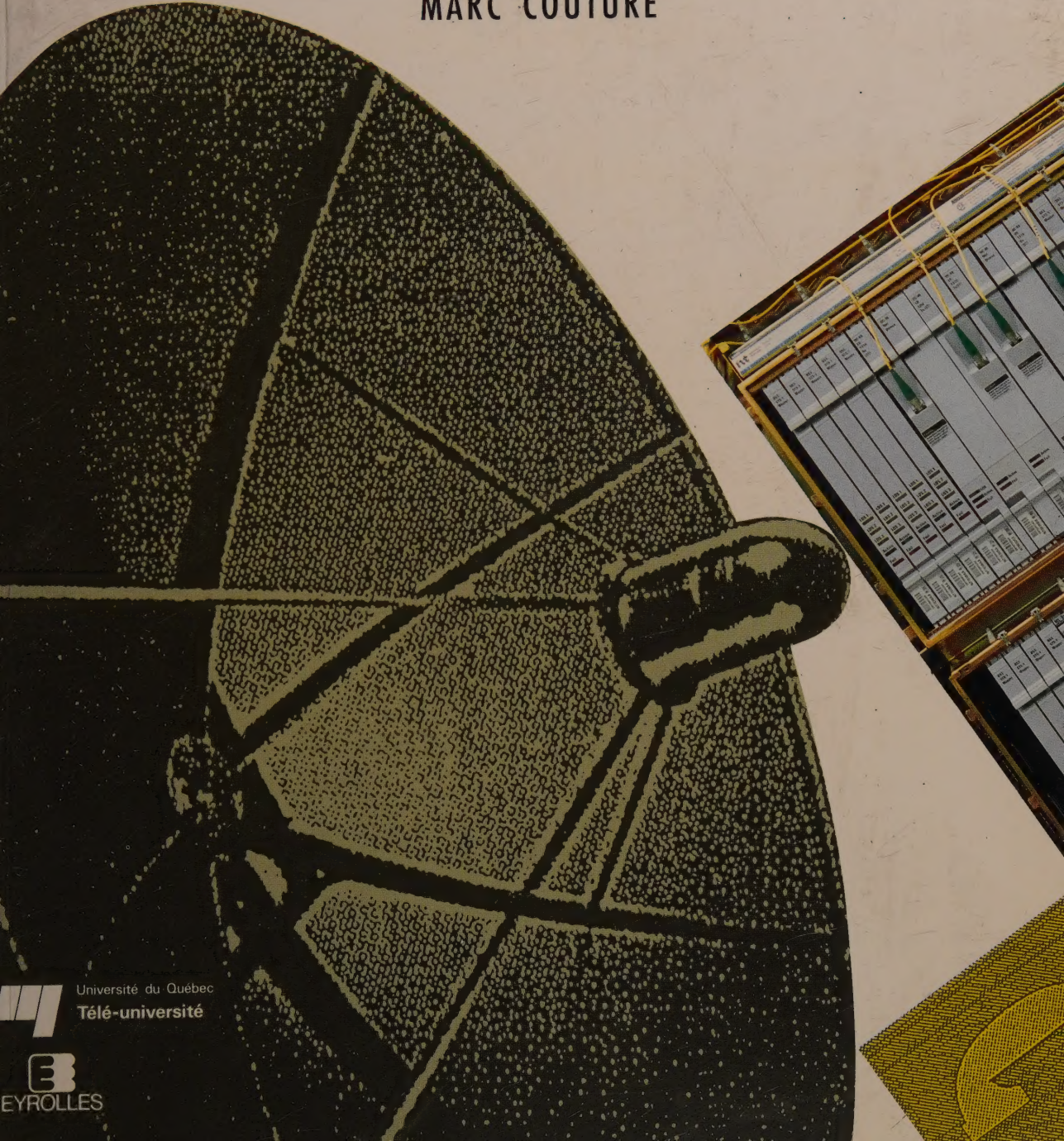


# TÉLÉCOMMUNICATIONS ET TRANSMISSION DE DONNÉES

SAMUEL PIERRE  
MARC COUTURE



Université du Québec  
Télé-université

  
EYROLLES



# TÉLÉCOMMUNICATIONS ET TRANSMISSION DE DONNÉES

Second Edition  
1995



# TÉLÉCOMMUNICATIONS ET TRANSMISSION DE DONNÉES

## PARTIE I

### ÉLÉMENTS DE LA COMMUNICATION

#### Chapitre 1

##### Éléments de la communication

Samuel Pierre

Marc Couture

##### 1.1

##### 1.1.1

##### 1.1.2

##### 1.2

##### 1.3

##### 1.4

##### 1.5

##### 1.6

##### 1.7

##### Exercices

##### Bibliographie

#### Chapitre 2

##### Éléments de la transmission

##### 2.1

##### 2.2

##### 2.3

##### 2.4

##### 2.5

Télé-université

2635, boulevard Hochelaga, Sainte-Foy, Québec, Canada

1992

Ce manuel est utilisé dans le cadre du cours *Transmission de l'information numérique* (PHY 1025) offert par la Télé-université.

Tous les droits de reproduction, de traduction et d'adaptation, en tout ou en partie, par quelque moyen que ce soit, sont réservés.

© Télé-université, 1992

ISBN 2-7624-0467-3 (Télé-université)

ISBN 2-212-08762-4 (Eyrolles)

Dépôt légal – 4<sup>e</sup> trimestre 1992

Bibliothèque nationale du Québec

Bibliothèque nationale du Canada

Imprimé au Québec, Canada

Édité par :

**Télé-université**

2635, boulevard Hochelaga, 7<sup>e</sup> étage

Case postale 10700

Sainte-Foy, Québec, Canada

GIV 4V9

Téléphone : (418) 657-2262

Distribué par :

**Éditions Eyrolles**

61, boulevard Saint-Germain

75240-Paris

Cedex 05

France

---

**TABLE DES MATIÈRES**

Avant-propos	5
--------------	---

**PARTIE I**

<u>ÉLÉMENTS DE LA THÉORIE DU SIGNAL</u>	1
---	---

---

**Chapitre 1**

<u>LES PHÉNOMÈNES PÉRIODIQUES</u>	3
-----------------------------------	---

---

1.1 Ondes, signaux et phénomènes périodiques	5
1.1.1 Champs et ondes électromagnétiques	7
1.1.2 Relations entre onde et signal	13
1.2 Le mouvement harmonique simple	15
1.3 L'analyse mathématique des mouvements périodiques	17
1.4 Spectre d'une fonction non périodique	25
1.5 Les fonctions quasi périodiques	30
1.6 Les filtres et la fonction de transfert	33
1.7 Puissance et énergie du signal	38
Exercices	41
Bibliographie	44

**Chapitre 2**

<u>PROPAGATION DES ONDES</u>	47
------------------------------	----

---

2.1 Caractéristiques et représentation des ondes	49
2.2 Vitesse des ondes, dispersion et atténuation	52
2.3 Propagation des ondes dans l'espace	61
2.4 Réflexion, réfraction et diffraction des ondes	63
2.5 Propagation guidée et fibre optique	69
Exercices	72
Bibliographie	76

**PARTIE II*****PRINCIPES DE TRANSMISSION DE DONNÉES***

79

**Chapitre 3*****CONCEPTS DE TRANSMISSION DE DONNÉES***

81

3.1	Transmission analogique et transmission numérique	83
3.1.1	Types de donnée	84
3.1.2	Signal numérique et signal analogique	84
3.1.3	Signalisation et transmission	85
3.1.4	Adaptation des signaux aux supports de transmission	87
3.2	Transmission synchrone et transmission asynchrone	88
3.3	Transmission en série et transmission en parallèle	90
3.4	Transmission en bande de base et transmission à large bande	92
3.5	Techniques de modulation	94
3.5.1	Principe de la modulation	94
3.5.2	La modulation analogique continue	95
3.5.3	La modulation analogique par impulsions	115
3.5.4	La modulation par impulsions codées	117
	Exercices	120
	Bibliographie	124

**Chapitre 4*****LES SYSTÈMES DE TRANSMISSION NUMÉRIQUE***

127

4.1	Matériel de base	129
4.2	Sources d'erreurs de transmission	131
4.2.1	Affaiblissement	131
4.2.2	Distorsion de délai	132
4.2.3	Bruit	134
4.3	Capacité d'un canal de transmission	138
4.4	Codage des textes et des images	141
4.4.1	Codage des textes	141
4.4.2	Codage des images	144

4.5	Codage des signaux numériques	158
4.5.1	Les codes NRZ	158
4.5.2	Le code RZ	160
4.5.3	Les codes biphasés	160
4.5.4	Le code de Miller	162
4.5.5	Les codes à plusieurs niveaux	163
4.6	Transmission à travers des réseaux	165
4.6.1	Caractéristiques de base	165
4.6.2	Techniques de commutation	168
4.7	Architecture des réseaux	171
4.7.1	Protocole et interface de communication	171
4.7.2	Le modèle de référence OSI	173
	Exercices	178
	Bibliographie	182

## Chapitre 5

### *LES SUPPORTS DE TRANSMISSION*

		185
5.1	La paire torsadée	187
5.2	Les câbles coaxiaux	189
5.3	Les faisceaux hertziens	193
5.4	La fibre optique	195
5.4.1	Caractéristiques physiques	195
5.4.2	Dispersion et types de fibre optique	200
5.4.3	Caractéristiques fonctionnelles des câbles optiques	205
5.4.4	Protocoles de communication pour fibre optique	206
5.5	Les liaisons par satellite	208
5.5.1	Historique	208
5.5.2	Description et fonctionnement	210
5.5.3	Caractéristiques techniques	215
5.5.4	Transmission des signaux	216
5.5.5	Techniques d'accès aux liaisons par satellite	218
5.6	Performance des différents supports de transmission	221
	Exercices	223
	Bibliographie	227

**Chapitre 6*****TRAITEMENT DES ERREURS DE TRANSMISSION***

229

6.1	Caractérisation des erreurs	231
6.2	Système de protection et codage	232
6.3	Protection contre les erreurs	239
6.3.1	Codes détecteurs et codes correcteurs	239
6.3.2	Détection et correction d'erreurs	241
6.4	Correction d'erreurs directe	244
6.5	Codage par bloc	245
6.5.1	Opérations et définitions de base	245
6.5.2	Codes linéaires	246
6.5.3	Codes polynomiaux	258
6.5.4	Codes cycliques	258
6.5.5	Utilisation pratique des codes	262
6.6	Codage convolutionnel	264
	Exercices	265
	Bibliographie	270

**Chapitre 7*****TECHNIQUES DE MULTIPLEXAGE***

273

7.1	Principe du multiplexage	275
7.2	Multiplexage par répartition en fréquence	277
7.3	Multiplexage par répartition dans le temps	284
7.4	Multiplexage temporel statistique	289
7.4.1	Principe de base	289
7.4.2	Considérations pratiques	290
7.4.3	Compression de données	295
7.5	Variantes de multiplexage	296
	Exercices	301
	Bibliographie	305

**PARTIE III**

<i>APPLICATIONS</i>	307
---------------------	-----

---

**Chapitre 8**

<i>LES RÉSEAUX NUMÉRIQUES À INTÉGRATION DE SERVICES</i>	309
---	-----

---

8.1	Nécessité de la numérisation	311
8.2	Caractéristiques générales	312
8.2.1	Applications potentielles	312
8.2.2	Objectif des RNIS	313
8.3	Normalisation des RNIS	314
8.3.1	Les recommandations de la série I	315
8.3.2	La modélisation des RNIS	316
8.4	Architecture générale des RNIS	320
8.4.1	Le modèle de base	320
8.4.2	Groupements fonctionnels et points de référence	321
8.4.3	La signalisation	324
8.5	Les interfaces des RNIS	326
8.5.1	L'interface usager-réseau	326
8.5.2	L'interface S de terminal RNIS	327
8.5.3	L'interface à débit primaire	331
8.6	Les protocoles des RNIS	332
8.6.1	Le protocole de liaison de données (LAP D)	332
8.6.2	Le protocole de commande des appels	334
	Exercices	338
	Bibliographie	340

**Chapitre 9**

<i>LES TÉLÉCOPIEURS</i>	343
-------------------------	-----

---

9.1	Évolution historique et normalisation	345
9.2	Principe de fonctionnement	351

9.3	Description des composantes de base	354
9.3.1	Lecteurs	356
9.3.2	Imprimantes	358
9.3.3	Avis et protocoles	359
9.4	Modes de transmission et services offerts	360
9.5	Protocoles utilisés	362
	Exercices	366
	Bibliographie	368

## Chapitre 10

### *LA TÉLÉPHONIE CELLULAIRE*

369

10.1	Caractéristiques générales	371
10.1.1	Caractéristiques de base	371
10.1.2	Les distorsions	376
10.1.3	Sensibilité au bruit	377
10.1.4	Encombrement du spectre de fréquences	377
10.1.5	Autres types de perturbation	379
10.2	Système de radiocommunication mobile	379
10.2.1	Le sous-système radio	380
10.2.2	Le sous-système de gestion et d'acheminement	385
10.3	Le système multicellulaire Radiocom 2000	387
10.4	Le réseau expérimental AMPS	391
10.5	Le réseau Cantel	393
	Exercices	394
	Bibliographie	397

### *APPENDICES*

399

#### Appendice A

Représentation graphique des fonctions

401

#### Appendice B

Éléments de trigonométrie

431

Appendice C	
Formules utiles de dérivation et d'intégration	457
Appendice D	
Notation, symboles et unités	465
Index	477



---

## AVANT-PROPOS

La transmission des données par l'intermédiaire des télécommunications est devenue une pratique courante dans diverses sphères de l'activité économique et constitue un aspect important de la gestion de l'information, aussi bien stratégique qu'opérationnelle. Aussi sert-elle de base à la télématique et aux réseaux d'ordinateurs, actuellement très répandus dans les organisations et dont l'utilisation tend à se généraliser à l'ensemble des entreprises dotées de systèmes automatisés de traitement de l'information.

### Éléments de contexte

Les progrès incontestables enregistrés dans le domaine de l'*intégration à très grande échelle* (ITGE) ont favorisé la conception, la fabrication et la commercialisation de circuits intégrés à la fois peu encombrants, très rapides et peu coûteux. Couramment appelés *puces*, de tels circuits servent de base à l'ensemble des ordinateurs qui existent sur le marché, indépendamment de la taille de ces derniers. En particulier, ils ont permis la mise au point d'unités de traitement appelées *microprocesseurs* qui constituent le « cerveau » de tout équipement doté d'une certaine intelligence : les imprimantes, les terminaux dits intelligents, les processeurs d'entrée-sortie et l'ordinateur lui-même en sont des exemples. Ces équipements par lesquels s'effectuent des échanges d'information nécessitent le support de systèmes de transmission fondés sur les télécommunications.

Les informations à transmettre peuvent être soit des images soit des signaux de voix et être véhiculés sous la forme de suites ininterrompues d'impulsions de tension électrique : on parle alors d'*information analogique*. Dans le cas de textes ou d'images numérisées, destinés à un traitement par ordinateur, cette information prend la forme de signaux discrets faits de discontinuités : elle est qualifiée de *numérique*. C'est à ce dernier type d'information que nous nous intéressons dans ce manuel.

