبالمثل يمكن أن نستنتج بمقارنة العلاقة (5-40) لحالة PM والعلاقة (5-41) لحالة FM أن PM يكافئ التعديل الترددي بإشارة تنتج عن إمرار إشارة التعديل بمفاضل.

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

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

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

تفيد مقارنة أشكال إشارات AM و FM و PM المبينة في الشكل (٥-١٩) لحالتى التعديل بإشارة من منشأ ramp وإشارة جيبية. وتتميز إشارات FM و PM بأن مطلقا ثابت وبالتالي تكون الاستطاعة المتوسطة ثابتة وتساوي (بغض النظر عن إشارة التعديل):

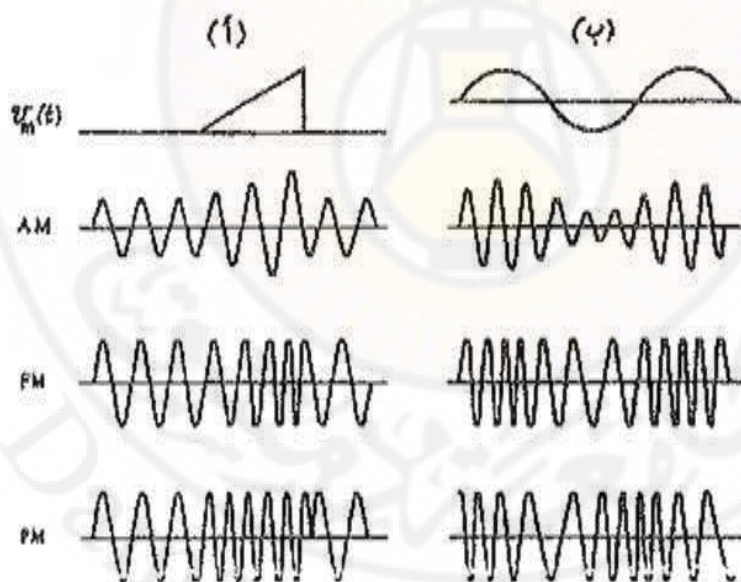
$$P = \frac{A_c^2}{2R} \quad (FM, PM) \quad (5-46)$$

يسمح ثبات مطلق إشارتي FM و PM بإجراء عملية تحديد سعة مطلالي *Amplitude Limiting* في جهاز الاستقبال للتخلص من قسم كبير من الضجيج والتداخلات. وهذه هي إحدى المزايا الهامة التي يتميز بها FM و PM عن AM. ويتضح الاختلاف بين

إشارتي  $PM$  و  $FM$  في حالة التعديل بإشارة سن المنشار كما في الشكل (٥-١٩ أ) حيث نجد أن التردد اللحظي لإشارة  $FM$  يتزايد بشكل عظمي بينما يكون التردد اللحظي لإشارة  $PM$  خلال الفترة نفسها ثابتاً وأكبر من التردد قبل وبعد سن المنشار بمقدار ثابت  $\frac{k_f}{2\pi} v_m(t)$  وفق (5-45).

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

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



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

## ٥-١١ التعديل الترددي بإشارة جيبية

بافتراض أن  $v_m(t) = A_m \cos \omega_m t$ ، فنكتب وفق (5-41):

$$f(t) = f_c + k_f A_m \cos \omega_m t = f_c + \Delta f \cos \omega_m t \quad (5-47)$$

حيث:

$$\Delta f = k_f A_m \quad (5-48)$$

يرمز  $\Delta f$  للانحراف الترددي ويمثل أكبر انزياح للتردد اللحظي  $f(t)$  عن تردد الحامل  $f_c$ .

ونستنتج أن  $k_f = \frac{\Delta f}{A_m}$ .

يكون طور إشارة FM وفق (5-43) من أجل  $v_m(t) = A_m \cos \omega_m t$ :

$$\phi(t) = 2\pi k_f \int_0^t A_m \cos \omega_m \lambda d\lambda = \beta \sin \omega_m t \quad (5-49)$$

حيث:

$$\beta = \frac{\Delta f}{f_m} \quad (5-50)$$

يمثل  $\beta$  دليل أو عامل التعديل الترددي ويرمز له أيضاً  $m_f$ .

تكون الزاوية اللحظية الكلية وفق (5-36) و (5-49):

$$\theta(t) = \omega_c t + \phi(t) = \omega_c t + \beta \sin \omega_m t \quad (5-51)$$

بالتالي توصف إشارة FM بالعلاقة:

$$v_{FM}(t) = A_c \cos \theta(t) = A_c \cos(\omega_c t + \beta \sin \omega_m t) \quad (5-52)$$

يعتمد عرض المجال الترددي لإشارة FM على كل من  $\beta$  و  $f_m$  ويزداد بازديادهما. ويعد

التعديل الترددي ضيق المجال *Narrow Band* عندما  $\beta < 1$ ، كما يعد عريض المجال

عندما  $\beta > 1$ . وفي حالة كون  $\beta < 0.3$  فإن طيف إشارة FM يكون ممثلاً لطيف إشارة

AM.

لكي نوجد طيف إشارة FM في الحالة العامة، نكتب معادلة FM (5-52) على الشكل التالي:

$$\begin{aligned} v_{FM}(t) &= A_c \operatorname{Re} \left[ e^{j(\omega_c t + \beta \sin \omega_m t)} \right] \\ &= A_c \operatorname{Re} \left[ z(t) e^{j\omega_c t} \right] \end{aligned} \quad (5-53)$$

حيث:

$$z(t) = e^{j\beta \sin \omega_m t} \quad (5-54)$$

هذا التابع العقدي دوري وتردده الزاوي الأساسي  $\omega_m$  وينشر حسب سلسلة فورييه الأسية العقدية بدلالة توابع بيسل وفق العلاقة:

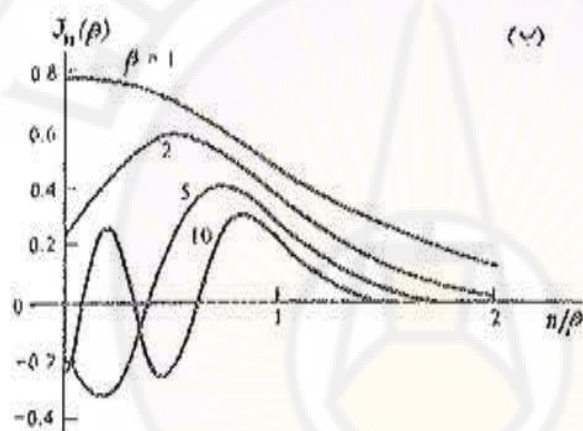
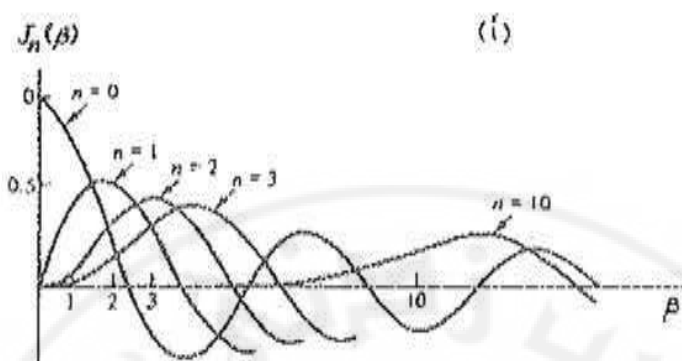
$$z(t) = e^{j\beta \sin \omega_m t} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(\beta) e^{jn\omega_m t} \quad (5-55)$$

حيث  $J_n(\beta)$  توابع بيسل من النوع الأول والمرتبة  $n$  للمتحول  $\beta$ . وفيهم هذه التوابع تورد في جداول، كالجدول (١-٥) مثلاً. ويبين الشكل (٥-٢٠-أ) منحنيات  $J_n(\beta)$  من أجل بعض قيم  $n$ ، كما يبين الشكل (٥-٢٠-ب) تغير  $J_n(\beta)$  بدلالة  $n/\beta$  من أجل بعض قيم  $\beta$ .

Selected values of  $J_n(\beta)$

| $n$ | $J_n(0.1)$ | $J_n(0.2)$ | $J_n(0.5)$ | $J_n(1.0)$ | $J_n(2.0)$ | $J_n(5.0)$ | $J_n(10)$ | $n$ |
|-----|------------|------------|------------|------------|------------|------------|-----------|-----|
| 0   | 1.00       | 0.99       | 0.94       | 0.77       | 0.22       | -0.18      | -0.25     | 0   |
| 1   | 0.05       | 0.10       | 0.24       | 0.44       | 0.58       | -0.33      | 0.04      | 1   |
| 2   |            |            | 0.03       | 0.11       | 0.35       | 0.05       | 0.25      | 2   |
| 3   |            |            |            | 0.02       | 0.13       | 0.36       | 0.06      | 3   |
| 4   |            |            |            |            | 0.03       | 0.39       | -0.22     | 4   |
| 5   |            |            |            |            |            | 0.26       | -0.23     | 5   |
| 6   |            |            |            |            |            | 0.13       | -0.01     | 6   |
| 7   |            |            |            |            |            | 0.05       | 0.22      | 7   |
| 8   |            |            |            |            |            | 0.02       | 0.32      | 8   |
| 9   |            |            |            |            |            |            | 0.29      | 9   |
| 10  |            |            |            |            |            |            | 0.21      | 10  |
| 11  |            |            |            |            |            |            | 0.12      | 11  |
| 12  |            |            |            |            |            |            | 0.06      | 12  |
| 13  |            |            |            |            |            |            | 0.03      | 13  |
| 14  |            |            |            |            |            |            | 0.01      | 14  |

الجدول (١-٥) بعض القيم لـ  $J_n(\beta)$ .



الشكل (٥-٧) منحنيات  $J_n(\beta)$

أ- من أجل قيم مختلفة لـ  $n$ .

ب- من أجل قيم مختلفة لـ  $\beta$ .

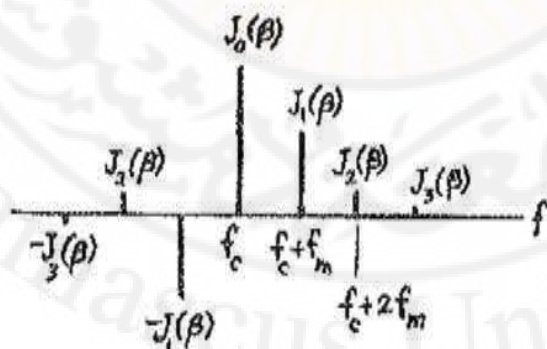
نستنتج من العلاقات السابقة أن:

$$v_{FM}(t) = A_c \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(\beta) \cos(\omega_c + n\omega_m)t \quad (5-56)$$



يكون  $J_{-n}(\beta) = -J_n(\beta)$  من أجل  $n$  فردي (odd) و  $J_{-n}(\beta) = J_n(\beta)$  من أجل  $n$  زوجي (even).

يتضح من (5-56) أن طيف إشارة FM يتألف من مركبة الحامل  $f_c$  وعدد لا نهائي من المركبات الجانبية العليا بترددات  $(f_c + n f_m)$  وعدد لا نهائي من المركبات الجانبية السفلى بترددات  $(f_c - n f_m)$ . وبلاحظ أن المطال النسبي لمركبة الحامل  $J_0(\beta)$  غير ثابت بل يتغير تبعاً لعامل التعديل  $\beta$  وبالتالي يعتمد على إشارة التعديل. ومن أجل  $\beta < 1$  نجد أن  $J_0$  و  $J_1$  فقط مهمان عملياً، بحيث يمكن أن نعد الطيف مؤلفاً فقط من مركبة الموجة الحاملة ومركبتين جانبيتين بتردد  $f_c \pm f_m$  (وهذه هي حالة NBFM). وبالمقابل عندما  $\beta > 1$  يكون عدد المركبات الجانبية "ذات الأهمية" كبيراً جداً ويصبح الطيف مختلفاً عن حالة AM ويكون اشغال الفعال لطيف إشارة FM أعرض بكثير من  $2 f_m$ . ويسين الشكل (٥-٢١) المركبات "ذات الأهمية" لطيف إشارة FM من أجل  $\beta = 1$ . ونقصد بالمركبات ذات الأهمية Significant المركبات التي تقابل  $|J_n(\beta)| \geq 0.01$ . ويتضح من الشكل (٥-٢١) أن البعد بين كل مركبتين متجاورتين يساوي تردد إشارة التعديل  $f_m$  وأن المركبات الجانبية السفلى ذات الأرقام أو المراتب الفردية معكوسة بالطور.



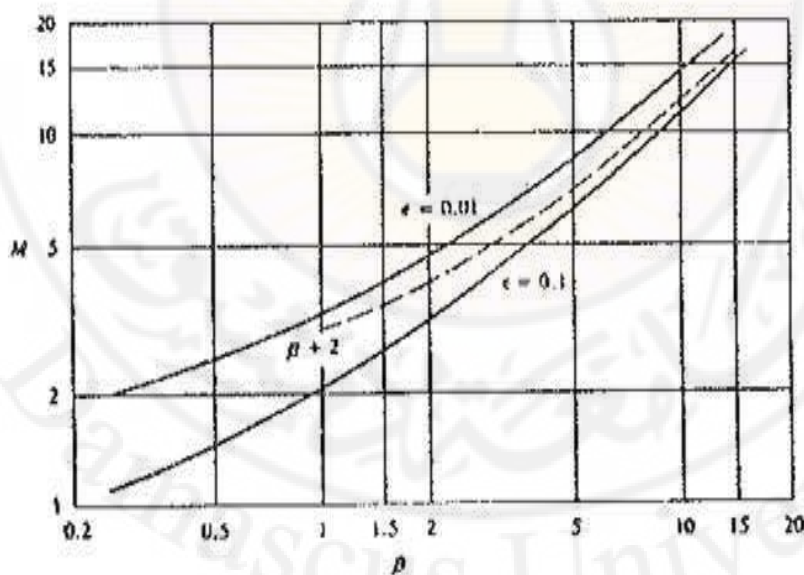
الشكل (٥-٢١) طيف إشارة FM من أجل  $\beta = 1$

ينضح من الشكل (٥-٢٠ ب) أن  $J_n(\beta)$  ينخفض بسرعة من أجل  $n > \beta$  وأن عدد المركبات الجانبية ذات الأهمية يقابل  $2 < \frac{n}{\beta} < 1$  من أجل  $\beta \geq 2$ . وبين الشكل (٥-٢٢) عدد أزواج المركبات الجانبية  $M$  التي تعد ذات أهمية بمعنى أن مطالبتها النسبي  $|J_n(\beta)|$  أكبر من قيمة معينة  $\epsilon$ ، من أجل  $\epsilon = 0.01$  و  $\epsilon = 0.1$ ، بينما يمثل  $(2M+1)$  عدد خطوط الطيف ذات الأهمية (مع خط مركبة الحامل ذات التردد  $f_c$ ). بعد عرض المجال الفعال لطيف إشارة FM في هذه الحالة:

$$B = 2M(\beta)f_m \quad (5-57)$$

من الواضح أن  $M(\beta) \geq 1$ ، حيث يكون  $M(\beta) = 1$  و  $B = 2f_m$  في حالة NBFM (أي من أجل  $\beta < 1$ ). ويمثل المنحني المتقطع في الشكل (٥-٢٢) العلاقة التقريبية:

$$M(\beta) \approx \beta + 2 \quad (5-58)$$



الشكل (٥-٢٢) عدد أزواج المركبات الجانبية  $M$  كنسبة لـ  $\beta$ .

بعد هذا التقريب مقبولا لمعظم التطبيقات العملية من أجل  $\beta \geq 2$ . ونكتب:

$$B = 2(\beta + 2)f_m \quad \beta \geq 2 \quad (5-59)$$

في حالة التعديل الترددي عريض المجال *WBFM* يفترض أن  $\beta \gg 1$  وبالتالي يكون:

$$B \approx 2\beta f_m = 2\Delta f \quad (5-60)$$

أي أن عرض المجال الفعال في حالة *WBFM* يتحدد بـ  $2\Delta f$  تقريباً بنفس النظر عين قيس  $f_m$ .

نستخدم عملياً لتقدير عرض مجال إشارة *JM* غالباً العلاقة التالية:

$$B \approx 2(\beta + 1)f_m = 2(\Delta f + f_m) \quad (5-61)$$

تحسين هذه العلاقة قاعدة كارسون *Carsons Rule*، وهي تجمع بين حالة *NBFM* التي يكون فيها  $\beta < 1$  وبالتالي  $B \approx 2f_m$  وحالة *WBFM* التي يكون فيها  $\beta \gg 1$  وبالتالي  $B \approx 2\Delta f$ .

إذا افترضنا أن إشارة التعديل تتألف من مركبتين جيبيتين:

$$v_m(t) = A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t \quad (5-62)$$

فهي هذه الحالة نستنتج طيف إشارة *FM* بطريقة مشابهة لطريقة الحصول على (5-56)، ونجد أن:

$$v_{FM}(t) = A_c \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} J_n(\beta_1) J_m(\beta_2) \cos(\omega_c + n\omega_1 + m\omega_2)t \quad (5-63)$$

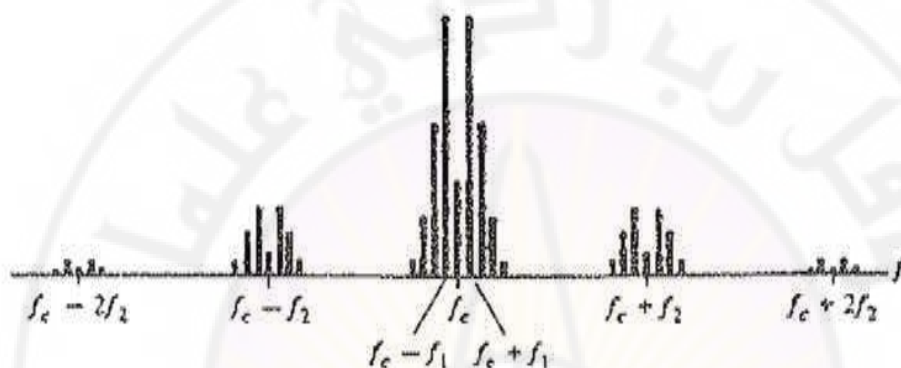
بحسب العلاقة الأخيرة تظهر في طيف إشارة *FM* محلولوط الطيف الموافقة لمركبة الموجة الحاملة ذات المطال  $A_c J_n(\beta_1) J_m(\beta_2)$ ، والمركبات الجانبية ذات الترددات  $f_c \pm n f_1$  التي تنتج عن المركبة ذات التردد  $f_c$  فقط، والمركبات الجانبية ذات الترددات  $f_c \pm m f_2$  والناجمة عن المركبة ذات التردد  $f_c$  فقط، بالإضافة إلى المركبات الجانبية ذات الترددات  $f_c \pm n f_1 \pm m f_2$  التي تمثل تردداتها نواتج جمع وطرح الترددين  $f_1$  و  $f_2$  وتوافقهما. وبسبب ظهور محلولوط الطيف من الصنف الأخير على أن التعديل الترددي تعديل غير خطي.

بخلاف AM الذي يعد تعديلاً خطياً، ولا تظهر فيه عند التعديل بمجموع مركبتين مثل

$$(5-62) \quad f_c \pm f_2 \text{ و } f_c + mf_1 \text{ و } f_c$$

يبين الشكل (٢٣-٥) طيف إشارة FM في حالة التعديل بمجموع إشارتين جيبيتين

وفق (5-62) بافتراض أن  $f_1 < f_2$  و  $\beta_1 > \beta_2$ .



الشكل (٢٣-٥) طيف إشارة FM عند التعديل بإشارتين جيبيتين.

عند تحديد عرض النطاق الفعال لإشارة FM في حالة التعديل بإشارة تعدد ممتدة

كمجموع مركبتين جيبيتين أو عدة مركبات جيبيتية فميز عملياً بين حالتين:

١- إذا كان للمركبات المفترضة المطال نفسه، فإنه يكون لها الانحراف الترددي

الأكظمي  $\Delta f$  نفسه، وفي هذه الحالة توجد عرض النطاق الفعال باستخدام الشكل

(٢٢-٥) أو إحدى العلاقتين (5-59) و (5-61) من أجل أقصى قيمة لتردد التعديل

وسنرمز لها بـ  $W$ ، أي أن  $W = f_{m(max)}$ ، كما سنرمز بـ  $D$  لقيمة  $\beta$  المتناهية، أي

$$D = \frac{\Delta f}{W} \quad (\text{وهي تسمى نسبة الانحراف}). \text{ ونطبق قاعدة كارسون فنكتب:}$$

$$B \approx 2(D+1)W = 2(\Delta f + W) \quad (5-64)$$



٢- إذا كانت إشارة التعديل ممثلة كمجموع لمركبات جيبية ذات مطالات مختلفة، نقوم بتحديد قيمة عرض المجال الناتج عن كل منها، ونعد أن أكبر قيمة له هي قيمة عرض المجال الفعال التقريبي لطيف FM الكلي.

### المثال ٥-٣

لنفرض أن إشارة FM توصف بالعلاقة:

$$v_{FM}(t) = 20 \cos(10^7 \pi + 3 \sin 10^3 \pi t)$$

والمطلوب تحديد كل من  $f_c$  و  $\beta$  و  $\Delta f$ .

الحل:

بالمقارنة مع عبارة إشارة FM (5-52)، نجد أن:

$$f_m = 500 \text{ Hz} \quad , \quad \beta = 3 \quad , \quad f_c = 5 \text{ MHz}$$

ونكتب وفق (5-50):

$$\Delta f = \beta f_m = 3 \times 500 = 1500 \text{ Hz}$$

### المثال ٥-٤

لنفترض أن موجة حاملة ترددها  $f_c = 90 \text{ MHz}$  تعدل ترددياً بإشارة جيبية بحيث يكون انحراف التردد  $\Delta f = 50 \text{ kHz}$ . والمطلوب إيجاد عرض المجال التقريبي لإشارة FM إذا كان تردد إشارة التعديل: أ)  $1 \text{ MHz}$  ب)  $1 \text{ kHz}$  ج)  $10 \text{ kHz}$

الحل:

أ) عندما يكون  $f_m = 1 \text{ MHz}$  فإن:



$$\beta = \frac{\Delta f}{f_m} = \frac{50}{1000} = 0.05$$

وهذه إشارة FM ضيق المجال  $\beta < 1$  وبالتالي  $B = 2f_m = 1\text{MHz}$

ب) من أجل  $f_m = 10\text{kHz}$  يكون  $\beta = 50$  وهذه حالة FM عريض المجال  $\beta \gg 1$  وبالتالي فإن  $B \approx 2\Delta f = 100\text{kHz}$ . وتعطى علاقة كارسون في هذه الحالة  $B \approx 2(\beta + 1)f_m = 102\text{kHz}$

ج) عندما  $f_m = 10\text{kHz}$  يكون  $\beta = 5$  وباستخدام الشكل (5-57) نجد أن  $M = 6$  مسن أجل  $\epsilon = 0.1$  بينما  $M = 8$  من أجل  $\epsilon = 0.01$  وبالتالي:

$$B_1 = 120\text{kHz} \quad B_2 = 160\text{kHz}$$

وذلك وفق العلاقة (5-57). وباستخدام العلاقة (5-59) نجد أن:

$$B = 2(\beta + 2)f_m = 2(\Delta f + 2f_m) = 140\text{kHz}$$

وهي القيمة الوسطى لـ  $B_1$  و  $B_2$ .

حسب قاعدة كارسون (5-61) نجد أن:

$$B \approx 2(\Delta f + f_m) = 120\text{kHz}$$

وهي قيمة  $B_1$  نفسها.

## ٥-١٢ خصائص التعديل الطوري PM

أوضحنا سابقاً أن التعديل الطوري PM يكافئ التعديل الترددي بإشارة تنتج عن إمرار إشارة التعديل بمفاضل (أي يكافئ التعديل الترددي بمشتق إشارة التعديل).

بشكل عام نجد أن التعديل الطوري بأية إشارة  $w_m(t)$  يكافئ التعديل الترددي بالإشارة:

$$v_m(t) = \dot{w}_m(t) = \frac{d}{dt} w_m(t) \quad (5-65)$$

هذا يعني أن التعديل الطوري بإشارة الجيب:

$$w_m(t) = a_m \sin \omega_m t \quad (5-66)$$

يكافئ التعديل الترددي بإشارة الجيب:

$$v_m(t) = A_m \cos \omega_m t \quad (5-67)$$

وذلك بافتراض أن:

$$A_m = \omega_m a_m \quad (5-68)$$

ومن ثم يمكن تطبيق العلاقات الواردة سابقاً لحالة تعديل التردد بإشارة الجيب (5-67)

من أجل تعديل الطور بإشارة الجيب (5-66) على أن نستبدل  $A_m$  بـ  $\omega_m a_m$ .

نكتب وفق (5-38) بعد استبدال  $v_m(t)$  بـ  $w_m(t)$ :

$$\phi(t) = k_p w_m(t) \quad (5-69)$$

$$v_{PM}(t) = A_c \cos[\omega_c t + k_p w_m(t)]$$

ونكتب أيضاً من أجل إشارة الجيب (5-66):

$$\phi(t) = \Delta\phi \sin \omega_m t \quad (5-70)$$

حيث  $\Delta\phi = k_p a_m$ .

$$v_{PM}(t) = A_c \cos[\omega_c t + \Delta\phi \sin \omega_m t] \quad (5-71)$$

ترمز  $\Delta\phi$  لانحراف الطور، وهي تمثل أكبر انزياح للطور نتيجة التعديل الطوري —

$w_m(t)$  ويجب ألا يزيد عاى  $180^\circ \pi rad$ . ونجد أن علاقة PM (5.69) تكافئ علاقة

FM (5-52)

$$v_{FM}(t) = A_c \cos(\omega_c t + \beta \sin \omega_m t)$$

على أن تعد  $\beta = \Delta\phi$  بحيث يمكن أن نكتب كما في حالة FM

$$\phi(t) = \beta \sin \omega_m t$$

$$v_{PM}(t) = A_c \cos(\omega_c t + \beta \sin \omega_m t)$$

هذا الشكل يمثل  $\beta$  في حالة  $PM$  انحراف الطور  $\Delta\phi$  نفسه ويتناسب مع مطال إشارة التعديل وفق العلاقة:

$$\beta_{PM} = \Delta\phi = k_p a_m \quad (5-72)$$

وينبغي ألا يزيد على  $\pi$ . وبالتالي يكون انحراف التردد في حالة  $PM$ :

$$(\Delta f)_{PM} = f_m \beta_{PM} = f_m k_p a_m \quad (5-73)$$

إن الفرق الأساسي بين  $PM$  و  $FM$  هو أنه في حالة  $PM$  يتناسب  $\Delta f$  مع  $f_m$  وبحسب إنقاص  $\Delta f$  لتبقى  $\Delta\phi$  صغيرة، بينما في حالة  $FM$  يكون  $\Delta f$  ثابتاً ومستقلاً عن  $f_m$ . يوصف التعديل الطوري بأنه عرضي المجال  $WBPM$  إذا كان  $\beta$  كبيراً لدرجة كافية بحيث نعد أن  $B=2\Delta f$ . ونظراً لأن  $\Delta f$  في حالة  $PM$  يتعلق بـ  $f_m$ ، لذلك فهو يعد غير مناسب عادة لنظم الإرسال التي تتطلب عرض مجال ثابت أو انحراف تردد ثابت كما في حالة الإرسال الإذاعي.

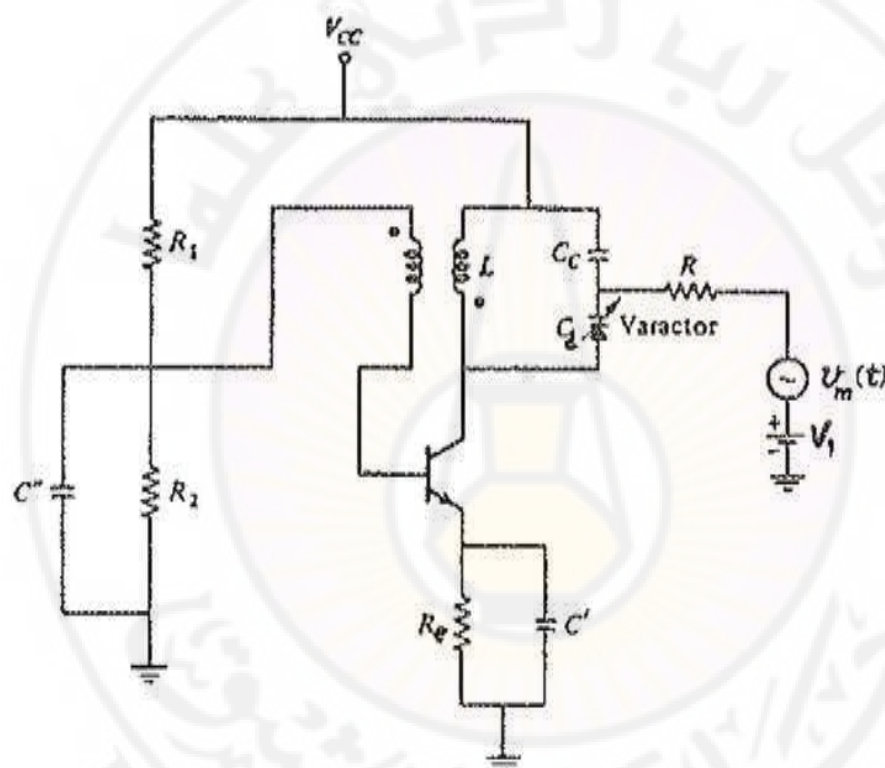
### ٥-١٣ طرق توليد الإشارات المعدلة ترددياً

تستخدم عملياً طريقتان لتوليد إشارات  $FM$  وهما: الطريقة المباشرة والتي تعتمد على تغيير تردد المذبذب المولد للموجة الحاملة بواسطة إشارة التعديل، والطريقة غير المباشرة التي تعتمد استخدام التعديل الطوري  $PM$ .

#### ٥-١٣-١ طريقة التوليد المباشر لموجة $FM$

تعتمد طريقة التوليد المباشر لموجة  $FM$  على استخدام إحدى دوائر المذبذبات المحكمة بالجهد  $VCO$  التي يتغير ترددها ضمن مجال معين نظراً خطياً تبعاً للجهد المطبق. ويمكن أن نستخدم كمذبذب  $VCO$  عند الترددات العالية أي مذبذب ذي دائرة رنين يوصل معها  $Varactor$ ، أي ديود متغير السعة (ديود يعمل بالتحيز عكسي بحيث تتغير مساحته

حسب جهد الانحياز) كما هو مبين في الشكل (٢٤-٥). ويحدث التذبذب في الدارة المبينة في الشكل بفضل التغذية الخلفية الموجبة (بالنحريض المتبادل) وتولد على مجمع الترانزستور نتيجة لذلك موجة جيبية يتحدد ترددها بتردد الرنين لدارة الرنين  $L, C_c, C_d$  أي  $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$  حيث  $C \approx C_d$  وذلك بافتراض أن  $C_c \gg C_d$ .



الشكل (٢٤-٥) دائرة VCO.

تختار قيمة الجهد المستمر  $V_1$  بحيث يعمل الفاراكتور بانحياز عكسي مناسب في حالة عدم وجود إشارة التعديل، أي عندما  $v_m(t) = 0$ ، للحصول على القيمة المطلوبة لتردد



المرحلة الحاملة  $f_c$  دون تعديل. وتتغير قيمة  $C_d$  حسب الجهد العكسي المطبق على الفاراكثور، وبالتالي تتغير قيمة  $C_d$  حسب جهد إشارة التعديل  $v_m(t)$ ، ويتغير تبعاً لذلك تردد المذبذب.

### ٥-١٣-٢ طريقة التوليد غير المباشر لموجة FM

تعتمد الطريقة غير المباشرة لتوليد موجة FM على استخدام معدل طورى مع استمرار إشارة التعديل، بمكامل. ويمكن تصميم المعدل الطورى ببساطة نسبياً، ولا سيما في حالة التعديل الطورى الضيق المجال NBFM، وهذه الحالة توافق (5-69) عندما يكون  $|k_p w_m(t)| \ll 1$ ، وكحالة خاصة عندما:

$$w_m(t) = a_m \sin \omega_m t$$

يفترض في حالة NBFM أن  $\beta = k_p a_m \ll 1$ .

يمكن أن نعر عن  $v_{PM}(t)$  من أجل  $|k_p w_m(t)| \ll 1$  بالعلاقة التقريبية:

$$v_{PM}(t) \approx A_c \cos \omega_c t - k_p w_m(t) A_c \sin \omega_c t \quad (5-74)$$

بافتراض أن  $w_m(t) = a_m \sin \omega_m t$  نكتب:

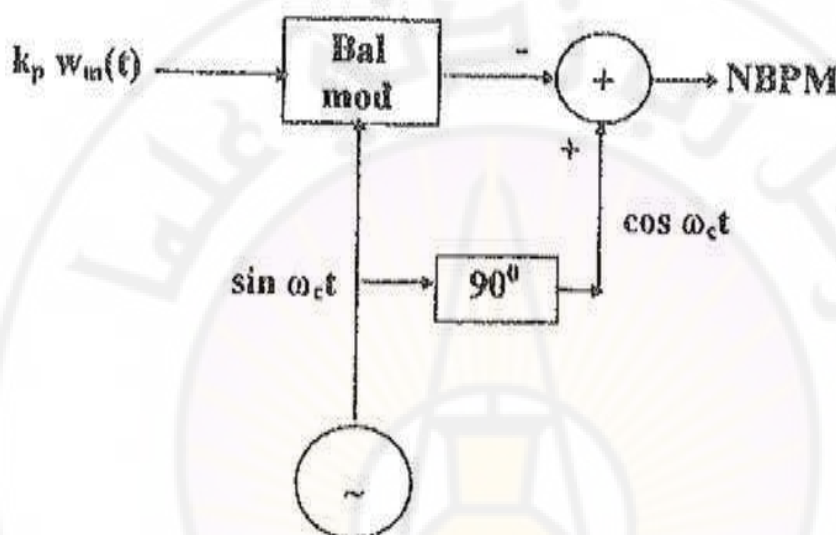
$$v_{PM}(t) \approx A_c \cos \omega_c t - \beta A_c \sin \omega_m t \sin \omega_c t \quad (5-75)$$

يبين الشكل (٥-٢٥) طريقة الحصول على موجة NBFM وفق العلاقة (5-74) بافتراض أن  $A_c = 1$  من أجل التبسيط. ويستخدم معدل متوازن للحصول على  $k_p w_m(t) A_c \sin \omega_c t$  وبعد الطرح من  $\cos \omega_c t$  نحصل على  $v_{PM}(t)$ . وتعتمد هذه الطريقة مقبولة عملياً عندما تكون  $\beta < 0.5$ .

يمكن أن نحصل على تعديل ترددي ضيق المجال بأي إشارة  $v_m(t)$  باستخدام المعدل الطورى الضيق المجال نفسه في الشكل (٥-٢٥) مع إضافة مكامل على طريق إشارة التعديل. ويمكن تحويل إشارة NBFM التي نحصل عليها بالطريقة المذكورة إلى إشارة



WBFM بواسطة مضاعفة التردد *Frequency Multiplication* التي يقصد بها ضرب التردد اللحظي لإشارة NBFM بعدد صحيح  $n$ . وهذا يعني مضاعفة التردد الحامل وانحراف التردد معاً بنفس العامل، وبالإضافة إلى بعض مراحل مازجة Mixers للحصول على القيمة المطلوبة لتردد الحامل النهائي.



الشكل (٢٥-٥) دائرة المعدل الطوري.

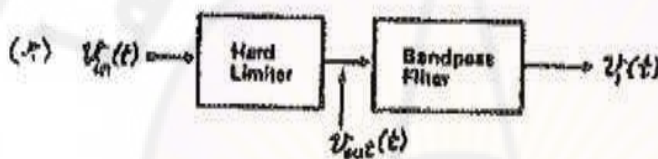
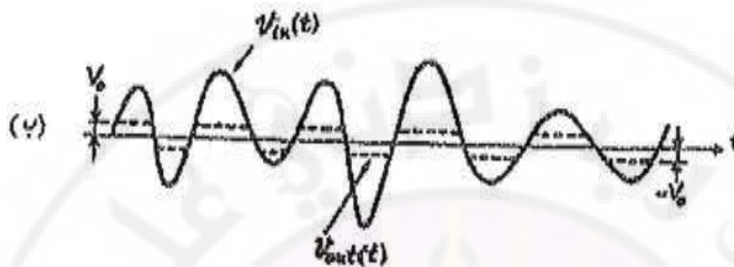
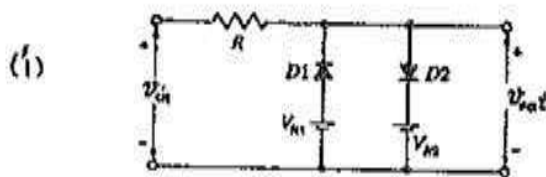
#### ٥-٤ كشف تعديل إشارات FM

يقصد بكشف تعديل إشارات FM أو باختصار كشف FM (*FM Detection*) عملية استعادة إشارة التعديل من الإشارة المعدلة ترددياً. وتسمى دائرة كشف FM "كاشف تعديل FM" (*FM Demodulator*)، أو كاشف FM (*FM Detector*)، كما تسمى أيضاً بميزاً ترددياً (*Frequency Discriminator*). ويفترض أن جهد خرجها يتناسب

مع انزياح التردد اللحظي لإشارة الدخل (إشارة FM) عن التردد المركزي  $f_c$ ، ضمن مدى معين لتأرجح التردد اللحظي حول  $f_c$ .  
يستخدم قبل كشف FM غالباً محدد المطال (Amplitude Limitor) لإلغاء تغيرات المطال التي يسببها عدم انتظام الاستجابة الترددية لدارات الإرسال والاستقبال وقناة النقل، وكذلك التغيرات المطالية العشوائية التي تنتج عن تأثير الضجيج والتداخلات (وبمعنى ذلك أن استخدام المحدد المطالي يفيد لإضعاف تأثير الضجيج والتداخلات).  
سنشرح باختصار طريقة عمل أبسط محدد مطالي وأهم الطرق المستخدمة لكشف FM.

### ٥-١٤-١ التحديد المطالي (Amplitude Limiting)

يبين الشكل (٥-٢٦-أ) إحدى الدارات البسيطة المستخدمة للتحديد المطالي، وهي دائرة قص *Clipper*، وتتألف من مقاوم  $R$  وديودين  $D_1$  و  $D_2$  مع مصدرين للجهد التحيز أو جهدين مرجعيين (Reference Voltages)، نرمز لهما  $V_{R1}$  و  $V_{R2}$ . ويوصل  $D_1$  خلال فترة النوبة السالبة لجهد الدخل  $v_{in}$  عندما تنخفض قيمته عن مستوى معين يحدده مجموع  $V_{R1}$  وجهد العتبة أو جهد بداية التوصيل للديود (نحو  $0.6V$  في حالة ديودات السيليكون). وبالمثل يوصل  $D_2$  خلال فترة النوبة الموجبة لجهد الدخل  $v_{in}$ ، عندما تزيد قيمته عن مستوى معين يحدده مجموع  $V_{R2}$  وجهد العتبة للديود. ونفترض في الشكل (٥-٢٦-ب) أن  $v_{in}$  هي إشارة FM ذات مطال متغير ويتم قصها على مستويين متناظرين ( $V_{L1}$  و  $V_{L2}$ )، بحيث تكون إشارة الخرج  $v_{out}$  بشكل موجة مربعة تقريباً، معدلة ترددياً على غرار إشارة الدخل.



الشكل (٥-٢٦)

١- دائرة القص *Clipper*.

ب- إشارة الدخل والخروج.

إذا كان  $D_1$  و  $D_2$  من السيليكون و  $V_{R1} = V_{R2} = 0$ ، يتم القص على المستويين  $\pm 0.6V \approx \pm V_o$ . ويوصف المحدد بأنه محدد قاس (*Hard Limiter*)، إذا بقيت إشارة الخرج ثابتة تقريباً عند تجاوز مستويي القص من الأعلى والأسفل بحيث يمكن أن نكتب:

$$v_{out}(t) = \begin{cases} +V_o & v_m(t) > +V_o \\ -V_o & v_m(t) < -V_o \end{cases} \quad (5-76)$$

يمكن عندئذ أن نعد إشارة خرج المحدد في الشكل (٥-٢٦-ب) كموجة مربعة معدلة ترددياً، ومن ثم ننشرها بسلسلة فورييه كمجموع توافقيات معدلة بالمثل تعديلاً ترددياً. ونفترض في الشكل (٥-٢٦-ج) أن إشارة خرج المحدد القاسي تمرر بمرشح تمرير مجال ينتخب التوافقي الأساسي للموجة المربعة المعدلة ترددياً، فنحصل على خرج المرشح على إشارة جيبية معدلة ترددياً وذات مطال ثابت تقريباً (أي متعددة مطالياً).

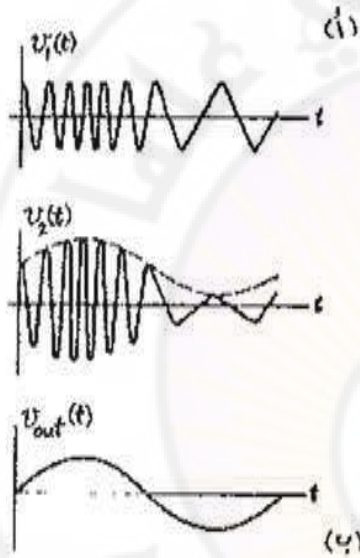
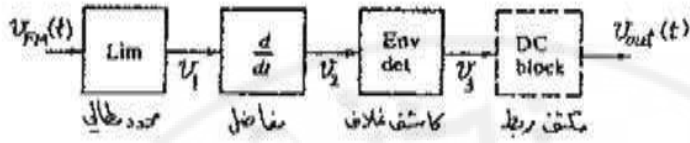
### ٥-١٤-٢ الكشف الترددي بطريقة تحويل $FM$ إلى $AM$

تعتمد بعض طرق الكشف الترددي فكرة تحويل إشارة  $FM$  إلى إشارة معدلة ترددياً ومطالياً ثم يتم كشف التعديل المطالي بكاشف مطالي. ويبين الشكل (٥-٢٧-أ) إحدى الطرق البسيطة التي تعتمد الفكرة المذكورة، ويفترض فيها أن إشارة المدخل المعدلة ترددياً  $v_{FM}(t)$  قد تكون متغيرة المطال (لأسباب ذكرناها سابقاً)، فتمرر بمحدد مطالي ( $Lim$ ) لتنتج في خرج الإشارة  $v_1(t)$  التي نفترضها معدلة ترددياً وذات مطال ثابت كما هو مبين في الشكل (٥-٢٧-ب). ونفترض أنه يستخدم في الشكل (٥-٢٧-أ) بعد المحدد مفاضل  $Differentiator$  نرمز له  $\left(\frac{d}{dt}\right)$ ، وتنتج في خرج الإشارة  $v_2(t)$  التي تكون معدلة ترددياً ومطالياً كما هو مبين الشكل (٥-٢٧-ب). يلي المفاضل في الشكل (٥-٢٧-أ) كاشف غلاف ( $Env\ det$ )، تكون إشارة خرجها  $v_3(t)$  ماثلة تقريباً للغلاف الموجب مثلاً لـ  $v_2(t)$ . وتمرر  $v_3(t)$  لاحقاً بمكثف ربط يمرر المركبة المتناوبة لـ  $v_3(t)$  ويمنع مرور المركبة المستمرة، وبالنسبة نحصل على إشارة الخرج  $v_{out}(t)$  التي يفترض أن تكون مناسبة مع إشارة التعديل الأصلية  $v_m(t)$ . يفسر تحويل إشارة  $FM$  بواسطة المفاضل إلى إشارة معدلة مطالياً (إضافة لكونها معدلة ترددياً) بأن تابع التحويل للمفاضل:

$$H(f) = j\omega = j2\pi f$$



أي أن  $|H(f)| = 2\pi f$ . وبما أن مطال إشارة دغعل المفاضل ثابت، لذلك يتناسب مطال إشارة مخرج مع التردد.



الشكل (٥-٢٧)

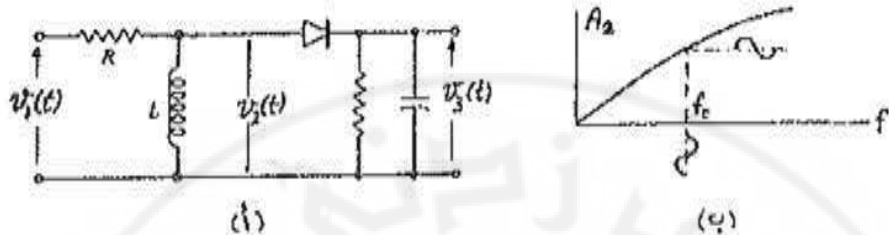
أ- كاشف ترددي باستخدام محدد وتحويل  $FM$  إلى  $AM$ .

ب- أشكال الإشارات.

يوضح الشكل (٥-٢٨-أ) دائرة كاشف  $FM$  باستخدام دائرة تفاضل  $R-I$  ولها كاشف غلاف. ويرمز  $M_2$  في الشكل الشكل (٥-٢٨-ب) لمطال إشارة مخرج دائرة التفاضل

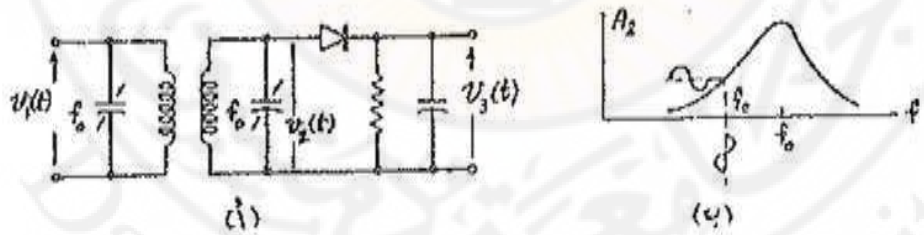


$v_2(t)$ ، وتكون علاقته مع التردد شبه خطية ضمن مدى محدود لتأرجح إشارة  $FM$  حول التردد المركزي  $f_c$ .



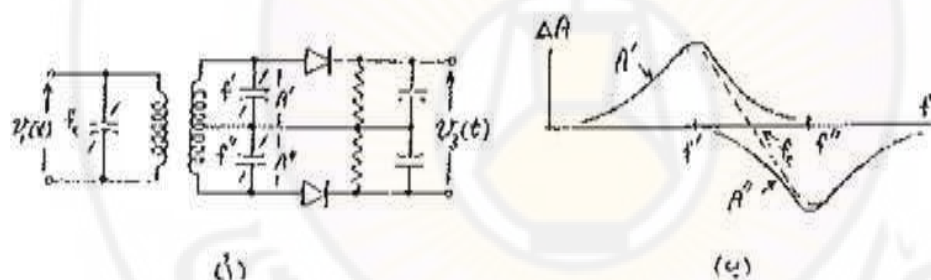
الشكل (٥-٢٨)  
أ- كاشف  $FM$  باستخدام دائرة تفاضل.  
ب- الاستجابة الترددية.

يبين الشكل (٥-٢٩-أ) دائرة كاشف  $FM$  ذي دارتي رنين مولفتين على التردد نفسه  $f_0$  وهو يسمى كاشف الميل  $Slope Detector$ . ويختار تردد الرنين  $f_0$  مختلفاً قليلاً عن  $f_c$  بحيث يكون مثلاً أعلى منه كما في الشكل (٥-٢٩-ب) وواقعاً في منتصف الجزء شبه الخطي للحنان المائل لمنحني الرنين.



الشكل (٥-٢٩)  
أ- دائرة كاشف الميل.  
ب- الاستجابة الترددية.

يبين الشكل (٥-٣٠-أ) دائرة كاشف  $AM$  المسمى كاشف الجبل المتوازن، وتستخدم فيه ثلاث دوائر رنين وكاشف غلاف. وتولف دائرة رنين الدخول على التردد  $f_r$  بينما تولف دارتا رنين الملف الثانوي على التردد  $f_r$  و  $f_r'$  بحيث يختار  $f_r$  مثلاً أقل من  $f_r'$  كما في الشكل (٥-٣٠-ب)، بينما يختار  $f_r'$  أعلى من  $f_r$ . ويمثل جهد الخرج  $v_d(t)$  الفرق بين جهدي خرج كاشفي الغلاف، ولذا يتناسب مع الفرق  $(A' - A'')$ ، حيث  $A'$  و  $A''$  مطالاً الجهدين اللذين ينتجان على دارتي الرنين المولفتين على  $f_r$  و  $f_r'$ . ويبين الشكل (٥-٣٠-ب) العلاقة بين الفرق  $A' - A' - A''$  والتردد، ونحصل عليها كمنحنى للجمع التبري لمنحني الرنين الممثل لـ  $A'$  ومنحني الرنين المعكوس الممثل لـ  $(A'')$ . ويستنتج من الشكل (٥-٣٠-ب) أن استجابة كاشف الجبل المتوازن أفضل من حيث الخطية والحدسية من استجابة كاشف الجبل البسيط أو مميز  $R-L$ .



الشكل (٥-٣٠)

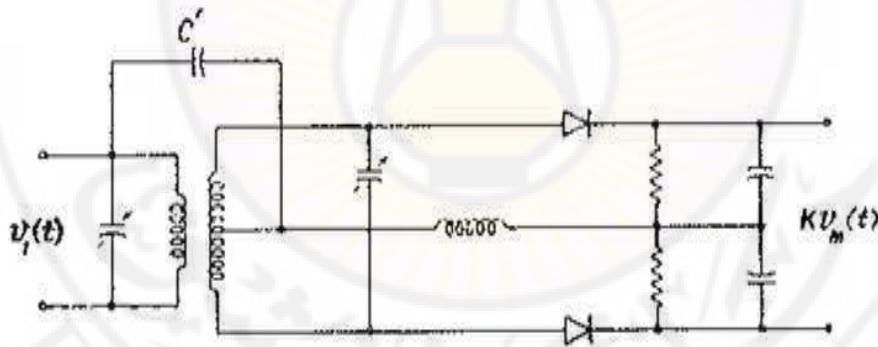
أ- كاشف الجبل المتوازن.

ب- منحنى الاستجابة الترددية.

### ٥-١٤-٣ الكشف الترددي بالاعتماد على التأخير الزمني أو إزاحة

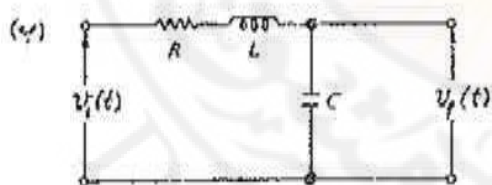
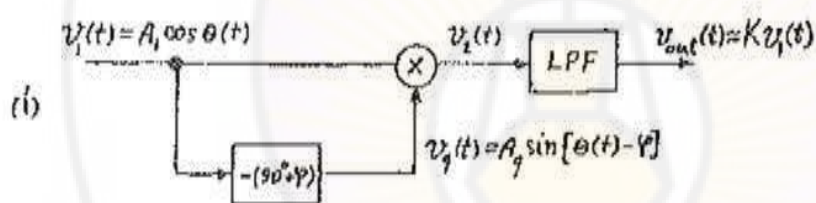
#### الطور

تعتمد هذه الطريقة الإزاحة الزمنية أو إزاحة الطور لتحويل الانزياح الترددي إلى انزياح طوري، ومن ثم يتم تحويل الانزياح الطوري إلى تغير بالمطال ويستخدم لاحقاً كاشف مطالي. ومن الكواشف التي تعتمد هذه الطريقة دائرة مميز انزياح الطور المبينة في الشكل (٥-٣١). وفي هذه الدائرة تولف دارتا الرنين الابتدائية والثانوية على نفس التردد  $\omega_c$ ، ويقوم كل من كاشفي الغلاف بكشف مطال محصلة الجهد  $v_i(t)$  (المنتقل عبر  $C'$ ) ونصف جهد دائرة الرنين الثانوية. ويؤدي تغير تردد إشارة الدخل المعدلة ترددياً إلى تغير انزياح الطور على دائرة الرنين الثانوية مما يؤدي إلى تغير مطال المحصلة التي يكشفها كل من كاشفي الغلاف. وتتصف هذه الدارة بخطية وحساسية أفضل من دائرة كاشف الميل المتوازن.



الشكل (٥-٣١) دائرة مميز انزياح الطور.

يعتمد عمل أكثر كواشف FM المنفذة كجزء من دائرة متكاملة في أجهزة استقبال FM الحديثة على الطريقة المبينة في الشكل (٥-٣٢-أ)، حيث يفترض استخدام دائرة لإزاحة الطور بمقدار  $(90^\circ + \varphi)$ ، مع افتراض أن  $\varphi$  تتناسب مع انزياح التردد اللحظي لإشارة FM عن  $f_c$ ، ويمكن تحقيق ذلك على سبيل المثال بدارة رنين تسلسلية كالمبينة في الشكل (٥-٣٢-ب). ونقصد بـ  $\theta(t)$  في الشكل (٥-٣٠-أ) الزاوية الكلية اللحظية المعبر عنها بالعلاقة (5-51). ويفترض أن دائرة الرنين في الشكل (٥-٣٢-ب) مولفة على  $f_c$  بحيث يكون خرجها  $v_q(t)$  عند  $f_c$  (أي عند الرنين) مزاحاً بالطور بمقدار  $90^\circ$  عن جهد الدخل  $v_i(t)$ ، ولذا يقال إن  $v_i(t)$  و  $v_q(t)$  "متعامدان". وتسمى طريقة الكشف المبينة في الشكل (٥-٣٢-أ) طريقة الكشف التعامدي (Quadrature Detection)، وهي تعتمد الضرب التماثلي لإشارة الدخل  $v_i(t)$  وإشارة التعامدية  $v_q(t)$ .



الشكل (٥-٣٢)  
أ- طريقة الكشف التعامدي.  
ب- دائرة رنين تسلسلية.



نجد أن خرج الضارب في الشكل (٥-٣٢-أ) من أجل  $\phi=0$  (أي عند التردد  $f_c$ ):

$$\begin{aligned} v_2(t) &= A_1 A_q \cos \theta(t) \sin \theta(t) = \frac{1}{2} A_1 A_q \sin 2\theta(t) \\ &= \frac{1}{2} A_1 A_q \sin[2\omega_c t - 2\phi(t)] \end{aligned} \quad (5-77)$$

ولا يمر هذه الإشارة العالية التردد عبر مرشح التمرير المنخفض  $LPF$  في الشكل (٥-٣٢-أ)، فيكون خرج  $v_{out}(t)=0$ .

عند انزياح تردد إشارة الدخل (إشارة  $FM$ ) عن  $f_c$  تصبح  $\phi \neq 0$  ومن ثم يصبح خرج الضارب:

$$\begin{aligned} v_2(t) &= A_1 A_q \cos \theta \sin(\theta - \phi) \\ &= \frac{1}{2} A_1 A_q [\sin(2\theta - \phi) - \sin \phi] \end{aligned} \quad (5-78)$$

يمر  $LPF$  فقط المركبة  $-\frac{1}{2} A_1 A_q \sin \phi$ . وبهنا أن جهد خرج  $LPF$  يتناسب مع  $\sin \phi$ ، أي يتناسب تقريباً مع  $\phi$  من أجل قيم صغيرة لـ  $\phi$ .

يمكن أن نبين أنه عند استخدام دائرة الرنين الميئة في الشكل (٥-٣٢-ب) تكون  $\phi$  متناسبة مع انزياح التردد عن  $f_c$  وبالنسبة نجد أن جهد خرج  $LPF$  في الشكل (٥-٣٢-أ) يتناسب مع  $(f-f_c)$ ، أي يكون  $v_{out}(t) \approx K v_m(t)$ ، حيث  $K$  ثابت.

## ٥-١٥ تأثير التداخلات والضجيج في نظم التعديل الزاوي

يعد التعديل الزاوي  $FM$  أو  $PM$  أسوأ من التعديل المطالي من وجهة نظر عرض المجال الترددي المطلوب للإرسال (وهو يكون في حالة  $WBFM$  أو  $WBPM$  أكبر بكثير مما هو في حالة  $AM$  من أجل القيمة نفسها لعرض مجال إشارة التعديل). وبالمقابل يتميز التعديل الزاوي عن التعديل المطالي بجودة أفضل للإشارة بالنسبة إلى الضجيج، فيما إذا كان عامل التعديل  $\beta$  أكبر من قيمة معينة (أكبر من حوالي 0.6).



مع أن الضجيج يكون في الحالة العامة ذا طيف واسع جداً يمتد من الصفر حتى اللانهاية نظرياً (كالضجيج الحراري للمقاومات مثلاً)، فعند ترشيحه مع الإشارة المستقبلة في جهاز الاستقبال قبل الكشف بمرشح BPF يصبح ذا عرض مجال محدود، وهو نفسه عرض مجال التعرير أو عرض مجال الإشارة المستقبلة B. وإذا كان  $f_c \ll B$  حيث  $f_c$  تردد الموجة الحاملة للإشارة المستقبلة (تردد الرنين لدارات الرنين)، يمكن عد الضجيج بعد الترشيح (قبل الكشف) كموجة جيبية معدلة مطاليًا وزاويًا.

تنضج أفضلية نظامي FM و PM على AM من وجهة نظر جودة الإشارة بالنسبة للضجيج بمقارنة نسبي استطاعتي الإشارة والضجيج في مخرج الكاشف ودخله للطرق الثلاث. وسنحدد استطاعة ضجيج الدخل  $N_i$  بافتراض أنه ضجيج أبيض، بمعنى أنه ذو طيف منتظم ضمن المجال الترددي للمرشح الذي يسبق الكاشف

$$f_c - \frac{B}{2} \leq f \leq f_c + \frac{B}{2}$$

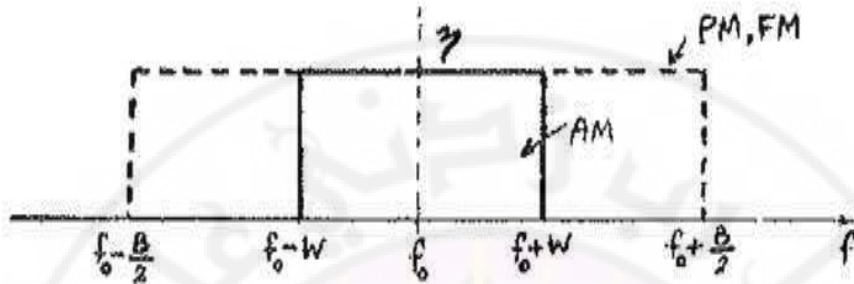
وذلك كما مبين في الشكل (٥-٣٣)، حيث نفترض أن  $f_c$  يقابل تردد الموجة الحاملة عند توليف جهاز الاستقبال على المحطة المطلوبة. ويمثل B عرض مجال تمرير المرشح الذي يسبق الكاشف في حالة FM أو PM، وهو يجب أن يكون مساوياً تقريباً عرض المجال الترددي المحدد بقاعدة كارسون  $B \approx 2(\beta+1)W$  بافتراض W عرض مجال إشارة التعديل، وفي حالة AM يختار  $B \approx 2W$ ، وهذا يقابل الجزء المظلل في الشكل (٥-٣٣). ونرمز بـ  $\eta$  في الشكل للكثافة الطيفية لاستطاعة الضجيج وبدالاتها نعبّر عن استطاعة ضجيج الدخل بالعلاقة:

$$N_i \approx \eta B \quad (5-79)$$

وتعطي  $\eta$  في حالة مقاوم ذي ضجيج حراري بالعلاقة (٥-٧٥-٤)، أي  $\eta = kT$ .  
نحسب  $\eta$  عند دخل الكاشف بالعلاقة التالية (ونعد المحدد المطالي في مستقبلات FM و PM جزءاً من الكاشف).

$$\eta = GFKT$$

حيث  $G$  و  $F$  كسب الاستطاعة وعامل الضجيج للمكبرات التي تسبق الكاشف.



الشكل (٥-٣٣) الكثافة الطيفية لاستطاعة الضجيج لطرق التعديل  $AM$  و  $PM$  و  $FM$

يمكن التعبير عن استطاعة الضجيج دخل كاشف  $FM$  أو  $PM$  (قبل التحديد المطالي) بتطبيق العلاقة (5-79) من أجل  $B \approx 2(\beta + 1)W$  وفق قاعدة كارسون فنكتب:

$$N_i \approx \eta B \approx 2\eta(\beta + 1)W \quad PM, FM \quad (5-80)$$

نحدد استطاعة ضجيج دخل كاشف  $AM$  وفق (5-79) بعد أن نضع  $B = 2W$ ، فنكتب:

$$N_i \approx 2\eta W \quad AM \quad (5-81)$$

سيعبر فيما يلي عن استطاعة إشارة دخل الكاشف (من أجل كل من  $AM$  و  $FM$  و  $PM$ ) لحالة التعديل بإشارة جيبية. وتكون استطاعة دخل كاشف  $AM$ :

$$S_i = S_c \left( 1 + \frac{m^2}{2} \right) \quad AM \quad (5-82)$$

حيث  $S_c$  استطاعة مركبة الحامل:

$$S_c = \frac{A_c^2}{2R}$$

ونمثل  $R$  هنا مقاومة دخل الكاشف. ونجد أن:

$$S_i = \frac{A_c^2}{2R} \left( 1 + \frac{m^2}{2} \right) \quad AM \quad (5-83)$$

تكون استطاعة دخل كاشف  $FM$  أو  $PM$  وفق (5-46):

$$S_c = \frac{A_c^2}{2R} \quad PM, FM \quad (5-84)$$

وهذه هي عبارة  $S_c$  نفسها في حالة  $AM$ .

سنعبر عن إشارة مخرج كاشف  $AM$  بافتراض أنه كاشف غلاف أو كاشف متزامن وفق (5-28) و (5-33):

$$y(t) = A_c [\mu v_m(t)] = mA_c \cos \omega_m t \quad (5-85)$$

حيث افترضنا أن  $\mu v_m(t) = m \cos \omega_m t$ . وبالتالي تكون استطاعة إشارة مخرج كاشف  $AM$  في حالة تحميله على مقاومة تساوي  $R$  أيضاً:

$$S_o = \frac{m^2 A_c^2}{2R} \quad AM \quad (5-86)$$

يمكن أن نبين أن استطاعة ضخمج مخرج كاشف الغلاف (أو الكاشف المتزامن المكافئ له) تساوي استطاعة ضخمج الدخل:

$$N_o = N_i \quad (5-87)$$

بحسب العلاقات الواردة أعلاه لحالة  $AM$  نستنتج أن:

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{m^2}{1 + \frac{m^2}{2}} \left( \frac{S_i}{N_i} \right) = m^2 \left( \frac{S_i}{N_i} \right) \quad AM \quad (5-88)$$

حيث:

$$\frac{S_c}{N_i} = \frac{A_c^2}{4R\eta W} \quad AM \quad (5-89)$$

تسمى النسبة  $\frac{S_c}{N_i}$  نسبة الحامل إلى الضجيج. ويتضح من (5-88) أنه عندما  $m=1$  نحصل على القيمة القصوى لنسبة الإشارة إلى الضجيج في حالة AM وهي تساوي نسبة الحامل إلى الضجيج:

$$\left( \frac{S_i}{N_i} \right)_{\max} = \frac{S_c}{N_i} \quad AM \quad (5-90)$$

في حالتي PM و FM نغير عن نسبة الإشارة إلى الضجيج في دخل الكاشف ونفسق (5-80) و (5-84):

$$\frac{S_i}{N_i} = \frac{A_c^2}{2R\eta B} \quad PM, FM \quad (5-91)$$

تكون إشارة خرج كاشف PM (دون ضجيج) بافتراض أنها تتناسب مع  $\phi(t)$ :

$$y(t) = K_1 \beta \sin \omega_m t$$

حيث  $K_1$  ثابت التناسب، وسنفترض للتبسيط أنه يساوي الواحد. وبالتالي تكون استطاعة خرج كاشف PM (بافتراض أن مقاومة الحمل تساوي  $R$ ):

$$S_o = \frac{\beta^2}{2R} \quad PM \quad (5-92)$$

يمكن أن نبين أن الكثافة الطيفية لاستطاعة ضجيج خرج كاشف PM تتحدد بالملاقة التقريبية:

$$\eta_o = \frac{2\eta}{A_c^2} \quad PM \quad (5-93)$$

نحصل على استطاعة ضجيج خرج كاشف PM بضرب  $\eta_o$  بعرض المجال  $W$ ، بافتراض أن إشارة خرج الكاشف تمرر بمرشح تمرير منخفض عرض مجاله  $W$ ، وبالتالي:

$$N_o = \frac{2\eta}{A_c^2} W \quad PM \quad (5-94)$$



نجد أن  $\eta_0$  أو  $\left(\frac{N_0}{W}\right)$  تمثل تقريباً حاصل ضرب الكثافة الطيفية لضحيج الدخل  $\eta$  بالعامل  $\left(\frac{2}{A_c^2}\right)$ . وتكون نسبة الإشارة إلى الضحيج في خرج الكاشف الطوري وفق (5-92) و (5-94):

$$\frac{S_o}{N_o} \approx \frac{\beta^2 A_c^2}{4\eta WR} \quad PM \quad (5-95)$$

بالمقارنة مع (5-91) نستنتج أن:

$$\frac{S_o}{N_o} \approx \beta^2 \left( \frac{B}{2W} \right) \left( \frac{S_i}{N_i} \right) \quad PM \quad (5-96)$$

نجد أن النسبة  $\frac{S}{N}$  في المخرج أكبر مما يقابلها في الدخل عندما  $\beta > 1$ ، لأن  $B$  وفق قاعدة كارسون أكبر من  $2W$ .

تكون إشارة خرج كاشف  $FM$  (دون ضحيج) بافتراض أنها تتناسب مع انزياح التردد اللحظي عن تردد الحامل  $f_c$ :

$$y(t) = K_2 \Delta f \cos \omega_m t \quad (5-97)$$

حيث  $K_2$  ثابت التناسب، وسنفترض للتبسيط أنه يساوي الواحد. وبالتالي نكون استطاعة خرج كاشف  $FM$  (بفرض أن مقاومة حملة تساوي  $R$ ):

$$S_o = \frac{(\Delta f)^2}{2R} \quad FM \quad (5-98)$$

يمكن أن نبين أن استطاعة ضحيج خرج كاشف  $FM$  تعطى بالعلاقة التقريبية التالية:

$$N_o \approx \frac{2}{3} \eta \frac{W^3}{A_c^2} \quad FM \quad (5-99)$$

تكون نسبة الإشارة إلى الضحيج في خرج كاشف  $FM$ :

$$\frac{S_o}{N_o} \approx \frac{3(\Delta f)^2 A_c^2}{4RW^3\eta} = \frac{3\beta^2 A_c^2}{4\eta WR} \quad FM \quad (5-100)$$



حيث  $\beta \approx \frac{\Delta f}{W}$  وبالمقارنة مع (5-91) نستنتج أن:

$$\frac{S_o}{N_o} \approx 3\beta^2 \left( \frac{B}{2W} \right) \left( \frac{S_i}{N_i} \right) \quad FM \quad (5-101)$$

نجد أنه من أجل  $WBFM$ ، أي عندما  $\beta \gg 1$  تكون النسبة  $\frac{S}{N}$  في خرج كاشف  $FM$  أكبر بكثير من النسبة المماثلة في دخله.

بالمقارنة مع (5-96) نجد أن نسبة الإشارة إلى الضجيج في خرج كاشف  $FM$  أعلى بثلاث مرات من النسبة المماثلة لها في حالة  $PM$  من أجل  $\left( \frac{S_i}{N_i} \right)$  نفسها.

يستنتج من (5-96) و (5-101) أنه يمكن تحسين نسبة الإشارة إلى الضجيج في  $PM$  أو  $FM$  بزيادة  $\beta$ ، مع أن زيادة  $\beta$  تؤدي إلى زيادة عرض النطاق وفق قاعدة كارسون  $B \approx 2(\beta + 1)W$ .

تعد إمكانية تحسين النسبة  $\left( \frac{S}{N} \right)$  بزيادة  $\beta$  أو  $B$  في حالة  $FM$  و  $PM$  كميزة هامة تسمى باختصار خاصة خفض الضجيج بمجال عريض ( $WideBand Noise$   $WBNR$  Reduction). ومما يجدر من الاستفادة من هذه الميزة أن أغلب نظم الاتصالات تكون ذات مجال ترددي محدود نسبياً.

سنعر فيما يلي عن النسب  $\left( \frac{S_o}{N_o} \right)$  لنظم  $AM$  و  $FM$  و  $PM$  بدلالة النسب المماثلة لها في حالة نظامي  $SSB$  و  $DSB$  ذي حامل مكبوت ( $DSB-SC$ ).

يمكن أن نبين بسهولة أن النسبة  $\left( \frac{S_o}{N_o} \right)$  في حالة نظامي  $SSB$  و  $DSB$ ، بافتراض أنه يستخدم لكشف الإشارات  $SSB$  و  $DSB$  كاشف متزامن تعطى بالعلاقات التالية:

$$\left( \frac{S_o}{N_o} \right)_{SSB} = \left( \frac{S_i}{N_i} \right)_{SSB} = \gamma \quad (5-102)$$

$$\left(\frac{S_o}{N_o}\right)_{SSB} \approx 2\left(\frac{S_i}{N_i}\right)_{DSB} \approx \gamma \quad (5-103)$$

حيث أن:

$$\gamma \approx \frac{S_i}{\eta W} \quad (5-104)$$

تستخدم  $\gamma$  للدلالة على هذه النسبة لكل نظم التعديل، ونحدد استطاعة ضخميج دحل الكاشف في حالة SSB من العلاقة  $N_i = \eta W$  وذلك وفق العلاقة (5-79) من أجل  $B=W$ ، كما نحدد استطاعة ضخميج دحل الكاشف في حالة DSB من العلاقة نفسها من أجل  $B=2W$  (أي أن  $N_i = 2\eta W$ ) كما في حالة AM.

لكي نعر عن النسبة  $\left(\frac{S_o}{N_o}\right)$  لكل من AM و PM و FM بدلالة  $\gamma$  نطبق العلاقات (5-88) و (5-96) و (5-101) مع استخدام العلاقة:

$$\left(\frac{S_i}{N_i}\right) = \frac{W}{B} \gamma \quad (5-105)$$

حيث  $B$  عرض بمال قناة النقل والمرشح الذي يسبق الكاشف ويفترض أنه يساوي  $2W$  في حالة AM أو  $2(\beta+1)W$  في حالتي FM و PM. نجد بالنتيجة أن:

$$\left(\frac{S_o}{N_o}\right)_{AM} = \frac{m^2}{2+m^2} \gamma \quad (5-106-a)$$

$$\left(\frac{S_o}{N_o}\right)_{PM} = \frac{1}{2} \beta^2 \gamma \quad (5-106-b)$$

$$\left(\frac{S_o}{N_o}\right)_{FM} = \frac{3}{2} \beta^2 \gamma \quad (5-106-c)$$

نلاحظ أن  $AM$  هو الأسوأ بجودة الإشارة بالنسبة إلى الضجيج، خصوصاً من أجل قيم صغيرة لـ  $m$ ، ويتميز  $PM$  و  $FM$  كما ذكرنا سابقاً بإمكانية زيادة النسبة  $\left(\frac{S_o}{N_o}\right)$  بزيادة  $\beta$  أو عرض المجال  $B$ ، وهي الميزة التي تسمى باختصار بميزة خفض الضجيج بمجال عريض  $WBNR$ . وعند مقارنة النسبة  $\left(\frac{S_o}{N_o}\right)$  لحالتين  $FM$  و  $AM$  من أجل قيمة محددة لـ  $\gamma$ ، وأقصى قيمة مسموح بها لـ  $m$  في حالة  $AM$  (وهي  $m=1$ )، نجد أن النظامين يكونان متكافئين بالنسبة المذكورة عندما  $\beta^2=2/9$  أو  $\beta=0.7$ . وتعد هذه القيمة أحياناً بمثابة الحد الفاصل بين  $WBFM$  الذي يتفوق على  $AM$  بالنسبة  $\left(\frac{S_o}{N_o}\right)$  و  $NBFM$  الذي يكون أسوأ من  $AM$  بالنسبة المذكورة.

ثم الحصول على العلاقات (5-106) لحالة التعديل بإشارة جيبية. ويمكن أن نعيد كتابتها من أجل التعديل بأي إشارة  $v_m(t)$  بافتراض أن:

$$x_m(t) = \frac{v_m(t)}{V_{max}} \quad (5-107)$$

حيث  $V_{max}$  القيمة المطلقة القصوى لـ  $v_m(t)$ ، وبالتالي تكون  $x_m(t) = v_m(t)$  عندما يكون  $V_{max}=1$ . وتكون الاستطاعة الناتجة عن  $x_m(t)$  على مقاومة قيمتها  $1\Omega$  هي:

$$S_x = \overline{x_m^2(t)}$$

أي تساوي القيمة المتوسطة لـ  $x_m^2(t)$ .

على سبيل المثال عندما تكون  $v_m(t) = A_m \cos \omega_m t$  نجد أن  $V_{max} = A_m$  وبالتالي:

$$x_m(t) = \cos \omega_m t \quad S_x = \overline{x_m^2(t)} = \frac{1}{2}$$

تكون العلاقات المقابلة لـ (3-106) من أجل  $x_m(t)$  في الحالة العامة:

$$\left(\frac{S_o}{N_o}\right)_{AM} = \frac{S_x}{1 + S_x} \gamma \quad (5-108-a)$$

$$\left(\frac{S_o}{N_o}\right)_{PM} \approx \beta^2 S_i \gamma \quad (5-108-b)$$

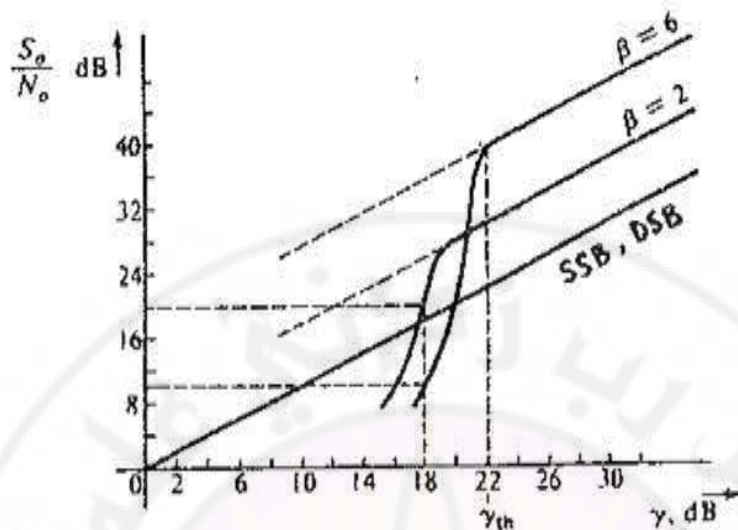
$$\left(\frac{S_o}{N_o}\right)_{PM} \approx 3\beta^2 S_i \gamma \quad (5-108-c)$$

وفي حالتي *SSB* و *DSB* تبقى  $\left(\frac{S_o}{N_o}\right) = \gamma$  حتى للإشارات غير الجيبية.

ثم الحصول على العلاقات الواردة سابقاً للنسبة  $\left(\frac{S_o}{N_o}\right)$  في حالتي *FM* و *PM* بافتراض أن  $\frac{S_i}{N_i} \gg 1$ . وعندما تكون  $\frac{S_i}{N_i} \gg 1$  تطغى الإشارة على الضجيج، بينما يحدث العكس عندما  $\frac{S_i}{N_i} \ll 1$ . ويكون الانتقال بين الحالتين حاداً نوعاً ما، كما يتضح من الشكل (٥-٣٤) الذي يمثل العلاقة بين النسبة  $\left(\frac{S_o}{N_o}\right)$  و  $\gamma$  عند التعبير عن كل منهما بالديسيبل، وذلك لحالة *FM* من أجل  $\beta=2$  و  $\beta=6$ ، وكذلك لحالتي *SSB* و *DSB* (عند استخدام الكاشف المتزامن).

بما أن  $\gamma = \frac{S_i}{\eta W}$ ، لذلك يعد تغير النسبة  $\left(\frac{S_o}{N_o}\right)$  تبعاً لـ  $\gamma$  مكافئاً لتغيرها تبعاً لـ  $S_i$  من أجل قيمة ثابتة لـ  $\eta W$ . ويؤدي تغير  $\gamma$  إلى تغير النسبة  $\left(\frac{S_i}{N_i}\right)$  وفق العلاقة (5-105). وإذا افترضنا أنه تم خفض  $\gamma$  تدريجياً ابتداءً من قيمة كبيرة مثل 30dB، فإننا نجد أن النسبة  $\left(\frac{S_o}{N_o}\right)$  تنخفض خطياً في حالتي *SSB* و *DSB*، بينما تنخفض في حالة *FM* أولاً تدريجياً (خطياً) ثم تبدأ بالانخفاض عند نقطة الركبة (*Knee*) التي تقابل مثلاً  $\gamma=22\text{dB}$  من أجل  $\beta=6$  كما يتضح من الشكل (٥-٣٤). وتسمى قيمة  $\gamma$  عند تلك النقطة قيمة العتبة *Threshold*، ويرمز لها  $\gamma_{th}$ .





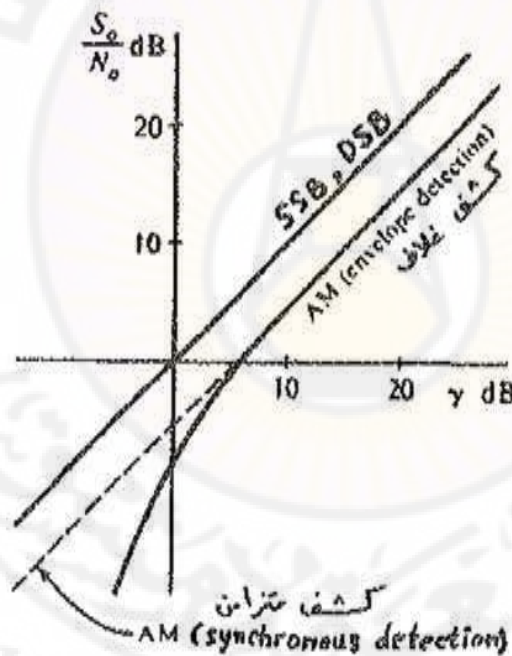
الشكل (٣٤-٥) العلاقة بين  $\left(\frac{S_o}{N_o}\right)$  و  $\gamma$ .

يلاحظ أنه عندما  $\gamma < \gamma_{th}$  يفقد FM خاصية خفض الضجيج بمجال عرض  $WBNR$ . ويتضح هذا إذا انتقلنا من حالة FM التي تقابل  $\beta=2$  و  $\gamma=18dB$  إلى حالة FM التي تقابل  $\beta=6$  من أجل القيمة نفسها لـ  $\gamma$ . ولجد أنه من أجل  $\beta=2$  و  $\gamma=18dB$  تكون النسبة  $\left(\frac{S_o}{N_o}\right)$  نحو  $10dB$ ، بينما تكون القيمة المقابلة لـ  $\beta=6$  من أجل القيمة نفسها لـ  $\gamma$  نحو  $20dB$ . وعلى هذا النحو تؤدي زيادة  $\beta$  من 2 إلى 6 إلى خفض النسبة  $\left(\frac{S_o}{N_o}\right)$  مع أنها تؤدي إلى زيادة عرض المجال بالعامل  $7/3$  وفق قاعدة كارسون.

ويمكن أن يلاحظ تأثير العتبة أحياناً حتى في ظروف استقبال AM العادي عند استخدام كاشف الغلاف كما هو موضح في الشكل (٣٥-٥). وفي حالة استخدام كاشف



متزامن في جهاز استقبال  $AM$  العادي تتغير النسبة  $\left(\frac{S_o}{N_o}\right)$  تبعاً لـ  $\gamma$  معطياً وتختلف عما هي عليه في حالتي  $SSB$  و  $DSB$  وفق العلاقة (5-106) بالعامل  $\frac{m^2}{2+m^2}$ . وبالمقابل، تنخفض النسبة  $\left(\frac{S_o}{N_o}\right)$  في حالة كاشف الغلاف عند خفض  $\gamma$ ، أسرع من انخفاضها في حالة الكاشف المتزامن، ابتداءً من النقطة المقابلة لـ  $\gamma=10dB$ . وتعد هذه القيمة بمثابة قيمة العتبة لكاشف الغلاف. ويشترط للاستقبال الجيد للتصوير المرسل بطريقة  $AM$  أن تكون  $\gamma > 40dB$ .

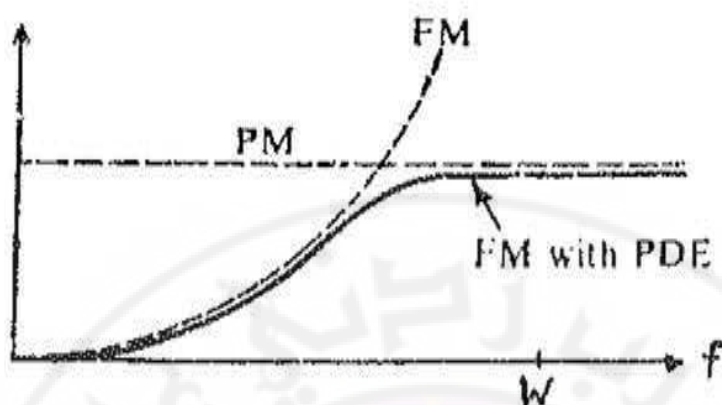


الشكل (5-35) العلاقة بين  $\left(\frac{S_o}{N_o}\right)$  و  $\gamma$  لحالة كشف  $AM$  بكاشف غلاف وكاشف متزامن.

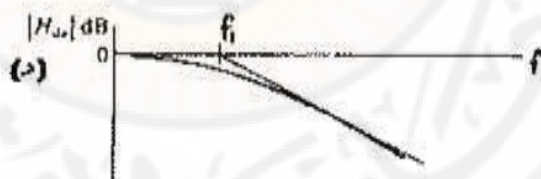
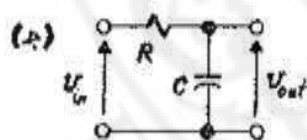
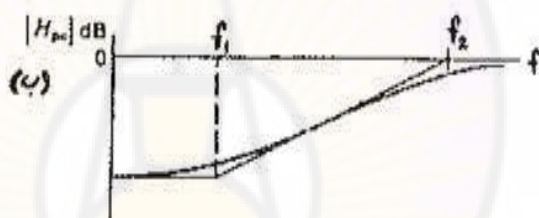
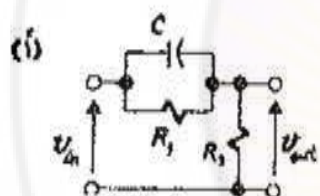
## ٥-٦ التعزيز المسبق وإزالة التعزيز في التعديل الترددي

ذكرنا في الفقرة السابقة أن نظام  $FM$  أفضل من نظام  $PM$  بالنسبة  $\left(\frac{S_n}{N_n}\right)$  ثلاث مرات. ولكن ذلك بعد صراحةً لحالة التعديل بإشارة جيبية واحدة، أو إشارة جيبية ممثلة كمجموع مركبات جيبية، بافتراض قيمة  $\beta$  هي نفسها في حالتي  $PM$  و  $FM$  لكل المركبات المذكورة. ولكن ذلك قد لا يكون صحيحاً في حالة التعديل بإشارة ذات مركبات ترددية كثيرة متفاوتة مطالاً النسبية. وعندئذ يتبين أن  $FM$  يمكن أن يكون أسوأ من  $PM$  بحودة الإشارة إلى الضعيف نظراً لأن الكثافة الطيفية لاستطاعة الضعيف  $G_n(f)$  في خرج كاشف  $FM$  تتناسب مع مربع التردد كما هو مبين في الشكل (٥-٣٦)، بينما تبقى ثابتة في حالة  $PM$ . وما يؤدي إلى ازدياد تأثير مركبات الضعيف عند الترددات المرتفعة في حالة إرسال الصوت بطريقة  $FM$  الضعيف النسبي للمركبات المرتفعة التردد ضمن طيف الإشارة الصوتية. ومن أجل تعويض الضعيف النسبي للمركبات المرتفعة التردد في إشارة التعديل (إشارة الصوت في حالة إذاعة  $FM$ ) تستخدم طريقة التعزيز المسبق ( $Pre-emphasis$ ) وإزالة التعزيز ( $De-emphasis$ )، أو باختصار  $PDE$ . ويؤدي استخدام هذه الطريقة إلى خفض  $G_n(f)$  عند الترددات المرتفعة في ضخم كاشف  $FM$  بحيث يصبح  $FM$  عند الترددات المرتفعة مماثلاً تقريباً لـ  $PM$  بقيمة  $G_n(f)$  كما هو مبين في الشكل (٥-٣٦).

يبين الشكل (٥-٣٧-أ) دائرة التعزيز المسبق بحيث تكون استجابتها الترددية  $H_{pe}(f)$  كما هو مبين في الشكل (٥-٣٧-ب)، أما الشكل (٥-٣٧-ج) فيبين دائرة إزالة التعزيز وهي عبارة عن مرشح بسيط  $RC$  للتمرير المنخفض وتكون استجابتها  $H_{de}(f)$  المبينة في الشكل (٥-٣٧-د) معاكسة تقريباً لاستجابة دائرة التعزيز المسبق.



الشكل (٣٦-٥) الكثافة الطيفية لاستطاعة الضجيج في حالة PDE وبدون PDE



الشكل (٣٧-٥)

أ- دائرة التعزيز المسبق.

ب- الاستجابة الترددية لدائرة التعزيز المسبق.

ج- دائرة إزالة التعزيز.

د- الاستجابة الترددية لدائرة إزالة التعزيز.

إذا كانت الاستجابة الترددية لدائرة إزالة التعزيز معاكسة تماماً للاستجابة الترددية لدائرة التعزيز المسبق، فهما لا تؤثران بالنتيجة على القيم النسبية للمركبات الطيفية للإشارة. وبالمقابل نجد أن الضجيج الذي يختلط مع الإشارة بعد الإرسال (ضجيج قناة النقل وضجيج دارات دخل جهاز الاستقبال) يتعرض لتأثير دائرة إزالة التعزيز فقط، فتنخفض القيم النسبية للمركبات الطيفية للضجيج عند الترددات المرتفعة. وبصحيح بالنتيجة التوزيع الطيفي للضجيج يخرج كاشف  $FM$  أقرب عند الترددات المرتفعة لحالة  $PM$  [وفق المنحني المقابل لحالة استخدام  $PDE$  في الشكل (٥-٣٦)]. ويتبين بنتيجة التحليل النظري أن استخدام  $PDE$  في نظام  $FM$  الإذاعي من أجل  $W=15kHz$  و  $f_1=2.1kHz$  يؤدي إلى رفع نسبة الإشارة إلى الضجيج في خرج كاشف  $FM$  بنحو  $13dB$ .





## الفصل السادس

### الاعتيان ونظم التعديل النبضي التماثلي

### *Sampling and Analog Pulse Modulation*



## الاعتيان ونظم التعديل النبضي التماثلي

### *Sampling and Analog Pulse Modulation*

#### ٦-١ مقدمة

تعتمد طرق التعديل ( $AM, FM, PM$ ) التي درسناها في الفصل السابق على تغيير إحدى القيم المميزة لموجة حاملة جيبية بشكل مستمر تبعاً لإشارة المعلومات أو إشارة التعديل (الإشارة السمعية مثلاً). وتسمى طرق التعديل المذكورة طرق تعديل الموجة المستمرة  $CW$  (Continuous-Wave Modulation) تتميز لها عن طريق التعديل النبضي السني يستخدم فيها كبديل للموجة الحاملة الجيبية قطار نبضات، ويتم فيها تغيير إحدى القيم المميزة للنبضات (المطال، المدة، الموضع) تبعاً لإشارة التعديل.

يتميز التعديل النبضي عموماً عن تعديل الموجة الجيبية بعدة خصائص، أهمها:

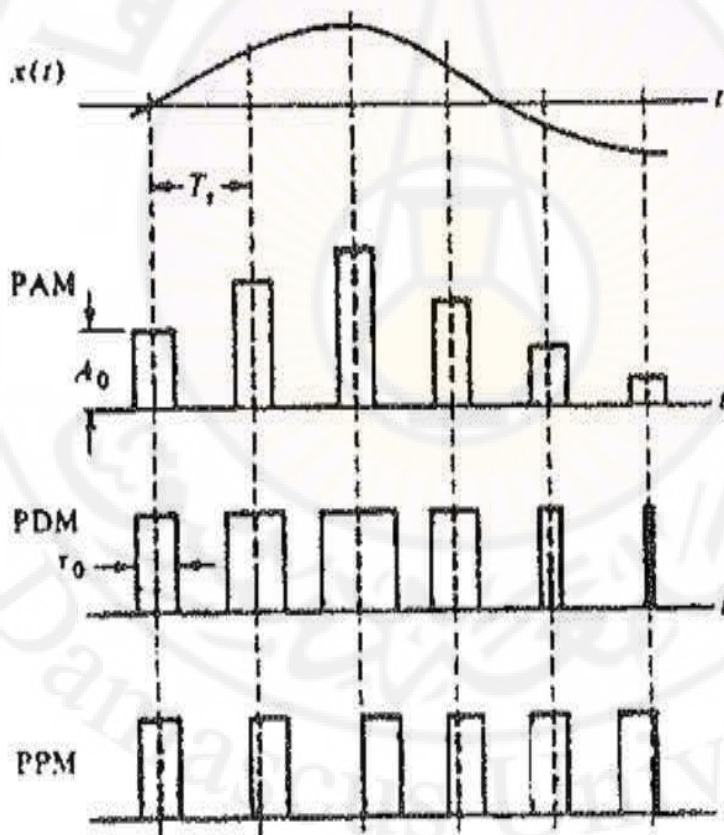
أ- ترسل في حالة تعديل الموجة الجيبية كل تغيرات إشارة التعديل، بينما ترسل في حالة التعديل النبضي عينات ( $Samples$ ) من إشارة التعديل.

ب- يمكن أن ترسل في حالة التعديل النبضي خلال فترات الفراغات بين النبضات نبضات أخرى تمثل عينات من إشارات أخرى من إشارات المعلومات. وهذا يعني أنه يمكن إرسال عدة إشارات معلومات بقناة اتصال واحدة بتقسيم الزمن. وتسمى هذه الطريقة لإرسال عدة إشارات عبر قناة اتصال واحدة طريقة التجميع بتقسيم الزمن  $TDM$  (Time-Division Multiplexing)، وهي تقابل في حالة التعديل المستمر طريقة

التجميع بتقسيم التردد *FDM* (Frequency-Division Multiplexing) التي أوضحناها في الفصل السابق.

يوضح الشكل (٦-١) أشكال الإشارات الناتجة عن تعديل قطار نبضات دورها  $T_p$  بإشارة معلومات  $x(t)$  بثلاثة طرق:

- أ- تعديل مطال النبضات *PAM* (Pulse-Amplitude Modulation).
- ب- تعديل مدة النبضات *PDM* (Pulse-Duration Modulation).
- ج- تعديل موضع النبضات *PPM* (Pulse-Position Modulation).



الشكل (٦-١) أنواع التعديل النبضي التماثلي.

في حالة PAM يتغير مطال النبضات تبعاً لإشارة المعلومات  $x(t)$ ، وبالمقابل، في حالة PDM تتغير مدة النبضات أو عرضها تبعاً لـ  $x(t)$ . وترمز  $A_0$  في الشكل (٦-١) لمطال نبضات إشارة PAM عندما  $x(t)=0$ ، كما ترمز  $\tau_0$  لمدة نبضات PDM عندما  $x(t)=0$ .

تسمى طريقتا PDM و PPM معاً التعديل النبضي الزماني (Pulse Time Modulation). وتعد الطرق الثلاث في الشكل (٦-١) كطرق تعديل نبضي تماثلي (Analog Pulse Modulation)، لأن القيمة المعدلة (المطال، المدة، الموضع) تتغير كنواحي تماثلي (مستمر) لإشارة التعديل. وتفضل على تلك الطرق في نظم الاتصالات منذ نحو عام 1970 طرق التعديل النبضي الرقمي، وأهمها التعديل النبضي الترميزي PCM (Pulse-Code Modulation). وتعتمد فكرة PCM أساساً على التعديل التماثلي الرقمي لكل من نبضات إشارة PAM [في الشكل (٦-١) مثلاً]، بحيث تستبدل كل منها بمجموعة نبضات ضيقة نسبياً تمثل العدد الثنائي المقابل لقيمة مطال نبضة إشارة PAM.

ندرس في هذا الفصل طرق التعديل النبضي التماثلي، ونؤجل دراسة طرق التعديل النبضي الرقمي للفصل التالي.

تعتمد كل طرق التعديل النبضي، سواء كانت تماثلية أم رقمية على نظرية العيّان أو أخذ العينات (Sampling Theory)، ولذلك ستقوم في البند التالي بشرح هذه النظرية كتمهيد لدراسة طرق التعديل النبضي التماثلي فيما بعد.

## ٦-٢ العيّان أو أخذ العينات

تستخدم عملياً عدة طرق للعيّان أو أخذ العينات، ومنها طريقة التقطيع Chopping الموضحة بالشكل (٦-٢). ونفترض أنه يستخدم في الشكل (٦-٢-١) مفتاح ذو



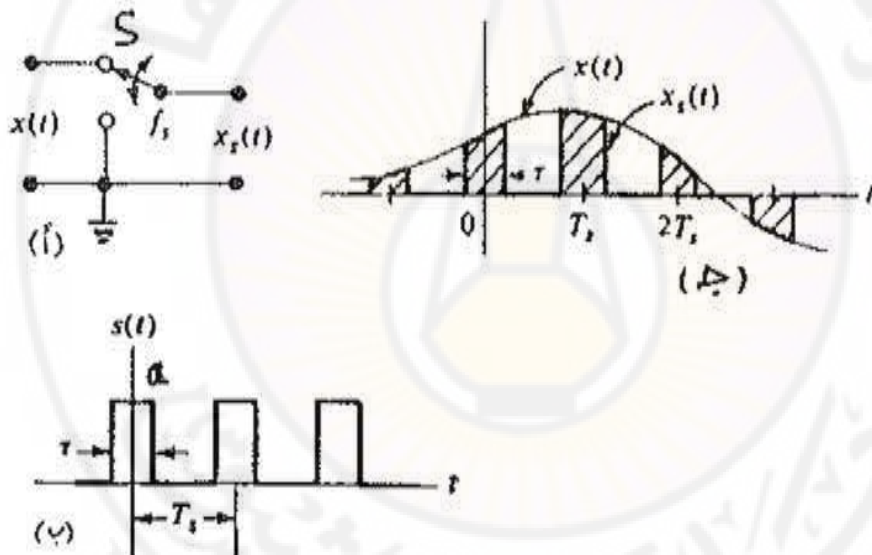
وضعتين  $S$ . ومع أننا نمثله كمفتاح ميكانيكي، فهو يُحقق عملياً كمفتاح الكتروني (بديودات أو ترانزيستورات)، وتتحكم فيه نبضات مستطيلة كالمينة في الشكل

(٦-٢ ب):

$$s(t) = \sum_k p(t - kT_s) \quad (6-1-a)$$

حيث:

$$p(t) = a \Pi\left(\frac{t}{\tau}\right) \quad (6-1-b)$$



الشكل (٦-٢) الاعيان بطريقة التقطيع.

أ- المخطط الوظيفي.

ب- نبضات التحكم.

ج- إشارة الدخل والمخرج.

نفترض أن المفتاح  $S$  في الشكل (٦-٢-أ) يبدل وضعه بتأثير النبضات  $s(t)$  بتردد يساوي تردد النبضات نفسها  $f_s = 1/T_s$ ، وبحيث يكون المفتاح في الوضع العلوي خلال فترة كل نبضة (أي خلال الفترة  $T_s$ )، بينما يكون في الوضع السفلي خلال فترات الفراغ بين النبضات. ونتيجة لذلك يقوم المفتاح  $S$  بإجراء تقطيع لإشارة الدخل  $x(t)$  بحيث تكون إشارة الخرج  $x_s(t)$  كما هو مبين في الشكل (٦-٢-ب)، أي تكون  $x_s(t) = x(t)$  عندما يكون المفتاح  $S$  في الوضع العلوي، بينما  $x_s(t) = 0$  عندما يكون  $S$  في الوضع السفلي.

يمكن النظر إلى الإشارة المقطعة  $x_s(t)$  في الشكل (٦-٢-ج) كنضبات معدلة مطاليماً، لأن مطالها يتغير تبعاً لإشارة المعلومات  $x(t)$  [على غرار إشارة PAM في الشكل (٦-١)]. وتعد  $x_s(t)$  أيضاً كعينات من إشارة المعلومات  $x(t)$ . ويسمى تردد التقطيع  $f_s$  تردد الاعتيان أو أخذ العينات (Sampling Frequency). ويتبين أنه يمكن أن نستعيد الإشارة الأصلية  $x(t)$  من الإشارة المعننة (Sampled Signal) أو إشارة العينات  $x_s(t)$  إذا تحقق شرطان أساسيان، هما:

١- أن يكون المجال الترددي لإشارة المعلومات  $x(t)$  محدوداً، كما في حالة الإشارة الكلامية (Voice Signal) المرسلة بالنظم الهاتفية، حيث إن مجالها الترددي محدود بين 300 و 3400 هرتز.

٢- أن يكون تردد الاعتيان  $f_s$  أكبر مرتين على الأقل من عرض المجال  $W$  لإشارة المعلومات  $x(t)$ :

$$f_s \geq 2W \quad (6-2-a)$$

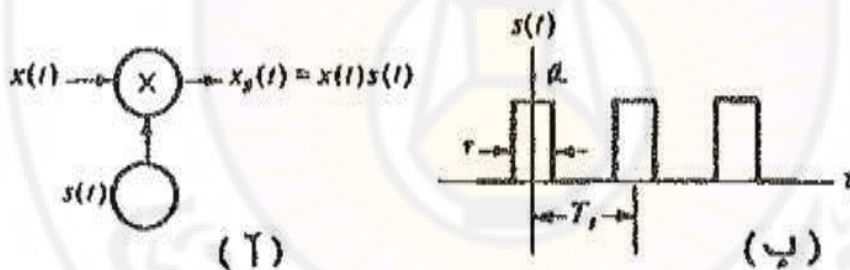
يسمى هذا الشرط شرط أو معيار نابكويست (Nyquist Criterion)، أو شرط شانون. وتكون القيمة الدنيا لـ  $f_s$  وفق الشرط المذكور:

$$f_{s(min)} = 2W \quad (6-2-b)$$

تسمى هذه القيمة تردد نايكويست للاعتيان أو معدل نايكويست (Nyquist Rate)، وتسمى قيمة  $T_s$  المقابلة لها  $T_s = \frac{1}{2W}$  فترة نايكويست (Nyquist Interval). وفي حالة الإشارة الكلامية الهاتفية، يُعد عادة  $W=3.4kHz$ ، وتختار قيمة  $f_s$  عملياً  $8kHz$ ، بحيث يكون  $f_s=2.35W$ .

سوف نبين لاحقاً أنه يمكن استعادة الإشارة الأصلية  $x(t)$  من الإشارة المعتانة  $x_s(t)$  بإمرار  $x_s(t)$  بمُرشح تمرير منخفض ذي عرض مجال مناسب. كبديل للاعتيان بالمقطيع كما في الشكل (٦-٢-أ)، يمكن إجراء الاعتيان بطريقة ضرب  $x(t)$  بقطار نبضات مثل  $s(t)$  في الشكل (٦-٢-ب)، وذلك كما هو مبين في الشكل (٦-٣)، حيث تكون الإشارة المعتانة:

$$x_s(t) = x(t)s(t) \quad (6-3)$$



الشكل (٦-٣) الاعتيان بطريقة الضرب بقطار نبضات

أ-المقطيع الموطليهي.

ب-نبضات المتحكم.

تكون  $x_s(t)$  في الشكل (٦-٣-أ) مماثلة للإشارة المقطوعة المقابلة لها في الشكل (٦-٢-ج)، فيما إذا افترضنا أن قطار النبضات  $s(t)$  الذي تضرب به  $x(t)$  في الشكل

(٦-٣-١) ذو مطال  $a=1$ . وسنرمز لـ  $s(t)$  في هذه الحالة بـ  $s_1(t)$ ، ونكتب وفق (6-1) من أجل  $a=1$ :

$$s_1(t) = \sum_k \Pi\left(\frac{t - kT_s}{\tau}\right) \quad (6-4-a)$$

في حالة ضرب  $x(t)$  بـ  $s(t)$  تكون الإشارة المعتانة

$$x_{s1}(t) = x(t)s_1(t) \quad (6-4-b)$$

تكون  $x_{s1}(t)$  ماثلة للإشارة المقطعة  $x_s(t)$  في الشكل (٦-٣-ج). وسنوضح بالتحليل اللاحق إمكانية استعادة الإشارة الأصلية  $x(t)$  من الإشارة المعتانة بطريقة الضرب  $x_s(t)$  في الشكل (٦-٣) اعتماداً على طيف  $x_s(t)$ . وسنفرض أن التابع الضارب  $s(t)$  في الشكل (٦-٣-ب) يعطى بـ (6-1) من أجل أي قيمة لـ  $a$ ، فنكتب:

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a \Pi\left(\frac{t - kT_s}{\tau}\right) \quad (6-5)$$

ونمثل  $s(t)$  بسلسلة فورييه على غرار قطار النبضات في المثال (٣-١)، فنكتب

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n e^{jn\omega_s t} \quad (6-6-a)$$

حيث  $\omega_s = 2\pi f_s$ . وبالمقارنة مع (3-18)، نكتب:

$$c_n = a f_s \tau \text{sinc} n f_s \tau \quad (6-6-b)$$

نعبّر عن الإشارة المعتانة (6-3) وفق (6-6-a)، فنكتب:

$$x_s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(t) c_n e^{jn\omega_s t} \quad (6-7-a)$$

نوجد تحويل فورييه لـ  $x_s(t)$  بتطبيق خاصية التعديل أو الإزاحة الترددية (3-49) على كل من حدود العبارة (6-7-a):

$$X_s(f) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n X(f - n f_s) \quad (6-7-b)$$

حيث  $x(t) \leftrightarrow X(f)$  و  $x_s(t) \leftrightarrow X_s(f)$ .



سنفترض أن  $x(t)$  محدودة المجال وطيفها بشكل مثلث، كما هو مبين في الشكل (٦-٤-أ) على سبيل المثال. وبين الشكل (٦-٤-ب) طيف قطار النبضات  $s(t)$  وهو يمثل ثوابت سلسلة فورييه  $c_n$  وفق (6-6-b). ويكون طيف الإشارة المعتانة وفسق (6-7-b) كما هو مبين في الشكل (٦-٤-ج) لحالة كون  $f_s > 2W$ ، وكما هو مبين في الشكل (٦-٤-د) لحالة كون  $f_s < 2W$ . ويتألف الطيف الممثل لـ  $X_s(f)$  في الشكل (٦-٤-ج) من نسخ *Replicas* لـ  $X(f)$  في الشكل (٦-٤-أ)، مع توزيع تلك النسخ بقيمة  $c_n$  وفق (6-7-b). وأكثر تلك النسخ الطيفية إرتفاعاً هي  $c_0 X(f)$ ، بينما يتناقص ارتفاع النسخ الطيفية المزاخمة  $c_n X(f - nf_s)$  مع ازدياد  $|n|$ .

يمكن الحصول على العلاقة الهامة (6-7-b) بأسلوب بديل، اعتماداً على نظرية الطي الترددي (3-59-b)، حيث أن عملية الضرب  $x_s(t) = x(t)s(t)$  وفق (6-3) تقابل في مجال التردد

$$X_s(f) = x(f) * S(f) \quad (6-8-a)$$

حيث  $S(f)$  تحويل فورييه لقطار النبضات  $s(t)$ . ونكتب وفق (3-76):

$$S(f) = \sum_n c_n \delta(f - nf_s) \quad (6-8-b)$$

ونكتب وفق (6-8-a):

$$X_s(f) = X(f) * \sum_n c_n \delta(f - nf_s) \quad (6-8-c)$$

من هذه العلاقة نحصل على (6-7-b)، لأن:

$$X(f) * \delta(f - nf_s) = X(f - nf_s) \quad (6-8-d)$$

ينضج من الشكل (٦-٤-ج) أنه يمكن استعادة إشارة المعلومات  $x(t)$  من الإشارة

المعتانة  $x_s(t)$  باستخدام مرشح تمرير منخفض *LPF* ذي عرض مجال

$$W < B < f_s - W \quad (6-9-a)$$



عند ترشيح  $x_s(t)$  يمثل ذلك المرشح، يقوم المرشح بفرز النسخة الطيفية  $c_0X(f)$  من  $X_s(f)$  في الشكل (6-4-ج)، ولذا ننتج في خرج المرشح إشارة متناسبة مع  $x(t)$ .  
 ويفيد اختيار  $f_s > 2W$  في الشكل (6-4-ج) لكي يتوافر مجال أمان (*Guard Band*) بين  $f = W$  و  $f = f_s - W$  على يمين النسخة الطيفية  $c_0X(f)$  وكذلك بين  $f = -W$  و  $f = -(f_s - W)$  على يسار  $c_0X(f)$ . ويسمح وجود مجال الأمان المذكورين باستخدام مرشح *LPF* قادر على فرز الإشارة  $c_0X(f)$  من  $X_s(f)$  في الشكل (6-4-ج) دون أن يمرر إلى خرج مع  $c_0X(f)$  جزءاً من النسختين الطيفيتين المجاورتين.  
 إذا افترضنا نظرياً أنه يستخدم من أجل فرز  $c_0X(f)$  من  $X_s(f)$  مرشح *LPF* مثالي، نكتب بدلاً من (6-9-a):

$$W \leq B \leq f_s - W \quad (6-9-b)$$

كحالة خاصة، إذا افترضنا  $f_s = 2W$ ، يكون  $f_s - W = W$ ، أي لا يتوافر مجال الأمان على يمين ويسار النسخة الطيفية  $c_0X(f)$  ضمن الطيف  $X_s(f)$ ، ولذلك ينبغي أن يكون عرض مجال *LPF* المثالي في تلك الحالة  $B = W$ .  
 نكتب تابع التحويل لـ *LPF* المثالي وفق (3-95):

$$H(f) = K \Pi\left(\frac{f}{2B}\right) e^{-j\omega t_d} \quad (6-10-a)$$

عند استخدام *LPF* المثالي المفترض لترشيح  $x_s(t)$ ، نجد أن تحويل فورييه لإشارة خرجنا عندما يتحقق الشرط (6-9-b):

$$Y(f) = H(f)X_s(f) = Kc_0X(f)e^{-j\omega t_d} \quad (6-10-b)$$

ومن ثم تكون إشارة خرج المرشح:

$$y(t) = Kc_0x(t - t_d) \quad (6-10-c)$$

بافتراض  $K = \frac{1}{c_0}$ ، نجد أن:

$$y(t) = x(t - t_d) \quad (6-10-d)$$

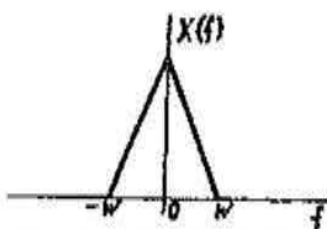
أي نستعيد  $x(t)$  بتأخير زمني يساوي  $t_d$ .

يبين الشكل (٦-٤-٤) الطيف  $X_s(f)$  في الحالة التي تكون فيها  $f_s < 2W$ ، وفي هذه الحالة يحدث تراكب جزئي *Overlap* بين النسخة الطيفية المطلوب فرزها  $c_0 X(f)$  والنسختين الطيفيتين المجاورتين لها، أي  $c_0 X(f - nf_s)$  من أجل  $n = \pm 1$ . ومن ثم لا يمكن استعادة الإشارة الأصلية  $x(t)$  من  $x_s(t)$ ، حتى إذا استخدمنا مرشحاً مثالياً. وكما ذكرنا سابقاً، تعد الإشارة المعتانة  $x_s(t)$  إشارة نبضات معدلة مطالياً *PAM*، ويمكن استخدامها للحصول على إشارة *PDM* أو *PPM* أو *PCM*. ويفضل أن تكون مدة كل عينة أو نبضة  $\tau$  أصغر ما يمكن حتى يمكن تحقيق التجميع بتقسيم الزمن *TDM* لأكثر عدد ممكن من القنوات. ولكن إنقاص مدة  $\tau$  يؤدي إلى إنقاص قيم  $c_n$  وفق (6-6-b). وإذا افترضنا أن  $\tau \rightarrow 0$ ، بحيث تصبح العينات لحظية *Instantaneous*، فإن  $c_n \rightarrow 0$ ، وبهنا عاصمة أن  $c_0 \rightarrow 0$ ، وبالتالي تنعدم  $y(t)$  وفق (6-10-b). ونظراً لأن  $c_0 = a f_s \tau$  وفق (6-6-b)، لذلك يفيد افتراض  $a = 1/\tau$ ، بحيث نظل  $c_0 = f_s$  حتى إذا جعلنا  $\tau \rightarrow 0$ . وعندئذ يزول  $s(t)$  وفق (6-5) إلى قطار نبضات ديراك:

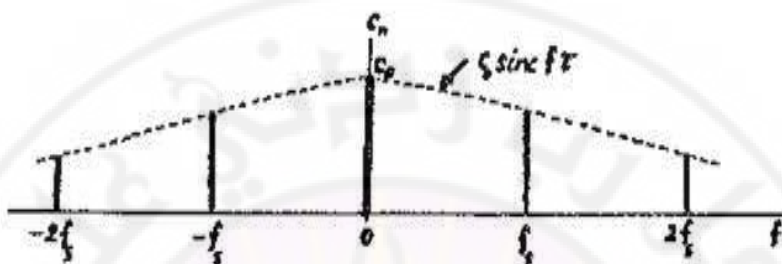
$$s_s(t) = \sum_k \delta(t - kT_s) \quad (6-11)$$

تسمى طريقة الاعتيان اللحظي بأسلوب الضرب بـ  $s_s(t)$  طريقة الاعتيان المثالي (*Ideal Sampling*). كما يدعى  $s_s(t)$  تابع الاعتيان المثالي. وبالمقابل، يسمى الاعتيان بطريقة التقطيع أو الضرب بقطار نبضات ذات عرض محدود طريقة الاعتيان الطبيعي (*Natural Sampling*).

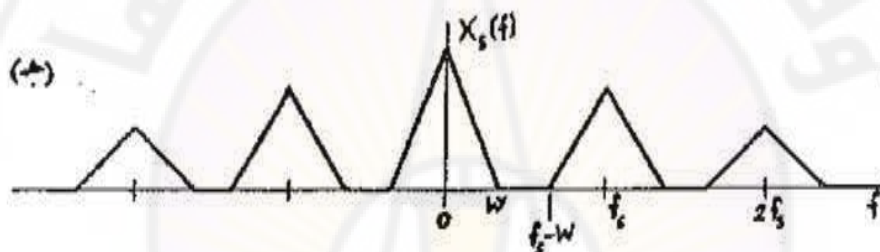
(أ)



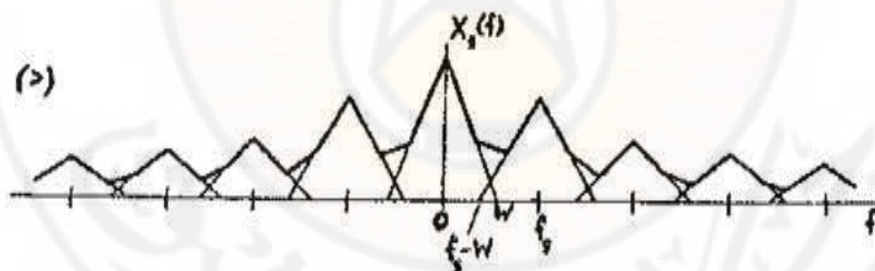
(ب)



(ج)



(د)



الشكل (٤-٦)

أ- طيف إشارة الرسالة.

ب- طيف قطار النبضات.

ج- طيف الإشارة المعينة لحالة  $f_s > 2W$ .د- طيف الإشارة المعينة لحالة  $f_s < 2W$ .

البند السابق. ومن أجل ذلك نكتب أولاً الاستجابة النبضية لـ  $LPF$  المثالي السذي  
يوصف تابع التحويل له بـ (6-10-a):

$$h(t) = 2BK \text{sinc} 2B(t - t_d) \quad (6-17)$$

وهذه هي نفسها العلاقة (3-96).

عندما تكون إشارة دخل  $LPF$  المثالي المفترض هي  $x_s(t)$ ، أي قطار نبضات ديراك  
موزونة بقيم العينات  $x(kT_s)$  وفق (6-12-b)، فإن إشارة الخرج تمثل مجموعة استجابات  
نبضية مزاحة زمنياً وموزونة بالقيم  $x(kT_s)$  وفق العلاقة:

$$\begin{aligned} y(t) &= h(t) * x_s(t) = \sum_k x(kT_s) h(t - kT_s) \\ &= 2BK \sum_k x(kT_s) \text{sinc} 2B(t - t_d - kT_s) \end{aligned} \quad (6-18)$$

إذا افترضنا أن  $B = f_s/2$  و  $Kf_s = 1$  وكذلك من أجل التبسيط  $t_d = 0$ ، تكون:

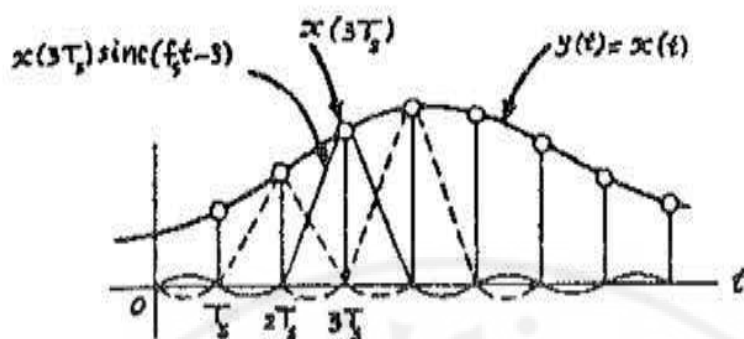
$$\begin{aligned} y(t) &= \sum_k x(kT_s) \text{sinc} f_s(t - kT_s) \\ &= \sum_k x(kT_s) \text{sinc} 2B(f_s t - k) \end{aligned} \quad (6-19-a)$$

بالمقارنة مع (6-16-b) من أجل  $Kf_s = 1$  و  $t_d = 0$ ، نجد أن  $y(t) = x(t)$ . ولذا نكتب وفق  
(6-19-b):

$$x(t) = \sum_k x(kT_s) \text{sinc} f_s(f_s t - k) \quad (6-19-b)$$

يبين الشكل (٦-٦) كيفية استعادة  $x(t)$  من قيم العينات  $x(kT_s)$  وفق (6-19-b). ومن  
الواضح أنه تم استعادة القيم الصحيحة لـ  $x(t)$  في لحظات الاعتيان  $t = kT_s$ ، لأن كل  
توابع  $\text{sinc}$  في العبارة (6-19-b) تكون صفراً في اللحظات المذكورة، ما عدا تابع  $\text{sinc}$   
الذي توافقت قيمته لحظة الاعتيان التي نختارها. ونجد مثلاً أنه في اللحظة  $t = 3T_s$  تكون  
كل توابع  $\text{sinc}$  صفراً ما عدا  $\text{sinc} f_s(t - 3T_s)$ .

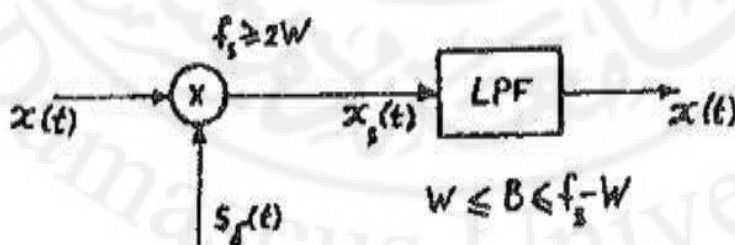




الشكل (٦-٦) استعادة الإشارة  $x(t)$  من قيم العينات  $x(kT_s)$

نحصل بين اللحظات  $t = kT_s$  على إشارة الخرج  $y(t)$  كنتيجة لجمع كل توابع sinc قبل القيم وبعدها. ويُعد ذلك مكافئاً للاستيفاء *Interpolation* أو أسلوب وصل النقاط  $y(kT_s)$ . نمحن "سلس" على غرار وصل النقاط الممثلة لنتائج تجربة معينة، نمحن بياني. يفسر ذلك تسمية LPF المستخدم لاستعادة الإشارة الأصلية من الإشارة المعنونة. بمرشح الاستيفاء (*Interpolation Filter*)، وهو يسمى أيضاً مرشح إعادة التركيب (*Reconstruction Filter*)، لأنه "يعيد تركيب" أو "يعيد بناء" الإشارة من قسيم العينات.

يبين الشكل (٧-٦) أبسط نظام للاعتيان المثالي وإعادة التركيب أو الاستيفاء.



الشكل (٧-٦) نظام الاعتيان المثالي وإعادة التركيب.



## ٦-٤ نظرية الاعتيان المنتظم

يستنتج من العلاقة الهامة (6-19-b) أن  $x(t)$  توصف تماماً بقيم عيناتها المأخوذة في اللحظات  $t = kT_s$ ، بشرط أن يكون طيفها الترددي محدوداً ضمن مجال معين  $f_s \leq W$ ، وبحيث يكون  $f_s \geq 2W$ . ويعبر عن ذلك بنظرية الاعتيان المنتظم أو الدوري التي صاغها شانون، وهي تنص على ما يلي:

إذا كان الطيف الترددي لأي إشارة  $x(t)$  محدوداً بالمجال  $|f| < W$  (بحيث يكون تحويل فورييه لها مساوياً للصفر من أجل  $|f| \geq W$ )، يمكن وصفها تماماً بقيم عيناتها اللحظية المأخوذة بفترات منتظمة في اللحظات  $t = kT_s$  بشرط أن تكون  $T_s \leq \frac{1}{2W}$  أو  $f_s \geq 2W$ ، حيث  $f_s = \frac{1}{T_s}$ . ويمثل  $f_s$  تردد أو معدل الاعتيان. ويفهم من نظرية الاعتيان المنتظم ضمناً أنه يمكن إعادة تركيب الإشارة  $x(t)$  من قيم العينات  $x(kT_s)$  بتمثيل هذه القيم كأوزان أو شدة نبضات ديراك متتابعة بدور يساوي  $T_s$ ، وإمرار تنابع نبضات ديراك الموزونة بـ  $LPF$  مثالي ذي عرض مجال يحقق الشرط  $W \leq B \leq f_s - W$ .

كما ذكرنا سابقاً، يسمى الشرط  $f_s \geq 2W$  (أو  $T_s \leq \frac{1}{2W}$ ) شرط نايكويست أو شانون، وتسمى القيمة  $f_s(min) = 2W$  معدل نايكويست للاعتيان، ويسمى مقلوبها فترة نايكويست.

نكتب وفق (6-19-b) للحالة الخاصة  $f_s = f_s(min) = 2W$ :

$$x(t) = \sum_k x(kT_s) \text{sinc}(2Wt - k) \quad (6-20)$$

تعني هذه العلاقة أنه يمكن نشر أي إشارة محدودة المجال  $x(t)$  بسلسلة توابع sinc، وبحيث يمكن وصفها تماماً بقيم العينات اللحظية  $x(kT_s)$  على غرار نشر أي إشارة دورية بسلسلة فورييه ووصفها تماماً بتوابت السلسلة  $c_n$ .

## ٦-٥ بعض الخصائص العملية للاعتيان وإعادة التركيب

تختلف النظم العملية للاعتيان عن الطريقة المثالية للاعتيان بثلاث خصائص أساسية:

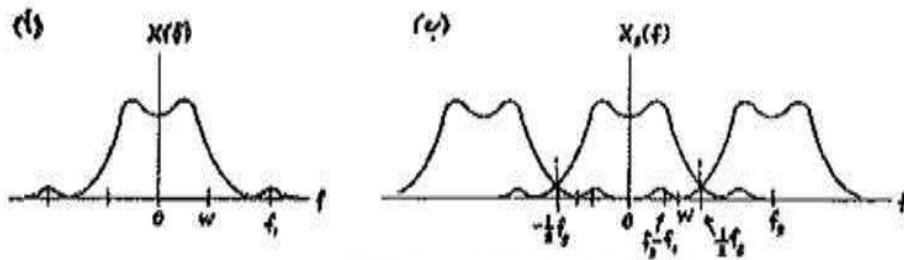
- ١- تكون الإشارة المعتانة  $x_s(t)$  بشكل نبضات ذات مدة محدودة ومطال محدود بدلاً من نبضات ديراك الموزونة في حالة  $x_s(t)$ .
- ٢- إن إشارة المعلومات أو الرسالة (Message) التي تؤخذ منها العينات تكسبون دوماً محدودة زمنياً، وبالتالي لا تكون أطرافها محدودة المجال تماماً.
- ٣- لا يمكن أن تكون المرشحات العملية لإعادة التركيب مثالية، أي لا تكون ذات قطع حاد تماماً.

يتجلى الاختلاف الأول بأهمية معرفة الشكل الدقيق لنبضات تابع الاعتيان  $s(t)$  في حالة الاعتيان بالضرب وفق  $x(t)s(t)$  حيث يمكن أن تكون نبضات الاعتيان غير مستطيلة، وبهنا شكلها الدقيق لإيجاد توابت سلسلة فورييه  $c_n$  التي توزن بها النسخ الطيفية كما في الشكل (٦-٤-ج). وفي حالة الاعتيان بقيم مستوية كما موضح في البند التالي فقد نحتاج إلى مرشح "تصحيح" أو "تسوية". ويؤخذ الاختلاف الثالث في الحسبان باختيار  $f$  أعلى لدرجة كافية من معدل نايكوست  $2W$ ، بحيث يتوافر بحال أمان عرضه  $(f_s - 2W)$  بين  $f = \pm W$  و  $f = \pm(f_s - W)$  كما في الشكل (٦-٤-ج). وتفيد زيادة عرض مجال الأمان من أجل تبسيط تصميم مرشح إعادة التركيب.

أما الاختلاف الثاني فهو يمكن أن يؤدي إلى نتائج مزعجة، كما موضح في الشكل (٦-٨). ونفترض في الشكل (٦-٨-أ) أن الطيف  $X(f)$  غير محدد بدقة، ونرمز بـ  $W$

لعرض مجاله "الفعال". وإذا اخترنا تردد الاعتيان  $f_s$  أكبر قليلاً من  $2W$ ، يحدث تراكم جزئي بين النسخة الطيفية  $c_0X(f)$  المتمركزة عند  $f=0$  والنسختين الطيفيتين المحسورتين  $c_nX(f-nf_s)$  من أجل  $n=\pm 1$ ، وهما متمركزتان عند  $f=\pm f_s$ . ويؤدي وجود المركبة ذات التردد  $f$  مثلاً في الشكل (٦-٨-أ) إلى ظهور مركبة بتردد  $(f_s-f)$  ضمن مجال النسخة الطيفية  $c_1X(f-f_s)$  في الشكل (٦-٨-ب)، وبحيث  $f_s-f < W$ . وبافتراض أن عرض مجال مرشح إعادة التركيب يختار مساوياً تقريباً لـ  $W$ ، فتعبر المركبة المذكورة  $(f_s-f)$  إلى خرج المرشح مع الجزء الأساسي للنسخة الطيفية  $c_0X(f)$ . وإذا افترضنا مثلاً أن  $x(t)$  هي إشارة صوت وأن  $W=3\text{kHz}$ ، بينما  $f_s=8\text{kHz}$  و  $f_1=6\text{kHz}$ ، فعندئذ تكون  $f_s-f_1=2\text{kHz}$ . ويعني ذلك أن المركبة  $f_1$  التي تمثل نغمة حادة في الصوت الأصلي تظهر في خرج مرشح إعادة التركيب بتردد أخفض بكثير، وهو  $f_s-f_1=2\text{kHz}$  فنسمعها في طرف الاستقبال وكأنها نغمة غير حادة نسبياً. وتسمى المركبة المذكورة المركبة المزايفة (Aliased Component)، للدلالة على أنها تظهر بتردد مختلف عن التردد الأصلي للمركبة التي نتجت عنها، ويتمثل خطأ المزايفة (Aliasing Error) في الشكل (٦-٨-ب) أساساً بذيلي  $c_1X(f-f_s)$  و  $c_{-1}X(f+f_s)$  ضمن المجال  $|f| < W$ ، وهما يقابلان ذيلي الطيف الأصلي  $X(f)$  خارج المجال المذكور بعد أن "نطويهما" حول الخطين الشاقوليين المارين بالنقطتين  $f=\pm 1/2 f_s$ . ولذلك يسمى تأثير المزايفة أحياناً "الانطواء" الطيفي (Spectral Folding)، كما يسمى ببساطة التراكم الجزئي الطيفي (Spectral Overlap).

يتم إضعاف التشويه الناتج عن المزايفة إلى درجة مهملة بإمرار  $x(t)$  بـ  $LPF$  ذي قطع حاد قبل الاعتيان وبعرض مجال  $B \approx W$ . ويسمى ذلك المرشح أحياناً المرشح المضاد للمزايفة (Anti-Aliasing Filter). ومن الواضح أن زيادة تردد الاعتيان  $f_s$  تساعد على تجنب المزايفة.

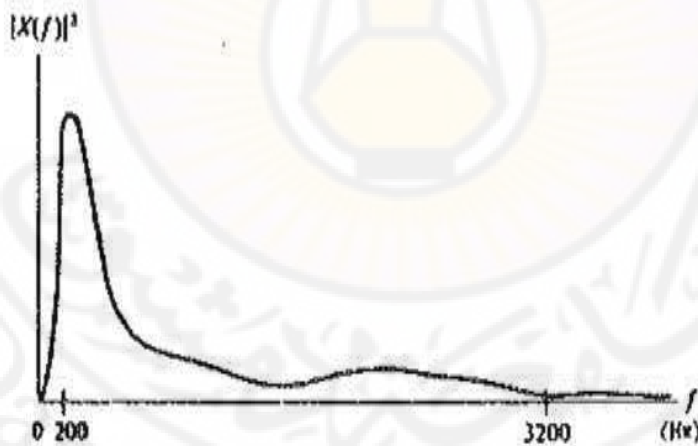


الشكل (٦-٨)

أ- طيف إشارة محدودة زمنياً.

ب- طيف الإشارة المتعالة بوجود التراكب.

يبين الشكل (٦-٩) من أجل التوضيح الطيف النموذجي للإشارة الصوتية الكلامية، وهو يمثل الكثافة الطيفية للطاقة  $|X(f)|^2$  وبعد عرض المجال الفعال له في النظم الهاتفية  $W=3.4kHz$ . وعند اعتيان الإشارة الكلامية الهاتفية، يمرر هذه الإشارة قبل الاعتيان بـ  $LPF$  ذي قطع حاد وبعرض مجال  $B \approx W$ ، ونؤخذ العينات لاحقاً بتردد  $f_s=8kHz$ .

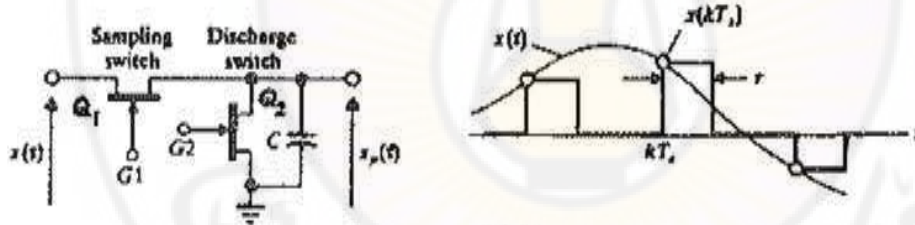


الشكل (٦-٩) الطيف النموذجي للإشارة الصوتية الكلامية.



## ٦-٦ الاعتيان بقمم مستوية (Flat-Top Sampling)

تستخدم للاعتيان في كثير من التطبيقات العملية (خاصة قبل التبديل التماثلي الرقمي في نظم PCM) طريقة الاعتيان بقمم مستوية باستخدام دائرة لأخذ العينات ومسكها أو حفظها (Sample-and-Hold)، أو باختصار S/H، وذلك كما موضح بالشكل (٦-١٠-١). ويستخدم في الشكل (٦-١٠-٢) ترانزستوران من نوع FET ومكثف C. ويعمل الترانزستور الأول كمفتاح لأخذ العينة، بينما يعمل الترانزستور الثاني كمفتاح لتفريغ شحنة المكثف C بعد انتهاء المدة  $\tau$  المخصصة لكل عينة. وعند تطبيق نبضة أخذ العينة على بوابة الترانزستور الأول  $G_1$ ، يشحن المكثف حتى قيمة جهد العينة ويحتفظ بها لمدة نرمز لها  $\tau$ ، ويتم تفريغ المكثف بعد هذه المدة بتأثير نبضة التفريغ التي تطبق على بوابة الترانزستور الثاني  $G_2$ . ويتكرر ذلك دورياً، بحيث نحصل بالنتيجة على عينات ذات قمم مستوية نرمز لها  $x_p(t)$ ، وهي مينة في الشكل (٦-١٠-٢ ب).



الشكل (٦-١٠-٢)

أ- دائرة S/H.

ب- عينات ذات قمم مستوية.

نعر عن إشارة العينات ذات القمم المستوية  $x_p(t)$  بالعلاقة:

$$x_p(t) = \sum_k x(kT_s) p(t - kT_s) \quad (6-21)$$



ونكتب بالمقارنة مع العلاقة (3-66):

$$p(t - kT_s) = p(t) * \delta(t - kT_s) \quad (6-22-a)$$

من العلاقتين (6-21) و (6-22) نستنتج أن:

$$\begin{aligned} p(t - kT_s) &= p(t) * \left[ \sum_k x(kT_s) \delta(t - kT_s) \right] \\ &= p(t) * x_\delta(t) \end{aligned} \quad (6-22-b)$$

باستخدام نظرية الطي الزمني (3-59-a) والعلاقة (6-14) نجد أن:

$$X_p(f) = P(f)X_\delta(f) = P(f) \sum_n X(f - nf_s) \quad (6-22-c)$$

نستنتج من (6-22-c) أن الاعتيان بقمم مستوية بدارة اعتيان ومسك  $S/H$  يكافئ إمرار الإشارة المعتانة مثالياً  $x_\delta(t)$  بدارة استجاباتها النبضية  $h_1(t) = p(t)$  وتابع التحويل لها  $H_1(f) = P(f)$ . وتكون:

$$p(t) = \Pi\left(\frac{t - \tau/2}{\tau}\right) \quad (6-23-a)$$

إذا أمرونا  $x_\delta(t)$  بالماسك من المرتبة صفر ( $ZOH$ ) في المثال (٣-١٠)، حيث إن استجابته النبضية  $h_1(t) = p(t)$  وفق (6-23-a) بالمقارنة مع (3-100-a)، ونكتب تابع التحويل له بالمقارنة مع (3-100-b):

$$H_1(f) = P(f) = \text{sinc} f\tau e^{-j\omega\tau/2} \quad (6-23-b)$$

يوضح الشكل (٦-١١) تأثير  $P(f)$  على شكل  $X_p(f)$  بافتراض:

$$X(f) = \Pi\left(\frac{f}{2W}\right)$$

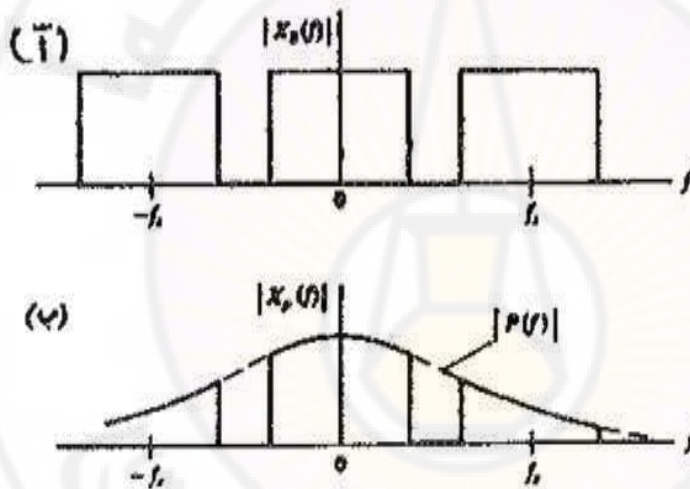
إذا أمرونا  $x_\delta(t)$  بـ  $LPF$  مثالي ذي تابع التحويل (6-10-a)، نحصل على العبارة (6-10-b) مضروبة بـ  $P(f)$ . ويؤدي هذا إلى إضعاف المركبات المرتفعة التردد في  $X(f)$  نتيجة الضرب بـ  $P(f)$ . ويسمى هذا التشويه تأثير الفتحة ( $Aperture Effect$ ).

ويقصد بكلمة فتحة هنا عرض النبضة  $p(t)$ ، أي  $\tau$ . ويزداد التشويه الناتج عن تأثير الفتحة بزيادة  $\tau$ .

يصحح تأثير الفتحة باستخدام مرشح تسوية (Equalizing Filter)، يفترض تابع التحويل له:

$$Q(f) = \frac{1}{P(f)} \quad (6-24)$$

ولا نحتاج إلى مرشح تسوية إذا كان  $\tau \ll T$ ، بحيث يكون  $\text{sinc} f\tau \approx 1$  ضمن المجال  $|f| < W$ .



الشكل (٦-١١)

$$X(f) = \Pi\left(\frac{f}{2W}\right) \text{ لحالة } X_s(f)$$

ب- تأثير الفتحة.

## ٦-٧ اعتيان إشارة تمرير مجال

يبين الشكل (٦-١٢-أ) الطيف  $X(f)$  لإشارة  $x(t)$  من إشارات تمرير المجال (Bandpass Signals) حيث يمتد الطيف من  $f_l$  حتى  $f_u$  ويكون عرض المجال  $W = f_u - f_l$ . ونبين أدناه أن المعدل الأصغري لاعتيان  $x(t)$  لا يتحدد بالضرورة بضعف أعلى تردد  $(2f_u)$ ، وإنما يمكن أن يكون مساوياً  $2W$  على غرار معدل نايكويست لإشارة تمرير منخفض يمتد مجالها من  $f=0$  حتى  $f=W$ . ويبين الشكل (٦-١٢-ب) طيف الإشارة المعتانة  $X_d(f)$  وفق العبارة (٦-١٤) من أجل عدة قيم لـ  $n$  وبفرض  $f_s = 2W$ . ونستنتج أنه في الحالة المفترضة يمكن استعادة الإشارة الأصلية بمرشح تمرير مجال، نسابع التحويل له:

$$H(f) = \Pi\left(\frac{f-f_0}{W}\right) + \Pi\left(\frac{f+f_0}{W}\right) \quad (6-25)$$

يمكن أن نبين أن أقل قيمة لمعدل اعتيان إشارة تمرير مجال لا يكون مساوياً  $2W$  إلا في حالات معينة، وهو يتحدد في الحالة العامة بالعلاقة:

$$f_{s(\min)} = \frac{2f_u}{m} \quad (6-26-a)$$

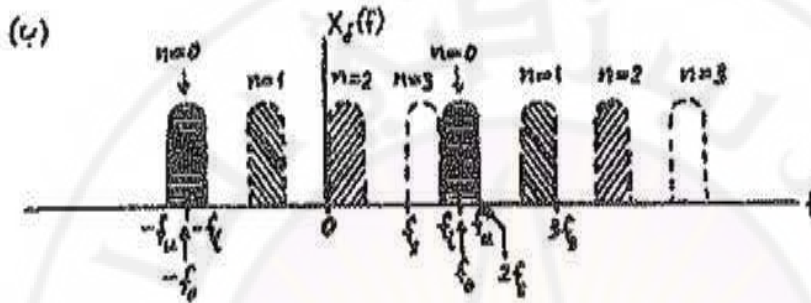
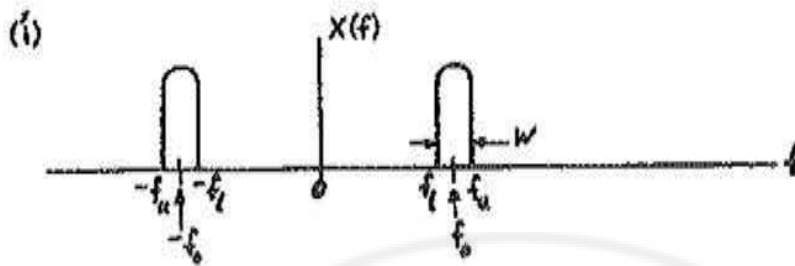
حيث  $m$  أكبر عدد صحيح لا يزيد على النسبة  $f_u/W$ . وبافتراض:

$$k = \frac{f_u}{W} - m \quad (6-26-b)$$

يمكن أن نكتب:

$$f_{s(\min)} = 2W \left(1 + \frac{k}{m}\right) \quad (6-26-c)$$

أي يكون  $f_{s(\min)}$  عندما  $k=0$ .



الشكل (٦-١٢)

أ- طيف إشارة تمثيل مجال  $X(f)$

ب- طيف الإشارة المعينة  $X_d(f)$

### المثال ٦-١ :

نريد تحديد أدنى معدل لأعتيان إشارة تمثيل مجال تمتد طيفها من  $f_l = 110 \text{ kHz}$  حتى  $f_u = 120 \text{ kHz}$  أي أن  $W = 10 \text{ kHz}$ .

ونجد أن  $\frac{f_u}{W} = 12$ ، ولذا تكون  $m = 12$ . ونجد وفق (6-26-b) أن:

$$k = \frac{f_u}{W} - m = \frac{120}{10} - 12 \quad (6-26-c)$$

ونستنتج وفق (6-26-c) أن  $f_s = 2W = 20 \text{ kHz}$ .

## ٦-٨ تعديل مطال النبضات PAM

يُقصد بتعديل مطال النبضات أو التعديل النبضي المطالي PAM تغيير مطال قطار نبضات تبعاً لإشارة التعديل. وبين الشكل (٦-١٣-أ) إشارة PAM من النوع الذي نحصل عليه بالطريقة "الطبيعية" للاعتيان، أي طريقة التقطيع كما في الشكل (٦-٢)، أو طريقة الضرب كما في الشكل (٦-٣). وبالمقابل يبين الشكل (٦-١٣-ب) إشارة PAM من النوع ذي القيم المستوية، أي النوع الذي نحصل عليه باستخدام دائرة اعتيان ومسك S/H كما في الشكل (٦-١٠)، أو نحصل عليه بإمرار إشارة معنّاة مثاليّاً بدارة ZOH، كما أوضحنا في البند (٦-٦).

توصف إشارة PAM من النوع ذي العينات الطبيعية كما في الشكل (٦-١٣-أ) في حالة التعديل بموجة التجيب  $A_m \cos \omega_m t$  بالعلاقة:

$$x_p(t) = (A_0 + A_m \cos \omega_m t) s(t) \quad (6-27-a)$$

حيث  $s(t)$  قطار نبضات الاعتيان. وسنفترض أن:

$$s(t) = \sum_k p(t - kT_s) \quad , \quad p(t) = \Pi\left(\frac{t - T/2}{\tau}\right) \quad (6-27-b)$$

ونرمز بـ  $A_0$  في (6-27-a) بجهود مستمر يضاف إلى إشارة التعديل قبل الضرب — بحيث يظل مطال النبضات المعدلة موجباً، أي يظل:

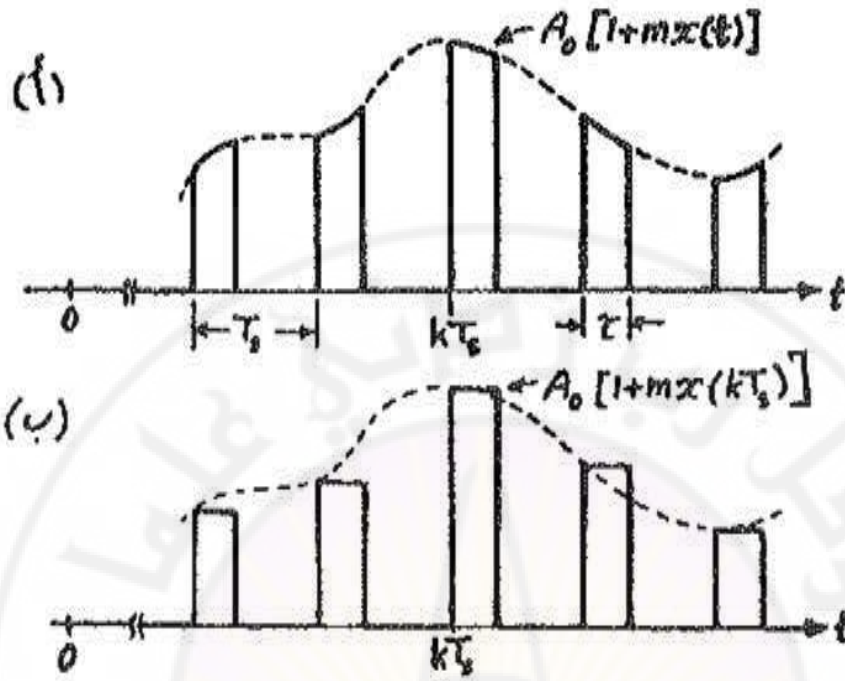
$$A_0 + A_m \cos \omega_m t > 0 \quad (6-27-c)$$

ولذلك نفترض  $A_0 > A_m$ . وبفيد كتابة (6-27-a) على النحو:

$$x_p(t) = A_0 (1 + m \cos \omega_m t) s(t) \quad (6-27-d)$$

حيث  $m = A_m/A_0$  ويقابل  $m$  هنا عامل التعديل المطالي (عمق التعديل) في حالة التعديل المطالي لموجة جيبية (AM).





الشكل (٦-١٣)

أ- إشارة PAM من النوع ذي العينات الطبيعية.

ب- إشارة PAM من النوع ذي القسم المستوية.

إذا رمزنا لإشارة التعديل في الحالة العامة بـ  $x(t)$ ، مع افتراض  $|x(t)| \leq 1$  فنكتب بدلاً من (6-27-d):

$$x_p(t) = A_0[1 + mx(t)]s(t) \quad (6-28-a)$$

ونفترض  $1 + mx(t) > 0$  على غرار (6-27-c). ونستنتج من (6-28-a) أن:

$$\begin{aligned} x_p(t) &= A_0s(t) + mA_0x(t)s(t) \\ &= A_0s(t) + mA_0x_s(t) \end{aligned} \quad (6-28-b)$$

حيث  $x_s(t)$  إشارة العينات الطبيعية وفق (6-3). ويختار تردد  $s(t)$  وفق شرط نايكويست، أي  $W \leq f_s$ ، ويكون تحويل فورييه لـ  $x_p(t)$ :

$$X_p(f) = A_0 S(f) + mA_0 X_s(f) \quad (6-28-c)$$

ويعطى  $x_s(f)$  بالعلاقة (6-7-b)، كما يعطى  $S(f)$  بـ (6-8-b).

يتبين من (6-28-c) أنه يمكن كشف تعديل إشارة PAM في طرف الاستقبال باستخدام LPF عرض محاله  $1/2f_s$  أو  $W$  [مثل LPF الذي يستخدم لاستعادة  $x(t)$  من  $x_s(t)$ ، على أن تحذف من إشارة مخرج ذلك المرشح المركبة المستمرة التي تنتج عن  $A_0 s(t)$  في (6-28-b). وتستخدم لحذف المركبة المستمرة دائرة ربط CR.

في حالة PAM من النوع ذي القيم المستوية توصف النبضات المعدلة بالعلاقة:

$$X_p(f) = A_0 \sum_k [1 + mx(kT_s)] p(t - kT_s) \quad (6-29-a)$$

ونفترض على غرار (6-27-c) أن  $1 + mx(kT_s) > 0$ .

وبالمقارنة مع (6-20) و (6-22-a) نستنتج من (6-29-a) أن:

$$\begin{aligned} x_p(t) &= A_0 s(t) + mA_0 p(t) * x_s(t) \\ X_p(f) &= A_0 S(f) + mA_0 P(f) X_s(f) \end{aligned} \quad (6-29-b)$$

أي يتألف طيف إشارة PAM ذات القسم المستوية من الطيف المثل لـ  $P(f)X_s(f)$ ، كالمبين في الشكل (٦-١٠-ب)، بعد أن يضرب بـ  $mA_0$  ويضاف له  $A_0 S(f)$ . وبالتالي يمكن استعادة  $x(t)$  من  $x_p(t)$  باستخدام LPF مع مرشح تسوية وفق (6-24) مع دائرة لحذف المركبة المستمرة التي تنتج عن  $A_0 s(t)$ .

يحدد عرض المجال  $B_T$  اللازم لإرسال إشارة PAM بالاعتماد على العلاقة (3-98) المحددة لزمن الصعود:

$$t_r \approx \frac{1}{2B_T} \quad (6-30)$$

يشترط أن يكون  $\tau < T_r$ ، ولذلك يجب أن يكون  $B_T > \frac{1}{2\tau}$ ، وبما أن مدة النبضة  $\tau$  يجب

أن تكون أقل كثيراً من  $T_r$  (وفق متطلبات TDM) مع كون  $T_r \leq \frac{1}{2W}$ ، فنكتب:

$$\tau \ll T_r \ll \frac{1}{2W} \quad (6-31-a)$$

ومن ثم يجب أن نكتب:

$$B_T > \frac{1}{2\tau} \gg W \quad (6-31-b)$$

هذا يعني أن نظام PAM يحتاج إلى عرض مجال كبير نسبياً (بالمقارنة مثلاً مع AM). ولذلك لا يستخدم PAM عملياً إلا في حالات محددة (مثلاً كخطوة أولى للحصول على إشارة PCM).

## ٦-٩ التعديل النبضي الزمني PTM

يشمل التعديل النبضي الزمني *Pulse Time Modulation* تعديل مدة النبضات PDM وتعديل موضع النبضات PPM. وسوف ندرس PDM و PPM معاً، لأنه يمكن الحصول على إشارة PPM بسهولة من إشارة PDM، كما موضح أدناه. ويسمى PDM أيضاً تعديل عرض النبضة (*Pulse-Width Modulation*) PWM، لأن مدة النبضة تدعى أيضاً عرض النبضة. ولكن بعض الكتب تسمي PDM أيضاً تعديل طول النبضة، وكان مدة النبضة تمثل "طول النبضة".

يوضح الشكل (٦-١٤) طريقة مبسطة لتوليد إشارتي PDM و PPM، وهي تشمل ضمناً عمليتي الاعتيان والتعديل. ويستخدم للحصول على إشارة PDM مقارن جهد (*Comparator*) ومولد سن منشار (*Sawtooth Generator*). ويمثل دور جهد سن المنشار دور الاعتيان  $T_r$ . ويكون خرج المقارن صفراً خلال كل الفترات التي يكون

ففيها جهد إشارة الدخل  $x(t)$  أقل من جهد سن المنشار، ويقفز خرج المقارن إلى قيمة موجبة  $A$  عندما يكون جهد الدخل  $x(t)$  أعلى من جهد سن المنشار. ويمثل خرج المقارن إشارة  $PDM$ ، حيث تتغير مدة النبضة  $\tau$  تبعاً لقيمة  $x(t)$  في لحظة "تقاطعها" مع جهد سن المنشار.

نجد أن مدة النبضة تتغير في إشارة  $PDM$  في الشكل (٦-١٤-ب) نتيجة تعديل الحافة الخلفية للنبضة (*Trailing-Edge Modulation*). وإذا عكسنا جهد سن المنشار، بحيث يتناقص خطياً [بدلاً من تزايد خطياً في الشكل (٦-١٤-أ)]، نحصل على تعديل للحافة الأمامية (*Leading Edge*). وفي حالة استخدام موجة مثلثية متناظرة بدلاً من موجة سن المنشار نحصل على تعديل الحافتين معاً.

تستخدم نبضات  $PDM$  في الشكل (٦-١٤) لقدح وحيد الاستقرار *Monostable* بالحافات الخلفية المعدلة، لكي نحصل على نبضات  $PPM$ . وتكون هذه النبضات ذات مطلق ومدة ثابتين، ويتغير موضعها الزمني وفق  $x(t)$ .

يبين في الشكل (٦-١٤-ب) أن الموضع الزمني  $t_k$  للحافة الخلفية المعدلة لنبضة  $PDM$  يعتمد على قيمة  $x(t)$  في اللحظة  $t_k$  نفسها وفق العلاقة:

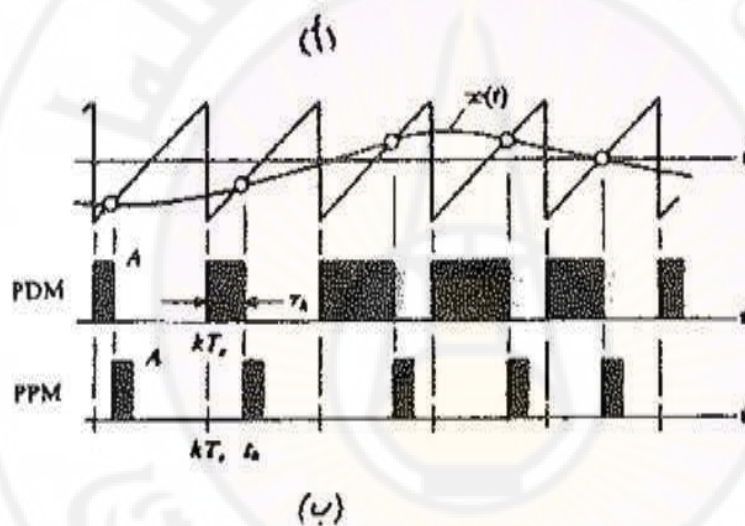
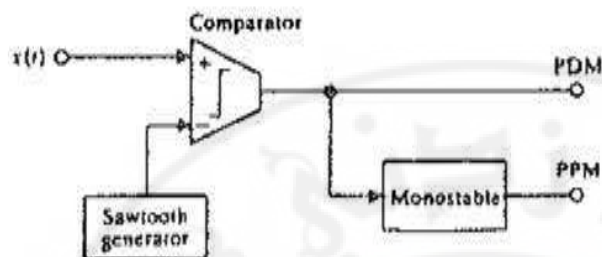
$$t_k = kT_s + \tau_0 + t_0 x(t_k) \quad (6-32)$$

حيث  $kT_s$  لحظة الحافة الأمامية لنبضة  $PDM$  التي نرمز لرقمها بـ  $k$ ، وترمز  $\tau_0$  لعرض نبضة  $PDM$  دون تعديل، وتمثل  $t_0$  الانزياح الأعظمي لـ  $t_k$  عن  $(kT_s + \tau_0)$  عندما  $|x(t_k)| = 1$ .

يستنتج من (6-32) أن نبضات  $PDM$  في الحالة المعنية تحمل معلومات عن قيم عينات  $x(t_k)$  من الإشارة  $x(t)$ . ونظراً لأن التباعد بين اللحظات  $t_k$  وفق (6-32) غير ثابت، لذلك تعد  $x(t_k)$  عينات غير منتظمة، فلا تطبق عليها نظرية الاعتبار المنتظم. ولكي نحصل على  $PDM$  و  $PPM$  عينات منتظمة ينبغي إمرار  $x(t)$  بدارة اعتبار وممسك



(S/H) قبل تطبيقها على دخل المقارن في الشكل  
(٦-١٤-أ).



الشكل (٦-١٤) أ

أ- دائرة لتوليد PDM و PPM.

ب- أشكال الإشارات PDM و PPM.

في حالة PDM ذي العينات المنتظمة نكتب:

$$\tau_k = \tau_p [1 + m x(kT_s)] \quad (6-33-a)$$



حيث  $\tau_0$  مدة النبضة دون تعديل كما ذكرنا أعلاه، وترمز  $m$  لعامل تعديل  $PDM$ . وإذا كانت الحافة المعدلة في نبضات  $PDM$  هي الحافة الخلفية، كما في حالة الشكل (٦-١٤-ب) تكون لحظة تلك الحافة للنبضة رقم  $k$  هي  $t_k = kT_s + \tau_k$ . ونكتب لـ  $PDM$  ذي العينات المنتظمة وفق (6-33-a):

$$t_k = kT_s + \tau_0 + t_0 x(kT_s) \quad (6-33-b)$$

حيث  $t_0 = m\tau_0$ . ومثل  $t_0$  في (6-33-b) الانزياح الأعظمي لـ  $t_k$  عن  $(kT_s + \tau_0)$  عندما  $|x(kT_s)| = 1$ .

إذا افترضنا أن نبضات  $PDM$  التي حصلنا عليها بطريقة تعديل الحافة الخلفية وفق (6-33-b) استخدمت لقدح وحيد استقرار كما في حالة الشكل (٦-١٤-أ) من أجل الحصول على نبضات  $PPM$ ، عندئذ تمثل  $t_k$  وفق (6-33-b) لحظات بدايات نبضات  $PPM$ . وينظر إلى  $t_0$  في تلك الحالة بمثابة ثابت تعديل  $PPM$ . يُعد التحليل الطيفي لإشارات  $PDM$  و  $PPM$  معقداً جداً. ويمكن إجراء تحليل طيفي مبسط لإشارة  $PDM$  انطلاقاً من سلسلة فورييه لقطار النبضات غير المعدل  $As(t)$  بافتراض:

$$s(t) = \sum_k p(t - kT_s) \quad , \quad p(t) = \Pi\left(\frac{t}{\tau}\right)$$

ونكتب سلسلة فورييه لـ  $s(t)$  على النحو:

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n e^{jn\omega_s t} = c_0 + \sum_{n=1}^{\infty} 2c_n \cos n\omega_s t$$

$$c_n = f_s \tau \text{sinc} n f_s \tau$$

يمكن أن نعر عن إشارة  $PDM$  بشكل تقريبي بسلسلة فورييه لـ  $As(t)$  إذا استبدلنا  $\tau$  في عبارة  $c_n \rightarrow \tau_0 [1 + mx(t)]$ . ويتبين نتيجة التحليل المبسط أنه يمكن تمثيل إشارة  $PDM$  كمجموع للعبارة:

$$x_{pm}(t) = Af_c \tau_0 [1 + mx(t)] \quad (6-34-a)$$

وتوافقيات معدلة طورياً. ويستنتج من ذلك أنه يمكن استعادة  $x(t)$  من إشارة  $PDM$  بإمرار هذه الإشارة بـ  $LPF$ ، لينتج في خروجه جهد يمثل العبارة (6-34-a)، ومن ثم يتم حذف المركبة المستمرة للحصول على إشارة تتناسب مع  $x(t)$ .  
بالمثل يستنتج أن إشارة  $PPM$  يمكن أن تمثل كمجموع للعبارة:

$$x_{pm}(t) = Af_c [1 - t_0 \dot{x}(t)] \quad (6-34-b)$$

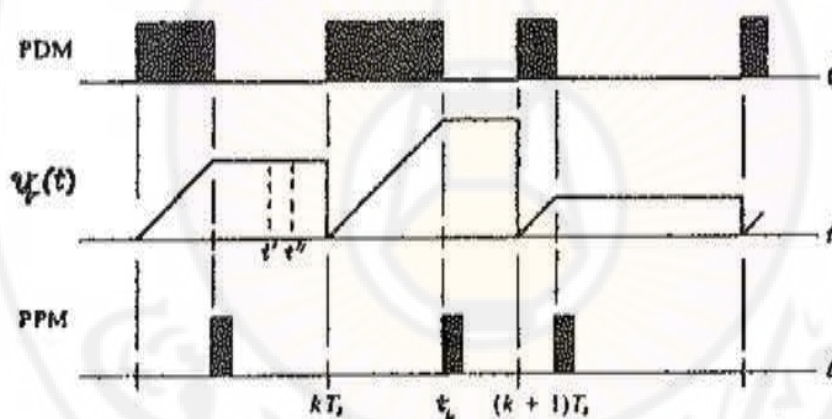
وتوافقيات معدلة طورياً بـ  $x(t)$  ومعدلة مطالياً بـ  $\dot{x}(t)$ ، حيث  $\dot{x}(t)$  هو مشتق  $x(t)$ . ويعني ذلك أنه يمكن الحصول على جهد يمثل العبارة (6-34-b) بإمرار إشارة  $PPM$  بـ  $LPF$ ، ومن ثم نحذف المركبة المستمرة لنحصل على جهد يتناسب مع  $\dot{x}(t)$ ، وبعد المكاملة نحصل على جهد يتناسب مع  $x(t)$ .

يجدر أن نذكر أنه يمكن التوصل إلى الاستنتاج أن طيف إشارة  $PPM$  يتألف من توافقيات معدلة طورياً اعتماداً على أن إشارة  $PPM$  يمكن أن تعد كقطار نبضات معدلة طورياً، لأن تغير الموضع الزمني للنبضات يمكن أن يعد كتغير طوري.

وتُعد طريقتا كشف تعديل إشارتي  $PDM$  و  $PPM$  [أي استعادة  $x(t)$  من الإشارتين] طريقة الترشيح بـ  $LPF$  كما أوضحنا أعلاه طريقتين غير دقيقتين، ويُفضل عليهما عملياً أسلوب تحويل إشارتي  $PDM$  و  $PPM$  إلى إشارة  $PAM$  ومن ثم يستخدم الترشيح المباشر بـ  $LPF$  للحصول على  $x(t)$ .

يوضح الشكل (٦-١٥) إحدى الطرق المستخدمة لتحويل  $PDM$  أو  $PPM$  إلى  $PAM$ . ونستخدم في هذه الطريقة دائرة لتوليد جهد مائل صاعد ( $ramp$ )، أي متزايد خطياً، ونرمز له بـ  $v_k(t)$ . ونفترض أن هذا الجهد يتزايد خطياً ابتداءً من  $t = kT$ ، ويتوقف تزايدُه في لحظة نرمز لها  $t_k$ ، ويبقى بعدها ثابتاً حتى اللحظة  $t = (k+1)T$ . وفي هذه اللحظة يعود  $v_k(t)$  إلى الصفر ويبدأ تزايدُه من جديد.

تستخدم لتوليد أمرى البدء والإيقاف حافات نبضات إشارة PDM، بينما نحتاج في حالة PPM إلى نبضات تزامن (Sync Pulses) تعطي أمر البدء في اللحظة  $t = kT_s$ ، بينما نعطي نبضات إشارة PPM نفسها أمر الإيقاف. وتؤخذ من الجهد  $v_r(t)$  عينات خلال فترة قصيرة تسبق اللحظة  $kT_s$ ، كالفترة بين  $t'$  و  $t''$ ، باستخدام مفتاح مماثلي [مثل مفتاح الاعتيان أو التقطيع في الشكل (٦-٢-١)]، لنحصل على نبضات معدلة نبضياً. ويعني ذلك تحويل PDM أو PPM إلى PAM. وفي بعض الحالات يتم تحويل PPM إلى PDM كخطوة أولى للتحويل إلى PAM. ويستخدم من أجل ذلك قلاب من نوع S-R، وتقوم نبضات إشارة PPM بقدرح القلاب عن طريق مدخل Set، بينما نستخدم من أجل Reset نبضات تزامن.



الشكل (٦-١٥) تحويل PDM أو PPM إلى PAM.

يحدد عرض مجال الإرسال  $B_T$  لنظامي PPM و PDM بحيث نحصل على قيمة معقولة لزمّن الصعود وفق (6-30)، أي  $t_r \approx \frac{1}{2B_T}$ . ويفضل إنقاص  $t_r$  من أجل إضعاف تأثير



الضجيج في دقة كشف مدة النبضة أو موضعها. ولذلك ينبغي أن يكون  $t_r < m\tau_0$  في حالة PDM و  $t_r < \tau/2$  في حالة PPM. ونرمز بـ  $\tau'$  لمدة نبضات PPM، وهي تختار عادة أقل كثيراً من  $\tau_0$  (مدة نبضات PDM دون تعديل)، حيث لهتم أساساً في حالة PPM بموضع النبضة، ولا لهتم عادة بمدتها.

نجد بالنتيجة أن  $B_T$  في حالة PDM و PPM أكبر كثيراً من المطلوب في حالة PAM. ولكننا نستفيد في حالتي PDM و PPM من ميزتين هامتين: عدم التأثير تقريباً بالتشوهات اللاخطية (لأنها لا تؤثر تقريباً في مدة النبضة أو موضعها) وإمكانية تحقيق نسبة أعلى بين الإشارة والضجيج كما هو موضح أدناه، وخاصة في حالة PPM.

## ٦-١٠ نسبة الإشارة إلى الضجيج في نظم PAM و PDM و PPM

نوضح فيما يلي تأثير الضجيج في نظم التعديل النبضي التماثلي في حالة الإرسال بقناة تمرير منخفض (أي دون التحميل على تردد عال بطرق AM أو FM أو PM)، وذلك بافتراض أن ضجيج القناة هو ضجيج أبيض غاوسي (راجع البند ٤-١٤).

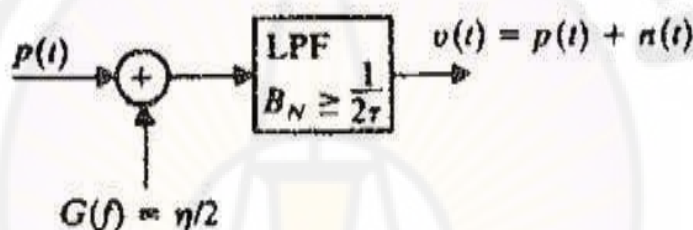
نبدأ بتوضيح تأثير الضجيج في دقة "قياس" المطال أو المدة أو الموضع السزمي لنبضة وحيدة، وذلك وفق الشكلين (٦-١٦) و (٦-١٧). ونفترض أن النبضة مستطيلة تقريباً، ونرمز لمطالها ومدتها بـ  $A$  و  $\tau$ ، وتكون طاقتها  $E_p = A^2\tau$ .

يستخدم في طرف الاستقبال مرشح LPF، كما في الشكل (٦-١٦-أ)، ونفترض أن عرض مجال الضجيج له  $B_N \geq \frac{1}{2\tau}$ ، وكسبه ضمن المجال  $B_N$  يساوي ١. ويخصص LPF لتمرير النبضة  $p(t)$  بتشويه مقبول مع حذف المركبات الطيفية للضجيج خارج المجال  $B_N$ . ويؤدي تأثير عرض المجال المحدود للقناة وتأثير LPF نفسه إلى جعل النبضة بشكل شبه منحرف تقريباً كما في الشكل (٦-١٦-ب)، وبحيث يتحدد زمن الصعود

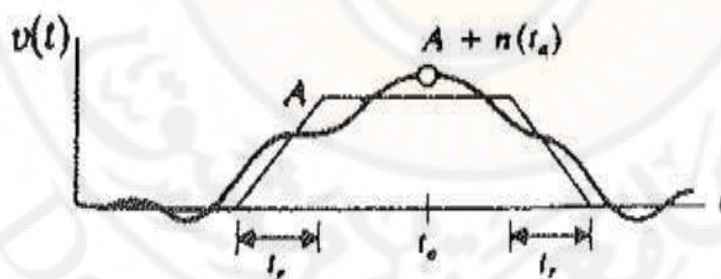
بـ (6-30)، أي  $t_r \approx \frac{1}{2B_N}$  بفرض  $B_T = B_N$ . ونبين في الشكل (٦-١٦-ب) أيضاً مجموع نبضة شبه المنحرف والضجيج  $n(t)$ . وسنفترض أن الكثافة الطيفية للضجيج  $G(f) = \frac{\eta}{2}$  وقيمته الوسطى تساوي الصفر. وبفضل قياس مطال النبضة عند مركزها، في لحظة مثل اللحظة  $t_a$  في الشكل (٦-١٦-ب)، وتنتج عن القياس عند  $t_a$  كمية عشوائية:

$$v(t_a) = A + n(t_a) = A + \varepsilon_A \quad (6-35-8)$$

(أ)



(ب)



الشكل (٦-١٦)

أ- المخطط الزمني للمستقبل.

ب- توضيح الرضج.



ويرمز  $\varepsilon_A$  لخطأ قياس المطال:

$$\varepsilon_A = n(t_a) \quad (6-35-b)$$

ويكون التغاير *Variance* أو مربع الانحراف المعياري لـ  $\varepsilon_A$ :

$$\sigma_A^2 = \overline{n^2} = \eta B_N \quad (6-36-a)$$

لكي يكون القياس دقيقاً ينبغي أن يكون  $A^2 \ll \sigma_A^2$ . وبما أن  $A^2 = \frac{E_p}{\tau}$

و  $B_N \geq \frac{1}{2\tau}$ ، فلذلك نجد أن:

$$\sigma_A^2 \geq \frac{\eta}{2} A^2 \quad (6-36-b)$$

يمكن أن نحصل على أكبر قيمة للنسبة  $\frac{A^2}{\sigma_A^2}$  باستخدام مرشح موافق (راجع الفقرة ٤-١٤-ج).

من أجل قياس مدة النبضة أو تحديد موضعها نختار لحظة كالتي نرمز لها  $t_b$  في الشكل (٦-١٧)، وبحيث تمثل نقطة تقاطع  $v(t)$  مع المستوى  $A/2$  تقريباً (بقرب منتصف الحافة الصاعدة للنبضة). ونرمز بـ  $\varepsilon_r$  في الشكل (٦-١٧) للخطأ. بالموضع الزمني بنتيجة تأثير الضجيج  $n(t_b)$ . ونظراً لتشابه المثلثين في الشكل، نكتب:

$$\frac{\varepsilon_r}{n(t_b)} = \frac{t_r}{A} \quad (6-37)$$

$$\varepsilon_r = \frac{t_r}{A} n(t_b)$$

نستنتج بالتالي أن:

$$\sigma_r^2 = \left( \frac{t_r}{A} \right)^2 \overline{n^2} \quad (6-38-a)$$

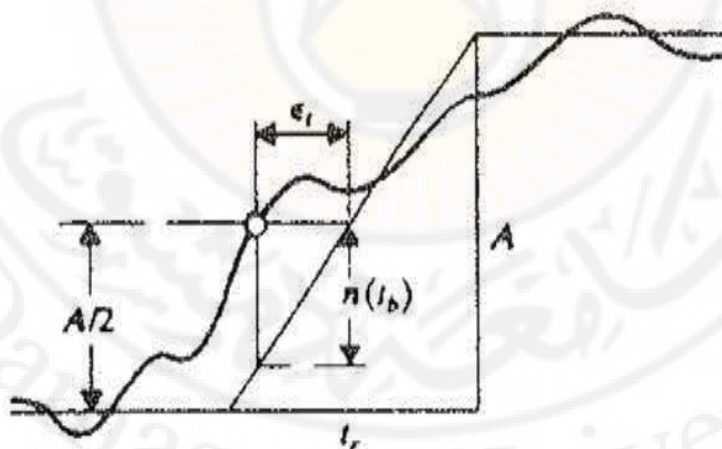
باستخدام العلاقات  $\bar{n}^2 = \eta B_N$  و  $t_r = \frac{1}{2B_N}$  و  $A^2 = \frac{E_p}{\tau}$  والعلاقة (6-38-a)، نجد أن:

$$\sigma_i^2 = \frac{\eta}{4A^2 B_N} \approx \frac{\eta \tau}{4B_N E_p} \quad (6-38-b)$$

قد يبدو وفق (6-28-b) أنه عندما  $B_N \rightarrow \infty$ ، فإن  $\sigma_i^2 \rightarrow 0$  ويمكن أن يفسر هذا بأنسه عندما  $B_N \rightarrow \infty$ ، فإن  $t_r \rightarrow 0$ ، أي تصبح حافة النبضة "شاقولية" فلا يتأثر وضعها الزمني بالضجيج. ولكن القيمة الدنيا لزمِن الصعود تتحدد بهرض بحال الإرسال  $B_T$  وفق (6-30)، أي  $t_r \approx \frac{1}{2B_T}$ . ولذلك نستنتج من (6-38-a) أن:

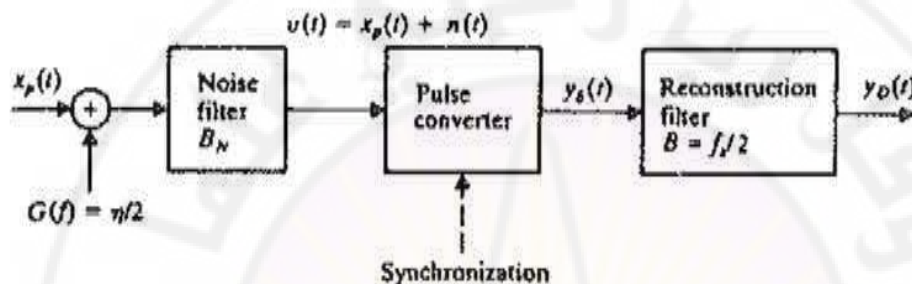
$$\sigma_i^2 \geq \frac{\eta \tau}{4B_T E_p} \quad (6-38-c)$$

لذلك لا تغيد زيادة  $B_N$  إلى أكثر من  $B_T$  بحيث تقابل (6-38-b) القيمة الدنيا المحددة بـ (6-38-c).



الشكل (٦-١٧) قياس مدة النبضة أو تحديد موضعها.

انطلاقاً من العلاقتين (6-38-b) و (6-38-c) يمكن استنتاج نسبة الإشارة إلى الضجيج  $\frac{S}{N}$  في خرج نظم  $PAM$  و  $PDM$  و  $PAM$ . وبغض النظر عن الطرق المستخدمة لكشف إشارات هذه النظم في طرف الاستقبال، نجد أنها بالنتيجة تكافئ إعادة تركيب إشارة المعلومات  $x(t)$  من قيم العينات وفق الشكل (٦-١٨).



الشكل (٦-١٨) نظام لكشف إشارات التبديل النبضي التماثلي بوجود الضجيج.

يمكن أن يمثل المبدل النبضي (*Pulse Converter*) في الشكل (٦-١٨) في حالة كشف  $PAM$  "أخذ عينات مثالية" يقوم بضرب  $v(t)$  بقطار نبضات ديراك متوافقة زمنياً مع مراكز نبضات  $PAM$  [مثل  $t_a$  في الشكل (٦-١٦-ب)]، بحيث ينتج قطار نبضات ديراك موزونة  $y_d(t)$ ، يتم ترشيحه لاحقاً بمرشح إعادة التركيب للحصول على إشارة المعلومات  $x(t)$ ، بحيث تكون النسبة  $\frac{S}{N}$  في المخرج أعلى ما يمكن. وفي حالة كشف  $PDM$  أو  $PPM$ ، يمكن أن يمثل المبدل النبضي دائرة للتحويل إلى  $PAM$ ، كما في الشكل (٦-١٥)، بحيث يتبعها "أخذ عينات مثالية". كما ذكرنا أعلاه لحالة كشف  $PAM$ . سنفترض أن تابع التحويل لمرشح إعادة التركيب يوصف بـ (6-10-a) من أجل:

$$B = \frac{f_s}{2}, \quad K = T_s = \frac{1}{2B}, \quad t_d = 0 \quad (6-39)$$

يمكن أن نبين أنه في الحالة المفترضة يمكن التعبير عن إشارة الخرج عند الوجهة (Destination) على النحو:

$$y_D(t) = \mu_p x(t) + n_D(t) \quad (6-40)$$

و  $\mu_p$  ثابت التعديل، وهو يمثل  $mA_0$  في حالة PAM، بينما يمثل  $t_0$  في حالة PDM و PPM (وفي حالة PDM يعد أن  $t_0 = m\tau_0$ ).

يمثل  $n_D(t)$  في (6-40) ضجيج الخرج، ويتبين أن استطاعته:

$$N_D = \overline{n_D^2} = \sigma^2 \quad (6-41)$$

في حالة PAM نكتب  $\sigma^2 = \sigma_x^2$  ونحددها وفق (6-36-b)، بينما في حالة PDM و PPM نكتب  $\sigma^2 = \sigma_x^2$  ونحددها وفق (6-38-a).

تكون استطاعة إشارة الخرج وفق (6-40) دون الضجيج:

$$S_D = \mu_p^2 \overline{x^2} = \mu_p^2 S_x \quad (6-42)$$

حيث  $S_x = \overline{x^2}$  الاستطاعة المتوسطة لـ  $x(t)$ . وبما أننا نفترض  $|x(t)| \leq 1$  تكون  $S_x \leq 1$ .

من العلاقتين (6-42) و (6-41) نجد أن النسبة  $\left(\frac{S}{N}\right)$  في الخرج:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_D = \frac{S_D}{N_D} = \frac{\mu_p^2}{\sigma^2} S_x \quad (6-43)$$

سنعبر عن  $\left(\frac{S}{N}\right)_D$  لكل من نظم PAM و PDM و PPM بدلالة النسبة المقابلة لها في

حالة النقل بالجمال الأساسي وفق (4-96) وهي:

$$\gamma = \frac{S_R}{\eta W} \quad (6-44)$$

و تمثل  $S_R$  استطاعة الإشارة المستقبلية  $x_p(t)$  في الشكل (٦-١٨).



يتبين بنتيجة التحليل أنه في أفضل الظروف من وجهة نظر النسبة  $\left(\frac{S}{N}\right)_D$  تكون هذه

النسبة لنظم  $PAM$  و  $PDM$  و  $PPM$  (مع افتراض  $S=1$ ):

$$\left(\frac{S}{N}\right)_D \leq \frac{\gamma}{2} \quad PAM \quad (6-45-a)$$

$$\left(\frac{S}{N}\right)_D \leq \frac{1}{2} \left(\frac{B_T}{W}\right) \gamma \quad PDM \quad (6-45-b)$$

$$\left(\frac{S}{N}\right)_D \leq \frac{1}{8} \left(\frac{B_T}{W}\right)^2 \gamma \quad PPM \quad (6-45-c)$$

وقد افترضنا للنظم الثلاثة  $f_s = 2W$

وفي حالة  $PAM$  افترضنا أن  $m \approx 1$ ،  $\overline{x(t)} = 0$ ،  $\tau \approx t_r$ ، ومن ثم  $B_N = \frac{1}{2\tau}$ .