## Clientèle visée et objectifs

*Télécommunications et transmission de données* s'adresse à tous ceux et celles qui s'intéressent à l'utilisation des télécommunications à des fins de transmission de données. Cette clientèle comprend évidemment les utilisateurs de réseaux d'ordinateurs, généralement attirés par des applications allant de l'interrogation à distance de bases de données à l'échange d'informations par ordinateur.

Le manuel vise essentiellement à initier le lecteur aux principes de la transmission de l'information numérique, en particulier aux notions de base de la propagation et du traitement des signaux, à la caractérisation des systèmes de transmission de données, aux techniques de modulation et de partage de lignes, à l'identification des sources d'erreurs de transmission et au traitement de celles-ci. Plus spécifiquement, il devrait permettre au lecteur :

- de bien saisir les phénomènes périodiques et de comprendre les principes de propagation des ondes et des signaux de télécommunications;
- d'inventorier les divers types de transmission, ainsi que les caractéristiques de base de la transmission numérique en particulier;
- d'identifier les différentes techniques de codage qui optimisent la transmission des signaux sur les supports physiques de l'information;
- d'appréhender les problèmes de distorsion, sources d'erreurs susceptibles d'entacher la qualité de la transmission numérique;
- d'identifier les techniques de traitement des erreurs causées par le bruit et distorsions de toutes sortes sur les canaux de transmission;
- de faire le point sur l'ensemble des techniques de multiplexage des lignes de transmission;
- d'évaluer la qualité de certains systèmes de transmission tels que les réseaux numériques à intégration de services (RNIS), les télécopieurs et les systèmes de téléphonie cellulaire, en regard des techniques que ces systèmes utilisent.

## Présentation du contenu

*Télécommunications et transmission de données* se divise en dix chapitres regroupés en trois parties. La première, qui comprend les deux premiers chapitres, introduit aux

principes de traitement des signaux, en mettant l'accent sur les phénomènes périodiques et la propagation des ondes. En effet, les phénomènes périodiques, objet du chapitre 1, forment la base sur laquelle est construite la description physique et mathématique des signaux et des ondes. Ces derniers constituent le mode privilégié selon lequel s'effectue la transmission de l'information. Le chapitre 2 applique à la notion d'onde les concepts qui ont servi, au chapitre 1, à décrire les phénomènes périodiques. Dans cette optique, une onde est considérée comme un mouvement périodique évoluant simultanément dans le temps et dans l'espace, ce qui nous amène à étudier les techniques de propagation des ondes, ainsi que le concept de propagation guidée qui est à la base de l'utilisation de la fibre optique comme support de transmission.

La deuxième partie du manuel traite des principaux concepts sur lesquels reposent la transmission des données et regroupe les chapitres 3 à 7. Le chapitre 3 examine l'ensemble des mécanismes par lesquels des informations ou messages d'un certain type peuvent être acheminés d'un émetteur à un récepteur. Le chapitre 4, pour sa part, présente les caractéristiques des divers éléments matériels qui concourent au traitement et à la propagation des signaux dans les systèmes de transmission de données. De plus, il dresse l'inventaire des anomalies de transmission qui influent tant sur la qualité que sur la quantité d'informations pouvant être acheminées sur les canaux de transmission; il aborde également la question du codage des informations. Le chapitre 5 passe en revue les supports physiques de transmission de données, de la paire torsadée aux câbles de fibre optique, en passant par les câbles coaxiaux, les faisceaux hertziens et les liaisons par satellite.

Partant du fait que tout canal de transmission doit être considéré comme imparfait, car empreint d'erreurs, le chapitre 6 étudie ces erreurs qui devront être sinon corrigées du moins détectées, afin de garantir la fiabilité et l'efficacité de la transmission. Par ailleurs, pour des raisons d'efficacité, il est nécessaire, dans certains contextes, de regrouper sur un seul et même canal de grande capacité le trafic provenant de plusieurs canaux de plus faible débit; d'où le concept de *multiplexage*, l'objet du chapitre 7.

La troisième partie du manuel établit le lien entre des concepts théoriques de transmission de données et les applications concrètes de ces concepts à la définition et au fonctionnement de systèmes réels. C'est ainsi que le chapitre 8, après avoir établi la nécessité de numériser les transmissions, présente tour à tour les caractéristiques générales, la normalisation, l'architecture, les interfaces et les protocoles de communication qui définissent les réseaux numériques à intégration de services. Le chapitre 9,

quant à lui, présente une vue globale des télécopieurs, en mettant l'accent principalement sur leur évolution historique, leur principe de fonctionnement, la description de leurs composantes et leurs modes de transmission. Enfin, le chapitre 10 aborde l'étude des caractéristiques générales de la radiocommunication mobile sur laquelle repose la téléphonie cellulaire; il se termine par un survol de trois systèmes cellulaires réels : Radiocom 2000, AMPS et Cantel.

### Remerciements

Nous tenons à souligner la participation d'un certain nombre de personnes à la préparation de cet ouvrage. En effet, François Mathieu et Mawuko Nyuiadzi, ingénieurs en télécommunications, le premier à *Northern Telecom* et le deuxième à *Hydro-Québec*, à titre de lecteurs critiques, ont apporté certaines précisions qui ont grandement amélioré le contenu du manuel. Leslie Déjoie et Max Maurice, tous deux ingénieurs en télécommunications chez *Harris Farinon* et *Télébec* respectivement, ainsi que Jean-Marie Bourjolly, professeur de mathématiques à l'*Université Concordia*, en ont commenté divers chapitres qui relèvent de leur spécialité spécifique. Richard Parent, spécialiste en sciences de l'éducation à la Télé-université, par ses judicieuses interventions sur l'organisation pédagogique de la matière, a largement contribué à la clarification de l'exposé.

Nous nous en voudrions de ne pas mentionner l'exceptionnelle collaboration de l'équipe des Services d'édition de la Télé-université pour le traitement éditorial. Plus précisément, nous rendons hommage à Renée Dumas pour son excellent travail de révision linguistique, à Daniel Cotton pour la qualité de la conception graphique et la page de couverture, à Lise Hébert pour sa compétence à la réalisation des illustrations et à la mise en page, à Susan Samson pour sa grande minutie au traitement du texte. La photographie qui a servi à la réalisation de la page de couverture nous a été gracieusement offerte par Northern Telecom. Tout en assumant l'entière responsabilité des erreurs de toutes sortes qui pourraient être décelées dans l'ouvrage, nous leur exprimons ici toute notre gratitude.

Samuel Pierre et Marc Couture, professeurs  
Télé-université

PARTIE I

*ÉLÉMENTS DE LA THÉORIE DU SIGNAL*



**CHAPITRE 1**

*LES PHÉNOMÈNES PÉRIODIQUES*



Les phénomènes périodiques forment la base sur laquelle est construite la description physique et mathématique des ondes et des signaux qui constituent le mode privilégié de transmission de l'information. Dans ce chapitre, nous établirons d'abord le lien entre les ondes et les signaux. Nous verrons ensuite comment la description mathématique du mouvement périodique le plus élémentaire, le mouvement harmonique simple, fournit des outils puissants qui peuvent être appliqués à l'étude de tout signal, périodique ou non, notamment par le biais du concept de spectre du signal. Ces outils seront par la suite utilisés pour introduire des notions importantes pour l'étude des systèmes de traitement et de transmission des signaux : celle de *filtre*, ainsi que celles d'*énergie* et de *puissance* du signal.

## 1.1 ONDES, SIGNAUX ET PHÉNOMÈNES PÉRIODIQUES

Les vagues de la mer, les ondulations d'un champ de blé un jour de grand vent, le son d'une symphonie ou d'un concert rock provenant des enceintes acoustiques de votre chaîne stéréo, la lumière d'un coucher de soleil rougeoyant : tous ces phénomènes, et bien d'autres encore, si différents soient-ils, possèdent en commun le fait de pouvoir être décrits par le même mécanisme. En termes plus précis, disons qu'ils peuvent tous être représentés par un même modèle : celui de l'*onde*.

Les ondes possèdent plusieurs propriétés qui peuvent être illustrées en examinant un phénomène simple et bien connu : les vagues produites lorsqu'un objet tombe dans l'eau. Tout d'abord, les ondes se propagent : les vagues, en forme de cercles concentriques, s'éloignent progressivement, à une certaine *vitesse*, du point où est tombé l'objet. La figure 1.1 en est une illustration.

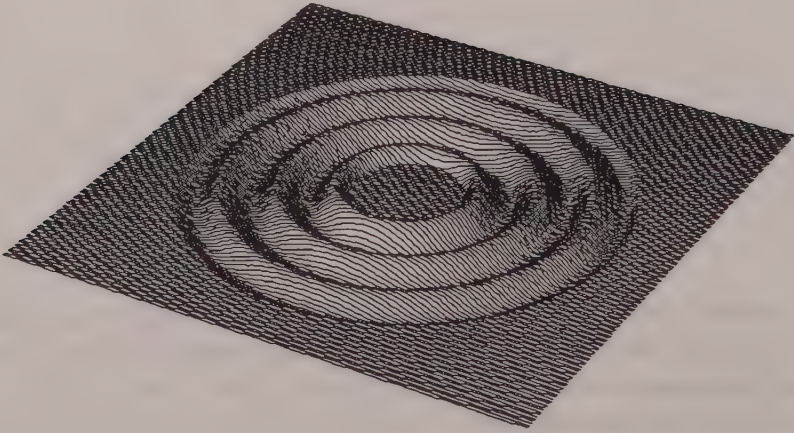


FIGURE 1.1

VAGUES PRODUITES PAR UN OBJET JETÉ À L'EAU.

Pourtant, l'eau elle-même ne se déplace pratiquement pas. En effet, en tout point, la surface de l'eau est déformée verticalement de façon cyclique, de sorte qu'une bouée placée sur le passage des vagues n'effectuera qu'un léger mouvement vertical de va-et-vient, comme le montre la figure 1.2. Ce mouvement de va-et-vient, qui se répète un certain nombre de fois, est appelé *mouvement périodique*; un aller et retour dure un temps déterminé, nommé *période*. Par ailleurs, les crêtes des vagues sont séparées d'une distance constante, appelée *longueur d'onde*. Finalement, nous remarquons que la hauteur de la crête des vagues par rapport au niveau de l'eau calme, appelée *amplitude*, diminue avec la distance du point de contact.

Il convient de noter que, en réalité, le mouvement subi par l'eau lors du passage d'une vague est circulaire plutôt que vertical. C'est par souci de simplicité que nous considérons ici un mouvement vertical; il s'agit du mouvement qu'adopterait une bouée fixée à une tige rigide et qui, de ce fait, ne pourrait se déplacer que verticalement.

De façon un peu plus formelle, une *onde* se définit comme une perturbation périodique locale des éléments d'un système, perturbation qui se transmet de proche en proche et dont les maxima se déplacent à une vitesse donnée. Cette définition peut s'appliquer à tous les phénomènes évoqués au début de cette section. Pour le système, aussi appelé

*milieu*, que forme un champ de blé, ce sont les tiges qui, perturbées, courbent et se balancent d'un côté, puis de l'autre. Pour le son, ce sont les molécules d'air qui se rapprochent puis s'éloignent les unes des autres, faisant augmenter et diminuer de façon périodique la pression atmosphérique locale. Pour la lumière ou les ondes radio que capte votre récepteur, ce sont les champs électrique et magnétique qui voient leur valeur varier périodiquement autour de leur valeur nominale.

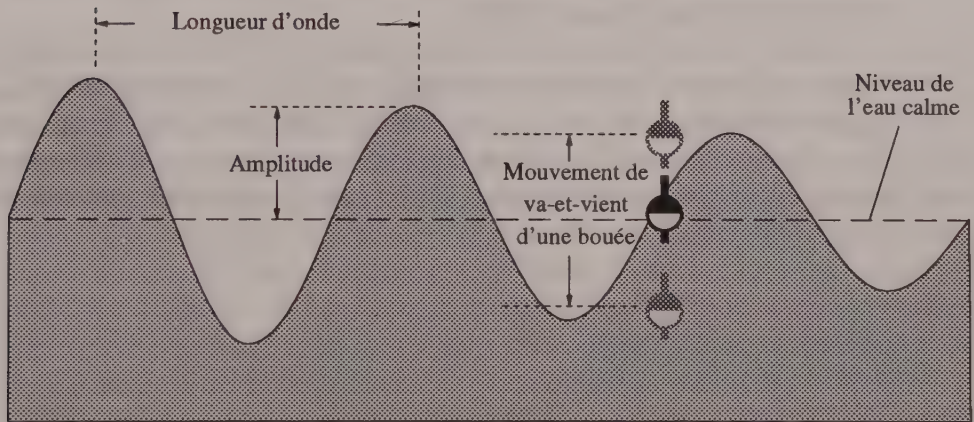


FIGURE 1.2

COUPE LONGITUDINALE DES VAGUES PRODUITES PAR UN OBJET JETÉ À L'EAU.

### 1.1.1 Champs et ondes électromagnétiques

Les ondes électromagnétiques sont, et de loin, les plus importantes pour la transmission à grande distance de l'information; précisons leur nature et leurs propriétés. Pour ces ondes, le milieu de propagation est tout milieu où peuvent exister des champs électriques et magnétiques, et la perturbation est le changement de la valeur de ces champs. Mais, qu'est-ce qu'un champ électrique ou magnétique?

En physique, un *champ* est une quantité définie en chaque point d'un espace, qu'il s'agisse d'un espace limité ou de l'espace infini en général. Par exemple, dans une pièce, la température peut prendre différentes valeurs que révèle un thermomètre placé

à divers endroits : près du plancher, du plafond, d'une fenêtre, d'une lampe, du four, d'un calorifère, etc. Nous pouvons définir le champ thermique présent dans la pièce comme la donnée, pour chaque point de celle-ci, de la température en ce point. Le champ pourra donc être décrit mathématiquement par une fonction de la position qui, si l'on représente la température par  $T$ , pourra être notée  $T(x, y, z)$ , où  $x, y$  et  $z$  sont les coordonnées d'un point quelconque. Cette fonction peut être spécifiée par une expression mathématique, par un graphique ou encore, de façon approximative, par un tableau donnant la valeur moyenne de la température autour d'un certain nombre de points couvrant tout l'espace étudié.

Il est possible de définir des champs pour différentes quantités, en autant que celles-ci possèdent une valeur en chaque point d'un espace donné. Par exemple, nous pouvons définir un champ vitesse pour l'eau coulant à la surface d'une rivière; ce qui pourrait être intéressant pour le canot. Un tel champ pourrait être représenté comme à la figure 1.3.

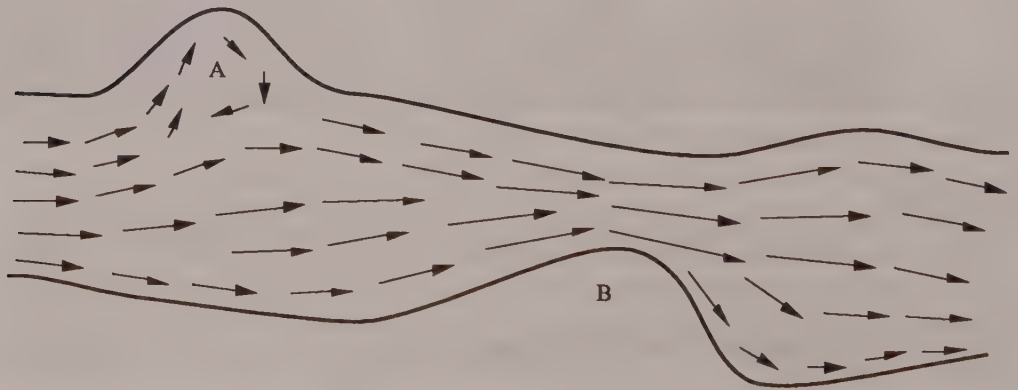


FIGURE 1.3

*CHAMP DÉCRIVANT LA VITESSE DU COURANT À LA SURFACE D'UNE RIVIÈRE.*

Dans cette figure, la longueur des flèches représente la vitesse du courant et leur direction indique l'orientation de celui-ci. Nous constatons que le courant est plus rapide au centre de la rivière, et qu'il augmente lorsque celle-ci rétrécit (B); son sens peut même s'inverser en certains endroits (A). Ce type de champ, où la quantité définie

en chaque point possède une grandeur et une direction, est appelé *champ vectoriel*; la quantité elle-même se nomme *vecteur*.

Les champs électriques et magnétiques sont des champs vectoriels. La quantité qui leur est associée est la force qui serait exercée sur un objet témoin, que nous définirons plus loin, qui serait placé successivement en tous les points de l'espace où l'on désire connaître la valeur du champ. Comme la vitesse, la force possède une grandeur et une direction, et peut se représenter par une flèche; c'est un vecteur.

La force qui sert à définir le champ électrique est l'attraction électrique; c'est la force qui, s'exerçant entre la plupart des particules qui forment les atomes (protons, électrons) et entre les atomes eux-mêmes, assure la stabilité de la matière. On dit que les électrons et les protons possèdent une *charge électrique*, positive pour le proton, négative pour l'électron. Deux électrons ou deux protons se repoussent mutuellement, alors qu'un proton attire un électron et vice versa. La matière étant constituée de façon naturelle d'un nombre égal de protons et d'électrons, les forces d'attraction annuleront globalement les forces de répulsion, ce qui nous empêche d'observer normalement l'effet de cette force entre les objets qui nous entourent. Nous pouvons cependant arriver à mettre cette force en évidence, si nous réussissons à ajouter à un objet – ou à lui extraire – un certain nombre d'électrons; c'est ce qui se produit, par exemple, lorsque nous frottons un objet de plastique. Cette opération fournit à l'objet un excédent de charge négative qui lui permet d'attirer de petits morceaux de papier.

Le champ électrique en un point peut donc être défini comme proportionnel à la force que subirait un proton, ou toute autre charge positive, placé en ce point. La figure 1.4 donne une idée de la configuration du champ produit par un peigne dont on a frotté une extrémité. Nous constatons que le champ décroît lorsque nous nous éloignons de la partie qui possède un excédent de charges.

Par ailleurs, le champ magnétique est relié à la force que cause ou subit un aimant; il peut aussi être produit par un courant, c'est-à-dire un déplacement de charges, tels les électrons qui circulent dans un fil électrique. Nous pouvons voir le champ magnétique comme proportionnel à la force que subit l'aiguille d'une boussole : la direction de la force est celle qu'adopte l'aiguille et la grandeur de la force est associée à la rapidité avec laquelle celle-ci se stabilise dans cette orientation. La figure 1.5 donne une idée du champ magnétique produit par un barreau aimanté.

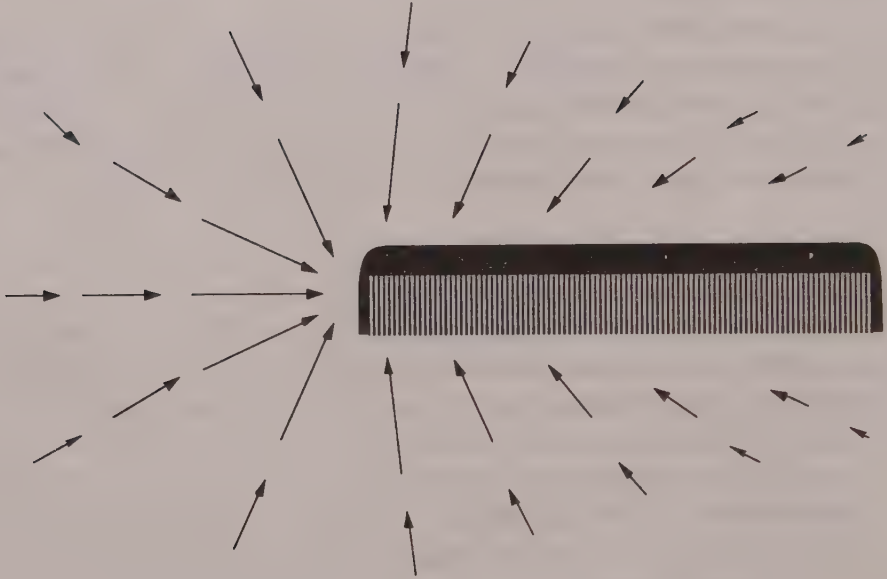
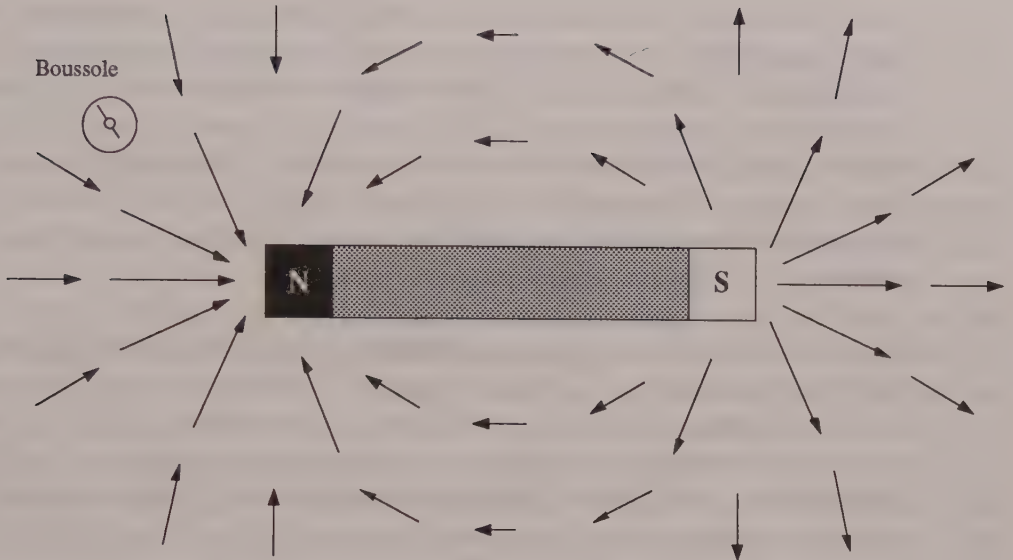


FIGURE 1.4

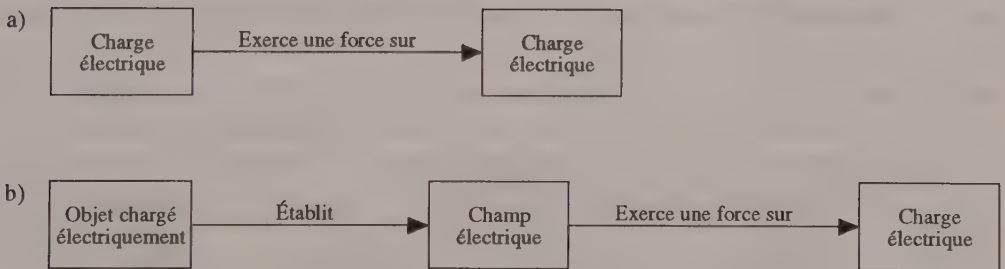
CHAMP ÉLECTRIQUE CAUSÉ PAR UN PEIGNE CHARGÉ ÉLECTRIQUEMENT.

---

La notion de champ fournit une autre façon d'interpréter l'attraction, ou la répulsion, entre deux charges, entre deux aimants, ou encore entre un courant et une charge. Au lieu de concevoir l'interaction électrique comme l'action, à distance, d'une charge sur une autre (figure 1.6a), décomposons ce phénomène en deux étapes (figure 1.6b). D'abord, un objet chargé électriquement placé dans un espace donné établit un champ électrique dans tout cet espace. En tout point, ce champ correspond à la force que *subirait* une charge positive si nous la placions à cet endroit. Ensuite, une fois ce champ défini, nous pouvons oublier complètement l'objet qui le produit; une seconde charge, placée en un point différent du premier mais dans le même espace, subira une force proportionnelle à la valeur du champ en ce point et orientée dans la direction de celui-ci. On dira même que c'est le champ – et non l'objet qui le produit – qui cause une force sur cette seconde charge.



**FIGURE 1.5**  
*CHAMP MAGNÉTIQUE CAUSÉ PAR UN AIMANT.*



**FIGURE 1.6**  
*DEUX CONCEPTIONS DE L'INTERACTION ÉLECTRIQUE : ACTION À DISTANCE (a) ET INTERACTION PAR L'INTERMÉDIAIRE DU CHAMP ÉLECTRIQUE (b).*

Voyons maintenant comment un espace où peuvent exister des champs électriques et magnétiques arrive à jouer le rôle de milieu pour la propagation d'une onde. C'est

Maxwell qui, vers la fin du XIX<sup>e</sup> siècle, a établi le lien entre le champ électrique et le champ magnétique, qui peuvent être considérés et qu'on appelle alors champ électromagnétique. Ce lien est à ce point de vue l'existence d'ondes électromagnétiques. Son apport a été de faire le symbole, à l'aide de quatre équations appelées équations de Maxwell, d'une série de relations et de lois physiques plus ou moins exactes. Plus tard, on les précisa que toute variation dans le temps de champ électrique en un point est associée à une variation de champ magnétique dans l'espace environnant ce point et vice versa.

Voilà le mécanisme! Un objet chargé électriquement produit un champ électrique constant, un courant constant crée un champ magnétique, constant également. Aucune onde n'est générée dans ces situations. Mais si nous faisons varier la charge que porte un objet ou le courant qui circule dans un fil, ce courant a pour résultat un objet chargé en mouvement, nous produisons un champ électrique et magnétique qui varie dans le temps. La variation de l'un de ces champs crée la variation de l'autre qui à son tour entraîne une variation de premier. De proche en proche, le champ magnétique et champ électrique, cette perturbation se propage à une vitesse appelée  $c$  et une onde. Si la variation de courant ou de charge est sinusoidale, les variations de champs le sont également. Il y a un et deux nous nous rendons compte que nous le voyons dans les fonctions sinus et cosinus. Prenons une onde qui se déplace par exemple une représentation de toute fonction périodique de type  $\sin$ . La figure 17 montre la variation de l'axe de propagation du champ électrique produit par une charge ou un courant sinusoidal.

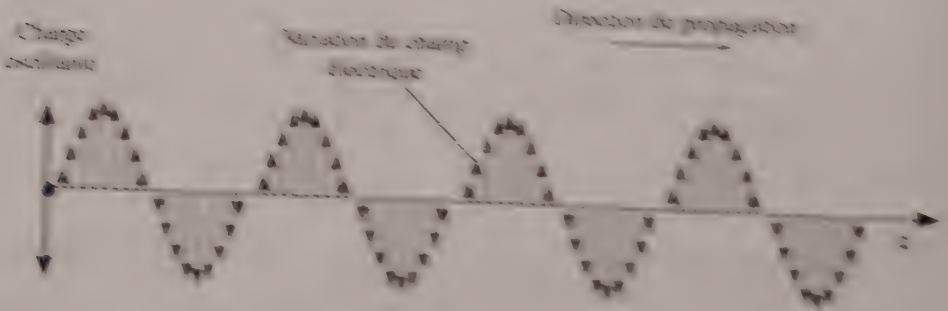


FIGURE 17

VARIATION DE L'AXE DE PROPAGATION D'UNE ONDE ELECTROMAGNETIQUE

Voici donc le principe de la transmission de l'information *électromagnétique* : un courant oscillant, dans une antenne émettrice, produit des charges électriques et magnétiques qui varient dans le temps, ceux-ci forment une onde qui se propage dans l'espace. Quelque part le long du parcours de cette onde, des charges électriques, par exemple les électrons libres de se déplacer dans une antenne réceptrice, subissent une force due à ce champ oscillant, force qui leur fait subir un mouvement harmonique de même fréquence que celui du courant de l'antenne émettrice, et donc l'amplitude reproduit celle du signal émis. Des ondes électromagnétiques sont même souvent émise à notre insu : allumez la lumière en arrivant chez vous, et l'onde générée par la variation du courant risque d'être captée par un récepteur radio et de causer un brouillement. De même, le courant qui alimente nos récepteurs est un courant oscillant, appelé *courant alternatif*. Tout fil dans lequel circule ce type de courant devient une source d'ondes électromagnétiques, nous pouvons en entendre les effets dans les chaînes radio : ces ondes sont captées par les fils et produisent un roulement sourd, qui devient très perceptible si vous touchez la borne centrale de l'un des fils d'antenne de votre amplificateur (l'autre extrémité étant toujours branché à l'amply, tout votre corps agit alors comme une antenne. On s'inquiète même de plus en plus des effets possibles sur la santé de ces ondes électromagnétiques à faible fréquence, qui sont particulièrement intenses près des lignes de transport à haute tension.

Les équations de Maxwell fournissent plusieurs indications supplémentaires sur les ondes électromagnétiques : elles prévoient que ce sera des ondes *transversales*. Ainsi, comme le montre la figure 1.8, les champs magnétique et électrique sont perpendiculaires à la direction de propagation, et perpendiculaires entre eux. Ces équations permettent même de calculer la vitesse de propagation des ondes électromagnétiques à partir de quantités qui peuvent être mesurées au cours d'expériences de nature électrique et magnétique, expériences dans lesquelles aucune onde n'intervient.

### 1.1.2 Relations entre onde et signal

Le concept d'*onde* peut être associé à celui de *signal*. Mais qu'est-ce qu'un signal ? C'est un terme couramment utilisé dans la vie de tous les jours, on parle de donner le signal du départ ou de lancer un signal de détresse, de signaler sa présence, etc. Ainsi, l'idée de signal est associée à celle de la transmission d'une information dans le but de susciter une réaction.