وبالمقابل، افترضنا في حالة  $PDM$  أن  $m \approx 1$  و  $\tau_0 = \frac{T_s}{2}$  [وافترضنا أن  $m \approx 1$  يعني

أن أقل عرض للنبضة وفق (6-33-a) يقارب الصفر، بينما افترضنا أن  $\tau_0 = \frac{T_s}{2}$  يعني

أن أكبر عرض للنبضة يقارب  $T_s$ ]. وفي حالة  $PPM$  افترضنا أن  $t_0 \approx \frac{T_s}{2}$  و  $\tau \approx 2t_r$

بحيث  $\tau \approx \frac{1}{B_T}$  (ولا يمكن جعل  $t_0 > \frac{T_s}{2}$  لكي لا تتداخل أي من نبضات  $PPM$  مع

نبضة مجاورة لها نتيجة التراجع الزمني "يمينا ويساراً").

نلاحظ أن  $\left(\frac{S}{N}\right)_D$  في حالة  $PAM$  تقارن مع ما يقابلها في حالة  $AM$  وفق (5-106-a).

يسمع نظاما  $PDM$  و  $PPM$  بتحسين نسبة  $\left(\frac{S}{N}\right)_D$  بالمقارنة مع  $\gamma$ ، وذلك بزيادة  $B_T$

(حيث إن زيادة  $B_T$  تؤدي إلى إنقاص زماني الصعود والهبوط، مما يؤدي إلى إضعاف تأثير

مدة النبضة وموضعها بالضخيم). ويتفوق  $PPM$  على  $PDM$  بالقيمة العظمى لـ

$$\left(\frac{S}{N}\right)_D \text{ عندما } B_T > 4W.$$



يحقق  $PDM$  و  $PPM$  خاصية "تحفض الضجيج بمجال عريض" بمعنى (إمكانية تحسين  $\left(\frac{S}{N}\right)_D$  بزيادة  $B_T$ ، وهي نفسها الخاصية التي سبق ذكرها كميزة من مزايا  $FM$  في البند (١٥-٥). ونكتب لحالة  $WBFM$  وفق (5-108-c) مع افتراض  $S_b \approx 1$ :

$$\left(\frac{S}{N}\right)_D \approx \frac{3}{4} \left(\frac{B_T}{W}\right)^2 \gamma \quad (6-46)$$

نلاحظ أن القيمة العظمى لـ  $\left(\frac{S}{N}\right)_D$  تتناسب مع  $B_T^2$  في حالتي  $PPM$  و  $FM$ ، بينما تتناسب مع  $B_T$  في حالة  $PDM$ ، ولا تتأثر بـ  $B_T$  في حالة  $PAM$  (وكذلك في حالة  $AM$ ). ونستنتج أن نظام  $PPM$  هو أفضل نظم التعديل النبضي التماثلي بمحودة الإشارة إلى الضجيج، ولكن كشفه يحتاج إلى إرسال نبضات تزامن خاصة به.

وبلاحظ في حالتي  $PDM$  و  $PPM$  تأثير العتبة كالذي أوضحناه لحالة  $FM$  في البند (١٥-٥). ويمكن أن تكون قيمة العتبة  $\gamma_{th}$  في حالة  $PPM$  أقل كثيراً مما في حالة  $FM$ . ويمتاز  $PPM$  أيضاً بسهولة توليد نبضات عالية الاستطاعة قصيرة المدة، بينما يتطلب  $FM$  توليد الاستطاعة باستمرار. ولذلك يفضل  $PPM$  على  $FM$  في بعض نظم الاتصالات رغم أن  $WBFM$  أفضل من  $PPM$  بالقيمة العظمى لـ  $\left(\frac{S}{N}\right)_D$  حوالي 6 مرات أو تقريباً 8dB.

لا تستخدم طرق  $PAM$  و  $PDM$  و  $PPM$  في نظم الاتصالات الحديثة إلا في حالات خاصة نتيجة لتفضيل طرق التعديل الرقمي، وخاصة  $PCM$ . وكما ذكرنا سابقاً، يستخدم  $PAM$  للحصول على  $PCM$  (ويستخدم أيضاً من أجل التجميع بتقسيم الزمن  $TDM$ ). وكذلك، لا يستخدم  $PDM$  في الاتصالات عادة إلا للحصول على  $PPM$ . وبالمقابل، لا يزال  $PPM$  يستخدم في بعض نظم الاتصالات بفضل مزاياه المذكورة أعلاه.

## ٦-١١ التجميع بتقسيم الزمن TDM

يقصد بالتجميع أو "التنضيد" بتقسيم الزمن (*Time-Division Multiplexing*) الطريقة التي تستخدم لإرسال إشارات عدة رسائل *Messages* (أي عدة إشارات معلومات) بقناة نقل واحدة، وذلك باعتبار تلك الإشارات وإرسال عيناتها وفق تنابع زمني معين، كما هو موضح في الشكل (٦-١٩). ويفترض في الشكل (٦-١٩-أ) أن عدة إشارات معلومات (أربع إشارات على سبيل المثال) تمر أولاً عبر مرشحات تمرير منخفض *LPF* لتحديد عرض المجال الترددي لكل منها، ثم يتم اعتبارها بالتتابع بواسطة مفتاح دوار (*Rotary Switch*) يسمى المفتاح المبدل أو المجمع (*Commutator*)، كما يسمى المفتاح الناخب (*Selector Switch*). ويقوم هذا المفتاح خلال كل دورة له بأخذ عينة من كل من إشارات الدخل بالتتابع، فتكون إشارة خرجة بشكل عينات متشابكة (*Interlaced Samples*) من تلك الإشارات، وتبدو مثل إشارة *PAM*، أي كأنها تنابع نبضات معدلة مطالياً. ويستخدم في طرف الاستقبال مفتاح دوار مشابه، يسمى المفكك *Decommutator* أو الموزع *Distributor*، وهو يقوم بفرز "العينات المتشابكة" بحيث يوزعها على خطوط موصلة إلى مجموعة أخرى من المرشحات *LPF*، تخصص لإعادة تركيب الإشارات الأصلية. ويفترض أن المفتاح الموزع يدور بسرعة مماثلة لسرعة دوران المفتاح المجمع ( $f_s$ ) ويتزامن معه.

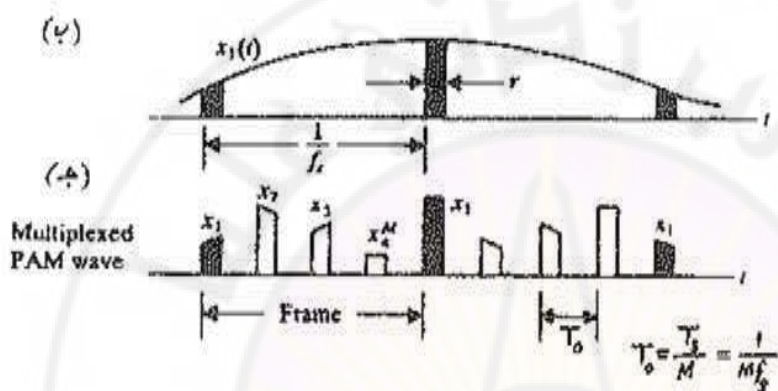
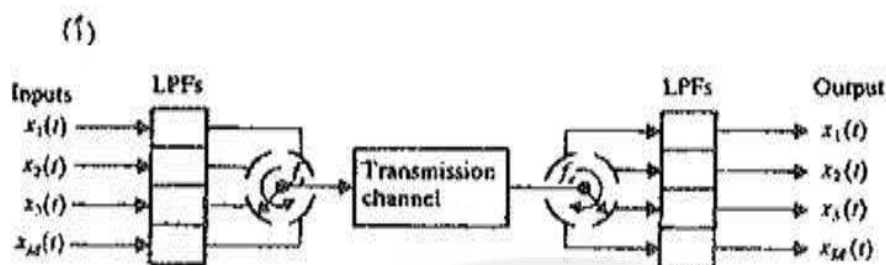
في حالة عدم وجود كل إشارات الدخل (أي حالة كونها مساوية للصفر)، ما عدا إشارة واحدة فقط  $x_1(t)$ ، تكون إشارة خرج المفتاح المجمع كما مبين في الشكل (٦-١٩-ب). ويعمل المفتاح المجمع في هذه الحالة كمفتاح اعتباري، حيث يأخذ عينات "طبيعية" من  $x_1(t)$  فقط بعرض  $\tau$  ويدور  $T_s$  أو  $1/f_s$ . ويمثل  $f_s$  سرعة دوران المجمع أو عدد دوراته في الثانية، وهو نفسه تردد أخذ العينات من  $x_1(t)$ . وبما أن الموزع في طرف

الاستقبال يدور بتزامن مع الجمع في طرف الإرسال، ففي الحالة المفترضة، أي حالة كون كل إشارات مدخل الجمع صفراً ما عدا  $x_i(t)$ ، يعطي الموزع عينات  $x_i(t)$  فقط. إلى مدخل  $LPF$  المخصص لإعادة تركيبها.

في الحالة العامة يقوم الجمع بأخذ عينات من كل من إشارات المدخل  $x_i(t)$ ، حيث  $i=1,2,\dots,n$ . ونفترض في الشكل (٦-١٩) على سبيل المثال  $M=4$ ، وتكون إشارة خرج الجمع كما مبين في الشكل (٦-١٩-ج)، أي يتألف من العينات المتشابكة لكل الإشارات  $x_i(t)$ . وتسمى هذه العينات المتشابكة موجة  $PAM$  المجمعة (Multiplexed PAM Wave) أو إشارة  $TDM-PAM$ . ويتوقف الجمع على نقطة التلامس الخاصة بكل إشارة لمدة  $\tau$  وبعث تكون  $\tau < \frac{T_s}{M}$  لكي تبقى فراغات بين العينات المتشابكة. وتسمى تلك الفراغات أزمنة أمان أو حماية (Guard Times). ويوضع في الحسبان عند تحديد قيمة  $\tau$  وزمن الأمان زمن الصعود والهبوط لتبضعات العينات المتشابكة في خرج قناة النقل [وهما يتناسبان عكساً مع  $B_T$  وفق (6-30)] لكي لا يحدث تداخل بين العينات المتجاورة، كما هو موضح في البند (٦-٥). ويقوم الموزع أو المفكك في طرف الاستقبال بفرز العينات المتشابكة أو تعكيكها، بحيث تمر عينات كل من الإشارات  $x_i(t)$  إلى مدخل  $LPF$  المخصص لإعادة تركيبها.

نفترض أن كلاً من الإشارات  $x_i(t)$  ذات عرض مجال  $W$ ، وأن الجمع والموزع يدوران بمعدل  $f_s \geq 2W$  وفق شرط نايكويست. وتكون الفترة بين كل عينتين متتابعتين لأي من الإشارات  $x_i(t)$  [كعينات  $x_1(t)$  في الشكل (٦-١٩-ب)]:

$$T_s = \frac{1}{f_s} \leq \frac{1}{2W} \quad (6-47-a)$$



الشكل (٦-١٩) نظام TDM.

أ- المخطط الصندوقي.

ب، ج- إشارات خرج المجموع.

تشمل الفترة  $T_s$  عينة واحدة من كل إشارة دخل وهي تسمى الإطار *Frame*. ويكون التباعد بين بدائتي نبضتين متجاورتين من إشارة TDM، كما يتضح من الشكل (٦-١٩-ج):

$$T_0 = \frac{T_s}{M} = \frac{1}{Mf_s} \quad (6-47-b)$$

تشمل الفترة  $T_0$  مدة العينة وزمن الأمان. ويكون معدل العينات المتشابهة أو عددها الكلي في الثانية:



$$r = \frac{1}{T_0} = Mf_s \geq 2MW \quad (6-47-c)$$

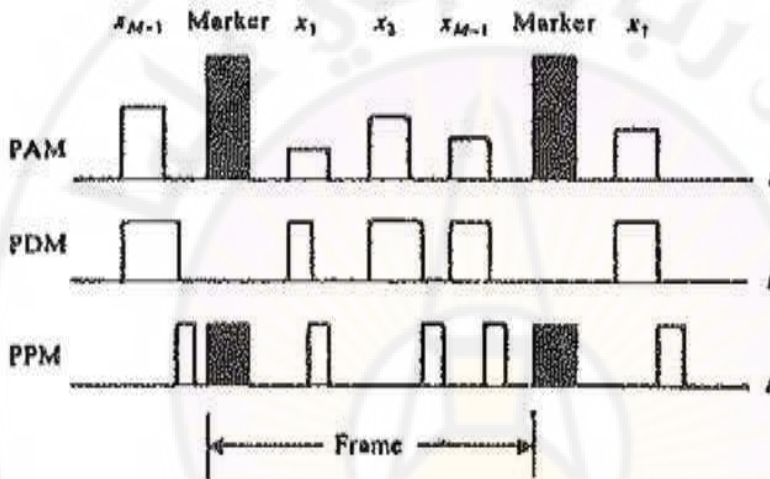
يسمى  $r$  معدل التشوير أو التأشير (Signaling Rate) أو معدل نبضات TDM. ينفذ ما يكافئ الجمع والمفكك في الشكل (٦-١٩-أ) عملياً كمفتاحين الكترونيين، وبصمان غالباً ضمن الدارات المتكاملة بترانزستورات تعمل كمفاتيح ثنائية يستعمل التحكم فيها بدارات منطقية. وتنتج بعض الدارات المتكاملة التي يمكن أن تعمل كمجمع ثنائي أو مفكك ثنائي (Analog Multiplexer/Demultiplexer) حسب طريقة توصيلها.

يمكن تحقيق التجميع بتقسيم الزمن TDM باستخدام أنواع أخرى للتعديل النبضي التماثلي أو الرقمي. ويستخدم على نطاق واسع في نظم الاتصالات منذ نحو عام 1970 نظام TDM-PCM، ويقصد به إرسال عدة إشارات بطريقة PCM بقناة واحدة. ويمكن تحقيق TDM-PCM بوضع مبدل ثنائي رقمي ADC على طريق إشارة يخرج بجمع TDM-PAM في الشكل (٦-١٩-أ) مع وضع مبدل رقمي ثنائي DAC قبل المفكك في طرف الاستقبال. ويمكن أن نحصل على إشارة TDM-PCM أيضاً بوضع آخذ عينات و ADC على طريق كل إشارة دخل في طرف الإرسال، مع استخدام مجمع رقمي (Digital Multiplexer) بدلاً من المجمع التماثلي في الشكل (٦-١٩-أ)، كما يستخدم مفكك رقمي (Digital Demultiplexer) في طرف الاستقبال مع وضع DAC على طريق كل من مخرج المفكك الرقمي، وبحيث يتبع كل DAC مرشح إعادة تركيب.

بغض النظر عن طريقة التعديل النبضي المستخدمة في نظام TDM، ينبغي تحقيق التزامن دقيق بين المجمع والمفكك. ومن الأساليب الشائعة لتحقيق التزامن تخصيص حيز زمني أو شق زمني (Time Slot) ضمن مدة الإطار Frame لإرسال نبضة خاصة تسمى النبضة



الواسمة أو العلامة *Marker* كما في حالتَي *PAM* و *PPM* في الشكل (٢٠-٦) أو يترك فراغ كبير نسبياً كما في حالة *PDM* في الشكل نفسه. وتعد فترة الإطار  $T$  مقسمة إلى  $M$  حيزاً أو شقاً زمنياً لـ  $M$  قناة. ويخصص أحد تلك الحيزات في حالة الشكل (٢٠-٦) مثلاً للتزامن، مما يؤدي إلى إنقاص عدد قنوات إشارات المعلومات إلى  $(M-1)$ .



الشكل (٢٠-٦) التزامن في نظم التعديل النبضي التماثلي.

يفترض أنه تستخدم في طرف الاستقبال دائرة خاصة بالترزامن بحيث تقسم يكشف وجود النبضة الواسمة أو غياب النبضة *nonpulse* خلال الحيز الزمني الخاص بنفسية التزامن، ومن ثم تميز بداية الإطار وتقوم بتوقيت "دوران" المفتاح المفكك بحيث يتمكن من الفرز الصحيح لعينات قنوات الإشارات.

في حالة الحاجة إلى إرسال إشارة  $TDM$  أو إشارة أي نظام تعديل نبضي لاسلكياً (راديوياً مثلاً)، يتم تحميلها على تردد عالٍ لدرجة كافية بطرق تعديل الموجات الحاملة الجيبية ( $AM, FM, PM$ ) لكي نحصل على إشارة ذات مجال ممرر ( $Bandpass$  Signal) تناسب القنوات الراديوية. ويمكن مثلاً إرسال إشارة  $PPM$  بطريقة التعديل المطالي لجهاز إرسال  $AM$  بعمق تعديل 100%، بحيث نحصل على نبضات  $RF$  ذات مطلق ثابت. ونرمز للموجة المعدلة الناتجة في الحالة المفترضة  $TDM-PPM/AM$ . ويكون عرض المجال المطلوب لإرسال الموجة الراديوية  $RF$  المعدلة بطريقة  $AM$  بإشارة  $TDM$ :

$$B_{T(RF)} = 2B_{T(BB)} \quad (6-48-a)$$

حيث  $B_{T(BB)}$  عرض المجال المطلوب لنقل إشارة  $TDM$  بالمجال الأساسي أو القاعدي ( $BaseBand$ )، ولختاره في بعض الحالات، بحيث يكون زمن الصعود المحدد بـ (6-30) أقل من عرض النبضة  $\tau$ :

$$B_{T(BB)} \geq \frac{1}{2\tau} \quad (6-48-b)$$

في حالة  $TDM-PAM$  قد لا نلتم بشكل النبضات، ولنتم أساساً بتميز مطلقاً. ويمكن أن يتحقق هذا حتى إذا كان  $B_{T(BB)}$  أقل من  $1/2\tau$ . ونبين لاحقاً أن أقل قيمة ممكنة نظرياً لـ  $B_{T(BB)}$  هي:

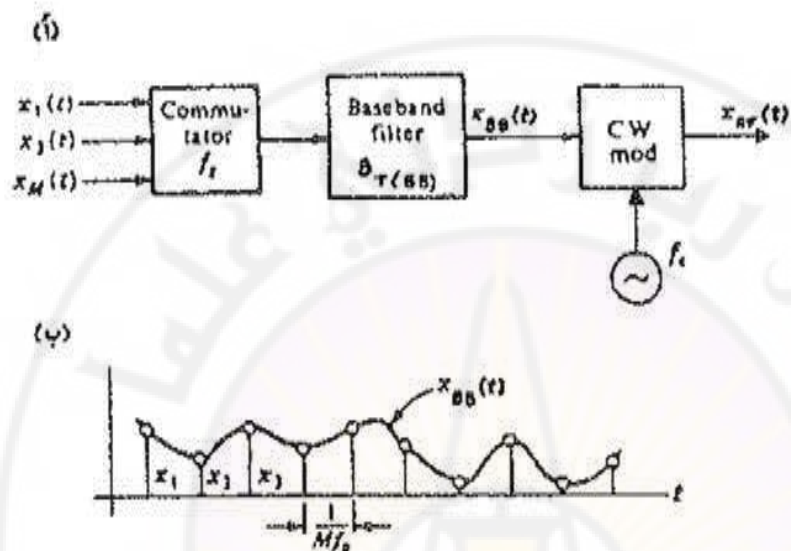
$$B_0 = \frac{1}{2T_0} = \frac{r}{2} = \frac{Mf_s}{2} \quad (6-49)$$

وفي حالة  $TDM/SSB$  يكون  $B_{T(RF)} = B_{T(BB)}$ .

## ٦-٢ طريقة ترشيح المجال الأساسي وفق نايكويست

يبين الشكل (٦-٢١-أ) مخططاً صندوقياً لنظام  $TDM/SSB$ ، يستخدم فيه بين مجموع  $TDM$  ومعدل الموجة الحاملة الجيبية ( $CW$ ) مرشح تمرير منخفض للمجال الأساسي

(Baseband Filter) ذو عرض مجال  $B_{TBB}$ . وتعد إشارة خرج المرشح المذكور كإشارة مجال أساسي (Baseband Signal) لأنها تستخدم لتعديل الحامل الجيبي.



الشكل (٦-٢١)

أ- المخطط الزمني لنظام TDM/SSB.

ب- الإشارة المعاد تركبها.

سنفترض أن إشارة خرج مجمع TDM هي عينات متشابهة مثالية، وهذا يكفي استخدام مجمع TDM-PAM على أن يتبعه أخذ عينات مثالية بتردد  $Mf_1$  (أي ضارب نمائلي يضرب نبضات خرج مجمع TDM-PAM بقطار نبضات دبر الك تردد  $Mf_1$  ومتزامنة مع نبضات TDM-PAM). وسنفترض أيضاً أن مرشح المجال الأساسي هو LPF مثالي، عرض مجاله يساوي  $B_0 = 1/2T_0$ ، وذلك وفق طريقة اقترحها نايمكويست لإرسال نبضات PAM بأقل عرض مجال (ويقصد به في الحالة المعنية  $B_0$ ). ويقوم مرشح

المجال الأساسي بتركيب إشارة متصلة  $x_{BB}(t)$  كما في الشكل (٦-٢١-ب) من العينات المتشابهة المثالية المتباعدة بأزمنة تساوي  $T_0 = \frac{1}{Mf_s}$  (أي  $T_0 = \frac{1}{2B_0}$ ) بالطريقة نفسها التي يقوم بها مرشح الاستيفاء أو إعادة التركيب وفق (6-19-b) والشكل (٦-٦) بإعادة تركيب  $x(t)$  من العينات المثالية الموزونة بالقيم  $x(kT_0)$  من أجل  $B = \frac{1}{2T_s}$  (أو  $T_s = \frac{1}{2B}$ ). ويعني ذلك أن  $x_{BB}(t)$  تساوي مجموع توابع sinc، ويمر المنحني الممثل لها بفهم منحنيات sinc على غرار  $x(t)$  في الشكل (٦-٢١-أ). ويكون المنحني الممثل لـ  $x_{BB}(t)$  بالنتيجة منحنيًا متصلًا يمر بنفساط العينات، كما موضح بالشكل (٦-٢١-ب). ولكي يكون  $B_{TRF}$  أقل ما يمكن، نفترض أن الحاصل الجيبي في الشكل (٦-٢١-أ) يعدل بطريقة الجسال الجانبي المنفرد SSB، فيكون  $B_{TRF} = B_{THM} = B_0$ . وتمرر  $x_{BB}(t)$  في طرف الاستقبال (بعد أن نحصل عليها بنتيجة كشف تعديل موجة RF) بأخذ عينات مثالية، يقوم بضرها بقطار نبضات ديراك، بحيث تنتج نبضات ديراك موزونة بقيم  $x(kT_0)$ ، كإشارة دخل مرشح المجال الأساسي في طرف الإرسال [ويفسر ذلك بخواص توابع sinc في الشكل (٦-٢١-ب)]، حيث يحدد أنه في أي لحظة  $t = kT_s$  (مثلاً  $t = 3T_s$ ) تمر كل منحنيات sinc بالصفر ما عدا مسنمعي sinc الذي تقابل قمته تلك اللحظة]. وبعد الحصول على العينات المتشابهة المثالية من جديد في طرف الاستقبال، يتم فرزها بواسطة المفكك أو الموزع، ومنها تستم إعادة تركيب الإشارة الأصلية  $x(t)$  بمرشحات تمرير منخفض.

نستنتج مما سبق أنه عند استخدام طريقة نايكويست لترشيح إشارة TDM بمرشح للمجال الأساسي (بعرض مجال  $B_0 = 1/T_0$ )، وتعديل الموجة الحاملة الجيبية بطريقة SSB، يكون عرض المجال اللازم للإرسال أقل ما يمكن ويساوي القيمة  $B_0$  المحددة بـ (6-49). وإذا افترضنا أن كلاً من إشارات دخل مجمع TDM ذات عرض مجال



يساوي  $W$ ، وتردد اعنيان كل منها (أي سرعة دوران المجموع) يساوي معدل نايكويست  $f_s(min)=2W$ ، فعندئذ يكون عرض المجال المطلوب وفق (6-49):

$$B_{T(RF)} = B_{T(NB)} = \frac{Mf_s}{2} = MW \quad (6-50)$$

والقيمة  $MW$  هي نفسها قيمة عرض المجال المطلوب لإرسال إشارة التجميع بتقسيم التردد  $FDM$  لـ  $M$  قناة عرض مجال كل منها يساوي  $W$ ، بطريقة  $SSB$  دون مجالات أمان [راجع البند (٩-٥)].

## المثال ٦-٢

نريد إرسال ثلاث إشارات  $x_1(t)$ ،  $x_2(t)$ ،  $x_3(t)$  مجال كل منها  $0-4kHz$  وإشارة رابعة  $x_4(t)$  ذات مجال  $0-5kHz$  باستخدام نظام  $TDM-PAM/SSB$  مع تطبيق أسلوب نايكويست لترشيح المجال الأساسي من أجل الإرسال بأقل عرض مجال.

بما أن معدل نايكويست للإشارات  $x_1$ ،  $x_2$ ،  $x_3$  هو  $8kHz$ ، بينما هو  $10kHz$  لـ  $x_4$ ، فلذلك نختار تردد دوران المجموع [يفرض أنه يكفي بعمله المفتاح المجموع في التناهي (٦-١٩-أ)] مساوياً لمعدل نايكويست لـ  $x_4$  أي  $10kHz$  أو  $10000$  دورة في الثانية ( $10000$  rps). ونفترض أن مرشح المجال الأساسي هو  $LPF$  منسالي وعرض مجاله يساوي القيمة  $B_0$  المحددة بـ (6-49)، أي  $1/2Mf_s$ ، حيث  $f_s$  هو معدل نايكويست لـ  $x_4$  (سرعة دوران المجموع):

$$B_0 = \frac{Mf_s}{2} = 20kHz$$

بالتالي يكون عرض المجال الراديوي المطلوب للإرسال بطريقة  $SSB$ :

$$B_{T(RF)} = B_{T(NB)} = 20kHz$$



## ٦-١٣ التسميع التداخلي بين القنوات في نظم TDM

لكي يمكن استخدام طريقة إرسال TDM بأقل عرض مجال بطريقة ترشيح المجال الأساسي وفق نايكويست، يفترض تصميم المرشح بدقة، بحيث يكون مكافئاً مع قنسة النقل المرشح مثالي تقريباً، كما ينبغي أن يتحقق التزامن بدقة في طرف الاستقبال عند أخذ العينات قبل المفكك أو الموزع، كما أوضحنا في البند السابق. وإذا لم تتحقق تلك المتطلبات بدقة كافية يحدث تأثير متبادل أو تداخل بين قيم العينات المتجاورة التي تخص إشارات مختلفة، مما يؤدي مثلاً في النظم الهاتفية إلى إمكان سماع صوت إحدى القنوات الهاتفية مع صوت القناة المجاورة. ولذلك يسمى مثل ذلك التداخل التسميع التداخلي (Crosstalk). ويسمى التداخل المشابه له في حالة الإشارات الرقمية التداخل بسين الرموز (Intersymbol Interference). ويمكن تسمية متطلبات التصميم الدقيق لمرشح المجال الأساسي ومتطلبات التزامن الدقيق عند أخذ العينات في طرف الاستقبال باختيار تابع تحويل مرشح المجال الأساسي (أو الأدق، تابع التحويل الكلي للمرشح والقناة) وفق علاقات معينة توصل إليها نايكويست. ويتبين بالنتيجة أن عرض المجال المطلوب لإرسال إشارة TDM بطرق ترشيح المجال الأساسي وفق نايكويست:

$$\frac{r}{2} \leq B_{T(BB)} \leq r \quad (6-51)$$

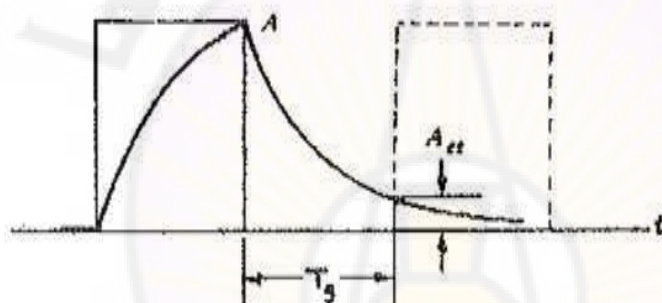
$$B_0 \leq B_{T(BB)} \leq 2B_0$$

في حالة نظم TDM التي لا تستخدم فيه طريقة ترشيح المجال الأساسي وفق نايكويست ينتج التسميع التداخلي عن تشويه النبضات في قناة النقل، بحيث يتراكب ذيل كل نبضة أو نهايتها المنحدرة تدريجياً كما هو مبين في الشكل (٦-٢٢) مع بداية النبضة الموجودة في الحيز الزمني التالي. ونفترض في الشكل (٦-٢٢) من أجل التبسيط أن قناة النقل تمثل مرشح تمرير منخفض من المرتبة الأولى (مثل مرشح RC)، وسنرمز بـ  $B$  لعرض

بمالة على مستوى  $(-3dB)$ . وفي الحالة المفترضة تكون الاستجابة للنبضة المستطيلة كما هو مبين في الشكل (٦-٢٢)، حيث تتزايد خلال فترة النبضة أسياً بثابت زمني يساوي  $1/2\pi B$ ، وتنحدر بعد النبضة أسياً أيضاً وبالثابت الزمني نفسه. ويكون جهد خرج القناة عند بداية النبضة التالية (أي بداية الفترة المخصصة لعينة القناة المجاورة):

$$A_{ci} = Ae^{-2\pi BT_g} \quad (6-52)$$

حيث  $T_g$  زمن الأمان (Guard Time) و  $A$  مطال النبضة. وترمز  $A_{ci}$  لقيمة الجهد المسبب للتسميع التداخلي Crosstalk في بداية الحيز الزمني للقناة المجاورة.



الشكل (٦-٢٢) تشويه النبضات.

وبافتراض أن مطال نبضة القناة المجاورة يساوي أيضاً  $A$ ، كما في الشكل (٦-٢٢)، فيمكن تقييم التأثير النسبي للتسميع التداخلي بالعامل:

$$k_{ci} = \frac{A_{ci}}{A}$$

يسمى هذا العامل عامل التسميع التداخلي ويقدر بالديسيبل بالقيمة  $20 \log_{10} k_{ci}$ .

## ٦-١٤ مقارنة طريقتي TDM و FDM

تعد طريقتا TDM و FDM كأسلوبين متقابلين (Dual Techniques) لتحقيق الغاية نفسها وهي إرسال عدة إشارات بقناة نقل واحدة، وفي حالة FDM تخصص لقنوات الإشارات المختلفة حيزات ترددية مختلفة، بينما تكون الإشارات مختلطة في مجال الزمن. وبالمقابل نجد أنه في حالة TDM تخصص لقنوات الإشارات المختلفة حيزات زمنية متمايزة، ولكن الإشارات تكون مختلطة في مجال التردد، حيث تشغل أطرافها مجالاً ترددياً مشتركاً.

يمتاز نظام TDM ببساطة بتجهيزاته بالمقارنة مع نظام FDM، حيث نحتاج في حالة TDM أساساً إلى "مفتاحين" مجمع ومفكك بفعذان ببساطة بدارات متكاملة، بينما نحتاج في حالة FDM إلى معدل تماثلي للحامل الفرعي Subcarrier ومرشح تمرير مجال وكاشف تعديل من أجل كل قناة من قنوات الإشارات. وتكون معظم دارات TDM نبضية ورقمية، مما يجعلها ذات وثوقية أعلى من وثوقية دارات FDM.

يمتاز نظام TDM أيضاً بأنه لا يتأثر تقريباً بالتشوهات اللاخطية، بينما تسبب هذه التشوهات في حالة FDM ظهور توافقيات وتسميعاً تداخلياً. وينتج التسميع التداخلي في حالة FDM أيضاً بسبب "عدم مثالية" مرشحات القنوات، رغم وجود مجالات أمان بين المجالات المخصصة لقنوات الإشارات. وبالمقابل يمكن أن ينتج التسميع التداخلي في حالة TDM بتأثير التشوهات الخطية (أي التشوهات الترددية والطورية) وعرض المجال المحدود الذي يؤدي إلى زيادة أزمنة صعود وهبوط النبضات وتراكبها جزئياً. وينتج التسميع التداخلي في نظم TDM أيضاً في حالة كون التزامن غير دقيق لدرجة كافية (ويكون التزامن حرجاً جداً في نظم TDM التي تعتمد على طريقة ترشيح المجال

الأساسي وفق نايكويست). وبعد نظاما  $TDM$  و  $FDM$  متكافئين نظرياً بالقيمة الأصغرية لعرض النطاق المطلوب للإرسال، وهي القيمة  $MW$  كما ذكرنا سابقاً. تجلت مزايا  $TDM$  بالمقارنة مع  $FDM$  خاصة بعد الانتشار الواسع للتقنيات الرقمية والاتصالات الرقمية منذ نحو 1980.



## الفصل السابع

التعديل النبضي الترميزي  $PCM$  وتعديل دلتا  $DM$

*Pulse Code Modulation and Delta Modulation*





## التعديل النبضي الترميزي PCM وتعديل دلتا DM

### *Pulse Code Modulation and Delta Modulation*

#### ٧-١ مقدمة

تصنف إشارات المجال الأساسي إلى إشارات تماثلية كإشارات الصوت والصورة وإشارات رقمية كإشارات الحواسيب. وتتميز الإشارات الرقمية بكونها أكثر مناعة من الإشارات التماثلية بالنسبة للتشويه الناتج عن الإرسال والتداخلات والضجيج، سواء في حالة الإرسال بخط نقل بالمجال الأساسي أو حالة الإرسال سلكياً أو لاسلكياً بطرق تعديل موجة حبيبية. ويستفاد من تلك المزايا في النقل الرقمي للإشارات التماثلية، وذلك بتحويلها إلى إشارات رقمية قبل الإرسال، بحيث يتم التحويل العكسي في طرف الاستقبال من الشكل الرقمي إلى الشكل التماثلي الأصلي. وتستخدم للإرسال الرقمي للإشارات التماثلية طرق التعديل النبضي المرمز (*Code Pulse Modulation*)، وبفصلها بها الطرق التي يتم فيها تحويل الإشارات التماثلية إلى رقمية باستخدام الإعتيان *Sampling* والتكمية *Quantizing* والترميز *Coding*. وتشمل طرق التعديل النبضي المرمز *CPM (Code Pulse Modulation)* طريقة التعديل النبضي الترميزي *PCM (Pulse Code Modulation)*، وطريقة تعديل دلتا *DM (Delta Modulation)*.

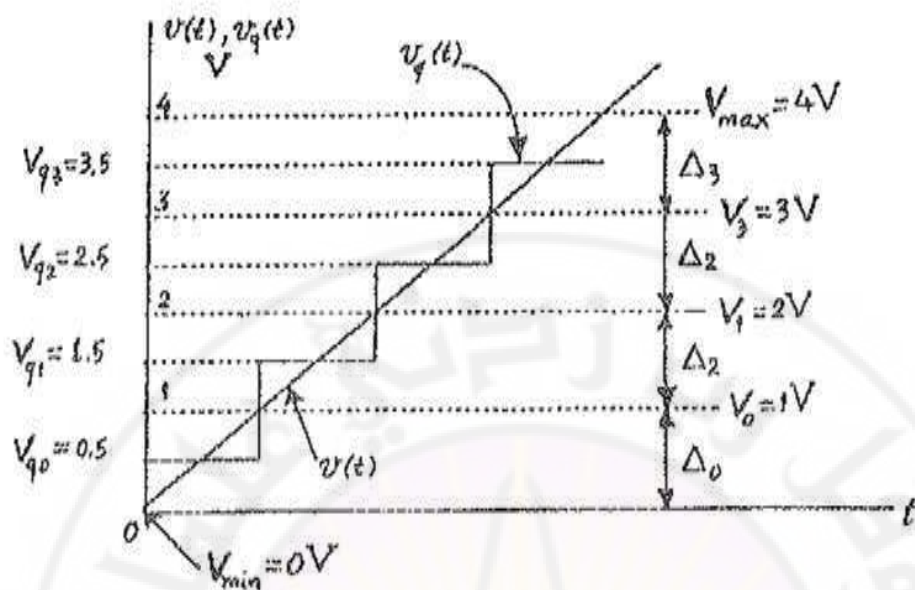
ويجدر أن نذكر أن بعض المؤلفين لا ينظرون إلى طرق التعديل النبضي المرمز كطرق تعديل نبضي رقمي، وإنما ينظرون إليها كتقنيات رقمية (*Digitization Techniques*) أو تقنيات لترميز المنبع (*Source Coding*)، أي في الحالة المعنية تقنيات ترميز منبع

معلومات ثنائية (وتتضمن أغلب تقانات ترميز المنبع كمرحلة أولية التعديل النبضي الترميزي PCM).

نشرح في هذا الفصل مبادئ التعديل النبضي الترميزي PCM والتعديل النبضي الترميزي التفاضلي DPCM (Differential PCM) وتعديل دلتا DM. وسنبداً أولاً بتوضيح مفاهيم التحويل أو التبدل التماثلي الرقمي (Analog to Digital Conversion) في طريقة PCM.

## ٧-٢ التبدل التماثلي الرقمي في طريقة PCM

يعتمد التبدل التماثلي الرقمي على مفهومي التكمية والترميز. ويوضح الشكل (٧-١) مفهوم التكمية. ونمثل في الشكل إشارة تماثلية  $v(t)$  تتزايد خطياً من 0V حتى +4V على سبيل المثال. ونقسم مدى تغير  $v(t)$  إلى أربعة مجالات Intervals نرمز لها  $\Delta_i$  (حيث  $i=0,1,2,3,\dots$ ) ونسمي كسل منها بحال التكمية أو مدى التكمية (Quantizing Range). وتحدد هذه المجالات ثلاثة مستويات، نرمز لها  $V_0$  و  $V_1$  و  $V_2$  بالإضافة إلى أخفض مستوى  $V_{min}=0V$  وأعلى مستوى  $V_{max}=+4V$ . ونريد تكمية  $v(t)$  بأربعة مستويات نرمز لها  $V_i$ ، ونفترض أنها تتوسط مجالات التكمية  $\Delta_i$ . ونقترح بتقريب  $v(t)$  إلى أقرب مستوى من مستويات التكمية أو مستويات الكم (Quantum Levels) التي نرمز لها  $V_i$ ، وبحيث نقرب  $v(t)$  إلى المستوى  $V_{qi}$  إذا كانت واقعة في المجال  $\Delta_i$  ونتنتج عن التكمية الإشارة المكماة (Quantized Signal) التي نرمز لها  $v_q(t)$ . يتضح من الشكل (٧-١) أن  $v_q(t)$  تتغير بشكل درج Staircase، بحيث تقفز من كل مستوى تكمية إلى مستوى التكمية الذي يليه في لحظة تقاطع  $v(t)$  مع المستويات  $V_i$  التي نحدد مجال التكمية  $\Delta_i$ . ونسمي المستويات  $V_i$  مستويات اتخاذ القرار (Decision Levels) أو مستويات الانتقال (Transition Levels).



الشكل (٧-١) توضيح لمفهوم التكمية.

يسمى الفرق بين  $v(t)$  و  $v_q(t)$  خطأ التكمية (Quantization Error)، وقيمته المطلقة لا تزيد عن  $s/2$ ، حيث نرمز بـ  $s$  لما يسمى بمساح خطوة التكمية (Quantization Level) وهو يتمثل بارتفاع كل من الحالات  $\Delta_i$  في الشكل (٧-١).  
وتحدد قيمة  $s$  في الحالة العامة بالعلاقة:

$$s = \frac{V_{max} - V_{min}}{q} \quad (7-1)$$

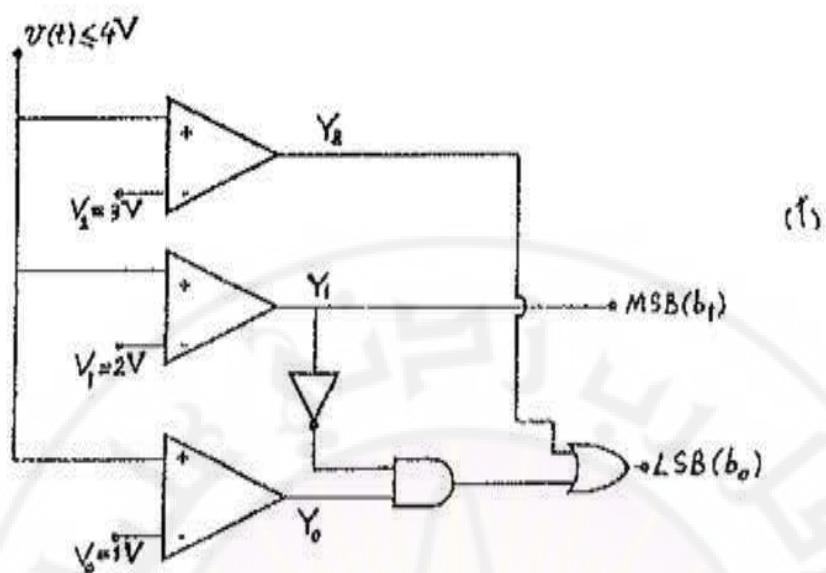
حيث  $q$  عدد بحالات التكمية  $\Delta_i$  أو عدد مستويات التكمية  $V_{qi}$ . وفي المثال السوارد في الشكل (٧-١) لدينا  $V_{max} - V_{min} = 4V$  و  $q = 4$ ، ومن ثم  $s = 1V$ .  
من الواضح أنه لإنقاص خطأ التكمية ينبغي زيادة  $q$ ، أو إنقاص  $s$ . ونختار  $q$  عادة مساوية  $2^n$  حيث  $n$  عدد الجانبات الثنائية (Bits) التي تازم لتمثيل كل من مستويات



التكمية بعدد ثنائي. ومن أجل  $q=4$ ، يكون  $v=2$ ، أي تكفي عانتان ثنائيتان في الحالة المفترضة لتمثيل مستويات التكمية الأربعة.

سنوضح فيما يلي كيف يتم مثل هذا التمثيل أو الترميز (*Encoding*) بصدارة تعمل كمبدل ثنائي رقمي (*A/D Converter*) أو باعتماد *ADC*، باستخدام ثلاثة مقارنات جهد (*Voltage Comparators*)، كما في الشكل (٧-٢-أ). وفي هذا الشكل نرسم بـ  $(Y_0, Y_1, Y_2)$  لجهود خرج المقارنات الثلاثة، بينما نرسم للجهود المرجعية (*Reference Voltages*) التي يقارن معها جهد الدخل  $v(t)$  بـ  $(V_0, V_1, V_2)$ ، وهي تقابل مستويات اتخاذ القرار التي تحد الحالات  $\Delta_i$  في الشكل (٧-١)، ونفترض أنها تساوي على الترتيب  $(1V, 2V, 3V)$ . ويمكن أن نحصل على هذه الجهود مثلاً من مصدر جهد مستمر مع مقاومات لتقسيم الجهد. ونفترض أن جهد الدخل  $v(t)$  يتزايد من 0V حتى 4V كما في الشكل (٧-٢-ب)، مما يؤدي إلى تغير جهود خرج المقارنات الثلاثة كما هو مبين في الشكل (٧-٢-ب). ونفترض أن جهد خرج كل مقارن يكون صفراً، إذا كان جهد الدخل أقل من الجهد المرجعي، ويكون بمستوى الواحد 1 (أي الواحد المنطقي)، إذا كان جهد الدخل أكبر من الجهد المرجعي. ونريد تحويل قيم  $(Y_0, Y_1, Y_2)$  إلى عدد ثنائي مؤلف من عانتين نرسم لهما  $(b_1 b_0)$ ، كما في الشكل (٧-٢-ب). وتمثل  $b_1$  في الحالة المفترضة الخانة الأكبر وزناً *Most Significant MSB* (*Bit*)، بينما تمثل  $b_0$  الخانة الأقل وزناً *Least Significant Bit* (*LSB*). ونجد أن  $b_1$  في الشكل (٧-٢-ب) هي نفسها  $Y_1$ ، بينما يمكن أن نعبر عن  $b_0$  بالعلاقة المنطقية  $b_0 = Y_2 + \bar{Y}_1 Y_0$ ، ومن ثم يمكن أن نحصل على  $b_0$  باستخدام عاكس وبوابتي *AND* و *OR* كما في الشكل (٧-٢-أ). وننظر إلى العدد الثنائي الناتج  $(b_1 b_0)$  على أنه كلمة ثنائية أو كود أو ترميزة تمثل أحد مستويات التكمية  $V_{qk}$  التي تقرب إليها  $v(t)$  كما أوضحنا سابقاً في الشكل (٧-١).





(ب)

| $v(t)$ | $Y_2 Y_1 Y_0$ | $b_1 \ b_0$ | $v_q(t)$ |
|--------|---------------|-------------|----------|
| 0-1V   | 0 0 0         | 0 0         | 0.5V     |
| 1-2V   | 0 0 1         | 0 1         | 1.5V     |
| 2-3V   | 0 1 1         | 1 0         | 2.5V     |
| 3-4V   | 1 1 1         | 1 1         | 3.5V     |

الشكل (٧-٢) مبدل تماثلي رقمي لـ 2bits.

في الحالة العامة، يكون عدد مقارنات الجهد اللازمة لتنفيذ التبديل التماثلي الرقمي بسـ  $v$  خانة ثنائية بأسلوب الشكل (٧-٢):

$$q - 1 = 2^v - 1 \quad (7-2)$$

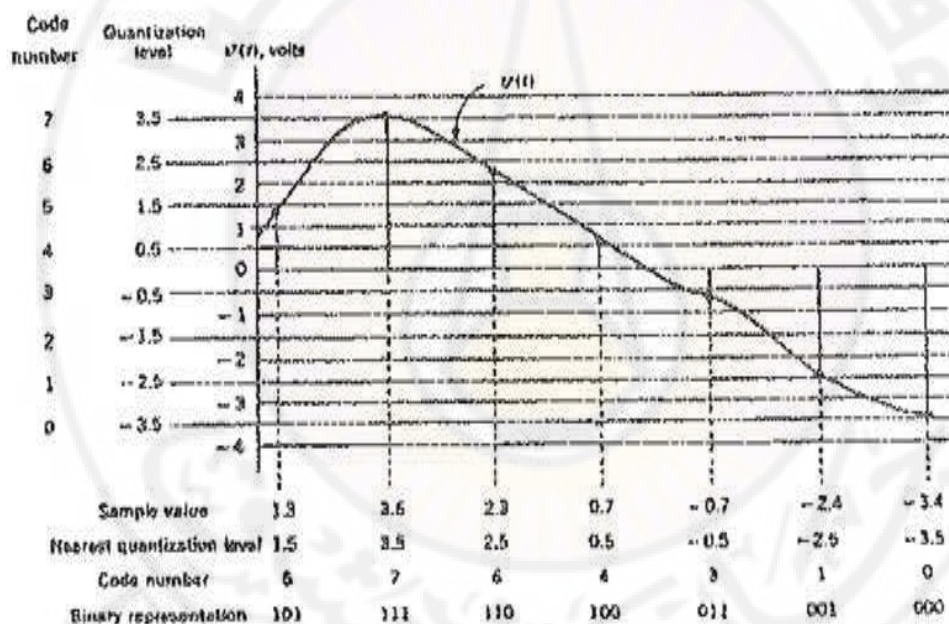
حيث  $q = 256$  مثلاً من أجل  $v = 8 \text{ Bits}$ . وبذلك يزداد عدد مقارنات الجهد المطلوبة كلما زاد عدد مستويات التكمية  $q$  أو عدد الخانات  $v$ ، كما يزداد تعقيد الدارة المنطقية اللازمة لتحويل جهود مخارج المقارنات إلى عدد ثنائي. ولذلك أوجدت طرق بديلة لتنفيذ المبدلات التماثلية الرقمية يمكن تحقيقها بدارات أبسط، مع أن تلك الطرق البديلة تكون أبطأ بأدائها من طريقة "مقارنات على التوازي" بأسلوب الشكل (٧-٢). وتنفذ المبدلات التماثلية الرقمية عملياً كدائرة متكاملة. وتكون مبدلات  $A/D$  المصممة بطريقة "مقارنات على التوازي" هي الأسرع، ولذا تسمى بمبدلات  $A/D$  الوعظية (Flash  $A/D$  Convertors).

يجدر أن نذكر أن المبدلات التماثلية الرقمية المنتجة عملياً كدوائر متكاملة تنفذ وفق دارات تحقق عمليتي التكمية والترميز معاً، بحيث يصعب أن نميز بوضوح القسم الذي يقوم بعملية التكمية والقسم الذي يقوم بعملية الترميز.

افترضنا في شرحنا السابق من أجل التبسيط أنه تتم تكمية الإشارة التماثلية  $v(t)$  أولاً، ومن ثم تتم تكمية وترميز قيم العينات. ويُفسر ذلك بأنه في حالة إجراء الاعتيان بمعدل التكمية يصبح من الأصعب تحقيق شرط نايكويست  $f_s \geq 2W$ ، لأن عرض مجال الإشارة المكماة يكون أعلى من عرض مجال الإشارة الأصلية [نتيجة لوجود قفزات في الإشارة المكماة كالإشارة الدرجية في الشكل (٧-١)].

يوضح الشكل (٧-٣) كيفية إجراء التبديل التماثلي الرقمي بعد أخذ العينات، من إشارة تماثلية  $v(t)$  بافتراض أن هذه الإشارة تأخذ قيمة سالبة وموجبة بسينوس  $4V$  و  $4V$ +. ويفترض في الشكل نفسه أيضاً أن أدنى مستوى تكمية هو  $3.5V$ - ومقاس

خطوة التكمية  $s=1V$ ، بحيث تكفي في الحالة المعنية ثمانية مستويات تكميمية ( $q=8$ ). تمثل مستويات التكمية هذه بالأرقام العشرية من 0 حتى 7، ونسمى كلاً منها برقم الكود (Code Number). ونقرب قيمة كل من عينات الإشارة إلى أقرب مستوى تكمية، ونمثلها برقم الكود المقابل له، ويمكن تنفيذ عملية التبديل التماثلي الرقمي في الحالة المفترضة باستخدام مقارنات جهد على غرار حالة الشكل (7-2)، ويلزمنا مسن أبجل ذلك سبعة مقارنات وفق (7-2) لأن  $2^3 - 1 = 7$ .



الشكل (7-3) توضيح عملية التبديل التماثلي الرقمي للإشارة  $v(t)$ .

### ٧-٣ المخطط الصندوقي لتوليد إشارة PCM

يبين الشكل (٧-٤-أ) مخططاً صندوقياً لنظام توليد إشارة PCM. ونفترض أن إشارة الدخل التماثلية  $x(t)$  تمرر بمرشح تمرير منخفض LPTF ذي عرض مجال يساوي عرض المجال المخصص للإشارة نفسها  $W$ ، ومن ثم تؤخذ العينات بدارة اعتيان ومسلك (S/H) لنحصل على  $x(kT_s)$ . ويقوم المكمي Quantizer بتقريب قيم العينات  $x(kT_s)$  إلى أقرب مستوى من مستويات التكمية التي نرمز لعددتها بـ  $q$ . وتكون العينات المكماة الناتجة  $x_q(kT_s)$  متقطعة Discrete زمنياً نتيجة للاعتيان ومقطعة مكانياً نتيجة للتكمية. وبين الشكل (٧-٤-ب) العلاقة بين  $x(kT_s)$  و  $x_q(kT_s)$  بافتراض أن  $|x(t)| \leq 1V$ . ونقسم المدى  $2V$  الذي تتغير ضمنه  $x(t)$  أو  $x(kT_s)$  إلى مجالات تكمية نفترض عددها  $q$  ونحدد عرض كل منها أو مقياس خطوة التكمية وفق (7-1):

$$s = \frac{2}{q} = \frac{2}{8} = \frac{1}{4}V \quad (7-3)$$

نختار كأول مستوى تكمية موجب وأول مستوى تكمية سالب القيمتين  $\pm s/2$ ، أي  $\pm 1/q$ . ونحدد مستويات التكمية الأخرى بتباعد يساوي  $s$  أو  $2/q$  كما هو مبين في الشكل (٧-٤-ب). ونلاحظ أن القيمة المكماة  $x_q(kT_s) = 5/q$  مثلاً تقابل أي قيمة

$$\text{للينة } x(kT_s) \text{ في المجال } \frac{4}{q} < x(kT_s) < \frac{6}{q}$$

يقوم المرمز Encoder في الشكل (٧-٤-أ) بتحويل أو "ترجمة" كل عينة مكماة إلى كلمة رقمية نرمز لعدد خاناتها بـ  $v$ ، ونفترض أننا نحصل عليها مسن المرمز على التوازي. وسنفترض أنه يستخدم مرمز ثنائي (Binary Encoder) بحيث تمثل مخارجه خانات ثنائية (Bits). وطالما أن عدد كلمات الترميز الممكنة التي نحصل عليها بـ  $v$  خانة ثنائية لكل كلمة هو  $2^v$ ، فمن أجل الترميز المتمايز لمستويات التكمية المختلفة التي عددها  $q$  ينبغي أن يكون  $2^v \geq q$ . ويفضل عادة اختيار  $q$  و  $v$  بحيث:



$$q = 2^v$$

(7-4)

$$v = \log_2 q$$

نفترض في الشكل (٧-٤-أ) أنه يستخدم بعدد المرمز مبدل "تفرعي-تسلسلي" أو مبدل الكود المتوازي إلى المتسلسل أو المتوالي (Parallel-to-Serial Converter). وهو "يقراً" بالتتابع قيم الخانات التي تنتج عن المرمز على التوازي، بحيث تصبح متسلسلة أو متوالية زمنياً، ونحصل نتيجة ذلك على إشارة PCM الرقمية الثنائية. ويمكن أن يستخدم كمبدل "تفرعي-تسلسلي" أو مبدل "تسواز-تسلسل" مسجل إزاحة (Shift Register). وبعد مولد PCM بمثابة مبدل تماثلي رقمي ADC يقوم بعمليات التبدل أو التحويل التماثلي الرقمي بمعدل يساوي تردد الاعتيان  $f_s = \frac{1}{T_s}$ . وتستخدم دائرة توقيت (Timing Circuit) من أجل التوفيق الزمني بين الاعتيان وعمليات التحويل من كود متواز إلى كود تسلسلي. وبما أن كل عينة مكماة تمثل بكلمة مخرج ذات  $v$  رقم ثنائي، فلذلك يكون معدل تتابع النبضات الممثلة للأرقام الثنائية في الثانية أو باختصار معدل البتات (Bit Rate):

$$r_b = v f_s \quad (7-5)$$

يكون عرض المجال الترددي الأصغري المطلوب لإرسال الإشارة الرقمية الثنائية:

$$B_{T(\min)} = \frac{1}{2} r_b \quad (7-6-a)$$

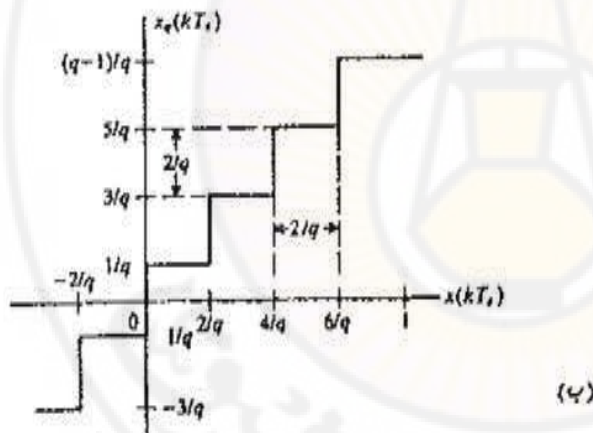
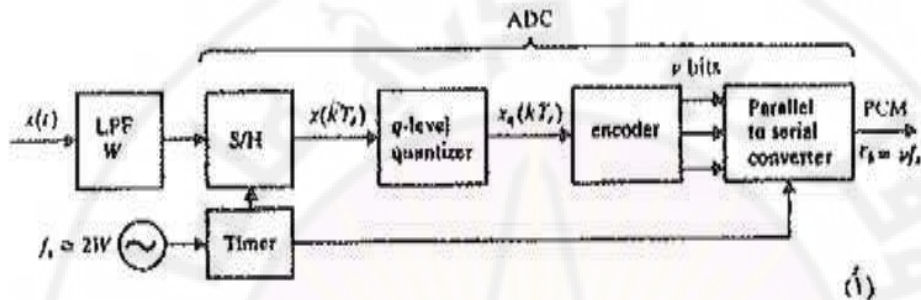
وهذه هي القيمة الصغرى المطلوبة في حالة استخدام طريقة نايكويست لترشيح المجال الأساسي من أجل الإرسال بأقل عرض مجال [راجع البند (٦-١٢)]، ولذلك تسمى عرض مجال نايكويست الأصغري (Nyquist Minimum Bandwidth).

بالتالي يكون عرض المجال المطلوب لإرسال إشارة PCM:

$$B_T \geq \frac{1}{2} r_b = \frac{1}{2} v f_s \geq v W \quad (7-6-b)$$



كما سبق أن استنتجنا من الشكل (٧-١)، فإن أكبر قيمة لخطأ التكمية تساوي نصف خطوة التكمية، أي تساوي  $1/q$  وفق (٧-٣). ولكي يكون خطأ التكمية مهملاً عملياً، ينبغي اختيار  $q \gg 1$ ، مما يؤدي إلى زيادة عرض النطاق  $B_T$  بالعامل  $v = \log_2 q$  بالمقارنة مع عرض نطاق إشارة المعلومات  $W$ .



الشكل (٧-٤)  
أ- نظام توليد PCM.  
ب- علاقة الحرج والدخول للمكمي.

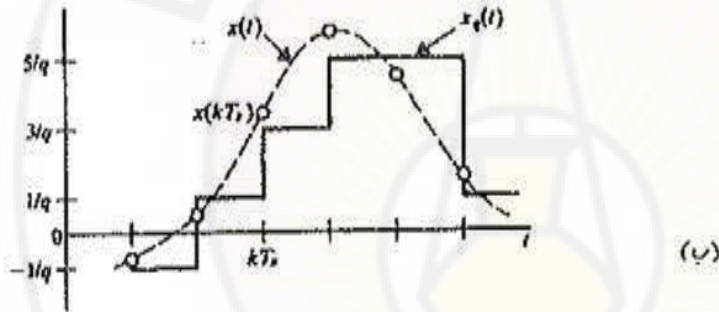
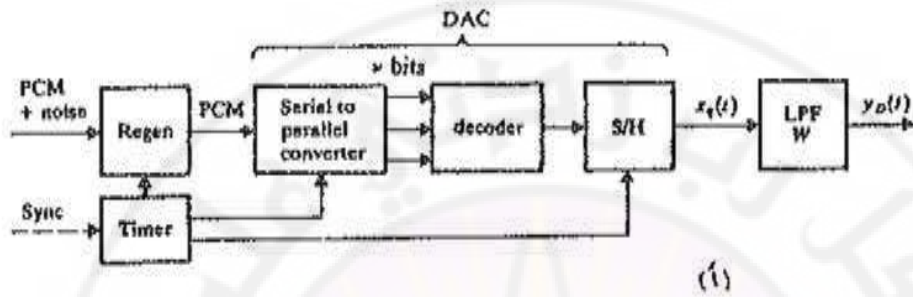
## ٧-٤ المخطط الصندوقي لنظام إعادة التركيب في جهاز استقبال

### PCM

منفترض أنه يستخدم في جهاز استقبال إشارة PCM نظام إعادة التركيب الميسين في الشكل (٧-٥-أ). ومع أن الإشارة المستقبلية يمكن أن تكون مشوهة وملوثة بالضجيج، فإن دارة إعادة التوليد (Regeneration) تعيد تشكيل إشارة PCM "نظيفة" وغير مشوهة وإحالية من الضجيج (ويمكن أن تضم دارة إعادة التوليد مثلاً دارة S/H ومقارن جهد للمقارنة مع مستوى مرجعي مناسب لكي يتم تمييز المستوى المشغل للواحد والمستوى الممثل للصفر، ويولد المقارن بالنتيجة إشارة رقمية ثنائية نظيفة). وبشروط من أجل تحقيق ذلك أن تكون نسبة الإشارة إلى الضجيج عند مدخل المستقبل  $\left(\frac{S}{N}\right)_R$  عالية لدرجة كافية [قارن مع حالة تمييز مطال نبضة بوجود الضجيج في الشكل (٦-١٦-ب)]. ويتبع مرحلة إعادة التوليد في الشكل (٧-٥-أ) مبدل "تسلسلي-تفرعي" أو مبدل للكود المتسلسل إلى المتوازي (Serial-to-Parallel Converter) ثم مفكك الترميز أو كاشف الترميز Decoder وهما يولفان مع دارة S/H اللاحقة مبدلاً رقمياً تماثلياً DAC يولد الإشارة  $x_q(t)$  المبينة في الشكل (٧-٥-ب).

نفترض أن دارة S/H في الشكل (٧-٥-ب) تحتفظ بقيمة العينة المكماة التي تنتج في مخرج مفكك الترميز لمدة تساوي  $T_s$ ، أي حتى لحظة العينة اللاحقة. وتعد  $x_q(t)$  متناسبة تقريباً درجتي (Staircase Approximation) للإشارة الأصلية  $x(t)$  وهي تشبه الإشارة التي يمكن أن نحصل عليها عند تكمية  $x(t)$  مباشرة عن طريق تكمية  $v(t)$  في الشكل (٧-١) باستثناء أن الفترات  $x_q(t)$  في الشكل (٧-٥-ب) تستمر في اللوحظيات  $kT_s$ ، بينما تحدث قفزات  $v_q(t)$  في الشكل (٧-١) في اللحظات تقاطع  $v(t)$  مع مستويات اتخاذ القرار.

يتم ترشيح الإشارة الدرجية  $x_q(t)$  في الشكل (٧-٥) بمرشح تمرير منخفض  $LPF$  عرض بحاله  $W$  بحيث نحصل على إشارة نخرج  $y_D(t)$  قريبة للإشارة الأصلية  $x(t)$  وتختلف عنها أساساً نتيجة لخطأ التكمية.



الشكل (٧-٥)  
أ- قسم استقبال PCM.  
ب- الإشارة المكماة المتعددة.

## المثال ٧-١

سنوضح في هذا المثال كيفية تصميم نظام PCM مبسط باستخدام ترميز  $Sign/Magnitude$ ، مع افتراض  $q=8$ . ويكون عدد الحانات الثنائية المطلوبة

$v = \log_2 8 = 3$ ، أي تكفي للترميز 3 Bits. ويبين الشكل (٧-٦-أ) جدولاً نذكر على يساره مستويات اتخاذ القرار عند تكمية  $x(kT_s)$  [قارن مع الشكل (٧-٤-ب)]. ونورد في الشكل (٧-٦-أ) أيضاً قيم مستويات التكمية  $x_q$  ونوعين من الترميزات الثنائية. وفي حالة الترميز الطبيعية (Natural Code) تقابل الكلمة الثنائية 000 أخفض مستوى، ومن ثم تتابع نحو الأعلى حتى الكلمة 111 وفق التتابع الطبيعي في العد الثنائي. في حالة ترميز الإشارة الجبرية Sign والمقدار Magnitude نستخدم الخانة اليسرى  $b_2$  للإشارة الجبرية  $-x_q$ ، بينما تمثل  $b_1 b_0$  المقدار أو القيمة المطلقة. ومن الممكن استخدام خوارزميات ترميز أخرى، كما يمكن إضافة خانة أو أكثر من أجل تصحيح أخطاء البتات الناتجة عن النقل والكشف (تضاف مثلاً خانة التحقق من التعادل Parity Check).

يبين الشكل (٧-٦-ب) دائرة تبديل ثنائي رقمي ADC لحالة استخدام كود الإشارة والمقدار. وتتألف الدارة من مقارن جهد خاص بخانة الإشارة الجبرية (Sign Bit) ومقوم (Rectifier) وثلاثة مقارنات جهد مع دائرة منطقية تركيبة لتوليد خانتي المقدار  $b_1 b_0$  [بنفس طريقة الشكل (٧-٢-أ)].

نلاحظ أن عدد مقارنات الجهد التي نحتاج إليها وفق طريقة (٧-٦-ب) باستخدام كود الإشارة والمقدار هو  $\frac{1}{2}q$  بدلاً من  $(q-1)$  في حالة استخدام الكود "الطبيعي" وفق (7-2) كما سبق أن أوضحنا لحالة الشكل (٧-٢-أ) [حالة التبديل التماثلي الرقمي لإشارة  $v(t)$  موجبة فقط].

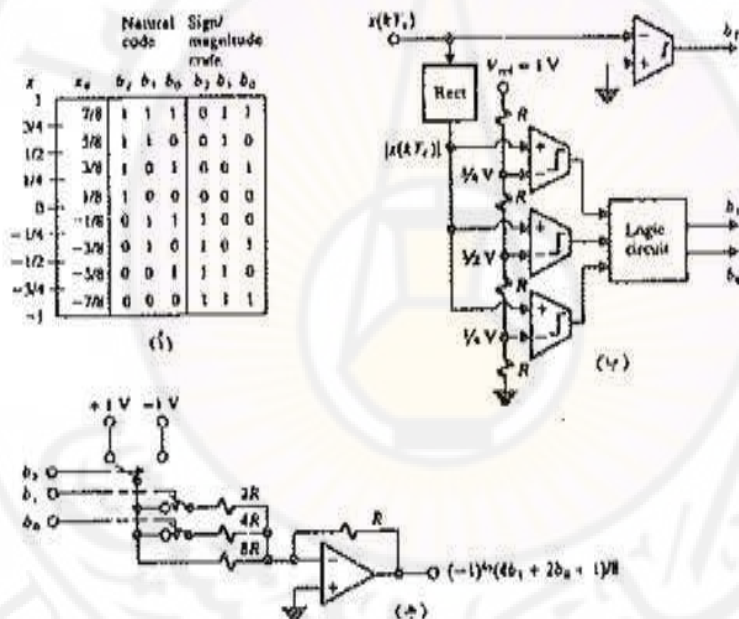
يوضح الشكل (٧-٦-ج) كيفية تصميم مضكك ترميز Decoder أو مبدل رقمي تماثلي DAC لحالة كسود الإشارة والمقدار باستخدام مقاومات موزونة (Weighted Resistors). وتحكم خانة الإشارة الجبرية  $b_2$  بوضعية ناخب القطبية



(Polarity Selector)، بينما تتحكم خانة المقدار  $b_0$  و  $b_1$  بالمفتاحين اللذين يوصلان في حالة إغلاقهما المقاومين  $2R$  و  $4R$  إلى الجهد المرجعي  $+1V$  أو  $-1V$ . وتعمل الدارة بكاملها كدارة جامع بمكبر عمليات (Op-Amp Summer) من النوع العاكس، بحيث يكون جهد الخرج:

$$\frac{1}{8}(-1)^{b_0}(4b_1 + 2b_0 + 1)$$

من المفيد التعرف على الطرق الأخرى لتصميم دارات ADC و DAC في كتب أو مراجع الدارات الإلكترونية.



الشكل (٦-٧)

- ترميزان من ترميزات PCM الثنائية.
- مبدل ADC لترميز الإشارة/المقدار.
- دارة كشف ترميز ذات مقاومات موزونة.



## ٧-٥ الأشكال الأساسية للإشارات الرقمية الثنائية:

يبين الشكل (٧-٧) الأشكال أو الأنماط الثنائية (Binary Formats) الأساسية المستخدمة لتمثيل الأرقام الثنائية في نظام PCM وشبكات اتصالات الحواسيب وغيرها من نظم الاتصالات الرقمية. وتعد الإشارات الرقمية الممثلة في الشكل (٧-٧) كإشارات PAM رقمية (Digital PAM Signals)، حيث يتم تعديل مطال نبضاتها رقمياً وفق العبارة:

$$w(t) = \sum_k a_k p(t - kT_b) \quad (7-7)$$

حيث  $a_k$  المستوى الممثل للرقم الثنائي 1 أو 0 و  $T_b$  الفترة المخصصة لإرسال السرفم الثنائي أو فترة البت (Bit Interval). ويكون معدل البتات  $r_b = \frac{1}{T_b}$ . وتمثل  $p(t)$  في (7-7) ما يسمى بالشكل الأساسي للنبضة (Basic Pulse Shape) ويفترض غالباً كنبة مستطيلة عرضها  $T_b$ .

يبين الشكل (٧-٧ أ) أبسط طريقة لتمثيل الأرقام الثنائية، وهي طريقة on-off، بحيث يمثل الواحد بحالة وجود النبضة (حالة on)، بينما يمثل الصفر بغياب النبضة (حالة off). وفي حالة الإشارة المسماة إشارة RZ أو إشارة العودة إلى الصفر (Return-to-Zero) يمثل 1 نبضة مطالها  $a_k = A$  ومدتها أقل من  $T_b$ ، بحيث تعود الإشارة إلى مستوى 0V قبل نهاية فترة البت  $T_b$ . ويختار عرض النبضة الممثلة لـ 1 في إشارة RZ عادة بقيمة  $\frac{1}{2}T_b$ ، كما في الشكل (٧-٧ أ). وفي حالة الإشارة المسماة إشارة NRZ أو عدم العودة إلى الصفر (Non-Return-to-Zero) يمثل 1 بنبضة عرضها  $T_b$ ، بحيث لا تعود الإشارة إلى مستوى 0V إلا في نهاية فترة البت  $T_b$  وبشرط أن يكون الرقم الثنائي التالي هو الصفر. ويمثل الصفر في إشارتي RZ و NRZ في الشكل (٧-٧ ب) 0V، أي يمثل بحالة غياب النبضة (وهذا يقابل  $a_k = 0$ ). وبعد النوع NRZ هو الأكثر استخداماً في

الإشارات الداخلية للحواسيب، ويتميز بأن طاقة النبضة المثلثة للواحد 1 فيه عظمى، ولكنه يعد الأسوأ من وجهة نقل الإشارة الرقمية بشبكات الاتصالات. ومن عيوبه أنه عند إرسال تنابع واهدات لا تبقى فراغات بين النبضات، فيصعب تحقيق التزامن عند توليد نبضات الساعة في طرف الاستقبال. وتفضل من وجهة نظر نقل الإشارات الرقمية بشبكات الاتصالات طرق أخرى لتمثيل الأرقام الثنائية، كالمبينة في الأجزاء ب، ج، هـ في الشكل (٧-٧). وتتميز الإشارة القطبية (*Polar Signal*) المبينة في الشكل (٧-٧-ب) بتمثيل الواهات والأصفار بقطبيتين متعاكستين (من نوع RZ أو NRZ)، بحيث يمثل واحد 1 نبضة موجبة مطاها  $a_1 = \frac{A}{2}$  ويمثل 0 نبضة سالبة مطاها  $a_1 = -\frac{A}{2}$ . ولذلك تكون المركبة المستمرة (*DC Component*) للإشارة القطبية في الشكل (٧-٧-أ) صفراً فيما إذا تساوى عدد الواهات وعدد الأصفار وسطياً، وتلك هي الميزة الأساسية للإشارة القطبية بالمقارنة مع الإشارة وحيدة القطبية (*Unipolar Signal*) من نوع RZ أو NRZ في الشكل (٧-٧-أ)، حيث إن الإشارة وحيدة القطبية تتضمن مركبة مستمرة (بقيمة تساوي  $\frac{A}{2}$  في حالة NRZ بينما تساوي  $\frac{A}{4}$  في حالة RZ). وتعد استطاعة المركبة المستمرة في قنوات الاتصالات كاستطاعة ضائعة (مثل استطاعة الموجة الحاملة في طريقة AM)، ولا يمكن إرسالها بالبحال الأساسي في نظم الاتصالات التي تستخدم فيها مكثفات ربط أو محولات (كشبكات الاتصالات الهاتفية). ويبين الشكل (٧-٧-ج) إشارة NRZ ثنائية القطبية (*Bipolar NRZ*)، وتمثل فيها الواهات بنبضات متناوبة القطبية (بحيث  $a_1 = A$ )، بينما تمثل فيها الأصفار بـ 0V. ويمتاز الإشارة المذكورة بأن مركبتها المستمرة تكون معدومة بغض النظر عن نسبة عددي الواهات والأصفار في الثانية. وتسمى تلك الإشارة أيضاً إشارة قلب أو

اعتكاس العلامة بالتناوب (Alternate Mark Inversion) أو باختصار AMI، نظراً لأنه في التلغراف أو الإبراق تسمى النبضة الممثلة للواحد العلامة Mark، بينما يمثل الصفر بالفراغ Space. وتفضل تسمية إشارة AMI عندما تطلق تسمية الإشارة ثنائية القطبية على الإشارة المينة في الشكل (٧-٧-ب) بدلاً من تسمية الإشارة القطبية (Polar Signal). ويبين الشكل (٧-٧-ج) الإشارة المسماة إشارة مانشيستر ذات الطور المشطور (Split-Phase Manchester)، ويمثل فيها الواحد 1 بنبضة موجبة مطالها  $A/2$  في النصف الأول للفترة البت على أن تتبعها في النصف الثاني للفترة نفسها نبضة سالبة مطالها  $-A/2$ ، بينما يمثل 0 بالعكس. وتتميز إشارة مانشيستر المذكورة بانعدام المركبة المستمرة بغض النظر عن عدد الواحدات والأصفار، كما تتميز بوجود قفزات أو حافات للنضات (Pulse Edges) باستمرار حتى في حالة وجود تتابع طويل من الواحدات أو الأصفار (وتفيد تلك الحافات لمزامنة مولد نبضات الساعة في طرف الاستقبال).

توصف إشارات NRZ و RZ في الشكل (٧-٧) وفق العلاقة (7-7) بافتراض الشكل الأساسي للنبضة:

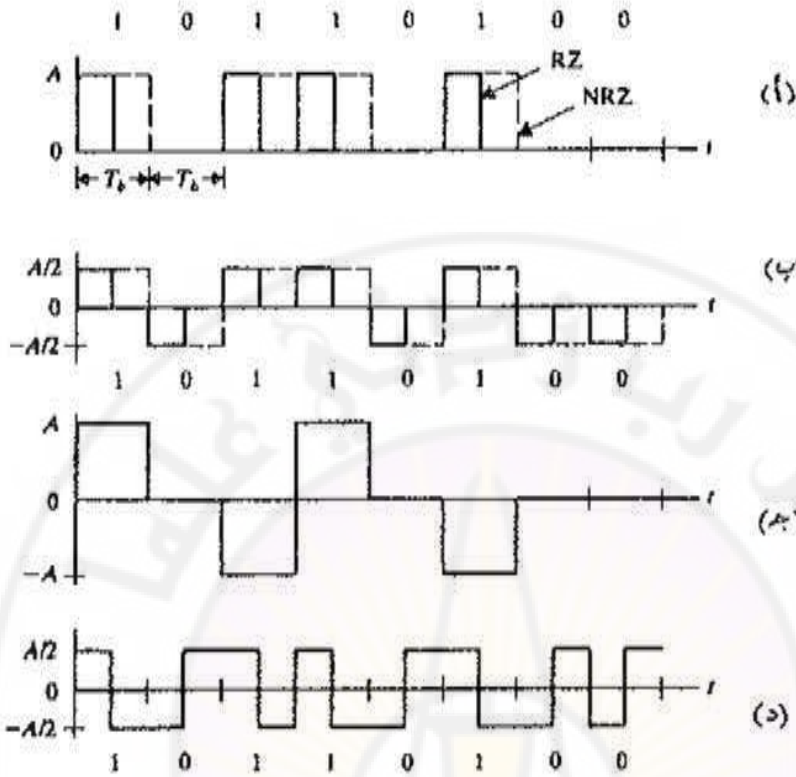
$$p(t) = \Pi\left(\frac{t-T/2}{T}\right) \quad (7-8)$$

بحيث  $T=T_b$  في إشارات NRZ، بينما يفترض لإشارات RZ عادة  $T=T_b/2$ . ولكي نعبّر عن إشارة ترميز مانشيستر في الشكل (٧-٧-د) وفق (7-7) نفترض أن:

$$p(t) = \Pi\left(\frac{t-T/2}{T}\right) - \Pi\left(\frac{t-3T/2}{T}\right) \quad (7-9)$$

بحيث  $T=T_b/2$ ، وذلك مع افتراض أن  $a_A=A/2$  لتمثيل الواحدات و  $a_A=-A/2$  لتمثيل الأصفار [ونجد أن  $p(t)$  وفق (7-9) مطابقة لـ  $z(t-\tau)$  وفق (3-43) من أجل  $\tau=T$  و  $A=1$ ].





الشكل (٧-٧)

أ- ترميز  $RZ$  و  $NRZ$  وحيدا القطبية.

ب- ترميز  $RZ$  و  $NRZ$  قطبان.

ج- ترميز  $NRZ$  ثنائي القطبية أو  $AMI$ .

د- ترميز مانشستر ذو الطور المشطور.

تسمى أشكال الإشارات المبينة في الشكل (٧-٧) ترميزات الخط (Line Codes) للدلالة على أنها يمكن أن تستخدم للنقل بالبحال الأساسي بخطوط النقل. يؤخذ بالحسبان عند اختيار ترميز الخط عرض المجال الترددي المطلوب للإرسال، بالإضافة إلى المتطلبات الخاصة بالمركة المستمرة والتزامن كما ذكرنا آنفاً.

## ٧-٦ أطيف الأشكال الأساسية للإشارات الرقمية

تستخرج أطيف الإشارات الرقمية (نرميزات الخط) المرسلية بشبكات الاتصالات كأطيف إشارات عشوائية، لأن الواحدات والأصفار تتوالى فيها عشوائياً بالنسبة لنظام الاتصالات، سواء في حالة إشارة PCM ناتجة عن التبدل التماثلي الرقمي لإشارة تماثلية "عشوائية" أو حالة رسالة Message رقمية صادرة مثلاً عن حواسيب مختلفة.

في حالة إشارة قطعية من نوع NRZ مثلاً في الشكل (٧-٧-ب)، نفترض أن المطال  $a$  يمكن أن يأخذ عشوائياً إحدى القيمتين  $A/2$  أو  $-A/2$  بالتزامن مع نبضات ساعة دورها  $T_b$ . ويمكن إثبات أن الترابط الذاتي للإشارة المذكورة (كإشارة عشوائية إرغودية) يعطى بالعلاقة:

$$R(\tau) = \frac{A^2}{4} \Lambda\left(\frac{\tau}{T_b}\right) \quad (7-10)$$

حيث  $\Lambda\left(\frac{\tau}{T_b}\right)$  تابع المثلث. ونوجد الكثافة الطيفية للاستطاعة كتحويل فورييه لـ  $R(\tau)$ :

$$G(f) = \frac{A^2 T_b}{4} \text{sinc}^2 f T_b \quad (7-11)$$

نلاحظ أن:

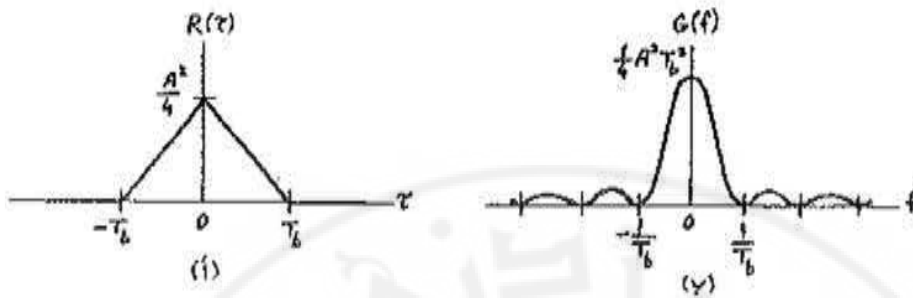
$$G(f) = \frac{A^2}{4 T_b} |P(f)|^2 \quad (7-12)$$

حيث  $P(f)$  تحويل فورييه لـ  $p(t)$  وفق (7-8) من أجل  $T = T_b$ ، بحيث:

$$|P(f)| = T_b |\text{sinc} f T_b| \quad (7-13)$$

يبين الشكل (٧-٨) كلاً من  $R(\tau)$  و  $G(f)$  وفق (7-10) و (7-11). ونلاحظ أن  $G(f)$  ينعدم عند  $f = 1/T_b$  مثل طيف نبضة مستطيلة وحيدة عرضها  $T_b$  بما يتفق مع (7-13).





الشكل (٧-٨)

أ- الترابط الذاتي لإشارة NRZ قطبية.

ب- الكثافة الطيفية للاستطاعة للإشارة نفسها.

في حالة إشارة NRZ وحيدة القطبية في الشكل (٧-٧) يتبين أن:

$$R(\tau) = \frac{A^2}{4} \Lambda\left(\frac{\tau}{T_b}\right) + \frac{A^2}{4} \quad (7-14)$$

$$G(f) = \frac{A^2 T_b}{4} \text{sinc}^2 f T_b + \frac{A^2}{4} \delta(f) \quad (7-15)$$

يمكن استنتاج العلاقتين الأخيرتين من (7-10) و (7-11) اعتماداً على أن إشارة NRZ

وحيدة القطبية في الشكل (٧-٧) تكافئ مجموع إشارة NRZ القطبية في الشكل

(٧-٧) ومركبة مستمرة قيمتها  $A/2$ .

في حالة إشارة RZ وحيدة القطبية في الشكل (٧-٧) يتبين أن:

$$G(f) = \frac{A^2}{16r_b} \text{sinc}^2 \frac{f}{2r_b} + \frac{A^2}{16} \sum_n \left( \text{sinc}^2 \frac{n}{2} \right) \delta(f - nr_b) \quad (7-16)$$

حيث  $r_b$  معدل البتات، أي  $r_b = 1/T_b$  (ونلاحظ أن  $\text{sinc}^2 \frac{n}{2}$  ينعدم عند القيم الزوجية

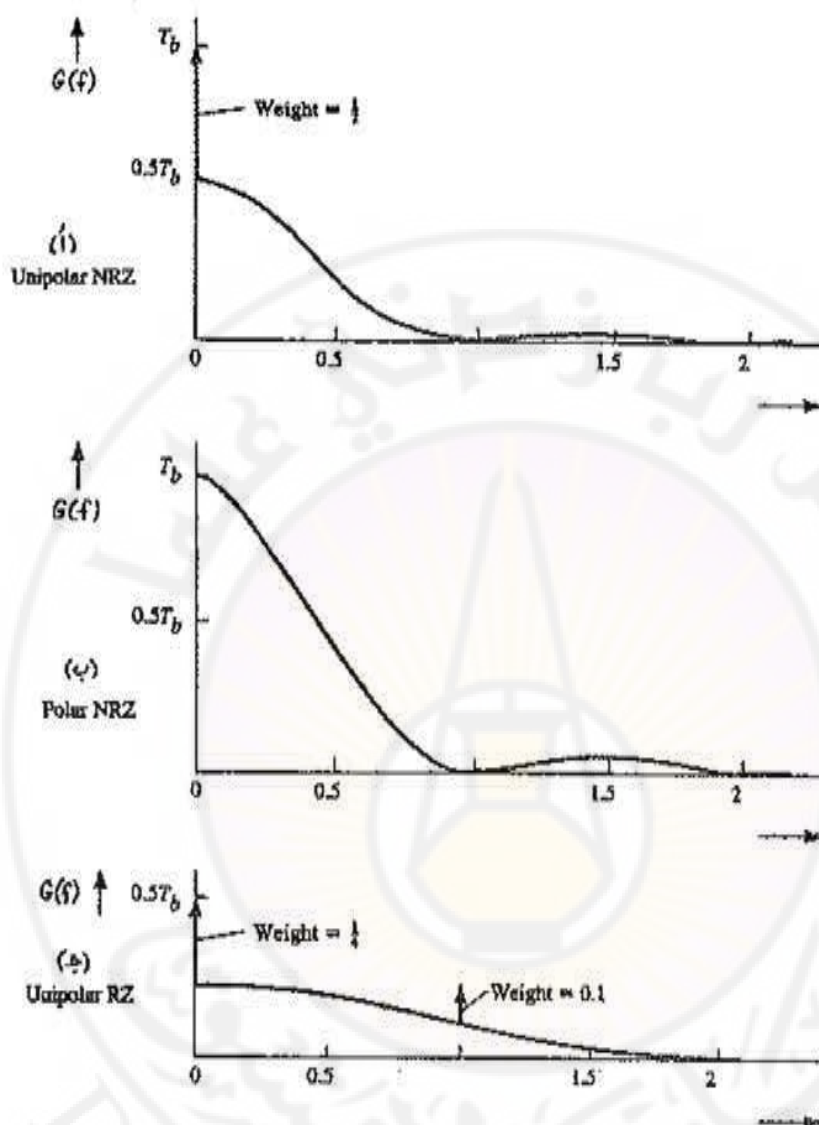
لـ  $n$ ).

يبين الشكل (٧-٩) الأطياف الممثلة للكثافة الطيفية للاستطاعة  $G(f)$  لإشارة NRZ وحيدة القطبية وإشارة NRZ القطبية وإشارة RZ وحيدة القطبية وفق العلاقات (7-11) و (7-15) و (7-16) بافتراض أن الاستطاعة المتوسطة لكل من الإشارات الثلاث تساوي 1. وهذا يقابل اختيار قيمة  $A$  للإشارات الثلاث في الشكل (٧-٧)، بحيث تكون  $A^2/2=1$  لإشارة NRZ وحيدة القطبية و  $A^2/4=1$  لكل من إشارة NRZ القطبية وإشارة RZ وحيدة القطبية.

بعد في بعض الحالات أن عرض المجال المطلوب لإرسال إشارة NRZ بالمجال الأساسي يساوي القيمة  $1/T_b$  أو  $r_b$  في الشكل (٧-٨-ب) والشكل (٧-٩-أ و ب)، وهي القيمة المحددة بأول صفر أو أول انعدام لـ  $G(f)$  [ينعدم الطيف في نقاط انعدام التسابع sinc وفق (7-11) و (7-15)]:

$$B_T = r_b, \quad \text{NRZ} \quad (7-17)$$

يسمى عرض المجال المحدد بهذه القيمة عرض المجال الانعدام الأول (First Null Bandwidth) أو عرض المجال حتى أول صفر، كما يسمى عرض المجال الاسمي (Nominal Bandwidth). ويمثل المجال  $|f| \leq r_b$  أو  $|f| \leq 1/T_b$  الفص المركزي (Central Lobe) أو الفص الرئيسي (Main Lobe) في الشكل (٧-٨) وهو يتضمن تقريباً 90% من استطاعة إشارة Polar NRZ [قارن مع ما استنتجناه عن طاقة الفص الرئيسي في الطيف الممثل للكثافة الطيفية للطاقة لنبضة في الشكل (٣-١٤)].



الشكل (٧-٩) الكثافة الطيفية للاستطاعة (للترددات الموجبة)

١- Unipolar NRZ

٢- Polar NRZ

٣- Unipolar RZ

يعد أن عرض المجال الأصغري المطلوب لإرسال إشارة NRZ بالمجال الأساسي هو نصف عرض مجال الانعدام الأول:

$$B_{T(min)} \approx \frac{1}{2} r_b \quad , \quad NRZ \quad (7-18)$$

يمثل المجال  $|f| \leq \frac{1}{2} r_b$  أو  $|f| = \frac{1}{2} \left( \frac{1}{T_b} \right)$  في الشكل (٧-٨) الجزء الأهم من الفص

الرئيسي وهو يتضمن 78% من استطاعة إشارة Polar NRZ.