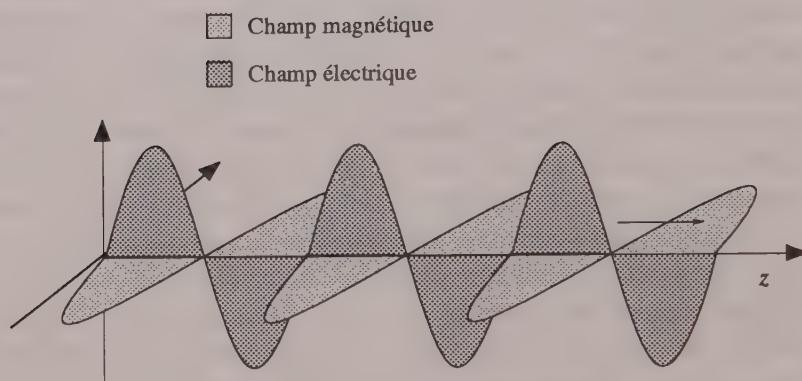


FIGURE 1.8

CHAMPS ÉLECTRIQUE ET MAGNÉTIQUE FORMANT UNE ONDE ÉLECTROMAGNÉTIQUE.

Plus formellement, nous pouvons définir un *signal* comme toute quantité physique qui porte une information, c'est-à-dire dont la modification en un endroit entraîne un effet déterminé en un autre endroit.

Si nous reprenons la définition d'une onde donnée antérieurement, nous voyons facilement le lien entre la notion d'onde et celle de signal. En effet, si une perturbation (ou déformation) est produite dans un milieu, celle-ci se transmettra dans ce milieu et pourra éventuellement causer un effet sur un objet placé à une certaine distance. Pour reprendre l'exemple de la bouée, les oscillations d'une bouée signaleront le passage au loin d'un navire, ou encore la chute d'un objet dans l'eau. De plus, tant l'amplitude que le nombre d'oscillations effectuées par la bouée fourniront des informations sur l'objet, navire ou autre, responsable de la déformation initiale.

L'onde est donc un des moyens permettant la transmission des signaux. Ainsi, à la base de toute onde, nous retrouvons une perturbation ou déformation périodique identifiée souvent à un signal et qui se propage en se transmettant de proche en proche. L'étude mathématique des ondes aura donc naturellement comme point de départ l'étude de leur composante de base, le mouvement périodique, dont la manifestation la plus élémentaire est le *mouvement harmonique simple*.

## 1.2 LE MOUVEMENT HARMONIQUE SIMPLE

Par mouvement, nous entendons dans le contexte de notre étude toute modification ou perturbation d'une quantité physique, associée ou non à un déplacement. Ainsi, le mouvement harmonique simple, comme le montre la figure 1.9, peut être illustré par les oscillations d'un objet accroché à un ressort, ou encore qui se balance au bout d'une corde à la manière du pendule d'une horloge. C'est le mouvement adopté par tout objet que l'on déplace légèrement de sa position d'équilibre et qui, sous l'effet d'une force qui tend à le ramener vers celle-ci, se met à osciller.

Si nous représentons par  $x(t)$  la position de cet objet et que nous plaçons l'origine de l'axe des  $x$  à la position d'équilibre de celui-ci, ce mouvement sera décrit mathématiquement par l'expression :

$$x(t) = A \cos(\omega t + \varphi) \quad (1.1)$$

où  $A$  désigne l'*amplitude* du mouvement,  $\omega$  la *vitesse angulaire* ou *pulsation* et  $\varphi$  le *déphasage* ou *angle de phase*. La fonction  $x(t)$  est illustrée à la figure 1.9. Notez que nous aurions également pu recourir à une fonction sinus, ce qui reviendrait à remplacer  $\varphi$  par  $\varphi + \pi/2$  dans la relation 1.1. Dans le système SI, la position de l'objet est mesurée en mètres (m), la vitesse angulaire en radians par seconde (rad/s) et l'angle de phase en radians (rad).

L'amplitude, comme son nom l'indique, représente l'ampleur du mouvement, c'est-à-dire la valeur extrême du déplacement par rapport à la position d'équilibre. La pulsation correspond à la rapidité du mouvement de va-et-vient. Finalement, le déphasage est relié à la position de l'objet à  $t = 0$ , qui peut alors être n'importe où par rapport à sa position d'équilibre. Ce terme n'a aucune signification particulière lorsque nous décrivons un seul mouvement, et nous pouvons l'éliminer en redéfinissant l'instant initial correspondant à  $t = 0$ ; il est toutefois très important lorsque nous étudions plusieurs mouvements simultanés, dont les passages aux points d'équilibre ne se produisent pas nécessairement au même moment.

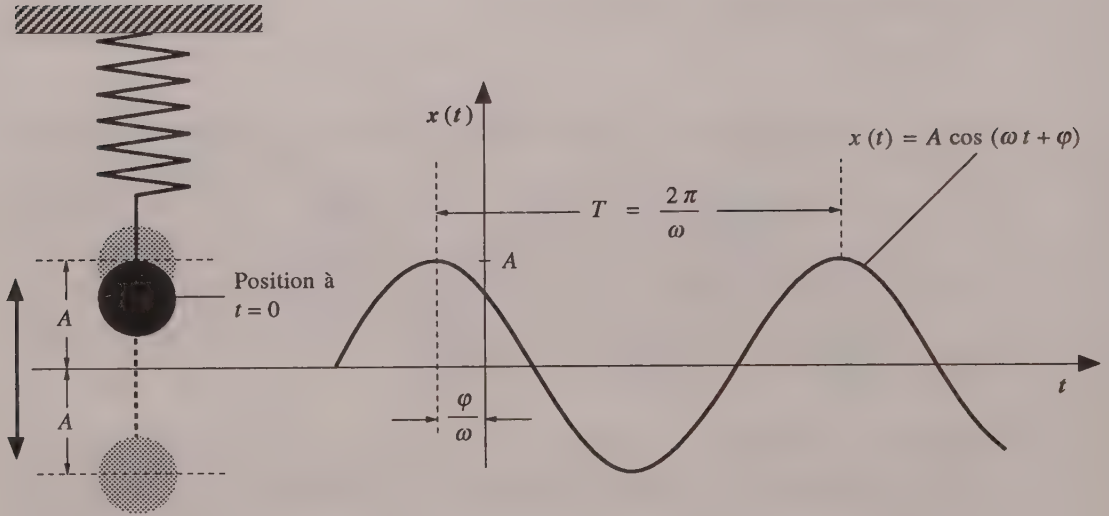


FIGURE 1.9

LE MOUVEMENT HARMONIQUE SIMPLE ET SA REPRÉSENTATION MATHÉMATIQUE.

Par ailleurs, nous définissons la période  $T$  comme le temps nécessaire pour que l'objet fasse un aller et retour; cela se produit lorsque la phase augmente de  $2\pi$ . Nous avons donc :

$$\omega T = 2\pi$$

d'où :

$$T = \frac{2\pi}{\omega} \quad (1.2)$$

La *fréquence*  $f$  du mouvement est le nombre d'aller et retour effectués par unité de temps; elle est donc donnée par l'inverse de la période :

$$f = \frac{1}{T} = \frac{\omega}{2\pi} \quad (1.3)$$

Elle s'exprime en hertz (Hz) ou en 1/seconde ( $s^{-1}$ ), 1 Hz correspondant à un aller et retour par seconde.

### 1.3 L'ANALYSE MATHÉMATIQUE DES MOUVEMENTS PÉRIODIQUES

Le mouvement harmonique simple est important non seulement parce qu'il décrit bien de nombreux phénomènes, mais aussi parce qu'il constitue la base sur laquelle peut être construite la description de tout mouvement périodique. Cette description mathématique débute par le choix d'un symbole pour représenter, à l'aide d'une fonction du temps, ce type de mouvement. Comme les mouvements périodiques, dans ce manuel, correspondront presque toujours à des signaux, nous noterons cette fonction  $s(t)$ , où  $s$  pourra représenter la tension dans un circuit électrique ou aux bornes d'une antenne, l'amplitude lumineuse émise par une diode ou, pourquoi pas, la position d'une bouée!

Le fait que la fonction  $s(t)$  est *périodique* se traduit par la relation :

$$s(t + T) = s(t) \quad (1.4)$$

où  $T$  est la plus petite valeur satisfaisant cette égalité et désigne, comme nous l'avons vu, la période de la fonction. La figure 1.10 illustre une fonction périodique quelconque, dont la pulsation associée à la période  $T$  est notée  $\omega_0$ .

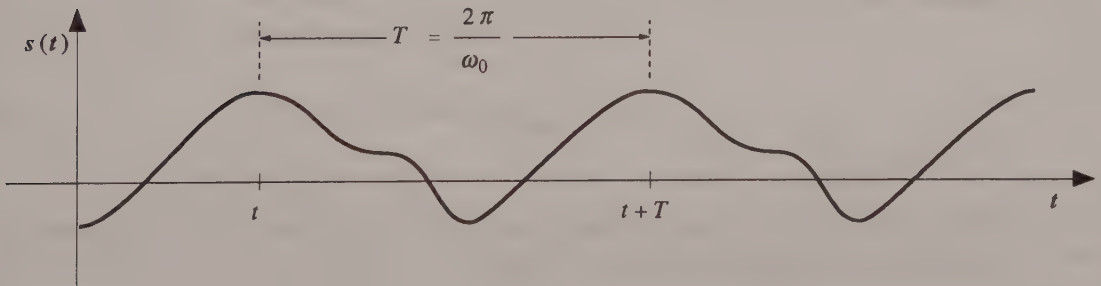


FIGURE 1.10

FONCTION PÉRIODIQUE  $s(t)$  DE PÉRIODE  $T$  ET DE FRÉQUENCE  $\omega_0$ .

À l'aide du calcul intégral, nous pouvons démontrer que toute fonction périodique de pulsation  $\omega_0$  peut s'exprimer comme une constante à laquelle s'ajoute une somme de fonctions sinus et cosinus de fréquences égales aux multiples successifs de la pulsation  $\omega_0$  et affectées de coefficients.

Cette propriété se traduit comme suit :

$$s(t) = a_0 + a_1 \cos \omega_0 t + a_2 \cos 2\omega_0 t + a_3 \cos 3\omega_0 t + \dots \quad (1.5a)$$

$$+ b_1 \sin \omega_0 t + b_2 \sin 2\omega_0 t + b_3 \sin 3\omega_0 t + \dots$$

Cette relation peut également s'écrire sous une autre forme plus concise :

$$s(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega_0 t + b_n \sin n\omega_0 t) \quad (1.5b)$$

La fréquence  $f_0$  associée à la pulsation  $\omega_0 = 2\pi f_0$  est appelée *fondamentale*, alors que les fréquences associées aux pulsations  $2\omega_0, 3\omega_0, \dots$ , prennent le nom d'*harmoniques* (respectivement deuxième, troisième harmonique, etc.). Le membre de droite de la relation 1.5 (a ou b) est appelé *développement en série de Fourier* de la fonction  $s(t)$ , du nom du mathématicien français Joseph Fourier (1768-1830) qui proposa cette représentation au début du XIX<sup>e</sup> siècle. Une autre forme, équivalente à la précédente, permet de ne conserver, au choix, que des termes en sinus ou en cosinus; la forme en sinus s'écrit :

$$s(t) = S_0 + \sum_{n=1}^{\infty} S_n \sin(n\omega_0 t + \varphi_n) \quad (1.6)$$

où les coefficients  $S_n$  et les déphasages  $\varphi_n$ , avec  $n > 0$ , sont reliés aux coefficients  $a_n$  et  $b_n$  apparaissant dans la relation 1.5b par :

$$S_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad (1.7a)$$

et :

$$\varphi_n = \tan^{-1} \left( \frac{a_n}{b_n} \right) \quad (1.7b)$$

la valeur de l'angle, parmi les deux que fournit la fonction  $\tan^{-1}$ , étant choisie de telle sorte que le signe de  $\sin \varphi_n$  soit le même que celui de  $a_n$ .

La détermination des coefficients de la série de Fourier pour une fonction donnée exige le recours au calcul intégral; les tables de mathématiques et les ouvrages portant sur l'analyse de Fourier donnent les coefficients pour bon nombre de fonctions usuelles. Il existe également des appareils électroniques qui fournissent, à partir d'un signal d'entrée périodique, les amplitudes des premiers coefficients de la série de Fourier correspondante.

Les instruments de musique produisent des vibrations sonores dont la dépendance temporelle ressemble à celle qui est illustrée à la figure 1.10; la fondamentale correspond à la note fournie par l'instrument, par exemple la note « la » à 440 Hz. L'importance relative des harmoniques est un des principaux éléments qui distinguent les sonorités des divers instruments. À l'inverse, on arrive à reproduire électroniquement le son des instruments de musique en ajustant les amplitudes et les déphasages des signaux produits par plusieurs oscillateurs dont les fréquences sont des multiples de la fondamentale; c'est le principe de base des synthétiseurs.

Les figures 1.11 à 1.14 montrent quelques fonctions périodiques simples et les trois premiers termes de leur développement en série de Fourier. Notez que toutes les fonctions ont une amplitude égale à l'unité, et que leur symétrie s'exprime en une série de Fourier contenant uniquement des termes en sinus ou, si nous retenons la relation 1.6, des angles de phase nuls.

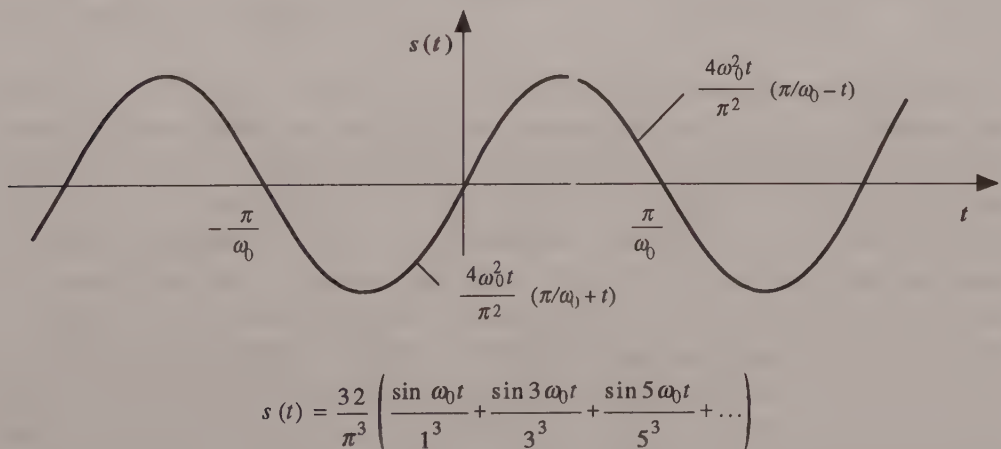


FIGURE 1.11

APPROXIMATION D'UN SIGNAL SINUSOÏDAL ET SON DÉVELOPPEMENT EN SÉRIE DE FOURIER.

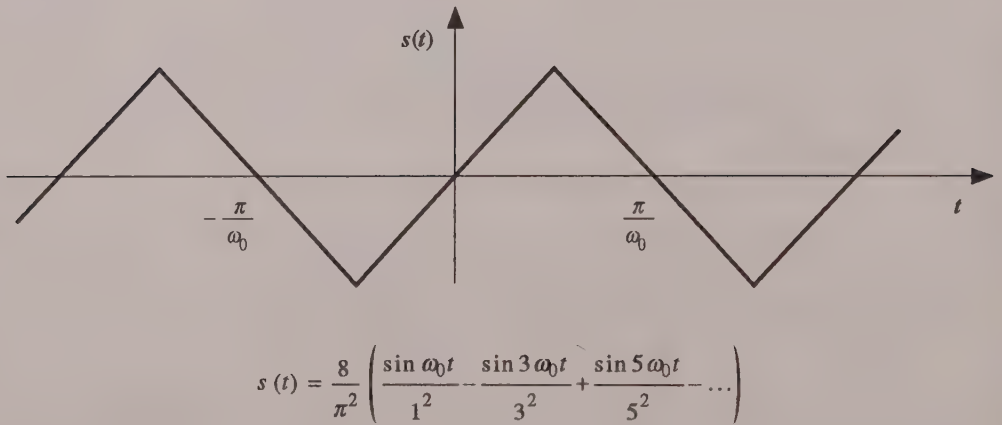


FIGURE 1.12

SIGNAL TRIANGULAIRE ET SON DÉVELOPPEMENT EN SÉRIE DE FOURIER.

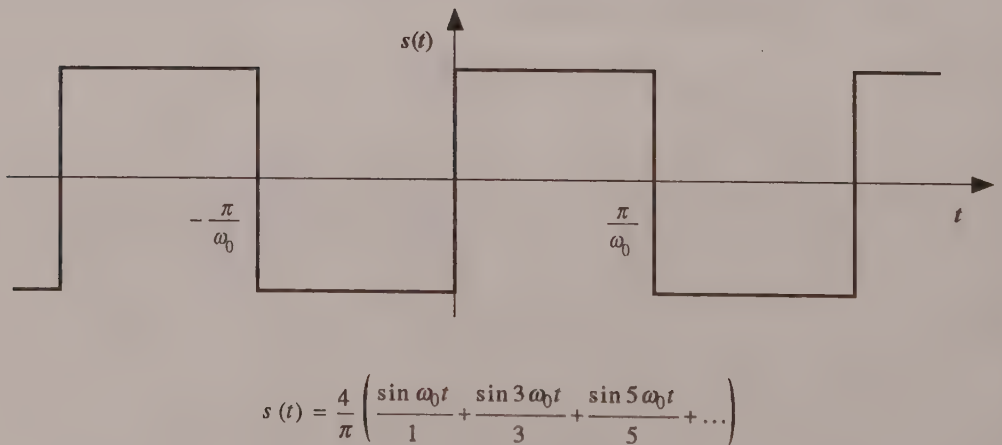


FIGURE 1.13

SIGNAL CARRÉ ET SON DÉVELOPPEMENT EN SÉRIE DE FOURIER.

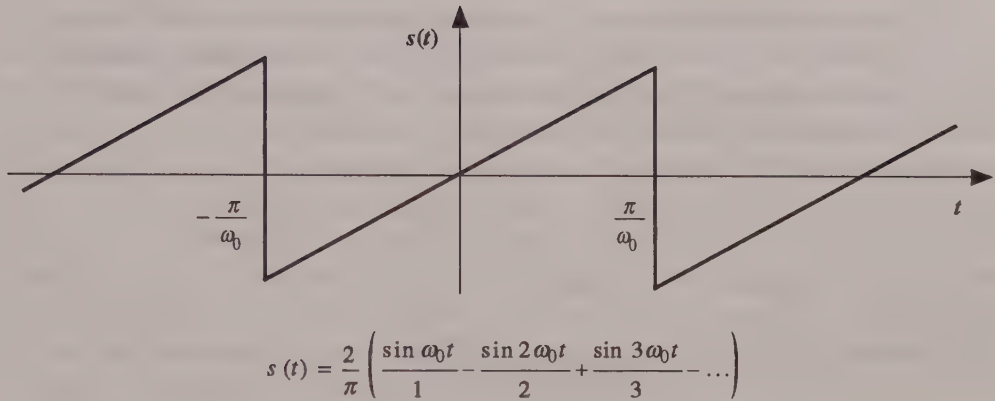


FIGURE 1.14

SIGNAL EN DENTS DE SCIE ET SON DÉVELOPPEMENT EN SÉRIE DE FOURIER.

Nous voyons bien sur ces quatre figures que plus la fonction présente un profil abrupt, plus les harmoniques supérieures sont importantes. En effet, pour le signal régulier de la figure 1.11, l'amplitude de la 5<sup>e</sup> harmonique est 125 fois plus faible (5<sup>3</sup>) que celle de la fondamentale (1<sup>3</sup>); ce rapport n'est que de 25 (5<sup>2</sup>) pour le signal triangulaire (figure 1.12) et de 5 pour le signal carré et le signal en dents de scie (3<sup>e</sup> terme pour la série de la figure 1.13 et 5<sup>e</sup> terme, non représenté, pour celle de la figure 1.14). En règle générale, plus une fonction présente des variations rapides, plus son contenu en fréquences élevées est important.

Pour des raisons tant d'ordre pratique que théorique, les fonctions périodiques décrivant des phénomènes physiques ne contiennent généralement qu'un nombre fini d'harmoniques : les fréquences ne peuvent dépasser une valeur maximale, de sorte que les fonctions correspondent à des séries de la forme 1.5 ou 1.6 contenant un nombre limité de termes. Par exemple, un synthétiseur ne peut générer qu'un certain nombre d'harmoniques. Dans ces conditions, la série de Fourier tronquée constitue une représentation *approximative* de la fonction théorique qui, elle, contiendrait un nombre infini de fréquences. Cette approximation est d'autant meilleure que le nombre de termes conservés est grand et que l'amplitude des coefficients des fréquences élevées est modeste. La figure 1.15 illustre, pour le signal carré, l'accroissement de la qualité de l'approximation obtenue en augmentant le nombre de termes retenus dans la série. Vous noterez toutefois qu'en dépit du fait que la qualité de l'approximation augmente

avec le nombre de termes, il existe toujours des points autour desquels sa valeur dépasse de façon notable (environ 17 %) celle de la fonction théorique. Comme le montre la figure, l'augmentation du nombre de termes ne fait que rétrécir la région entourant ces maxima, sans en diminuer l'amplitude.

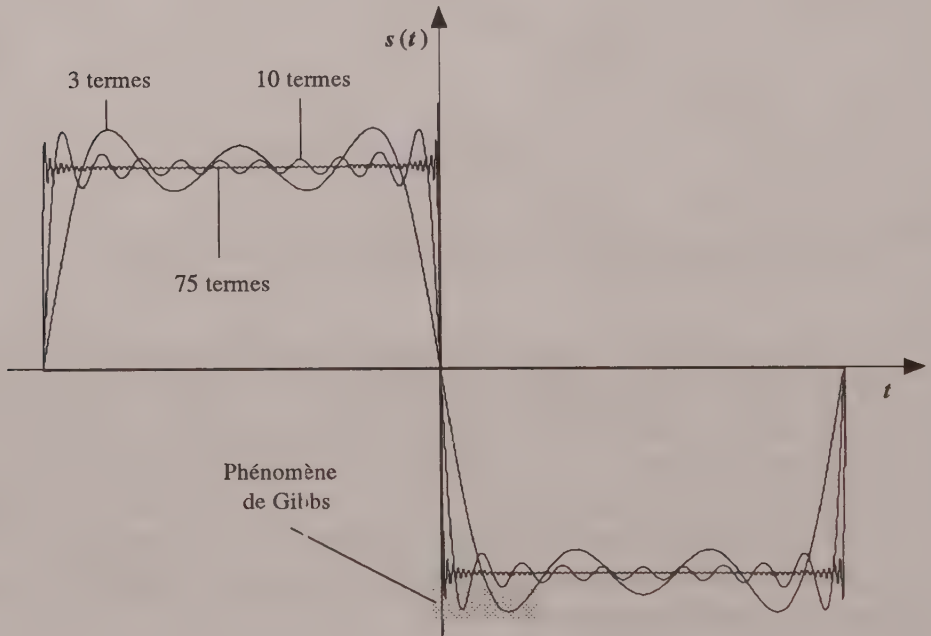


FIGURE 1.15

APPROXIMATION D'UN SIGNAL CARRÉ PAR DES SÉRIES DE FOURIER TRONQUÉES.

Cette situation, appelée *phénomène de Gibbs*, se rencontre dans tous les cas où la fonction (ou sa pente) passe brusquement, en certains points, d'une valeur à une autre. La présence de maxima excédant la valeur extrême de la fonction théorique est susceptible de causer des problèmes, par exemple lorsque le système possède une amplitude limite au-delà de laquelle des dommages peuvent survenir. Il est toutefois possible de réduire l'effet de ce phénomène en modifiant légèrement les coefficients de la série de Fourier (tronquée). La nouvelle approximation s'éloigne alors davantage, en moyenne, de la fonction théorique, mais l'écart maximal en un point peut être considérablement réduit.

Cette possibilité de représenter toute fonction périodique à partir d'une série de termes de fréquences croissantes fournit une autre façon de décrire une telle fonction. En effet, au lieu de donner son expression ou sa représentation graphique dans un intervalle de  $2\pi/\omega_0$  correspondant à la période, nous pouvons spécifier la valeur des coefficients des termes de la série, et des déphasages s'il y a lieu. Cet ensemble de valeurs, qui forme aussi une fonction notée  $S(\omega)$ , est appelé *spectre* de la fonction et sa représentation graphique porte le nom de *représentation spectrale* de la fonction. Pour une fonction périodique, le spectre forme une fonction dite *discrète*, c'est-à-dire une fonction qui vaut zéro pour toutes les valeurs de son argument, sauf pour des valeurs précises qui peuvent être en nombre fini ou infini. La donnée de ce spectre détermine complètement la fonction, aussi bien que la donnée de la fonction elle-même.

Le cas le plus simple est celui d'une fonction sinusoïdale pure, qui ne comporte qu'une seule fréquence. Ainsi, le spectre de la fonction  $\sin \omega_0 t$  sera constitué d'une seule valeur différente de zéro, à  $\omega = \omega_0$ , comme l'illustre la figure 1.16.

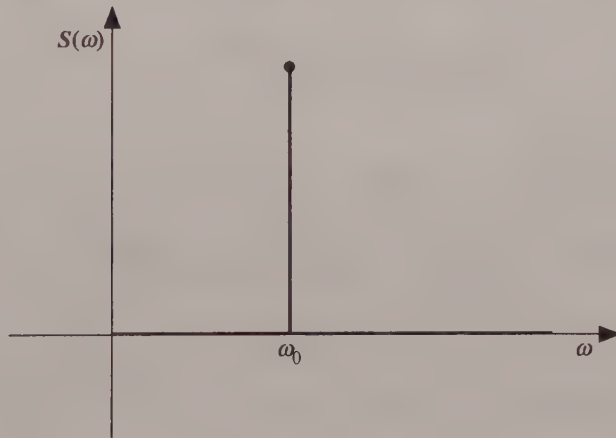


FIGURE 1.16

SPECTRE DE LA FONCTION  $S(t) = \sin \omega_0 t$ .

Pour une fonction périodique quelconque, le spectre sera formé d'une série de points, chacun correspondant au coefficient d'un terme de la série de Fourier qui représente la fonction. La figure 1.17 présente les spectres de quatre fonctions illustrées aux figures 1.11 à 1.14. Remarquons, pour des fonctions qui présentent des variations de plus en plus brusques, l'accroissement de la contribution relative des harmoniques supérieures.

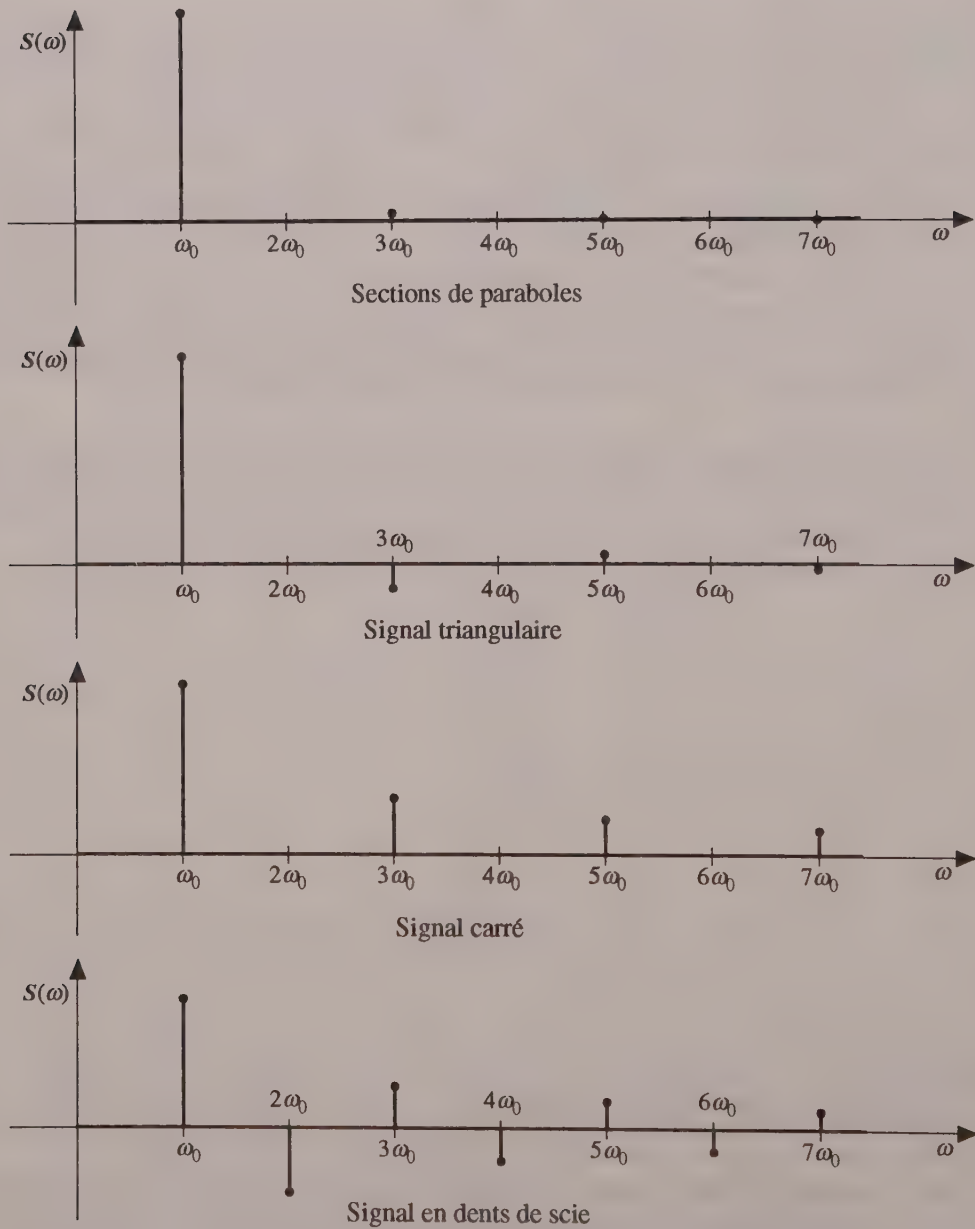


FIGURE 1.17

SPECTRES DES FONCTIONS ILLUSTRÉES AUX FIGURES 1.11 À 1.14.