عند إرسال إشارة NRZ بقناة عرض مجالها  $r_b$  أو  $\frac{1}{2} r_b$  تشوه نبضاتها نتيجة لازدياد أزمنة الصعود والهبوط، ولكن هذا التشويه يمكن ألا يؤثر في إمكانية استقبالها بمعدل ضئيل لأخطاء البتات (حيث لا قمنا كثيراً أزمنة صعود وهبوط النبضات، وإنما يهمنا فقط أن نميز المستوى الممثل لـ 1 والمستوى الممثل لـ 0).

نلاحظ أن عرض المجال الأصغري المحدد بالعلاقة (7-18)، أي القيمة  $\frac{1}{2} r_b$  هي نفسها عرض المجال الأصغري وفق نايكويست حسب العلاقة (7-6-a).

نستنتج من طيف إشارة RZ في الشكل (٧-٩-ج) أن عرض المجال الاسمي أو عرض مجال أول انعدام:

$$B_T \approx 2r_b \quad , \quad RZ \quad (7-19)$$

يعد عرض المجال الأصغري في حالة إشارة RZ نصف القيمة المذكورة:

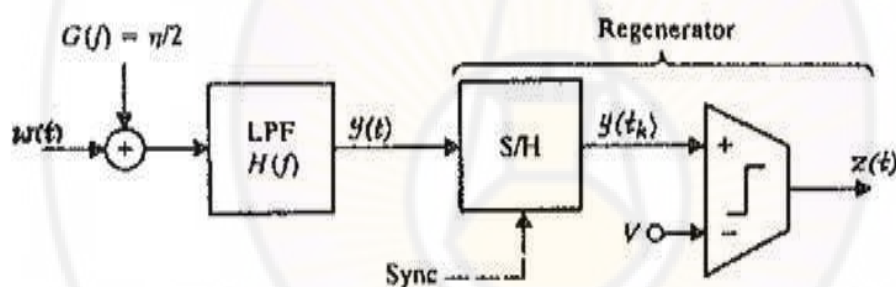
$$B_{T(min)} = r_b \quad , \quad RZ \quad (7-20)$$

تفسر حاجتنا إلى عرض مجال مضاعف في حالة RZ بالمقارنة مع حالة NRZ بكون نبضات RZ أضيق مرتين من نبضات NRZ.

## ٧-٧ خصائص إعادة توليد الإشارة الرقمية في طرف الاستقبال

### واحد احتمال خطأ البتات

يبين الشكل (٧-١٠) المراحل الأساسية التي تمر بها الإشارة الرقمية في طرف الاستقبال. ونرمز لإشارة الدخل الرقمية بـ  $w(t)$  ونفترض أنها ملوثة بضجيج أبيض كثافته الطيفية  $G(f) = \eta/2$ ، وتمر أولاً بـ  $LPF$  قريب للمثالي ويختار عرض بحاله أقل مما يمكن لتمرير  $w(t)$  بتشويه مقبول، وبحيث يحذف الملوّثات خارج المجال (Out-Of-Band Contaminations)، أي كل ما يقع خارج مجال تمرير المرشح مسن طيف الضجيج والتداخلات.

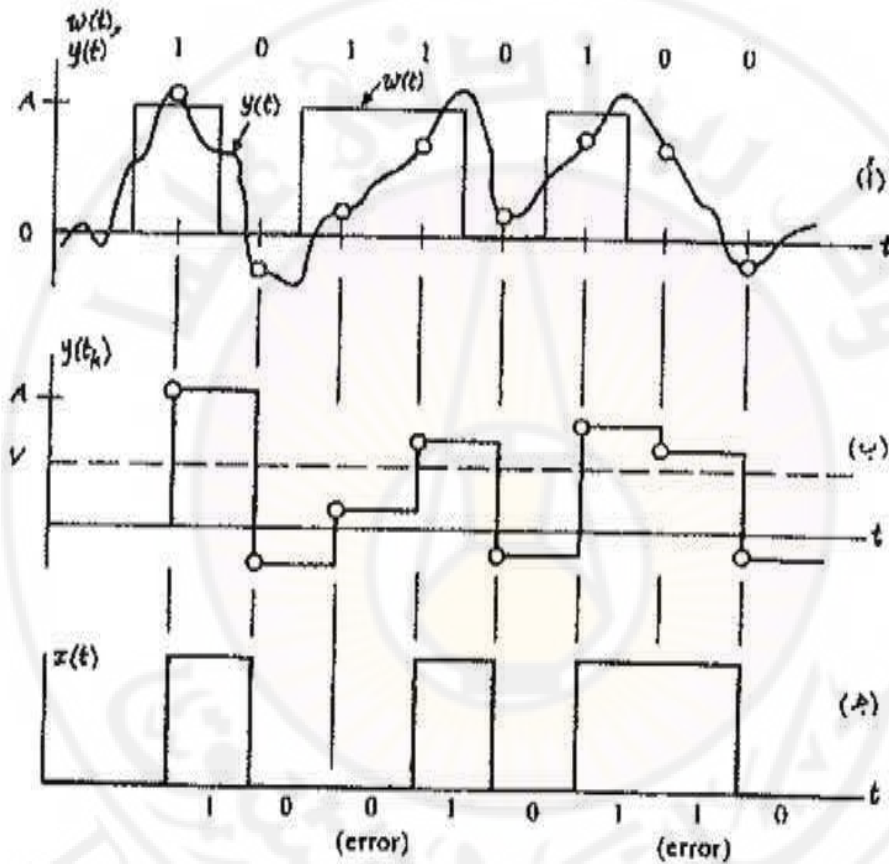


الشكل (٧-١٠) قسم إعادة توليد الإشارة الرقمية في طرف الاستقبال.

تستخدم في الشكل (٧-١٠) بعد  $LPF$  دائرة  $S/H$  ومقارن جهد من أجل إعادة توليد إشارة رقمية غير مشوهة  $z(t)$  من إشارة خرج المرشح  $y(t)$ ، وذلك كما هو موضح في الشكل (٧-١١). ويفترض في هذا الشكل أن  $y(t)$  ناتجة عن إشارة  $NRZ$  وحيدة القطبية وقد تشوّهت بتأثير قناة الاتصال ومرشح الاستقبال  $LPF$  بالإضافة إلى تلوثها بالملوثات المتبقية بعد الترشيح بـ  $LPF$ . وتمثل إشارة خرج دائرة  $S/H$  في الشكل



(٧-١٠) بافتراض أنها تقوم بأخذ عينات من  $y(t)$  في لحظات مناسبة  $(t_k)$  وتحفظ قيمة كل عينة لمدة تساوي فترة البت. وتختار لحظات الاختيار  $t_k$  كما هو مبين في الشكل (٧-١١)، بحيث تقابل منتصف فترات البت في إشارة NRZ المفترضة.



الشكل (٧-١١) إعادة توليد إشارة NRZ وحيدة القطبية

أ- الإشارة مع ضجيج.

ب- مخرج دائرة S/H.

ج- مخرج مقارن الجهد.

يمكن أن نكتب:

$$y(t_k) = a_k + n(t_k) \quad (7-21)$$

نفترض أن  $a_k = A$  في حالة الواحدات و  $a_k = 0$  في حالة الأصفار في الرسالة *Message* الرقمية المستقبلية. وترمز  $n(t_k)$  للفرق  $[y(t_k) - a_k]$ ، ومن ثم تمثل  $n(t_k)$  تأثير ما يبقى من ملوثات بعد الترشيح بـ *LPF*. ويقوم مقارن الجهد في الشكل (٧-١٠) بمقارنة  $y(t_k)$  مع جهد مرجعي ثابت نرسم له  $V$ ، بحيث يكون خرج المقارن مرتفعاً (*High*) عندما  $y(t_k) > V$ ، بينما يكون منخفضاً (*Low*) عندما  $y(t_k) < V$ . وتكون إشارة خرج المقارن  $z(t)$  إشارة رقمية ثنائية نظيفة مع أخطاء (*Errors*) ببعض البتات، حيث إنه بدلاً من بعض الواحدات في الرسالة الرقمية الأصلية تظهر في  $z(t)$  أصفار، وكذلك بدلاً من بعض الأصفار في الرسالة تظهر في  $z(t)$  وحدات. ويكون الاحتمال المتوسط للخطأ (*Average Error Probability*):

$$P_e = P_0 P_{e0} + P_1 P_{e1} \quad (7-22)$$

حيث  $P_0$  احتمال أن يكون الرقم المرسل هو 0 و  $P_1$  احتمال أن يكون الرقم المرسل هو 1. ويرمز  $P_{e0}$  لاحتمال حدوث خطأ باستقبال الصفر كواحد، كما يرمز  $P_{e1}$  لاحتمال الخطأ باستقبال الواحد كصفر. ويفترض عسادة أن الواحدات والأصفار متساوية الأرجحية (*Equally Likely*) في حالة كون الرسالة الرقمية المرسلية عبارة عن تتابع طويل (*Long Sequence*) من الواحدات والأصفار، بحيث يفترض:

$$P_0 = P_1 = \frac{1}{2} \quad P_e = \frac{1}{2}(P_{e0} + P_{e1}) \quad (7-23)$$

بافتراض أن ضجيج الدخل في طرف الاستقبال هو ضجيج غاوسي قيمته الوسطى تساوي الصفر وانحرافه المعياري  $\sigma$ ، فيمكن إثبات أن:

$$P_{e0} = Q\left(\frac{V}{\sigma}\right) \quad (7-24)$$

$$P_{e1} = Q\left(\frac{A-V}{\sigma}\right) \quad (7-25)$$

حيث  $Q(k)$  المساحة تحت ذيل منحنى تابع كثافة الاحتمال الغاوسي وفق (4-46)، ويمكن إيجاد من الشكل الوارد في الملحق ٢.

يتبين أن الاحتمال  $P_e$  وفق (7-23) يكون أصغرياً عند اختيار الجهد المرجعي  $V$ ، بحيث يتساوى الاحتمالان  $P_{e0}$  و  $P_{e1}$  وفق (7-24) و (7-25). ومن ثم تكون القيمة المثلى للجهد هي  $V_{opt} = \frac{1}{2}A$ ، وهي تقابل:

$$P_{e0} = P_{e1} = Q\left(\frac{A}{2\sigma}\right) \quad (7-26)$$

وبالتالي نجد وفق (7-23) أن:

$$P_e = Q\left(\frac{A}{2\sigma}\right) \quad (7-27)$$

بما أننا نفترض أن الإشارة الرقمية المستقبلية هي NRZ وحيدة القطبية، تكون استطاعتها المتوسطة في حالة تساوي احتمالي الواحدات والأصفار:

$$S = \overline{a_k^2} = \frac{1}{2}A^2 \quad (7-28)$$

حيث إن:

$$S = \left(\frac{1}{2}\right)(A)^2 + \left(\frac{1}{2}\right)(0)^2 = \frac{1}{2}A^2 \quad (7-29)$$

وذلك بالاعتماد على العلاقة (4-29).

بما أننا افترضنا أن القيمة الوسطى لضحيح الدخل معدومة، تكون استطاعة الضحيح  $N = \sigma^2$ .

نستنتج أن:

$$\left(\frac{A}{2\sigma}\right)^2 = \frac{S}{2N} \quad (7-30)$$

لذا يمكن إعادة كتابة (7-27) على النحو:

$$P_e = Q\left(\sqrt{\frac{S}{2N}}\right) \quad (7-31)$$

يعبر عن  $P_e$  أيضاً بدلالة النسبة بين الطاقة المتوسطة للبت  $E_b$  والكثافة الطيفية لاستطاعة الضجيج  $\eta$ :

$$\gamma_b = \frac{E_b}{\eta} \quad (7-32)$$

نلاحظ أن واحدة  $\eta$  هي واط/هرتز، أي واط/ثانية، ومن ثم تكافئ واحدة  $E_b$  التي هي الجول. وتسمى  $\gamma_b$  باختصار "نسبة طاقة البت إلى كثافة الضجيج". وتكون الطاقة المتوسطة للبت:

$$E_b = ST_b = \frac{S}{r_b} \quad (7-33)$$

سنحدد استطاعة الضجيج  $N$  بفرض أنه يتم اختيار عرض مجال قناة الاتصال ومرشح الدخل في الشكل (٧-١٠) بحيث لا يقل عن القيمة الصغرى المحددة بـ (7-18)، أي نفترض:

$$B_T \geq \frac{1}{2} r_b \quad (7-34)$$

وذلك لكي لا يؤدي تشويه نبضات NRZ المستقبلية بتأثير القناة والمرشح إلى إنقاص مطال النبضات. وتكون استطاعة الضجيج بعد الترشيع بافتراض  $B_T = \frac{1}{2} r_b$ :

$$N = \eta B_T = \frac{1}{2} \eta r_b \quad (7-35)$$

نستنتج من (7-33) و (7-35) أن:

$$\frac{S}{2N} = \frac{E_b r_b}{\eta r_b} = \frac{E_b}{\eta} = \gamma_b \quad (7-36)$$

نستبدل  $\frac{S}{2N}$  في (7-31) بـ  $\gamma_b$  فنحصل على العبارة:



$$P_e = Q(\sqrt{\gamma_b}) = Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{\eta}}\right) \quad (7-37)$$

نعمد على العلاقتين (7-31) و (7-37) لتقدير احتمال الخطأ في حالة استقبال الإشارة الرقمية بطريقة الشكل (٧-١٠) تقديراً تقريبياً. وتستنتج العلاقتان المذكورتان بأسلوب أدق نظرياً وتطبقان بدقة أفضل عندما يستخدم للاستقبال الرقمي قبل دائرة  $S/H$  في الشكل (٧-١٠) مرشح موافق (*Matched Filter*) بطريقة المثال (٤-٦).

يمكن التوصل إلى العلاقات المحددة لـ  $P_e$  لحالة *Polar NRZ* بالاعتماد على أسلوب التحليل الوارد أعلاه لحالة *Unipolar NRZ*. ونطبق العلاقات (7-27) و (7-24) لحالة *Polar NRZ* في الشكل (٧-٧) بافتراض أن  $a_k = \pm \frac{A}{2}$ ، على أن نفترض القيمة المثلى للجهد المرجعي في العلاقات المذكورة  $V_{opt}=0$ ، وهي نقطة المنتصف *midpoint* بين المستويين  $\pm \frac{A}{2}$  الممثلين للواحدات والأصفار. ومن الواضح أن استطاعة إشارة

*Polar NRZ* في الحالة المفترضة هي  $S = \frac{A^2}{4}$ ، بحيث تكون:

$$\left(\frac{A}{2\sigma}\right)^2 = \frac{S}{N} \quad (7-38)$$

لذا يمكن إعادة كتابة (7-27) لحالة *Polar NRZ* على النحو:

$$P_e = Q\left(\sqrt{\frac{S}{N}}\right) \quad (7-39)$$

اعتماداً على (7-36) نكتب لحالة *Polar NRZ* أيضاً:

$$P_e = Q(\sqrt{2\gamma_b}) = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{\eta}}\right) \quad (7-40)$$



نتج اختلاف العبارتين الأخيرتين لـ  $P_e$  لحالة  $Polar NRZ$  عن العبارتين (7-31) و (7-37) لحالة  $NRZ$  وحيدة القطبية عن الاختلاف بين علاقتي قيمة  $A$  والاستطاعة  $S$  في الحالتين:

$$A = \begin{cases} \sqrt{2S} & \text{Unipolar NRZ} \\ \sqrt{4S} & \text{Polar NRZ} \end{cases} \quad (7-41)$$

يؤدي اختلاف قيمة  $A$  بالعامل  $\sqrt{2}$  إلى اختلاف كبير بقيمة  $P_e$  نتيجة للانخفاض الحاد لـ  $P_e$  وفق (7-27) عند زيادة  $A/2\sigma$ . ويتبين مثلاً أنه عندما  $A/2\sigma = 2.0$ ، فإن  $P_e \approx 2.10^{-2}$ ، وعندما  $A/2\sigma = 6.0$ ، فإن  $P_e \approx 10^{-9}$ .

يمكن إثبات أنه في حالة استخدام مرشح موافق لاستقبال إشارات  $RZ$  يتحدد احتمال الخطأ  $P_e$  بالعلاقتين (7-37) و (7-40) الواردتين آنفاً لحالة  $NRZ$ ، بحيث تطبق العلاقة (7-37) لحالة إشارات  $NRZ$  و  $RZ$  الوحيدة القطبية، بينما تطبق العلاقة (7-40) لحالة  $NRZ$  و  $RZ$  القطبية.

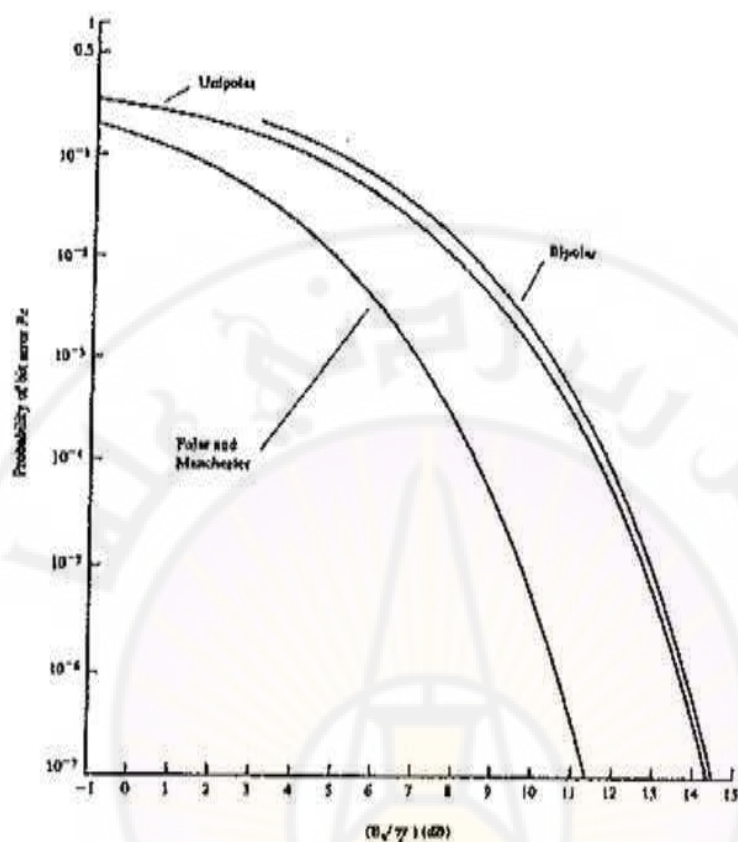
في حالة الإشارات ثنائية القطبية ( $Bipolar$ ) أو  $AMI$  يكون احتمال الخطأ:

$$P_e = \frac{3}{2} Q(\sqrt{\gamma_b}) \quad (7-42)$$

يتحدد  $P_e$  في حالة إشارات ترميز مانشيستر بالعلاقة (7-40) نفسها المطبقة لحالة إشارات  $NRZ$  و  $RZ$  القطبية.

يبين الشكل (٧-١٢) علاقة  $P_e$  بـ  $\gamma_b$  أو النسبة  $\frac{E_b}{\eta}$  لكل من إشارات  $NRZ$  و  $RZ$  وحيدة القطبية وثنائية القطبية والإشارات القطبية وإشارات ترميز مانشيستر.

يجدر أن نذكر أن أغلب مهندسي الاتصالات يسمون احتمال خطأ البتات  $P_e$  بمعدل خطأ البتات ( $Bit Error Rate$ ) BER.



الشكل (٧-١٢) علاقة  $P_e$  بالنسبة  $\frac{E_b}{\eta}$

### ٧-٨ خطأ التكمية أو ضجيج التكمية

يوضح الشكل (٧-١٣) خطأ التكمية في نظام PCM. ويفترض أنه تتم إعادة تركيب الإشارة المكماة في طرف الاستقبال بأسلوب الشكل (٧-٥). ويمثل الفرق  $e(t)$  بين الإشارة المكماة الناتجة  $x_q(t)$  والإشارة الأصلية  $x(t)$  مع تجاهل التأخير الزمني لـ  $x_q(t)$  خطأ التكمية:

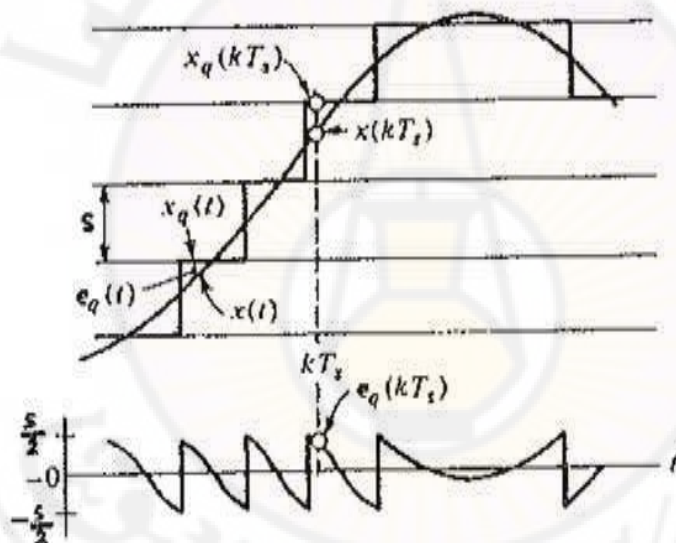
$$e_q(t) = x_q(t) - x(t) \quad (7-43)$$

ولا تتجاوز القيمة المطلقة لخطأ التكمية نصف خطوة التكمية:

$$|e_q(t)|_{\max} \approx \frac{s}{2} \quad (7-44)$$

وذلك وفق ما استنتجناه في البند (٧-٢). وبفرض أن  $|x(t)| \leq 1$ ، تكون خطوة التكمية  $s=2/q$  وفق (7-1)، ومن ثم يكون:

$$|e_q(t)|_{\max} = \frac{s}{2} = \frac{1}{q} \quad (7-45)$$



الشكل (٧-١٣) خطأ التكمية.

يتبين أن تأثير  $e_q(t)$  في طرف الاستقبال بعد الترشيح بمرشح الاستيفاء مشابه لتأثير الضجيج العشوائي في نظم التعديل التماثلي. ولذلك يسمى  $e_q(t)$  ضجيج التكمية

(Quantization Noise)، مع أنه يعد نوعاً من التشويه لأنه يزول في حالة عدم إرسال إشارة الرسالة  $x(t)$ .

إذا افترضنا أن إعادة توليد إشارة PCM في طرف الاستقبال بأسلوب الشكل (٧-١١) مثلاً تؤدي إلى التخلص من ضجيج قناة النقل (أي الضجيج العشوائي الناتج عن قناة النقل) باحتمال ضئيل لأخطاء البت، فيبقى ضجيج التكمية الضجيج الأساسي في خرج نظام PCM. ولذلك يتم تحديد النسبة  $\frac{S}{N}$  في خرج قسم استقبال PCM عادة كنسبة استطاعة إشارة المخرج التماثلية  $S$  إلى استطاعة ضجيج التكمية  $N_q$ ، حيث:

$$N_q = \overline{e_q^2(t)} \quad (7-46)$$

ونوجد  $N_q$  كمتوسط إحصائي لـ  $\overline{e_q^2(t)}$ ، لأن  $e_q(t)$  تكون عشوائية بفرض  $x(t)$  عشوائية في الحالة العامة.

يتبين أنه إذا كان مقياس الخطوة  $s$  أصغر كثيراً من مدى تغير  $x(t)$ ، أي في حالة افتراض  $|x(t)| \leq 1$  و  $s \ll 1$  (أي  $q \gg 1$ )، فيمكن أن يعد خطأ التكمية  $e_q(t)$  موزعاً بانتظام ضمن المجال  $[-s/2, s/2]$ ، بحيث يكون تابع كثافة الاحتمال  $p(e_q)$  كما في الشكل (٧-١٤). ويمكن أن نكتب على غرار (4-26):

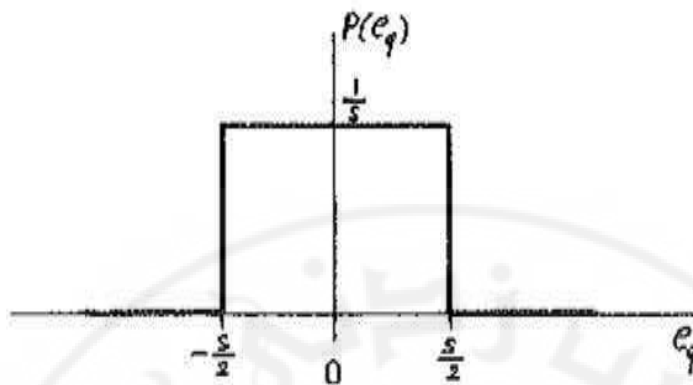
$$p(e_q) = \begin{cases} \frac{1}{s} & |e_q| \leq \frac{s}{2} \\ 0 & |e_q| > \frac{s}{2} \end{cases} \quad (7-47)$$

يمكن أن نكتب أيضاً على غرار العلاقة (4-32):

$$\overline{e_q^2} = \int_{-s/2}^{s/2} e_q^2 p(e_q) de_q = \frac{1}{s} \int_{-s/2}^{s/2} e_q^2 de_q \quad (7-48)$$

وهكذا تكون استطاعة ضجيج التكمية:

$$N_q = \overline{e_q^2(t)} = \frac{s^2}{12} \quad (7-49)$$



الشكل (٧-١٤) تابع كثافة الاحمال لحظا النكبة.

في حالة إهمال تأثير ضجيج القناة مع تجاهل التأخير الزمني لإشارة الخرج المكماة  $x_q(t)$  كما في حالة الشكل (٧-٥-ب)، يمكن أن يعد عمل  $ADC$  في قسم إرسال  $PCM$  وعمل  $DAC$  في قسم الاستقبال مكافئين معاً بالنتيجة لعمل مكّم دخله  $x(t)$  وعمرجه  $x_q(t)$ .

إذا كان مقياس الخطوة  $s$  صغيراً جداً نسبياً، تنتج عن ترشيح  $x_q(t)$  بـ  $LPF$  في قسم استقبال  $PCM$  في الشكل (٧-٥-أ) إشارة يخرج  $y_D(t)$  مماثلة تقريباً لـ  $x(t)$  (ممع تجاهل التأخير الزمني)، وبالتالي تكون استطاعة  $y_D(t)$  مساوية تقريباً لاستطاعة  $x(t)$ . ولذا تكون النسبة  $\frac{S}{N}$  في الخرج أو عند الوجهة (Destination) لنظام  $PCM$ :

$$\left(\frac{S}{N}\right)_D \approx \frac{S_x}{N_q} \quad (7-50)$$

حيث  $S_x$  استطاعة  $x(t)$ .

سنفترض كحالة خاصة أن  $x(t)$  موزعة بانتظام في المجال  $[-a, +a]$ ، بحيث  $p(x) = \frac{1}{2a}$  ضمن هذا المجال، وبالتالي تكون استطاعة  $x(t)$ :



$$S_x = \overline{x^2} = \int_{-\infty}^{\infty} x^2 P(x) dx = \frac{1}{2\alpha} \int_{-\alpha}^{\alpha} x^2 dx = \frac{\alpha^2}{3} \quad (7-51)$$

بما أن  $s = \frac{2\alpha}{q}$  وفق (7-1)، نجد بعد التعويض في (7-49) أن:

$$N_q = \frac{\alpha^2}{3q^2} \quad (7-52)$$

نستنتج من (7-51) و (7-52) أن:

$$\frac{S_x}{N_q} = q^2 = 2^{2v} \quad (7-53)$$

حيث إن  $q = 2^v$  وفق (7-4)، وبالتعبير بالدبسيل نجد أن:

$$\left( \frac{S_x}{N_q} \right)_{dB} = 10 \log_{10} 2^{2v} \approx 6v \quad (7-54)$$

بافتراض أن  $v = 8 \text{ bits}$  مثلاً تكون  $\left( \frac{S_x}{N_q} \right)_{dB} = 48 \text{ dB}$ .

يستنتج من (7-53) أنه يمكن زيادة النسبة  $\left( \frac{S_x}{N_q} \right)$  بزيادة  $v$ ، على أن نأخذ في الحسبان

أن زيادة  $v$  تؤدي إلى زيادة عرض المجال المطلوب للإرسال وفق (7-6-b). ويعني ذلك

أن  $PCM$  يسمح بزيادة النسبة  $\left( \frac{S}{N} \right)_D$  بزيادة عرض المجال  $B_T$ ، أي يتميز بخاصة

"خفض الضجيج بمجال عريض"، وهي الخاصة نفسها التي يحققها  $PPM$  و  $PDM$  وفق

(6-45-b,c) و  $FM$  وفق (6-46). ويعد  $PCM$  أفضل من تلك النظم الثلاثة بالخاصة

المذكورة، لأن النسبة  $\left( \frac{S}{N} \right)_D$  تتزايد وفق (7-53) بزيادة  $v$  أو عرض المجال  $B_T$  [وفق

(7-6-b)] أسياً، بينما تتناسب مع  $B_T^2$  في حسالي  $PPM$  و  $FM$  وفق (6-45-c)

و (6-46) ومع  $B_T$  في حالة  $PDM$  وفق (6-45-b).

في الحالة العامة نفترض  $|x(t)| \leq \alpha$ ، أي أن  $\alpha = |x(t)|_{\max}$ ، فنكون  $S_x \leq \alpha^2$ ، ونجد بالتالي وفق (7-52) أن:

$$\frac{S_x}{N_q} = 3q^2 \left( \frac{S_x}{\alpha^2} \right) \quad (7-55)$$

بافتراض أن  $\overline{x(t)} = 0$ ، تكون  $S_x = \sigma_x^2$ ، وبالتالي:

$$\frac{\alpha^2}{S_x} = \left( \frac{\alpha}{\sigma_x} \right)^2 \quad (7-56)$$

تمثل النسبة  $\frac{\alpha}{\sigma_x}$  ما يسمى عامل الذروة (Crest Factor)، حيث إنها تمثل نسبة قيمة الذروة (Peak Value) أو القيمة العظمى  $\alpha = |x(t)|_{\max}$  إلى القيمة الفعالة  $\sigma_x$ . ونجد أن قيمة العامل المذكور تساوي  $\sqrt{2}$  في حالة الإشارة الجيبية بينما تساوي وسطياً نحو 4 في حالة صوت الكلام (الصوت الهاتفي مثلاً) ونحو 10 في حالة الموسيقى السمفونية. ونستنتج من (7-55) و (7-56) أن:

$$\left( \frac{S_x}{N_q} \right)_{dB} = 6v + 4.8 - \delta \quad (7-57)$$

حيث  $\delta$  هي قيمة عامل الذروة  $\frac{\alpha}{\sigma_x}$  بالديسيبل (أي  $20 \log \frac{\alpha}{\sigma_x}$ )، وهي تساوي 3dB في حالة الإشارة الجيبية ونحو 12dB لإشارة الكلام و 20dB لإشارة الموسيقى، وعندما تكون  $S_x$  عظمى، بحيث  $S_x \approx \alpha^2$  أو  $\sigma_x \approx \alpha$  و  $\delta \approx 0dB$ ، فنكون  $\frac{S_x}{N_q}$  عظمى وفق (7-57):

$$\left( \frac{S_x}{N_q} \right)_{\max} \approx 6v - 4.8 dB \quad (7-58)$$

في حالة افتراض  $|x(t)| \leq 1$  بحيث  $\alpha = 1$ ، تطبق العلاقات [(7-55) و (7-57)] بعد تعويض  $\alpha = 1$ ، وتكون  $S_x \leq 1$  و  $\delta = -10 \log_{10} S_x$ .

يفضل في السمعيات الرقمية (Digital Audio) اختيار  $v \geq 14$  حتى يكون ضجيج التكمية غير ملحوظ [وفي حالة الأقراص المدبجة (CD) مثلاً  $v=16$ ]. وعندما تكون  $6 < v < 14$  يبدو ضجيج التكمية سمعياً كالضجيج الحراري الغاوسي. وفي حالة كون  $v < 6$  يشبه التأثير السمعي لضجيج التكمية صوت انسكاب الرمل في برميل، بحيث يسمى أحياناً ضجيج البرغلة أو الضجيج الحبيبي (Granular Noise).

يجدر أن نذكر أنه يمكن أن ينتج عن التكمية في نظام PCM ما يسمى ضجيج التحميل الزائد (Overload Noise)، وذلك عندما تتجاوز قيم عينات  $x(t)$  القيمة القصوى المفترضة عند تصميم نظام PCM مثل القيمة  $|x(t)|_{\max} - 1$  في الشكل (٧-٤-ب). وفي مثل هذه الحالة يتم ترميز كل القيم  $x(kT_k) > 1$  بالكود نفسه الذي ترمز به القيمة  $x(kT_k) = 1$  كالعدد الثنائي 111 في حالة الترميز الثنائي الطبيعي في الشكل (٧-٦-أ). ويعبر عن ضجيج التحميل الزائد في الحالة المفترضة بخطأ التكمية  $e_q(t)$  وفق (7-43) خلال الفترات التي تكون فيها  $x(kT_k) > 1$ . ويؤدي ضجيج التحميل الزائد إلى تشويه لاخطي لإشارة خرج نظام PCM حيث تظهر فيها قمم مستوية (Flat Tops). وقد يحدث ذلك في نظم PCM الهاتفية في حالة الإشارات ذات المستوى المرتفع نسبياً مثل الإشارات الناتجة عن رفع سماعة الهاتف ووضعها وإشارات المراقبة (Dialing) وإشارات انشغال الخط (Busy Signals).

## المثال ٧-٢

لنفترض أننا نريد إرسال الإشارة الكلامية التي تشغل المجال من 300 حتى 3400 هرتز بنظام PCM ثنائي. ونختار تردد الاعتيان أكبر من معدل نايكويست ونفترضه  $8\text{kHz}$  (وهي القيمة المعتمدة في نظم PCM الهاتفية التي تستخدم للاتصالات بين مقاسم

الهاتف). ونفترض أن كل عينة تمثل بـ 7bits كخانات معلومات وتضاف لها خانة ثامنة هي خانة التعادلةية (Parity Bit). ويكون معدل البتات لإشارة PCM:

$$r_h = v f_s = (8 \text{ bits / sample})(8 \text{ kSample / sec}) \quad (7-59)$$

$$= 64 \text{ kbits / sec}$$

يكون عرض المجال الأصغري وفق (7-18) لحالة ترميز NRZ:

$$B_{T(\min)} = \frac{1}{2} r_h = 32 \text{ kHz} \quad (7-60)$$

يمكن اختيار عرض المجال أيضاً بحيث يساوي عرض مجال الانعدام الأول وفق (7-17):

$$R_T = r_h = 64 \text{ kHz} \quad (7-61)$$

باستخدام (7-58) نوجد القيمة القصوى للنسبة  $\left(\frac{S}{N}\right)_D$ :

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{D, \max} \approx 6v + 4.8 = 56.8 \text{ dB} \quad (7-62)$$

افترضنا هنا  $v=7$  لأن خانة التعادلةية لا تؤثر على ضحيج التكمية، ولكن خانة التعادلةية يمكن أن تستخدم في طرف الاستقبال لإنقااص الأخطاء التي تنتج عند كشف ترميز إشارة PCM بتأثير ضحيج القناة والتداخل بين الرموز ISI (Intersymbol Interference).

إذا أخذنا في الحسبان أن عامل الذروة للإشارة الكلامية الهاتفية  $12 \text{ dB} \approx \delta$ ، فنجد وفق (7-57) أن:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_D = 46.8 - 12 \approx 35 \text{ dB} \quad (7-63)$$



### المثال ٧-٣

لنفترض أننا نريد أن نرسل بطريقة PCM إشارة صورة تلفزيونية أو إشارة مرئية (Video Signal)، عرض بحالها 5MHz وفق النظام التلفزيوني المعتمد في أوروبا والأقطار العربية وأكثر البلدان الأخرى. والمطلوب:

- أ) أوجد معدل البتات الذي نحتاج إليه لإرسال الإشارة المرئية بتردد اعتميان قيمته  $13.5\text{MHz}$  وبحيث  $\left(\frac{S}{N}\right)_n \geq 50\text{dB}$ ، مع افتراض  $|x(t)| \leq 1$  و  $S_x = 1$ .
- ب) كرر الطلب السابق بافتراض  $S_x = 0.1$ .

الحل:

- أ) نختار عدد البتات  $v$  وفق العلاقة (7-58) التي تقابل  $S_x = 1$  بافتراض  $|x(t)|_{\max} = 1$ ، فنكتب:

$$50 = 6v + 4.8$$

ومنه  $v = 7.53\text{bits}$ . ونختار  $v = 8$ ، وبالتالي:

$$r_b = v f_s = (8)(13.5)10^6 = 108\text{Mbits/sec} \quad (7-64)$$

- ب) نطبق العلاقة (7-57) من أجل  $S_x = 0.1$  أي  $\delta = -10 \log_{10} 0.1 = +10\text{dB}$ ، فتكون:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_n = \left(\frac{S_x}{N_q}\right) = 6v + 4.8 - \delta = 6v - 5.2$$

$$50 = 6v - 5.2$$

ولذا  $v = 9.2\text{bits}$ ، ونختار  $v = 10\text{bits}$ ، وبالتالي يكون:

$$r_b = v f_s = (10)(13.5)10^6 = 135\text{Mbit/sec} \quad (7-65)$$



## ٧-٩ التكمية غير المنتظمة والضغط

افترضنا سابقاً أن التكمية منتظمة (*Uniform*) بمعنى أنه يتم اختيار مستويات انخاذاً القرار كما في الشكل (٧-١) مثلاً، بحيث تكون مجالات التكمية  $\Delta_i$  متساوية المقاس. ونقول أن التكمية غير منتظمة (*Nonuniform*) في حالة اختيار خطوات تكمية (مجالات تكمية) ذات مقاسات غير متساوية، كما في الشكل (٧-١٥) مثلاً. ونفترض في هذا الشكل أن مقاس الخطوة  $s_i$  يتزايد مع  $|x|$ .

يمكن توضيح الفائدة من التكمية غير المنتظمة اعتماداً على العلاقة التالية التي يمكن أن نستخدمها لإيجاد  $\overline{e_i^2}$  في الحالة العامة كبديل للعلاقة (7-48):

$$\overline{e_i^2} = E[e^2(x)] = \int_{-\infty}^{\infty} [e^2(x)]p(x)dx = \sum_i \overline{e_i^2} \quad (7-66)$$

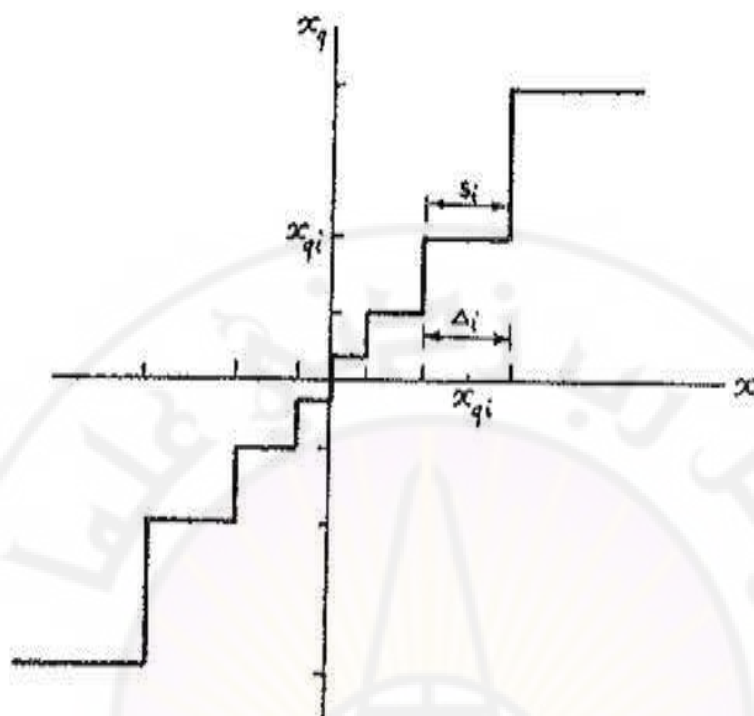
حيث تمثل  $\overline{e_i^2}$  قيمة  $e^2$  ضمن كل من مجالات التكمية  $\Delta_i$  على حدة:

$$\overline{e_i^2} = \int_{\Delta_i} e^2(x)p(x)dx \quad (7-67)$$

بافتراض أن مستوى التكمية  $x_{qi}$  يتوسط مجال التكمية  $\Delta_i$  ومقاس  $\Delta_i$  هو  $s_i$ ، يمكن أن نكتب:

$$\overline{e_i^2} = \int_{x_{qi}-\frac{s_i}{2}}^{x_{qi}+\frac{s_i}{2}} e^2(x)p(x)dx \quad (7-68)$$

يمكن الحصول على الأداء "الأمثل" لنظام PCM باختيار قيم  $s_i$  و  $x_{qi}$  التي تعطينا القيمة الأصغرية للمجموع  $\sum_i \overline{e_i^2}$  في (7-66) اعتماداً على (7-67) أو (7-68). ويتطلب ذلك معرفة تابع كثافة الاحتمال  $p(x)$  للإشارة المطلوب إرساؤها.



الشكل (١٥-٧) علاقة المخرج والدخل لكم غير منتظم.

يمكن تنفيذ ما يكافئ التكمية غير المنتظمة بإجراء ضغط (Compression) لـ  $x(t)$  وفق منحنٍ مناسب، كالمبين مثلاً في الشكل (١٦-٧)، على أن تنفذ بعد الضغط تكمية منتظمة للإشارة  $z(t)$  الناتجة عن الضغط. ويفترض في الحالة المذكورة إجراء توسيع (Expansion) في طرف الاستقبال لتصبح التشويه اللاخطي الناتج عن الضغط.

نبين في الشكل (١٦-٧) منحنى الضغط  $z(x)$  من أجل  $0 \leq x \leq 1$ ، مع افتراض أن المنحنى المذكور متناظر فردياً بحيث يكون  $z(x) = -z(|x|)$  من أجل  $-1 \leq x \leq 0$ . ويتضح من الشكل (١٦-٧) أن التكمية المنتظمة للإشارة الناتجة عن الضغط  $z(t)$  بخطوات مقاسها

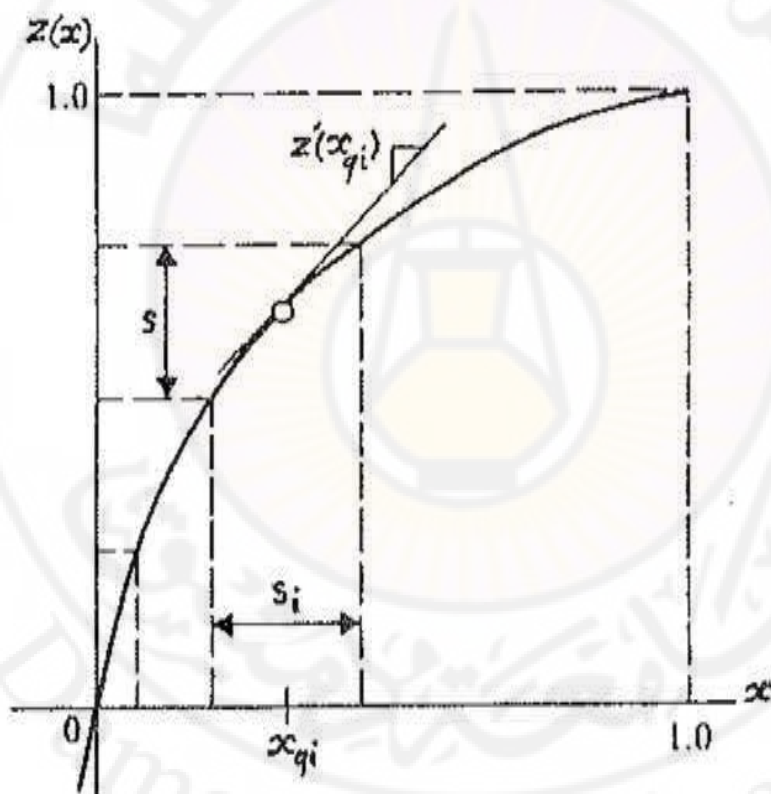
$s=2/q$  تكافئ التكمية غير المنتظمة لـ  $x(t)$  بخطوات ذات مقاسات مختلفة  $s_i$ . وبمكسن

أن نبين أننا نحصل على القيمة الأصغرية للنسبة  $\left(\frac{S_s}{N_q}\right)$  في خرج نظام PCM عندما

يكون مشتق تابع الضغط:

$$z'(x) = K\sqrt{p(x)} \quad (7-69)$$

حيث  $K$  ثابت.



الشكل (٧-١٦) علاقة الخرج والدخل لضغط.

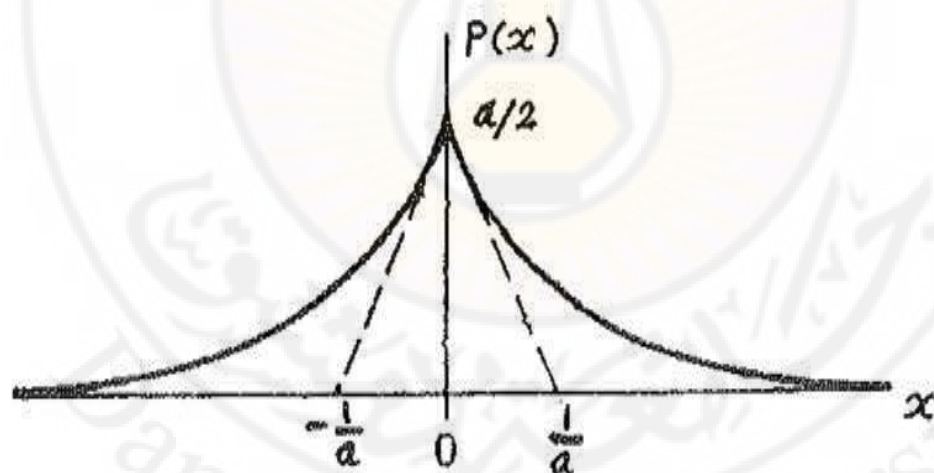
يستنتج من دراسات توزيع احتمالات الإشارة الكلامية أنه يمكن تقريب تابع كثافة الاحتمال لها بتوزيع لابلاس على النحو:

$$p(x) = \frac{a}{2} e^{-a|x|} \quad (7-70)$$

بحيث:

$$S_x = \sigma_x^2 = \frac{2}{a^2}, \quad \overline{|x|} = \frac{1}{a} \quad (7-71)$$

يبين الشكل (٧-١٧) منحنى  $p(x)$  وفق (7-70). ونجد أنه لا يمكن إجراء تقييس (Normalizing) لـ  $x$  بحيث تكون  $|x|_{\max} = 1$ ، لأن  $p(x) \rightarrow 0$  عندما  $x \rightarrow \infty$ . ولذا نختار القيمة  $|x| = 1$  كقيمة شبه الذروة (Quasi-Peak Value)، بمعنى اختيار قيمة  $a$  في (7-70) بحيث يكون  $P(|x| > 1) = 0.01$  مثلاً، بافتراض أن هذا يسمح لنا بإهمال القيم  $|x| > 1$  عملياً.



الشكل (٧-١٧) تابع كثافة الاحتمال وفق توزيع لابلاس.

يتبين وفق (7-70) أن احتمال كون  $|x|$  أكبر من قيمة معينة نرمز لها  $h$  هو:

$$P(|x| > h) = e^{-ah} \quad (7-72)$$

نجد أن  $P(|x| > 1) = 0.01$  إذا افترضنا  $a = 4.6$ . وهذا يقابل وفق (7-71) افتراض  $\sigma_x = 0.3$  أي  $S_x \approx 0.1$ . وطلبنا أن ذلك يعني أن القيمة  $|x| = 1$  هي قيمة "شبه الذروة"، يكون "عامل شبه الذروة" في الحالة المفترضة  $3 \approx \frac{1}{\sigma_x}$  (أي تكون قيمته بالديسيبل  $\delta = 10 \text{ dB}$ ).

نستنتج من (7-72) و (7-71) أن  $P(|x| > \sigma_x) = 0.24$ ، أي أن  $|x|$  تتجاوز القيمة الفعالة  $\sigma_x$  فقط 24% من الوقت. وبما أن  $\sigma_x \approx 0.3$ ، فهذا يعني أن قيم إشارة الكلام تكون صغيرة معظم الوقت، ولا تكون قيمتها كبيرة نسبياً إلا نادراً، ولذا يفضل اختيار مقاس خطوة التكمية  $\Delta$  صغيراً من أجل القيم الصغيرة لـ  $x(t)$  وبحيث يزداد مع ازدياد  $|x|$ ، كما سبق أن افترضنا في الشكل (٧-١٥)، نظراً لأنه يهيئنا بالنتيجة أن يكون المجموع  $\sum_{i=1}^N e_i^2$  في (7-66) أصغر ما يمكن. وينحني الأداء "الأمثل" باختيار منحني الضغط وفق (7-69). ونجد منحني الضغط "الأمثل" لإشارة الكلام وفق (7-70) من أجل  $x \geq 0$ :

$$z(t) = c \left( 1 - e^{-\frac{at}{\gamma}} \right) \quad (7-73)$$

حيث  $c$  ثابت ونحدده بحيث يكون  $z(1) = 1$ . ومن أجل  $a = 4.6$  نجد أن  $c = 1.275$ . عند اختيار منحني الضغط "الأمثل" لنظم PCM الهاتفية لا يكفي أن يؤخذ في الحسبان تابع كثافة الاحتمال لتكلم واحد وفق (7-70)، نتيجة الاختلاف الكبير لقيمة الاستطاعة  $S_x$  بين متكلم وآخر عند التحدث بالهاتف. وبنتيمة الدراسات النظرية والتجريبية التي أجريت للتوصل إلى منحني الضغط الأمثل لنظم PCM الهاتفية تم اعتماد قانونين للضغط عالمياً وهما قانون الضغط  $\mu$  ( $\mu$ -Law) وقانون  $A$  ( $A$ -Law)، ويطبق



القانون  $\mu$  في أمريكا الشمالية واليابان، بينما يطبق القانون  $A$  في أوروبا والأقطار العربية ومعظم بلدان العالم. وتكون علاقة المخرج والدخل للضاغط وفق القانون  $\mu$ :

$$|z(x)| = \frac{\ln(1 + \mu|x|)}{\ln(1 + \mu)} \quad |x| \leq 1 \quad (7-74)$$

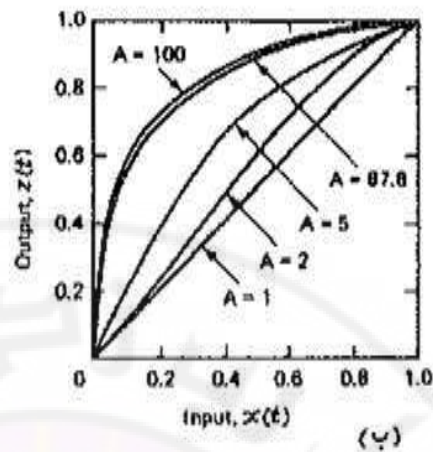
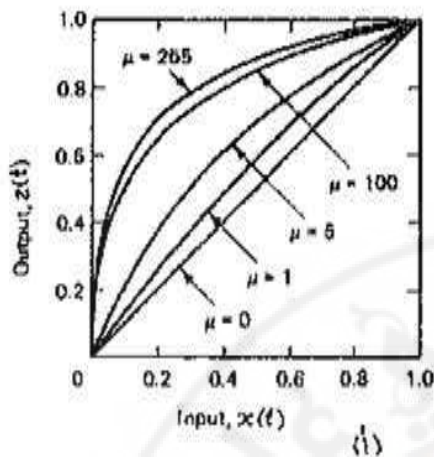
يبين الشكل (٧-١٨-أ) المنحنيات  $z(x)$  من أجل عدة قيم لـ  $\mu$  وبمحيث تقابل حالة عدم وجود ضغط  $\mu=0$ ، وهي حالة العلاقة الخطية. وقد طبق قانون  $\mu$  في أمريكا الشمالية واليابان أولاً من أجل  $\mu=100$  وبترميز 7bits، ثم طبق من أجل  $\mu=255$  بترميز 8bits. وفي حالة القانون  $A$  تكون علاقة المخرج والدخل:

$$|z(x)| = \begin{cases} \frac{A|x(t)|}{1 + \ln A} & 0 \leq |x(t)| \leq \frac{1}{A} \\ \frac{1}{1 + \ln(A|x(t)|)} & \frac{1}{A} \leq |x(t)| \leq 1 \end{cases} \quad (7-75)$$

يبين الشكل (٧-١٨-ب) العلاقة  $z(x)$  من أجل عدة قيم لـ  $A$ . ويطبق القانون  $A$  عملياً من أجل  $A=87.6$  بترميز 8bits.

نلاحظ أن العلاقة  $z(x)$  تكون خطية في حالة القانون  $A$  من أجل  $|x(t)| \leq \frac{1}{A}$ ، وهي تعد خطية أيضاً في حالة القانون  $\mu$  من أجل قيم صغيرة نسبياً لـ  $|x|$ .

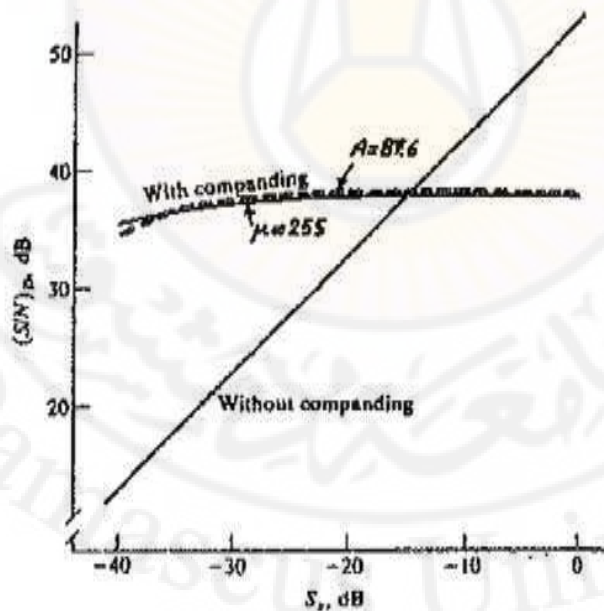
يبين الشكل (٧-١٩) علاقة النسبة  $\left(\frac{S}{N}\right)_D$  في خرج نظام PCM مع قيمة  $S_x$  في حالة الضغط والتوسيع وفق القانون  $\mu$  من أجل  $\mu=255$  والقانون  $A$  من أجل  $A=87.6$  وكذلك في حالة عدم وجود ضغط وتوسيع. وتتضح أفضلية الضغط والتوسيع وفق القانونين  $\mu$  و  $A$  بالنسبة  $\left(\frac{S}{N}\right)_D$  عندما  $S_x < -20dB$ . ومن المهم أيضاً ثبات النسبة  $\left(\frac{S}{N}\right)_D$  تقريباً وفق القانونين  $\mu$  و  $A$  لمدي واسع لتغير قيمة  $S_x$ .



الشكل (٧-١٨) علاقة الدخل والخروج للضاغط

أ- وفق القانون  $\mu$ .

ب- وفق القانون  $A$ .



الشكل (٧-١٩) أداء نظام PCM في حالة الضغط والتوسيع وفق القانون  $\mu$  وكذلك القانون  $A$ .

افترضنا ضمناً فيما سبق أنه يجري ضغط إشارة العينات  $x(kT_s)$  بضغوط وفق المنحني  $z(x)$  ومن ثم تجري تكمية منتظمة لإشارة العينات الناتجة في خرج الضاغط  $z_q(kT_s)$  وبحيث يتم لاحقاً ترميز كل من العينات المكماة  $z_q(kT_s)$  وبدلاً من ذلك يفضل عملياً إجراء تكمية منتظمة للعينات  $x(kT_s)$  ثم ترميز كل منها بـ  $12\text{bits}$ ، وبعدئذ يتم تحويل كل ترميزة خطية (Linear Code) من الترميزات الناتجة بترميزة مضغوطة (Compressed Code) بـ  $8\text{bits}$  بطريقة تكافئ ترميز كل من قيم العينات  $z_q(kT_s)$  بـ  $8\text{bits}$ .

## ٧-١٠ الترميز متعدد المستويات

يستنتج من العلاقة (٦-٦-٧) أن عرض المجال المطلوب لإرسال إشارة PCM في حالة الترميز الثنائي يمكن أن يكون كبيراً جداً نسبياً (بالمقارنة مع  $W$ ). ويمكن إنقاص عرض المجال المطلوب لإرسال إشارة PCM بتحويلها من إشارة ثنائية  $w_1(t)$  إلى إشارة متعددة المستويات  $w_2(t)$  باستخدام مبدل رقمي تماثلي DAC مخصص لـ  $N$  خانة ثنائية كما في الشكل (٧-٢٠-أ). وللتوضيح، سنفترض أنه يستخدم مبدل DAC لثلاث بتات (3bits DAC)، أي  $N=3\text{bits}$ ، ليحول الإشارة الثنائية  $w_1(t)$  من نوع Unipolar NRZ في الشكل (٧-٢٠-ب) إلى إشارة ثمانية المستويات  $w_2(t)$  في الشكل (٧-٢٠-ج). ويكون عدد المستويات الممكنة لإشارة خرج DAC هو  $M=2^N$ ، أي في الحالة المفترضة  $M=2^3=8$ . وترمز  $D$  في الشكل (٧-٢٠-ج) لمدة الرمز متعدد المستويات (Symbol Interval)، وهي تساوي  $3T_b$  كما يتضح من الشكل (٧-٢٠-ب)، ونكون كما في الحالة العامة  $D=NT_b$ .

مع أنه يفترض عادة استخدام DAC لتحويل إشارة رقمية إلى تماثلية، فهو يستخدم في الشكل (٧-٢٠-أ) لتحويل إشارة رقمية ثنائية إلى إشارة رقمية متعددة المستويات

[وفق الترميز الذي يعتمد على نظام العد ذي الأساس  $M$ ، أي النظام الثماني (Octal) في حالة الشكل (٧-٢٠-ج)، حيث  $M=8$ ]. وتمثل  $w_2(t)$  في الشكل (٧-٢٠-ج) الأرقام الثمانية  $m=0,1,2,...,7$ ، وبحيث يمثل المستوى  $-3.5V$  الرقم  $m=0$  بينما يمثل المستوى  $+3.5V$  الرقم  $m=7$ . ونلاحظ أن  $w_1(t)$  في الشكل (٧-٢٠-ب) تمثل خلال الفترة  $(0,D)$  العدد الثنائي 101 وهو يقابل بالعشري أو الثماني الرقم 5، ويمثله المستوى  $+1.5V$  في الشكل (٧-٢٠-ج). ويسمى الإرسال باستخدام الترميز متعدد المستويات (M-Ary or Multilevel Signaling). ويكون معدل التشوير (Signaling Rate) أو معدل الرموز (Symbol Rate) في الإشارة متعددة المستويات:

$$r = \frac{1}{D} \quad (7-76)$$

$$r = \frac{r_b}{N} = \frac{r_b}{\log_2 M}$$

ويعبر عن  $r$  بوحدة رمز في الثانية أو البود (Baud).

يتحدد عرض المجال المطلوب لإرسال الإشارة متعددة المستويات بالعلاقة (7-6-b) بعد استبدال  $r_b$  بـ  $r$ ، فنكتب:

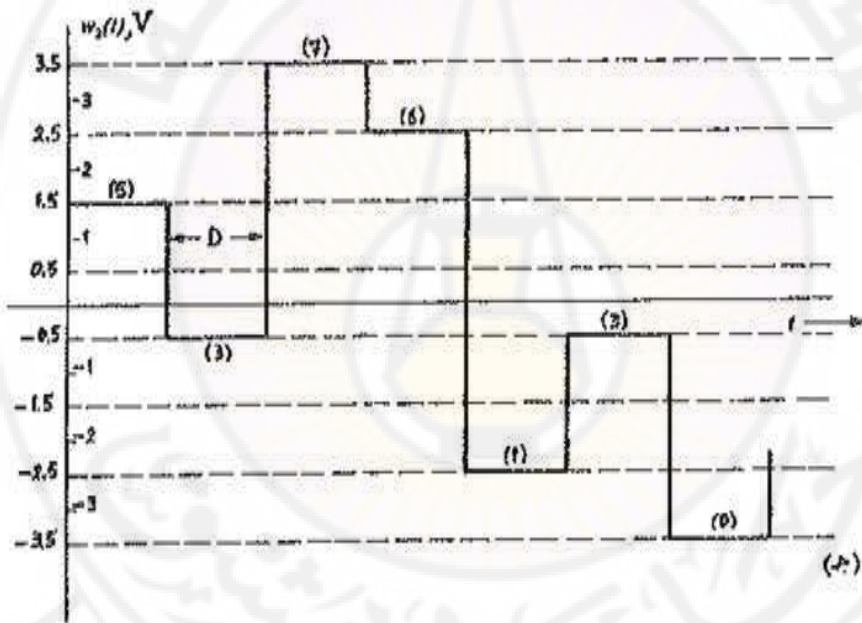
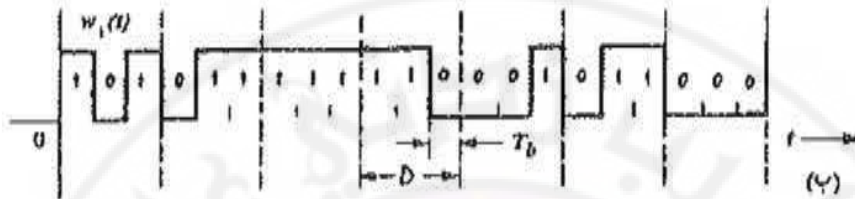
$$B_f \geq \frac{1}{2} r = \frac{1}{2} v f_s \geq v W \quad (7-77)$$

يمثل  $v$  هنا عدد الرموز الممثلة لكل عينة، أي:

$$v = \frac{v_b}{N} = \frac{v_b}{\log_2 M} \quad (7-78)$$

ورمزنا هنا بـ  $v_b$  لعدد البتات التي تمثل كل عينة في حالة الترميز الثنائي.





الشكل (٢-٧) تحويل الإشارة الرقمية الثنائية إلى إشارة متعددة المستويات

أ- مبدل رقمي ثنائي لـ  $N$  bits.

ب- إشارة الدخل الثنائية.

ج- إشارة المخرج متعددة المستويات  $(N=3, M=8)$ .



نستنتج وفق (7-76) و (7-77) أن:

$$B_T \geq \frac{1}{2} r = \frac{1}{2} \frac{r_b}{N} = \frac{1}{2} \frac{r_b}{\log_2 M} \quad (7-79)$$

يكون معدل البتات المتاح في حالة التشوير متعدد المستويات:

$$r_b = N.r \leq 2NB_T = 2B_T \log_2 M \quad (7-80)$$

تسمى النسبة  $\frac{r_b}{B_T}$  المردود الطيفي (*Spectral Efficiency*) ويعبر عنها بوحدة بت في

الثانية/هرتز (*bps/Hz*). وفي حالة التشوير متعدد المستويات يكون:

$$\frac{r_b}{B_T} \leq 2 \log_2 M \quad (7-81)$$

ومن أجل  $M=8$  مثلاً يكون  $\frac{r_b}{B_T} \leq 6 \text{ bps/Hz}$ ، بينما في حالة الترميز الثنائي يكون

$$\frac{r_b}{B_T} \leq 2 \text{ bps/Hz}$$

يعبر عن الإشارة المتعددة المستويات بالعلاقة التالية التي تقابل (7-7) في حالة الترميز الثنائي:

$$w(t) = \sum_j a_j p(t - jD) \quad (7-82)$$

تمثل  $p(t)$  هنا الشكل الأساسي للنضات ويفترض غالباً كثيفة مستطيلة على غرار (7-

8). وفي حالة الترميز بنضات متعددة المستويات من نوع *NRZ* كما في الشكل (7-

٢٠-ج) نفترض عرض النضات  $T=D$ ، بحيث نكتب:

$$p(t) = \Pi\left(\frac{t-T/2}{T}\right) = \Pi\left(\frac{t-D/2}{D}\right) \quad (7-83)$$

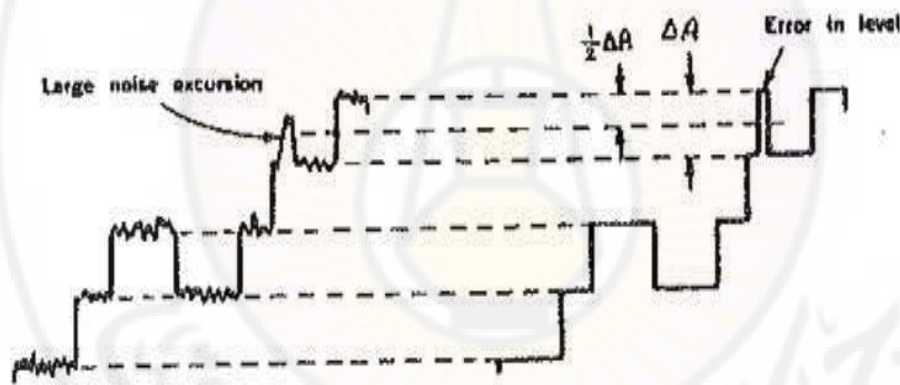
يمكن أن تستخدم أيضاً نضات متعددة المستويات من نوع *RZ*، ويفترض عرضها عادة

$$T=D/2$$

ترمز  $a_i$  في (7-82) لقيم مطالات النبضات الممثلة للرموز، وهي تمثل في حالة الشكل (٧-٢٠ ج) المستويات الممثلة للأرقام الثمانية  $m=0,1,2,...,7$ .

يمكن تحديد عرض المجال المطلوب لإرسال الإشارة متعددة المستويات بترميز NRZ و RZ وفق العلاقات [(7-20)-(7-17)] بعد استبدال  $r_b$  بـ  $r$ .

يوضح الشكل (٧-٢١) كيف يمكن إعادة توليد الإشارة متعددة المستويات (في طرف الاستقبال) بأسلوب مشابه لأسلوب إعادة توليد الإشارة الثنائية في الشكل (٧-١١)، بحيث يتم التخلص من الضجيج العشوائي مع حدوث بعض الأخطاء بالرموز عندما تتجاوز قيمة مجموع الإشارة مع الضجيج العتبة الممثلة لمتوسط المجال  $\Delta A$  بين مستويين متتاليين من المستويات الممثلة للرموز.



الشكل (٧-٢١) إعادة توليد الإشارة متعددة المستويات.

يتبين أن احتمال خطأ الرموز عند إعادة توليد الإشارة متعددة المستويات أكبر كثيراً من احتمال خطأ البتات عند إعادة توليد الإشارة الثنائية من أجل القيمة نفسها للنسبة

في  $\left(\frac{S}{N}\right)_n$  دخل قسم الاستقبال، وذلك لأن التباعد بين مستويين متتاليين في الإشارة متعددة المستويات يقل كلما زاد عدد المستويات  $M$  من أجل قيمة معينة لاستطاعة الإشارة.

نستنتج مما سبق أن الترميز متعدد المستويات يحقق ميزة إنقاص عرض المجال المطلوب للإرسال بالمقارنة مع التمثيل الثنائي، ولكنه يتطلب زيادة استطاعة الإرسال حتى لا تزداد احتمالات الخطأ عند إعادة التوليد في طرف الاستقبال.

## ٧-١١ التداخل بين الرموز

يمكن أن يحدث التداخل بين الرموز (*Intersymbol Interference*) نتيجة للأسباب نفسها التي تؤدي إلى التسميع التداخلي في نظم *TDM* في البند (٦-١٣)، ويضاف إليها أيضاً عدم الدقة الكافية للتزامن (*Synchronization*) في قسم إعادة توليد الإشارة الرقمية في الشكل (٧-١٠).

## ٧-١٢ التجميع بتقسيم الزمن في نظم *PCM*

سبق أن أوضحنا طريقة التجميع بتقسيم الزمن *TDM* في البند (٦-١١) لحالة نظم التعديل النبضي التماثلي (*PAM, PDM, PPM*). وتطبق طريقة *TDM* أيضاً في نظم *PCM*. وتعد نظم *TDM-PCM* أكثر نظم *TDM* استخداماً وأكثرها أهمية. وتصنف نظم *TDM* الرقمية عادة إلى نظم متزامنة *Synchronous* ونظم غير متزامنة *Asynchronous*. وفي حالة نظم *TDM* المتزامنة يتم الحصول على كل تدفقات المعطيات بتزامن مع ساعة رئيسية (*Master Clock*)، بينما تتم مزامنة تدفقات المعطيات في نظم *TDM* غير المتزامنة بعملية تسمى حشو أو تحشية النبضات

(Pulse Staffing). ويقصد هذه العملية إضافة أو تحثية نبضات (أرقام ثنائية) بحيث يظل معدل البتات ثابتاً تقريباً.

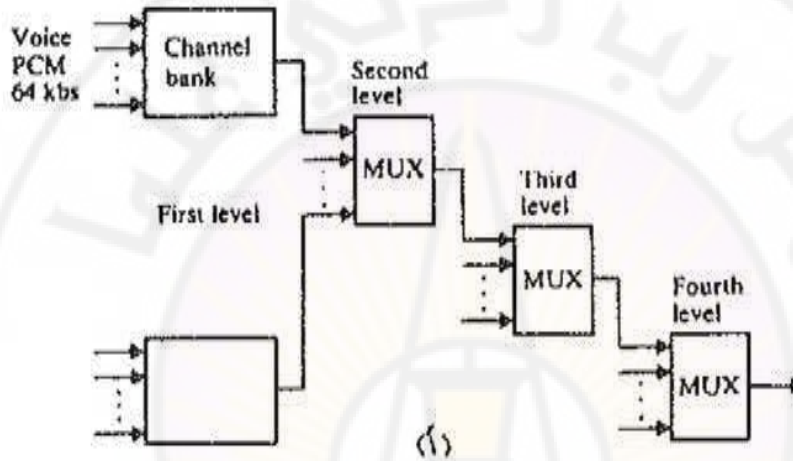
تعمل مجمعات TDM-PCM بطريقة التشابك كلمة-كلمة (Word Interleaving) أو طريقة التشابك خانة-خانة (Bit Interleaving). ويقصد بالتشابك كلمة-كلمة الحالة التي يقوم فيها بجمع TDM-PCM بأخذ كلمة ثنائية من كل إشارات الدخول الرقمية (بحيث يكون عمله مكافئاً لعمل مجمع TDM-PAM تمرر إشارة مخرجه بمرمز PCM). أما طريقة التشابك خانة-خانة، فيقصد بها أخذ أول خانة من كل من الكلمات الرقمية في إشارات الدخول بالتتابع، ثم تكرار ذلك للخانات التالية.

يوضح الشكل (٧-٢٢-أ) البنية "الهرمية" أو "التراتبية" (Hierarchy) المعتمدة عالمياً لنظم التجميع الرقمي المعتمدة للاتصالات الرقمية، وفق الجدول المبين في الشكل (٧-٢٢-ب). وقد اعتمدت في أمريكا الشمالية واليابان ترابعية شركة AT&T الأمريكية (American Telephone and Telegraph)، بينما اعتمدت في أوروبا (والأقطار العربية أيضاً) ترابعية الهيئة الاستشارية للهاتف والتلغراف CCITT (أو ITU-T). ويخصص ما يسمى بنك القنوات (Channel Bank) لتجميع إشارات صوتية كلامية (Voice Signals) بطريقة TDM/PCM، بحيث يكون معدل البتات لكل منها 64kbps [راجع المثال (٧-٢)]. ويكون عدد الإشارات الكلامية التي يتم تجميعها في المستوى الأول (First Level) هو 24 في نظام AT&T و 30 في نظام CCITT.

في نظام AT&T يتم تجميع 24 إشارة كلامية بمجمع (Multiplexer) يعمل بأسلوب مكافئ لعمل مجمع TDM/PAM في الشكل (٦-١٩)، مع ترميز كل عينة من عينات إشارات الدخول بطريقة PCM بـ 8bits. وتسمى فترة "دورة" واحدة للمجمع فترة الإطار (Frame)، ويكون تردد الاعتيان أو سرعة "دوران" المجمع  $f_s = 8kHz$ ، ولذا تكون مدة الإطار  $T_s = 1/f_s = 125\mu s$ . وتؤخذ خلال فترة الإطار كلمة ثنائية 8bits من



كل قنوات الدخل التي عددها 24، وتضاف أيضاً  $1 \text{ bit}$  من أجل مزامنة الأطر  
(Framing) في طرف الاستقبال. ويعني ذلك أن كل إطار يتألف من  $193 \text{ bits}$ ، بحيث  
تكون فترة كل بت  $T_b = 125/193 = 0.648 \mu\text{s}$ . ويكون معدل البتات  
 $r_b = 193 \times 8 \text{ kHz} = 1544 \text{ kbps}$ .



|              | AT & T           |                   | CCIT             |                   |
|--------------|------------------|-------------------|------------------|-------------------|
|              | Number of inputs | Output rate, Mbps | Number of inputs | Output rate, Mbps |
| First level  | 24               | 1.544             | 30               | 2.048             |
| Second level | 4                | 6.312             | 4                | 8.448             |
| Third level  | 7                | 44.736            | 4                | 34.368            |
| Fourth level | 6                | 274.176           | 4                | 139.264           |

(ب)

الشكل (٧-٢٢)

أ-ترابيد التجميع الرقمي للاتصالات الرقمية.

ب-عدد المدخل ومعدل بتات المخرج.



نجد في نظام CCITT أيضاً أن تردد تكرار الإطار  $f_s = 8kHz$  بحيث تكون مدة الإطار أيضاً  $T_s = 1/f_s = 125\mu s$ . ونقسم فترة الإطار إلى فترات متساوية عددها 32 وترقم من 0 حتى 31. وتسمى كل من هذه الفترات حيز زمني أو شق زمني (Time Slot) لقناة ومدة كل منها  $125/32 = 3.9\mu s$ . وتخصص الحيزات الزمنية أو الفترات رقم 1-15 وكذلك رقم 17-31 للقنوات الكلامية، بينما تستخدم الفترتان رقم 0 و 16 لإرسال بيانات خاصة بالتزامن والتحكم وكذلك معلومات التشوير (Signaling) التي يقصد بها في النظم الهاتفية نبضات المراقبة (Dial Pulses) وإشارات "المشفولية" وغيرها (وتخصص لإرسال تلك المعلومات في نظام AT&T بتات معينة من الكلمات الثنائية لقنوات PCM الكلامية). ويكون معدل البتات في خرج مجمع المستوى الأول لـ 30 قناة كلامية في نظام CCITT:  $32 \times 8 \times 8kHz = 2048kbps = 2.048Mbps$ .

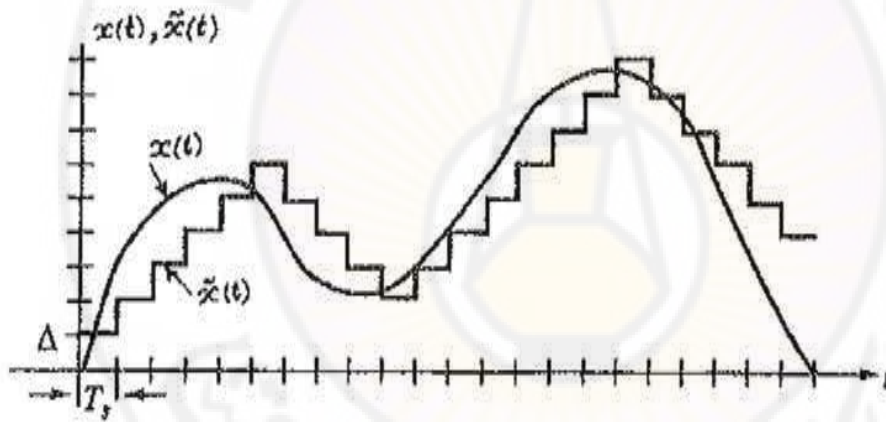
## ٧-١٣ تعديل دلتا

تستخدم طريقة تعديل دلتا (Delta Modulation) DM في بعض الحالات كبديل لطريقة PCM من أجل النقل الرقمي للإشارات التماثلية (كالإشارات السمعية Audio أو المرئية Video) بعرض مجال أقل مما نحتاج إليه في حالة PCM وبمجهيزات أبسط. يعتمد مبدأ تعديل دلتا مقارنة الإشارة التماثلية  $x(t)$  مع جهد درجي (Staircase Voltage) كما في الشكل (٧-٢٣)، يتم توليده بدارة مناسبة بحيث يمثل تقريباً درجياً (Stepwise Approximation) للإشارة  $x(t)$ ، وبحيث يقفز الجهد الدرجي  $\tilde{x}(t)$  للأعلى بمقدار نمرز له  $\Delta$  عندما تكون  $x(t) > \tilde{x}(t)$ ، بينما يقفز  $\tilde{x}(t)$  للأسفل بمقدار  $\Delta$  عندما تكون  $x(t) < \tilde{x}(t)$ . وتمثل قيمة القفزة  $\Delta$  مقياس الخطوة (Step Size) في تعديل دلتا. ويتم مقارنة  $x(t)$  و  $\tilde{x}(t)$  بمقارن جهد، ينتج في خرج جهده مرتفع (أي 1 منطقي) في حالة كون  $x(t) > \tilde{x}(t)$  أو جهد منخفض (أي 0 منطقي) في الحالة

المعاكسة. ويستخدم جهد خرج المقارن للتحكم في دارة توليد الجهد الدرجي لكسي  
تزداد قيمته أو تنخفض بمقدار يساوي  $\Delta$  تبعاً لقفزات جهد خرج المقارن.  
يمكن أن يستخدم جهد خرج المقارن نفسه كإشارة خرج لمعدل دلتا، وهي إشارة  
رقمية ثنائية تمثل في حالة الشكل (٧-٢٣) التابع الثنائي:

1111110000111111100000

يستخدم قبل معدل دلتا غالباً أخذ عينات يقوم باعتيان الإشارة  $x(t)$  بعد ترشيحها  
بـ  $LPI$ ، ومن ثم تقارن العينات  $x(kT_s)$  مع الجهد الدرجي  $\tilde{x}(t)$ . بمقارن جهد يتحكم  
خرجه في دارة توليد الجهد الدرجي بحيث تتبع قفزاته مباشرة لحظات الاعتيان  $t = kT_s$ .



الشكل (٧-٢٣) مبدأ تعديل دلتا.

سنرمز للعينات  $x(kT_s)$  في الشرح اللاحق بـ  $x(k)$  لتبسيط الكتابة. وسنفترض أن  
معدل الاعتيان أعلى كثيراً من معدل نايكويست، بحيث تكون قيمة كل عينة  $x(k)$   
قريبة لقيمة العينة السابقة  $x(k-1)$ ، فنكتب:

$$x(k) \approx x(k-1) \quad (7-84)$$

يمكن أن يعد تعديل دلتا نوعاً من الترميز التنبؤي (Predictive Coding)، يفترض أنه يجري توليد الجهد الدرجي  $\tilde{x}(t)$ ، بحيث تكون قيمته في كل من لحظات الاعتيان  $t=kT_s$  أقرب ما يمكن للقيمة  $x_q(k)$  التي نقصد بها قيمة مكماة لـ  $x(k)$ . ويقال في تلك الحالة أن قيمة الجهد الدرجي في اللحظة  $t=kT_s$  تمثل القيمة المكماة المتنبأ بها (Quantized Predicted Value) وسنرمز لها  $\tilde{x}_q(k)$ . ويمكن أن نأخذ على أنها  $\tilde{x}_q(k)$  وفق (7-84) القيمة المكماة للعينة السابقة:

$$\tilde{x}_q(k) \approx x_q(k-1) \quad (7-85)$$

يمكن الحصول على  $x_q(k-1)$  بإمرار  $x_q(k)$  بمسوخر (Delayer)، أي بنسب تسخير (Delay Line) أو دائرة تأخير على أن تكون مدة التأخير مساوية لـ  $T_s$ . ويكون خطأ التنبؤ:

$$e_q(k) = x_q(k) - \tilde{x}_q(k) \quad (7-86)$$

نكتب بالتالي:

$$x_q(k) = \tilde{x}_q(k) + e_q(k) \quad (7-87)$$

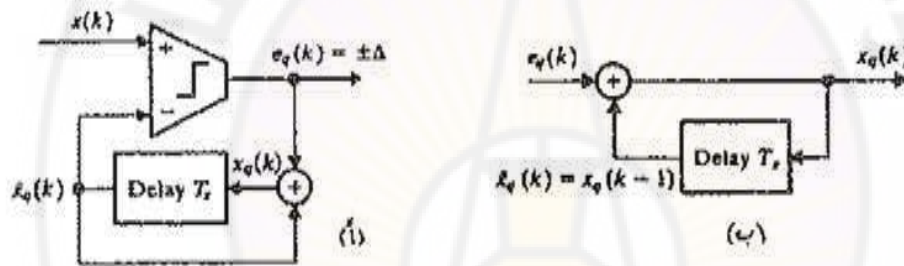
يبين الشكل (٧-٢٤-أ) نظاماً لتعديل دلتا يعتمد على (7-87) و (7-85)، ويؤدي فيه مقارن الجهد عمل مكّم ثنائي (Binary Quantizer) أو مبدل ثنائي رقمي لـ 1 bit، ويكون مخرجه  $\pm \Delta$  تبعاً للفرق بين قيمة  $x(k)$  و  $\tilde{x}_q(k)$ ، وبحيث يتم الحصول على  $\tilde{x}_q(k)$  بدارة مراكم (Accumulator)، وهي الدارة المولفة من دارة جمع ومسوخر، بافتراض مدة التأخير  $T_s$ . ولكي نوضح كيف يعمل المراكم نكتب:

$$x_q(k) = e_q(k) + \tilde{x}_q(k) = e_q(k) + x_q(k-1) \quad (7-88)$$

بالمثل نجد أن  $x_q(k-1) = e_q(k-1) + x_q(k-2)$ . ونتابع بالأسلوب نفسه، فنكتب:

$$\begin{aligned} x_q(k) &= e_q(k) + e_q(k-1) + x_q(k-2) \\ &= e_q(k) + e_q(k-1) + e_q(k-2) + \dots \end{aligned} \quad (7-89)$$

نستنتج أن المراكز يقوم بمراقبة أخطاء التنبؤ لنحصل بالنتيجة على  $x_q(k)$  في خرج دائرة المجموع، بينما نحصل على  $x_q(k-1)$  أو  $\tilde{x}_q(k)$  في خرج دائرة التأخير (المؤخر). تقارن  $x(k)$  مع الجهد الدرجي  $\tilde{x}_q(k)$  الناتج في خرج دائرة التأخير في الشكل (٧-٢٤-١) بمقارن جهد لينتج في مخرجه خطأ التنبؤ  $e_q(k) = \pm \Delta$ ، وتستخدم  $e_q(k)$  كإشارة مخرج لمعدل دلتا. ونحصل منها في قسم الاستقبال على  $x_q(k)$  بواسطة مراكز كما هو مبين في الشكل (٧-٢٤-ب)، وهو مماثل للمراكز المستخدمة في معدل دلتا في (٧-٢٤-أ).



الشكل (٧-٢٤)

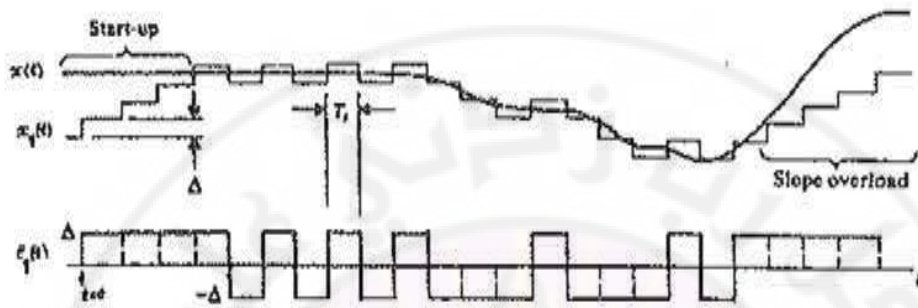
أ- معدل دلتا.

ب- المراكز.

يوضح الشكل (٧-٢٥) كيف نرسم  $x_q(t)$  و  $e_q(t)$  من أجل أي شكل لـ  $x(t)$ ، ويكافئ تغير  $x_q(t)$  و  $e_q(t)$  مع الزمن تغير  $x(k)$  و  $e_q(k)$  في الشكل (٧-٢٤) تبعاً لـ  $kTs$ . وبالمثل سوف نستخدم الرمز  $\tilde{x}_q(t)$  بحيث يقابل  $\tilde{x}_q(k)$  في الشكل (٧-٢٤) ويكافئ  $x_q(t-T_s)$  في الشكل (٧-٢٥)، أي يكافئ  $x_q(t)$  بعد تأخيره لمدة  $T_s$ . ونفترض في الشكل (٧-٢٥) أن  $x(kTs)$  التي يتم الحصول عليها من  $x(t)$  بدارة S/H



تقارن. تقارن الجهد مع  $\tilde{x}_q(t) = x_q(t - T_s)$  في اللحظات  $t = T_s$  وينتج في خرج المقارن خطأ التنبؤ  $e_q(t)$ .



الشكل (٧-٢٥) أشكال إشارات نظام DM.

نفترض في الشكل (٧-٢٥) أن معدل DM يبدأ بالقيمة  $\tilde{x}_q(0) = 0V$  كنسبة أولي، بحيث تكون  $x(0) > \tilde{x}_q(0)$ ، ومن ثم تكون  $e_q(0) = +\Delta$ ، وتغذى خلفياً عن طريق المراكم للحصول على قيمة جديدة متباعدة بها هي:

$$\tilde{x}_q(T_s) = \tilde{x}_q(0) + e_q(0) = 0 + \Delta = +\Delta$$

أي تكون  $x_q(0) = \tilde{x}_q(T_s) = +\Delta$  ونظراً لكون  $x(T_s) > x_q(0)$  أي  $x(T_s) > \tilde{x}_q(T_s)$ ، فلذلك نكون  $e_q(T_s) = +\Delta$  ومن ثم تكون:

$$\tilde{x}_q(2T_s) = \tilde{x}_q(T_s) + e_q(T_s) = +2\Delta$$

أي يكون  $x_q(T_s) = \tilde{x}_q(2T_s) = +2\Delta$  وعلى هذا النحو يتزايد  $x_q(t)$  خلال فترة الابتدء (Start-Up) بشكل درجي بخطوات كل منها  $+\Delta$ . ويتوقف عندما يصبح  $\tilde{x}_q(kT_s) > x(kT_s)$  أي  $x_q(k-1) > x(k)$  ومن ثم تصبح  $e_q(kT_s) = -\Delta$ . ونفترض في الفترة اللاحقة أن تبقى ثابتة تقريباً، فتتغير  $x_q(t)$  للأعلى والأسفل بالتناوب وفق



ما يوصف بسلوك اصطلياد (Hunting Behavior). وعندما تتغير  $x(t)$  فيما بعد مع الزمن تلاحقها  $\tilde{x}_q(t)$  بشكل درجي. ونفترض على يمين الشكل (٧-٢٥) أن  $x(t)$  تتزايد بسرعة تفوق مقدرة معدل دلتا على الملاحقة، فنحدث الظاهرة المسماة زيادة تحميل الميل (Slop Overload).

تدل تسمية تعديل دلتا  $DM$  على أن كل عينة في دخل المعدل  $x(k)$  ترمز في خرج المعدل  $e_q(k)$  بنبضة واحدة ارتفاعها  $+\Delta$  أو  $-\Delta$ . ويمكن أن ننظر إلى  $e_q(k)$  أيضاً كإشارة ثنائية ذات معدل تشوير  $r_s = f_s$ ، لأن كل عينة ترمز بـ  $1 \text{ bit}$ . ولذلك يسمى  $DM$  أحياناً  $PCM$  بخانة ثنائية واحدة ( $1\text{-bit PCM}$ ). ويكون عرض المجال الأصغري اللازم لإرسال إشارة  $DM$  وفق (7-6-b) من أجل  $v=1$ :

$$B_{T(\min)} = \frac{1}{2} r_h = \frac{1}{2} f_s \quad (7-90)$$

قد يبدو أن قيمة  $B_T$  في حالة  $DM$  يمكن أن تكون أقل كثيراً مما في حالة  $PCM$ . ولكن  $f_s$  في حالة  $DM$  يجب أن يفوق كثيراً معدل نايكويست حتى يمكن الاعتماد على العلاقة التقريبية (7-84). ولذلك قد لا تتحقق أفضلية  $DM$  على  $PCM$  بقيمة  $B_T$ .

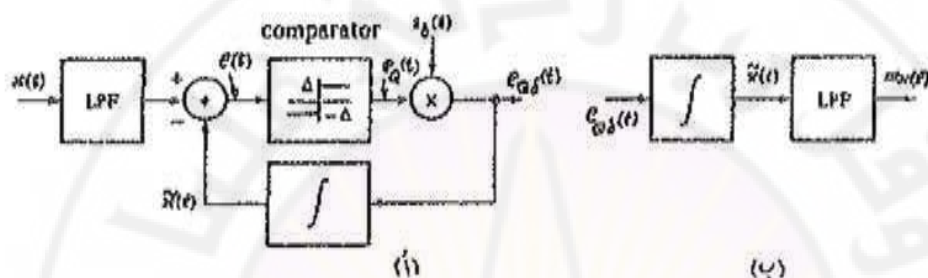
يمكن أن نستخدم كبديل للمراكم في معدل دلتا في الشكل (٧-٢٤) أخذ عينات مثالية ( $Ideal \text{ Sampler}$ ) ومكامل كما هو مبين في الشكل (٧-٢٦) ونفترض في هذا الشكل أن  $x(t)$  تقارن مع الجهد الدرجي  $\tilde{x}(t)$  بدارة طرح يتبعها مقارن جهدي. ويكون خرج دائرة الطرح:

$$e(t) = x(t) - \tilde{x}(t) \quad (7-91)$$

يقارن  $e(t)$  بمقارن الجهد مع  $0V$ ، فيكون خرج المقارن  $e_a(t) = \pm \Delta$  تبعاً للإشارة الجبرية لـ  $e(t)$ . ويقوم أخذ العينات المثالية بضرب  $e_q(t)$  بقطار نبضات ديراك:

$$s_\delta(t) = \sum_k \delta(t - kT_s) \quad (7-92)$$

وتمثل ناتج الضرب  $e_{Q\delta}(t) = e_a(t)s_{\delta}(t)$  عينات متساوية موزونة بقيمة  $e_{Q\delta}(kT_s)$  أي  $\pm\Delta$  تبعاً للإشارة الجبرية لـ  $e(kT_s)$ . ويتبع عن مكاملة  $e_{Q\delta}(kT_s)$  الجهد التدريجي  $\tilde{x}(t)$ . ويفسر هذا بأنه يتبع عن مكاملة  $\delta(t)$  تابع الدرجة أو الخطوة الواحدة  $u(t)$ ، ولذا ينتج عن مكاملة نبضات ديراك الموزونة بـ  $\pm\Delta$  قفزات جهده، مقاس كل منها  $\pm\Delta$ .



الشكل (٧-٢٦)

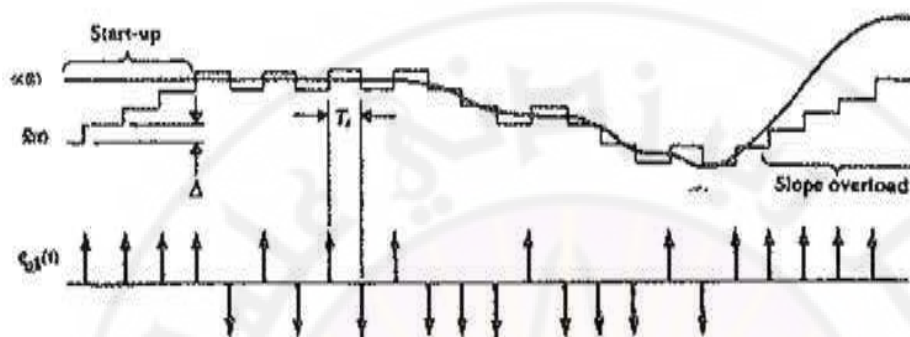
أ- معادل دلتا يستخدم فيه أخذ عينات متساوية ومكامل.

ب- كاشف تعديل  $DM$ .

يفترض في الشكل (٧-٢٦-أ) أن الإشارة المرسله هي إشارة العينات المتساوية  $e_{Q\delta}(t)$  [أي عملياً نبضات ضيقة لدرجة كافية ومتبدلة القطبية تبعاً للإشارة الجبرية لـ  $e(kT_s)$  أو  $e_{Q\delta}(kT_s)$ ]. ويستخدم لكشف تعديل  $e_{Q\delta}(t)$  في قسم الاستقبال مكامل و  $LPF$  كما في الشكل (٧-٢٦-ب)، حيث ينتج في مخرج المكامل الجهد التدريجي  $\tilde{x}(t)$ . ويستخدم  $LPF$  لتنعيم قفزات  $\tilde{x}(t)$  لتحصل على إشارة مماثلة تقريباً لـ  $x(t)$ .

يبين الشكل (٧-٢٧) كيف تكون  $e_{Q\delta}(t)$  بافتراض الإشارة  $x(t)$  هي نفسها المفترضة في الشكل (٧-٢٥). وتمثل  $\tilde{x}(t)$  في الشكل (٧-٢٧) الجهد التدريجي الناتج عن مكاملة  $e_{Q\delta}(t)$  [وعند رسم  $\tilde{x}(t)$  نحدد اتجاه كل من القفزات نحو الأعلى ونحو الأسفل

تبعاً لكون  $x(t)$  أكبر أو أصغر من  $\bar{x}(t)$  في النقطة التي ينبغي أن تبدأ منها القفزة وبحيث  
تقابل  $t=kT_s$ .



الشكل (٧-٢٧) أشكال الإشارات في معدل دلتا يستخدم فيه أخذ عينات متتالية ومكامل.

نجد بالنتيجة أن  $\bar{x}(t)$  في الشكل (٧-٢٧) مماثلة لـ  $\bar{x}_q(t)$  في الشكل (٧-٢٥).  
وتكون  $e_q(t)$  في الشكل (٧-٢٦) مماثلة لـ  $e_q(t)$  في الشكل (٧-٢٤) أو  
الشكل (٧-٢٥)، فيما إذا افترضنا استخدام دائرة  $S/H$  قبل معدل دلتا في الشكل  
(٧-٢٦)، بحيث تستبدل فيه  $x(t)$  بـ  $x(k)$ .

يتحدد عرض المجال الأصغري المطلوب لإرسال  $e_q(t)$  في الشكل (٧-٢٧) بالعلاقة  
(٧-٩٠) نفسها في حالة استخدام طريقة ترشيح المجال الأساسي وفق نايكويست في  
البند (٦-١٢).

## ٧-١٤ أداء نظام تعديل دلتا

نبدأ تحليل أداء نظام  $DM$  باستنتاج شرط عدم حدوث التحميل الزائد للميل. وبما أن  
الجهد الدرجي  $\bar{x}(t)$  في الشكل (٧-٢٧) مثلاً يقفز بمقدار  $\pm \Delta$  كل فترة مساوية  $T_s$  أو

$1/f_s$ ، فلذلك يكون الميل الأعظمي لـ  $\bar{x}(t)$  مساوياً  $f_s \Delta$ ، ولذا يكون الشرط الكافي للملاحقة الميل:

$$f_s \Delta \geq |\dot{x}(t)|_{\max} \quad (7-93)$$

حيث  $\dot{x}(t) = \frac{dx}{dt}$ ، وبافتراض أن  $x(t)$  هي نغمة تعديل (Modulating Tone)، بحيث:

$$x(t) = \alpha \cos 2\pi f_m t$$

فيكون:

$$|\dot{x}(t)|_{\max} = 2\pi f_m \alpha \quad (7-94)$$

ونكتب وفق (7-93):

$$f_s \Delta \geq 2\pi f_m \alpha \quad (7-95)$$

$$f_s \geq \frac{2\pi f_m \alpha}{\Delta} \quad (7-96)$$

ينبغي أن تكون  $\Delta$  أصغر كثيراً من مدى تارجح  $x(t)$  أي  $\Delta < 2\alpha$ ، لكي تمثل  $\bar{x}(t)$  تقريباً جيداً لـ  $x(t)$ ، ولذا يجب أن يكون:

$$f_s \geq \frac{2\pi f_m \alpha}{\Delta} \gg \pi f_m \quad (7-97)$$

يطبق هذا الشرط أحياناً لأي إشارة  $x(t)$  بافتراض أن عرض مجالها  $W$  وبافتراض أن  $|x(t)| \leq \alpha$ ، فنكتب بعد استبدال  $f_m$  بـ  $W$ :

$$f_s \geq \frac{2\pi W \alpha}{\Delta} \gg \pi W \quad (7-98)$$

أي ينبغي اختيار  $f_s$  أكبر كثيراً من معدل نايكويست  $2W$ . ولذا قد يكون عرض المجال المطلوب للإرسال في حالة  $DM$  وفق (7-90) أكبر مما في حالة  $PCM$ .

تحدد جودة أداء نظام  $DM$  غالباً بدرجة تأثير خطأ التكمية  $e(t)$  الذي يمثل الفرق بين  $x(t)$  و  $\bar{x}(t)$  وفق (7-91) في حالة عدم حدوث التحميل الزائد للميل. ويسمى خطأ

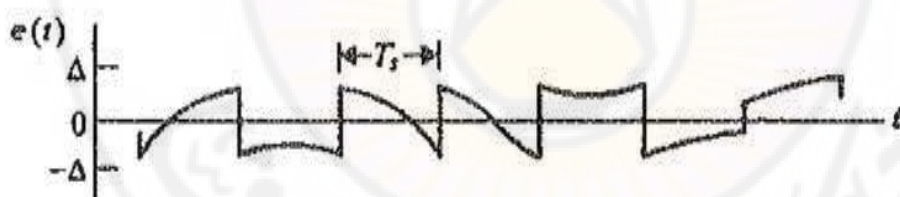


التكمية في حالة  $DM$  ضجيج التكمية أو الضجيج الحبيبي (*Granular Noise*) كما في حالة  $PCM$ . وبين الشكل (٧-٢٨) شكلاً نموذجياً لـ  $e(t)$  وفق (7-91) في حالة عدم حدوث التحميل الزائد للميل. ونلاحظ أن  $|e(t)| \leq \Delta$ ، ويعد  $e(t)$  موزعاً بانتظام ضمن المجال  $[-\Delta, \Delta]$  بحيث يكون  $P(e) = 1/2\Delta$  في المجال المذكور مثل  $P(e_q)$  في حالة  $PCM$  في الشكل (٧-١٤)، فيما إذا افترضنا  $\Delta = 2s$ ، حيث  $s$  خطوة التكمية في  $PCM$ . ومن ثم نجد بالمقارنة مع (7-49) أن:

$$\overline{e^2} = \frac{\Delta^2}{3} \quad (7-99)$$

يعد طيف الاستطاعة لـ  $e(t)$  محدوداً أساساً بالمجال  $|f| \leq f_s$ ، كما يعد منتظماً تقريباً داخل ذلك المجال، بحيث تكون الكثافة الطيفية للاستطاعة لـ  $e(t)$ :

$$G_e(f) \approx \frac{\overline{e^2}}{2f_s} \quad |f| \leq f_s \quad (7-100)$$



الشكل (٧-٢٨) ضجيج التكمية في نظام  $DM$ .

لا تمثل القيمة  $\overline{e^2}$  المحددة وفق (7-99) استطاعة ضجيج التكمية  $N_q$  في مخرج قسم كشف تعديل  $DM$  في الشكل (٧-٢٦ ب) مثلاً لأن  $LPF$  يقوم بترشيح الإشارة الدرجية  $\tilde{x}(t)$  بعرض مجال يساوي  $W$ ، أي أقل كثيراً من  $f_s$  وفق (7-98) [بينما يقسم  $LPF$  في قسم استقبال  $PCM$  في الشكل (٧-٥ أ) بإعادة تركيب الإشارة من قسم

العينات المكعبة  $x_q(kT_s)$  ويختار عرض مجاله مساوياً تقريباً لـ  $\frac{1}{2}f_s$ . ويستنتج أن استطاعة ضجيج التكمية في مخرجه تساوي  $\overline{e_q^2}$ . وتكون استطاعة ضجيج التكمية في قسم استقبال DM:

$$N_q = \int_{-W}^W G_e(f) df \approx 2W \left( \frac{\overline{e^2}}{2f_s} \right) = \frac{W}{f_s} \overline{e^2} = \frac{W}{f_s} \frac{\Delta^2}{3} \quad (7-101)$$

نستنتج أن نسبة الإشارة إلى الضجيج في مخرج قسم استقبال DM (بافتراض أن ضجيج التكمية هو الملوّث الوحيد لإشارة المخرج):

$$\left( \frac{S}{N} \right)_D = \frac{S_x}{N_q} \approx \frac{3f_s}{\Delta^2 W} S_x \quad (7-102)$$

نلاحظ أن هذه العلاقة تماثل تقريباً العلاقة المقابلة لها في حالة PCM وفق (7-55) وهي العلاقة  $\frac{S_x}{N_q} = 3q^2 \left( \frac{S_x}{\alpha^2} \right)$ ، فيما إذا افترضنا في حالة DM أن  $f_s = 2W$  و  $\Delta = 2s = a/q$  (أي  $\Delta = 1/q$  من أجل  $a=1$ ). ولكن  $f_s$  و  $\Delta$  في حالة DM ينبغي أن يحققا الشرط (7-93) في الحالة العامة أو (7-95) في حالة إشارة جيبية.

يتبين أن قيمة  $f_s$  المحددة بالشرط (7-98) أعلى بكثير من القيمة التي يتطلبها نظام DM في أكثر الحالات العملية، لأن الشرط المذكور يعتمد على افتراض أن طيف  $x(t)$  يمكن أن يتضمن مركبات ترددية بتردد يقارب  $W$  ومطال يقارب مطال  $x(t)$  نفسها (أي  $\alpha$ ). ومثل ذلك الافتراض غير عملي عادة، لأن المطال النسبي لأكثر إشارات مناهج المعلومات ينخفض مع ارتفاع التردد كما يتضح من الشكل (٦-٩) لحالة الإشارة الكلامية. ويمكن أن يطبق عملياً الشرط البديل التالي، ونكتبه وفق (7-98) بعد استبدال  $W$  بما يسمى التردد المكافئ الذي نرمز له  $f_0$ :

$$f_s \geq \frac{2\pi f_0 \alpha}{\Delta} \quad (7-103)$$

يفترض في حالة الإشارات الكلامية مثلاً  $f_0 = 800 \text{ Hz}$ ، فيكون  $f_0 = W/4$  من أجل  $W = 3.2 \text{ kHz}$ .

نعرض في (7-102) الشرط  $\Delta \geq \frac{2\pi f_0 \alpha}{f_s}$  وفق (7-103)، فنجد أن:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_D \leq \frac{3}{4\pi^2} \frac{f_s^3}{f_0^2 W} \left(\frac{S_s}{\alpha^2}\right) \quad (7-104)$$

نستنتج أن القيمة العظمى للنسبة  $\left(\frac{S}{N}\right)_D$  في حالة  $DM$  تتناسب مع  $f_s^3$  أي تتناسب مع  $B_T^3$  [لأن  $f_s \leq 2B_T$  وفق (7-90)]، بدلاً من تزايدها أسياً مع  $B_T$  في حالة  $PCM$  وفق (7-53) و (7-6-b) وتناسبها مع  $B_T^2$  في حالتي  $PPM$  و  $FM$ . ويعني ذلك أن  $DM$  أفضل من  $PPM$  و  $FM$  بخاصة "تحفض الضجيج بحال عريض"، ولكن  $PCM$  هو الأفضل بالخاصة المذكورة.

#### المثال ٧-٤

لنفترض أنه أرسلت بطريقة  $DM$  إشارة سمعية تمثل بمجموع ثلاث مركبات جيبية:

$$x(t) = 3\cos 500\pi t + 4\cos 1000\pi t + 4\cos 1500\pi t$$

والمطلوب إيجاد النسبة  $\left(\frac{S}{N}\right)_q$  بفرض أن تردد الاعتيان يزيد 32 مرة على معدل نايكويست.

يكون عرض مجال  $x(t)$  المفترضة  $W = 750 \text{ Hz}$ ، ومعدل نايكويست  $2W = 1500 \text{ Hz}$ ، ولذا يكون تردد الاعتيان  $48 \text{ kHz}$ . ونحدد مقياس الخطوة وفق (7-95) من أجل المركبة التي لها أقصى تردد:

$$\Delta \geq \frac{2\pi f_m \alpha}{f_s} = 2\pi \left( \frac{750}{48000} \right) (4) = \frac{\pi}{8}$$

يمكن أن نختار مثلاً  $\Delta = \frac{1}{2}V$ . ونوجد استطاعة ضجيج التكمية وفق (7-101):

$$N_q = \frac{7500 \cdot 1/4}{48000 \cdot 3} = 1.3 mW$$

تكون استطاعة الإشارة  $S_x = \frac{1}{2}(3^2 + 4^2 + 4^2) = 20.5 w$ ، ومن ثم:

$$\frac{S_x}{N_q} \approx 15.77 \times 10^3 \approx 42 dB$$

### المثال ٧-٥

نريد إرسال إشارة كلامية عرض بحالتها  $W=4kHz$  بطريقة  $DM$  بحيث تكون  $\frac{S_x}{N_q} \approx 30 dB$ ، وذلك بافتراض أن نسبة الاستطاعة المتوسطة للإشارة إلى استطاعة الذرورة هي  $1/2$ . ونريد حساب:

أ- معدل بتات إشارة  $DM$

ب- النسبة  $\left(\frac{S_x}{N_q}\right)$  لنظام  $PCM$  ذي تكمية منتظمة ويتطلب القيمة نفسها تقريباً لعرض المجال  $B_T$ .

الحل:

نستنتج من الفرض أن  $\frac{S_x}{\alpha^2} = \frac{1}{2}$ ،  $\frac{S_x}{N_q} \approx 10^3$ ، ومن ثم نحسب القيمة المطلوبة لـ  $f_s$  وفق (7-104) من أجل  $f_0=800Hz$ . ونختار حالة المساواة في (7-104)، وهي تقابل عتبة حدوث التحميل الزائد للميل (*Onset of Slope Overload*). ونجد بالنتيجة أن  $f_s=40.7kHz$ ، أي  $r_s=40.7kbps$ . ونوجد عدد البتات  $v$  لنظام  $PCM$  الذي يتطلب عرض المجال نفسه تقريباً، بحيث يكون معدل البتات هو نفسه  $40.7kbps$ ، بافتراض أن



تردد الاعتيان في حالة PCM يساوي تقريباً معدل نايكويست  $f_s' = 2W = 8\text{kHz}$ . ولذا ينبغي أن يكون:

$$\nu = \frac{r_b}{f_s'} = \frac{40.7}{8} \approx 5 \text{ bits}$$

نطبق (7-57) لعامل ذروة  $\delta \approx 3\text{dB}$  ، فنجد لحالة PCM:

$$\left( \frac{S_r}{N_q} \right)_{dm} = 6(5) + 4.8 - 3 = 31.8 \text{ dB}$$

تزداد أفضلية نظام PCM على نظام DM من أجل القيمة نفسها لـ  $r_b$  أو  $B_T$  في الحالات التي تتطلب قيمة عالية للنسبة  $\left( \frac{S}{N} \right)$  ، بحيث تكون أكبر من  $30\text{dB}$  كما في المثال الوارد أعلاه، بينما يفضل DM على PCM في حالات الاكتفاء بقيمة منخفضة للنسبة  $\left( \frac{S}{N} \right)$  ، بحيث تكون مثلاً  $25\text{dB}$  أو أقل.

## ٧-١٥ تعديل دلتا المتكيف

يقصد بتعديل دلتا المتكيف ADM (*Adaptive DM*) تعديل دلتا بمقاس خطوة متغير، يتم التحكم فيه وفق معدل تغير  $x(t)$  ، بحيث يتم تجنب زيادة تحميل الميل مع إنقاص ضجيج التكمية إلى أدنى حد ممكن. وبالعودة إلى الشكل (٧-٢٥) نلاحظ أن حالة حدوث زيادة تحميل الميل تتجلى في  $e_q(t)$  بتتابع نبضات متماثلة القطبية (أي تتابع واحدات أو تتابع أصفار). أما حالة ملاحقة  $x_q(t)$  لـ  $x(t)$  [أي حالة كون سرعة تغير  $x(t)$  أقل من السرعة المقابلة لعبء زيادة تحميل الميل] ، فهي تتمثل في  $e_q(t)$  بتتابع القطبية (أي تتابع الواحدات والأصفار). ولذا تعتمد طريقة ADM زيادة مقاس

الخطوة  $\Delta$  في حالة الحصول على تتابع نبضات متماثلة القطبية في  $e_q(t)$ ، بينما يتم إنقاص الخطوة  $\Delta$  في حالة تناوب قطبية نبضات  $e_q(t)$ .

يسمى  $DM$  البسيط الذي يكون فيه مقياس الخطوة ثابتاً تعديل دلتا الخططي  $IDM$  (Linear DM) من أجل تمييزه عن  $ADM$ .

يبين الشكل (٧-٢٩-أ) معدل  $ADM$  ويفترض فيه أنه يتم التحكم في قيمة  $\Delta$  في حلقة التغذية الخلفية بكسب متغير  $g(k)$ ، بحيث تكون:

$$\tilde{x}_q(k) = \tilde{x}_q(k-1) + g(k-1)e_q(k-1)$$

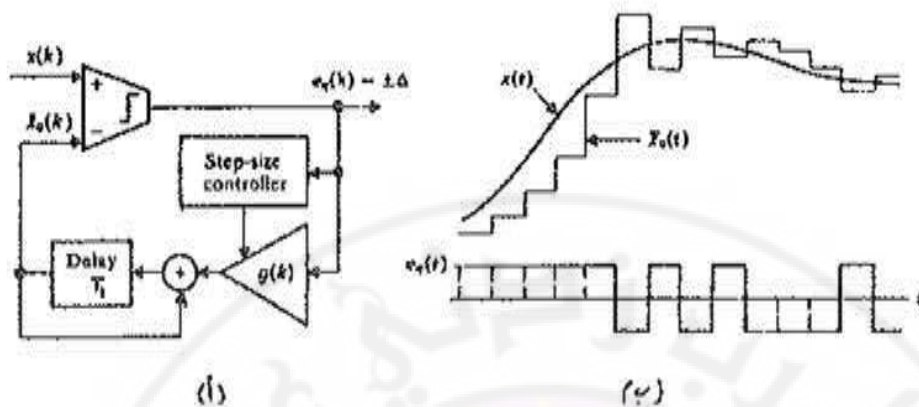
يقوم التحكم في مقياس الخطوة (Step-Size Controller) بتنفيذ الخوارزمية التالية:

$$g(k) = \begin{cases} g(k-1) \times K & e_q(k) = e_q(k-1) \\ g(k-1) / K & e_q(k) \neq e_q(k-1) \end{cases}$$

حيث  $K$  ثابت ويتم اختيار قيمته في المجال  $1 < K < 2$ . ويكون  $e_q(k) = e_q(k-1)$  في حالات زيادة تحميل الميل أو على عتبة حدودها، بينما يكون  $e_q(k) \neq e_q(k-1)$  في حالة كون سرعة تغير  $x(t)$  أقل من السرعة المقابلة لتلك العتبة. ويوضح الشكل (٧-٢٩-ب) كيف يتغير مقياس الخطوة وفق الخوارزمية المذكورة.

تكون النسبة  $\left(\frac{S_e}{N_q}\right)$  في حالة  $ADM$  للإشارات الكلامية أعلى وسطياً بـ  $8-14dB$  مما

في حالة  $DM$  الخططي. ومن مزايا  $ADM$  أيضاً أن مقياس الخطوة المتغير يسمح بتغيير قيمة  $R_q$  في مدى ديناميكي واسع، كما في حالة  $PCM$  عند استخدام الضغط والتوسيع وفق القانونين  $\mu$  و  $A$ . وبالنتيجة نجد مثلاً أن نظام  $ADM$  يكافئ بجودة أدائه تقريباً في حالة إرسال الإشارات الكلامية بمعدل بتات  $32kbps$  نظام  $PCM$  الذي يعمل وفق القانون  $\mu$  أو  $A$  بمعدل بتات  $64kbps$ .



الشكل (٧-٢٩)  
 أ-مرسل ADM.  
 ب- أشكال الإشارات.

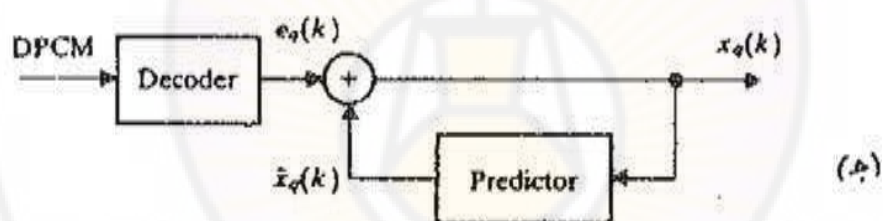
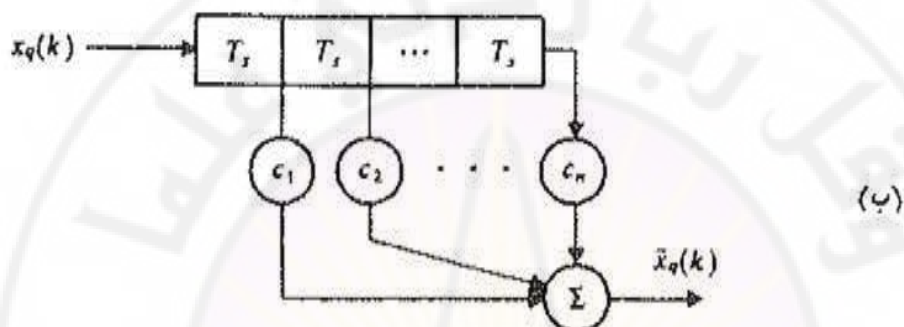
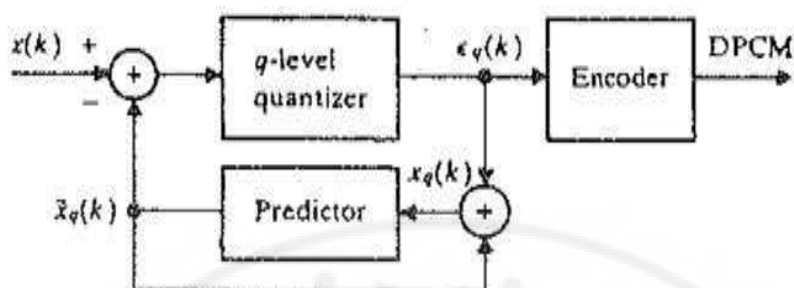
#### ٧-١٩ طريقة التعديل النبضي الترميزي التفاضلي DPCM

يقصد بالمعنى الأصلي لـ DPCM أو PCM التفاضلي (Differential PCM) طريقة تكمية وترميز الفرق بين العينة الحالية  $x(k)$  والعينة السابقة لها  $x(k-1)$ . وتم تطوير مفهوم DPCM بحيث أصبح المقصود به تكمية وترميز الفرق بين  $x(k)$  وقيمة العينة المتنبأ بها  $\hat{x}(k)$ . ولذا يعد DPCM على غرار DM كنوع من الترميز التنبؤي. ويجمع DPCM بين التنبؤ والتكمية المتعددة المستويات والترميز. ويفترض أن المكمي في مرسل DPCM في الشكل (٧-٣٠-أ) ذو مستويات تكمية:

$$\pm \Delta, \pm 3\Delta, \dots, \pm (q-1)\Delta$$

حيث  $q$  عدد هذه المستويات. ويطبق على مدخل المكمي خطأ التنبؤ غير المكمي:

$$e(k) = x(k) - \hat{x}(k)$$



الشكل (٧-٣٠) طريقة DPCM

أ- المرسل.

ب- دائرة التنبؤ.

ج- قسم الاستقبال.



ينتج في خرج المكثف الخطأ المكثف  $e_q(k) = x_q(k) - \tilde{x}_q(k)$  وفق (7-86) لحالة التكمية متعددة المستويات. ويتم ترميز  $e_q(k)$  بمرمز لاحق بكلمات ثنائية عدد بحانات كل منها  $v = \log_2 q$  بإحدى طرق الترميز المستخدمة في PCM الثنائي.

يمكن أن تستخدم كدالة تنبؤ (Predictor) في أبسط نظم DPCM دائرة تأخير تؤخر لمدة  $T_s$ ، كما في حالة DM في الشكل (7-24)، بحيث تستخدم كقيمة متنبأ بها  $\tilde{x}_q(k)$  القيمة المكماة للعينة السابقة  $x_q(k-1)$  وفق (7-85). ويتم الحصول على  $\tilde{x}_q(k)$  في حالة استخدام دائرة التأخير كدالة تنبؤ بمركبة أعطاء التنبؤ المكماة  $e_q(k)$  بمركبات مؤلف من دائرة التأخير ودائرة الجمع [بالأسلوب الذي أوضحناه لحالة DM في الشكل (7-24)].

يكون معدل البتات وعرض المجال المطلوب للإرسال في حالة DPCM كما في حالة PCM:

$$\begin{aligned} r_b &= v f_s \\ B_r &\geq \frac{1}{2} v f_s \end{aligned} \quad (7-105)$$

يمكن أن يكون عدد البتات  $v$  في نظام DPCM أقل من عدد البتات  $v'$  في نظام PCM المماثل تقريباً بجودة الأداء نتيجة لاستخدام التنبؤ. ولكن تردد الاعتيان  $f_s$  في DPCM يفضل أن يكون كبيراً نسبياً بالمقارنة مع معدل نايكويست أو تردد الاعتيان  $f_s'$  في PCM المكافئ عملياً بجودة الأداء لكي تكون عينات  $x(t)$  مترابطة (Correlated) أو متقاربة لدرجة كافية من أجل إنقاص خطأ التنبؤ. وبالنتيجة قد لا يكون  $r_b$  في DPCM أقل من معدل البتات في PCM ( $r_b' = v' f_s'$ ) من أجل جودة مماثلة تقريباً بالأداء، إلا إذا استخدمت في DPCM دائرة تنبؤ معقدة نسبياً.

تغير  $\tilde{x}_q(k)$  في DPCM بمقدار  $[\pm(q-1)\Delta]$  بين كل عينة والعينة التالية. ولذا نكتب كشرط للملاحقة الميل، كبديل للشرط (7-93) في حالة DM:

$$f_s(q-1)\Delta \geq |\tilde{x}(t)|_{\max} \quad (7-106)$$

يسمح استخدام المكمي متعدد المستويات في مرسل DPCM في الشكل (7-30-أ) بدلاً من المكمي لـ 1bit في مرسل DM في الشكل (7-24-أ) بتوليد التقريب الدرجة  $\tilde{x}_q(k)$  بدقة أفضل في مرسل DPCM وإعادة تركيب أفضل في قسم استقبال DPCM بالمقارنة مع نظام DM. ولكي تتحقق الفائدة الأكمل للتكمية متعددة المستويات خطأ التنبؤ يستخدم كمدارة تنبؤ في مرسل DPCM غالباً المرشح المسمى المرشح العرضي (Transversal Filter)، وهو مبين في الشكل (7-30-ب). ويتألف المرشح العرضي من عدة مراحل تأخير، توخّر كل منها لمدة  $T_s$ ، ودارات للضرب بالمعاملات  $(c_1, c_2, \dots, c_n)$  ودائرة جمع، بحيث:

$$\tilde{x}_q(k) = \sum_{i=1}^n c_i x_q(k-i) \quad (7-107)$$

تسمى المعاملات  $c_i$  قيم كسب التفرعات (Tap Gains)، ويتم اختيار القيم المثلى لها بحيث نحصل على القيمة الأصغرية لـ  $\overline{e^2}(k)$ . وتستخدم دائرة التنبؤ وفق (7-107) من عينة سابقة بعد توزيعها بقيم  $c_i$ . ويستخدم في قسم الاستقبال في الشكل (7-30-ب) مرشح تنبؤ خطي (Linear Prediction Filter) بعد كاشف الترميز، بحيث يكون ممثلاً للمرشح التنبؤي المقابل له في المرسل (المرشح العرضي).

يكتفى في بعض الحالات بالتنبؤ بـ  $\tilde{x}_q(k)$  بالاعتماد على آخر عينة سابقة (Most Recent Sample)، فيفترض في (7-107) أن  $c_1=0$  من أجل  $i \neq 1$ ، بحيث:

$$\tilde{x}_q(k) = c_1 x_q(k-1) \quad (7-108)$$

تستخدم كدالة تنبؤ وفق (7-108) دالة تأخير مع مكبر كسبه  $c_1$ . ويتبين أن القيمة المثلى لـ  $c_1$  التي تعطي أقل قيمة لـ  $\bar{e}^2(k)$  تتحدد بالعلاقة:

$$c_0 = \frac{R_x(T_s)}{R_x(0)} = \frac{R_x(T_s)}{S_x} \quad (7-109)$$

حيث  $R_x(\tau)$  الترابط الذاتي لـ  $x(t)$ . وينبغي أن يتضمن قسم الإرسال دارة خاصة لإيجاد الترابط الذاتي للإشارة المطلوب إرسالها، وبحيث يتوافر الوقت الكافي لإيجاد  $R_x(T_s)$  و  $c_0$ . وفي أبسط نظم DPCM يفترض في (7-108) أن  $c_0=1$ ، فنؤول (7-108) إلى (7-85).

تكون النسبة  $\left(\frac{S}{N}\right)$  في خرج نظام DPCM في حالة عدم حدوث زيادة تحميل المبل وبفرض أن  $q \gg 1$ :

$$\left(\frac{S}{N}\right)_D \approx \frac{S_x}{N_q} = G_p \left(3q^2 \frac{S_x}{\alpha^2}\right) \quad (7-110)$$

تنتج هذه العبارة عن ضرب العبارة (7-55) المستنتجة لحالة PCM بالعامل  $G_p$  الذي يسمى الكسب التنبؤي (Prediction Gain). ويتبين أن قيمة  $G_p$  التي تحققها دارة التنبؤ من أجل القيم المثلى لـ  $c_i$  في (7-107)، بحيث تكون  $\bar{e}^2(k)$  أصغر:

$$G_p = \left[1 - \sum_{i=1}^n c_i \rho_i\right]^{-1} \quad (7-111)$$

حيث  $\rho_i$  قيم الترابط الذاتي المقيس (Normalized Correlation) لـ  $x(i)$  وفق العلاقة:

$$\rho_i = \frac{R_x(iT_s)}{S_x} \quad (7-112)$$

تحدد القيم المثلى لـ  $c_i$  بقيم  $\rho_i$  وفق معادلات معقدة نسبياً. ويمكن أن تبلغ قيمة  $G_p$  عملياً نحو 5-10dB لحالة الإشارات الكلامية ونحو 10-12dB لحالة الإشارات المرئية التلفزيونية.

يتبين أنه في حالة اعتماد DPCM على آخر عينة سابقة فقط وفق (7-108)، يمكن أن تكون النسبة  $\left(\frac{S_x}{N_x}\right)$  له لحالة الإشارات الكلامية بمعدل اعتيان 8kHz وعدد بتات  $v=7$  مماثلة تقريباً لما يقابلها في حالة PCM بعدد بتات  $v'=8$ .

تكون جودة أداء بعض نظم DPCM لحالة الإشارات الكلامية بمعدل اعتيان 8kHz وعدد بتات  $v=4-6$  مماثلة تقريباً لجودة أداء PCM بعدد بتات  $v'=8$ .

تستخدم في بعض الحالات طريقة DPCM المتكيف (Adaptive DPCM) أو باستثمار ADPCM، ويتم فيها التحكم بعمل المكمي أو دارة التنبؤ أو بكليهما، بحيث يتكيفسان مع خواص الإشارة. ويتبين أن جودة الأداء التي نحصل عليها ببعض نظم ADPCM بمعدل اعتيان 8kHz وعدد بتات  $v=3-4$  (أي بمعدل بتات 24-32kbps) مماثلة تقريباً لجودة أداء نظام PCM بعدد بتات  $v'=8$  (أي بمعدل بتات 64kbps).

نستنتج أن نظم PCM و DPCM و DM يمكن أن تحقق جودة الأداء نفسها تقريباً بدرجات تعقيد مختلفة للدارات المستخدمة في قسمي الإرسال والاستقبال.





## الفصل الثامن

طرق التعديل الرقمي للموجبات الحاملة

*Digital Carrier Modulation Methods*



## طرق التعديل الرقمي للموجات الحاملة

### *Digital Carrier Modulation Methods*

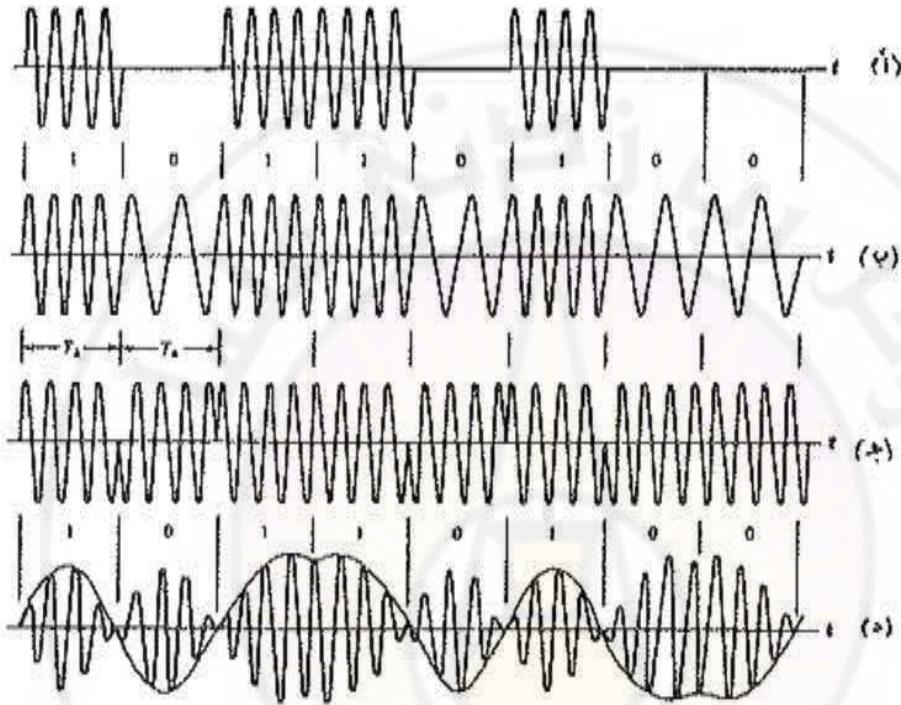
#### ٨-١ مقدمة

يتطلب الإرسال الرقمي لمسافات بعيدة عادة تعديل موجة حاملة مستمرة (C/W) للحصول على إشارة تمرير مجال (Bandpass Signals) ملائمة لقناة الاتصال التي يمكن أن تكون مثلاً خط اتصال راديوي أو كابل أو خط هاتفي (كما هو مطبق على نطاق واسع من أجل نقل إشارات حواسيب عبر شبكة الانترنت). ومثلما يتم تعديل الموجات الحاملة بالإشارات التماثلية بطرق تعديل المطال أو الطور أو التردد، تستخدم للتعديل الرقمي للموجات الحاملة طرق الإقفال أو الإبدال المفتاحي (Keying) للمطال أو الطور أو التردد من قيمة معينة تقابل مثلاً الواحد الثنائي إلى قيمة أخرى تقابل الصفر الثنائي، كما هو موضح في الشكل (٨-١). وتستخدم كلمة Keying بالمعنى الذي شاع منذ ابتكار مورس لإرسال الرقبات أو التلغراف بإبدال وضع مفتاح Key، ولذلك تفهم أحياناً بمعنى "إبراق".

يمثل الشكل (٨-١-أ) موجة معدلة رقمياً بطريقة الإبدال بإزاحة المطال ASK (Amplitude Shift Keying)، حيث يتم إبدال مطال الموجة الحاملة من قيمة معينة تقابل الواحدات إلى 0V في حالة الأصفار. ويبين الشكل (٨-١-ب) موجة "حييية" معدلة رقمياً بطريقة الإبدال بإزاحة التردد FSK (Frequency Shift Keying)، بحيث



يتبدل تردد الموجة الجيبية من قيمة معينة في حالة الواحدات إلى قيمة أخفض في حالة الأصفار على سبيل المثال.



الشكل (٨-١) أشكال موجات معدلة بإشارة ثنائية.

أ- بطريقة  $ASK$ .

ب- بطريقة  $FSK$ .

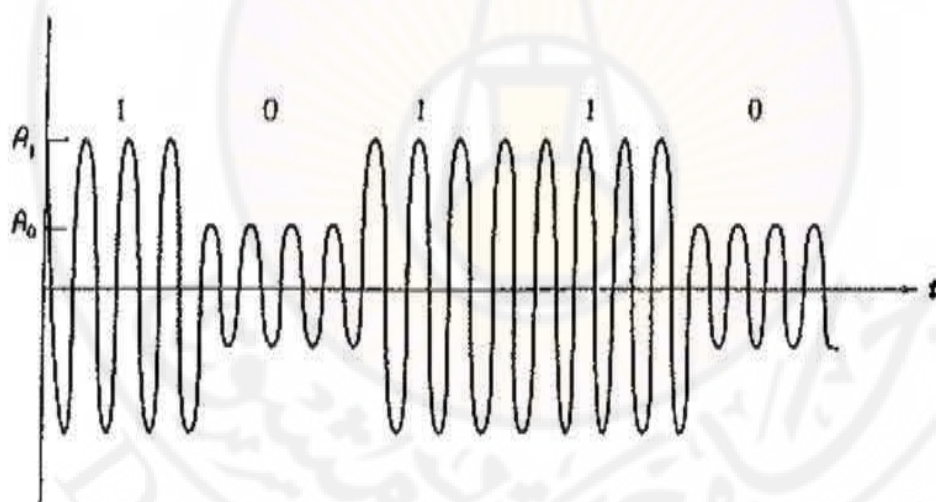
ج- بطريقة  $PSK$ ، بطريقة  $DSB-SC$  مع ترشيح الإشارة الثنائية بمرشح مجال أساسي.

يمثل الشكل (٨-١ ج) موجة جيبية معدلة رقمياً بطريقة الإبدال بإزاحة الطور  $PSK$  (Phase Shift Keying)، بحيث تكون إشارة  $PSK$  في حالة الواحدات مثلاً  $x_c(t) = +A \sin \omega_c t$ ، بينما تكون  $x_c(t) = -A \sin \omega_c t$  في حالة الأصفار، أي تحدث إزاحة

بالطور بمقدار  $180^\circ$  عند الانتقال من الواحد إلى الصفر، وكذلك عند الانتقال من الصفر إلى الواحد. ويبين الشكل (٨-١-٤) موجة جيبية معدلة رقمياً بطريقة DSB-SC (أي معدل متوازن أو ضارب) بإشارة رقمية بعد ترشيحها. بمشرح بحال أساسي من أجل الحد من عرض مجالها.

## ٨-٢ التعديل الرقمي بإزاحة المطال ASK

تقابل هذه الطريقة في حالة التعديل التماثلي طريقة التعديل المطالي AM. ويمكن أن ننظر إلى ASK كتعديل مطالي لموجة حاملة جيبية بإشارة رقمية، بحيث يتبدل مطال الموجة الجيبية بنتيجة التعديل بين قيمة معينة  $A_1$  تقابل الواحدات وقيمة أخرى  $A_0$  تقابل الأصفار، كما هو مبين في الشكل (٨-٢).



الشكل (٨-٢) إشارة ASK.

يمكن أن نجعل كحالة خاصة  $A_0=0V$ ، فتصبح إشارة  $ASK$  كما هو مبين في الشكل (أ-٣-٨)، حيث نرسم  $A_c$  للمطال  $A_1$  المقابل للواحدات. ونحصل على مثل تلك الإشارة بالدارة البسيطة المبينة في الشكل (ب-٣-٨)، حيث تتبدل وضعية المفتاح تبعاً للإشارة الرقمية، ونفترض أن يكون مغلقاً (أي بوضعية  $ON$ ) في حالة الواحدات، بينما يكون مفتوحاً (أي بوضعية  $OFF$ ) في حالة الأصفار. وتسمى هذه الطريقة الإبدال بالوصل والفصل  $OOK$  ( $ON-OFF$  Keying).

تكافئ إشارة  $OOK$  في الشكل (أ-٣-٨) ناتج ضرب إشارة ثنائية وحيدة القطبية من نوع  $NRZ$  وموجة التعقيب  $A_c \cos \omega_c t$ :

$$x_c(t) = A_c x_m(t) \cos \omega_c t \quad (8-1)$$

نرمز هنا لإشارة التعديل، ونفترض أنها إشارة وحيدة القطبية من نوع  $NRZ$  بمطال يساوي 1. وتكون الكثافة الطيفية للاستطاعة للموجة المعدلة  $x_c(t)$ :

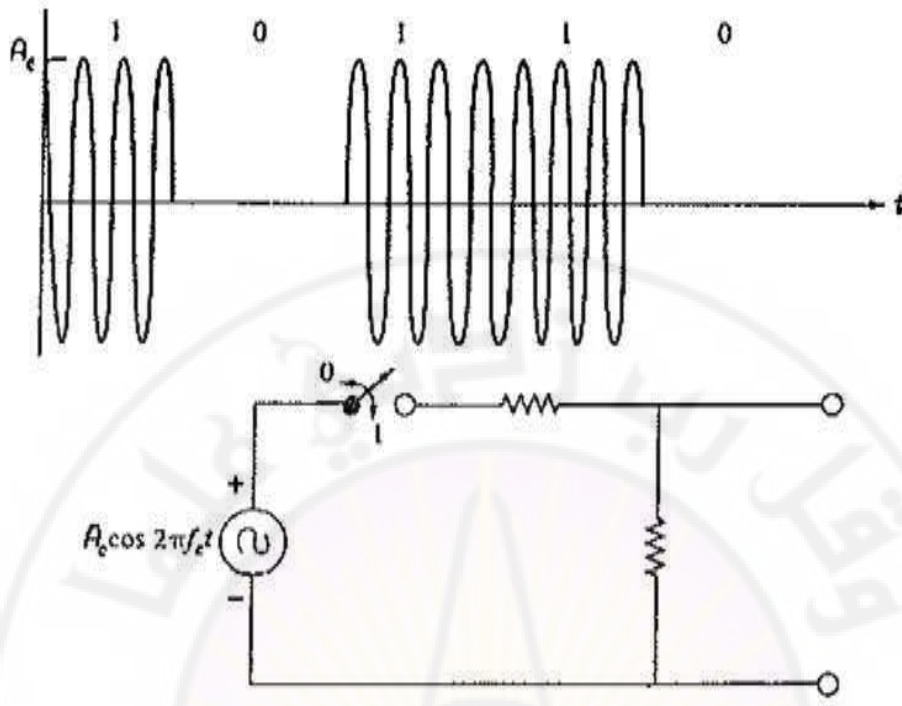
$$G_c(f) = \frac{A_c^2}{4} [G_m(f - f_c) + G_m(f + f_c)] \quad (8-2)$$

تعبّر هذه العلاقة عن خاصية التعديل على غرار (3-50). وترمز  $G_m(f)$  للكثافة الطيفية للاستطاعة لـ  $x_m(t)$ . ونكتب لحالة إشارة  $NRZ$  وحيدة القطبية بمطال يساوي 1 وفق (7-15):

$$G_m(f) = \frac{T_b}{4} \text{sinc}^2 f T_b + \frac{1}{4} \delta(f) \quad (8-3)$$

نعوض هذه العبارة في (8-2)، فنحصل على العلاقة:

$$G_c(f) = \frac{1}{16} A_c^2 T_b [\text{sinc}^2(f - f_c) T_b + \text{sinc}^2(f + f_c) T_b] + \frac{1}{16} A_c^2 [\delta(f - f_c) + \delta(f + f_c)] \quad (8-4)$$

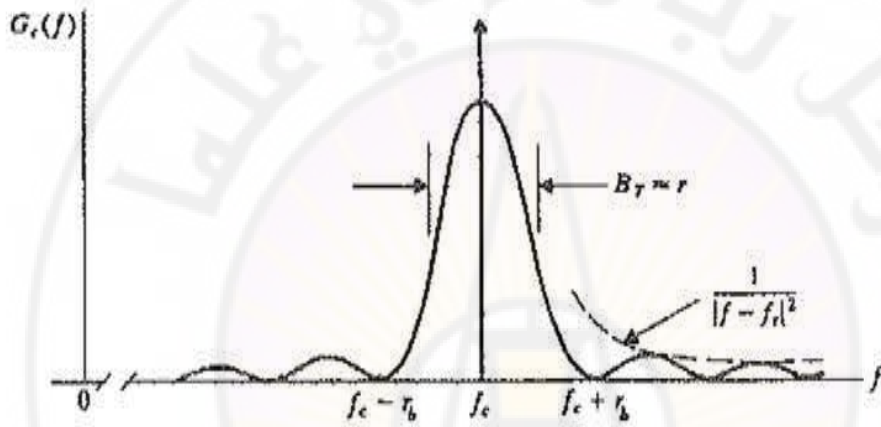


الشكل (٨-٣)  
أ- إشارة OOK.  
ب- دائرة لتوليد OOK.

يبين الشكل (٨-٤) طيف إشارة OOK وفق (8-4) من أجل  $f > 0$ . ونلاحظ أنه توجد فيه نبضة ديراك طيفية عند التردد  $f_c$ ، وهي تمثل مركبة الموجة الحاملة. ويتضمن الطيف هذه المركبة مع أن عبارة  $x_c(t)$  وفق (8-1) تمثل تعديلاً ضريبياً (أي يمكن الحصول عليها بضارب أو معدل متوازن)، أي من النوع الذي يرمز لها عادة  $DSB-SC$  للتأكيد أن الحامل مكبوت. ويفسر عدم "كبت الحامل" في الحالة المذكورة بأن إشارة التعديل هي من نوع  $NRZ$  وحيدة القطبية أي أنها ذات مركبة مستمرة تتمثل



بـ  $\frac{1}{4}\delta(f)$  في (8-3). ويختفي هذا الحد في حالة التعديل الضربي بإشارة NRZ قطبية وفق (7-11)، بحيث يكون طيفها كما في الشكل (٧-٨-ب)، وهو يعطينا  $G_c(f)$  وفق (8-2) كنتيجة لنسخ  $G_m(f)$  عند  $f = f_c$ ، أي يكون شكل  $G_c(f)$  مثل ما يقابله في الشكل (٤-٨) بعد حذف نبضة ديراك الطيفية.



الشكل (٤-٨) طيف إشارة OOK.

يستنتج من الشكل (٤-٨) أن المجال  $\left(f_c \pm \frac{1}{2}r_b\right)$  يتضمن معظم استطاعة إشارة OOK، وتتناقص قيمة  $G_c(f)$  للفصوص الثانوية تناسباً مع  $|f - f_c|^{-2}$  وفق ما يسمى بالانحدار من المرتبة الثانية (Second-Order Rolloff) تبعاً للبعد عن  $f_c$ ، ويعد عرض المجال  $B_T = r_b$  كعرض مجال تقديري وهو يمثل ضعف عرض مجال نايكويست الأصغر  $\frac{1}{2}r_b$  لإشارة المجال الأساسي  $x_m(t)$  وفق (7-6-٨). ونستنتج أن المردود الطيفي لإشارة OOK، أو إشارة ASK في الحالة العامة:

$$\frac{r_b}{B_T} \approx 1 \text{ bps/Hz} \quad (8-5)$$

يحدد عرض مجال إشارة ASK أحياناً بين نقطتي أول انعدام على محين ويسار  $f_c$  في الشكل (٨-٤)، فتكون قيمته  $B_T = 2r_b$ ، ومن ثم يكون المردود الطيفي

$$\frac{r_b}{B_T} = \frac{1}{2} \text{ bps/Hz}$$

لا تستخدم طريقة ASK عملياً إلا في تطبيقات محدودة، وتفضل عليها في أغلب التطبيقات العملية طريقتا FSK و PSK، وطرق أخرى تنفرع عنها وعن طريقة ASK نفسها.

### ٨-٣ التعديل الرقمي بإزاحة التردد

تعد طريقة الإبدال بإزاحة التردد FSK كتعديل ترددي رقمي (Digital FM)، أي تعديل ترددي بإشارة رقمية. وبين الشكل (٨-٥) أبسط دائرة لمعدل FSK، ويفترض فيه أن المفتاح ذا الوضعين يختار  $\cos 2\pi f_0 t$  في حالة الواحدات، بينما يختار  $\cos 2\pi f_1 t$  في حالة الأصفار. ويستخدم كمعدل FSK في بعض الحالات معدل FM ثنائي، بحيث يجري تعديل تردده بالإشارة الرقمية  $x_m(t)$ .

لنفترض أن الإشارة الرقمية  $x_m(t)$  المستخدمة للتحكم في المفتاح في الشكل (٨-٥) أو المستخدمة لتعديل تردد معدل FM ثنائي توصف بالعلاقة:

$$x_m(t) = \sum_{k=0}^{\infty} a_k p(t - kT_b) \quad (8-6-a)$$

حيث:

$$p(t) = \Pi\left(\frac{t - T_b/2}{T_b}\right) \quad (8-6-b)$$

وتمثل  $a_k$  في (8-6-a) قيم المعطيات الثنائية، وسنفترض أن  $a_k = +1$  في حالة الواحدات، بينما تمثل  $a_k = -1$  في حالة الأصفار. ونبدأ  $x_m(t)$  وفق (8-6-a) عند  $t=0$ ، وتمثل  $k$  رقم فترات البتات. ويكون تردد إشارة FSK خلال فترة البت رقم  $k$ :

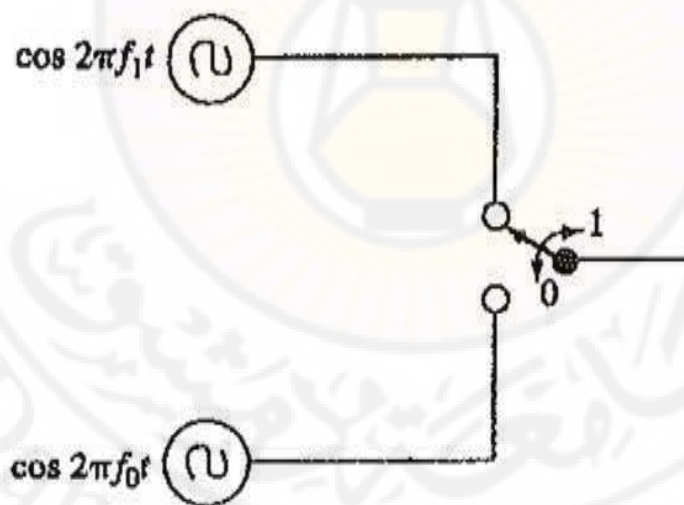
$$f_k = f_c + a_k(\Delta f) \quad (8-7)$$

حيث  $\Delta f$  انحراف التردد عن التردد المركزي  $f_c = \frac{1}{2}(f_0 + f_1)$  ونرمز بـ  $f_0$  و  $f_1$  لترددي إشارة FSK في حالتي الأصفار والواحدات، كما في الشكل (8-8). ويعني ذلك أن:

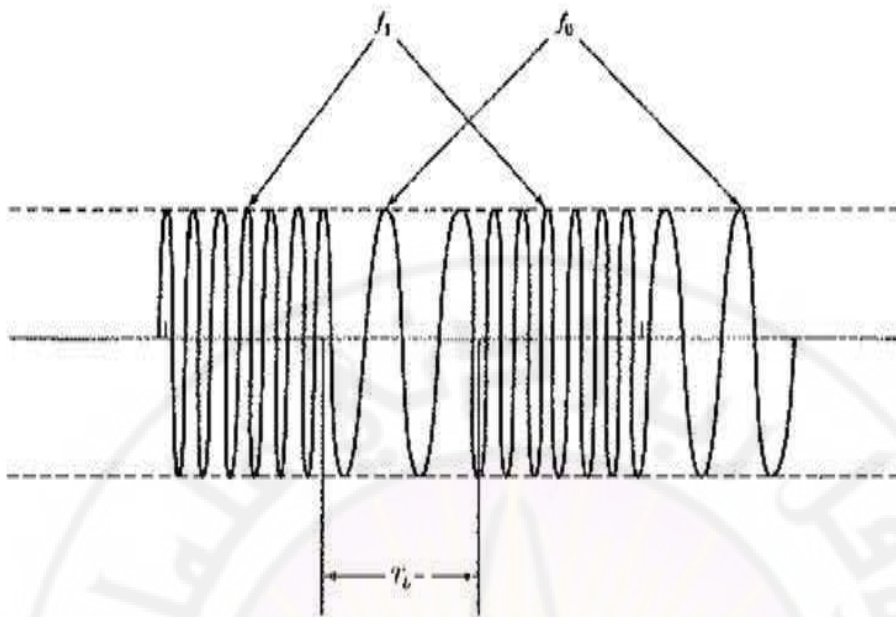
$$f_0 = f_c - \Delta f \quad (8-8)$$

$$f_1 = f_c + \Delta f$$

$$\text{أي أن } f_1 - f_0 = 2\Delta f$$



الشكل (8-8) معدل FSK.



الشكل (٨-٦) إشارة FSK ثنائية.

يمكن الحصول على إشارة FSK أيضاً بالدائرة المبينة في الشكل (٨-٧). وبالمقارنة مع الدائرة المبينة في الشكل (٨-٣-ب)، نستنتج أنه يمكن تمثيل إشارة FSK كمجموع إشارتي OOK نرمز لهما  $x_{c0}(t)$  و  $x_{c1}(t)$  بحيث:

$$x_{c0}(t) = x_{m0}(t) \cos 2\pi f_0 t \quad (8-9-a)$$

$$x_{c1}(t) = x_{m1}(t) \cos 2\pi f_1 t$$

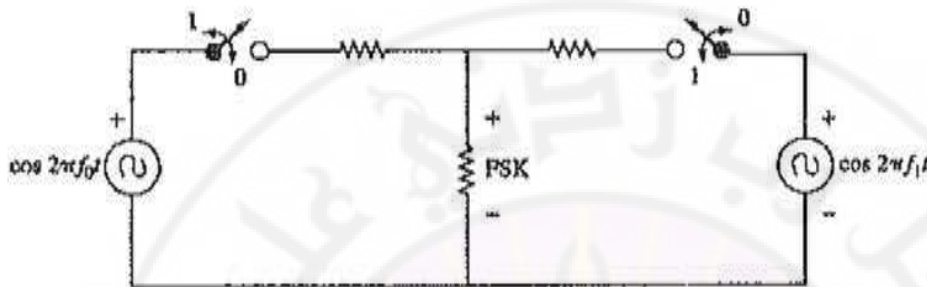
وذلك بفرض أن:

$$x_{m0}(t) = \sum_{k_0} A_{k_0} p(t - kT_b) \quad (8-9-b)$$

$$x_{m1}(t) = \sum_{k_1} A_{k_1} p(t - kT_b)$$



نرمز بـ  $k_0$  لرقم فترات البتات الممثلة للأصفار، كما نرمز بـ  $k_1$  لرقم فترات البتات الممثلة للواحدات. ونفترض أن  $A_{k0}=1$  خلال فترة الأصفار و  $A_{k0}=0$  خلال فترة الواحدات، بينما نفترض العكس لـ  $A_{k1}$ ، بحيث تكون  $A_{k1}=1-A_{k0}$ .



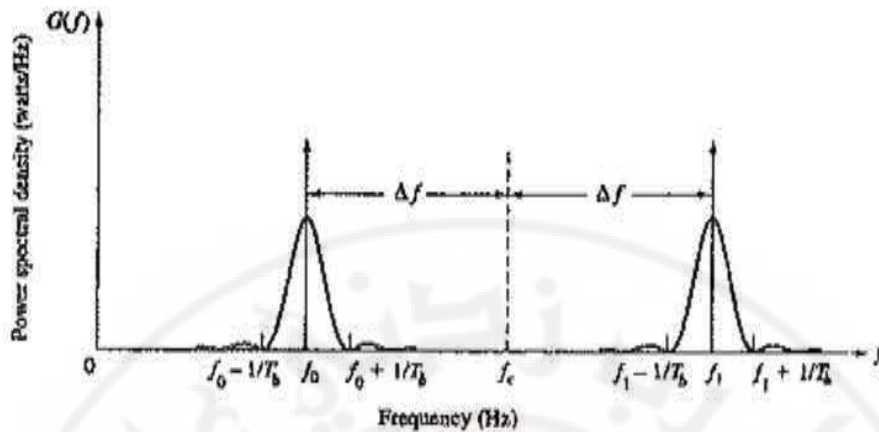
الشكل (٧-٨) تمثيل إشارة FSK كمجموع لإشارتي OOK

يبين الشكل (٨-٨) طيف إشارة FSK كمجموع لطيفي إشارتي OOK وفق (8-9-a,b) لحالة تساوي احتمالي الأصفار والواحدات، بحيث تتساوى استطاعتا إشارتي OOK اللتين نفترض أنهما يمثلان نتيجة تعديل  $\cos 2\pi f_0 t$  بـ  $x_{m0}(t)$  ونتيجة تعديل  $\cos 2\pi f_1 t$  بـ  $x_{m1}(t)$ . ونرسم طيفي إشارتي OOK المفترضتين كما هو مبين في الشكل (٨-٨) بحيث يمثلان وفق (8-2) طيف إشارة المجال الأساسي وفق (8-3) بعد إزاحته ليكون متمركزاً عند  $f_0$  و  $f_1$  [على غرار طيف إشارة OOK في الشكل (٤-٨)].

يحدد عرض المجال اللازم لإرسال إشارة FSK وفق الشكل (٨-٨) بالقيمة:

$$B_T \approx 2\Delta f + r_b \quad (8-10)$$

أو  $B_T \approx 2\Delta f + 2r_b$ . ويقابل ذلك تحديد  $B_T$  في حالة ASK بالقيمة الأصغرية  $\frac{1}{2}r_b$  أو القيمة  $r_b$ .

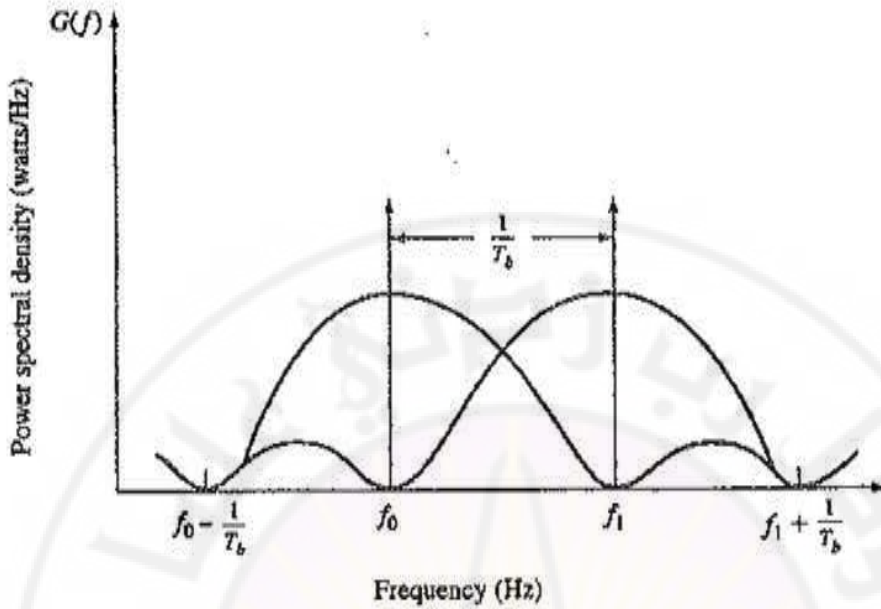


الشكل (٨-٨) طيف إشارة FSK

يسمى الفرق  $(f_1 - f_0)$  عادة *Tone Spacing*، أي التباعد بين "النغمتين" أو الترددتين الممثلين للواحدات والأصفار، وهو يساوي  $2\Delta f$ . وفي الحالات التي يكون فيها  $f_1 - f_0 < 2r_b$  يوجد في الحسبان التراكب الجزئي (*Overlap*) بين منحنى  $\text{sinc}^2$  المتمركزين عند  $f_0$  و  $f_1$  كما في حالة الشكل (٨-٩)، حيث يفترض  $f_1 - f_0 = r_b$ . وفي هذه الحالة يحدد  $B_T$  بالقيمة  $2r_b$  أو  $3r_b$ .

يتبين أن القيمة الأصغر التي يمكن اختيارها للفرق  $(f_1 - f_0)$  هي  $\frac{1}{2}r_b$ ، كما نجد في نظام *FSK* المسمى نظام الإبدال بالإزاحة الأصغر *MSK* (*Minimum-Shift Keying*)، وهو يسمح بإنقاص  $B_T$  إلى  $\frac{1}{2}r_b$ ، بحيث يكون المردود الطيفي له:

$$\frac{r_b}{B_T} \approx 2 \quad \text{bps / Hz} \quad (8-11)$$



الشكل (٨-٩) طيف إشارة FSK للحالة  $f_1 - f_0 = r_b$

يستخدم FSK مثلاً في بعض طرازات الموديمات (Modems) [أي وحدات التعديل وكشف التعديل (Modulators-Demodulators)] التي تسمح بنقل الإشارات الرقمية (كإشارات الحواسيب وأجهزة الفاكس) بالشبكات الهاتفية. وفي بعض الموديمات المنتجة مثلاً وفق التوصية V.23 الصادرة عن CCITT يكون  $f_0 = 2100\text{Hz}$  و  $f_1 = 1300\text{Hz}$  (أي  $f_0 - f_1 = 800\text{Hz}$ )، بحيث يمكن نقل إشارة FSK ضمن مجال القناة الهاتفية بين  $300\text{Hz}$  و  $3400\text{Hz}$ .

## ٨-٤ التعديل الرقمي بإزاحة الطور

يمكن أن يعد الإبدال الرقمي بإزاحة الطور  $PSK$  كتعديل طوروي رقمي ( $Digital PM$ )، أي تعديل طوروي بإشارة رقمية. وبين الشكل (٨-١٠-أ) أبسط دائرة لتنفيذ معدل  $PSK$ ، ويفترض فيها أن مفتاحاً ذا وضعين يختار  $\cos \omega_c t$  خلال فترة الواحدات، بينما يختار في حالة الأصفار خرج دائرة لإزاحة الطور ( $Phase Shifting$ ) وهو  $\cos(\omega_c t + \phi)$ . وكحالة خاصة يمكن افتراض أن  $\phi$  تساوي  $180^\circ$  أو  $\pi$ ، بحيث:

$$\cos(\omega_c t + \phi) = \cos(\omega_c t + \pi) = -\cos \omega_c t$$

يقابل ذلك حالة الشكل (٨-١٠-ب)، حيث يستخدم عاكس طور ( $Phase Inverter$ ) للحصول على  $-\cos \omega_c t$ ، ويختار المفتاح تبعاً للإشارة الرقمية إحدى الموجتين المتعاكستين  $\pm \cos \omega_c t$ . وتسمى طريقة  $PSK$  في هذه الحالة الإبدال باعتكاس الطور ( $Phase Reversal Keying$ )  $PRK$ . ويمكن أن تكون إشارة  $PRK$  في الحالة الأعم  $\pm A_c \cos(\omega_c t + \theta)$ ، حيث  $\theta$  أي طور ابتدائي. وتكون إشارة  $PRK$  في الشكل (٨-١٠-ج) مثلاً  $\pm A \sin \omega_c t$ . يمكن التعبير عن إشارة  $PSK$  بالعلاقة:

$$x_c(t) = A_c \sum_k \cos(\omega_c t + \phi_k) P(t - kT_b) \quad (8-12)$$

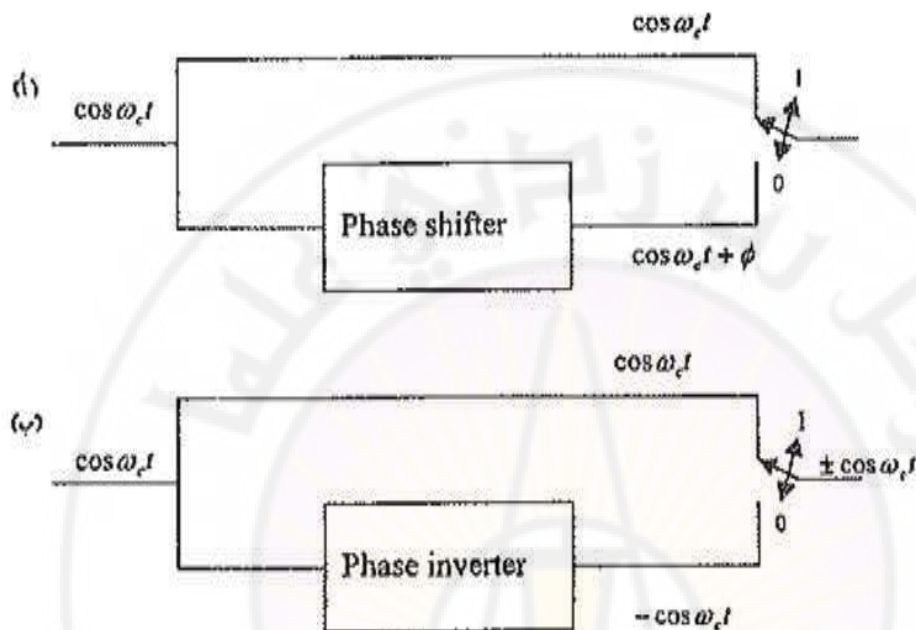
مع افتراض أن  $p(t)$  توصف بـ (8-6-ب) وبحيث:

$$\phi_k = \theta + a_k (\Delta\phi) \quad (8-13)$$

ونفترض هنا أن  $a_k = +1$  في حالة الواحدات و  $a_k = -1$  في حالة الأصفار، كما سبق أن افترضنا في (8-7). وترمز  $\Delta\phi$  في (8-13) للقيمة المطلقة لانحراف الطور تبعاً لـ  $a_k$ . يمكن أن نحصل على حالة  $PRK$  وفق (8-13) بأن نفترض مثلاً  $\Delta\phi = \pi/2$



و  $\theta = -\pi/2$ ، بحيث  $\phi_k = 0$  في حالة الواحدات و  $\phi_k = \pi$  في حالة الأصغار. ولذا نكتب إشارة PRK خلال الفترة  $(0-T_b)$  مثلاً  $\pm A_c \cos \omega_c t$ .



الشكل (٨-١٠)

أ- دائرة لتعديل PSK بأي إزاحة طورية  $\phi$ .

ب- دائرة لتعديل PRK.

تدل العبارتان (8-12) و (8-13) على أنه يمكن أن يعد PSK، وكحالة خاصة PRK، تعديلاً طورياً رقمياً. ويمكن أن يعد PRK أيضاً كنوع من التعديل المطالي الضربي، أي من النوع DSB الذي نحصل عليه بضارب أو معادل متوازن وفق العلاقة (8-1):

$$x_c(t) = A_c x_m(t) \cos \omega_c t$$

فيما إذا افترضنا أن إشارة التعديل  $x_m(t)$  هي إشارة ثنائية من نوع *Polar NRZ*. ويعني ذلك إمكانية تنفيذ *PRK* بطريقة بديلة للطريقة المبينة في الشكل (٨-١٠-ب)، وهي طريقة استخدام ضارب تماثلي بضرب الموجة الحاملة  $A_c \cos \omega_c t$  بـ  $x_m(t)$  مع افتراض أن  $x_m(t)$  من نوع *Polar NRZ* كالمعبر عنها بـ (8-6-a,b) من أجل  $a_k = \pm 1$ . ونجد طيف  $x_m(t)$  في هذه الحالة بتطبيق (7-11) لحالة إشارة *Polar NRZ* في الشكل (٧-٧-ب) بحيث  $a_k = \pm A/2 = \pm 1$ ، أي  $A=2$ ، فنجد أن:

$$G_m(f) = T_b^2 \text{sinc}^2 f T_b \quad (8-14)$$

نعرض هذه العبارة في (8-2) لنحصل على  $G_c(f)$  لإشارة *PRK* (بافتراض أنها توصف بـ  $(\pm A_c \cos \omega_c t)$ ):

$$G_c(f) = \frac{1}{4} A_c^2 T_b^2 [\text{sinc}^2(f - f_c) T_b + \text{sinc}^2(f + f_c) T_b] \quad (8-15)$$

تقابل هذه العبارة عبارة  $G_c(f)$  في حالة *OOK* بعد ضربها بـ 4 مع حذف نبضتي ديراك الطيفيتين، بحيث يمثل الشكل (٨-٤) طيف إشارة *PRK* فيما إذا حذفنا منه نبضة ديراك الطيفية.

يمكن تمثيل إشارة *PSK* في الحالة العامة وفق (8-12) و (8-13) كمجموع إشارتي *OOK*، إحداهما بطور  $\theta + \Delta\phi$  خلال فترات الواحدات والأخرى بطور  $\theta - \Delta\phi$  خلال فترات الأصفار. واعتماداً على ذلك نستنتج أن طيف إشارة *PSK* في الحالة العامة يشبه طيف إشارة *OOK* في الشكل (٨-٤) مع وجود نبضة ديراك طيفية.

يتضح مما سبق أن عرض المجال التقديري لإشارة *PSK* هو نفسه المقدّر لحالة إشارة *OOK* وفق الشكل (٨-٤)، أي  $B_T \approx r_b$ ، بحيث يكون المردود الطيفي  $1 \text{ bps/Hz}$  كما في حالة *OOK* وفق (8-5). وفي حالة تحديد عرض المجال بين أول نقطتي انعدام على

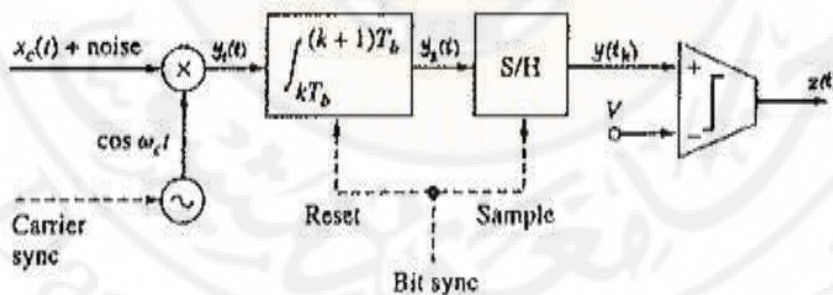
بحين ويسار  $f_c$  في الشكل (٨-٤) تكون قيمته  $B_T \approx 2f_c$  لكل من حالتي  $ASK$  و  $PSK$ ، بحيث يكون المردود الطيفي لهما  $\frac{1}{2} \text{ bps/Hz}$ .

## ٨-٥ كشف تعديل إشارات $ASK$ و $FSK$ و $PSK$

يمكن كشف إشارات  $ASK$  بكاشف غلاف أو كاشف مترامن على غرار كشف إشارات  $AM$  التماثلية. ويمكن إنقاص معدل خطأ البت باستبدال  $LPF$  في دائرة الكشف المترامن في الشكل (٥-١٣-أ) بمكامل، كما مبين في الشكل (٨-١١). وتنتج المكامل في هذا الشكل دائرة  $S/H$  ومقارن جهد وهما يعملان كالمقابلين لهما في قسم استقبال الإشارة الرقمية في الشكل (٧-١٠) لحالة النقل بالمجال الأساسي. ويفترض في الشكل (٨-١١) أن المكامل يقوم بمعاملة خرج الضارب  $y_1(t)$  خلال فترة بت، كالفترة بين اللحظة  $t = kT_b$  واللحظة  $t_k = (k+1)T_b$ ، حيث نرسم  $t_k$  للحظة نهاية فترة البت رقم  $k$ . وتقوم دائرة  $S/H$  باعتياد خرج المكامل  $y_2(t)$  في اللحظة  $t_k$  ثم يتم إحسار تصفير ( $Reset$ ) لخرج المكامل في بداية فترة البت اللاحقة، بعد اللحظة  $t_k$  مباشرة. وتحتفظ دائرة  $S/H$  بقيمة العينة  $y(t_k)$  حتى لحظة العينة التالية، وذلك على غرار ما يقابلها في الشكل (٧-١١). وتنتج في خرج مقارن الجهد في الشكل (٨-١١) الإشارة الرقمية الثنائية  $z(t)$  على غرار ما يقابلها أيضاً في الشكل (٧-١١).

يقوم الضارب والمكامل في الشكل (٨-١١) بتنفيذ عملية إيجاد الترابط المتبادل لإشار الدخيل  $x_c(t)$  الملوثة بالضجيج مع الموجة المرجعية  $\cos \omega t$ ، ولذلك يولف الضارب والمكامل معاً ما يسمى بدارة المربط ( $Correlator$ ) أو دارة الترابط. وتسمى دارة الكشف في الشكل (٨-١١) بكاملها كاشف ترابطي ( $Correlation Detector$ ).

يقوم الضارب والمكامل في الشكل (٨-١١) بتنفيذ عملية إيجاد الترابط المتبادل لإشارة الدخل  $x_c(t)$  الملوثة بالضجيج مع الموجة المرجعية  $\cos \omega_c t$ ، ولذلك يولف الضارب والمكامل معاً ما يسمى دائرة المربط (*Correlator*) أو دائرة الترابط. وتسمى دائرة الكشف في الشكل (٨-١١) بكاملها الكاشف الترابطي (*Correlation Detector*). يمكن أن نبين أن عمل الكاشف الترابطي بكافئ بالنتيجة استخدام مرشح موافق (*Matched Filter*) لاستقبال إشارة التعديل الرقمية الثنائية الأصلية من نوع *NRZ* وبحيث يتبع المرشح الموافق أيضاً دائرة *S/H* ثم مقارن جهد. ويفسر ذلك باختصار أن الاستجابة النبضية للمرشح الموافق في حالة استقبال نبضة مستطيلة، كما في المثال (٤-٦) تكون مماثلة بشكلها للنبضة المستطيلة نفسها، بحيث تنتج في مخرج المرشح الموافق نبضة مثلية وفق العلاقة (4-107)، وكان المرشح يعمل كمكامل خلال فترة النبضة. ويتفق ذلك التأويل مع كون عملية الترابط التي تنفذها دائرة الترابط (أي دائرة الضارب والمكامل معاً) في الشكل (٨-١١) مقابلة لعملية الطي التي ينفذها المرشح الموافق وفق (4-107) حيث إن الترابط يعد نوعاً من الطي وفق (4-120-b).



الشكل (٨-١١) كشف إشارة PSK



تسمى طريقة كشف إشارة ASK باستخدام كاشف غلاف طريقة كشف غير متماسك (Noncoherent Detection) لتمييزها عن طريقتي الكشف المتماسك (Coherent Detection) باستخدام كاشف متزامن [أي ضارب و LPF كما في الشكل (٥-١٣-١)] وباستخدام كاشف ترابطي. ويقال "كشف متماسك" للدلالة على أنه تستخدم للكشف موجة مرجعية  $\cos \omega_c t$  متماسكة Coherent بمعنى أنها تتفق بالتردد والطور مع إشارة الدخل (إشارة ASK أو كحالة خاصة OOK).  
يمكن أن نبرهن أن أقل قيمة للاحتمال المتوسط لخطأ البتات  $P_e$  في حالة استقبال إشارة OOK بكاشف ترابطي تعطى بالعلاقة:

$$P_e = Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{\eta}}\right) = Q(\sqrt{\gamma_b}) \quad (8-16)$$

هذه العلاقة ماثلة للعلاقة (7-40) المحددة لأقل قيمة لـ  $P_e$  في حالة نقل إشارة رقمية وحيدة القطبية بالجال الأساسي.

نوجد الطاقة المتوسطة للبت  $E_b$  في حالة OOK بالعلاقة  $E_b = ST_b$  وفق (7-34) على أن نوجد الاستطاعة المتوسطة  $S$  وفق العلاقة التالية كبديل لـ (7-29) في حالة النقل بالجال الأساسي:

$$S = \frac{1}{2} \left( \frac{A_c^2}{2} \right) + \frac{1}{2} (0) = \frac{1}{4} A_c^2 \quad (8-17)$$

حيث إن الاستطاعة المتوسطة لإشارة OOK خلال فترة البت المقابلة للواحد الثنائي هي  $\frac{1}{2} A_c^2$ .

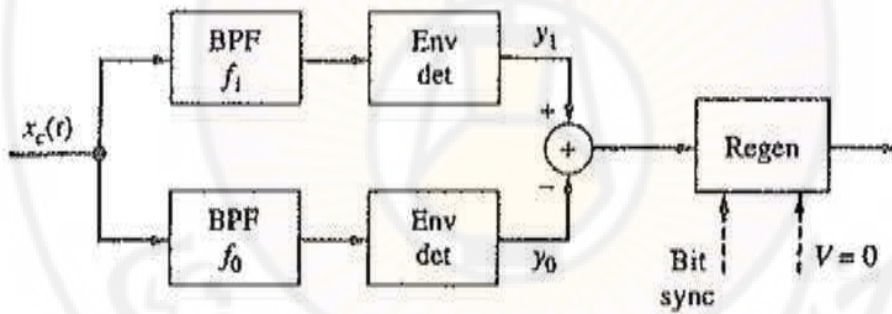
نستنتج من ذلك أنه في حالة OOK يكون:

$$E_b = \frac{1}{4} A_c^2 T_b \quad (8-18)$$

يتبين أن أقل قيمة لـ  $P_e$  في حالة استقبال إشارة OOK بكاشف غير متماسك (كاشف غلاف) بافتراض  $\gamma_0 > 1$ :

$$P_e \approx \frac{1}{2} e^{-\frac{\gamma_0}{2}} \quad (8-19)$$

يوضح الشكل (٨-١٢) طريقة الكشف غير المتماسك لإشارة FSK، بالاعتماد على أنها تمثل مجموع إشارتي OOK نغمر عنهما وفق (8-9-a,b) إحداهما  $x_{c0}(t)$  بتردد  $f_0$  والأخرى  $x_{c1}(t)$  بتردد  $f_1$ . ويستخدم في الشكل (٨-١٢) مرشح تمرير بحال BPF لكل من  $x_{c1}(t)$  و  $x_{c0}(t)$ ، كما يستخدم كاشف غلاف (Envelope Detector) لكل منهما، بحيث نحصل على  $y_1$  و  $y_0$ . ونعطينا دائرة إعادة التوليد (Regen) الإشارة الرقمية اعتماداً على ناتج الطرح  $[y_1(t_k) - y_0(t_k)]$ .



الشكل (٨-١٢) طريقة الكشف غير المتماسك لإشارة FSK

يمكن تحقيق الكشف المتماسك لإشارة FSK بطريقة توافق الشكل (٨-١٢)، إذا استبدلنا كاشفي الغلاف بدائري ترابط، يتألف كل منهما من ضارب ومكامل على غرار حالة كاشف OOK في الشكل (٨-١١).

يتبين أن أقل قيمة لاحتمال خطأ البتات  $P_e$  في حالة الكشف المتناسك لإشارة  $FSK$  تعطى بالعلاقة (8-16) تقريباً كما في حالة  $OOK$ . ويتبين أيضاً أن أقل قيمة لـ  $P_e$  في حالة الكشف غير المتناسك لإشارة  $OOK$  تعطى تقريباً بـ (8-19)، كما في حالة  $OOK$  من أجل  $\gamma_b \gg 1$ .

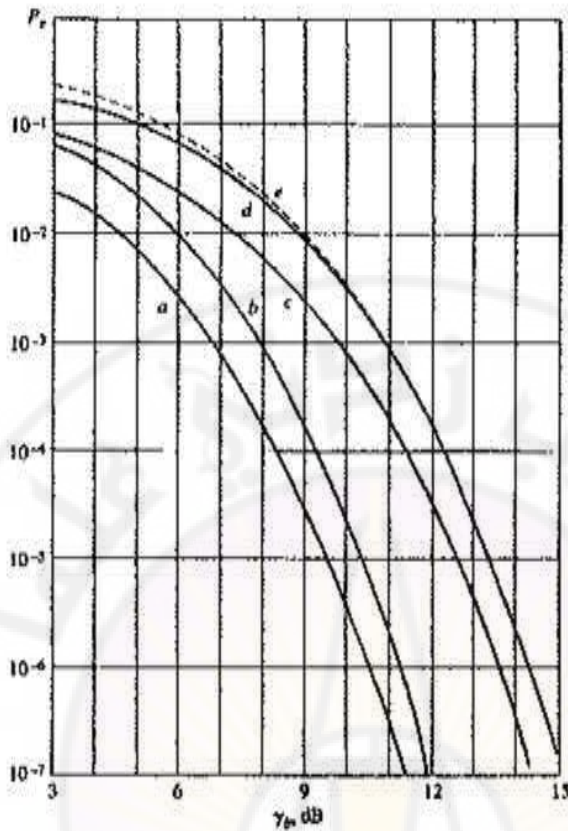
يمكن كشف إشارة  $PRK$  باستخدام دائرة الكشف الترابطي في الشكل (8-11)، على أن نجعل الجهد المرجعي للمقارن  $V=0$ ، حيث تكون  $i(t_k)$  موجبة مثلاً في حالة الواحدات وسالبة في حالة الأصفار.

يستنتج أن أقل قيمة لـ  $P_e$  في حالة الكشف المتناسك لإشارة  $PRK$  تعطى بالعلاقة:

$$P_e = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{\eta}}\right) = Q(\sqrt{2\gamma_b}) \quad (8-20)$$

يمكن أن يستخدم لكشف  $PRK$  كاشف متزامن، وهو يمكن أن يقارب بأدائه الكاشف الترابطي.