## 1.4 SPECTRE D'UNE FONCTION NON PÉRIODIQUE

Nous pouvons aller encore plus loin qu'à la section précédente et généraliser à toute fonction, périodique ou non, le principe de la représentation d'une fonction par une somme de fonctions sinusoïdales. Cette fois, au lieu d'effectuer une somme discrète de termes de fréquences données – la fondamentale et ses multiples –, il faut faire la sommation des termes correspondant à *toutes* les fréquences allant de zéro à l'infini. Chaque fréquence est affectée d'une amplitude dont la valeur, définie pour toute valeur de  $\omega$ , constitue la donnée de la fonction  $S(\omega)$  décrivant le spectre de la fonction. Mathématiquement, ce type de sommation correspond à une *intégration*, et la série de Fourier devient ce que l'on appelle la *transformée de Fourier*, qui s'exprime sous l'une des deux formes suivantes, analogues à celles données en 1.5b et en 1.6 :

$$s(t) = \int_0^{\infty} [A(\omega) \cos \omega t + B(\omega) \sin \omega t] d\omega \quad (1.8)$$

$$s(t) = \int_0^{\infty} S(\omega) \sin [\omega t + \varphi(\omega)] d\omega \quad (1.9)$$

où le symbole d'intégration, muni des bornes appropriées, signifie qu'on additionne les contributions d'une infinité de fréquences  $\omega$  comprises entre 0 et l'infini, chacune étant affectée d'une amplitude  $A(\omega)$  ou  $B(\omega)$ , ou encore, lorsqu'on utilise la relation 1.9, d'une amplitude  $S(\omega)$  et d'un angle de phase  $\varphi(\omega)$ .

En nous inspirant des propriétés des spectres discrets des fonctions périodiques, nous pouvons appréhender certaines propriétés des spectres continus des fonctions non périodiques.

### *Première propriété*

*Plus une fonction présente des variations rapides, plus son spectre contiendra une part importante de hautes fréquences, et vice versa.*

La figure 1.18 illustre ce lien pour une fonction qui possède la propriété intéressante d'être sa propre transformée de Fourier, c'est-à-dire que la fonction mathématique  $S(\omega)$

qui représente son spectre est la même que la fonction  $s(t)$ ; il s'agit de la gaussienne :

$$s(t) = e^{-t^2/a^2} \quad (1.10a)$$

dont la transformée de Fourier est donnée par :

$$S(\omega) = C e^{-a^2\omega^2/4} \quad (1.10b)$$

où  $C$  est une constante.

On constate, tant à partir des équations que des graphiques de la figure 1.18, qu'une impulsion gaussienne de longue durée (donc pour laquelle la variation temporelle est plus lente) possèdera un spectre plus étroit, ce qui exige une plus grande proportion de basses fréquences. Inversement, une impulsion gaussienne de courte durée (variation temporelle rapide) requiert un plus grand apport de hautes fréquences.

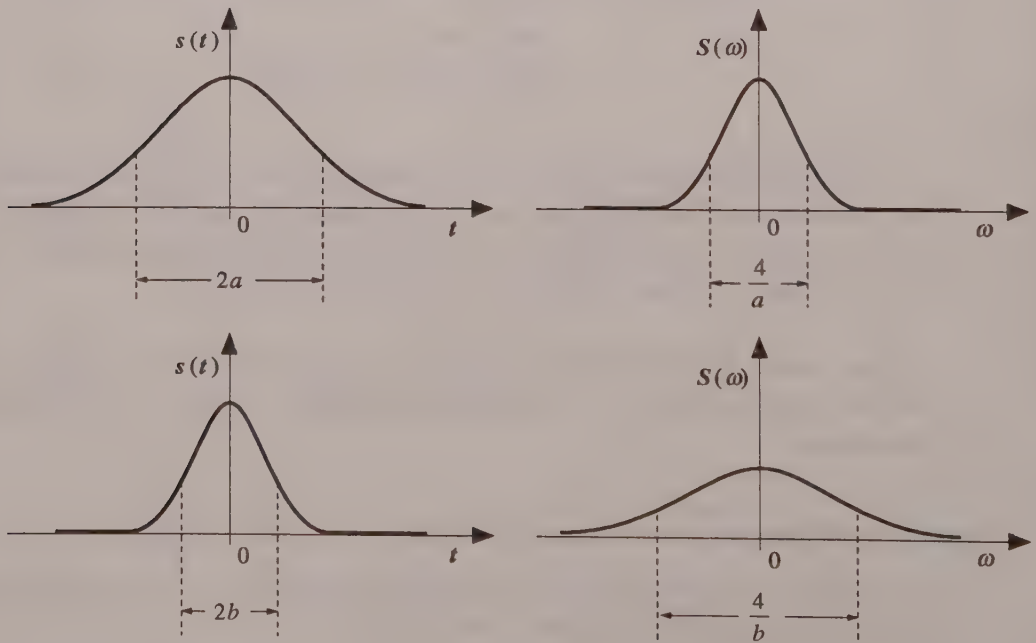


FIGURE 1.18

DEUX GAUSSIENNES DE LARGEURS DIFFÉRENTES ET LEUR SPECTRE.

Le même phénomène peut être observé à la figure 1.19 qui montre le spectre d'une impulsion rectangulaire de durée  $a$ , dont la transformée de Fourier est donnée par la fonction :

$$S(\omega) = \frac{\sin(a\omega/2)}{a\omega/2} \quad (1.11)$$

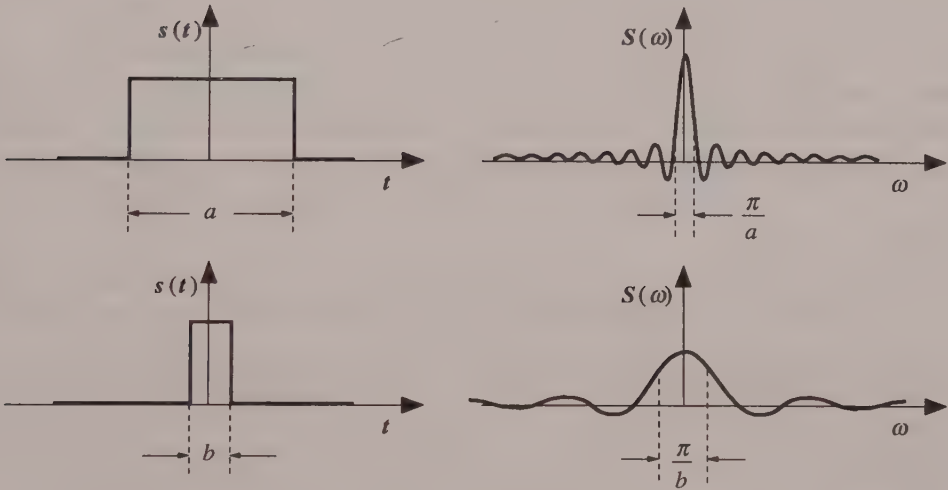


FIGURE 1.19

IMPULSIONS RECTANGULAIRES DE LARGEURS DIFFÉRENTES ET LEUR SPECTRE.

Finalement, une dernière forme d'impulsion mérite notre attention : il s'agit de l'impulsion à décroissance exponentielle, illustrée à la figure 1.20 :

$$s(t) = e^{-t/a} \quad (t > 0)$$

dont la transformée de Fourier est donnée par la courbe dite de Lorentz ou lorentzienne :

$$S(\omega) = \frac{a}{\sqrt{a^2 + \omega^2}}$$

Cette forme d'impulsion est caractéristique des mouvements ou des signaux *amortis* ou *atténués*, c'est-à-dire dont l'amplitude diminue avec le temps : à cause du frottement dans le cas d'un mouvement d'objet, ou de l'absorption dans le cas d'un signal.

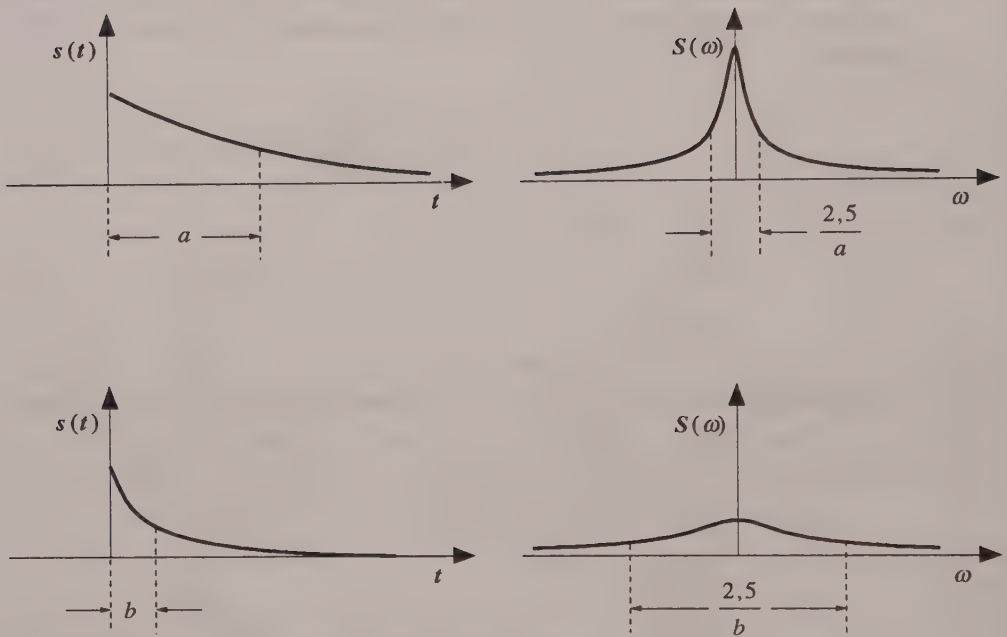


FIGURE 1.20

*IMPULSIONS À DÉCROISSANCE EXPONENTIELLE ET LEUR SPECTRE.*

Remarquons encore une fois que le spectre d'une impulsion plus courte contient davantage de hautes fréquences et est donc plus étalé. Cette relation inverse entre la durée d'une impulsion et la largeur de son spectre est tout à fait générale et se révèle d'une importance capitale pour la transmission de l'information. Elle peut s'exprimer mathématiquement de la façon suivante :

$$\Delta\omega \Delta t \geq K \quad (1.12)$$

où  $\Delta\omega$  désigne la largeur du spectre,  $\Delta t$  la durée de l'impulsion et  $K$  une constante, dont la valeur précise, de l'ordre de l'unité, dépend de la façon dont on définit la durée et la largeur de bande. Cette relation implique que pour une durée  $\Delta t$  donnée, la largeur de bande doit nécessairement être supérieure à une valeur  $\Delta\omega$  donnée par  $K/\Delta t$ . De la même façon, elle signifie qu'une impulsion pour laquelle la largeur de bande est  $\Delta\omega$  aura obligatoirement une durée  $\Delta t$  supérieure à  $K/\Delta\omega$ .

### Deuxième propriété

Plus une fonction se rapproche d'une fonction périodique, plus son spectre ressemble à celui de cette fonction, c'est-à-dire à un spectre discret.

Le cas le plus simple est celui d'une fonction sinusoïdale  $s(t)$  à pulsation  $\omega_0$  bien déterminée, mais dont l'amplitude devient nulle au-delà d'un certain nombre de cycles. Si le nombre de cycles est très grand, le spectre ressemblera à s'y méprendre à celui de la fonction  $\sin \omega_0 t$ , soit une pulsation unique (premier graphique de la figure 1.21). À mesure que le nombre de cycles diminue, la pulsation unique est remplacée par un éventail croissant de pulsations, donc de fréquences, appelé aussi *bande spectrale* ou *bande de fréquences*, centré à la pulsation  $\omega_0$ , comme l'indiquent les deux autres graphiques de la figure 1.21. Nous retrouvons à nouveau le lien déjà établi entre la durée (limitée) d'une impulsion et la largeur de son spectre.

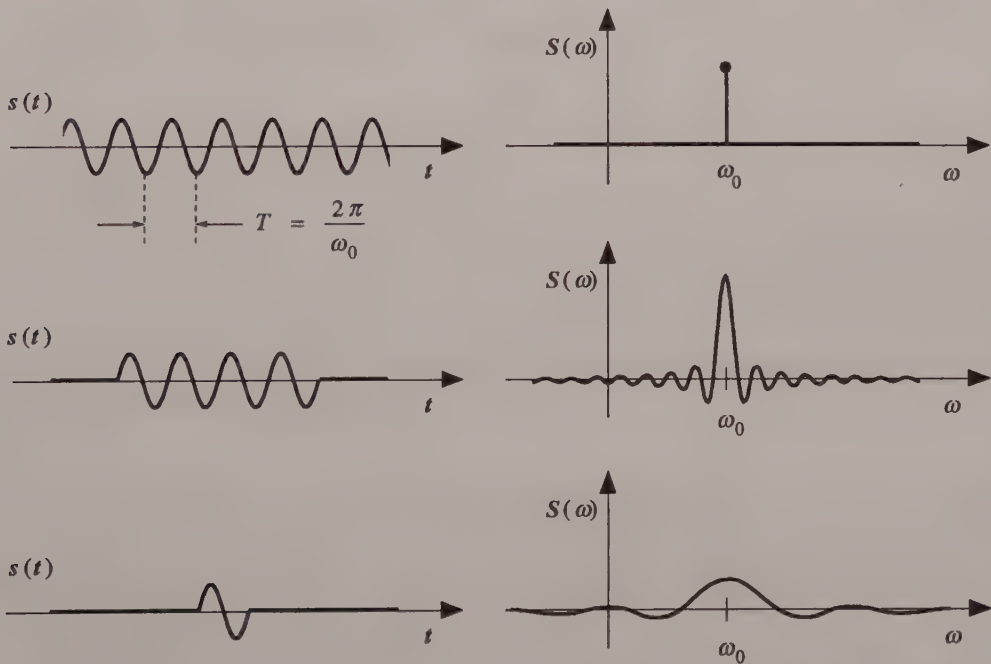


FIGURE 1.21

ÉLARGISSEMENT DE LA BANDE SPECTRALE D'UNE FONCTION SINUS DE DURÉE LIMITÉE LORSQUE LE NOMBRE DE CYCLES DIMINUE.

En revenant à la figure 1.19, nous remarquons que la forme de la distribution de fréquences de cette bande est celle de la transformée de Fourier d'une impulsion rectangulaire. Il s'agit là d'une conséquence d'une propriété des transformées de Fourier, selon laquelle la transformée de Fourier du produit de deux fonctions est donnée par une opération appelée *convolution* des transformées des deux fonctions. Le résultat de cette opération est très facile à évaluer lorsqu'une des fonctions est périodique, et donc que son spectre est formé d'un ensemble discret de points. Dans ce cas, l'opération de convolution consiste à remplacer chacun des points du spectre discret de la fonction périodique par la transformée de Fourier de l'autre fonction, centrée à la fréquence correspondant à ce point et incluant les fréquences négatives. La forme de la bande de fréquence centrée à  $\omega_0$ , dans la figure 1.21, s'explique donc aisément si nous considérons qu'une fonction sinus qui dure un nombre limité de cycles est équivalente, comme le montre la figure 1.22, au produit d'une fonction sinus de durée infinie ( $\sin \omega_0 t$ ) et d'une fonction rectangle  $r(t)$ , dont le spectre était illustré à la figure 1.19.