يبين الشكل (8-13) علاقة  $P_e$  بـ  $\gamma_b$  أو  $\frac{E_b}{\eta}$  لكل من حالات الكشف المتناسك لـ  $OOK$ ،  $FSK$ ،  $PRK$  وحالتي الكشف غير المتناسك لـ  $OOK$  و  $FSK$  وكذلك لطريقة  $DPSK$  التي نوضح مبدأ عملها في البند التالي. وتوضح من الشكل (8-13) أفضلية الكشف المتناسك، كما توضح أفضلية  $PRK$ . ومع أن  $FSK$  و  $OOK$  متقاربان بالأداء، يتميز  $FSK$  بثبات غلاف الإشارة المعدلة (*Modulated Signal Envelope*) أي ثبات مغطال  $x_e(t)$ .



الشكل (٨-١٣) منحنيات احتمال خطأ البتات.

a- حالة PRK المتناسك.

b- حالة DPSK.

c- حالة OOK أو FSK متناسك.

d- حالة FSK غير متناسك.

e- حالة OOK غير متناسك.

## ٨-٦ الإبدال بإنزياح الطور التفاضلي DPSK

إن الكشف المتناسك يتطلب توليد موجة مرجعية في قسم الاستقبال، بحيث تكون متزامنة أو متناسكة مع الموجة الحاملة في قسم الإرسال. وتستخدم للحصول على تلك



الموجة المرجعية المولدة محلياً في قسم الاستقبال دارات معقدة نسبياً، تعمل مثلاً بطريقة حلقة إحكام الطور PLL كالواردة سابقاً في الشكل (٥-١٣-ب). ولا يمكن كشف إشارات PSK بدارات كشف غير متماسك. ولذلك تستخدم في حالات عملية كثيرة طريقة بديلة للتعديل الطوري الرقمي تسمى طريقة PSK التفاضلي (Differential PSK) أو DPSK، وهي تتطلب دائرة كشف متماسكة جزئياً (Partially Coherent). وتعتمد فكرة DPSK على إمكانية الكشف بضرب الإشارة المستقبلية بنسخة مؤخره (Delayed Version) عن الإشارة نفسها كبديل عن الضرب بموجة مرجعية مولدة محلياً. ومن أجل ذلك يتم توليد إشارة DPSK في قسم الإرسال بأسلوب "تفاضلي". وبدلاً من ترميز معطيات الدخول بالطور في طريقة PSK، يتم ترميزها في طريقة DPSK بإزاحة الطور بين كل فترة بت وفترة البت التالية، بحيث لا يتغير طور الحامل عند إرسال الرقم الثنائي 1 مثلاً، بينما يُزاح بمقدار  $180^\circ$  عندما يكون الرقم الثنائي المرسل 0. ويتم الاعتماد على ذلك من أجل كشف DPSK في قسم الاستقبال، حيث يقارن طور الحامل في كل فترة بت بطوره في فترة البت السابقة، فإذا كان الطوران متماثلين نستنتج أن الرقم الثنائي المرسل هو 1، وفي حالة كون الطورين متعاكسين نستنتج أن الرقم الثنائي المرسل هو 0.

يوضح الجدول التالي أسلوب الترميز التفاضلي والأطوار المقابلة له في نظام DPSK. ونرمز بـ  $m_k$  لتتابع البتات في رسالة الدخول (Input Message)، بينما نرمز بـ  $a_k$  لتتابع البتات في الرسالة المرمزة (Encoded Message) وفق طريقة الترميز التفاضلي.

|                                |       |       |   |   |   |       |       |   |
|--------------------------------|-------|-------|---|---|---|-------|-------|---|
| Input Message ( $m_k$ )        | 1     | 0     | 1 | 1 | 0 | 1     | 0     | 0 |
| Encoded Message ( $a_k$ )      | 1     | 1     | 0 | 0 | 0 | 1     | 1     | 0 |
| Transmitted Phase ( $\phi_k$ ) | $\pi$ | $\pi$ | 1 | 1 | 0 | $\pi$ | $\pi$ | 0 |
| Phase Comparison Sign          | +     | -     | + | + | - | +     | -     | - |
| Regenerated Message ( $m'_k$ ) | 1     | 0     | 1 | 1 | 0 | 1     | 0     | 0 |

نفترض أن التابع  $a_k$  يبدأ برقم ثنائي اختياري (*Arbitrary Initial Bit*) وهو  $a_0=1$  في الجدول أعلاه. ونحصل على البتات  $a_k$  التالية من بتات رسالة الدخل  $m_k$  وفق القاعدة التالية: تكون  $a_k = a_{k-1}$  عندما  $m_k=1$ ، بينما تكون  $a_k \neq a_{k-1}$  عندما  $m_k=0$ . وبمعنى ذلك أنه يمكن الحصول على  $a_k$  من  $a_{k-1}$  (أي  $m_k$  بتأخير يساوي مدة البت  $T_b$ ) ببساطة *EX-NOR* وفق العلاقة المنطقية:

$$a_k = \overline{m_k \oplus a_{k-1}}$$

نرمز بـ  $\oplus$  للعملية المنطقية *EX-OR*، كما نرمز بالخط العلوي في العبارة المنطقية نفسها للاعتكاس المنطقي.

يفترض في الجدول الوارد أعلاه أن  $a_k$  تحدد الطور المرسل  $\phi_k$  في خرج معدل *DPSK*، بحيث يكون  $\phi_k = \pi$  عندما  $a_k=1$ ، بينما يكون  $\phi_k = 0$  عندما  $a_k=0$ . يقارن الطور  $\phi_k$  في طرف الاستقبال بالطور  $\phi_{k-1}$  في فترة البت السابقة. وترمز للشارات (+) في الجدول لحالة توافق الطورين، بينما ترمز للشارات (-) لحالة تعاكس الطورين. وتبعاً لنتيجة مقارنة  $\phi_k$  و  $\phi_{k-1}$ ، أي تبعاً للشارات (+) و (-) يتم الحصول على  $m'_k$  التي نقصد بها تتابع بتات الرسالة المستعادة في خرج قسم الاستقبال. وتكون  $m'_k$  مماثلة لـ  $m_k$  في حالة إهمال تأثير الضجيج والتداخلات والتشوهات في قناة النقل ودائرة الكشف. وبعد عمل كاشف تعديل *DPSK* في طرف الاستقبال مكافئاً للحصول على  $m'_k$  وفق العلاقة المنطقية:

$$m'_k = a_k \oplus a_{k-1}$$

يبين أن احتمال خطأ البتات في نظام *DPSK* يعطى بالعلاقة:

$$P_e = \frac{1}{2} e^{-r_s} \quad (8-21)$$

يتضح من منحنيات الأداء في الشكل (٨-١٣) أن نظام DPSK يحقق ميزة بمقدار 3dB بقيمة  $\gamma_b$  أو  $E_b$  اللازمة للحصول على قيمة معينة لـ  $P_e$  بالمقارنة مع حالات الكشف غير المتماسك لإشارات OOK أو FSK. ويتبين من الشكل (٨-١٣) أيضاً أن نظام DPSK أسوأ من نظام PSK بمقدار 1dB فقط بقيمة  $\gamma_b$  أو  $E_b$  اللازمة للحصول على القيمة نفسها لـ  $P_e$ ، وذلك من أجل  $P_e \leq 10^{-4}$ .  
تستخدم طريقة DPSK مثلاً في المودم من طراز (CCITT V.26bis)، بتردد حامل 1800Hz ومعدل بتات 1200bps.

### المثال ٨-١

نريد إرسال معطيات ثنائية بمعدل  $r_b = 100\text{kbps}$  بقناة ذات تخميد 60dB وكثافة ضوئية  $\eta = 10^{-12}\text{W/Hz}$  عند مدخل المستقبل. والمطلوب إيجاد قيمة الاستطاعة  $S_T$  التي ينبغي إرسالها، بحيث نحصل على  $P_e = 10^{-3}$  للطرق المختلفة للتعديل والكشف.

الحل:

نبدأ الإجابة بكتابة الاستطاعة المستقبلية  $S_R = S_T/L$ ، حيث  $L = 10^6$ .

تكون طاقة البت  $E_b = S_R T_b = \frac{S_R}{r_b}$ . وبما أن  $\gamma_b = \frac{E_b}{\eta}$ ، فلذا نكتب:

$$S_R = E_b r_b = \eta \gamma_b r_b$$

$$S_T = L S_R = L \eta \gamma_b r_b = 0.1 \gamma_b$$

نستخدم منحنيات الشكل (٨-١٣) أو العلاقات السابقة المعيرة عن  $P_e$  لإيجاد قيمة  $\gamma_b$  المقابلة لقيمة  $P_e$  المفترضة، ومن ثم نوجد  $S_T$ . ونحصل على النتائج الواردة في الجدول

التالي. ويتم ترتيب النظم في هذا الجدول وفق صعوبة تنفيذها عملياً، لكي تتضح إمكانية المقايضة (Trade-off) بين استطاعة الإشارة وتعقيد الدارات أو التجهيزات.

| System                      | $S_T, W$ |
|-----------------------------|----------|
| Noncoherent OOK or FSK      | 1.26     |
| Differentially coherent PSK | 0.62     |
| Coherent PRK                | 0.48     |

### المثال ٨-٢

أرسلت إشارة PCM بنظام FSK غير متماسك ويعمل بتسدد  $10\text{MHz}$ ، وبانحراف ترددي  $850\text{Hz}$  ومعدل بتات  $110\text{bps}$ . وبفرض أن مطال الحامل من السدرة إلى السدرة (Peak-to-Peak Amplitude) هو  $2\text{V}$  والكثافة الطيفية لاستطاعة الضجيج في الطيف ثنائي الجانب  $G_n = 10^{-4}\text{W/Hz}$ ، فالمطلوب حساب احتمال خطأ البتات لهذا النظام.

الحل:

$$A_c = \frac{1}{2} V_{pp} = \frac{2}{2} = 1\text{V}$$

$$T_b = \frac{1}{r_b} = \frac{1}{110} = 9.09 \times 10^{-3} \text{ Sec}$$

$$E_b = \frac{1}{2} A_c^2 T_b = \frac{(1)^2 (9.09 \times 10^{-3})}{2} = 4.55 \times 10^{-3} \text{ Joules}$$

$$\eta = 2G_n = 2 \times 10^{-4} \text{ W / Hz}$$

نوجد  $P_e$  بتطبيق العلاقة (8-15)، ولذا نحسب:



$$\frac{1}{2} \gamma_b = \frac{1}{2} \frac{E_b}{\eta} = \frac{4.55 \times 10^{-3}}{2(2 \times 10^{-4})} = 11.38$$

$$P_e = \frac{1}{2} e^{-11.38} = 5.74 \times 10^{-6}$$

نلاحظ أننا لم نحتاج في الحل إلى قيمة اشتراف التردد  $\Delta f = 850 \text{ Hz}$ . وهذه القيمة تعني أن  $f_1 - f_0 = 1700 \text{ Hz}$

### المثال ٨-٣

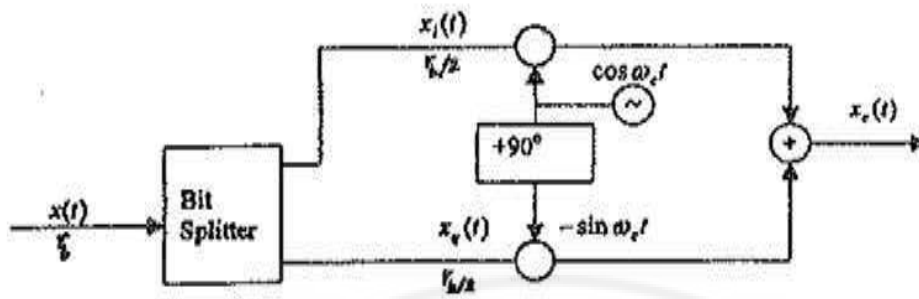
طبقت إشارة  $FSK$  في المثال (٨-٢) على دائرة كاشف متماسك والمطلوب حساب التحسين بقيمة  $P_e$  بالمقارنة مع حالة الكاشف غير المتماسك.

الحل:

نستنتج من القيم الواردة في المثال (٨-٢) أن  $\gamma_b = 22.76$  وهذه القيمة تقابل  $13.57 \text{ dB}$ . ومن ثم نجد من الشكل (٨-١٣) أن  $P_e = 6 \times 10^{-7}$ . نلاحظ أن استخدام الكاشف المتماسك أدى إلى إنقاص  $P_e$  نحو عشر مرات.

### ٨-٧ التعديل المطالي المتعامد $QAM$

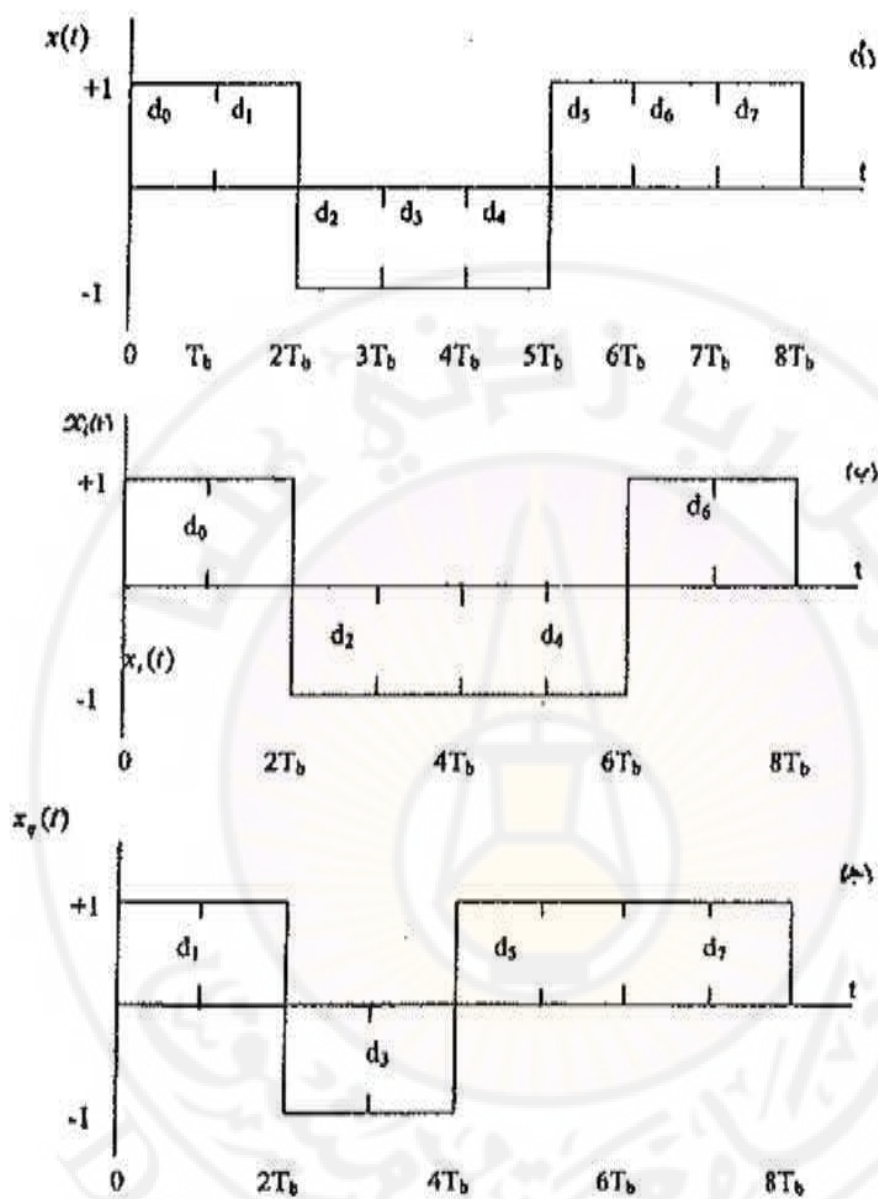
سبق أن أوضحنا أن عرض المجال الأمغري اللازم لإرسال إشارة  $ASK$  أو  $PSK$  هو  $B_T \approx f_b$ . ويمكن إنقاص عرض المجال المطلوب  $B_T$  بعدة طرق، ومنها الطريقة البسيطة الميونة في الشكل (٨-١٤). وتسمى هذه الطريقة طريقة التعديل المطالي المتعامد  $QAM$  (Quadrature Amplitude Modulation)، لأنها تعتمد على التعديل المطالي (بضارب تماثلي) لكل من حاملين "متعامدين" أي موجتين جيبيتين فرق الطور بينهما  $90^\circ$  مثل  $\cos \omega_c t$  و  $\pm \sin \omega_c t$ .



الشكل (٨-١٤) التعديل المطالي المتعامد QAM.

يفترض في الشكل (٨-١٤) استخدام مبدل معطيات (Data Converter) يعمل كفائق للبتات (Bit Splitter). ونرمز بـ  $x(t)$  لإشارة ثنائية ذات معدل بتات  $r_b$ . ونفترض أنها قطبية (Polar)، بحيث يمثل فيها الواحد الثنائي بـ +1 ويمثل الصفر الثنائي بـ -1. ونرمز لقيمة كل بت من المعطيات بـ  $d_i$  حيث  $i$  رقم البت. ويقوم فائق البتات بتوزيع أو فلق بتات معطيات الدخول  $x(t)$  إلى مسارين، بحيث يمر إلى المسار (Path) العلوي تدفق المعطيات (Data Stream) المؤلف من البتات الزوجية فقط، ويمر إلى المسار السفلي تدفق المعطيات المؤلف من البتات الفردية فقط. ونرمز لإشارة معطيات المسار العلوي بـ  $x_i(t)$  لأنها تعدل الحامل المتوافق بالطور (in-phase) مسج مصدر الموجة الحاملة  $\cos \omega_c t$ ، كما نرمز بـ  $x_q(t)$  لإشارة معطيات المسار السفلي لأنها تعدل الحامل المتعامد (Quadrature Carrier)، أي الموجة  $-\sin \omega_c t$  المزاحة بـ  $(-90^\circ)$  عن  $\cos \omega_c t$ . وتمثل إشارة الخرج  $x_c(t)$  مجموع الموجتين المعدلتين  $x_i(t)$  و  $x_q(t)$ . ويوضح الشكل (٨-١٥) الترتيب الزمني المطلوب لبتات  $x_i$  و  $x_q$  بفرض تتابع المعطيات  $d_i$  في إشارة الدخول على النحو:

11000111



الشكل (٨-١٥) فلق أو توزيع بيانات المعطيات.

ويتبين من الشكل (٨-١٥) أن:

$$x_i = d_0, d_2, d_4, \dots (\text{even bits})$$

$$x_q = d_1, d_3, d_5, \dots (\text{odd bits})$$

يتضح من الشكل (٨-١٥) أنه بدلاً من ظهور  $d_0$  و  $d_1$  بتسلسل زمني (serially)، في تدفق معطيات الدخل  $x(t)$ ، فهما تظهران في  $x_i$  و  $x_q$  في نفس الفترة على التوازي أو على التفرع (In Parallel). ولذلك تعد عملية تبديل المعطيات وفق الشكل (٨-١٥) كتبديل من تسلسل إلى توازي (Serial-to-Parallel Conversion)، ويمكن تحقيقها باستخدام مسجل إزاحة (Shift Register)، مخصص لـ 2bits، وبسمح بتشغيله كمبدل تسلسل-توازي (أو مبدل تسلسلي تفرعي). ويمكن أن ننظر إلى أزواج البتات (dibits) في  $x_i$  و  $x_q$  [مثل  $(d_0, d_1)$  و  $(d_2, d_3)$ ، ...] بمثابة رمز (Symbol) مدته  $D=2T_b$ . ونرى أن مدة كل بت في  $x_i$  و  $x_q$  في الشكل (٨-١٥) تساوي مدة الرمز  $D$ . ومن الواضح أن معدل بتات كل من  $x_i$  و  $x_q$  [أو معدل "الرموز" في معطيات الدخل  $x(t)$ ] يساوي  $r = \frac{1}{2}r_b$ . وبالتالي يكون عرض النطاق الأصغر اللازم لإرسال إشارة QAM في الشكل (٨-١٤):

$$B_r = r = \frac{1}{2}r_b$$

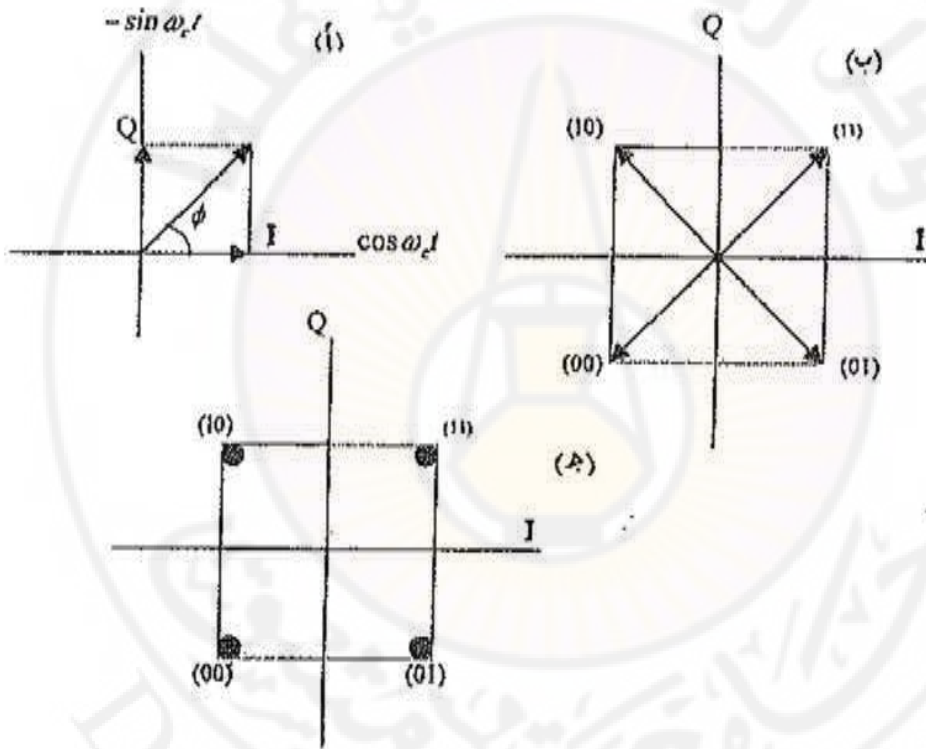
بدلاً من كونه مساوياً  $r_b$  في حالة إرسال معطيات الدخل بطريقة ASK و PSK. يوضح الشكل (٨-١٦-أ) كيفية تمثيل إشارة QAM بمطاور (Phasor) أو شعاع (Vector)، كمحصلة للمركبتين  $I$  و  $Q$ . وتمثل  $I$  الموجة المعدلة بـ  $x_i(t)$ ، أي المركبة المتوافقة بالطور (in-phase) مع مصدر الموجة الحاملة بـ  $\cos \omega t$ ، كما تمثل  $Q$  الموجة المعدلة بـ  $x_q(t)$ ، أي المركبة المتعامدة (Quadrature Component) التي هي بطور



$-\sin \omega_c t$ . وتحدد الزاوية  $\phi$  بين المحصلة الممثلة لإشارة  $QAM$  والمحور الأفقي (محور  $\cos \omega_c t$ ) بالعلاقة:

$$\tan \phi = \frac{Q}{I}$$

نفترض أن كلا من  $I$  و  $Q$  يمكن أن تأخذ إحدى القيمتين  $\pm 1$  تبعاً لبت المعطيات في  $x(t)$  و  $x_q(t)$ .



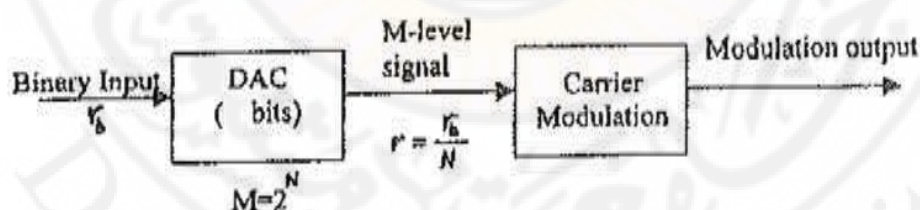
الشكل (٨-١٦) تمثيل إشارات  $QAM$  بأشعة أو نقاط.

يبين الشكل (٨-١٦-ب) مخطط مطاوورات (Phasor Diagram) أو مخططاً شعاعياً (Vector Diagram)، تمثل فيه المطاوورات أو الأشعة الأربعة الأزواج الممكنة للبتات (Dibits) في معطيات الدخل.

يستخدم لتمثيل إشارات QAM غالباً المخطط النقطي أو النحومي للإشارات (Signal Constellation) كاليمين في الشكل (٨-١٦-ج)، وتقابل فيه نقاط الإشارات (Signal Points) رؤوس الأشعة في الشكل (٨-١٦-ب).

### ٨-٨ التعديل الرقمي متعدد المستويات

يمكن خفض عرض المجال الأصغري المطلوب لإرسال إشارة ممانلية (من أجل معدل معين للبتات  $r_b$ ) بتحويلها إلى إشارة متعددة المستويات [كما سبق أن أوضحنا بالشكل (٧-٣٠) من أجل  $M=8$ ]، ثم استخدام هذه الإشارة لتعديل موجسة حاملة جيبيية بإحدى طرق AM و FM و PM، كما هو موضح في الشكل (٨-١٧). وتبعاً لذلك تسمى طريقة التعديل الرقمي بطريقة ASK أو FSK أو PSK المتعدد المستويات (MPSK, MFSK, MASK)، أي متعدد المظلات أو متعدد الترددات أو متعدد الأطوار.



الشكل (٨-١٧) مبدأ التعديل الرقمي متعدد المستويات

تسمح طريقة التعديل الرقمي المتعدد المستويات بخفض عرض المجال المطلوب للإرسال  
بمعامل يساوي  $N = \log_2 M$  بالمقارنة مع حالة التعديل الرقمي المباشر بالإشارة الثنائية.



## الفصل التاسع

### نظم الاتصالات البصرية

### *Optical Communication Systems*





## نظم الاتصالات البصرية

### Optical Communication Systems

#### ٩-١ مقدمة

تعد الاتصالات البصرية من أحدث طرق الاتصالات حيث تم تحقيقها بعد اختراع الليزر *Laser* والألياف البصرية *Optical Fibers*. ويمكن أن يعد عام ١٩٧٠ كبداية لظهور الاتصالات البصرية عملياً. ومنذ عام ١٩٧٥ أخذت تقانة الاتصالات التي تستخدم الأمواج الضوئية تتقدم بكل المقاييس وبسرعة كبيرة. وقد تطورت هذه التقانة نتيجة الجهد المتواصل لعلماء ومهندسين قاموا بابتكار نظم قادرة على نقل معلومات أكثر وبسرعة أعلى وغير مسافات أطول. وخلال العشرين سنة الماضية وضع الباحثون في الخدمة خمسة أجيال من نظم الاتصال بالأمواج الضوئية، ويمثل كل منها تقسماً رئيسياً لهذه التقانة. ويكون تردد الأمواج الضوئية المستخدمة في الاتصالات البصرية من مرتبة  $10^{14} \text{ Hz}$ ، ويمكن أن يبلغ عرض المجال الترددي للإشارة الضوئية أكثر من  $10^{10} \text{ Hz}$  أو  $10 \text{ GHz}$ .

عندما ظهرت نظم الجيل الأول من الاتصالات البصرية نحو عام ١٩٧٥، تسببت أنسه باستطاعتها نقل معلومات أكثر بكثير مما كانت تستطيع نقله النظم التي تنقل إشارات كهربائية عبر الأسلاك النحاسية. وقد كان المرسل عبارة عن ثنائي باعث للمضوء *LED* (*Light Emitting Diode*) يصدر أشعة تحت حمراء بطول موجة قدره  $0.87 \mu\text{m}$ . ويستجيب لتغيرات الإشارة الكهربائية عبر تغير شدة إشعاعه تبعاً لها.

في جميع أجيال نظم الاتصالات البصرية ينقل الضوء الصادر عن المرسل عبر ليف (Fiber) مصنوع من السيليكا. وعند انتقال الإشارة الضوئية عبر هذا الليف فإنها تتخامد (تضعف شدتها). ويمكن للنظام أن يعوض هذا التخامد باستخدام المعيدات أو المكررات (Repeaters). وقد كانت الألياف البصرية في الجيل الأول تعطي ضياعاً محدود  $20\text{dB/km}$ . ويعتمد نجاح أي جيل من أجيال نظم الاتصالات البصرية اعتماداً كلياً على مقدارين أحدهما كمية المعلومات التي يمكن إرسالها عبر النظام خلال ثانية واحدة (بوحدة  $\text{bits/sec}$ )، والآخر هو المسافة التي تحتازها الإشارة عبر الليف قبل أن يكون إعادة توليدها ضرورياً، لذلك فإن نجاح النظام يعبر عنه بدلالة سعة النقل  $\text{Transmission Capacity}$  التي تمثل جداء معدل نقل البتات بالمسافة.

بحلول عام ١٩٧٨ أصبح بالإمكان نقل مليار بت ( $\text{Gbits}$ ) كل ثانية عبر نظام اتصالات لمسافة  $10\text{km}$ ، بحيث أصبحت سعة النقل  $10\text{Gbit}\cdot\text{km/sec}$ . ومع ظهور الجيل الثاني نحو عام ١٩٨٠ حققت نظم الاتصالات البصرية سعة تقارب  $100\text{Gbit}\cdot\text{km/sec}$ ، حيث تمكن العلماء من تحسين التقنية بطريقتين، الأولى عبر تصغير قياس قلب (Core) الليف حيث صنعوا أليافاً وحيدة النمط ( $\text{Single Mode}$ ) [وقد أدى هذا التقدم إلى خفض التشوش ( $\text{Dispersion}$ ) بدرجة كبيرة] والثانية عبر تطوير مرسلات ومستقبلات يمكنها التعامل مع ضوء طول موجته  $1.3\mu\text{m}$ . وقد أدى هذا التغيير إلى خفض التخامد إلى  $4\text{dB/km}$  لأن زجاج السيليكا هو أكثر شفافية عند طول موجي  $0.87-1.3\mu\text{m}$ .

في عام ١٩٨٢ بدأ الجيل الثالث بالظهور عندما طور العلماء تقانات تصنيع أدت إلى زيادة نقاء زجاج السيليكا. وهكذا عزز العلماء بشكل أكبر شفافية الألياف ضمن مجال الأطوال الموجية من  $1.2-1.6\mu\text{m}$  وللاستفادة من هذا التقدم تم تصنيع منبع ضوء ليزري أحادي اللون ( $\text{Monochromatic}$ ) إلى درجة شبه مثالية. وبشكل خاص، فإن

الثنائيات الليزرية تستطيع توليد ضوء طول موجته  $1.55\mu m$  وهو طول الموجة الضوئية التي يكون عندها الزجاج السيليكا أكثر شفافية وقد أدت هذه التحسينات إلى زيادة سعة النقل بشكل كبير.

مع بداية عام ١٩٨٤ ظهر الجيل الرابع لنظم الاتصالات البصرية، ويتكون هذا الجيل من نظم مبتكرة تقوم بتعديل تردد الضوء أو طوره بدلاً من شدته.

تعرف النظم المعتمدة على تعديل الشدة (*Amplitude Modulation*) بنظم الكشف المباشر *Direct Detection* لأن الكواشف المستخدمة فيها يمكن أن تحول السنتغر في المطال (الشدة) إلى تغير في شدة التيار الكهربائي.

يمكن تطوير نظم الاتصالات البصرية لاحقاً بحيث أصبح بالإمكان نقل أكثر من  $1\text{Gbits/sec}$  عبر ليف بصري لمسافة تزيد عن  $100\text{km}$ .

تتميز الألياف البصرية المستخدمة في الاتصالات البصرية بعدة مزايا هامة جداً بالمقارنة مع الكوابل المعدنية ومنها:

- ١- تتميز الألياف البصرية كأوساط نقل في الاتصالات البصرية أنها مصنوعة من الزجاج أو البلاستيك والإشارة التي تحملها ذات طبيعة ضوئية.
- ٢- تتميز بأنها خفيفة الوزن وصغيرة الحجم ومرنة يسهل التعامل معها.
- ٣- تسمح بإرسال إشارات عريضة النطاق وبمعدلات إرسال عالية لمسافات طويلة (نتيجة لأن التخامد في الليف البصري لا يتعلق بالتردد كما هو الحال في الكوابل الخورية).
- ٤- لا تتأثر بالحقول الكهرومغناطيسية والجهد العالية (وفي حالة الإنكسار والعطل لا تحدث شرارات يمكن أن تؤدي إلى حرائق أو انفجارات).
- ٥- أكثر مقاومة لتغيرات البيئة فهي تعمل ضمن مجال درجات حرارة أوسع من مثيلاتها المعدنية ولا تتأثر بالمواد الكيميائية.



٦- ذات سعة أكبر بكثير نتيجة لأن عرض مجالها الترددي الذي يمكن أن يزيد عن  $10\text{GHz}$ .

٧- الكوابل البصرية أسهل وأكثر أماناً في التركيب والصيانة وذلك لأن الألياف الزجاجية والبلاستيكية غير ناقلة فلا توجد جهسود أو تيارات كهربائية عليها.

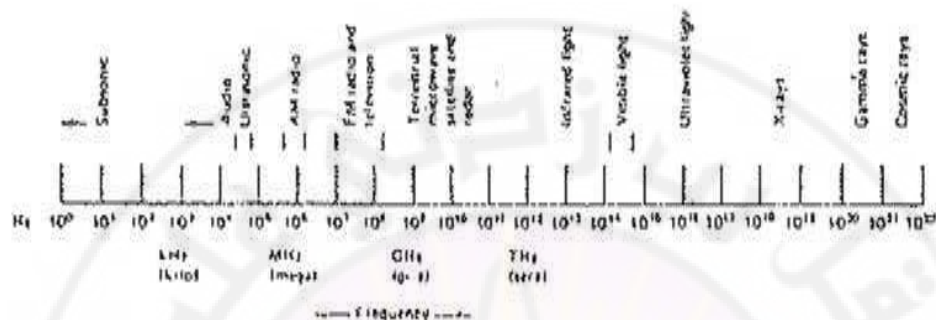
٨- الكلفة على المدى الطويل لنظام ليف بصري هي أقل من مثيله المعدني. هذه الميزات العديدة جعلت من الليف البصري اختياراً جيداً للعديد من التطبيقات. يبين الشكل (٩-١) مخططاً صندوقياً مبسطاً لنظام اتصال بصري يعطينا تصوراً عن بنية هذا النظام ومحتوياته بشكل عام. وهذا المخطط يمكن أن يستخدم لتمثيل النظم الرقمية أو التماثلية على حد سواء.



الشكل (٩-١) نظام اتصال بصري مبسط.

يبين الشكل (٩-٢) كامل الطيف الكهرومغناطيسي حيث نجد من هذا الشكل أن مجال الترددات الضوئية يبدأ من  $10^{12}\text{Hz}$  ويمتد حتى  $10^{16}\text{Hz}$  وينقسم إلى ثلاث مجالات هي: الأشعة تحت الحمراء  $0.74-1.00\mu\text{m}$  والضوء المرئي  $0.38-0.74\mu\text{m}$  والأشعة فوق البنفسجية  $0.01-0.38\mu\text{m}$ . ويعد الطول الموجي  $0.3-30\mu\text{m}$  مناسباً لأغراض

الاتصالات. ولكن في الوقت الحاضر يكون مجال الأطوال المستخدمة أضيق، وتستخدم غالباً الأطوال الموجية ضمن المجالات:  $(1.3-1.5)\mu\text{m}$  أو  $(0.8-0.9)\mu\text{m}$  أو  $(0.53-0.63)\mu\text{m}$ .



الشكل (٩-٢) الطيف الكهرطيسي.

يستفاد من الطبيعة الموجية للضوء لتحليل كيفية انتشارها داخل الألياف البصرية. ويمكن أن يفسر سلوك الضوء أحياناً اعتماداً على كونه مكوناً من فوتونات. وتعطى طاقة الفوتون بالعلاقة:

$$E = hf$$

حيث  $h$  ثابت بلانك ويساوي  $6.626 \cdot 10^{-34} \text{ J/Hz}$  و  $f$  التردد.

#### ٩-٢ طبيعة انتشار الضوء

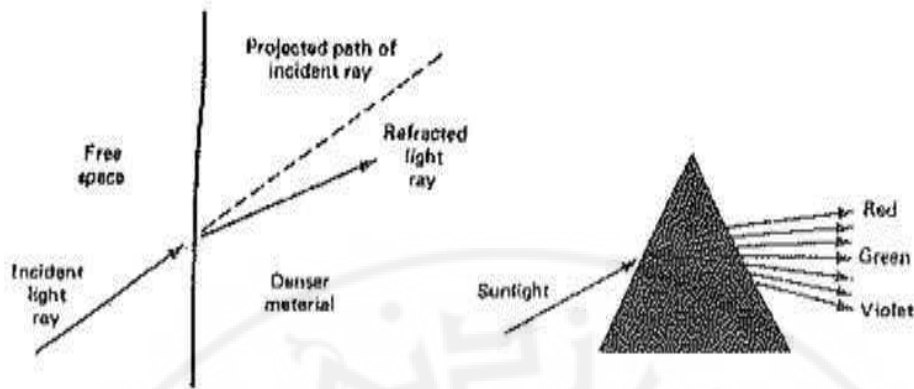
لفهم آلية انتشار الضوء في الألياف، فإنه من الضروري العودة إلى بعض أساسيات انكسار وانعكاس الضوء.

تنتشر الموجة الضوئية في الفراغ الحر بسرعة  $3.10^8 \text{ m/sec}$ . وتنخفض هذه السرعة في الأوساط (المواد) الأخرى الأكثر كثافة من الفراغ الحر. وعند انخفاض سرعة الموجة الضوئية نتيجة لمروورها من وسط إلى آخر أكثر كثافة فإن شعاع الضوء ينكسر ويفسر اتجاهه عند الحد الفاصل بين الوسطين كما مبين في الشكل (٩-٣-أ). إن انخفاض سرعة الموجة وانكسارها يكون مختلفاً حسب طول الموجة كما هو مبين في الشكل (٩-٣-ب). ويبين هذا الشكل كيف يتأثر شعاع ضوء الشمس (الذي يحتوي على كل الترددات الضوئية) خلال مروره عبر وسط أكثر كثافة من الفراغ الحر. ومن المعروف أنه عندما يمر الضوء من خلال الموشور فإنه ينكسر عند الحد الفاصل بين الهواء/الزجاج والحد الفاصل بين الزجاج/الهواء. ويلاحظ أكبر انكسار في حالة الموجات البنفسجية، وأقل انكسار في حالة الموجات الحمراء. ويتم بالتالي تفريق الضوء الأبيض إلى تردداته المختلفة (ألوانه) كما هو مبين بالشكل نفسه. وتسمى هذه الظاهرة بالانكسار أو التبدد الموشوري وهي الظاهرة التي تسبب قوس قزح حيث أن قطرات الماء في جو الأرض تعمل كموشورات صغيرة وهي تشتت ضوء الشمس إلى ألوانه المختلفة وبالتالي يتشكل طيف مرئي من الألوان (المقابلة لترددات مختلفة).

يعتمد مقدار الانحراف الناتج عن الانكسار الذي يحصل عند الحد الفاصل بين وسطين أو مادتين مختلفتين على قيمتي معامل الانكسار أو قرينة الانكسار للمادتين. ويعرف معامل الانكسار بأنه عبارة عن نسبة سرعة انتشار الضوء في الفراغ الحر إلى سرعته في مادة (وسط) ما، ويعبر عنه رياضياً بالعلاقة:

$$n = \frac{c}{v}$$

حيث  $c$  سرعة انتشار الضوء في الفراغ الحر، و  $v$  سرعة انتشار الضوء في مادة ما.



الشكل (٩-٣) انكسار الضوء.

يكون تغير معامل الانكسار كتابع للتردد صغيراً جداً بالنسبة لترددات الضوء المختلفة. إن عامل الانكسار للفراغ الحر يساوي الواحد، بينما للهواء 1.003 وللماء 1.33 وللزجاج 1.5. يعبر عن انكسار الضوء عند انتشاره بين وسطين أو مادتين مختلفتين بواسطة قانون *Snell* الذي ينص على أن:

$$n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2 \quad (9-1)$$

حيث  $n_1$  معامل انكسار الوسط (المادة) الأول.

$n_2$  معامل انكسار الوسط (المادة) الثاني.

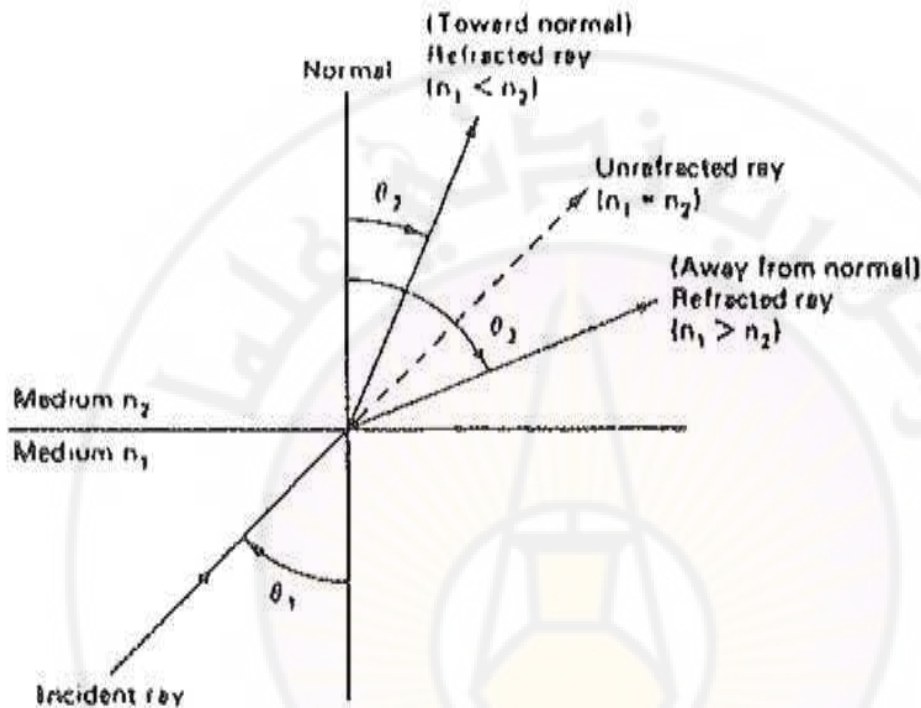
$\theta_1$  زاوية الورود.

$\theta_2$  زاوية الانكسار.

يبين الشكل (٩-٤) نموذجاً لمعامل الانكسار وفق قانون *Snell*. ونلاحظ من هذا الشكل أنه عندما يصل الشعاع الوارد إلى الحد الفاصل بين المادتين فإنه سوف ينكسر



بعيداً عن الناظم (Normal) أو باتجاه الناظم وذلك وفق كون  $n_1$  أكبر أو أصغر من  $n_2$ .



الشكل (٩-٤) انكسار الضوء على الحد الفاصل بين مادتين وفق قانون Snell.

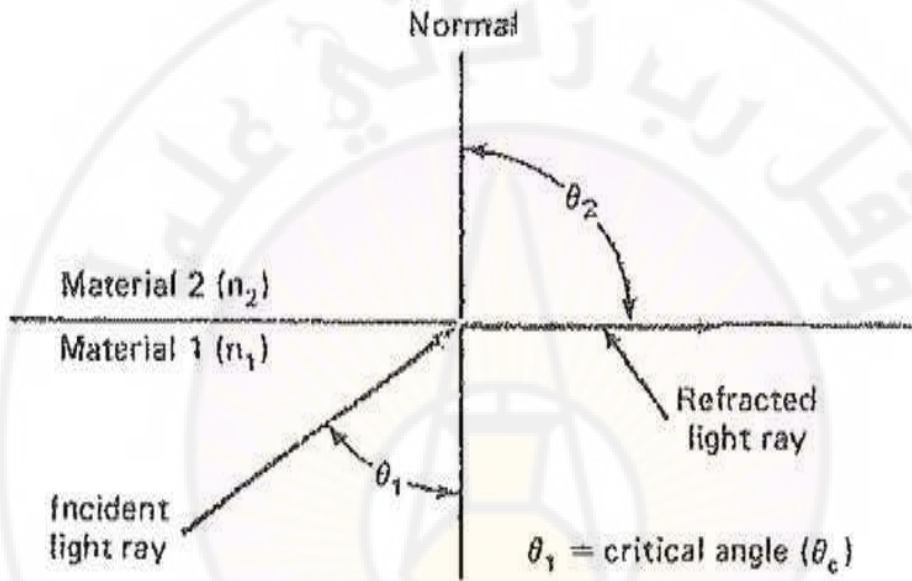
يبين الشكل (٩-٥) حالة شعاع وارد بزاوية  $\theta_1$ ، بحيث ينكسر الشعاع على طول السطح الفاصل بين الوسطين، وتكون  $\theta_2 = 90^\circ$ ، وذلك عندما يمر الشعاع من وسط ذي معامل انكسار أكبر إلى وسط ذي معامل انكسار أصغر ( $n_1 > n_2$ ). وعندما تكون  $\theta_2 = 90^\circ$  فإنه باستخدام قانون Snell نجد:

$$n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$$

$$\sin \theta_1 = \frac{n_2}{n_1}$$

$$\theta_1 = \sin^{-1} \frac{n_2}{n_1} = \theta_c$$

أي أن زاوية الورود  $\theta_1$  في الحالة المفترضة هي الزاوية الحرجة  $\theta_c$  (Critical Angle).

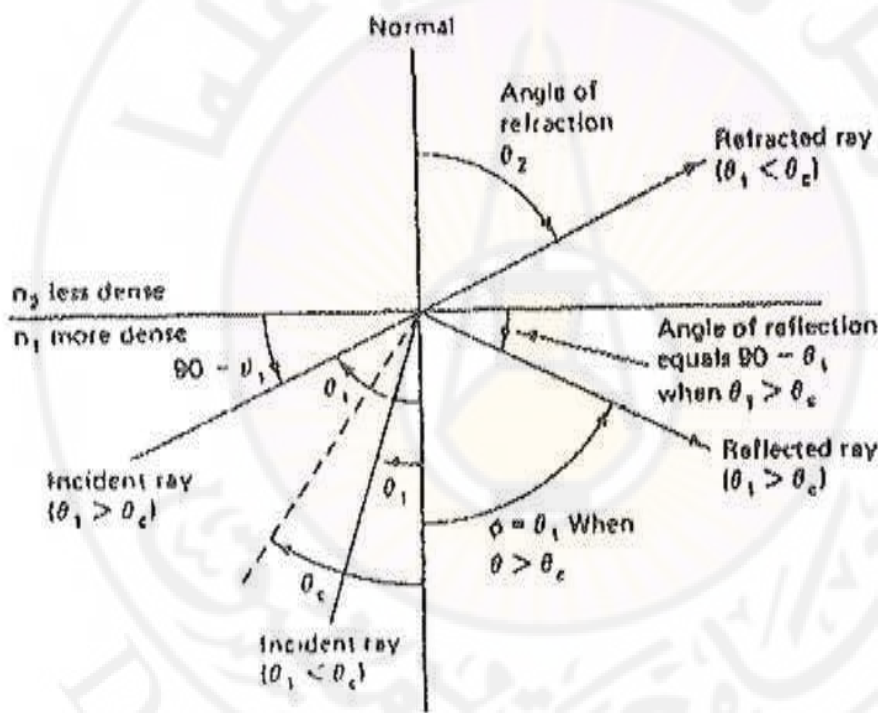


الشكل (٩-٥) توضيح مفهوم الزاوية الحرجة  $\theta_c$ .

عندما تكون زاوية الورود  $\theta_1$  أكبر من الزاوية الحرجة  $\theta_c$ ، فإن جميع الأشعة الضوئية الداخلة سوف لا تخترق الحد الفاصل لتنتقل إلى الوسط الآخر وبالتالي سيحدث انعكاس كلي للضوء، وتكون زاوية الورود مساوية لزاوية الانعكاس. وهذه الخاصية للانعكاس الكلي عند زاوية ورود أكبر من الزاوية الحرجة هي من الخصائص الأساسية الهامة في

ألياف الاتصالات البصرية. وبين الشكل (٦-٩) الحالات التي تكون فيها زاوية الورود أكبر أو أصغر من الزاوية الخارجة.

إن الأمواج الكهرومغناطيسية التي يأتي ترتيبها أسفل الضوء المرئي مباشرة في الطيف الترددي تسمى الأمواج تحت الحمراء *Infrared Waves*. وتستخدم هذه الأمواج بشكل متزايد في دارات الاتصالات بواسطة الألياف البصرية. وأطوال الأمواج الأكثر استخداماً في الألياف البصرية هي  $0.82\mu m$  و  $1.3\mu m$  و  $1.55\mu m$ .



الشكل (٦-٩) انكسار الشعاع عند قيم مختلفة لزاوية الورود.

### ٩-٣ الألياف البصرية *Optical Fibers*

تعرف قناة الاتصال بأنها المسار بين المرسل والمستقبل. وفي نظم الاتصالات البصرية يكون الليف البصري المصنوع من الزجاج أو البلاستيك هو القناة. ولكي يكون له هذه القناة فعالية، لا بد أن يكون التخميد ضعيفاً وزاوية ورود الأشعة كبيرة حتى يستطيع الضوء اجتياز مسافات طويلة دون أن يتناقص، وكذلك يجب الإقلال من الوصلات المستخدمة في ربط الألياف مع بعضها حتى تقلل من الضياع أو الفقد الناشئ عن هذه الوصلات. وتصنع الألياف البصرية من مادة السيليكا الموجودة بكثرة والتي يقل سعرها كثيراً عن معدل النحاس الذي بدأ ينفذ في أماكن كثيرة من العالم.

يبين الشكل (٩-٧) البنية النموذجية للليف البصري، وهو يتألف من:

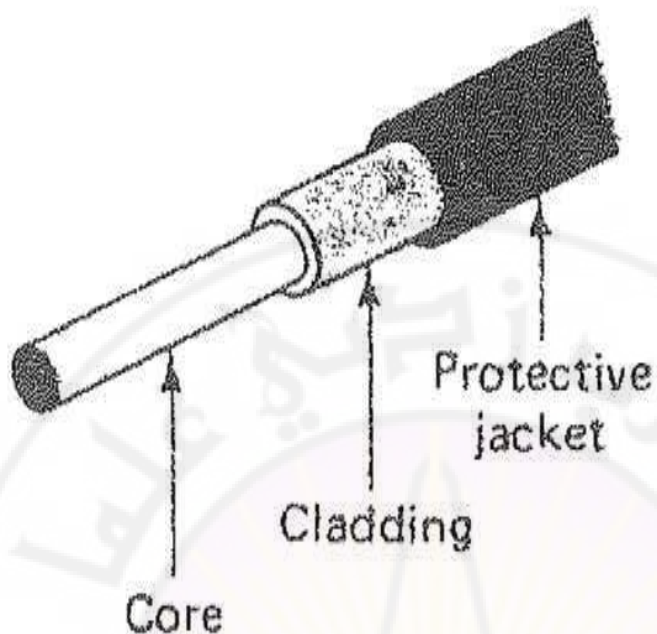
١- القلب أو النواة (Core): وهو القسم الذي ينتشر خلاله الضوء المرسل ويصنع عادة من مادة عازلة شفافة (زجاج أو بلاستيك) ذات معامل انكسار  $n_1$ . ويرمز لنصف قطر القلب بـ  $a$ .

٢- الغلاف (Cladding): وهو الوسط المحيط بالقلب ويصنع من مادة عازلة شفافة كالزجاج أو البلاستيك ولها معامل انكسار  $n_2$  وبموجب  $n_1 > n_2$ .

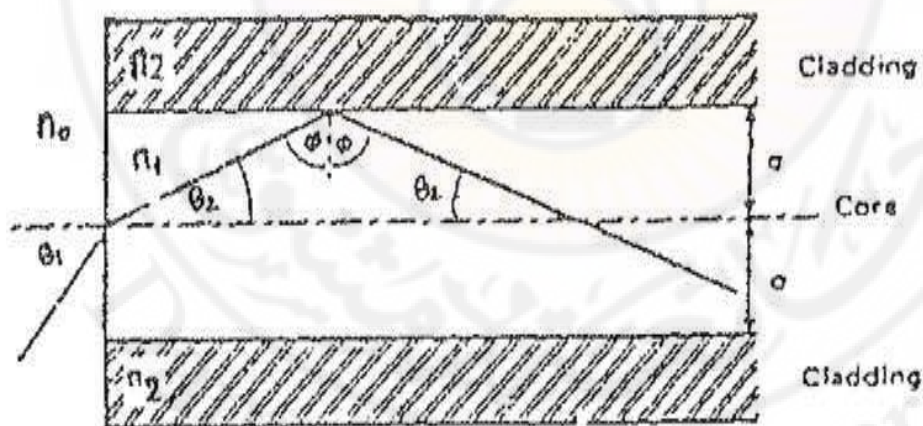
٣- غلاف وقاية (حماية) *Protective Jacket*: وظيفته حماية القلب من الاهتزازات الميكانيكية وإعطاء الليف قوة ميكانيكية إضافية.

تنتشر الأمواج الضوئية في مادة القلب منعكسة عن مادة الغلاف وتنتشر هذه الأمواج من المرسل إلى المستقبل فقط في مادة القلب كما هو مبين في الشكل (٩-٨). ولكي تنتشر الأمواج الداخلة إلى قلب الليف فوراً يجب أن تكون ذات زاوية ورود أقل أو تساوي الزاوية الحرجة  $\theta_c$ .



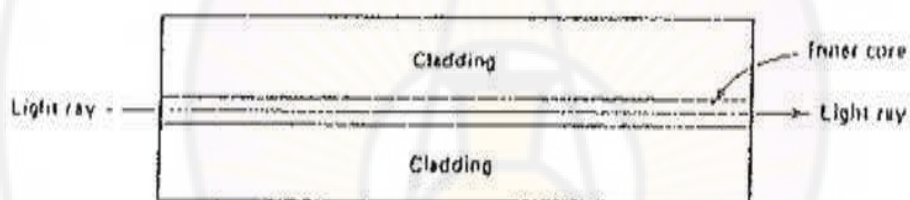


الشكل (٧-٩) بنية الليف البصري.

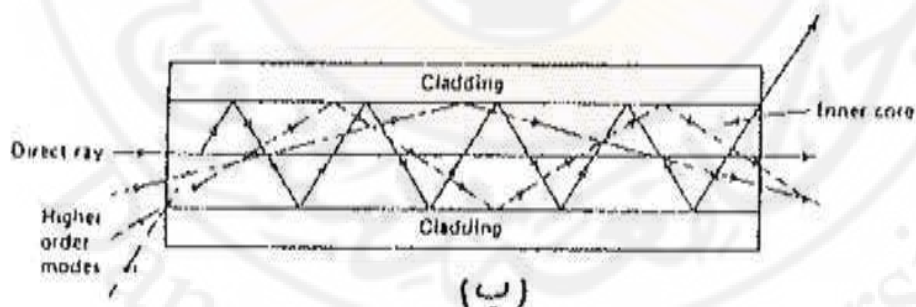


الشكل (٨-٩) انتشار الشعاع الضوئي في قلب الليف.

ذكرنا سابقاً أن الضوء يمكن أن ينتشر على طول الليف البصري إما بالانعكاس أو بالانكسار. ويعتمد انتشار الضوء على النمط وعلى التمثيل الجانبي لمعامل انكسار الليف *Index Profile*. ويقصد بكلمة نمط *Mode* في الألياف البصرية المسار *Path*. فلو كان هناك مسار واحد للضوء على طول الليف البصري فإن الليف يسمى الليف ذو النمط الوحيد *Single Mode*، بينما إذا كان هناك أكثر من مسار للضوء فيسمى الليف بالليف ذي الأنماط المتعددة *Multimode*. ويتحدد عدد الأنماط المنتشرة في الليف بنسبة قطر الجزء الحامل للضوء (القلب) في الليف إلى طول الموجة وأيضاً بطبيعة التوزيع العرض لمعامل الانكسار. ويبين الشكل (٩-٩) انتشار كل من النمط الوحيد والنمط المتعدد على طول ليف بصري.



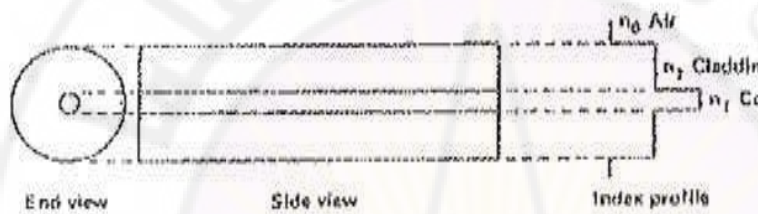
(أ)



(ب)

الشكل (٩-٩) آلية انتشار النمط الوحيد والنمط المتعدد على طول ليف بصري.

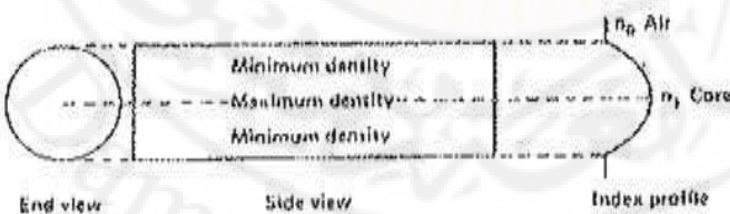
أما التمثيل الجانبي لمعامل الليف فهو عبارة عن رسم تخطيطي لمعامل انكسار القلب في الليف، البصري. ويبين الشكل (٩-١٠) التمثيل الجانبي لأنواع مختلفة من الألياف. نلاحظ من الشكل (٩-١٠) أنه يوجد نوعان أساسيان للشكل الجانبي لمعامل الانكسار: الخطوي (Step) حيث يحدث تغير مفاجئ لمعامل الانكسار في الليف، والمندرج (Graded) حيث لا يوجد غلاف للقلب ومعامل انكساره غير منتظم بحيث يكون أعظمياً في المركز وينخفض تدريجياً بالانحاف نحو الحافة الخارجية.



(٩)



(١٠)



(١١)

الشكل (٩-١٠) التمثيل الجانبي لأنواع مختلفة من الألياف.

## ٩-٤ أنواع الألياف البصرية *Types of Optical Fibers*

يمكن تصنيف الألياف البصرية وفق عاملين رئيسيين:

- ١- وفق تغير معامل الانكسار داخل الليف حيث لدينا:
    - أ- ليف بصري ذو معامل انكسار خطوي *Step-Index Fiber*.
    - ب- ليف بصري ذو معامل انكسار متدرج *Graded-Index Fiber*.
  - ٢- وفق عدد الأنماط التي تنتشر داخل الليف:
    - أ- ليف أحادي النمط *Single-Mode Fiber*.
    - ب- ليف متعدد الأنماط *Multimode Fiber*.
- سوف نستعرض في هذه الفقرة الأنواع الأساسية للألياف البصرية وآلية انتشار الضوء خلالها.

### ٩-٤-١ الليف متعدد الأنماط وعامل الانكسار الخطوي:

يتكون هذا الليف، كما أشرنا سابقاً، من قلب مركزي ذي عامل انكسار  $n_1$  يحيط به غلاف ذو معامل انكسار  $n_2$  بحيث  $n_1 > n_2$ . ويحدث في هذا الليف تغير مفاجئ لمعامل الانكسار عند السطح الفاصل بين القلب والغلاف، وينتشر الضوء على طول الليف إما بالانعكاس أو بالانكسار [انظر الشكلين (٩-٩-ب) و (٩-١٠-ب)].

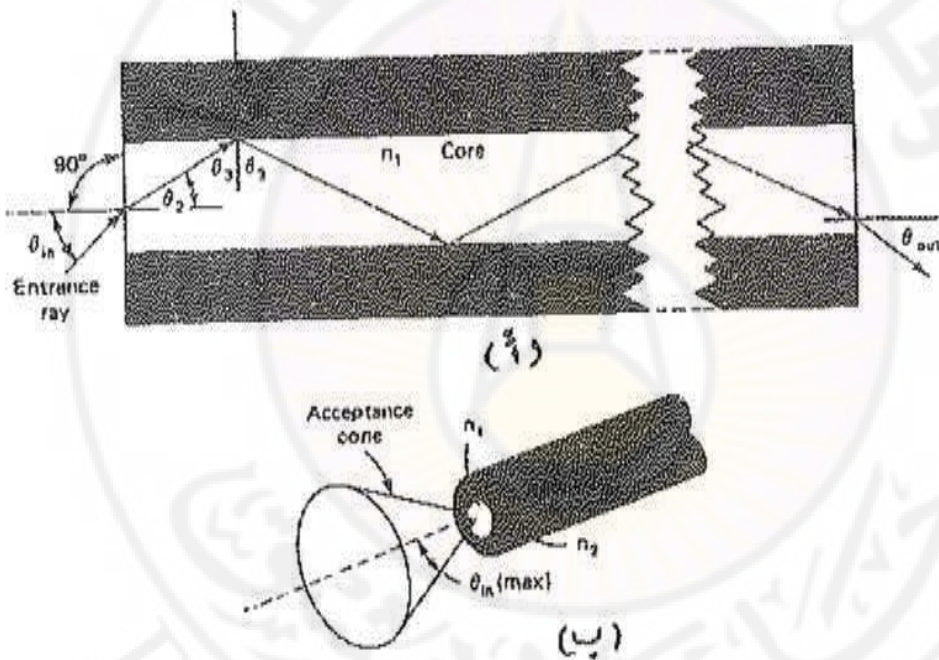
يبين الشكل (٩-١١-أ) مفهوم الانعكاس الكلي لانتشار الضوء عبر الليف متعدد الأنماط. وينتج الانتشار عن الانعكاسات المتتالية عن السطح الفاصل بين القلب والغلاف، ولذلك فإن الشعاع الضوئي الداخل إلى الليف سوف يرتد ويتنشر على طول الليف، نتيجة لعمليات الانعكاس الداخلي الكلي المتعددة. وفي حالة النقطة  $P$  من الشكل (٩-١١-أ) نجد أن الشعاع الضوئي يصل إلى السطح الفاصل بين القلب



والغلاف، بزاوية  $\theta_3$ . وحتى ينعكس هذا الشعاع وينتشر على طول الليف فإنه يجب أن تكون لهذه الزاوية  $\theta_3$  قيمة صغرى مساوية للزاوية الحرجة  $\theta_c$  التي ينتج عنها زاوية انكسار  $90^\circ$ . ويمكن تحديد القيمة الحرجة للزاوية  $\theta_3$  من قانون Snell:

$$\theta_c = \theta_{3(\min)} = \sin^{-1} \frac{n_2}{n_1} \quad (9-2)$$

$$\sin \theta_c = \frac{n_2}{n_1}$$



الشكل (٩-١) توضيح مفهوم الانعكاس الكلي لانتشار الضوء عبر ليف متعدد الأنماط.

إذا أخذنا بالحسبان أن الزاوية  $\theta_2$  هي متممة للزاوية  $\theta_3$ ، أي أن  $\theta_2 = \frac{\pi}{2} - \theta_3$  يكون لدينا:

$$\sin \theta_{2(max)} = \cos \theta_c = \frac{\sqrt{n_1^2 - n_2^2}}{n_1}$$

أو

$$\theta_{2(max)} = \sin^{-1} \frac{\sqrt{n_1^2 - n_2^2}}{n_1} \quad (9-3)$$

بتطبيق قانون Snell على سطح الدخول حيث عامل انكسار الهواء  $n_0 = 1$  نحصل على:

$$n_0 \sin \theta_{i(max)} = n_1 \sin \theta_{2(max)}$$

$$\sin \theta_{i(max)} = n_1 \sin \theta_{2(max)} \quad (9-4)$$

بتعويض المعادلة (9-3) في (9-4) نحصل على:

$$\sin \theta_{i(max)} = \sqrt{n_1^2 - n_2^2} = (n_1^2 - n_2^2)^{1/2}$$

أو

$$\theta_{i(max)} = \sin^{-1} (n_1^2 - n_2^2)^{1/2} \quad (9-5)$$

بناء على ذلك فإن الزاوية  $\theta_{i(max)}$  هي أكبر زاوية يصنعها الشعاع مع محور القلب بحيث ينتشر الضوء خلاله نتيجة الانعكاسات الداخلية. ونجد أن الأشعة التي تدخل إلى الليف بزوايا أكبر من  $\theta_{i(max)}$  سوف تنابع طريقها إلى الغلاف وتضيع فيه.

تسمى الزاوية  $\theta_{i(max)}$  زاوية القبول *Acceptance* أو نصف زاوية مخروط القبول *Acceptance Cone* [الشكل (٩-١١-ب)]. وهي تحدد أكبر زاوية يمكن أن يسدحل فيها الشعاع الضوئي إلى الليف وينتشر خلاله بشدة لا تقل بأكثر من  $10dB$  عن القيمة العظمى.

يطلق على قيمة  $\sin \theta_{m(\max)}$  اسم الفتحة العددية  $NA$  (Numerical Aperture) وهي تحدد نصف زاوية مخروط القبول لانتشار الضوء داخل الليف. وتعرف الفتحة العددية  $NA$  بأنها عبارة عن مقدرة الليف على جمع الضوء الوارد من المنبع الضوئي. فكلما كانت الفتحة العددية أكبر، كلما كان مقدار الضوء الذي يستقبله الليف أكبر، ورياضياً يعبر عن الفتحة العددية في الليف البصري ذي معامل الانكسار الخطوي بالعلاقة:

$$NA = \sin \theta_{m(\max)} = (n_1^2 - n_2^2)^{1/2}$$

$$\sin^{-1} NA = \theta_{m(\max)} \quad (9-6)$$

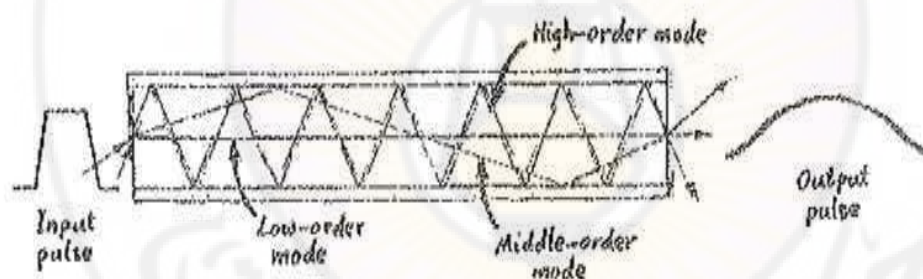
تعد الفتحة العددية من المواصفات الأساسية المهمة للألياف البصرية وذلك لأنها تربط بين المنبع الضوئي والليف البصري.

هناك مشكلة أساسية في الليف متعدد الأنحاط ومعامل الانكسار الخطوي وهي أنه عندما تدخل نبضة قصيرة المدة من الضوء إلى الليف تنتشر بعض الأشعة على طول محور الليف، بينما تنتشر بعض الأشعة الأخرى بمسارات مائلة على المحور. لذلك فسيان هذه الأشعة لا تصل في نفس الوقت إلى نهاية الليف، بل يوجد بينها فارق زمني. ويعد هذا التأخير الزمني من مساوئ هذا النوع من الألياف البصرية.

يبين الشكل (٩-١٢) حالة ثلاث أشعة ضوئية تنتشر على طول ليف متعدد الأنحاط وذي عامل انكسار خطوي. فلاحظ من الشكل بأن النمط ذا الترتيب الأدنى *Lowest Order Mode* يسير على طول محور الليف والنمط ذا الترتيب المتوسط *Middle-Order Mode* ينعكس مرتين عن جدار الليف قبل مروره على طول الليف، أما النمط ذو الترتيب الأعلى *Higher-Order Mode* فينعكس مرات عديدة عن جدار الليف قبل أن يصل إلى نهايته. من الواضح بأن النمط ذا الترتيب الأعلى يسير مسافة أكبر بكثير من النمط ذي الترتيب الأدنى أثناء انتشاره في الليف. ونتيجة لاختلاف

أطوال المسارات فإن الضوء الداخل إلى الليف سوف يستغرق فترات زمنية مختلفة ليصل إلى نهاية الليف. وبالتالي إذا أرسلت الأشعة الثلاث في وقت واحد في الليف وكانت تمثل نبضة ضوئية فإن هذه الأشعة ستصل إلى نهاية الليف في أوقات مختلفة وتسبب نشر النبضة *Pulse Spreading* كما هو مبين في الشكل (٩-١٢). وهذا ما يعرف بتشتت النبضة *Pulse Dispersion* ويؤدي إلى زيادة عرض النبضة وتخفيض مطالبها عند الخرج. وكلما ازداد طول الليف، كان تشتت النبضة أكبر. وبعد التشتت العامل الأساسي الذي يحد من المعادل الأعظمي للمعلومات (النبضات الضوئية) الممكن إرسالها.

نستنتج أن عرض المجال وسرعة إرسال المعلومات في هذا الليف أقل مما هو عليه في الألياف الأخرى.



الشكل (٩-١٢) توضيح مفهوم تشتت النبضة.

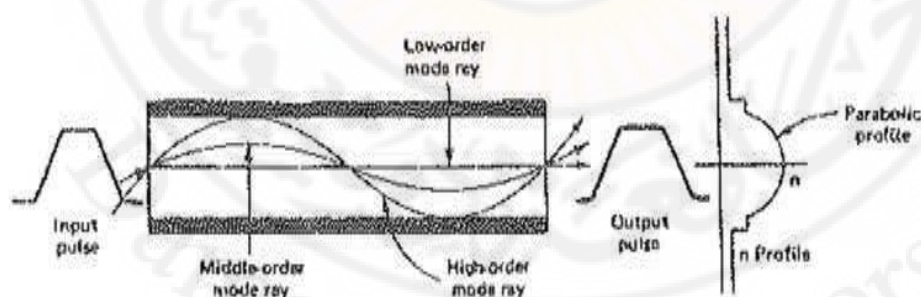
تستخدم الألياف البصرية متعددة الأنماط ومعامل الانكسار الخطوي قلب يتراوح قطره من  $50-1000\mu m$ . ولكن التشكيلة الأكثر استخداماً هي التي يكون فيها قطر الليف  $100\mu m$  وقطر الغلاف  $140\mu m$ . إن القطر الكبير للقلب والقيمة العالية للانحناء



العديدة في هذا النوع من الألياف يؤدي إلى تسهيل عملية الربط *Coupling* بين الليف والمنبع ويسمح باستخدام وصلات رخيصة السعر نسبياً. من التقنيات المستخدمة لإنقاذ تأثير تشتت النبضة هي جعل قلب الليف صغيراً جداً (حوالي بضعة  $\mu m$ ). هذا النوع يوافق الأنماط ذات المراتب الدنيا والتي تسمح باستخدام نظم ذات سرعة إرسال عالية ومسافات بعيدة. لكن هذا الليف غالي السعر وصعب الإنتاج ويحتاج إلى استطاعة عالية ودقة في التوجيه وذلك بسبب صغر قلب الليف. ويمكن إنقاذ أثر التشتت باستخدام الليف متعدد الأنماط ومعامل الانكسار المتدرج.

#### ٩-٤-٣ الليف متعدد الأنماط ومعامل الانكسار المتدرج:

يبين الشكل (٩-١٣) هذا النوع من الألياف فهو يتألف من قلب مركزي ذي معامل انكسار غير منتظم، فهو أكبر ما يمكن في المركز ويقل تدريجياً حتى سحافة الليف حيث يتغير معامل الانكسار تبعاً للمسافة عن محور الليف. تنتشر الأشعة الضوئية في هذا الليف بطريقة الانكسار التدريجي بحيث ينحني الشعاع الضوئي خلال فترة انتشاره في الليف مما يجعله مستمر الاتجاه.



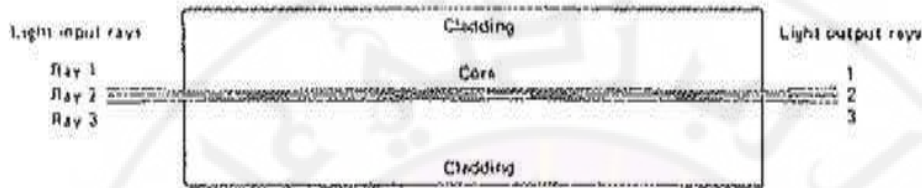
الشكل (٩-١٣) ليف متعدد الأنماط ذو معامل انكسار متدرج.

نلاحظ من الشكل (٩-١٣) أن هناك ثلاث أشعة (أنماط) تسير بمسارات مختلفة. يسير الشعاعي المحوري (النمط ذو الترتيب الأدنى) على طول محور الليف حيث معامل الانكسار ذو قيمة عظمى. لذلك فإن هذا النمط سوف ينتشر بسرعة أقل على عكس الأشعة المائلة المائلة للأنماط ذات الترتيب المتوسط والأعلى التي تسير في المساحة الخارجية للليف، فهي تقطع مسافة أطول من تلك التي تسير قرب محور الليف. لذلك فإن سرعتها تكون أكبر نتيجة لانخفاض معامل الانكسار مع زيادة المسافة عن محور الليف حيث أن سرعة الانتشار تناسب عكساً مع معامل الانكسار  $v = \frac{c}{n}$ . وبالتالي فإن كل الأشعة تنتشر تقريباً بنفس الوقت على طول الليف، أي أن الأشعة المنتشرة في قلب الليف في جهة الإرسال متصل إلى جهة الاستقبال في نفس الوقت، دون تأخير زمني على عكس ما هو عليه في الليف ذي معامل الانكسار الخطوي مما يؤدي إلى انخفاض التشننت بشكل كبير. ولذلك فإن التشويه الناتج عن تعدد المسارات هو أقل مما هو عليه في الليف ذي معامل الانكسار الخطوي. ولكن هذا الليف هو أعقد من ناحية التصنيع والكلفة. ويعد هذا الليف وسطاً بين النوعين الآخرين (وحيد النمط ومتعدد الأنماط ذي معامل الانكسار الخطوي)، كما أن هذا النوع من الألياف والذي يستخدم قلب قطره  $50\mu m$  وغلاف قطره  $125\mu m$  يستخدم في كثير من نظم الاتصالات ويعدل إرسال يصل إلى  $140 Mbit/sec$  لمسافة  $20 km$  بدون مكررات.

#### ٩-٤-٣ الليف وحيد النمط ومعامل الانكسار الخطوي:

يكون القلب المركزي لهذا الليف صغيراً جداً بحيث يصبح للضوء مسار وحيد فقط يمكن أن يمر خلاله عبر الليف، ويتم انتشار الضوء على طول الليف بالانعكاس حيث ينتشر الضوء الذي يدخل الليف على طول قلب الليف أو ينعكس مرة واحدة، وبالتالي

فإن كل الأشعة الضوئية سيكون لها المسار نفسه داخل الليف وتستغرق تقريباً الوقت نفسه لانتشارها على طول الليف. ويبين الشكل (٩-٤) ثلاث أشعة ضوئية تنتشر في ليف وحيد النمط. ومعامل الانكسار الخطوي.



Light propagation down a single-mode step-index fiber.

الشكل (٩-٤) ليف وحيد النمط ذو معامل انكسار خطوي.

بما أن قطر القلب صغير جداً فلا يوجد سوى مسار واحد لكل الأشعة التي تمر عبر الليف. وهذه الأشعة سوف تنتشر بنفس الوقت وتسير نفس المسافة خلال الوقت نفسه، وبالتالي سيكون للأشعة الضوئية العلاقات الزمنية نفسها عند خروج الليف كما كانت عند دخوله مما يؤدي إلى انعدام نشر النبضة أو تشتت النبضة *Pulse Dispersion* أو انخفاضه إلى الحد الأدنى. وهذا يؤدي إلى إمكانية استعادة النبضة المرسلة عبر الليف عند الخرج بشكل دقيق. وينتج عن ذلك إمكانية الحصول على عرض مجال كبير وسرعة إرسال معلومات عالية في هذا الليف بالمقارنة مع الألياف الأخرى. إلا أن لهذا الليف بعض المساوئ، منها أنه صعب الإنتاج وذو كلفة عالية، كما أن عملية الربط ما بين المنبع والليف تكون صعبة نظراً لصغر قطر القلب الليف، ويحتاج أيضاً إلى أن يكون المنبع الضوئي عالي التوجيه لإدخال الضوء عبر الليف وذلك بسبب صغر قطر قلب الليف.

تستخدم الألياف وحيدة النمط بشكل واسع في الاتصالات لمسافات بعيدة، وتسمح هذه الألياف باستخدام معدل إرسال يصل إلى  $500\text{Mbit/sec}$  ومكررات متوضعة على مسافات  $100\text{km}$  الواحدة عن الأخرى.

### المثال ٩-١

افترض أنه في حالة ليف بصري متعدد الأغواط ومعامل انكسار خطوي يكون القلب مصنوعاً من الزجاج وله معامل انكسار  $n_1 = 1.535$  والغلاف له معامل انكسار  $n_2 = 1.490$ ، والمطلوب حساب كل من الزاوية الحرجة  $\theta_c$  وزاوية القبول  $\theta_m$  والفتحة العددية  $NA$ .

الحل:

لدينا الزاوية الحرجة:

$$\theta_c = \sin^{-1} \frac{n_2}{n_1} = \sin^{-1} \frac{1.490}{1.535} = 76.7^\circ$$

وزاوية القبول:

$$\theta_{m(\max)} = \sin^{-1} (n_1^2 - n_2^2)^{1/2} = 21.7^\circ$$

ومن ثم الفتحة العددية:

$$NA = \sin \theta_{m(\max)} = 0.369$$



## ٩-٥ الألياف ذات النمط الوحيد

يفضل ألا ينتشر في الليف إلا نمط وحيد كما في الشكل (٩-١٤) لأن انتشار عدة أنماط كما في حالة الشكل (٩-١٢) يؤدي إلى تشتت النبضة، أي يسودي إلى زيادة عرضها. ونقول بالتمريف أن الليف وحيد النمط هو الليف الذي ينتشر فيه الضوء بنمط واحد. ويتبين أن ذلك، يتحقق للأطوال الموجية التي تكون أطول من طول موجة القطع  $\lambda_c$  المعطاة بالعلاقة:

$$\lambda_c = \frac{2\pi n_1 \sqrt{2\Delta}}{2.405} \quad (9-7)$$

حيث  $\Delta = \frac{n_1 - n_2}{n}$  و  $a$  نصف قطر قلب الليف.

إذا تضمن الضوء المرسل بالليف أطوالاً موجية أقصر من القيمة المعطاة بالعلاقة (9-7)، فيمكن أن تنتشر في الليف بنمطين أو أكثر.

## المثال ٩-٢

المطلوب تحديد طول موجة القطع للليف بصري قطره  $3\mu m$ . مع العلم أن معامل الانكسار للقلب هو  $n_1 = 1.545$  وللغلاف  $n_2 = 1.510$ .

الحل:

لدينا:

$$\lambda_c = \frac{2\pi a}{2.405} NA$$

يكون نصف قطر القلب  $a = 1.5 - 3/2 \mu m$ ، ونكون

$$NA = (n_1^2 - n_2^2)^{1/2} = 0.327$$

$$\lambda_c = \frac{2 \times 3.14 \times 1.5 \times 10^{-6}}{2.405} \times 0.327 = 1.29 \mu\text{m}$$

## ٩-٦-٩ المصادر الضوئية *Light Sources*

يوجد نوعان من المصادر الضوئية المستخدمة بشكل واسع لتوليد الضوء في نظم الاتصالات البصرية، وهما:

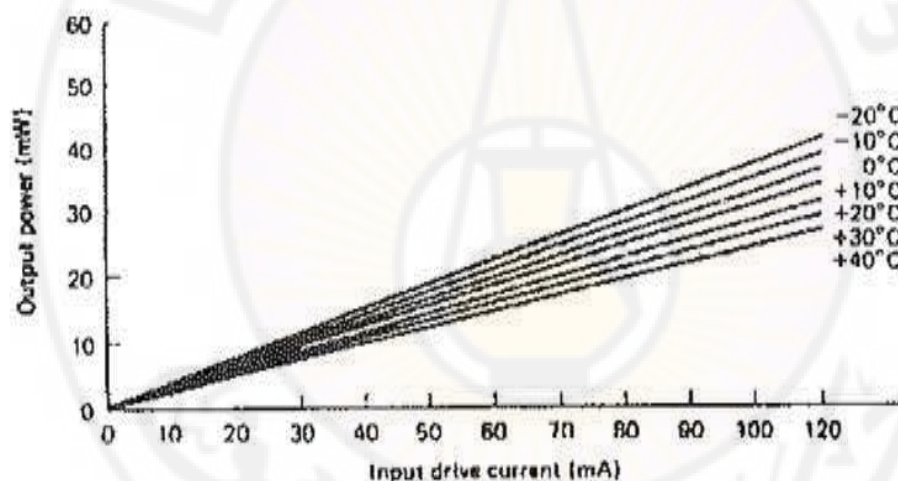
١- الثنائيات الباعثة للضوء *Light Emitting Diodes* ويرمز لها اختصاراً بالرمز *LED*، وهي تستخدم مع الألياف ذات نصف القطر الكبير لأنها تشع الضوء في اتجاهات مختلفة.

٢- ثنائيات الليزر *Laser Diodes* ويرمز لها بالرمز *LD* ولها قدرة أكبر على تركيز الطاقة الضوئية، ولذلك فهي تستخدم غالباً مع الألياف وحيدة النمط.

## ٩-٩-١ الثنائيات الباعثة للضوء *Light Emitting Diodes*

يتكون الثنائي الباعث للضوء، بشكل أساسي من وصلة *P-N* ويصنع عادة من مادة نصف ناقلة مثل زرنيخ جاليوم الألمنيوم "*AlGaAs*" أو من زرنيخ الغاليوم "*GaAs*". يشع هذا الثنائي الضوء بالإصدار الذاتي نتيجة لعملية إعادة اتحاد الإلكترونات والثقوب عند انحيازها أمامياً، حيث ينتج عن عملية إعادة الاتحاد هذه إشعاع ضوئي على شكل فوتونات. ويكون طول الموجة المشعة عندئذ  $\lambda = \frac{1.24}{E_g}$  حيث  $E_g$  هي فجوة (ثغرة) الطاقة *Energy Gap*. وهذه العملية ماثلة لتلك التي تحدث في الثنائي العادي، ويقتصر الاختلاف أساساً على أنه في ثنائي *LED* يتم اختيار مواد نصف ناقلة ومساوئ شحائية بحيث يحدث الإشعاع. وتحدد شدة الضوء الذي يتولد في ثنائي *LED* بقيمة فجوة

الطاقة للمادة المستخدمة وشدة التيار. والسبب الأساسية لهذا النوع من الثنائيات ذات الوصلة المتجانسة هي أن إشعاعها الضوئي غير اتجاهي (*Non-Directional*). إن استطاعة الضوء المشع من الثنائي *LED* تابع خطي للتيار الأمامي المار في الثنائي، وهي تتعلق أيضاً بدرجة الحرارة كما مبين في الشكل (٩-١٥). وتعمل ثنائيات *LED* عادة في المجال بين  $50\text{mA}$ - $100\text{mA}$ . وتتناقص استطاعة خرج الثنائي الباعث للضوء بمرور الزمن. ويقارب عمر الـ *LED* نحو  $10^6$ - $10^7$  ساعة أو أكثر ويعمل ضمن مدى حراري بين  $(-20^\circ, +85^\circ)$  وكلما ازدادت درجة حرارة الـ *LED* تنخفض استطاعة خرجها، كما يتضح من الشكل (٩-١٥).



الشكل (٩-١٥) علاقة استطاعة خرج الثنائي بالتيار الأمامي للثنائي ودرجة الحرارة

عند استخدام الثنائيات الباعثة للضوء في نظم الاتصالات البصرية يجب أن تتوفر فيها عدة شروط مثل لمعان أو سطوع ضوئي كبير، زمن استجابة إشعاعية صغير ومسرودود

كمومي (كوانتي) عالٍ، وهناك نوعان رئيسيان من الثنائيات الباعثة للضوء المستخدمة في نظم الاتصالات البصرية وهما: ثنائي الإصدار أو الانبعاث السطحي ذو البئر المحفور (Etched Well Surface Emitting) والثنائي ذو الإصدار أو الانبعاث الحشائي (Edge Emitting Diode).

#### ٦-٢-٤ ثنائيات الليزر Laser Diodes

تتكون كلمة الليزر من الأحرف الأولى للعبارة *Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation* وتعني تكبير الضوء بالإصدار المحثوث للإشعاع. يقصد بالوسط الليزري الوسط الفعال الذي تحدث فيه تفاعلات كمومية (كوانتية) ينتج عنها توليد الطاقة الضوئية. وتتم عملية الليزر على ثلاث خطوات:

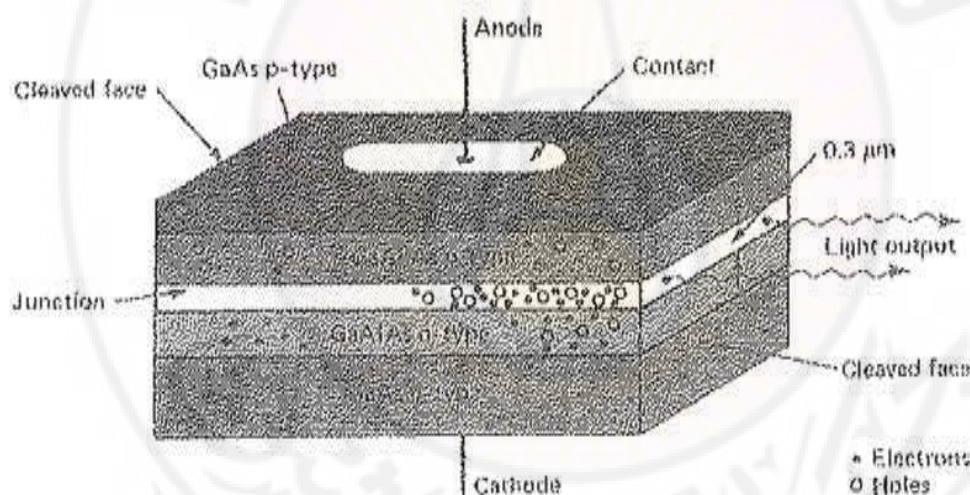
- امتصاص الفوتونات *Photons Absorption*.
- الإصدار أو الانبعاث العفوي *Spontaneous Emission*.
- الإصدار المحثوث أو المحفز *Stimulated Emission*.

هناك أنواع مختلفة من المواد التي يمكن أن تولد أشعة الليزر، وهذه المواد تتضمن المسود الغازية والسائلة والصلبة. ويمكن رؤية الأشعة الحمراء والخضراء والزرقاء والصفراء في ضوء بعض أنواع الليزر الغازي. ولكن الليزر المستخدم في معظم الأحيان في الاتصالات بالألياف البصرية الليزر المصنوع من مواد نصف ناقلة. وهو يشبه الثنائي الباعث للضوء *LED*. وعندما يكون التيار المطبق على ثنائي الليزر أقل من قيمة معينة (تيار العتبة)  $I_{th}$ ، فإن ثنائي الليزر يعمل كثنائي *LED* ويعطي طيفاً واسعاً نسبياً، وعندما تزداد قيمة التيار فوق تيار العتبة  $I_{th}$  يبدأ الفعل الليزري، فنحصل على ضوء ضيق الطيف.