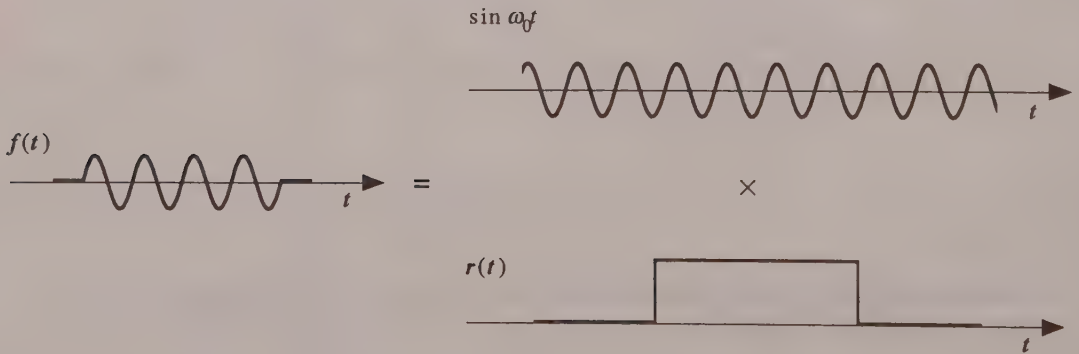


FIGURE 1.22

ÉQUIVALENCE D'UNE FONCTION SINUS DE DURÉE LIMITÉE AVEC UNE FONCTION RECTANGULAIRE.

## 1.5 LES FONCTIONS QUASI PÉRIODIQUES

Une dernière catégorie de fonctions, très importante pour la transmission de l'information, est formée par les fonctions de durée non limitée dont l'allure se rapproche

beaucoup d'une fonction sinusoïdale à fréquence déterminée. Nous pouvons déjà soupçonner que le spectre de ces fonctions sera contenu à l'intérieur d'une bande relativement étroite autour de la pulsation  $\omega_0$  de la fonction sinusoïdale de référence; cette question sera abordée plus en détail au chapitre 3.

L'étude de ces fonctions demande de redéfinir certaines des notions présentées au début de ce chapitre. Considérons la fonction :

$$s(t) = A(t) \cos [\varphi(t)] \quad (1.13)$$

où la fonction  $A(t)$  désigne l'amplitude de  $s(t)$ . Dans ce contexte, l'argument du cosinus, soit la fonction  $\varphi(t)$ , est appelé la phase de la fonction  $s(t)$ .

Comme nous l'avons vu au début du chapitre, la fonction  $s(t)$  est périodique si l'amplitude  $A(t)$  est constante et si la phase est donnée par :

$$\varphi(t) = \omega_0 t + \varphi_0 \quad (1.14)$$

La figure 1.23 illustre graphiquement le lien entre le comportement de cette phase dite *linéaire*, représentée par une droite de pente  $\omega_0$ , et celui de la fonction périodique correspondante. Pour comprendre ce lien, il suffit de se rendre compte que la fonction effectue une oscillation à chaque fois que la phase augmente de  $2\pi$ . Nous constatons alors facilement que plus la pente de la droite représentant la phase est grande, plus la fonction oscillera rapidement.

Nous possédons maintenant tous les éléments permettant de définir et d'étudier les *fonctions quasi périodiques*. Ce sont des fonctions définies par la relation 1.13 pour lesquelles l'amplitude  $A(t)$  et la pente de la phase  $\varphi(t)$  varient très peu durant un intervalle de temps égal à une période d'oscillation ou, ce qui est équivalent, correspondant à une variation de  $2\pi$  de la phase. Pour chaque cycle, la fonction conservera, à toutes fins utiles, sa forme sinusoïdale à laquelle une amplitude et une pulsation déterminées pourront être associées. On appelle *fréquence instantanée* en un temps  $t$  la fréquence associée à cette pulsation qui est égale à la pente de la phase  $\varphi(t)$  autour de cet instant.

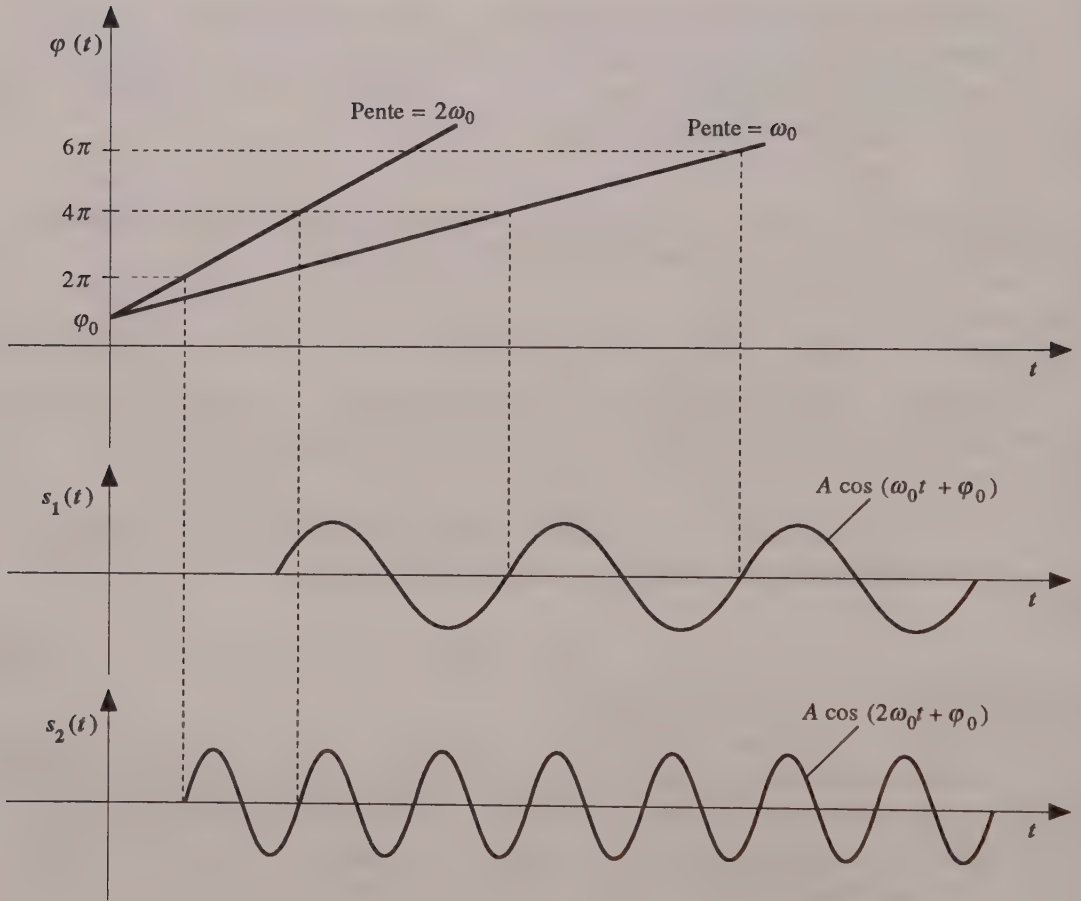


FIGURE 1.23

LIEN ENTRE LA PENTE DE LA PHASE  $\varphi(t)$  ET LA PÉRIODE D'OSCILLATION DE LA FONCTION  $\cos \varphi(t)$ .

La figure 1.24 montre une fonction quasi périodique dont la fréquence instantanée est constante mais dont l'amplitude varie lentement; nous voyons que les maxima et minima de la fonction épousent une forme appelée *enveloppe*, identique à celle de la fonction  $A(t)$ . Par ailleurs, la figure 1.25 illustre le cas où, l'amplitude demeurant constante, c'est la pente de la phase qui varie, lentement toujours; en B, la pente de la phase est plus faible qu'en A, ce qui correspond à une fréquence instantanée inférieure.

Notez que dans les deux schémas, la rapidité de la variation a été exagérée afin de rendre plus visible le lien entre les graphiques; cette variation devrait normalement être très faible durant un intervalle où la phase varie de  $2\pi$ .

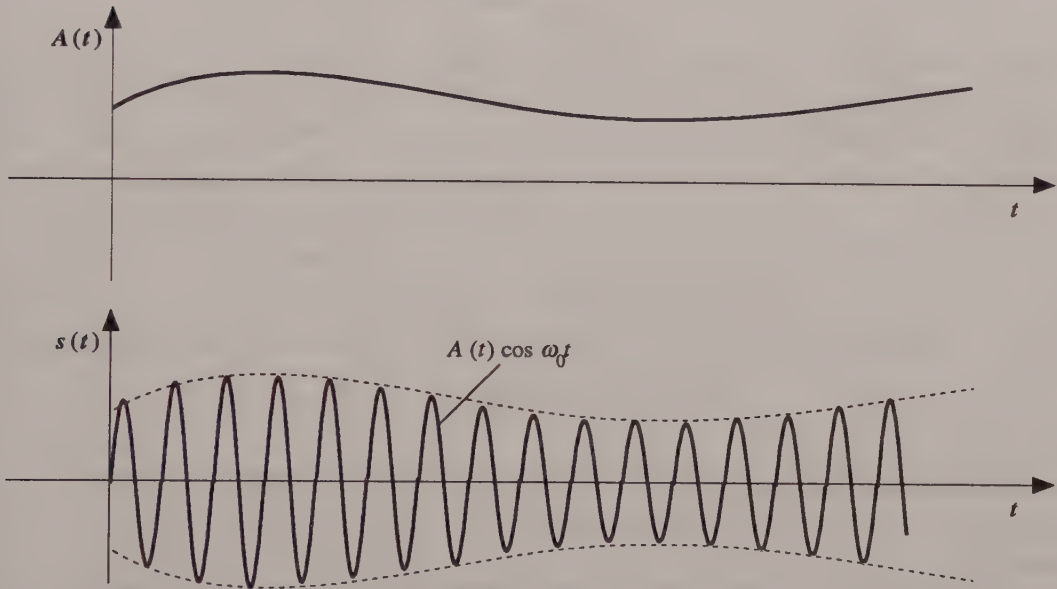


FIGURE 1.24

FONCTION QUASI PÉRIODIQUE D'AMPLITUDE VARIABLE.

## 1.6 LES FILTRES ET LA FONCTION DE TRANSFERT

La méthode de décomposition spectrale des signaux décrite plus haut est essentielle lorsque nous désirons connaître l'effet sur les signaux des systèmes qui les traitent ou les transmettent. Dans la plupart des situations, ces effets sont différents pour les diverses fréquences que contient un signal : certaines fréquences sont mieux transmises, alors que d'autres sont atténuées, voire complètement éliminées. De plus, les diverses fréquences subissent, au passage dans un système, des changements de phase différents.

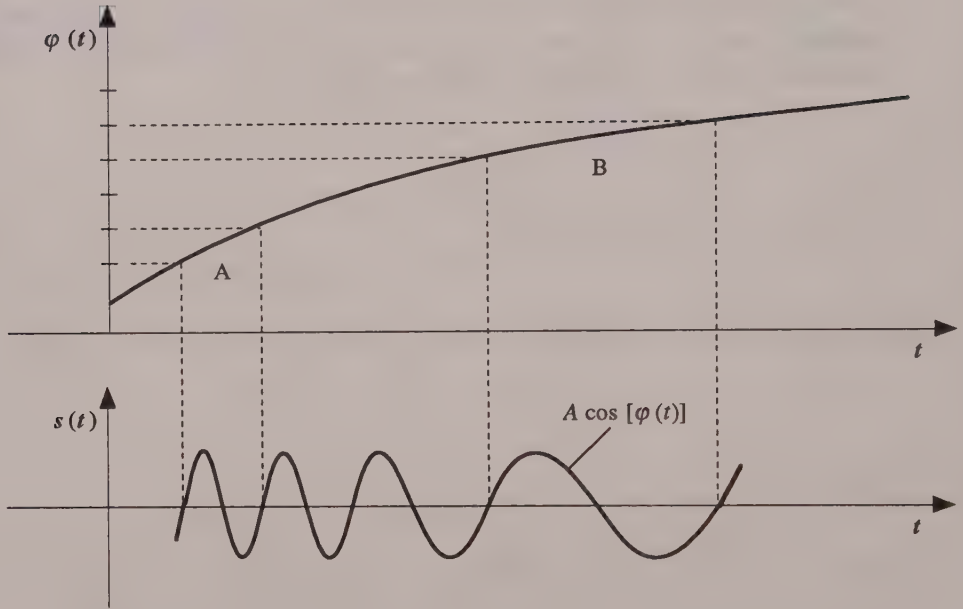


FIGURE 1.25

LIEN ENTRE LA PENTE DE LA PHASE D'UNE FONCTION QUASI PÉRIODIQUE ET SA FRÉQUENCE INSTANTANÉE.

Pour décrire ces propriétés, on peut considérer que ces systèmes agissent comme des *filtres* en fréquence, appelés aussi *filtres spectraux*. La fonction mathématique qui représente l'effet d'un filtre est appelée *fonction de transfert*. Voyons comment sont définies et reliées mathématiquement ces notions.

Soit un signal sinusoïdal pur de pulsation  $\omega_0$  qui constitue le *signal d'entrée* d'un système :

$$s_e(t) = A \cos \omega_0 t$$

À la suite de son passage à travers le système, ce signal aura été modifié, tant en amplitude qu'en phase, pour devenir le signal de sortie :

$$s_s(t) = T(\omega_0) A \cos [(\omega_0 t + \varphi(\omega_0))]$$

où  $T(\omega_0)$  et  $\varphi(\omega_0)$  sont respectivement l'amplitude et la phase, à la pulsation  $\omega_0$ , de la fonction de transfert du filtre. La fonction de transfert sera donc caractérisée par deux fonctions mathématiques,  $T(\omega)$  et  $\varphi(\omega)$ , qui décrivent l'effet du système pour l'ensemble des fréquences.

Dans le cas d'un signal (périodique ou non) autre que sinusoïdal, le résultat du passage dans un filtre consistera en une modification du spectre en fonction des caractéristiques du filtre pour chacune des fréquences. Si le spectre du signal entrant dans le système est donné, en amplitude, par  $S_e(\omega)$  et, en phase, par  $\varphi_e(\omega)$ , le spectre du signal à la sortie sera donné, en amplitude, par :

$$S_s(\omega) = S_e(\omega) \cdot T(\omega)$$

et, en phase, par :

$$\varphi_s(\omega) = \varphi_e(\omega) + \varphi(\omega)$$

La forme du signal de sortie  $s_s(t)$  sera obtenue en combinant les fréquences du spectre modifié à l'aide des relations 1.6 pour un spectre discret ou 1.9 pour un spectre continu.

On distingue trois grandes catégories de filtres selon la façon dont ceux-ci modifient les diverses fréquences du spectre du signal d'entrée : les filtres passe-haut, les filtres passe-bas et les filtres passe-bande.