إن كلاً من ثنائي الليزر LD وثنائي LED عبارة عن مكونات ذات طبقات متعددة، تصنع غالباً من GaAs أو ALGaAs. وهما ينصرفان كهربائياً كالثنائيات، لكن خواص إصدارهما تختلف بشكل واضح.

ينتج ثنائي الليزر حزمة خرج ضوئية ذات عرض طيفي أضيق بكثير من عرض طيف الضوء الذي يشعه LED (فهو يبلغ حوالي  $1\text{nm}$  بالمقارنة مع  $40\text{nm}$  في الـ LED). يبين الشكل (٩-١٦) بنية ثنائي الليزر المستخدم في نظم الاتصالات بالألياف البصرية. وفي حالة تطبيق انحياز أمامي كبير فإن عدداً كبيراً من الإلكترونات الحرة والثقوب سوف تتواجد في المنطقة المخاورة مباشرة للوصلة. وعندما تنصاد أزواج الإلكترونات والثقوب، وتحدد فإنه تنتج عن ذلك طاقة فوتونات على شكل ضوء.

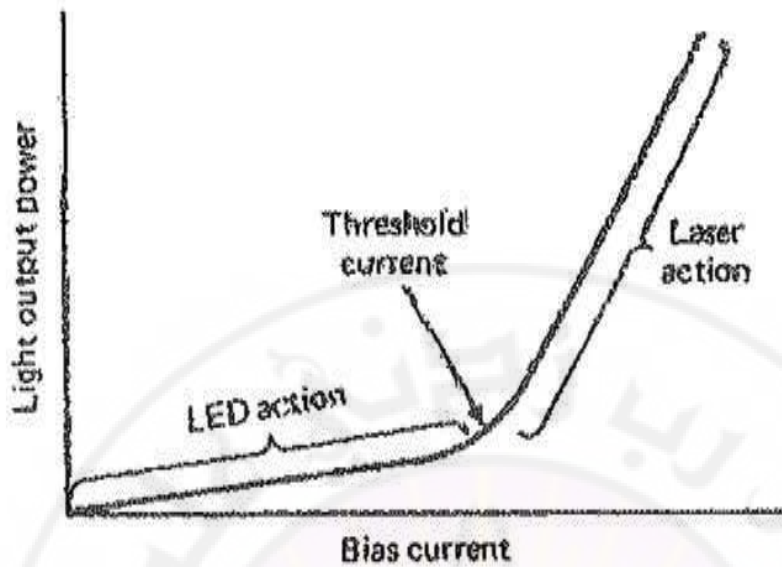


الشكل (٩-١٦) بنية ثنائي الليزر

تكون الوصلة  $P-N$  في الشكل (٩-١٦) متوضعة بين طبقتين من مواد لها خصائص ضوئية وعازلية مختلفة. والمادة التي تمحجب الوصلة هي عادة عبارة عن  $AlGaAs$  الذي له معامل انكسار أقل من  $GaAs$ . وعندما يتم الوصول إلى مستوى تيار محدد، فإن عدد الحوامل الأقلية والفوتونات المتولدة على جانبي الوصلة  $PN$  يزداد بشكل كبير بحيث تبدأ فيه بالاصطدام مع حوامل الأقلية النشطة. وعندما تصل الحوامل التي تمت إثارتها أو تحييدها إلى مستوى طاقة معين، فإن كل فوتون تم إصداره يقوم بإثارة أو تحييد الكثرونات أخرى عديدة وحشها على العودة إلى مستويات الكثافة المنخفضة مولدة بالتالي فوتونات مترابطة أخرى. وهكذا يزداد عدد الفوتونات بشكل سريع وكبير وجميعها فوتونات مترابطة تشكل ضوء الليزر. ولحدوث ذلك يجب أن يكون التيسار الأمامي كبيراً وأكبر من القيمة الأولية لتيار العتبة. ولزيادة الإصدار المحثوث أو المحفز *Stimulated Emission* توضع مرآتان على طرفي الوصلة  $P-N$  الأولى عاكسة كلياً والأخرى جزئياً.

كما ذكرنا سابقاً، فإن عمل ثنائي الليزر مماثل لعمل ثنائي  $LED$  قبل الوصول إلى قيمة تيار العتبة  $I_{th}$ . وعند هذه القيمة، فإن ضوء الخرج يصبح متماسكاً *Coherent*، وتبدأ استطاعة الخرج بالتزايد بسرعة مع زيادة التيار الأمامي كما مبين في الشكل (٩-١٧). ونلاحظ من الشكل أننا نحصل على استطاعة خرج صغيرة جداً قبل تيار العتبة ثم يزداد الفولت الليزري، حيث تزداد استطاعة الخرج بشكل كبير جداً عند زيادة بسيطة في قيمة التيار.

تتراوح قيمة تيار العتبة للعظم الثنائيات بين  $30mA-250mA$  ويكون تيار العمل بشكل عام أكبر من  $(20mA-40mA)$  من تيار العتبة.



الشكل (٩-١٧) استطاعة المخرج كمنابع للتيار الأمامي في LD و LED.

يتمتع ثنائي الليزر بمزايا عديدة بالمقارنة مع LED مما جعله أكثر استخداماً. ومن أهم هذه المزايا:

- ١- تكون شدة إشعاع الليزر عالية ومركزة ضمن حزمة ضيقة جداً، لذلك فمن السهل ربط ضوءها مع الليف.
- ٢- تكون استطاعة خرج ثنائي الليزر أكبر من استطاعة خرج LED فهي تصل إلى نحو 5mW بالنسبة لثنائي الليزر و 0.5mW لثنائي LED وهذا يسمح باستخدام ثنائي الليزر في نظم المسافات البعيدة.
- ٣- يعطي ثنائي الليزر ضوءاً أحادي اللون، أي له عرض طيفي ضيق جداً وينتج عنه تردد وحيد، ولذلك يستخدم غالباً مع الألياف وحيدة النمط.

٤- تكون الحزم الضوئية الناتجة عن الليزر متوازية، أي يكاد يكون التشتت معدوماً.

٥- نستخدم ثنائيات الليزر لسرعات نقل عالية حيث يصل معدل النقل إلى  $1\text{ Gbit/sec}$ .

٦- تمتاز ثنائيات الليزر بسرعة استجابة عالية (أقل من  $1\text{ nsec}$ ).

إلا أن لثنائيات الليزر بعض المساوئ وهي أنها أغلى من ثنائيات  $LED$  وعمرها العملي أقل من عمر ثنائيات  $LED$ ، كما أنها أكثر تأثراً بالحرارة من ثنائيات  $LED$ .

## ٩-٧ الكواشف الضوئية *Photo Detectors*

تكمن الوظيفة الأساسية للكاشف الضوئي في أي نظام اتصالات بالألياف البصرية في تحويل الإشارة الضوئية الساقطة عليه إلى إشارة كهربائية حيث يمكن استخلاص المعلومات المرسل عليها باستخدام دارات الكترونية مناسبة.

تعتمد الكواشف الضوئية نصف الناقل في عملها على ظاهرة امتصاص أنصاف النواقل للفوتونات، مما يؤدي إلى توليد حوامل شحنات حرة تسبب مرور تيار كهربائي وتدعى هذه الظاهرة بالتأثير الكهروضوئي *Photoelectric*. وأهم العناصر المستخدمة لكشف الضوء في أجهزة استقبال نظم الاتصال البصرية الثنائي الضوئي  $PIN$  (*Positive-Intrinsic-Negative*) وثنائي الانحياز (الجرف) الضوئي  $APD$  (*Avalanche Photo Diode*). وتتميز هذه العناصر بحجمها الصغير وحساسيتها الجيدة واستجابتها السريعة وضجيجها المنخفض.

يمكن استخدام الوصلة  $P-N$  ليس فقط لتوليد الضوء كما رأينا سابقاً، وإنما يمكن أن تستخدم أيضاً لكشف الضوء. فإذا تم تطبيق انحياز عكسي على الوصلة  $P-N$  وتحست ظروف إظلام، فإن تياراً صغيراً جداً سيمر عبرها. هذا التيار يسمى تيار الإظلام



*Dark Current*. من ناحية أخرى، فإنه عندما يسقط الشعاع الضوئي على الوصلة (الثنائي) فإنه يمتص طاقة فوتون ويتشكل زوج الكثران-ثقب. وإذا تشكلت مثل هذه الحوامل في منطقة النضوب *Depletion Region* أو بالقرب منها، فإنها سوف تسير عبر الوصلة نتيجة لتأثير الحقل الكهربائي. وهذه الحركة لحوامل الشحنات عبر الوصلة ستؤدي إلى سريان تيار في الدارة الخارجية للثنائي. ويتناسب هذا التيار طردياً مع استطاعة الضوء الممتصة من قبل الثنائي.

إن الإشارة الضوئية تكون ضعيفة جداً في نهاية الليف البصري، ولذلك يحسب على الكاشف الضوئي أن يتمتع بخواص مختلفة. ومن أهم الخواص المميزة للكواشف الضوئية:

١- إمكانية الاستجابة *Reponsivity*: وهي تمثل قياساً لنسبة تيار يخرج الكاشف إلى استطاعة الضوء الداخلة وتقاس بوحدة  $A/Watt$ ، وهي تعطي عادة لطول موجة محدد (تردد محدد).

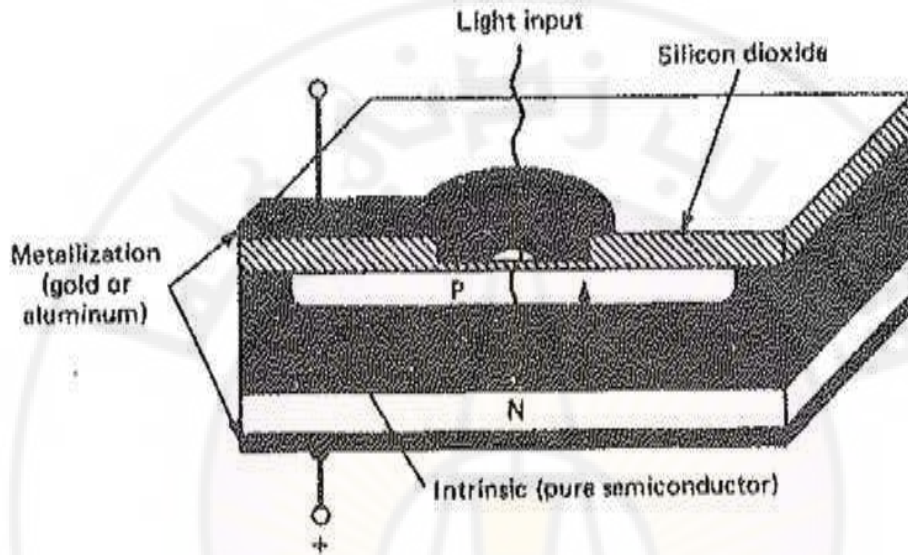
٢- تيار الإظلام *Dark Current*: ويمثل تيار التسرب من الثنائي الضوئي في حالة عدم التعرض للضوء. وسبب هذا التيار حوامل الشحنة المولدة بالتأثير الحراري.

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

٤- الاستجابة الطيفية *Spectral Response*: وهي تحدد الاستجابة التي يمكن الحصول عليها بالنسبة لطول موجة محدد.

### ٩-٧-٩ الثنائي الضوئي من نوع PIN

يعد هذا الثنائي أكثر أنواع الكواشف الضوئية انتشاراً واستخدماً في نظم الاتصالات البصرية. ويبين الشكل (٩-١٨) بنية هذا الثنائي.



الشكل (٩-١٨) الثنائي PIN.

كما نلاحظ من الشكل يتضمن الثنائي طبقة نصف ناقلة نقية *Intrinsic* عريضة منووعة بين طبقتين واحدة نوع *P* والأخرى نوع *N*، وبحيث لا تحتوي هذه الطبقة على عوامل شحنة حرة، ولذلك تكون مقاومتها عالية ويهبط عليها معظم جهد الثنائي. وهذه الطبقة تمتص الفوتونات الواردة وبذلك تحسن من المردود والسرعة بالمقارنة مع الثنائي الضوئي ذي الوصلة *P-N*.

لكي يستطيع الفوتون الوارد أن ينقل الكترون التكافؤ إلى نطاق النقل وبالتالي انتاج زوج (الالكترون-ثقب) يجب أن يملك الطاقة الكافية التي تمكن الالكترون من اجتياز فجوة الطاقة، وبالتالي يكون شرط حدوث التأثير الكهروضوئي:

$$hf \geq E_g$$

يكون أدنى تردد يمكن كشفه  $f = \frac{E_g}{h}$  وهو يطابق طول الموجة  $\lambda = \frac{hc}{E_g}$  حيث  $E_g$  فجوة الطاقة بالجول و  $\lambda$  طول الموجة بالمتر. وإذا قدرنا طاقة الفجوة بالالكترون فولت (eV) وطول الموجة بالميكرومتر ( $\mu m$ ) فإن المعادلة السابقة تصبح على الشكل التالي:

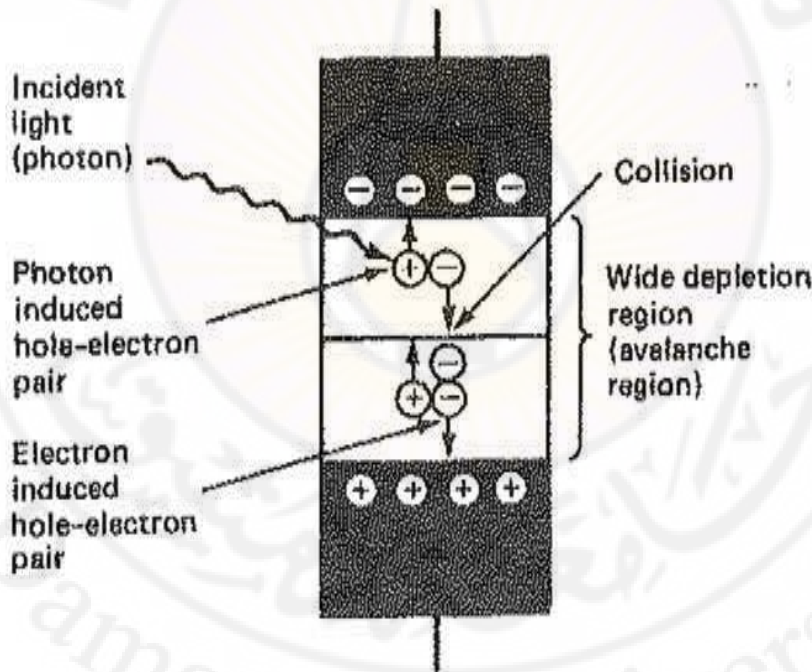
$$\lambda \geq \frac{1.24}{E_g}$$

يسمى طول الموجة المحدد بهذه العلاقة طول موجة القطع *Cutoff Wavelength*. ولا يمكن كشف الموجات التي يزيد طولها عن طول موجة القطع لأن طاقة الفوتون فيها لا تكون كافية لحدوث التأثير الكهروضوئي. وبالمقابل يمكن كشف الموجات التي يقل طولها عن طول موجة القطع لأن طاقة الفوتون فيها تكون كافية لحدوث التأثير الكهروضوئي، بحيث تمكن الالكترون من اجتياز فجوة الطاقة  $E_g$ . ونجد أنه من أجل ثنائي *PIN* مصنوع من السيليكون الذي له فجوة طاقة 1.1eV يكون طول موجة القطع  $1.118\mu m$ ، بينما من أجل ثنائي *PIN* مصنوع من الجرمانيوم تكون فجوة الطاقة 0.67eV وبالتالي فإن طول موجة القطع  $1.835\mu m$ . ولكي يمر تيار في الثنائي الضوئي يجب امتصاص ضوء كاف لإعطاء الالكترونات طاقة كافية لاجتياز فجوة الطاقة.

## ٩-٧-٢ الثنائي الضوئي الاهتباري (الجرافي) *Avalanche Photo Diode*

### *Diode*

الثنائي الضوئي الجرافي *APD* هو كاشف ذو وصلة *P-N* نصف ناقلة يتميز باستجابة (نسبة تيار مخرج الكاشف إلى قدرة دخله الضوئية) أكبر من استجابة كواشف *PN* و *PIN*، كما أنه يعطي تكبيراً داخلياً للإشارة المستقبلة مما يجعله أكثر حساسية من كواشف *PIN*. ويبين الشكل (٩-١٩) البنية الداخلية لهذا الثنائي. يعمل هذا الثنائي عند جهد انحياز عكسي قريب من جهد انهيار الوصلة. وعند هذا الجهد فإن الإلكترونات يمكن أن تنتزع من بنية الذرة وتتحول إلى إلكترونات حرة وثقوب.



الشكل (٩-١٩) الثنائي *APD*



يدخل الضوء إلى الثنائي ويتم امتصاصه في منطقة النضوب *Depletion Region* فينتج زوج (الكثرون-ثقب). وتتسارع هذه الشحنات نتيجة لتأثير شدة الحقل الكهربائي الكبيرة في منطقة النضوب مكتسبة طاقة حركية، وتصطدم هذه الشحنات السريعة بذرات أخرى موجودة في منطقة الوصلة وتنتج أزواج (الكثرون-ثقب) إضافية. ويمكن لشحنة متسارعة واحدة أن تولد عدة شحنات ثانوية جديدة، كما يمكن للشحنات الثانوية ذاتها أن تتسارع وتنتج المزيد من أزواج (الكثرون-ثقب). وتعرف هذه العملية بعملية التضاعف الجرفي أو الامتثاري في *APD*. وللحصول على عملية التضاعف الجرفي يجب أن يكون تسارع الشحنات كبيراً لكي تستطيع إعطاء الطاقة الكافية لانتقال الكثرونات التكافؤ إلى نطاق النقل وإنتاج أزواج (الكثرون-ثقب). ويتحقق ذلك بتطبيق جهود انحياز عكسية كبيرة على الثنائي تؤدي إلى زيادة عدد حالات التصادم بشكل كبير جداً.

يصنع الثنائي *APD* من نفس المواد التي يصنع منها الثنائي *PIN*، وبالتالي فإن طول موجة القطع هي ذاتها بالنسبة للثنائين. والثنائي *PIN* أروع وأقل حساسية لستغيرات درجة الحرارة ويتطلب جهد انحياز عكسي أقل مما يتطلبه الثنائي *APD*. كما أن سرعة الاستجابة في الثنائيين متقاربة. ولذلك يفضل استخدام *PIN* في أغلب النظم. وتظهر الحاجة لاستخدام ثنائي *APD* عندما تؤثر الضياعات الناتجة عن الليف وعن وصلات الربط على النظام بشكل كبير كما هو الحال في وصلات الربط للمسافات الطويلة حيث يزيد استخدام الثنائي *APD* المسافة الممكنة بين المكررات الموجودة على طول الليف البصري.

## ٩-٨ بعض النظم العملية للاتصالات بالألياف البصرية

تستخدم معظم نظم الاتصالات بالألياف البصرية لنقل إشارات *PCM* وإشارات الحواسيب وغيرها من الإشارات الرقمية. ويتم تعديل المنبع الضوئي عادة رقمياً بطريقة *OOK*، حيث تقوم الإشارة الرقمية بإبدال حالة المنبع الضوئي (الليزر أو *LED*) بين حالتي *ON* و *Off*.

شاع استخدام الاتصالات بالألياف البصرية على نطاق واسع للاتصالات بين المقاسم الهاتفية بطريقة *TDM/OOK* ومعدل بتات يمكن أن يزيد عن  $400\text{Mbit/sec}$ . وتستخدم الاتصالات بالألياف البصرية أيضاً لوصل المقاسم الهاتفية ببعض المشتركين الذين يحتاجون إلى خدمات خاصة بهم بمعدل بتات عالٍ. وتملت مزايا الاتصالات بالألياف البصرية في الشبكات الهاتفية خصوصاً من أجل الاتصالات للمسافات البعيدة، حيث يكون عدد المكررات (*Repeaters*) المطلوب لها أقل كثيراً من حالة استخدام الكابلات النحاسية. ويمكن أن تكون المسافة بين كسل مكسرين في حالة الاتصالات بالألياف البصرية حوالي  $100\text{km}$  في حالة الإرسال بمعدل بتات  $400\text{Mbit/sec}$  تقريباً على طول الموجة  $1.3\mu\text{m}$  (بينما تكون المسافة المقابلة بين كسل مكورين في حالة الكابلات المحورية أقل من  $2\text{km}$ ).

حققت شركة *Bell* الأمريكية أول نظام اتصالات بالألياف البصرية عام ١٩٨١ باستخدام طريقة *TDM/OOK* على طول الموجة  $0.82\mu\text{m}$  بمعدل بتات يقارب  $45\text{Mbps}$  (من أجل قناة كلامية هاتفية). وتمكنت شركة *AT&T* الأمريكية من تحقيق أول نظام للاتصالات بالألياف البصرية عبر المحيط الأطلسي عام ١٩٨٨ بثلاثة ألياف بصرية على طول الموجة  $1.3\mu\text{m}$  بمعدل بتات  $280\text{Mbps}$  (من أجل 8000 قناة كلامية هاتفية) بطريقة *TDM/OOK* أيضاً بين نيويورك في أمريكا ومركزي تفريع في

كل من انكلترا وفرنسا. وحقق شركة *Alcatel* الفرنسية نظام اتصالات بالألياف البصرية عبر المحيط الأطلسي عام ١٩٩٥ بستة ألياف على طول الموجة  $1.48\mu m$ . بمعدل بتات  $5000Mbps$  (من أجل 20000 قناة هاتفية كلامية) باستخدام طريقة *TDM/OOK*.

تستخدم الاتصالات بالألياف البصرية على نطاق واسع أيضاً لنقل الإشارات الرئيسية (التلفزيونية) بين مراكز البث التلفزيوني، وفي شبكات الكابلات التلفزيونية. وشاع استخدام الاتصالات بالألياف البصرية أيضاً في شبكات اتصالات الحواسيب من أجل تبادل المعلومات بين الحواسيب بمعدل بتات يبلغ  $100Mbps$  أو أكثر.







## مسائل الفصل الثاني

المسألة (١): افترض مرشح تمرير منخفض ( $LPF$ ) نوع  $k$  فيه  $k=R=800\Omega$  وله تردد قطع  $f_c=15kHz$  والمطلوب:

- ١- صمم هذا المرشح على أساس المقطعين  $T$  و  $\pi$  مع رسم السدادة النهائية للمقطعين.
- ٢- احسب ثابت التخميد وثابت الطور عند التردد  $10kHz$  و  $20kHz$ .

المسألة (٢): افترض  $LPF$  نوع  $k$  والممانعة المميزة للمقطع  $T$  له هي  $Z_{oT}=400\Omega$  وللمقطع  $\pi$  هي  $Z_{o\pi}=900\Omega$  وذلك عند التردد  $1kHz$  والمطلوب:

- ١- حساب الثابت  $k$  وتردد القطع  $f_c$  لهذا المرشح.
- ٢- حساب عناصر هذا المرشح ورسم دائرة المقطع  $T$  والمقطع  $\pi$ .

المسألة (٣): افترض مرشح تمرير مرتفع ( $HPF$ ) نوع  $k$  فيه  $k=R=600\Omega$  وله تردد قطع  $f_c=3.2kHz$  والمطلوب:

- ١- صمم هذا المرشح على أساس المقطعين  $T$  و  $\pi$  وارسم السدادة النهائية للمقطعين.
- ٢- احسب ثابت التخميد وثابت الطور عند التردد  $2.4kHz$  و  $6.4kHz$ .
- ٣- احسب الممانعة المميزة للمقطع  $T$  من هذا المرشح عند التردد  $2.4kHz$  و  $6.4kHz$  نفسهما.

المسألة (٤): افترض مرشح تمرير مرتفع  $HPI$  نوع  $k$  فيه الممانعة المميزة للمقطع  $T$  هي  $Z_{oT}=200\Omega$  وللمقطع  $\pi$  هي  $Z_{o\pi}=450\Omega$  وذلك عند التردد  $1kHz$  والمطلوب:

- ١- حساب الثابت  $k$  وتردد القطع لهذا المرشح.
- ٢- حساب عناصر هذا المرشح ورسم دائرة المقطع  $T$  والمقطع  $\pi$ .

المسألة (٥): لدينا خط نقل طوله  $10km$  واسه الثوابت الأولية  $C=0.08\mu F/km$ ،  $L=0.5mH/km$ ، وبفرض أن كل من  $R$  و  $G$  مهملين يطلب حساب ما يلي:

- ١- الممانعة المميزة وثابت الانتشار عند التردد  $f=10kHz$ .
- ٢- مركبات موجة الجهد والجهد الكلي في منتصف الخط إذا حصل الخط بممانعة  $Z_L=75\Omega$  وتم تغذيته بجهد مطاله  $12V$  وتردده  $10kHz$ .

المسألة (٦): لدينا خط نقل طوله  $5km$  على التردد  $1kHz$ ، وتم إجراء تجربة عليه لتحديد ممانعة دخله عند قصر وفتح الخرج وكانت النتائج أن ممانعة دخل الخط عند قصر الخرج هي  $Z_{inoc} = 535\angle -64^\circ$  وعند فتح الخرج  $Z_{inoc} = 467.5\angle -10^\circ$  وإذا علمت أن ثابت الانتشار هو  $\gamma = 0.2\angle 45^\circ$  لكل  $1km$  من الخط، يطلب ما يلي:

- ١- حساب الثوابت الأولية لهذا الخط.
- ٢- بفرض أنه تم وصل الخط إلى منبع جهد مستمر ( $\omega=0$ )، أو جهد الجهد والتيار في بداية الخط إذا تم ربط ممانعة  $Z_L=500\Omega$  على نهاية الخط وكان التيار المار في الممانعة  $0.8A$ .

المسألة (٧): لدينا خط نقل طوله  $5km$  وممانعته المميزة  $Z_o=500\Omega$  وثابت انتشاره  $\gamma = 0.1\angle 45^\circ$  لكل  $1km$  من الخط، والمطلوب:

- ١- حساب الثوابت الأولية لهذا الخط عند التردد  $f=1.5kHz$ .

- ٢- بفرض أنه تم قصر نهاية الخط ووصلت بدايته إلى مصدر جهد جيبى بتردد  $1.5\text{kHz}$  فأوجد قيمة الجهد والتيار في بداية الخط وذلك بفرض أن التيار المار في نهاية الخط  $I_2 = 1\text{A}$ .

المسألة (٨): لدينا خط نقل له الثوابت الأربعة التالية:

$$\begin{aligned} R &= 4.5 \Omega/\text{km} & L &= 3.44 \text{ mH}/\text{km} \\ G &= 10^{-6} \text{ S}/\text{km} & C &= 9.2 \text{ nF}/\text{km} \end{aligned}$$

يطلب حساب الممانعة المميزة وثابت الانتشار عند التردد  $796\text{Hz}$  وحساب قيمة التخميد  $\alpha$  بالـ  $\text{dB}$  إذا كان طول الخط  $50\text{km}$ .

المسألة (٩): لدينا خط نقل طوله  $l$  وممانعته المميزة  $Z_0 = 75\Omega$  وممانعة دخل الخط عند فتح المخرج هي  $Z_{in(l)} = 100 \angle -45^\circ$  عند ما يحمل الخط بممانعة قسدها  $Z_L = 100 \angle -45^\circ$  والمطلوب:

- ١- حساب ممانعة دخل الخط وعامل الانعكاس للمشهد والتيار.
- ٢- حساب عامل نسبة الأمواج المستقرة  $SWR$ .





## مسائل الفصل الثالث

المسألة (١): أوجد القيمة المتوسطة  $\langle v(t) \rangle$  والاستطاعة المتوسطة  $P$  من أجل:

$$v(t) = Ae^{i(\omega_0 t + \phi)}$$

المسألة (٢): أوجد  $\langle v(t) \rangle$  و  $P$  من أجل الموجة الجيبية المقومة تقوياً كاملاً:

$$v(t) = A \left| \sin 2\pi \frac{t}{T_0} \right|$$

المسألة (٣): تكتب سلسلة فورييه الأسية لإشارة دورية  $v(t)$  كما يلي:

$$v(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{3}{4 + (n\pi)^2} e^{in\pi t}$$

١- ما هي قيمة الدور  $T_0$  والقيمة المتوسطة  $\langle v(t) \rangle$ .

٢- يمكن التعبير عن أحد توافقيات  $v(t)$  بـ  $a \cos 3\pi t$  فما هي القيمة العددية

للتأثير  $a$ ؟

المسألة (٤): أوجد  $V(f)$  من أجل النبضة التعجبية:

$$v(t) = A \cos \pi \frac{t}{\tau}$$

حيث  $|t| \leq \frac{\tau}{2}$ . وضع الإجابة على شكل تابع sinc وارسم  $|V(f)|$ .

المسألة (٥): توصف نبضة التعجيل بالعلاقة:

$$v(t) = A \cos\left(\frac{\pi t}{\tau}\right) \Pi\left(\frac{t}{\tau}\right)$$

أثبت أن:

$$V(f) = A \frac{\tau}{2} \left[ \text{sinc}\left(f\tau - \frac{1}{2}\right) + \text{sinc}\left(f\tau + \frac{1}{2}\right) \right]$$

وارسم  $v(t)$  و  $V(f)$  (من أجل  $0 \leq f < \frac{5}{2\tau}$ ) وتحقق من ظاهرة الامتداد العكسي.

المسألة (٦): لدينا نبضة التعجيل المرفوع التي توصف بالعلاقة:

$$v(t) = \frac{A}{2} \left( 1 + \cos \frac{\pi t}{\tau} \right) \Pi\left(\frac{t}{2\tau}\right)$$

أثبت أن:

$$V(f) = A \tau \left[ \text{sinc}(2f\tau) + \frac{1}{2} \text{sinc}(2f\tau - 1) + \frac{1}{2} \text{sinc}(2f\tau + 1) \right]$$

وارسم  $v(t)$  و  $V(f)$  (من أجل  $0 \leq f < \frac{3}{2\tau}$ ) وتحقق من ظاهرة الامتداد العكسي.

المسألة (٧): أوجد  $V(f)$  عندما:

$$v(t) = A \frac{|t|}{\tau} \Pi\left(\frac{t}{2\tau}\right)$$

وعبر عن النتيجة بدلالة التابع sinc.

المسألة (٨): استخدم خاصيتي التراكب والتأخير الزمني لإيجاد تحويل فورييه لكل مسن

الإشارتين:

$$v(t) = A \Pi\left(\frac{t-T}{\tau}\right) + A \Pi\left(\frac{t+T}{\tau}\right)$$

$$w(t) = A \Pi\left(\frac{t-2T}{\tau}\right) + 2A \Pi\left(\frac{t}{\tau}\right) + A \Pi\left(\frac{t+2T}{\tau}\right)$$

وارسم  $w(t)$  و  $v(t)$  وطيفهما بافتراض  $\tau \ll T$ .

المسألة (٩): أوجد  $Z(f)$  بدلالة  $V(f)$  عندما  $z(t) = v(at - t_d)$

المسألة (٩٠): أوجد قيمة القطب:

$$v(t) * \delta(t - t_d)$$

المسألة (٩١): أوجد قيمة كل من العبارات الآتية:

- a)  $\int_{-\infty}^{\infty} t^2 \delta(t-2) dt$
- b)  $[t^3] * [\delta(t-2)]$
- c)  $t^3 \delta(t-2) *$

المسألة (٩٢): افترض أن نظاماً خطياً ذا استجابة نبضية  $h(t)$  وتسابع تمثيل  $H(f)$  وأوجد  $x(t)$  و  $Y(f)$  عندما:

- a)  $x(t) = A[\delta(t + t_d) - \delta(t - t_d)]$
- b)  $x(t) = A\delta(t - t_d)$
- c)  $x(t) = A[\delta(t) + \delta(t - t_d)]$
- d)  $x(t) = Ah(t - t_d)$

المسألة (٩٣): استخدم العلاقة  $G_v(f) = |V(f)|^2$  لإيجاد الكثافة الطيفية للطاقة والترابط الذاتي وطاقة الإشارة لكل من الحالات التالية:



- a)  $v(t) = A \Pi\left(\frac{t-t_d}{D}\right)$   
 b)  $v(t) = A \sin 2\omega(t-t_d)$   
 c)  $v(t) = A e^{-bt} u(t)$

المسألة (١٤): بافتراض أن:

$$v(t) = \Pi\left(\frac{t}{\tau}\right), \quad w(t) = B t^2 \Pi\left(\frac{t}{\tau}\right)$$

أوجد  $\|v(t)\|^2$  و  $\|w(t)\|^2$  و  $\langle v(t)w(t) \rangle$  وتأكد من أن متراجحة شوارز محققة.

المسألة (١٥): إذا كانت الإشارة  $v(t)$  عبارة عن جهد مطبق على دخل مرشح تمرير بحد (BPF) عرض بحد  $1 < B < 2$ ، وإذا علمت أن:  $v(t) = 0$  من أجل  $t < 0$  و  $v(t) = 4e^{-3t} u(t)$ ، فأوجد طاقة الإشارة الناتجة في خرج هذا المرشح.

المسألة (١٦): تطبق الإشارة:

$$x(t) = \Pi\left(\frac{t}{\tau}\right) + \Pi\left(\frac{t}{\tau}\right) \cos \omega_c t$$

بافتراض  $\tau = \frac{1}{f_c}$ ، على مدخل مرشح تمرير مستطيف  $RC$  ذي عرض بحد بحسب  $B = 200 \text{ Hz}$ . أوجد  $v(t)$  من أجل:  $f_c = 1 \text{ kHz}$  و  $f_c = 10 \text{ kHz}$  و  $f_c = 1 \text{ MHz}$ .

المسألة (١٧): أوجد  $V(f)$  عندما:

$$v(t) = A \frac{t}{\tau} \Pi\left(\frac{t}{2\tau}\right)$$

وغير النتيجة بدلالة التابع sinc.

المسألة (١٨): أوجد  $Z(f)$  عندما:

$$z(t) = \begin{cases} Ae^{-t} \cos \omega_c t & t \geq 0 \\ 0 & t < 0 \end{cases}$$

المسألة (١٩): أوجد الكثافة الطيفية للاستطاعة والترابط الذاتي واستطاعة الإشارة لكل من الإشارات:

$$\begin{aligned} a) \quad v(t) &= A_0 + A_1 \cos(\omega_0 t + \phi) \\ b) \quad v(t) &= A_1 \cos(\omega_0 t + \phi_1) + A_2 \cos(2\omega_0 t + \phi_2) \end{aligned}$$

المسألة (٢٠): أوجد وارسس  $y(t) = v(t) \cdot w(t)$  عندما  $v(t) = t$  من أجل  $0 < t < 2$  و  $w(t) = A$  من أجل  $t > 0$ ، مع افتراض أن الإشارتين متساويتان الصفر خارج المجال المذكورين.



## مسائل الفصل الرابع

المسألة (١): يحتوي صندوق على ستة كرات بيضاء، ثلاث كرات حمراء، وتسحب كرتان على التوالي. وإذا كانت الكرة الأولى بيضاء، فما هو احتمال أن تكون الكرتان من لونين مختلفين؟

المسألة (٢): لدينا مجموعة من المقاومات، قيمتها الاسمية  $100\Omega$ ، والتفاوت المسموح لها (Tolerance) هو  $\pm 10\%$ . وبافتراض أن قيم المقاومات موزعة وفق التوزيع المنتظم، يطلب حساب:

١- الانحراف القياسي  $\sigma$ .

٢- احتمال أن تكون قيمة المقاومة بين  $95-100\Omega$ .

المسألة (٣): افترض أنه المتحول العشوائي  $X$  يكون:

$$F(x) = \begin{cases} 0 & x < 0 \\ Kx^2 & 0 \leq x \leq 10 \\ 100K & x > 10 \end{cases}$$

والمطلوب إيجاد قيمة الثابت  $K$  ورسم تابع كثافة الاحتمال  $p(x)$ .

المسألة (٤): افترض أنه المتحول العشوائي  $X$  يكون:

$$p(x) = Ke^{-|x|}$$

والمطلوب:



١- إيجاد قيمة الثابت  $K$  ورسم التابع  $p(x)$ .

٢- إيجاد التابع  $F(x)$  ورسمه أيضاً.

المسألة (٥): افترض أن جهداً عشوائياً موزعاً غاوسياً وذا قيمة وسطى صفرية ومربع انحرافه القياسي  $\sigma$  وأوجد احتمال أن يتجاوز جهد الإشارة القيمة  $3\sigma$ .

المسألة (٦): افترض أن المتحول العشوائي  $X$  ذو توزيع منظم في المجال  $0 \leq x \leq 2$  وأوجد  $\bar{v}(t)$  و  $R_v(t_1, t_2)$  و  $\bar{v}^2(t)$  للعمليات العشوائيتين:

- a)  $v(t) = 6e^{xt}$
- b)  $v(t) = 6 \cos xt$

المسألة (٧): افترض أن  $X$  و  $Y$  متحولان عشوائيان مستقلان وكل منهما ذو قيمة وسطى صفرية ومربع انحرافه القياسي  $\sigma$ ، وأوجد تابع الترابط الذاتي للعمليات العشوائية  $v(t) = X \cos \omega_0 t + Y \sin \omega_0 t$ .  
أوجد  $\bar{v}(t)$  و  $R_v(t_1, t_2)$  للتأكد أن العملية مستقرة بالمعنى الواسع واستنتج أيضاً من  $E\{v^2(t)\}$  و  $\langle v^2(t) \rangle$  أن العملية ليست إرغودية.

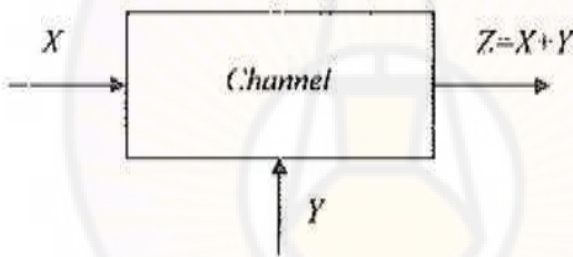
المسألة (٨): افترض أنه لإشارة عشوائية يكون:

$$R_v(\tau) = 16e^{-(8\tau)^2} + 9$$

أوجد وارسم طيف الاستطاعة وحدد قيمة المركبة المستمرة والاستطاعة المتوسطة والقيمة الفعالة ( $rms$ ).

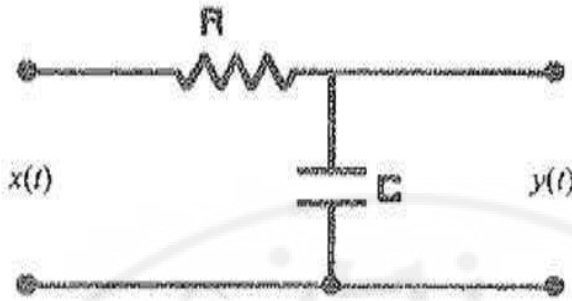
المسألة (٩): بفرض أن المتحولين العشوائيين  $X_1$  و  $X_2$  لهما عامل ترابط  $\rho$  وكان الانحرافان المعياريان لهما  $\sigma_1$  و  $\sigma_2$  على التوالي، احسب الانحراف المعياري لـ  $X_1 + KX_2$  بفرض أن  $K$  مقدار ثابت.

المسألة (١٠): لدينا القناة المبينة بالشكل حيث دخلها عبارة عن متحول عشوائي  $X$  يأخذ إحدى القيمتين (0) و (1) وفق الاحتمالات  $P(X_1)=1/4$  و  $P(X_0)=3/4$ ، وخرجها  $Z=X+Y$  حيث  $Y$  هو الضجيج الجمعي المضاف إلى القناة وهو ذو توزيع غاوسي بقيمة وسطى صفرية ومربع انحرافه المعياري يساوي الواحد، فإذا كان  $X$  و  $Y$  مستقلين إحصائياً، أوجد احتمال الخرج  $P(Z)$ .



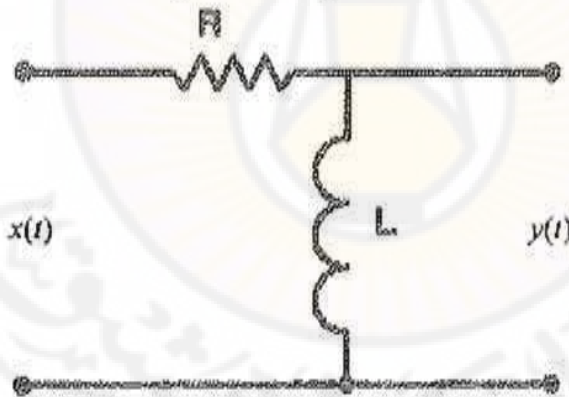
المسألة (١١): يبين الشكل مرشح تمرير منخفض  $RC$  ونفترض أن إشارة دخله  $x(t)$  عبارة عن ضجيج أبيض ذي كثافة طيفية للاستطاعة  $G_x(f) = \eta/2$  والمطلوب:

- ١- الكثافة الطيفية لاستطاعة إشارة الخرج.
- ٢- متوسط استطاعة إشارة الخرج.
- ٣- عرض المجال المكافئ لضجيج إشارة الخرج.



المسألة (١٢): يطبق على الدارة المبينة بالشكل إشارة ضخميج أبيض  $x(t)$  ذات كثافة طيفية للاستطاعة  $G_x(f) = \eta/2$ . والمطلوب:

- ١- حساب الكثافة الطيفية لاستطاعة إشارة الخرج.
- ٢- متوسط استطاعة إشارة الخرج وعامل الترابط الذاتي لها.
- ٣- عرض المجال المكافئ لضخميج إشارة الخرج.



المسألة (١٣): ترسل إشارة لها  $W = 5\text{kHz}$  لمسافة  $40\text{km}$  بكابل ذي فقد أو ضياع  $\alpha = 3\text{dB/km}$  ويفترض أن المستقبل ذو  $T_N = 10T_0$ . والمطلوب:

- ١- أوجد  $S_T$  المطلوبة لتحصل على  $\left(\frac{S}{N}\right)_D = 60\text{dB}$ .
- ٢- أعد الحساب لحالة استخدام مكرر في نقطة المنتصف.

المسألة (١٤): نظام اتصالات بالكسابلات لمسافة  $400\text{km}$  و  $\alpha=0.5\text{dB/km}$  وبافتراض أن مسار النقل مقسم إلى  $m$  في القطاعات المتساوية الطول، تستخدم بينها مكررات، أوجد أصغر قيمة لـ  $m$  بحيث نحصل على  $\left(\frac{S}{N}\right)_D \geq 30\text{dB}$  إذا كانت  $\frac{S_T}{\eta W} = 80\text{dB}$

المسألة (١٥): لنفرض أنه يزيد أن نقل لمسافة  $70\text{km}$  إشارة مرئية (Video) عرض بحالها  $W=5\text{MHz}$  بنظام اتصالات سلكي. وبافتراض أن  $T_N=5T_0$  وأن فقد أو ضياع خط النقل  $\alpha=2\text{dB/km}$  وبحيث تكون  $\left(\frac{S}{N}\right)_D \geq 50\text{dB}$ ، يطلب حساب  $S_R$  و  $S_T$ .

المسألة (١٦): نظام اتصالات بواسطة الكابلات فيه  $L=240\text{dB}$  و  $m=6$  قطاع متساوية الطول تستخدم بينها مكررات. فإذا علمت أن  $\left(\frac{S}{N}\right)_D = 30\text{dB}$ ، يطلب إيجاد القيمة الجديدة لـ  $\left(\frac{S}{N}\right)_D$  في الحالات التالية:

- ١- عندما يزداد عدد القطاعات ( $m$ ) إلى 12 قطاع.
- ٢- عندما ينخفض عدد القطاعات إلى 4 قطاعات.





## مسائل الفصل الخامس

المسألة (١): عدلت موجة حاملة ترددها  $850\text{kHz}$  بطريقة  $AM$  بإشارة تتضمن ثلاث مركبات طيفية تردداتها  $100\text{Hz}$ ،  $500\text{Hz}$ ،  $5\text{kHz}$ . والمطلوب رسم طيف إشعاع  $AM$  الناتجة.

المسألة (٢): عدلت موجة حاملة استطاعتها  $600\text{W}$  بطريقة  $AM$  بعامل تعديل  $0.8$  والمطلوب حساب الاستطاعة الكلية لموجة  $AM$  الناتجة واستطاعة كل من الجهتين الجانبيين العلوي والسفلي وكذلك مردود الإرسال.

المسألة (٣): يشع مرسل  $AM$  استطاعة قيمتها  $120\text{kW}$  في حالة عدم تعديل الحامل، وتصبح الاستطاعة المشعة الكلية  $140\text{kW}$  عند التعديل بنغمة جيبية. والمطلوب:

- ١- احسب عامل التعديل في الحالة المذكورة.

- ٢- إذا تم تعديل الموجة المشعة بنغمة جيبية أخرى في الوقت نفسه بعامل تعديل يساوي  $15\%$  فاحسب الاستطاعة المشعة الكلية في هذه الحالة.

المسألة (٤): لنفترض أن مرسل  $AM$  يكون ذا استطاعة خرج  $800\text{W}$  على حمل  $50\Omega$  في حالة عدم وجود تعديل، وعندما تطبق نغمة اختبار جيبية مطاها  $10\text{V}$  على مسدحل المعدل تزداد استطاعة الخرج بمقدار  $90\%$ . والمطلوب حساب:

- ١- الاستطاعة المتضمنة في كل من الجهتين الجانبيين.

- ٢- عامل التعديل والمطال الأعظمي للموجة المعدلة.  
٣- استطاعة المخرج الكلية عند خفض مطال إشارة التعديل إلى 5V.

المسألة (٥): طبقت الإشارة:

$$v_i(t) = A_c [1 + m \cos \omega_m t] \cos \omega_c t$$

على مدخل كاشف الغلاف المبين في الشكل (٥-١٢). ولنفترض أن  $A_c = 5V$

و  $m = 0.6$  و  $f_m = 1kHz$  و  $f_c > f_m$  والمطلوب:

١- ارسم جهد المخرج  $y(t)$  في حالة عدم وجود المكثف  $C$ ، وفي حالة وجوده

بافتراض أن  $RC \gg \frac{1}{f_c}$ .

٢- في حالة وجود المكثف  $C$  حدد أكبر قيمة مسموح بها للثابت الزمني  $RC$ ،

بحيث يلاحق جهد المخرج  $y(t)$  الغلاف الموجب لـ  $v_i(t)$ .

المسألة (٦): عند استخدام إشارة بتردد  $400kHz$  لتعديل معدل طوروي يكون انحراف

التردد الناتج  $4kHz$ ، فما هو عامل التعديل الطوروي؟ وإذا أزدنا تردد إشارة التعديل إلى

$1600kHz$  مع بقاء جهدها ثابتاً، فما هي القيمة الجديدة لانحراف التردد؟

المسألة (٧): يكون عامل التعديل لأحد نظم  $FM$  بقيمة 50 عندما يكون تردد إشارة

التعديل  $1000Hz$  ومطال جهدها 4V، فما هو انحراف التردد؟ وكم يصبح عامل

التعديل عند إنقاص تردد إشارة التعديل  $500Hz$  مع خفض مطال جهدها إلى 2V.

المسألة (٨): توصف إشارة معدلة ترددياً بالعلاقة:

$$v(t) = 8 \cos(10^7 t + 2 \cos 10^3 t)$$

هل تعد هذه الإشارة معدلة ترددياً أم طورياً؟ وما هي قيم كل من التردد الحامل، تردد التعديل، عامل التعديل، انحراف التردد والاستطاعة المبددة في مقاومة قيمتها 50Ω.

المسألة (٩): تعادل موجة حاملة تعديلاً ترددياً بإشارة جيبية ترددها 5 kHz والمطلوب: تقدير عرض مجال إشارة PM من أجل القيم التالية لانحراف التردد بسالكيلو هرتس: 0.15، 1.5، 15 وذلك باستخدام المنحني المقابل لـ  $\epsilon = 0.01$  في الشكل (٥-٢٢) وبتطبيق قاعدة كارسون أيضاً.

المسألة (١٠): لدينا تردد الحامل  $f_c = 96 \text{ MHz}$  وتردد التعديل  $f_m = 600 \text{ Hz}$  وإذا كان  $A_c = 4 \text{ V}$  وانحراف التردد  $\Delta f = 20 \text{ kHz}$ . اكتب معادلة الموجة المعدلة في الحالتين FM و PM. وإذا أصبح تردد التعديل  $f_m = 1200 \text{ Hz}$  مع بقاء كل القيم ثابتة. اكتب المعادلات الجديدة في كلا الحالتين.

المسألة (١١): لنفترض أن الحامل في جهاز إرسال FM عبارة عن موجة جيبية مطابها  $A_c = 10 \text{ V}$  وتردها  $f_c = 40 \text{ MHz}$ . وإذا سبب تطبيق موجة الدخل انزياحاً في التردد قدره  $30 \text{ kHz/V}$  يطلب:

- ١- استنتج معادلة الموجة المعدلة في الخرج وذلك عندما تكون إشارة الدخل من الشكل  $v_m(t) = 4 \cos 2\pi 10^4 t$ .
- ٢- أوجد مقدار انزياح التردد الأعظمي إذا انخفض تردد الإشارة إلى النصف.
- ٣- أوجد مقدار انزياح التردد الأعظمي إذا ازداد مطال الإشارة إلى الضعف.
- ٤- احسب عرض مجال إشارة FM.

٥- احسب المطال الأصغري لإشارة المعلومات (إشارة الدخول) للحصول على عرض بمجال قدره  $200\text{kHz}$ .





## مسائل الفصل السادس

المسألة (١): تؤخذ عينات من  $\sin 2\pi \left(\frac{7W}{8}\right)t$  في اللحظات:

$$t = 0, \pm \frac{1}{2W}, \pm \frac{2}{2W}, \dots$$

حدد بيانياً نقاط العينات وكرر ذلك من أجل  $\sin 2\pi Wt$ ، وأوضح لماذا يبدو أن نظرية الاعتيان غير شققة في الحالة الثانية.

المسألة (٢): تؤخذ عينات من الإشارة:

$$x(t) = 2 \cos 5\pi t + \cos 10\pi t$$

بعضها بقطار نبضات ديراك:

$$s_\delta(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta\left(t - \frac{k}{f_s}\right)$$

وتكون إشارة العينات:

$$x_\delta(t) = x(t)s_\delta(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} I_k \delta\left(t - \frac{k}{f_s}\right)$$

ويفترض أن  $f_s = 10 + \varepsilon$  حيث  $\varepsilon < 10$ . والمطلوب:

- ١- أوجد قيم  $(I_0, I_1, I_2)$  من أجل  $\varepsilon = 0$  وبين أن  $I_k = I_{k+4}$ .
- ٢- ارسم  $X_\delta(f)$  من أجل  $\varepsilon = 1$  و  $|f| \leq 11$  وأوجد القيمة الصغرى لعرض مجال مرشح التمرير المنخفض المثالي الذي يستطيع إعادة تركيب الإشارة  $x(t)$  بدون تشويه.
- ٣- أعد رسم  $X_\delta(f)$  عندما  $\varepsilon = 0$  وقارن مع الرسم المقابل لـ  $\varepsilon = 1$ .

المسألة (٣): نؤخذ عينات مثالية من كل من  $\cos 14\pi t$  و  $\cos 2\pi t$  على حدة في اللحظات:

$$t = 0, \pm T_s, \pm 2T_s, \dots$$

حيث  $T_s = \frac{1}{8}$  والمطلوب

- ١- حدد بيانياً نقاط العينات في الحالتين.
- ٢- أوضع أنه عند إعادة التركيب بمرشح تمرير منخفض مثالي ذي عرض بحال  $B=1.1$  نحصل على إشارة الخرج نفسها في الحالتين.

المسألة (٤): نؤخذ عينات مثالية من الإشارة:

$$x(t) = \cos 100\pi t + \cos 220\pi t$$

بتردد  $f_s=300$ . وإذا مررت إشارة العينات  $x_s(t)$  بمرشح تمرير منخفض مثالي عرض بحاله  $B=150$  فما هي المركبات التي سوف تظهر على خرج المرشح؟

- ١- الاستطاعة المتضمنة في كل من الجانبين.
- ٢- عامل التعديل والمطال الأعظمي للموجة المعدلة.
- ٣- استطاعة الخرج الكلية عند خفض مطال إشارة التعديل إلى 5V.

المسألة (٥): احسب  $\left(\frac{S}{N}\right)_D$  من أجل نظام PAM نموذجي له:

$$f_s = 2.5W$$

$$r = 0.2T_s$$

$$B_r = \frac{3}{4r}$$

$$m^2 \overline{x^2} = \frac{1}{2}$$

المسألة (٦): احسب عرض مجال الإرسال المطلوب في حالة تعديل مسدة النبضات PDM بإشارة هانفية لها  $W=3.4kHz$  بافتراض أن:

$$f_s = 8kHz, \quad |mx(t)| \leq 0.8, \quad \tau_0 = \frac{T_s}{5}$$

وذلك إذا أردنا أن تكون  $t_r \leq 0.25 \tau_{min}$ .

المسألة (٧): احسب  $\left(\frac{S}{N}\right)_{11}$  بدلالة  $\gamma$  من أجل نظام PPM له:

$$f_s = 2.5W$$

$$t_0 = 0.25T_s$$

$$\tau = 0.1T_s$$

$$\frac{B_r}{W} \approx 50$$

وقارن مع  $\left(\frac{S}{N}\right)_{Dmax}$ .

المسألة (٨): لدينا ثلاث إشارات  $x_1$  و  $x_2$  و  $x_3$  محدودة المجال، وبافتراض أن كلاً من

$x_1$  و  $x_2$  ذات عرض مجال محدود  $4kHz$ ، بينما  $x_3$  ذات عرض مجال  $8kHz$  يطلب:

- ١- تحديد سرعة الدوران المطلوبة للمفتاح المجموع.
- ٢- اقتراح تصميم مناسب للمفتاح المجموع بحيث يأخذ العينات من كل من الإشارات الثلاث بمعدل نايكويست لها.

المسألة (٩): استخدم نظام TDM لتجميع أربع إشارات:

$$x_1(t) = \cos \omega_0 t \quad x_2(t) = 0.5 \cos \omega_0 t$$

$$x_3(t) = 2 \cos 2\omega_0 t \quad x_4(t) = \cos 4\omega_0 t$$

فإذا أخذنا عينات بنفس التردد من كل الإشارات يطلب:

- ١- القيمة الصغرى لـ  $\omega$  أو سرعة المفتاح المجموع مقدرة بعدد الدورات في الثانية.

٢- د سم جمعاً بأخذ عينات من الإشارات الأربع بتسدد يحقق شرط  
مايكروست لكل إشارة على حدة.

المسألة (٩٠): ارسم  $|X_p(f)|$  وأوجد  $H_{eq}(f)$  من أجل العينات بقسم مستوية  
بافتراض أن:

$$\tau = \frac{T_s}{2}, \quad f_s = 2.5W, \quad p(t) = \Pi\left(\frac{t}{\tau}\right)$$

وأوضح هل التسوية ضرورية في الحالة المذكورة.

المسألة (٩١): أعد المسألة (٩٠) بافتراض أن:

$$p(t) = \left(\cos \pi \frac{t}{\tau}\right) \Pi\left(\frac{t}{\tau}\right)$$

المسألة (٩٢): نريد إرسال 24 إشارة كلامية (لكل منها  $W=3.4kHz$ ) بطريقة  
 $TDM-PAM$  مع إرسال نبضة واسمة ( $Marker Pulse$ ) من أجل التزامن الإطاري.  
وبافتراض أن تردد أخذ العينات  $8kHz$  ومدة النبضة تساوي زمن الأمان في إشارة  
 $TDM$ ، فالمطلوب حساب معدل النبضات (معدل التشوير) ومدة النبضة وأقل عرض  
بمحال مطلوب للإرسال.

المسألة (٩٣): يراد إرسال 30 إشارة لكل منها  $W=6kHz$  بطريقة  $TDM-PAM$   
وتعديل الحامل بطريقة  $AM$ . ويحدد تردد أخذ العينات بحيث يترك محال أمان  $3kHz$  من  
أجل تبسيط إعادة التركيب. والمطلوب حساب أقل عرض محال مطلوب للإرسال.

المسألة (١٤): بفرض لدينا نظام إرسال PAM يستخدم لإرسال إشارة كلامية ذات عرض مجال  $W=3.2kHz$ ، احسب  $B_T$  إذا كان  $f_s=8kHz$  و  $\tau=0.2T_s$ .

المسألة (١٥): افترض أن نبضة عرضها  $\tau=10\mu sec$  تم إرسالها بواسطة قناة عرض مجالها

$$B_T=800kHz \text{ و } \frac{E_b}{50} = \eta \text{ والمطلوب حساب } \frac{\sigma_A}{A} \text{ و } \frac{\sigma_I}{\tau} \text{ عندما:}$$

$$B_N = \frac{1}{2\tau} \quad -١$$

$$B_N = B_T \quad -٢$$

المسألة (١٦): نريد إرسال إشارة PDM كلامية ( $W=3.4kHz$ ) بافتراض أن:

$$f_s = 8kHz, \quad |mx(t)| \leq 0.8, \quad B_T = 500kHz$$

حدد ضمن أي مجال يجب أن تكون قيمة  $\tau_0$  بحيث:

$$\tau_{max} \leq \frac{T_s}{3}, \quad \tau_{min} \geq 3T_s$$

المسألة (١٧): موجة معدلة نبضياً يتم الحصول عليه بأخذ عينات منتظمة من الإشارة:

$$x(t) = \cos 2\pi \frac{t}{T_m}$$

$$\text{عند اللحظات } t=kT_s \text{ حيث } T_s = \frac{T_m}{3}$$

ارسم  $x_p(t)$  وذلك عندما يكون:

١- التعديل PDM وفيه  $m=0.8$  و  $\tau_0=0.4T_s$  والحافة الخلفية ثابتة عند

$$t=kT_s$$

٢- التعديل PPM وفيه  $t_d=0.5T_s$  و  $t_0=\tau=0.2T_s$





## مسائل الفصل السابع

المسألة (١): افترض قناة ثنائية ذات معدل بتات (تشوير)  $r_b = 36000 \text{ bit/sec}$  ملائمة لإرسال إشارة صوتية باستخدام نظام  $PCM$ . والمطلوب إيجاد القيم التقريبية لـ  $q$  و  $f_s$  وذلك بفرض أن  $W = 3.2 \text{ kHz}$ .

المسألة (٢): لنفترض أننا نريد أن ننقل بطريقة  $PCM$  إشارة صوتية بمعدل أخذ عينات  $f_s = 10 \text{ MHz}$  والمطلوب:

١ - احسب معدل البتات (التشوير) المطلوب لإرسال هذه الإشارة وذلك

$$\text{للحصول على } \left( \frac{S}{N} \right)_D \geq 50 \text{ dB} \text{ عندما } S_x = 1.$$

٢ - أعد الطلب (١) من أجل  $S_x = 0.1$ .

المسألة (٣): افترض إشارة ثنائية عرض نطاقها  $W = 15 \text{ kHz}$  تم تكميته بعدة مستويات بحيث  $q \geq 200$  ومن ثم أرسلت بطريقة  $M\text{-ary-PCM}$  حيث  $M = 2^N$ . والمطلوب إيجاد القيم العظمى المسموح بها لكل من  $f_s$  و  $N$  وذلك عندما يكون عرض النطاق المناسب للإرسال  $B_T = 50 \text{ kHz}$ .

المسألة (٤): بفرض أنه لدينا نظام  $DPCM$  تنبؤي فيسه  $G_T = 6 \text{ dB}$ ، يمين أن كلمة  $DPCM$  تكون أقل بـ  $1 \text{ bit}$  من كلمة  $PCM$ .

المسألة (٥): تطبيق الإشارة  $x(t) = 8 \cos 2\pi Wt$  على مدخل معدل دلتا بحيث  
 $T_s \geq \frac{1}{24W}$ . والمطلوب: ارسم نقاط العينات  $x(kT)$  من أجل  $0 \leq k \leq 30$ ، ومن ثم  
 افترض  $\bar{x}_q = 0$  وارسم  $x_q(t)$  بخطوة  $\Delta = 1$  ومن ثم بخطوة  $\Delta = 3$ .

المسألة (٦): افترض أن الإشارة  $x(t) = \cos 2\pi t$  تم تكميمها بواسطة 16 مستوى  
 تكمية وبمعدل اعتيادي  $f_s = 411z$ . وافترض أن إشارة العينات تتكون من نبضات مطالها  
 يساوي الواحد وعرضها  $\tau$ ، وتظهر هذه النبضات كل  $t = \frac{k}{4}$  ثانية حيث  
 $-\infty \leq k \leq +\infty$ . والمطلوب:

١- ارسم الإشارة الثنائية الممثلة لكل عينة (إشارة PCM).

٢- ما هو عدد البتات المطلوبة لكل عينة.

المسألة (٧): افترض إشارة صوتية كلامية عرض بحالها  $W = 3kHz$  واستطاعتها  
 المتوسطة  $S_x = \frac{1}{4}$ . يتم إرسال هذه الإشارة باستخدام نظام PCM. والمطلوب حساب  
 قيم كل من  $M$  و  $\nu$  و  $f_s$  بحيث تكون  $\left(\frac{S}{N}\right)_n \geq 40dB$  عندما  $B_T = 16kHz$  حيث  
 $q = M'$  و  $M$  أساس نظام العد المستخدم.

المسألة (٨): لدينا الإشارة  $v(t) = 8 + 6 \sin \pi t$  بافتراض قيمتها بالـ  $mV$  بينما  $t$  بـ  
 $msec$ . ونريد إرسال  $v(t)$  بنظام PCM بترميز خطي ثنائي (3bits) وبحيث تختار  
 مستويات التكمية عند القيم (0, 2, 4, 6, ..., 14) بالملي فولط وتؤخذ من  $v(t)$  عينات  
 لحظية بمعدل  $2kHz$  ابتداءً من اللحظة  $t=0$ . والمطلوب:

- ١- ارسم  $v(t)$  وحدد عليها نقاط العينات خلال الفترة  $0 \leq t \leq 3 \text{ msec}$ .  
 وحدد أيضاً نقاط العينات المكماة على نفس الشكل وخلال نفس الفترة.  
 وبفرض أنه تم تمثيل كل عينة مكماة بترميز ثنائي  $3 \text{ bits}$  عادي بطريقة  
 $NRZ$  قطبية ( $Polar NRZ$ ) بحيث تكون فترة البت  $0.1 \text{ msec}$  فارسم  
 إشارة  $PCM$  الناتجة خلال نفس الفترة المذكورة.
- ٢- أوجد الاستطاعة المتوسطة للإشارة واستطاعة ضحيج التكمية والنسبة بين  
 الاستطاعتين وعبر عنها بالـ  $dB$ .

المسألة (٩): إذا كانت إشارة دخل نظام دلنا هي  $x(t) = 0.01t$  وكان تردد أخذ  
 العينات لهذا النظام هو  $f_s = 20 \text{ Hz}$  وطول خطوة التكمية  $\Delta = 2 \text{ mV}$  يطلب رسم تخرج  
 معدل  $DM$ .

المسألة (٩٠): لدينا الإشارة التماثلية  $x(t) = 10 \cos 10^3 t + 5 \cos 1.5 \times 10^3 t$  ويسراد  
 إرسالها باستخدام تعديل دلنا. والمطلوب إيجاد النسبة  $\left( \frac{S_v}{N_v} \right)$  بفرض أن تردد الاعتيان  
 يزيد 36 مرة عن معدل نايكويست.





## مسائل الفصل الثامن

المسألة (١): استخدمت إشارة NRZ ذات معدل بتات  $r_b = 64 \text{ kbps}$  لتعديل حامل جيبى ذي تردد  $5 \text{ MHz}$  بطريقة OOK وأرسلت بقناة ذات تخميد  $40 \text{ dB}$ . وبافتراض أن الامتطاعة المرسله  $100 \text{ mW}$  والكثافة الطيفية للضجيج عند دخل قسم الاستقبال  $\eta = 5 \times 10^{-12} \text{ W/Hz}$ ، فالمطلوب:

- ١- ما هو عرض المجال الأصغري المطلوب لإرسال إشارة OOK.
- ٢- أوجد احتمال الخطأ في حالتي استخدام كاشف متماسك وكاشف غير متماسك.
- ٣- كرر الطلبين السابقين في حالتي استخدام طريقة PRK وطريقة FSK بانحراف تردد  $\Delta f = 500 \text{ kHz}$ .

المسألة (٢): ترسل إشارة رقمية معدل البتات لها  $200 \text{ bps}$  بنظام FSK غير متماسك بحيث  $f_1 = 2 \text{ kHz}$  و  $f_0 = 1 \text{ kHz}$ . ونفترض أنه عند دخل قسم الاستقبال يكون مطال الحامل  $4 \text{ V}$  والكثافة الطيفية لاستطاعة الضجيج  $2 \times 10^{-4} \text{ W/Hz}$  والمطلوب إيجاد احتمال خطأ البتات لهذا النظام.



## مسائل الفصل التاسع

المسألة (١): المطلوب حساب الفتحة العددية لليف بصري له قلب (Core) ذو عامل انكسار  $n_1=1.52$  وغلاف عامل انكساره  $n_2=1.31$ .

المسألة (٢): لدينا ليف بصري له عوامل الانكسار التالية  $n_1=1.52$  و  $n_2=1.485$  وذلك للقلب والغلاف على التوالي. والمطلوب:

- ١- حساب الفتحة العددية (NA).
- ٢- زاوية القبول ( $Q_{im(max)}$ ) والزاوية الحرجة  $\theta_c$ .

المسألة (٣): لدينا ليف بصري وحيد النمط (Single Mode) نصف قطره  $a=2.5\mu m$  وعامل انكسار القلب  $n_1=1.515$  وعامل انكسار الغلاف  $n_2=1.490$ . والمطلوب:

- ١- حساب الفتحة العددية (NA).
- ٢- طول موجة القطع  $\lambda_c$ .

المسألة (٤): لدينا ليف بصري مصنوع كلياً من الزجاج له المواصفات التالية  $n_1=1.48$  و  $n_2=1.46$  و  $\lambda=0.82\mu m$ . والمطلوب:

- ١- ما هو نصف القطر الأعظمي للقلب (Core) المسموح لليف لكي ينقل موجة وحيدة النمط (Single Mode).
- ٢- حدد نوع الليف من حيث عامل الانكسار.

- ٣- الزاوية الحرجة ضمن الليف.
- ٤- الفرق النسبي لعوامل الانكسار.
- ٥- الفتحة العددية لهذا الليف.

المسألة (٥): المطلوب تحديد أصغر تردد ضوئي يمكن كشفه بواسطة ثنائي ضوئي ذي فجوة طاقة  $E_g = 1.2 \text{ eV}$ .









## الملحق ١

### أ- تحويلات فورييه لأهم التوابع

| Function              | $x(t)$                                       | $X(f)$                                                                |
|-----------------------|----------------------------------------------|-----------------------------------------------------------------------|
| Rectangular           | $\Pi\left(\frac{t}{\tau}\right)$             | $\tau \operatorname{sinc} f\tau$                                      |
| Triangular            | $\Lambda\left(\frac{t}{\tau}\right)$         | $\tau \operatorname{sinc}^2 f\tau$                                    |
| Gaussian              | $e^{-\alpha(t)^2}$                           | $(1/b)e^{-\pi(f/b)^2}$                                                |
| Causal exponential    | $e^{-bt}u(t)$                                | $\frac{1}{b + j2\pi f}$                                               |
| Symmetric exponential | $e^{-b t }$                                  | $\frac{2b}{b^2 + (2\pi f)^2}$                                         |
| Sinc                  | $\operatorname{sinc} 2Wt$                    | $\frac{1}{2W} \Pi\left(\frac{f}{2W}\right)$                           |
| Sinc squared          | $\operatorname{sinc}^2 2Wt$                  | $\frac{1}{2W} \Lambda\left(\frac{f}{2W}\right)$                       |
| Constant              | 1                                            | $\delta(f)$                                                           |
| Phasor                | $e^{j(\omega_0 t + \phi)}$                   | $e^{j\phi} \delta(f - f_0)$                                           |
| Sinusoid              | $\cos(\omega_0 t + \phi)$                    | $\frac{1}{2}[e^{j\phi} \delta(f - f_0) + e^{-j\phi} \delta(f + f_0)]$ |
| Impulse               | $\delta(t - t_0)$                            | $e^{-j2\pi f t_0}$                                                    |
| Sampling              | $\sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - kT_s)$ | $f_s \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(f - n f_s)$                     |
| Signum                | $\operatorname{sgn} t$                       | $1/j\pi f$                                                            |
| Step                  | $u(t)$                                       | $\frac{1}{j2\pi f} + \frac{1}{2} \delta(f)$                           |

## ب- التكاملات المحدودة الهامة

$$\int_0^{\infty} \frac{x^{n-1}}{1+x^n} dx = \frac{\pi/n}{\sin(\pi/n)} \quad n > n > 0$$

$$\int_0^{\infty} \frac{\sin x}{x} dx = \int_0^{\infty} \frac{\tan x}{x} dx = \frac{\pi}{2}$$

$$\int_0^{\infty} \frac{\sin x \cos ax}{x} dx = \begin{cases} \frac{\pi}{2} & a^2 < 1 \\ \frac{\pi}{4} & a^2 = 1 \\ 0 & a^2 > 1 \end{cases}$$

$$\int_0^{\infty} \frac{\sin^2 x}{x^2} dx = \frac{\pi}{2}$$

$$\int_0^{\infty} \frac{\cos ax}{1+x^2} dx = \frac{\pi}{2} e^{-|a|}$$

$$\int_0^{\infty} \operatorname{sinc} x dx = \int_0^{\infty} \operatorname{sinc}^2 x dx = \frac{1}{2}$$

$$\int_0^{\infty} \ln x^2 dx = \int_0^{\infty} \cos x^2 dx = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\pi}{2}}$$

$$\int_0^{\infty} x^a e^{-ax} dx = \frac{n!}{a^{n+1}} \quad n \geq 1, a > 0$$

$$\int_0^{\infty} e^{-ax^2} dx = \frac{1}{2a} \sqrt{\pi} \quad a > 0$$

$$\int_0^{\infty} x^2 e^{-ax} dx = \frac{1}{a^3} \sqrt{\pi}$$

$$\int_0^{\infty} e^{-ax} \cos x dx = \frac{a}{1+a^2} \quad a > 0$$

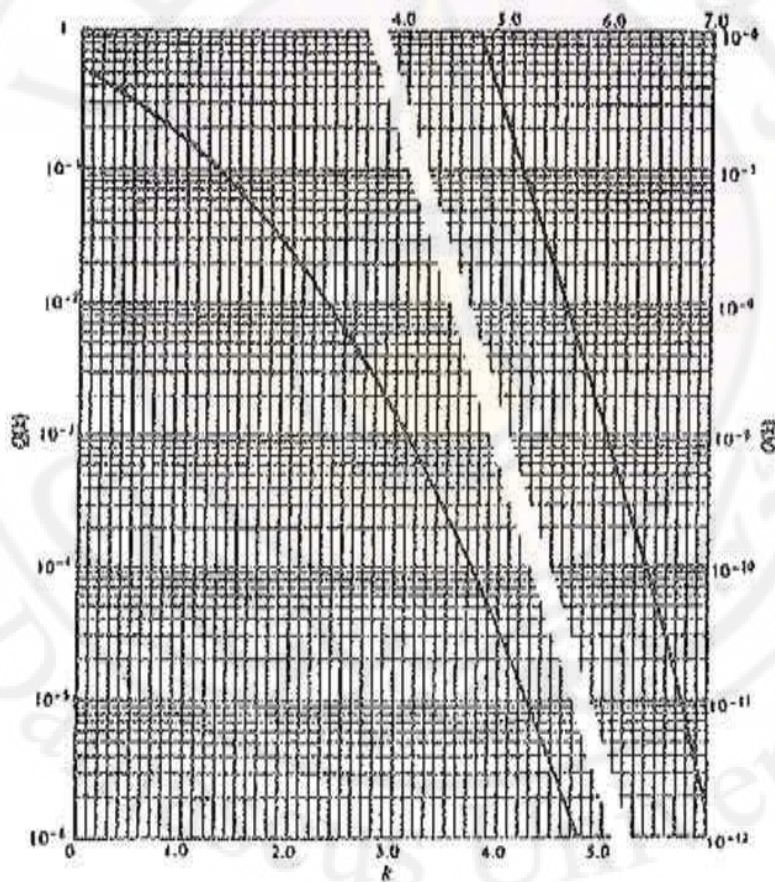
$$\int_0^{\infty} e^{-ax} \sin x dx = \frac{1}{1+a^2} \quad a > 0$$

$$\int_0^{\infty} e^{-ax^2} \cos bx dx = \frac{1}{2a} \sqrt{\pi} e^{-b^2/4a}$$

$$Q(k) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_k^{\infty} e^{-\frac{\lambda^2}{2}} d\lambda$$

الملحق ٢ منحنى التابع

يمثل هذا التابع المساحة تحت ذيل منحنى تابع كثافة الاحتمال الغاوسي  
 $Q(k) = P(X > m + k\sigma) = P(X \leq m - k\sigma)$  حيث  $m$  القيمة الوسطى و  $\sigma$   
 الانحراف المعياري. وبين الشكل التالي منحنين لـ  $Q(k)$  من أجل قيم  $k$  بين الصفر و  
 7.0.







## الملحق ٣ استعراض لبعض نظم الاتصالات العملية

### م ٣-١ نظم الاتصالات عن بعد

يقصد بنظم الاتصالات عن بعد (Telecommunication Systems) نظم الاتصالات المخصصة لإرسال الصوت والمعلومات المرئية والمعطيات عبر مسافة معينة (واشتقت البادئة Tele في كلمة Telecommunication من كلمة إغريقية تعني "عن بعد"). وتمثلت النظم الأولى للاتصالات عن بعد بنظم الإبراق (التلغراف) والهاتف التي ثم ابتكارها في القرن التاسع عشر. وتمثلت نظم الاتصالات عن بعد لاحقاً نظماً أخرى لإرسال المعلومات السمعية والمرئية والمعطيات إلى مسافات بعيدة، مما فيها نظم الإذاعة الصوتية ونظم التلفزة وغيرها.

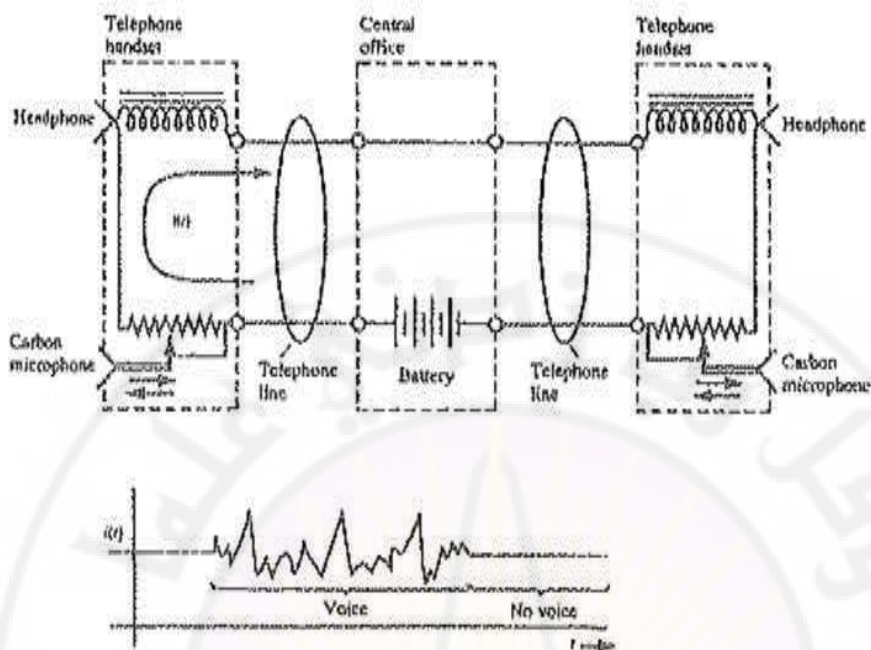
### م ٣-٢ النظم الهاتفية

يبين الشكل (٣-١) النظام الهاتفي البسيط الذي ابتكره ألكسندر غراهام بيل في عام ١٨٧٦. ويفترض في الشكل أن جهازي هاتف يوصلان بخط هاتفي مؤلف من سلكين. وتتم تغذية جهازي الهاتف ببطارية توضع في المركز الهاتفي (Central Office) CO. وتعطي البطارية تياراً مستمراً  $dc$  يمر بالدائرة الهاتفية. وتنضمّن السماعة أو جهاز اليد (Handset) في كل من جهازي الهاتف ميكروفوناً كربونياً (Carbon Microphone) وسماعة أذن Earphone وقد تستخدم بدلاً من سماعة الأذن سماعة رأس Headphone. ويقوم الميكروفون الكربوني بتحويل الاهتزازات الميكانيكية الناتجة عن المرجة الصوتية إلى إشارة كهربائية متناسبة معها (الإشارة السمعية Audio Signal). وبالمقابل، تقوم سماعة

الأذن أو سماعة الرأس بتحويل الإشارة السمعية التي تستقبلها إلى صوت مسموع. ويتألف الميكروفون الكربوني من مسحوق حبيبات غير مضغوطة من الكربون داخل حجرة لها غشاء مرن (*Diaphragm*)، وهو غشاء قابل للاهتزاز بتأثير الموجة الصوتية. وعندما يتحدث شخص أمام الغشاء المذكور، يؤدي تأثير موجات الضغط الصوتي (*Sound Pressure Waves*) إلى انضغاط وتخلخل حبيبات الميكروفون. ويعمل الميكروفون الكربوني بالنتيجة كمقاومة متغيرة، تغير قيمتها حسب قيمة الضغط الصوتي، مما يؤدي إلى تعديل التيار المستمر المار بالدائرة الهاتفية. وبعد التيار المار بالدائرة الهاتفية بالنتيجة كمجموع لمركبة مستمرة *dc* ومركبة متناوبة *ac*. وتمثل المركبة المتناوبة الناتجة إشارة تيار سمعية (*Audio Current Signal*).

تكون سماعة الرأس *Headphone* أو سماعة الأذن *Earphone* في جهاز السد (*Handset*) أو سماعة جهاز الهاتف عبارة عن مغنطيس كهربائي يوضع أمامه غشاء قابل للاهتزاز (*Diaphragm*) من مادة مغنطيسية. ويؤدي تغير التيار  $i(t)$  المار في ملف المغنطيس الكهربائي إلى اهتزاز الغشاء نتيجة تغير قوة جذب المغنطيس الكهربائي له تبعاً لشدة التيار  $i(t)$ .

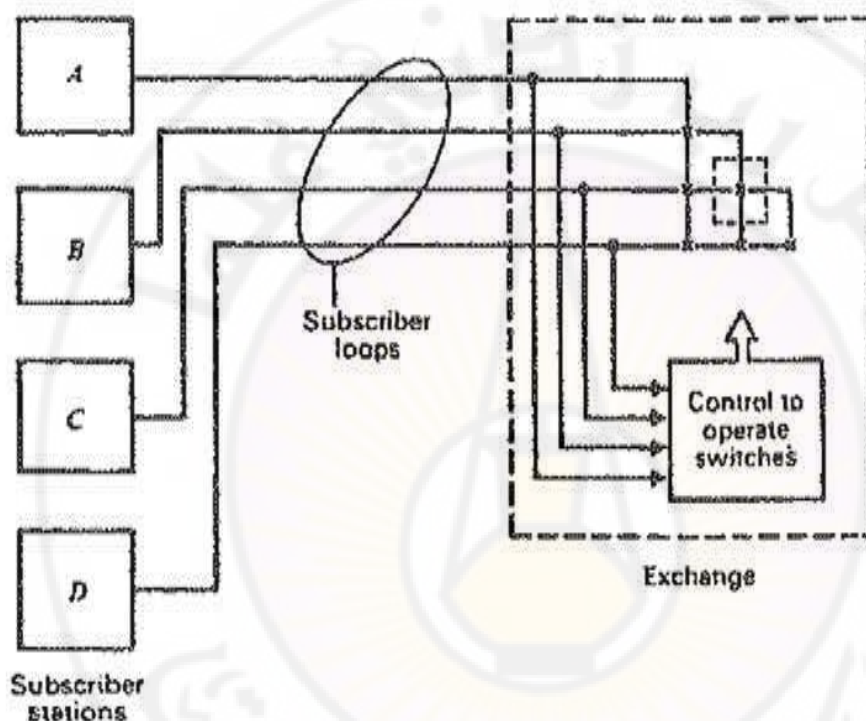
اشتقت التسمية الإنكليزية للهاتف *Telephone* من البادئة *Tele* وتعني "بعيد" وكلمة *phone* وتعني "صوت". ولذا يقصد بكلمة *Telephony* في الأصل "إرسال صوت عن بعد". ولكن نظام الاتصال الهاتفي لا يقتصر فقط على المكونات اللازمة لإرسال الصوت عن بعد. وفق النظام البسيط في الشكل (٣-١)، وإنسانكون الشبكات الهاتفية العملية أكثر تعقيداً بكثير نتيجة الحاجة إلى بدائله أو مقسم (*Switching Exchange*) أو مركز هاتف *CO* من أجل التحكم بعملية الوصل بين جهازي الهاتف لأي شخصين من مئات ملايين الأشخاص في العالم.



الشكل (م ٣-١) نظام هاتفي بسيط.

يوضح الشكل (م ٣-٢) نظاماً هاتفياً مبسطاً لأربعة أشخاص. ونرمز بـ  $(A, B, C, D)$  لأجهزة المشتركين (*Subscribers*)، ونفترض أن كلاً منها موصل بخط هاتفي (مولف من سلكين على الأقل) إلى البندالة أو المقسم (*Exchange*). ويتيح المقسم تحقيق الاتصال بين أي مشتركين مثل  $B$  و  $C$  مع إمكانية تحقيق الاتصال بين المشتركين الآخرين  $A$  و  $D$  أيضاً. ويمثل المستطيل المنقطع في الشكل مفتاحاً من النوع المفتوح في الحالة الأصلية (*Normally-Open Switch*) ويمكن إغلاقه لتحقيق الوصل بين الجهازين  $B$  و  $C$ . ويتضمن المقسم مصفوفة مفاتيح ميكانيكية أو إلكترونية ويقوم بالتحكم فيها وفق ما يتطلبه تحقيق الاتصال بين المشتركين. ويمكن أن يقوم بعملية التحكم المطلوبة يدوياً عاملاً مقسم أو يقوم بها حاسوب. وتعتمد معظم المقاسم الحديثة

على استخدام حاسوب مركزي يتحكم في عملها ويقوم في تخزين المعلومات الضرورية. وتسمى الدارة التي تصل جهاز كل مشترك مع المقسم دائرة المشترك أو عروة المشترك (Subscriber Loop).



الشكل (٣-٧) نظام هاتفي لأربعة مشتركين.

تعد شبكة الهاتف العمومية (Public Switched Telephone Network) أو شبكة المقاسم الهاتفية العمومية (PSTN) أكثر نظم الاتصالات انتشاراً في كل البلدان، وتشمل شبكة PSTN ثلاثة أنواع أساسية من الوصلات (Links) تبعاً للمسافات والعدد المطلوب لقنوات الاتصالات. وتسمى



الوصلة بين كل مشترك والمقسم المحلي (*Local Exchange*) العروة المحلية (*Local Loop*) وتستخدم فيها طريقة النقل بالحوال الأساسي بأزواج مفتولة (*Twisted Pairs*) من الأسلاك النحاسية. ويتم ربط المقاسم المحلية مع مركز بئال مركزي (*Centralized Switching Center*) للمدينة بخطوط رئيسية للوصل مع مكاتب التحصيل (*Toll-Connecting Trunk Lines*). وتوصل المراكز البئالة المركزية (المراكز البئالة للمدن) بخطوط رئيسية للوصل بين مكاتب التحصيل (*Intertoll Trunk Lines*). ويمكن أن تكون الخطوط الرئيسية (*Trunk Lines*) التي تصل بين المقاسم المحلية والمراكز البئالة المركزية أو الخطوط الرئيسية الواصلة بين المراكز البئالة المركزية نفسها كابلات محورية أو ألياف بصرية أو وصلات بالأمواف الميكروية (*Microwave Links*) وترسل بها الإشارات الهاتفية بطريقة التجميع بتقسيم التردد *FDM* أو التجميع بتقسيم الزمن (*PCM-TDM*). وتشترط المواصفات المعتمدة عالمياً أن تحقق الشبكات الهاتفية العمومية إمكانية نقل الإشارات الصوتية الكلامية ضمن المجال الترددي من 300Hz حتى 3400Hz، وبحيث تكون نسبة الإشارة إلى الضجيج 30dB على الأقل ويكون التشويه الاخطي أقل من -26dB. وتعد تلك المواصفات متراضة بالمقارنة مع المواصفات التي تحققها التجهيزات الصوتية العالية الجودة مثل أجهزة الأقراص المدججة (*CD*) أو المواصفات التي تحققها النظم الإذاعية.

### م ٣-٣ نظم الاتصالات الإذاعية

تعد نظم الإذاعة الصوتية التي تعمل بطريقتي *AM* و *FM* ونظم الإذاعة التلفزيونية أو البث التلفزيوني من أكثر نظم الاتصالات الأرضية (*Terrestrial Communication Systems*) انتشاراً بالإضافة إلى نظم الاتصالات الهاتفية. وكانت الولايات المتحدة الأمريكية أول من بدأ البث الإذاعي المنتظم في عام ١٩٢٠، كما كانت إنكلترا أول



من بدأ البث التلفزيوني المنتظم في عام ١٩٣٧.

تستخدم للبث الإذاعي والتلفزيوني المجالات الترددية التالية التي حددها اتحاد الاتصالات الدولي (International Telecommunication Union) ITU:

- مجال الترددات المتوسطة (Medium Frequencies) FM وهو يتسبب مسن  
300kHz حتى 3MHz.
- مجال الترددات العالية (High Frequencies) HF، وهو يمتد من 3 حتى 30  
ميغاهرتز.
- مجال الترددات العالية جداً (Very High Frequencies) VHF وهو المجال  
30-300MHz.
- مجال الترددات بعد العالية (Ultra High Frequencies) UHF وهو المجال  
300-3000MHz.

### م ٣-٤ نظم الإذاعة الصوتية

تعمل معظم محطات إذاعات AM ضمن مدى الموجات المتوسطة (MW  
(Medium Waves)، ويمتد المدى الترددي المقابل لها (ضمن مجال MF) من 540kHz  
حتى 1600kHz. ويستخدم مدى الموجات القصيرة (SW) (Short Waves) المقابل  
للمدى الترددي من نحو 2MHz حتى نحو 20MHz (ضمن مجال HF و VHF) للبث  
الإذاعي بطريقة AM لمسافات بعيدة جداً بالاستفادة من انعكاس الموجات الراديوية عن  
طبقة الأيونوسفير (الغلاف المتأين). وتبلغ استطاعة خرج أجهزة إرسال محطات AM  
الإذاعية مئات الكيلوواط. ويتألف جهاز إرسال AM العالي الاستطاعة عادة مسن  
مذبذب محكوم ببلورة كوارتز (Quartz Crystall-Controlled) وعدة مراحل لاحقة  
تنفذ بترانزستورات ودارات متكاملة، وقد يستخدم في المرحلة الأخيرة صمام مفسرغ

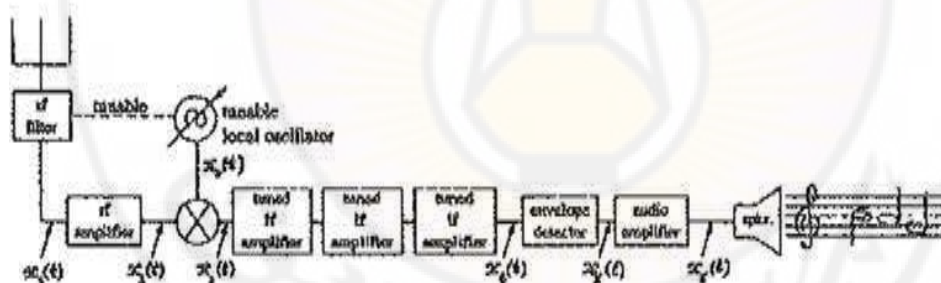


يقوم جهاز راديو AM (جهاز استقبال AM) بثلاث عمليات أساسية. والعمليّة الأولى هي فصل القنوات الإذاعية عن بعضها (Channel Separation): ينبغي أن يكون بإمكاننا انتخاب إشارة المحطة المرغوبة (Desired Signal) مع حذف كل الإشارات الأخرى. والعمليّة الثانية هي التكبير (Amplification): يكون جهد الإشارة التي يستقبلها هوائي جهاز الراديو من مرتبة  $10\mu V$  وينبغي تكبيرها لدرجة كافية مع ضمان نسبة جيدة بين الإشارة والضجيج. والعمليّة الثالثة هي كشف التعديل (Demodulation).

يتطلب انتخاب أي قناة مع حذف إشارات القنوات الأخرى مرشحاً دقيقاً من نوع مرشحات تمرير المجال، بحيث تكون استجابته الترددية ذات قطع حاد (قريبة لاستجابة مرشح تمرير المجال المثالي). وينبغي أن يكون المرشح قابلاً للتوليف (Tunable) حتى يمكن انتخاب أي محطة نريدها. وفي التصميم الأول لأجهزة استقبال AM كانت تستخدم لتنفيذ مرشح تمرير المجال المطلوب ثلاث دارات رنين RLC وكانت تستخدم لتوليفها ثلاثة مكثفات متغيرة، مما جعل عملية التوليف معقدة. وأمكن تبسيط عملية التوليف في جهاز الاستقبال بتطبيق مبدأ أطلقته عليه تسمية التضارب الفوقي أو السوبرهترودين (Superhetrodyne)، وهو المبدأ الذي ابتكره آرسترونغ عام ١٩١٨. وتعتمد فكرة السوبرهترودين أساساً على ضرب إشارة التردد الراديوي (RF) المستقبلة بموجة جيبية ذات تردد مناسب  $f_0$  بحيث يتم نقل طيف إشارة الداخل المرغوبة إلى مجال ثابت تولف عليه دارات الرنين اللاحقة. ويمكن تأويل ذلك بتصوّر نافذة معينة للمشاهدة (Viewing Window) ننظر من خلالها إلى محور التردد. وبدلاً من تمريرك نافذة المشاهدة عبر محور التردد لمشاهدة جزء معين منه، يمكن عدم تحريك هذه النافذة على أن تجري إزاحة كل محور التردد. وتمثل هذه الإزاحة عملية السوبرهترودين بعد ذاتها، وهي تطبق في كل أجهزة راديو AM و FM وأجهزة التلفزيون.

يبين الشكل (٣-٤) مخططاً صندوقياً لجهاز استقبال  $AM$  بطريقة السوبرهترودين. ويستخدم كهوائي للاستقبال سلك ممدود في الهواء أو ملف ملفوف على قلب من الفيريت داخل جهاز الاستقبال. ويفترض في الشكل (٣-٤) أن إشارة  $RF$  التي يستقبلها الهوائي تنتخب بمُرشح  $RF$  (دائرة رنين تعمل كمُرشح تمرير مجال) ويتم توليفه على المحطة المطلوبة. وتكبر الإشارة المنتخبة  $x_1(t)$  بمكبر  $RF$ ، ومن ثم يتم ضرب الإشارة  $x_2(t)$  الناتجة في مخرج مكبر  $RF$  بموجة جيبية  $x_0(t)$  يولدها ما يسمى بالمذبذب أو المهتز المحلي (*Local Oscillator*) وهو قابل للتوليف (*Tunable*). ويتم تحميل الضارب على دائرة رنين مولفة على تردد ثابت يسمى التردد المتوسط (*Intermediate Frequency*) أو باختصار  $IF$  وسنرمز له بـ  $f_i$ ، وهو يساوي الفرق بين تردد المذبذب المحلي  $f_o$  وتردد الموجة الحاملة  $f_c$  في إشارة  $RF$  المستقبلة:

$$f_i = f_o - f_c$$



الشكل (٣-٤) المخطط الصندوقي لجهاز استقبال  $AM$ .

يفترض تغيير تردد المذبذب المحلي  $f_o$  تبعاً لقيمة  $f_c$  بحيث يبقى أعلى منه بمقدار ثابت يمثل التردد المتوسط  $f_i$  (أي  $f_o = f_c + f_i$ ). وتكون القيمة القياسية (المعيارية) للتردد



المتوسط في أجهزة استقبال AM:

$$f_i = 455 \text{ kHz}$$

إذا أردنا مثلاً انتخاب محطة ذات تردد 666 كيلو هرتز (تردد محطة إذاعة دمشق)، ينبغي ضبط تردد المذبذب المحلي على القيمة:

$$f_o = 666 + 455 = 1121 \text{ kHz}$$

لنفترض أن إشارة خرج مكبر RF هي:

$$x_2(t) = A \cos \omega_c t$$

حيث  $A = A_c [1 + \mu v_m(t)]$  بافتراض  $v_m(t)$  إشارة التعديل. ولنفترض أن إشارة خرج المذبذب المحلي هي:

$$x_o(t) = \cos \omega_o t$$

تكون نتيجة ضرب  $x_2(t)$  و  $x_o(t)$ :

$$\begin{aligned} x_3(t) &= x_2(t)x_o(t) = A \cos \omega_c t \cos \omega_o t \\ &= \frac{A}{2} [\cos(\omega_c + \omega_o)t + \cos(\omega_c - \omega_o)t] \end{aligned}$$

بما أنه يفترض توليف دائرة الرنين التي يحمل عليها الضارب في الشكل (٣-٤) على التردد المتوسط  $f_i = f_o - f_c$ ، فهي تنتخب من عبارة  $x_3(t)$  الواردة أعلاه المركبة:

$$x_i(t) = \frac{A}{2} \cos(\omega_c - \omega_o)t = \frac{A}{2} \cos \omega_i t$$

حيث  $\omega_i = 2\pi f_i$ ، أي  $\omega_i = \omega_o - \omega_c$ .

يمكن أن يستخدم بدلاً من الضارب في الشكل (٣-٤) مازج (Mixer) ينفذ بعنصر غير خطي (ترانزستور يعمل في المنطقة غير الخطية)، فيتضمن تياره مركبات ذات ترددات  $n_o f_o \pm n_c f_c$ ، حيث  $n_o$  و  $n_c$  أي رقمين صحيحين. ويحمل المازج على دائرة رنين مولفة على  $f_i = f_o - f_c$ ، أي تنتخب المركبة التي تقابل  $n_o - n_c = 1$ . ويعد



الضارب (المكافئ لمعدل متوازن) أفضل مازج لأجهزة الاستقبال عادة. تكبر إشارة IF الناتجة في خرج الضارب (أو المازج) في الشكل (م-٤) بعدة مكبرات مولفة لاحقة (Tuned Amplifiers). ويمكن أن تستخدم بدلاً من دارات رنين التردد المتوسط مرشحات كريستالية سيراميكية مخصصة للتردد المتوسط (455kHz) بعرض نطاق 10kHz تقريباً.

يستخدم لكشف الإشارة  $x_d(t)$  الناتجة في خرج آخر مرحلة لمكسر IF في الشكل (م-٤) كاشف غلاف (Envelope Detector) مؤلف من ديود ومكثف ومقاوم (أو كاشف مترامن Synchronous Detector داخل دائرة متكاملة). وتكرر إشارة مخرج الكاشف  $x_d(t)$  بمكبر معي (Audio Amplifier) يحمل على المجهار (Loudspeaker)، لنحصل منه على صوت مسموع.

يصمم المازج في معظم أجهزة استقبال AM بحيث يكون ذا عامل ضخم منخفض للدرجة كافية، وبالتالي يمكن الاستغناء عن مرحلة مكبر RF في الشكل (م-٤). تنتج دارات متكاملة قادرة على القيام بمعظم وظائف مراحل جهاز السوبرهترودين في الشكل (م-٤)، على أن تضاف لها المقاومات والمكثفات والملفات والمرشحات الكريستالية اللازمة لمتختلف المراحل. ويبين الشكل (م-٥) على سبيل المثال المراحل التي تتضمنها دائرة متكاملة من طراز TEA5550AM، وهي تشمل المراحل الخاصة بالتحكم الأوتوماتيكي في الكسب (Automatic Gain Control) أو باختصار AGC ويقصد به AGC التحكم بكسب، أو ربيع مكبر IF تبعاً لقوة الإشارة المستقبلة، بحيث ينخفض الكسب كلما زاد مطال الإشارة المستقبلة. ويؤدي ذلك إلى إضعاف تفسير مطال إشارة مخرج الكاشف عند تغير مطال إشارة RF المستقبلة بنسبة كبيرة. وبفضل AGC لا يتغير مطال إشارة مخرج الكاشف (أو قوة الصوت الذي نسمعه من المجهار) بأكثر من نحو 6dB عملياً على سبيل المثال عند تغير مطال إشارة RF المستقبلة بنحو



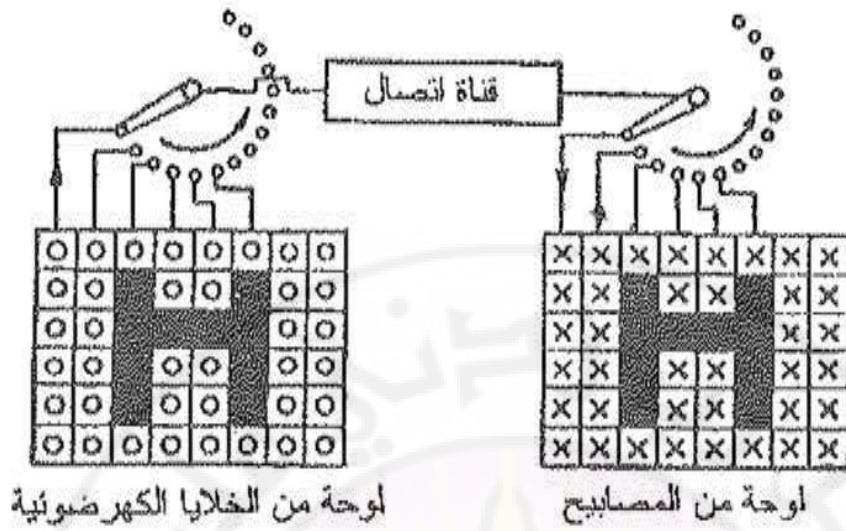
### م ٣-٥ نظم التلفزة

تستخدم للإرسال التلفزيوني الأرضي طريقة التعديل المطالي *AM* لإرسال إشارة الصورة أو الإشارة المرئية (*Video Signal*) وطريقة التعديل الترددي *FM* لإرسال إشارة الصوت أو الإشارة السمعية، وذلك ضمن مجالي *VHF* و *UHF*.

اشتقت كلمة *Television* من الكلمة الإغريقية *tele* وتعني "عن بعد" والكلمة اللاتينية "*vision*" وتعني الرؤية. وبذلك تعني كلمة *Television* أو التلفزة "الرؤية عن بعد"، ويقصد بذلك ضمناً الرؤية عن بعد بوسائط الاتصال الكهربائية.

يعتمد مبدأ إرسال الصورة تلفزيونياً على النظام الأولي البسيط المبين في الشكل (م ٣-٦)، وهو يعدّ تجسيداً لأفكار تقدم بها عدة باحثين بين عامي ١٨٧٥ و ١٨٨٠. ويفترض في الشكل أنه يتم إسقاط الصورة الضوئية (الخيال الضوئي) للمنظر المتلفز بواسطة عدسة على لوحة رتب عليها عدد كبير من خلايا كهروضوئية صغيرة جداً، وتصل الخلايا بتماسات مفتاح دوار (يقارن بمجمع *TDM*)، بحيث ينتخب تياراتها بالتتابع ليعطي إشارة تسمى الإشارة المرئية (*Video Signal*). وترسل هذه الإشارة بقناة الاتصال إلى طرف الاستقبال، حيث يفترض استخدام لوحة رتب عليها مصابيح أو لمبات صغيرة جداً، مماثلة بعددها وترتيبها للخلايا الكهروضوئية في طرف الإرسال، وهي تتصل بتماسات مفتاح دوار أيضاً (يقارن بمفكك *TDM*). ويشترط أن يدور هذا المفتاح بتزامن مع المفتاح الدوار في طرف الإرسال كما يشترط أن يدور المفناحن بسرعة كافية (أكثر من ٢٠ دورة في الثانية)، بحيث يرى المشاهد في طرف الاستقبال "صورة تلفزيونية" مشابهة للصورة الضوئية للمنظر المتلفز، وذلك بفضل خاصية "الانطباج الشبكي" أو "مداومة الإبصار" (*Persistence of Vision*).





الشكل (م٦-٣) النظام الأولي للتلفزة.

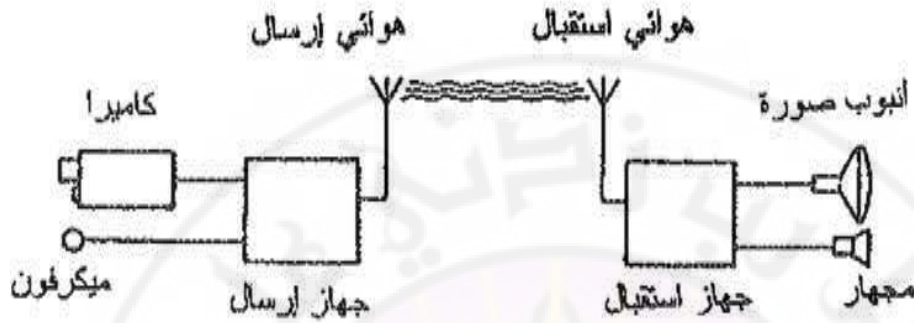
يفترض ضمناً في الشكل (م٦-٣) أنه تتم تجزئة الصورة الضوئية للمنظر إلى مربعات صغيرة تسمى عناصر الصورة (*Picture Elements*)، وكل منها يقابل إحدى الخلايا الضوئية في طرف الإرسال وأحد المصابيح في طرف الاستقبال. وتسمى عملية إرسال عناصر الصورة أو البيكسلات (*Pixels*) بالتتابع عملية المسح *Scanning*. بعد النظام التتابعي الأولي في الشكل (م٦-٣) كأساس لنظم التلفزة المصرية. وتتوقف جودة الصورة التلفزيونية الناتجة على عدد العناصر  $M$  الذي افترضناه في الشكل (م٦-٣) مساوياً 48. ويتبين أنه لكي يمكن إظهار تفاصيل الصورة المتلفزة بدقة كافية، يجب أن يكون  $M$  حوالي نصف مليون أو أكثر. وبما أن عدد ثنائيات كل من المفتاحين النوارين في الشكل (م٦-٣) يجب أن يساوي  $M$ ، فمن الواضح أنه لا يمكن تحقيقهسا ميكانيكياً عند اختيار  $M$  كبير جداً.

أمكن تحقيق التلفزة عملياً وفق ما يقابل النظام الأولي في الشكل (م٣-٦) بنظام إلكتروني بالكامل نحو عام ١٩٣٠، بعد أن استخدم كبديل لكل من المفتاحين الدوارين شعاع إلكتروني أو حزمة إلكترونات (*Electron Beam*) ذات قطر صغير لدرجة كافية داخل أنبوب أشعة مهبطية *CRT* (*Cathode-Ray Tube*). وأطلقت على الأنبوب *CRT* المكافئ للوحة المصباح المفتاح الدوار في الشكل (م٣-٦) تسمية أنبوب الصورة (*Picture Tube*) وتكون له شاشة ضيائية (*Luminescent Screen*) أو شاشة متفسفرة (*Phosphorescent*) تظهر عليها صورة مشاعة للمنظر المتلفز. وبالمقابل أطلقت على الأنبوب *CRT* المكافئ للوحة الخلايا الضوئية والمفتاح الدوار في طرف الإرسال في الشكل (م٣-٦) تسمية أنبوب التصوير التلفزيوني (*TV Pickup Tube*). ويفترض تركيبه داخل كاميرا تلفزيونية مع وضع عدسة أمامه لإسقاط الخيال الضوئي للمنظر على طبقة الحساسة المقابلة للوحة الخلايا الضوئية في الشكل (م٣-٦). ويستخدم بدلاً من أنبوب التصوير التلفزيوني في الكاميرات التلفزيونية منذ نحو ١٩٩٠ حساس تصوير *Image Sensor* يصنع بتقانة المكونات المترابطة بالشحنات (*Charge-Coupled Devices*)، أو باختصار *CCD*. ويكون حساس تصوير *CCD* بشكل دائرة متكاملة وتكون له نافذة مستطيلة شفافة يسقط من خلالها الضوء الوارد من المنظر على مصفوفة العناصر الحساسة للضوء (المقابلة للوحة الخلايا الضوئية في الشكل م٣-٦).

يوضح الشكل (م٣-٧) نظام التلفزة الأساسي. ويقوم الميكروفون بتحويل الصوت إلى إشارة سمعية، تستخدم في جهاز الإرسال لتعديل موجة حاملة للصوت بطريقة *FM*. ويقابل الميكروفون بالنسبة لإرسال الصورة الكاميرا التلفزيونية التي تحتوي على عدسة وحساس تصوير من نوع *CCD* وتحول الضوء الصادر عن المنظر إلى إشارة مرئية تستخدم في جهاز الإرسال لتعديل موجة حاملة للصورة بطريقة *AM*. وفي طرف الاستقبال يقوم الجهاز بتحويل الإشارة السمعية بعد كشفها وتكبيرها إلى صوت



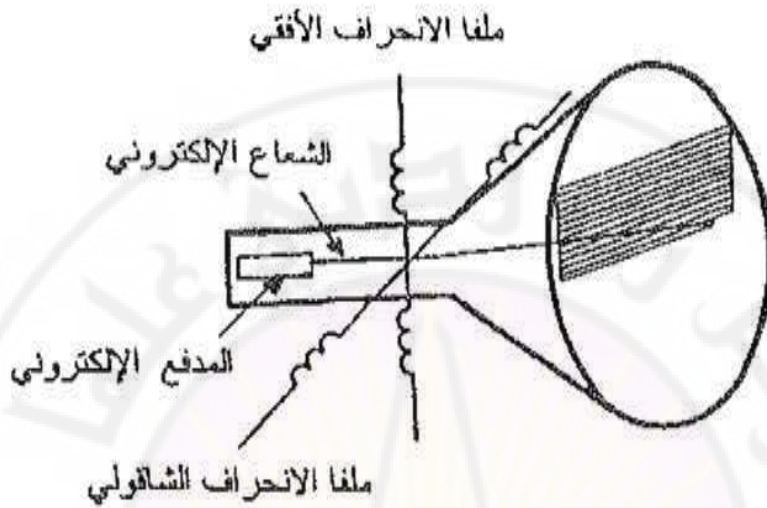
مسموع، ويقابله بالنسبة للصورة أنبوب الصورة. ويمكن أن تستخدم بدلاً من أنبوب الصورة شاشة إظهار بالبلورات المائعة (Liquid Crystal Display) LCD.



الشكل (م ٣-٧) نظام التلفزة الأساسي.

يوضح الشكل (م ٣-٨) مبدأ عمل أنبوب الصورة، ويفترض فيه أن المدفع الإلكتروني (*Electron Gun*) يولد شعاعاً إلكترونياً. وتنتج في نقطة سقوط هذا الشعاع على الشاشة الضيائية نقطة مضيئة. بمقاس يقابل عنصر الصورة، وهي تسمى النقطة الماسحة (*Scanning Spot*) ويتم تحريك الشعاع الإلكتروني أفقياً وشاقولياً بمجموعة ملفات الانحراف (*Deflection Yoke*)، وهي تتألف من ملفين للانحراف الأفقي وملفين للانحراف الشاقولي. ويظهر بالنتيجة على شاشة الأنابيب مجموعة خطوط المسح التي تقابل صفوف لوحة المصابيح في الشكل (م ٣-٦). ويتم التحكم في شدة ضياء كسل نقطة من الشاشة بتغيير شدة تيار الشعاع الإلكتروني تبعاً لقيمة جهد الإشارة الرئيسية المستقبلية، حيث تقوم هذه الإشارة بالتحكم في جهد مهبط المسدّد الإلكتروني (أو شبكته الحاكمة). ويظهر كل خط مسح (*Scanning Line*) نتيجة حركسة النقطة الماسحة من أقصى يسار الشاشة إلى يمينها (بترتيب الكتابة باللغة الانكليزية)، وبحيث

ترتد فوراً من أقصى اليسار لترسم خطاً جديداً. ويتكرر ذلك حتى رسم آخر خطوط، ومن ثم ترتد النقطة الماسحة إلى أعلى الشاشة لتبدأ برسم مجموعة جديدة من خطوط المسح.



الشكل (م-٨) مبدأ عمل أنبوب الصورة.

تقابل خطوط المسح على شاشة أنبوب الصورة صفوف لوحة المصاييح في الشكل (م-٦). ويجري المسح في النظم التلفزيونية القياسية بأسلوب المسح المتشابك (Interlaced Scanning)، حيث "ترسم" أولاً مجموعة الخطوط الفردية ثم "ترسم" في الفراغات الفاصلة بينها مجموعة الخطوط الزوجية. وتسمى مجموعة الخطوط الفردية الحقل الفردي، كما تسمى مجموعة الخطوط الزوجية الحقل الزوجي، ويولف الحقلان معاً الإطار التلفزيوني.

يطبق في أوروبا والأقطار العربية النظام التلفزيوني 625/50، ويكون فيه العدد الإسمي لخطوط الإطار  $N=625$  وتردد المسح الشاقولي  $f_v=50\text{Hz}$  ويتكرر مسح الإطار بتردد

$N_o=575$  الشاشة على  $f_p=25\text{Frame/s}$  ويكون العدد الفعلي للخطوط التي تظهر على الشاشة  $N_o=575$  نتيجة عدم ظهور حوالي 25 خطاً خلال فترة الارتداد الشاقولي بعد كل من حقلتي الإطار. ويخصص لإرسال الإشارة المرئية في نظام 625/50 عرض بحال 5MHz، وهي تقوم بتعديل الموجة الحاملة للصورة بطريقة التعديل المطالي. ويكون عرض المجال المخصص للموجة المعدلة بالإشارة المرئية 6.25MHz، وهو يشمل المجال الجانبى العلوى بعرض 5MHz (عرض بحال الإشارة المرئية نفسها) وجزءاً من المجال الجانبى السفلى بعرض 1.25MHz، وذلك وفق الطريقة المسماة بطريقة الإرسال الجانبي لأحد المجالين الجانبيين (Vestigial Sideband) VSB. ويختار تردد الموجة الحاملة للصوت أعلى بـ 5.5MHz من تردد الموجة الحاملة للصورة. ويتم تعديل الموجة الحاملة للصوت بالإشارة السمعية بطريقة التعديل الترددي FM، ويخصص لإشارة FM الناتجة عرض بحال 250kHz. ويكون عرض بحال القناة التلفزيونية بالنتيجة 7MHz. ويخصص للبث التلفزيوني المجالان (47-68) و (174-230) ميغا هرتز من مدى VHF والمجال 470-862MHz من مدى UHF.

يطبق في أمريكا واليابان النظام التلفزيوني 525/60. ويكون فيه العدد الإسمي للخطوط الإطار 525 وتردد المسح الشاقولي 60Hz وعرض بحال الإشارة المرئية 4.2MHz والفرق بين حاملتي الصوت والصورة 4.5MHz، وعرض القناة 6MHz. يصبح كل ما ذكر على حالة الإرسال الأسود والأبيض. ويعتمد مبدأ التلفزة الملونة على استخدام ثلاثة حساسات تصوير في الكاميرا التلفزيونية الملونة وتوضع أمامها ثلاثة مرشحات ضوئية: أحمر (R) وأخضر (G) وأزرق (B)، وذلك لتحليل الضوء الساقط من المنظر المتلفز إلى ثلاث مركبات R، G، B. وتنتج عن حساسات التصوير ثلاث إشارات مرئية  $E_R$ ،  $E_G$ ،  $E_B$ . وتستخدم هذه الإشارات في نظم NTSC، بال وسيسكام لتشكيل الإشارة المرئية الملونة المركبة (CCVS)، بحيث يكون عرض مجالها مماثلاً لعرض



المجال المخصص للإرسال الأسود والأبيض (5MHz). بدأت بعض محطات التلفزة الفضائية منذ نحو عام ١٩٩٥ وبعض محطات التلفزة الأرضية منذ نحو عام ٢٠٠٠ في أمريكا وأوروبا بالبث التلفزيوني الرقمي بالاعتماد على طرق الترميز الرقمي. ويتم تحويل الإشارة المرئية إلى رقمية انطلاقاً من الاعتيان بمعدل 13.5MHz (أي أكبر من معدل نايكويست للإشارة المرئية لكل من نظامي 625/50 و 525/60) مع تمثيل كل عينة بـ 8bits مع استخدام طرق خاصة لإنفاص معدل البتات وفق نظم للضغط المرئي (Video Compression) توصلت إليها مجموعة خبراء الصور المتحركة (Motion Picture Expert Group) أو باختصار MPEG. وأتاحت تلك الطرق إمكانية البث التلفزيوني الرقمي لعدة برامج تلفزيونية ضمن القناة المخصصة للبث التلفزيوني التماثلي (وهي 7MHz أو 8MHz في نظام 625/50 و 6MHz في نظام 525/60).

### ٣-٦ نظم الاتصالات المتنقلة والخلوية

يقصد بالاتصالات المتحركة أو المتنقلة Mobile Communication الاتصالات اللاسلكية بأشخاص خلال حركتهم. ولذلك ارتبط نشوء الاتصالات المتنقلة بابتكار طرق وتقنيات الاتصالات اللاسلكية في بداية القرن العشرين. واعتمدت الولايات المتحدة الأمريكية في عام ١٩٣٤ أول نظم للاتصالات المتنقلة بطريقة التعديل المطبالي لاستخدامات الشرطة. وبعد ابتكار تقنيات التعديل الترددي نحو عام ١٩٣٥ أصبح التعديل الترددي طريقة التعديل الأساسية لنظم الاتصالات المتنقلة في العالم. وشمل استخدام النظم الراديوية المتنقلة اتصالات الشرطة والإطفاء والمحطات العسكرية والصناعية والتجارية والطبية والاتصالات مع السفن والطائرات وغيرها. وتسارع تطور الاتصالات المتنقلة منذ نحو عام ١٩٧٠ مع التوصل إلى تقنيات الدارات المتكاملة السيلي

سمحت بتصغير حجم ووزن التجهيزات اللاسلكية وزيادة وثوقيتها وفعاليتها. وانتشرت الاتصالات المتنقلة لاحقاً حتى في مجال الاستخدامات المنزلية (الهاتف اللاسلكي وفتح الأبواب لاسلكياً والتحكم عن بعد في التجهيزات المنزلية)، ونظم النداء أو المناداة (*Paging Systems*). وبلغت الاتصالات المتنقلة أوج تطورها بانتشار النظم الهاتفية الخلوية بعد عام ١٩٨٠ وانتشارها المتسارع أكثر فأكثر بعد عام ١٩٩٠. وتعمل معظم نظم الاتصالات المتنقلة في المدى الترددي بين 100MHz و 2GHz.

تصنف نظم الاتصالات المتنقلة إلى أحادية الاتجاه *Simplex* ونصف ثنائية الاتجاه *Half Duplex* وثنائية الاتجاه بالكامل *Full Duplex*. وفي نظم *Simplex* يكون الاتصال ممكناً فقط باتجاه واحد، كما في حالة المناداة *Paging* حيث يستقبل المشترك الرسائل *Messages* دون أن يتمكن من الإعلان عن استقبالها (إلا بالاتصال مثلاً من أقرب جهاز هاتف). وفي نظم *Half Duplex* يمكن أن يتم الاتصال بالاتجاهين باستخدام قناة اتصال واحدة لكل من المرسل (المتكلم) والمستقبل (المستمع)، أي أن المستخدم يستطيع في وقت معين أن يتحدث أو يستمع فقط. ومن الأمثلة عن نظم *Half Duplex* نظام (*Push-To-Talk*)، أي اضغط الكباسة لتتكلم [ويعني ذلك ضمناً تحرير الكباسة عند الإصغاء (*Release-To-Listen*)]. وتتميز نظم (*Full Duplex*) بأنها تسمح بالإرسال والاستقبال في الوقت نفسه بالاتجاهين، أي تسمح للمستخدم بالتحدث والاستماع كما في حالة الاتصال الهاتفي العادي. وتعتمد نظم الهاتف اللاسلكية من أمثلة النظم الراديوية من نوع *Full Duplex*.

تتميز النظم الهاتفية الخلوية *Cellular Telephone Systems* بأنها نظم للاتصالات الراديوية المتنقلة موصولة مع شبكة الهاتف العمومية *PSTN*. ويعني ذلك أن أي مشترك في نظم الهاتف الخلوي يستطيع أن يتصل لاسلكياً مع أي مشترك آخر في تلك النظم بالإضافة إلى إمكانية اتصاله بأي من مشترك شبكة *PSTN*.



تم تطوير فكرة الاتصال الهاتفي الخليوي في مخبر شركة بل الأمريكية بعد عام ١٩٧٠. ويتلخص المفهوم الخليوي *Cellular Concept* بتقسيم منطقة جغرافية معينة إلى خلايا *Cells* كما هو موضح بالشكل (م٣-٩). ويمكن أن يكون نصف قطر الخلية  $1-30\text{km}$ . ويركب في مركز كل خلية تقريباً محطة قاعدية *Base Station* تتضمن مستقبلًا ومرسلًا ولها هوائي يغطي بإشعاعه الكهرومغناطيسي منطقة الخلية بحيث يستم الحصول على نسبة معقولة بين الإشارة والضجيج داخل منطقة الخلية دون التسبب بتداخلات ملحوظة للخلايا الأخرى. ويفترض أنه يتم الاتصال داخل منطقة كل خلية باستخدام عرض مجال معين وتردد مركزي معين. وسنرمز بـ  $f_c$  للتردد المركزي المستخدم في الخلية  $A_1$  في الشكل (م٣-٩). وبفرض أن هوائي الاستقبال في الخلية  $A_2$  لا يستطيع أن "يكشف" الإشارة التي ترسلها الخلية  $A_1$  نتيجة البعد الكبير نسبياً، فيمكن أن يستخدم في الخلية  $A_2$  التردد المركزي  $f_c$  نفسه. ويمكن أن نطبق الأسلوب نفسه على أزواج الخلايا  $(B_1, B_2)$ ،  $(C_1, C_2)$ ،  $(D_1, D_2)$ . ويسمى هذا الأسلوب إعادة استخدام التردد (*Frequency Reuse*).

كان أول النظام الخليوي التي شاعت في شمال أمريكا النظام الذي أنجزته شركة *Bell* الأمريكية عام ١٩٧٧، وهو نظام خدمة الهاتف النقال المتقدم (*Advanced Mobiler Telephone Service*)، أو باختصار *AMPS*، ويخصص له المجال الترددي  $824-894\text{MHz}$ . واستخدمت في هذا النظام طريقة *FM* بانحراف ترددي  $\Delta f = 12\text{kHz}$  لكل قناة، بحيث تخصص لكل قناة عرض مجال  $B_1 = 30\text{kHz}$  وذلك بافتراض  $W = 3\text{kHz}$ . ويوافق ذلك كتابة:

$$B_1 = 2(\Delta f + W) = 30\text{kHz}$$

يخصص لكل خلية في النظام المذكور عرض مجال إجمالي  $B_c = 40\text{kHz}$ ، ومن ثم كان عدد الأقنية المتاح بطريقة *Full Duplex*:

$$N = \frac{B_c}{B_1} = \frac{40000}{30 \times 2} = 666$$

انتشرت في أوروبا واليابان أيضاً عدة نظم هاتفية خلوية تماثلية بطريقة FM بعد عام ١٩٨٠. وبدأ الانتقال إلى النظم الخلوية الرقمية بعد عام ١٩٩٠. وأدى ذلك للانتقال إلى "الثورة الخلوية" نتيجة حدوث تسارع متزايد لانتشار النظم الخلوية الرقمية. وتوصلت الدول الأوروبية إلى نظام خلوي رقمي موحد عام ١٩٩١ وأسمته النظام العالمي الشامل للاتصالات المتنقلة *Global System For Mobile Communication* (GSM). انتشر هذا النظام في أكثر دول العالم ومنها سوريا والأقطار العربية الأخرى. وطبقت في أمريكا واليابان نظم خلوية رقمية أخرى.



الشكل (م-٣) المفهوم الخلوي.

يُخصص لنظام GSM المجال الترددي 890-960MHz، وتستخدم فيه طريقة التعديل المسماة GMSK أي طريقة MSK الغاوسية، ويقصد بها طريقة الإرسال بالإزاحة الصغرى (Minimum-Shift Keying) مع استخدام مرشح لتشكيل نبضات إشارة التعديل الرقمية وفق المنحني الغاوسي. ويتم ترميز إشارة صوت الكلام في نظام GSM بـ 13kbps بطريقة خاصة للترميز الرقمي تعتمد على دائرة تنبؤ كثيرة الحدود (Long-Term Predictor). وتستخدم في نظام GSM تقنيات أخرى للمعالجة الرقمية مما أدى إلى إكسابه مزايا أدت إلى انتشاره الواسع عالمياً.





## قائمة المصطلحات العلمية





## إنفكائزى - عسرى

| -A-                               |                                 |
|-----------------------------------|---------------------------------|
| Active Filter                     | مرشح فعال                       |
| Adaptive                          | متكيف                           |
| Adaptive Delta Modulation (ADM)   | تعديل دلتا المتكيف              |
| Additive Noise                    | الضوضاء المضافة                 |
| Amplitude Distortion              | تشويه سطاى                      |
| Amplitude Modulation (AM)         | تعديل سطاى                      |
| Amplitude Response                | استجابة سطاىة                   |
| Amplitude Shift Keying (ASK)      | الإبدال (الإقفال) بإزاحة السطاى |
| Amplitude Spectrum                | سطاى سطاى                       |
| Analog Pulse Modulation           | التعديل النبضى التماثلى         |
| Analog Signal                     | إشارة تماثلية                   |
| Analog to Digital Converter (ADC) | مبدل تماثلى رقمى                |
| Angle Modulation                  | تعديل زاوى                      |
| Aperture Effect                   | تأثير الفتحة                    |
| Attenuation                       | تخميد                           |
| Autocorrelation Function          | تابع الترابط الذاتى             |

|                                                      |                                |
|------------------------------------------------------|--------------------------------|
| <i>Average Power</i>                                 | الاستطاعة المتوسطة             |
| <i>Average Value</i>                                 | القيمة المتوسطة                |
| <b>--B--</b>                                         |                                |
| <i>Balanced Modulator</i>                            | معدل متوازن                    |
| <i>Band</i>                                          | بمال (حزمة)                    |
| <i>Bandwidth</i>                                     | عرض البمال                     |
| <i>Band Limited</i>                                  | محدود البمال                   |
| <i>Band Pass Filter</i>                              | مرشح تمرير بمال                |
| <i>Band Reject Filter</i><br><i>Band Stop Filter</i> | مرشح منع أو نيل بمال           |
| <i>Base-Band</i>                                     | بمال أساسي أو قاعدي            |
| <i>Baud</i>                                          | البود (وحدة معدل التشوير)      |
| <i>Bessel Functions</i>                              | نواع بيسل                      |
| <i>Blas</i>                                          | انحياز                         |
| <i>Binary Code</i>                                   | ترميز ثنائية، كود ثنائي        |
| <i>Binary FSK</i>                                    | إبدال أو إقفال بإزاحة التردد   |
| <i>Binary Signal</i>                                 | إشارة ثنائية                   |
| <i>Bit (Binary Digit)</i>                            | بت (رقم ثنائي أو قالمة ثنائية) |
| <i>Bit Error Rate</i>                                | معدل خطأ البتات                |
| <i>Bit Rate</i>                                      | معدل البتات                    |
| <i>Burst</i>                                         | رشقة                           |

| <b>-C-</b>                          |                            |
|-------------------------------------|----------------------------|
| <i>Carrier</i>                      | حامل                       |
| <i>Cascade</i>                      | على التعاقب                |
| <i>Causal</i>                       | سببي                       |
| <i>Channel</i>                      | قناة                       |
| <i>Characteristic Impedance</i>     | الممانعة المميزة           |
| <i>Chebyshevs Inequality</i>        | مترابحة تشيبشيف            |
| <i>Clock Pulse</i>                  | نبضة ساعة                  |
| <i>Coding</i>                       | ترميز                      |
| <i>Coefficient</i>                  | معامل                      |
| <i>Coherent Detection</i>           | كشف متماسك                 |
| <i>Communications</i>               | اتصالات                    |
| <i>Commutator</i>                   | مفتاح مجمع (متبدل الأوضاع) |
| <i>Component</i>                    | مركبة مكونة                |
| <i>Compact Trigonometric Series</i> | السلسلة المثلثائية المدمجة |
| <i>Complementing Events</i>         | حدثان متتامان              |
| <i>Complex</i>                      | عقدي                       |
| <i>Complex Conjugate</i>            | مرافق عقدي                 |
| <i>Conditional Probability</i>      | احتمال مشروط               |
| <i>Continuous Spectrum</i>          | طيف مستمر                  |
| <i>Continuous Variable</i>          | متحول مستمر                |

|                                           |                                  |
|-------------------------------------------|----------------------------------|
| Continuous Wave (CW)                      | موجة مستمرة                      |
| Conversion                                | تحويل (تحويل)                    |
| Converter                                 | محول (محول، محول)                |
| Convolution                               | طلي                              |
| Cross Correlation                         | ترابط متبادل                     |
| Crosstalk                                 | تسليم تداخلي                     |
| Cumulative Function                       | تابع التوزيع التراكمي            |
| Cutoff Frequency                          | تردد القطع                       |
| -D-                                       |                                  |
| Decoding                                  | كشف الترميز، فك الترميز          |
| Delta Modulation (DM)                     | تعديل دلتا                       |
| Demodulator Detector                      | كاشف تعديل، كاشف                 |
| Demultiplexer                             | مفكك (إشارة أو قنوات)            |
| Demultiplexing                            | تفكيك التجميع                    |
| Density                                   | كثافة                            |
| Destination                               | وجهة، مقصد                       |
| Deterministic Signal                      | إشارة حتمية أو مقرر              |
| Differential, Defferentiation             | تفاضل                            |
| Differential PSK (DPSK)                   | الإبدال بإزاحة القور التفاضلي    |
| Differential Pulse Code Modulation (DPCM) | التعديل النبضي الترميزي التفاضلي |



|                                          |                                  |
|------------------------------------------|----------------------------------|
| <i>Differentiating Network</i>           | دائرة تفاضل                      |
| <i>Digit</i>                             | رقم، عانة                        |
| <i>Digital Multiplexing</i>              | تجميع رقمي                       |
| <i>Digital to Analog Converter (DAC)</i> | مبدل رقمي تماثلي                 |
| <i>Dirac Delta Function</i>              | تابع دلتا لديراك                 |
| <i>Direct Fourier Transform</i>          | تحويل فورييه المباشر             |
| <i>Discrete Spectrum</i>                 | طيف متقطع                        |
| <i>Discrete Variable</i>                 | متحول متقطع                      |
| <i>Distinct Events</i>                   | حوادث متميزة                     |
| <i>Distortion</i>                        | تشويه                            |
| <i>Distribution</i>                      | توزيع، توزيع                     |
| <i>Double Side Band (DSB)</i>            | معالان جانبيان (حزمتان جانبيتان) |
| <i>Duality</i>                           | الازدواجية، المتوالية            |
| <b>-E-</b>                               |                                  |
| <i>Edge</i>                              | حافة                             |
| <i>Effective Value</i>                   | قيمة فعالة                       |
| <i>Encoding</i>                          | ترميز                            |
| <i>Energy</i>                            | طاقة                             |
| <i>Energy Spectral Density</i>           | الكثافة الطيفية للطاقة           |
| <i>Envelope</i>                          | غلاف                             |
| <i>Envelope Detector</i>                 | كاشف غلاف                        |

|                                  |                                |
|----------------------------------|--------------------------------|
| Equalization                     | تسوية                          |
| Equalizing Filter                | مرشح تسوية                     |
| Equally Probable, Equally Likely | متساوي الاحتمال أو الأرجحية    |
| Equipments                       | تجهيزات                        |
| Ergodic                          | إرغودية (مستقرة صادقة التمثيل) |
| Error Function                   | تابع الخطأ                     |
| Error Rate                       | معدل الخطأ                     |
| Even                             | زوجي                           |
| Even Symmetry                    | تناظر زوجي                     |
| Event                            | حدث                            |
| Expansion                        | توسيع                          |
| Expectation                      | توقع                           |
| Experiment                       | تجربة                          |
| Exponential Fourier Series       | سلسلة فورييه الأسية            |
| External Noise                   | ضجيج خارجي                     |
| -F-                              |                                |
| Factor                           | عامل                           |
| Fiber Optic Systems              | نظم اتصالات بصرية              |
| Filter                           | مرشح                           |
| Filtering                        | ترشيح                          |
| Flat-Top Samples                 | عينات ذات قمم مستوية           |

|                                       |                                 |
|---------------------------------------|---------------------------------|
| Floding                               | انطواء (ثني)                    |
| Fourrier Series                       | سلسلة فورييه                    |
| Fourrier Transform                    | تحويل فورييه                    |
| Frame                                 | إطار                            |
| Frequency Component                   | مركبة ترددية                    |
| Frequency Convolution                 | طي ترددي                        |
| Frequency Deviation                   | انحراف التردد                   |
| Frequency Division Multiplexing (FDM) | تجميع بتقسيم التردد             |
| Frequency Domain                      | مجال التردد (وصف بدلالة التردد) |
| Frequency Expansion                   | توسيع ترددي                     |
| Frequency Modulation (FM)             | تعديل ترددي                     |
| Frequency Response                    | الاستجابة الترددية              |
| Frequency Shift Keying (FSK)          | الإبدال بإزاحة التردد           |
| Frequency Translation Property        | خاصية النقل الترددي             |
| -G-                                   |                                 |
| Gain                                  | كسب، ربح                        |
| Gaussion Distribution                 | توزيع غوص                       |
| Granular Noise                        | ضجيج حبيبي (برشلة)              |
| Guard Band                            | مجال أمان أو حماية              |
| Guard Time                            | زمن أمان أو حماية               |

|                                       |                         |
|---------------------------------------|-------------------------|
| <b>-H-</b>                            |                         |
| <i>Harmonic</i>                       | توافقي                  |
| <i>High Pass Filter (HPF)</i>         | مرشح تمرير مرتفع أو عال |
| <i>Hold</i>                           | مسك، إمساك، حفظ         |
| <b>-I-</b>                            |                         |
| <i>Ideal-Low-Pass Filter</i>          | مرشح تمرير منخفض مثالي  |
| <i>Ideal Sampling</i>                 | اعتيان، أخذ عينات مثالي |
| <i>Impulse</i>                        | نبضة دفعية، نبضة ديراك  |
| <i>Impulse Response</i>               | استجابة نبضية (دفعية)   |
| <i>Integration Network</i>            | دائرة تكامل             |
| <i>Interference</i>                   | تداخل                   |
| <i>Interpolation</i>                  | استيفاء                 |
| <i>Interpolation Filter</i>           | مرشح الاستيفاء          |
| <i>Intersymbol Interference (ISI)</i> | تداخل بين الرموز        |
| <i>Interval</i>                       | بجاء، فترة              |
| <i>Inverse Fourier Transform</i>      | تحويل فورييه العكسي     |
| <b>-J-</b>                            |                         |
| <i>Joint Probability</i>              | الاحتمال المشترك        |



|                               |                                |
|-------------------------------|--------------------------------|
| <b>-K-</b>                    |                                |
| Keying                        | إبدال، إقفال، تعديل رقمي       |
| <b>-L-</b>                    |                                |
| Leading Edge                  | حافة أمامية                    |
| Linear Delta Modulation (LDM) | تعديل دلتا الخطي               |
| Linearity                     | الخطية                         |
| Load                          | حمل                            |
| Low Pass Filter (LPF)         | مرشح تمرير منخفض               |
| Lower Cutoff Frequency        | تردد قطع سفلي                  |
| <b>-M-</b>                    |                                |
| Mark Pulse                    | نبضة واسمة (علامة)             |
| Mean Value                    | قيمة متوسطة                    |
| Minimum Shift Keying (MSK)    | الإبدال بالإزاحة الصغرى        |
| Modulation Constant           | ثابت التعديل                   |
| Modulation Depth              | عمق التعديل                    |
| Modulator                     | معدل                           |
| Multiplexer                   | مجمع (منضد)                    |
| Multiplexing                  | تجميع (تنضيد)                  |
| <b>-N-</b>                    |                                |
| Natural Sampling              | اعتيان طبيعي، أخذ عينات طبيعية |



|                       |                                |
|-----------------------|--------------------------------|
| Noise                 | ضجيج                           |
| Noise Factor          | عامل الضجيج                    |
| Noise Temperature     | درجة حرارة الضجيج              |
| Non Causal            | غير سببي                       |
| Non Coherent          | غير متماسك                     |
| Non-Periodic Signals  | إشارة لا دورية                 |
| Non-Return to Zero    | عدم العودة إلى الصفر           |
| Nyquist Rate          | معدل نايكويست                  |
| <b>-O-</b>            |                                |
| Odd Symmetry          | تناظر فردي                     |
| Optimal               | أفضل، أمثل                     |
| Optimal Filter        | مرشح أمثل                      |
| Order                 | مرتبة                          |
| Orthogonal            | متعامد، تعامدي (بالمعنى العام) |
| Overlap               | تراكب تداخلي                   |
| Overload              | تحميل زائد                     |
| <b>-P-</b>            |                                |
| Parameter             | بارامتر (قيمة مميزة)           |
| Parsivals Theorem     | نظرية بارسيفال                 |
| Periodic Signals      | إشارة دورية                    |
| Phase Modulation (PM) | تعديل طور                      |

|                                   |                                                |
|-----------------------------------|------------------------------------------------|
| Phase Response                    | استجابة طورية                                  |
| Phase Shift Keying (PSK)          | الإبدال بإزاحة الطور                           |
| Power Signal                      | إشارة استطاعة                                  |
| Power Spectral Density            | الكثافة الطيفية للاستطاعة                      |
| Prediction Filter                 | مرشح تنبؤي                                     |
| Principle of Superposition        | مبدأ التراكب                                   |
| Probability                       | احتمال                                         |
| Probability Density Function      | تابع كثافة الاحتمالات                          |
| Probability Distribution Function | تابع توزيع الاحتمالات                          |
| Pulse Amplitude Modulation (PAM)  | التعديل النبضي المطالي                         |
| Pulse Code Modulation (PCM)       | التعديل الترميزي النبضي                        |
| Pulse Duration Modulation (PDM)   | تعديل عرض النبضة                               |
| Pulse Modulation                  | التعديل النبضي                                 |
| Pulse Position Modulation (PPM)   | تعديل موضع النبضة                              |
| Pulse Shape                       | شكل النبضة                                     |
| -Q-                               |                                                |
| Quadrature PSK (QPSK)             | الإبدال بإزاحة الطور الترابعية أو<br>التعامدي. |
| Quantization                      | تكمية، تكميم                                   |
| Quantization Noise                | ضجيج التكمية، ضجيج التكميم                     |
| Quantizer                         | مكم (مكمي)، مكم                                |

| -R-                   |                  |
|-----------------------|------------------|
| Radio Frequency       | تردد راديوي      |
| Radio Frequency Pulse | نبضة تردد راديوي |
| Radio Wave            | موجة راديوية     |
| Random Process        | عملية عشوائية    |
| Random Signal         | إشارة عشوائية    |
| Random Variable       | متحول عشوائي     |
| Range                 | مدى، مجال        |
| Ratio Detector        | كاشف النسبة      |
| Rayleighs Theorem     | نظرية ريلاي      |
| Receiver              | مستقبل           |
| Reciprocal Spreading  | امتداد عكسي      |
| Reconstruction        | إعادة تركيب      |
| Rectangular           | نبضة مستطيلة     |
| Rectifier             | مقوم             |
| Reflection            | انعكاسي          |
| Refraction            | انكسار           |
| Repeater              | مكرر (مقوي)      |
| Replication           | نسخ              |
| Replication Property  | خاصية النسخ      |
| Response Curve        | منحنى الاستجابة  |

|                                    |                                       |
|------------------------------------|---------------------------------------|
| <i>Return-to-Zero</i>              | العودة إلى الصفر                      |
| <b>-S-</b>                         |                                       |
| <i>Sample</i>                      | عينة، نموذج                           |
| <i>Sample and Hold</i>             | اعتيان ومساك، أخذ العينات وحفظها      |
| <i>Sampling</i>                    | اعتيان، أخذ العينات                   |
| <i>Sampling Property</i>           | خاصة أخذ العينة (الاعتيان)            |
| <i>Sampling Rate</i>               | معدل أخذ العينات، معدل الاعتيان       |
| <i>Scalar Product</i>              | جداء سلمي                             |
| <i>Scale-Change Property</i>       | خاصة تغير التدرج                      |
| <i>Schwarzs Inequality</i>         | متراجحة شوارز                         |
| <i>Section</i>                     | قطاع                                  |
| <i>Sensitivity</i>                 | حساسية                                |
| <i>Serial-Parallel Converter</i>   | مدل تسلسلي تفرعي (من تعداد إلى توازي) |
| <i>Series</i>                      | سلسلة                                 |
| <i>Sifting Property</i>            | خاصة الفرز                            |
| <i>Signaling</i>                   | تشوير                                 |
| <i>Signal-to-Noise Performance</i> | جودة الإشارة بالنسبة إلى الضجيج       |
| <i>Single Side Band (SSB)</i>      | بحال جانبي وحيد (حزمة جانبية واحدة).  |



|                          |                       |
|--------------------------|-----------------------|
| Single Side Spectrum     | طيف وحيد الجانب       |
| Sinusoidal Signal        | إشارة جيبية           |
| Spectral Analysis        | تحليل الطيف           |
| Spectral Component       | مركبة طيفية           |
| Spectral Density         | كثافة طيفية           |
| Spectral Replica         | نسخة طيفية            |
| Spectrum                 | طيف                   |
| Square-Law-Detector      | كاشف القانون التربيعي |
| Stability                | استقرار               |
| Statistical              | إحصائي                |
| Statistical Average      | متوسط إحصائي          |
| Statistical Independence | استقلال إحصائي        |
| Superposition            | تراكم                 |
| Symbol                   | رمز                   |
| Synchronization          | تزامن                 |
| Synchronizer             | مزامن                 |
| Synchronous Detector     | كاشف متزامن           |
| System                   | نظام                  |
| -T-                      |                       |
| Technique                | تقنية                 |
| Thermal Noise            | ضجيج حراري            |



|                                  |                              |
|----------------------------------|------------------------------|
| Threshold                        | عتبة                         |
| Time Average                     | متوسط زمني                   |
| Time Constant                    | ثابت زمني                    |
| Time Convolution                 | طلي زمني                     |
| Time Delay Property              | خاصة التأخير الزمني          |
| Time Division Multiplexing (TDM) | تجميع بتقسيم الزمن           |
| Time Domain                      | مجال الزمن                   |
| Time-Invariant                   | غير متغير مع الزمن           |
| Time Shift                       | إزاحة زمنية                  |
| Total Probability                | الاحتمال الكلي               |
| Trailing Edge                    | حافة خلفية                   |
| Transfer Function                | تابع التحويل                 |
| Transform Theorems               | نظريات التحويل، خواص التحويل |
| Transmission Line                | خط نقل                       |
| Transversal Filter               | مرشح عرضي                    |
| Triangular Pulse                 | نبضة مثلثية                  |
| Trigonometric Fourier Series     | سلسلة فورييه المثلثية        |
| -U-                              |                              |
| Uniform Distribution             | توزيع منتظم، توزيع منتظم     |
| Unit Impulse                     | نبضة دفعية واحدة             |
| Unit Step                        | درجة واحدة (خطوة واحدة)      |

|                                     |                            |
|-------------------------------------|----------------------------|
| Upper Cutoff Frequency              | تردد قطع علوي              |
| -V-                                 |                            |
| Varactor Diode                      | ثنائي الفاركتور            |
| Variance                            | تغير (تباين)               |
| Vestigial Side Band (VSB)           | مجال جانبي متبقي           |
| Voltage Controlled Oscillator (VCO) | مذبذب أو مهتز محكوم بالجهد |
| -W-                                 |                            |
| Waveform                            | شكل الموجة                 |
| Wavelength                          | طول الموجة                 |
| White Noise                         | ضجيج أبيض                  |
| Wide Band Noise Reduction           | تخفيض الضجيج بمجال عريض    |

## عربي - إنكليزي

|                                   |                              |
|-----------------------------------|------------------------------|
| - 1 -                             |                              |
| Keying                            | إبدال (تبدیل و ضعیف مفتاح)   |
| Frequency Shift Keying            | إبدال بإزاحة التردد          |
| Minimum Shift Keying              | إبدال بالإزاحة الصغرى        |
| Phase Shift Keying                | إبدال بإزاحة الطور           |
| Differential PSK                  | إبدال بإزاحة الطور التفاضلي  |
| Amplitude Shift Keying            | إبدال بإزاحة المطال          |
| Quadrature Amplitude Shift Keying | إبدال بإزاحة المطال التعامدي |
| Communications                    | اتصالات                      |
| Union (Offsets)                   | اجتماع (مجموعات)             |
| Probability                       | احتمال                       |
| Conditional Probability           | احتمال شرطي                  |
| Total Probability                 | احتمال كلي                   |
| Joint Probability                 | احتمال مشترك                 |
| Apriori Probability               | احتمال مسبق                  |
| Aposteriori Probability           | احتمال لاحق                  |
| Distinct Events                   | أحداث متميزة                 |

|                                    |                                |
|------------------------------------|--------------------------------|
| <i>Statistical</i>                 | إحصائي                         |
| <i>Sampling</i>                    | أخذ عينات (اعتيان)             |
| <i>Performance</i>                 | أداء                           |
| <i>Signal-to-Noise Performance</i> | أداء الإشارة بالنسبة للضجيج    |
| <i>Transmission</i>                | إرسال                          |
| <i>Ergodic</i>                     | إرغودية (مستقرة حادثة التعديل) |
| <i>Shift</i>                       | إزاحة                          |
| <i>Frequency Shift</i>             | إزاحة ترددية                   |
| <i>Time Shift</i>                  | إزاحة زمنية                    |
| <i>De-Emphasis</i>                 | إزالة التعزيز                  |
| <i>Duality</i>                     | ازدواجية (مثنوية)              |
| <i>Reception</i>                   | استقبال                        |
| <i>Response</i>                    | استجابة                        |
| <i>Phase Response</i>              | استجابة طورية                  |
| <i>Amplitude Response</i>          | استجابة مطلالية                |
| <i>Impulse Response</i>            | استجابة نبضية (دفعية)          |
| <i>Power</i>                       | استطاعة                        |
| <i>Stability</i>                   | استقرار                        |
| <i>Independence</i>                | استقلال                        |
| <i>Statistical Independence</i>    | استقلال إحصائي                 |
| <i>Interpolation</i>               | استيفاء                        |



|                             |                                         |
|-----------------------------|-----------------------------------------|
| <i>Signal</i>               | إشارة                                   |
| <i>Power Signal</i>         | إشارة استطاعة (أي محدودة الاستطاعة)     |
| <i>Analog Signal</i>        | إشارة تماثلية                           |
| <i>Binary Signal</i>        | إشارة ثنائية                            |
| <i>Sign</i>                 | إشارة بحرية (علامة بحرية أو شارة بحرية) |
| <i>Sinusoidal Signal</i>    | إشارة جيبية                             |
| <i>Deterministic Signal</i> | إشارة حتمية (مقررة)                     |
| <i>Periodic Signal</i>      | إشارة دورية                             |
| <i>Digital Signal</i>       | إشارة رقمية                             |
| <i>Energy Signal</i>        | إشارة طاقة (أي محدودة الطاقة)           |
| <i>Random Signal</i>        | إشارة عشوائية                           |
| <i>Non-Periodic Signal</i>  | إشارة لادورية                           |
| <i>Multi-Levels Signal</i>  | إشارة متعددة المستويات                  |
| <i>Differentiating</i>      | اشتقاق (مفاضلة)                         |
| <i>Frame</i>                | إطار                                    |
| <i>Subframe</i>             | إطار جزئي                               |
| <i>Reconstruction</i>       | إعادة تركيب                             |
| <i>Sampling</i>             | اعتيان (أخذ العينات)                    |
| <i>Sample and Hold</i>      | اعتيان وممسك (أخذ العينات وحفظها)       |



|                              |                             |
|------------------------------|-----------------------------|
| <i>Ideal Sampling</i>        | اعتيان مثالي                |
| <i>Natural Sampling</i>      | اعتيان طبيعي                |
| <i>Inversion</i>             | انعكاس                      |
| <i>High Fidelity</i>         | أمانة عالية                 |
| <i>Reciprocal Spreading</i>  | امتداد عكسي                 |
| <i>Optimal</i>               | أفضل (أمثل)                 |
| <i>Elementary Outcomes</i>   | إمكانات أولية               |
| <i>Deviation</i>             | انحراف                      |
| <i>Frequency Deviation</i>   | انحراف ترددي                |
| <i>Standard Deviation</i>    | انحراف معياري (قياسي)       |
| <i>Bias</i>                  | انحياز                      |
| <i>Shift</i>                 | انزياح                      |
| <i>Folding</i>               | انطواء                      |
| <i>Reflection, Inversion</i> | انعكاس                      |
| <i>Refraction</i>            | انكسار                      |
| <i>Vibration</i>             | اهتزاز                      |
| <i>Oscillation</i>           | اهتزاز (تذبذب)              |
| ~~~~~                        |                             |
| <i>Bit, Binary Digit</i>     | بت (خانة ثنائية، رقم ثنائي) |
| <i>Broadcasting</i>          | إشعاع                       |

| Parameter                         | بارامتر (قيمة مميزة)          |
|-----------------------------------|-------------------------------|
| Gate                              | بوابة                         |
| Baud                              | بود                           |
| -ت-                               |                               |
| Function                          | تابع                          |
| Bessel Function                   | تابع بيسل                     |
| Transfer Function                 | تابع تحويل                    |
| Correlation Function              | تابع الترابط                  |
| Autocorrelation Function          | تابع الترابط الذاتي           |
| Crosscorrelation Function         | تابع الترابط المتبادل         |
| Unit Step Function                | تابع الدرجة أو الخطوة الواحدة |
| Probability Distribution Function | تابع توزيع الاحتمالات         |
| Cumulative Function               | تابع التوزيع التراكمي         |
| Error Function                    | تابع الخطأ                    |
| Dirac Delta Function              | تابع دلتا لديراك              |
| Sample Function                   | تابع عينة (تابع نموذج)        |
| Effect                            | تأثير                         |
| Aperture Effect                   | تأثير الفتحة                  |
| Variance                          | تباين (تغاير)                 |
| Signaling                         | نأشير (تشوير)                 |

|                                              |                                          |
|----------------------------------------------|------------------------------------------|
| <i>Conversion</i>                            | تحويل (تحويل)                            |
| <i>Analog-to-Digital Conversion</i>          | تحويل تماثلي إلى رقمي                    |
| <i>Serial-to-Parallel Conversion</i>         | تحويل تسلسلي تفرعي أو من تسلسل إلى توازي |
| <i>Parallel-to-Serial Conversion</i>         | تحويل تفرعي تسلسلي أو من توازي إلى تسلسل |
| <i>Digital-to-Analog Conversion</i>          | تحويل رقمي إلى تماثلي                    |
| <i>Interference</i>                          | تداخل                                    |
| <i>InterSymbol Interference</i>              | تداخل بين الرموز                         |
| <i>Oscillation</i>                           | تذبذب (اهتزاز)                           |
| <i>Multiplexing</i>                          | تجميع (قنوات أو إشارات)                  |
| <i>Frequency-Division Multiplexion (FDM)</i> | تجميع بتقسيم التردد                      |
| <i>Time-Division Multiplexing (TDM)</i>      | تجميع بتقسيم الزمن                       |
| <i>Equipments</i>                            | أجهزة                                    |
| <i>Analys</i>                                | تحليل                                    |
| <i>Spectral Analysis</i>                     | تحليل طيفي                               |
| <i>Loading</i>                               | تحميل                                    |
| <i>Overload</i>                              | تحميل زائد                               |
| <i>Direct-Fourier Transform</i>              | تحويل فورييه المباشر                     |
| <i>Inverse-Fourier Transform</i>             | تحويل فورييه العكسي                      |
| <i>Damping</i>                               | تخميد                                    |

|                          |                             |
|--------------------------|-----------------------------|
| Noise Reduction          | تخفيض الضجيج                |
| Wideband Noise Reduction | تخفيض الضجيج بمجال عريض     |
| Attenuation              | تخميد                       |
| Imaginary                | تخيلي                       |
| Superposition            | تراكب (مبدأ التراكب)        |
| Overlap                  | تراكب جزئي                  |
| Spectral Overlap         | تراكب طيفي، تراكب جزئي طيفي |
| Accumulation             | تراكم                       |
| Autocorrelation          | ترابط ذاتي                  |
| Crosscorrelation         | ترابط متبادل                |
| Frequency                | تردد                        |
| Radio Frequency          | تردد راديوي                 |
| Angle Frequency          | تردد زاوي                   |
| Cutoff Frequency         | تردد قطع                    |
| Lower Cutoff Frequency   | تردد قطع سفلي               |
| Upper Cutoff Frequency   | تردد قطع علوي               |
| Filtering                | ترشيح                       |
| Optimal Filtering        | ترشيح أمثل                  |
| Matched Filtering        | ترشيح موافق (متوافق)        |
| Coding Encoding          | ترميز                       |
| Predictive Coding        | ترميز تنبؤي                 |



|                                 |                         |
|---------------------------------|-------------------------|
| Binary Coding                   | ترميز ثنائية، كود ثنائي |
| Synchronization                 | تزامن                   |
| Crosstalk                       | تسبب تداخل              |
| Equalization                    | تسوية                   |
| Signaling                       | تشوير (نشارة)           |
| Distortion                      | تشويه                   |
| Quadrature                      | تعامدي                  |
| Orthogonal                      | تعامدي (بالمعنى الأعم)  |
| Modulation                      | تعديل                   |
| Frequency Modulation (FM)       | تعديل ترددي             |
| Analog Modulation               | تعديل تماثلي            |
| Delta Modulation                | تعديل دلتا              |
| Linear Delta Modulation (LDM)   | تعديل دلتا الخطي        |
| Adaptive Delta Modulation (ADM) | تعديل دلتا المتكيف      |
| Digital Modulation              | تعديل رقمي              |
| Phase Modulation (PM)           | تعديل طور               |
| Pulse Width Modulation (PWM)    | تعديل عرض النبضة        |
| Pulse Duration Modulation (PDM) | تعديل مدة النبضة        |
| Amplitude Modulation (AM)       | تعديل سعة               |
| Pulse Position Modulation (PPM) | تعديل موضع النبضة       |
| Pulse Modulation                | تعديل نبضي              |



|                                                  |                          |
|--------------------------------------------------|--------------------------|
| <i>Pulse Code Modulation (PCM)</i>               | تعديل نبضي ترميزي        |
| <i>Differential Pulse Code Modulation (DPCM)</i> | تعديل نبضي ترميزي تفاضلي |
| <i>Coded Pulse Modulation</i>                    | تعديل نبضي مرمز          |
| <i>Pre-Emphasis</i>                              | تعزيز مسبق               |
| <i>Differential</i>                              | تفاضلي                   |
| <i>Variance</i>                                  | تغير (تباين)             |
| <i>Scale Change</i>                              | تغير التدرج              |
| <i>Technique</i>                                 | تقنية                    |
| <i>Technologue</i>                               | تقانة                    |
| <i>Symmetry</i>                                  | تناظر                    |
| <i>Even Symmetry</i>                             | تناظر زوجي               |
| <i>Odd Symmetry</i>                              | تناظر فردي               |
| <i>Hermitian Symmetry</i>                        | تناظر محكم               |
| <i>Harmonic</i>                                  | توافقي                   |
| <i>Distribution</i>                              | توزع، توزيع              |
| <i>Poisson Distribution</i>                      | توزع بواسون              |
| <i>Binomial Distribution</i>                     | توزع ثنائي الحد          |
| <i>Gaussian Distribution</i>                     | توزع غاوسي               |
| <i>Uniform Distribution</i>                      | توزع منتظم               |
| <i>Expectation</i>                               | توقع                     |
| <i>Expansion</i>                                 | توسيع                    |

|                                    |                             |
|------------------------------------|-----------------------------|
| <i>Time Expansion</i>              | توسيع زمني                  |
| <i>Frequency Expansion</i>         | توسيع ترددي                 |
| <i>Timing</i>                      | توقيت                       |
| -ب-                                |                             |
| <i>Constant</i>                    | ثابت                        |
| <i>Modulation Constant</i>         | ثابت التعديل                |
| <i>Time Constant</i>               | ثابت زمني                   |
| <i>Binary</i>                      | ثنائي                       |
| <i>Bipolar</i>                     | ثنائي القطبية               |
| <i>Diode</i>                       | ثنائي (ديود)                |
| <i>Vavactor Diode</i>              | ثنائي الفاراكتور            |
| <i>Light Emittiong Diode (LED)</i> | ثنائي باعث للضوء            |
| -ج-                                |                             |
| <i>Product</i>                     | جداء (نتائج ضرب)            |
| <i>Scalar Product</i>              | جداء سلمي                   |
| <i>Quality</i>                     | جودة                        |
| <i>Signal-to-Noise Performance</i> | جودة الإشارة بالنسبة للضجيج |
| <i>Sinusoidal</i>                  | جسيمي                       |

| -ح-                     |                     |
|-------------------------|---------------------|
| Edge                    | حافة                |
| Leading Edge            | حافة أمامية         |
| Trailing Edge           | حافة خلفية          |
| Carrier                 | حامل                |
| Certain                 | حتمي (أكيد)         |
| Event                   | حدث                 |
| Complementary Events    | حدثان متتامان       |
| Single Side Band (SSB)  | حزمة جانبية واحدة   |
| Double Side Band (DSB)  | حزمتان جانبيتان     |
| Bit Stuffing            | حشو النبضات         |
| Field                   | حقول                |
| Loop                    | حلقة                |
| Phase-Locked Loop (PLL) | حلقة إحكام الطور    |
| Load                    | حمل                 |
| -خ-                     |                     |
| Property                | خاصة                |
| Time-Delay Property     | خاصة التأخير الزمني |
| Replicelay Property     | خاصة النسخ          |

|                                       |                              |
|---------------------------------------|------------------------------|
| <i>Frequency-Translation Property</i> | خاصة النقل الترددي           |
| <i>Sampling Property</i>              | خاصة أخذ العينة (الاعتيان)   |
| <i>Scale-Change Property</i>          | خاصة تغيير التدرج            |
| <i>Sifting Property</i>               | خاصة الفرز                   |
| <i>Bit</i>                            | مخانة                        |
| <i>Binary Bit</i>                     | مخانة ثنائية                 |
| <i>Loss</i>                           | خسارة                        |
| <i>Transmisslon Lln</i>               | خط نقل                       |
| <i>Linearty</i>                       | خطية                         |
| <i>Step</i>                           | خطوة                         |
| <i>Unit Step</i>                      | خطوة واحدة (درجة واحدة)      |
| <i>Wide Band Noise Reduction</i>      | تخفيض الضجيج بمجال عرض       |
| - د -                                 |                              |
| <i>Circuit Network</i>                | دارة                         |
| <i>Differentiation Network</i>        | دارة تفاضل                   |
| <i>Integrating Network</i>            | دارة تكامل                   |
| <i>Sampling Network</i>               | دارة اعتيان                  |
| <i>Noise Equivalent Temperature</i>   | درجة الحرارة المكافئة للضجيج |
| <i>Noise Temperature</i>              | درجة حرارة الضجيج            |
| <i>Unit Step</i>                      | درجة واحدة (خطوة واحدة)      |

|                          |                   |
|--------------------------|-------------------|
| <i>Rotation Cycle</i>    | دورة              |
| <i>Periodic</i>          | دوري              |
| -ذ-                      |                   |
| <i>Peak</i>              | ذروة (قمة)        |
| -ر-                      |                   |
| <i>Gain</i>              | ربح (كسب)         |
| <i>Order</i>             | رتبة              |
| <i>Message</i>           | رسالة             |
| <i>Burst</i>             | رشقة              |
| <i>Digit Number</i>      | رقم               |
| <i>Binary Digit, Bit</i> | رقم ثنائي         |
| <i>Symbol</i>            | رمز               |
| -ز-                      |                   |
| <i>Critical Angle</i>    | زاوية حرجة        |
| <i>Time</i>              | زمن               |
| <i>Guard Time</i>        | زمن أمان أو حماية |
| <i>Even</i>              | زوجي              |



|                              |                         |
|------------------------------|-------------------------|
| -س-                          |                         |
| Clock                        | ساعة                    |
| Causal                       | سببي                    |
| Propagation Velocity         | سرعة الانتشار           |
| Series                       | سلسلة                   |
| Fourier Series               | سلسلة فورييه            |
| Trigonometric Fourier Series | سلسلة فورييه المثلثانية |
| Exponential Fourier Series   | سلسلة فورييه الأسية     |
| Compact Trigonometric Series | سلسلة فورييه المدببة    |
| -ش-                          |                         |
| Phaser                       | شعاع (مطاور)            |
| Staircase                    | شكل درجي                |
| Waveform                     | شكل موجي، شكل الموجة    |
| Pulse Shape                  | شكل النبضة              |
| -ص-                          |                         |
| Heads                        | صورة (على قطعة نقود)    |

| -ض-                   |                    |
|-----------------------|--------------------|
| Noise                 | ضجيج               |
| White Noise           | ضجيج أبيض          |
| Quantization Noise    | ضجيج تكمية (تكميم) |
| Additive Noise        | ضجيج جمعي          |
| Thermal Noise         | ضجيج حراري         |
| Granular Noise        | ضجيج حبيبي (برغلة) |
| External Noise        | ضجيج خارجي         |
| Internal Noise        | ضجيج داخلي         |
| Loss                  | ضياع               |
| -ط-                   |                    |
| Energy                | طاقة               |
| Convolution           | طي                 |
| Frequency Convolution | طي ترددي           |
| Time Convolution      | طي زمني            |
| Spectrum              | طيف                |
| Continuous Spectrum   | طيف مستمر          |
| Discrete Spectrum     | طيف متقطع          |
| Single-Side Spectrum  | طيف وحيد الجانب    |

|                   |                    |
|-------------------|--------------------|
| Wavelength        | طول الموجة         |
| -ع-               |                    |
| Factor            | عامل               |
| Modulation Index  | عامل التعديل       |
| Noise Factor      | عامل للضجيج        |
| Threshold         | عتبة               |
| Bandwidth         | عرض المجال         |
| Complex           | عقدي               |
| Modulation Depth  | عمق التعديل        |
| Random Process    | عملية عشوائية      |
| Return To Zero    | عودة إلى الصفر     |
| Sample            | عينة               |
| -غ-               |                    |
| Envelope          | غلاف               |
| Spectrum Envelope | غلاف الطيف         |
| Non-Causal        | غير سببي           |
| Time-Invariant    | غير متغير مع الزمن |

-ف-

|                      |                      |
|----------------------|----------------------|
| Interval             | فترة                 |
| Numerical Aperture   | فتحة عددية           |
| Odd                  | فردى                 |
| Sample Space         | فراغ نماذج أو عينات  |
| Effective Active     | فعال                 |
| Bandwidth Efficiency | فعالية عرض المجال    |
| Transmission Loss    | فقد النقل أو الإرسال |
| Decoding             | فك الترميز           |

-ق-

|                       |                  |
|-----------------------|------------------|
| Cladding              | قشرة (غلاف)      |
| Section               | قطاع             |
| Segment               | قطعة             |
| Peak, Top             | قمة              |
| Channel               | قناة             |
| Communication Channel | قناة اتصال       |
| Radio Channel         | قناة راديوية     |
| Low-Pass Channel      | قناة تمرير منخفض |
| Transmission Channel  | قناة النقل       |

|                                   |                           |
|-----------------------------------|---------------------------|
| <i>Standard</i>                   | قياسي (معياري)            |
| <i>Value</i>                      | قيمة                      |
| <i>Average Value</i>              | قيمة متوسطة               |
| <i>Effective Value</i>            | قيمة فعالة                |
| <i>Parameter</i>                  | قيمة مميزة (بارامتر)      |
| <i>Mean Value</i>                 | قيمة وسطى                 |
| د                                 |                           |
| <i>Coaxial Cable</i>              | كابل محوري                |
| <i>Detector Demodulator</i>       | كاشف، كاشف تعديل          |
| <i>Ratio Detector</i>             | كاشف النسبة               |
| <i>Slope Detector</i>             | كاشف الميل                |
| <i>Envelope Detector</i>          | كاشف غلاف                 |
| <i>Square-Law Detector</i>        | كاشف القانون التربيعي     |
| <i>Density</i>                    | كثافة                     |
| <i>Spectral Density</i>           | كثافة طيفية               |
| <i>Power Spectral Density</i>     | الكثافة الطيفية للاستطاعة |
| <i>Amplitude Spectral Density</i> | الكثافة الطيفية للمطالات  |
| <i>Energy Spectral Density</i>    | الكثافة الطيفية للطاقة    |
| <i>Gain</i>                       | كسب (ربح)                 |
| <i>Demodulation, Detection</i>    | كشف تعديل، كشف            |



|                             |                                        |
|-----------------------------|----------------------------------------|
| Decoding                    | كشف الترميز                            |
| Correlation Detection       | كشف ترابطي                             |
| Coherent Detection          | كشف متماسك                             |
| Synchronous Detection       | كشف متزامن                             |
| -م-                         |                                        |
| Mixer                       | مازج                                   |
| Zero-Order Hold (ZOH)       | ماسك من المرتبة صفر                    |
| Principle Of Superposition  | مبدأ التراكب                           |
| Converter                   | مبدل (مغير، محول)                      |
| Serial-Parallel Converter   | مبدل تسلسلي تفرعي (من تسلسل إلى توازي) |
| Analog-To-Digital Converter | مبدل تماثلي إلى رقمي                   |
| Parallel-Serial Converter   | مبدل تفرعي تسلسلي (من توازي إلى تسلسل) |
| Digital-To-Analog Converter | مبدل رقمي تماثلي                       |
| Variable                    | متحول                                  |
| Random Variable             | متحول عشوائي                           |
| Discrete Variable           | متحول منقطع                            |
| Continuous Variable         | متحول مستمر                            |
| Inequality                  | متراجحة                                |
| Schwarzs Inequality         | متراجحة شوارز                          |

|                                         |                             |
|-----------------------------------------|-----------------------------|
| <i>Equally Probable, Equally Likely</i> | متساوي الاحتمال أو الأرجحية |
| <i>Quadrature</i>                       | متعامد                      |
| <i>Multiframe</i>                       | متعدد الأطر                 |
| <i>Adaptive</i>                         | متكيف                       |
| <i>Coherent</i>                         | متماسك                      |
| <i>Alternating</i>                      | متناوب                      |
| <i>Average</i>                          | متوسط                       |
| <i>Statistical Average</i>              | متوسط إحصائي                |
| <i>Time Average</i>                     | متوسط زمني                  |
| <i>Expected</i>                         | متوقع                       |
| <i>Ideal</i>                            | مثالي                       |
| <i>Trigonometric</i>                    | مثلثاتي                     |
| <i>Triangular</i>                       | مثلثي                       |
| <i>Interval</i>                         | مجال (فترة)                 |
| <i>Range</i>                            | مجال (مدى)                  |
| <i>Baseband</i>                         | مجال أساسي (قاعدي)          |
| <i>Frequency Domain</i>                 | مجال التردد (بدلالة التردد) |
| <i>Time Domain</i>                      | مجال الزمن (بدلالة الزمن)   |
| <i>Guard Band</i>                       | مجال أمان                   |
| <i>Frequency Band</i>                   | مجال ترددي                  |
| <i>Side Band</i>                        | مجال جانبي (حزمة جانبية)    |

|                                            |                                 |
|--------------------------------------------|---------------------------------|
| <i>Single Side Band (SSB)</i>              | مجال منفرد (حزمة جانبية منفردة) |
| <i>RF Band</i>                             | مجال راديوي                     |
| <i>Multiplexer</i>                         | مجمع (إشارات أو قنوات)          |
| <i>Limiter</i>                             | محدد                            |
| <i>Time-Limited</i>                        | محدود زمنياً                    |
| <i>Band-Limited</i>                        | محدود المجال                    |
| <i>Duration</i>                            | مدة                             |
| <i>Range</i>                               | مدى (مجال)                      |
| <i>Oscillator</i>                          | مذبذب (مهنز)                    |
| <i>Voltage-Controlled Oscillator (VCO)</i> | مذبذب محكوم بالجهد              |
| <i>Complex</i>                             | مرافق عقدي                      |
| <i>Order</i>                               | مرتبة (رتبة)                    |
| <i>Efficiency</i>                          | مردود                           |
| <i>Filter</i>                              | مرشح                            |
| <i>Interpolation Filter</i>                | مرشح استيفاء                    |
| <i>Optimal Filter</i>                      | مرشح أمثل                       |
| <i>Equalizing Filter</i>                   | مرشح تسوية                      |
| <i>Predictive Filter</i>                   | مرشح تنبؤي                      |
| <i>Band-Pass Filter (BPF)</i>              | مرشح تمرير مجال                 |
| <i>High-Pass Filter (HPF)</i>              | مرشح تمرير مرتفع                |
| <i>Low-Pass Filter (LPF)</i>               | مرشح تمرير منخفض                |

|                        |                             |
|------------------------|-----------------------------|
| Active Filter          | مرشح فعال                   |
| Passive Filter         | مرشح غير فعال               |
| Band-Stop Filter (BSF) | مرشح منع بحال (نبد بحال)    |
| Matched                | مرشح متوافق                 |
| Component              | مركبة                       |
| Frequency Component    | مركبة ترددية                |
| Spectral Component     | مركبة طيفية                 |
| AC Component           | مركبة متناوبة               |
| DC Component           | مركبة مستمرة                |
| Encoder                | رمز                         |
| Synchronizer           | مزامن                       |
| Receiver               | مستقبل                      |
| Continuous             | مستمر                       |
| Hold                   | مسك                         |
| Pulse Shaper           | مشكل نبضات                  |
| Amplitude              | مطال                        |
| Phasor                 | مطاور (شعاع)                |
| Coefficient            | معامل                       |
| Sampling Rate          | معدل أخذ العينات (الاعتيان) |
| Error Rate             | معدل الخطأ                  |
| Bit Error Rate (BER)   | معدل خطأ البتات             |



|                                 |                         |
|---------------------------------|-------------------------|
| <i>Nyquist Rate</i>             | معدل نايكويست           |
| <i>Bit Rate</i>                 | معدل البتات             |
| <i>Pulse Rate</i>               | معدل النبضات            |
| <i>Modulator</i>                | معدل                    |
| <i>Frequency Modulator</i>      | معدل ترددي              |
| <i>Amplitude Modulator</i>      | معدل مطالي              |
| <i>Product Modulator</i>        | معدل ضربى               |
| <i>Balanced Modulator</i>       | معدل متوازن             |
| <i>Standard</i>                 | معيّار (قياسي)          |
| <i>Reactance</i>                | مفاعلة                  |
| <i>Switch</i>                   | مفتاح                   |
| <i>Commutator</i>               | مفتاح يجمع              |
| <i>Demultiplexer</i>            | مفكك (إشارات أو قنوات)  |
| <i>Decoder</i>                  | مفكك ترميز (كاشف ترميز) |
| <i>Destination</i>              | مقصد (وجهة)             |
| <i>Repeater</i>                 | مقوي (مكرر)             |
| <i>Quantizer</i>                | مكم (مكمي) أو مكمم      |
| <i>Impedance</i>                | ممانعة                  |
| <i>Characteristic Impedance</i> | ممانعة مميزة            |
| <i>Discriminator</i>            | مميز                    |
| <i>Response Curve</i>           | منحنى الاستجابة         |



|                                      |                                                          |
|--------------------------------------|----------------------------------------------------------|
| <i>Oscillator</i>                    | مُهتَز (مَلْبَذ)                                         |
| <i>Voltage Controlled Oscillator</i> | مُهتَز مَحْكُوم بِالْجَهْد (مَلْبَذ مَحْكُوم بِالْجَهْد) |
| <i>Wave</i>                          | مَوْجَة                                                  |
| <i>Cosine Wave</i>                   | مَوْجَة التَّجِيب                                        |
| <i>Sine Wave</i>                     | مَوْجَة الْجُوب                                          |
| <i>Sinusoid</i>                      | مَوْجَة جَيْبِيَّة                                       |
| <i>Radio Wave</i>                    | مَوْجَة رَادِيُويَّة                                     |
| <i>Continuous Wave (CW)</i>          | مَوْجَة مُسْتَمِرَّة                                     |
| <i>Pulse-Modulated Wave</i>          | مَوْجَة مُعَدَّلَة نَبْضِيًّا                            |
| -ن-                                  |                                                          |
| <i>Product</i>                       | نَاتِج ضَرْب (جَدَاء)                                    |
| <i>Pulse</i>                         | نَبْضَة                                                  |
| <i>Unit Impulse</i>                  | نَبْضَة دَفْعِيَّة وَاحِدِيَّة                           |
| <i>Impulse</i>                       | نَبْضَة دِيرَاك                                          |
| <i>RF Pulse</i>                      | نَبْضَة تَرَدُّد رَادِيُوي                               |
| <i>Triangular Pulse</i>              | نَبْضَة مُثَلِّثِيَّة                                    |
| <i>Rectangular</i>                   | نَبْضَة مُسْتَطِيلَة                                     |
| <i>Marker Pulse</i>                  | نَبْضَة وَاسْمَة (عَلَامَة)                              |
| <i>Standing Wave Ratio (SWR)</i>     | نِسْبَة الْأَمْوَاجِ الْمُسْتَقَرَّة                     |
| <i>Replication</i>                   | نُسْخ                                                    |

|                                     |                               |
|-------------------------------------|-------------------------------|
| <i>Replica</i>                      | نسخة                          |
| <i>Spectral Replica</i>             | نسخة طيفية                    |
| <i>System</i>                       | نظام                          |
| <i>Communication System</i>         | نظام اتصالات                  |
| <i>Optical Communication System</i> | نظام اتصالات بصرية            |
| <i>Theorem</i>                      | نظرية                         |
| <i>Transform Theorem</i>            | نظريات التحويل (خواص التحويل) |
| <i>Pursivals Theorem</i>            | نظرية بارسيفال                |
| <i>Transmission</i>                 | نقل (إرسال)                   |
| <i>Frequency Translation</i>        | نقل ترددي                     |
| <i>Sample Point</i>                 | نقطة نموذج                    |
| <i>Sample</i>                       | نموذج (عينة)                  |
| -و-                                 |                               |
| <i>Destination</i>                  | وجهة (مقصد)                   |
| <i>Junction</i>                     | وصلة                          |



## المراجع والكتب الأساسية

1. A.B. Carlson and others, *Communication Systems*. 4d., New York, McGraw-Hill, 2002.
  2. A.B. Carlson, *Communication Systems*. 3d., New York, McGraw-Hill, 1986.
  3. A.B. Carlson, *Communication Systems*. 2d., New York, McGraw-Hill, 1975.
  4. F. Siremler, *Introduction to Communication Systems*. Reading Mass., Addison Wesley, 1977.
  5. H. Tub and D.L. Schilling, *Principles of Communication Systems*. New York, McGraw-Hill, 1986.
  6. M.S. Roden, *Analog and Digital Communication Systems*. Englewood Cliffs, N.J., Prentice-Hall, 1996.
  7. L.W. Couch H, *Modern Communication Systems*. Prentice-Hall, 1995.
  8. B.P. Lathi, *Modern Digital and Analog Communication Systems*. New York, 1983.
  9. Wayne. Tomasi. *Advanced Electronic Communications Systems*. Prentice-Hall, 1991.
  10. Bernard Sklar, *Digital Communications Fundamentals and Applications*. Prentice-Hall International, Inc, 1988.
  11. Garym. Miller, *Modern Electronic Communication*. New York. Prentice-Hall International, Inc, 1988.
  12. Edward A. Wilson, *Electronic Communications Technology*. Prentice-Hall International, Inc, 1989.
  13. Richard A. Williams, *Communication Systems Analysis and Design a system approach*. Prentice-Hall International, Inc, 1987.
- ١٤ - د. عصام عبود، د. غسان فلوح، نظم الاتصالات (نظرية ورقمية)، جامعة دمشق، ١٩٩٤-١٩٩٣.
- ١٥ - د. عصام عبود، د. محمد الحسين، نظم الاتصالات السلكية، جامعة دمشق، ١٩٩٥.

- ١٦- د. أحمد الأزرق، نظم الاتصالات (نبرضية ورقمية)، جامعة دمشق، ١٩٨٢-١٩٨٣.
- ١٧- د. علي كيالي، نظم الاتصالات الكهربائية، جامعة حلب، ١٩٨٢.
- ١٨- د. حسن أبو النور، معالجة الإشارة، جامعة دمشق، ١٩٨١.
- ١٩- د. رضوان قسطنطين، الاتصالات الرقمية، جامعة دمشق، ٢٠٠٠-٢٠٠١.
- ٢٠- د. باسم الأشقر، الإشارات والنظم، جامعة دمشق، ٢٠٠٠-٢٠٠١.
- ٢١- أنظمة الاتصالات الإلكترونية المتقدمة، ترجمة د. عمر شاميخ للمؤلف وبين توماسي، ١٩٩٤.
- ٢٢- د. محي الدين وايناخ، نظرية المعلومات والاتصالات، ٢٠٠٠-٢٠٠١.



الجنة العلمية:

أ.د. محمد سعيد الصفدي

د. محي الدين وايناخ

أ.د. إسبر إبراهيم

المدقق اللغوي:

د. شوقي المعري

حقوق الطبع والترجمة والنشر محفوظة لمديرية الكتب والمطبوعات.