- Les *filtres passe-haut* sont des filtres qui atténuent les basses pulsations ou fréquences; l'amplitude de la fonction de transfert d'un filtre de ce type, qui atténue les pulsations inférieures à  $16\omega_0$ , est illustrée à la figure 1.26a. Au passage dans ce filtre, un signal d'entrée conservera uniquement ses variations rapides. La figure 1.27b montre comment un signal carré, de pulsation  $\omega_0$ , modulé par une sinusoïde de faible amplitude et de fréquence  $21\omega_0$ , conserve, à la sortie du filtre, presque exclusivement la forme correspondant à la sinusoïde. Les quelques fluctuations que nous apercevons près des transitions brusques du signal carré sont dues aux pulsations supérieures à  $16\omega_0$  de la série de Fourier associée à ce signal. Notez que nous avons supposé, pour ce filtre comme pour le filtre passe-bas, que le changement de la phase du signal est indépendant de la fréquence.

- Les *filtres passe-bas* atténuent les hautes pulsations ou fréquences; l'amplitude de la fonction de transfert d'un tel filtre, qui atténue cette fois les pulsations supérieures à  $16\omega_0$ , est illustrée à la figure 1.26b. Après son passage dans ce filtre, un signal d'entrée conservera uniquement ses variations lentes. La figure 1.27c montre comment, après être passé dans le filtre, le même signal que précédemment perd maintenant toute trace de la sinusoïde et ne conserve que la forme correspondant aux premiers termes de la série de Fourier associée au signal carré.
- Les *filtres passe-bande* atténuent les fréquences situées à l'extérieur d'une gamme de fréquences appelée *bande passante* du filtre (notée  $L_b$ ), et transmettent sans atténuation notable les fréquences comprises dans cette bande. La fonction de transfert d'un filtre de ce type est illustrée à la figure 1.28. L'effet d'un filtre passe-bande sur un signal donné n'étant pas facile à interpréter, la situation correspondant à la figure 1.27 n'a pas été illustrée pour ce type de filtre.

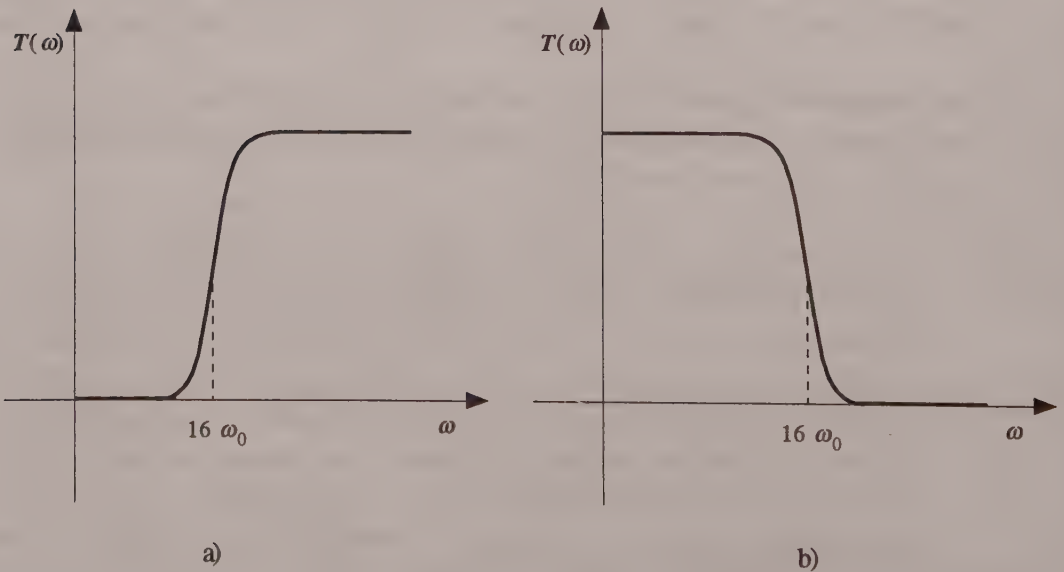
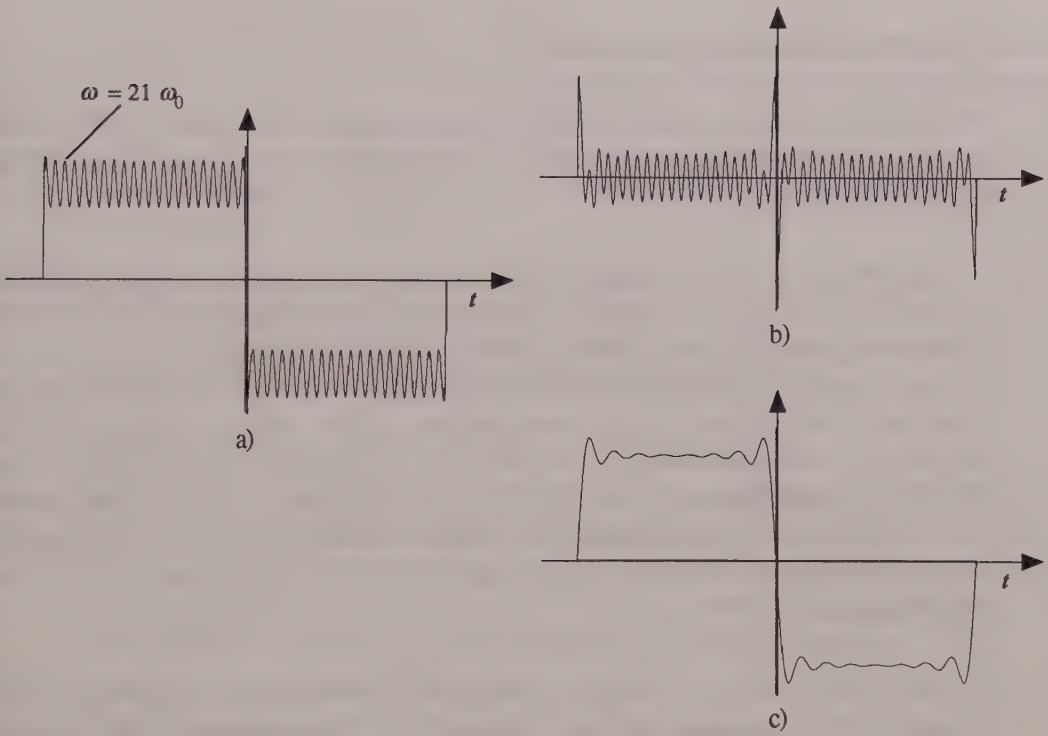
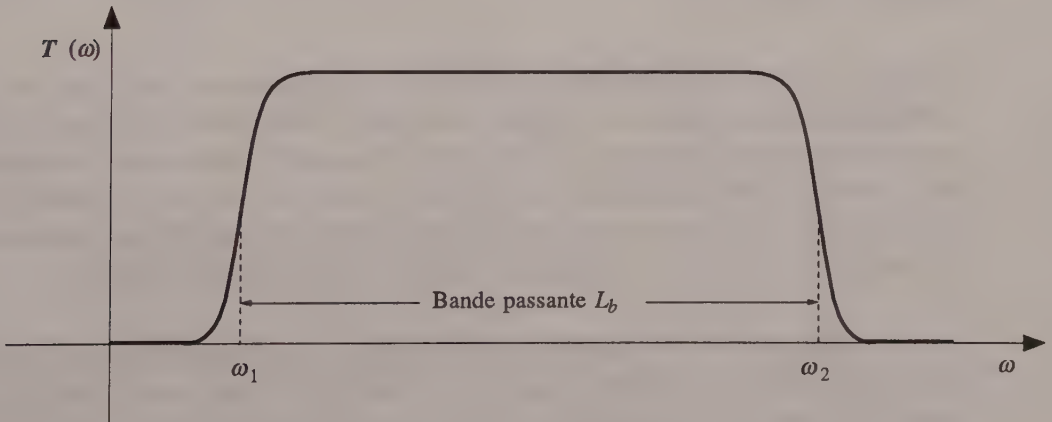


FIGURE 1.26

AMPLITUDE DES FONCTIONS DE TRANSFERT D'UN FILTRE PASSE-HAUT (a) ET PASSE-BAS (b).



**FIGURE 1.27**  
 EFFET, SUR UN SIGNAL RECTANGULAIRE MODULÉ, DES FILTRES PASSE-HAUT (b) ET PASSE-BAS (c).



**FIGURE 1.28**  
 FONCTION DE TRANSFERT D'UN FILTRE PASSE-BANDE.

## 1.7 PUISSANCE ET ÉNERGIE DU SIGNAL

Pour terminer cette étude des signaux et de leur représentation, une dernière question reste à aborder : celle de l'énergie et de la puissance du signal. Voyons d'abord en quoi consistent ces deux concepts.

La notion d'*énergie* est largement utilisée dans la vie courante. En effet, nous parlons de quelqu'un qui a beaucoup d'énergie, ou qui en dépense beaucoup; cette notion est généralement reliée à la capacité de réaliser un grand nombre de tâches. C'est un peu le même sens que nous retrouvons dans la notion de crise ou de conservation de l'énergie; l'énergie est associée à une certaine quantité de carburant, ou encore au niveau de l'eau dans les barrages hydroélectriques. Par ailleurs, la notion de *puissance* renvoie au rythme auquel les choses se font; une voiture avec un moteur plus puissant nous amènera plus vite à la vitesse limite permise, ou nous permettra de gravir une côte plus rapidement; un moteur moins puissant permet d'arriver au même résultat, mais plus lentement.

L'énergie est ce que nous facture la compagnie d'électricité; nous pouvons dire que chaque facture correspond à une petite quantité d'eau descendue du haut d'un barrage, ou à une certaine quantité de carburant brûlé pour produire l'électricité. Par ailleurs, la puissance correspond au rythme auquel nous avons utilisé cette énergie; une ampoule de 100 watts consomme de l'énergie à un rythme quatre fois plus rapide qu'une ampoule de 25 watts.

L'énergie, en physique, est une quantité reliée au mouvement des objets ou à la capacité de certains objets ou systèmes à accroître éventuellement la vitesse d'objets qui entrent en interaction avec eux. Cette capacité est généralement reliée à la position de ces objets ou à la configuration des systèmes avec lesquels ils entrent en interaction. Par exemple, l'eau d'un barrage peut, en descendant dans une conduite, venir mettre et maintenir en mouvement les pales d'une turbine génératrice d'électricité.

Une des particularités de l'énergie est qu'elle existe sous plusieurs formes, et qu'elle peut se transformer d'une forme à une autre, de sorte que l'énergie totale d'un système isolé de l'extérieur reste constante. Ainsi, un objet possèdera de l'énergie dite *cinétique* s'il se déplace à une certaine vitesse. Si nous le soulevons d'une certaine hauteur, il acquiert de ce fait la capacité d'atteindre une vitesse donnée, ce qui arrivera au moment

où nous le laisserons tomber. Si nous déposons l'objet sur un ressort et que nous comprimons celui-ci, l'objet pourra également, une fois le ressort relâché, atteindre une vitesse donnée. Une quantité donnée d'énergie est associée à chacune de ces situations. Aussi, des expressions mathématiques permettent de calculer la valeur de l'énergie en fonction de la vitesse ou de l'altitude d'un objet, ou encore de la compression d'un ressort.

De l'énergie est également associée à un signal : il peut s'agir de l'énergie reliée à la vitesse d'un objet (comme une bouée ou l'eau qui se déplace en surface), à l'intensité d'une source lumineuse ou du courant circulant dans une antenne.

L'énergie d'un signal limité dans le temps, comme ceux que nous avons illustrés aux figures 1.18 à 1.21, possède une valeur finie qui est proportionnelle à la surface entre la courbe  $s^2(t)$  et l'axe  $t$ , appelée aussi surface sous la courbe et illustrée à la figure 1.29. On peut montrer que cette valeur est aussi proportionnelle à la surface sous la courbe représentant le carré du spectre, soit la fonction  $S^2(\omega)$ ; cette courbe est souvent appelée *spectre d'énergie* ou *spectre de puissance* du signal.

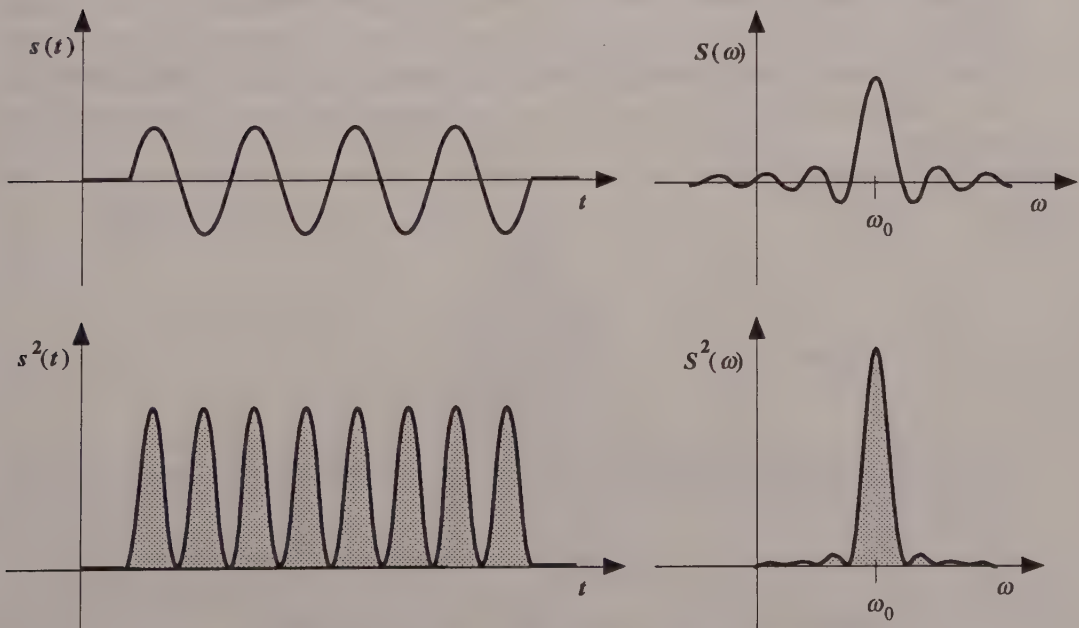


FIGURE 1.29

ÉNERGIE D'UN SIGNAL DE DURÉE LIMITÉE ET SON SPECTRE D'ÉNERGIE.

Cette propriété, qui est reliée à une propriété mathématique des transformées de Fourier, est intéressante dans la mesure où elle permet d'associer une fraction donnée de l'énergie totale du signal à une bande de fréquences donnée. Ainsi, nous pouvons déterminer, en évaluant, pour un signal donné, la proportion de l'aire sous la courbe  $S(\omega)$  comprise entre les fréquences  $\omega_1$  et  $\omega_2$ , la fraction de l'énergie totale du signal que transmettrait un filtre passe-bande caractérisé par cette bande de fréquences. Ainsi, comme le montre la figure 1.30, la fraction de l'énergie du signal transmise par le filtre passe-bande décrit à la figure 1.28 est proportionnelle à la fraction de la surface sous la courbe comprise à l'intérieur de la bande passante (aire ombragée).

L'énergie d'un signal périodique, qui par définition est d'une durée illimitée, est infinie. On a alors recours à la notion de puissance qui, nous l'avons vu, est le rythme auquel l'énergie est générée, transportée ou consommée. La puissance est alors proportionnelle à la surface sous la courbe  $s^2(t)$  pour une période d'oscillation, divisée par la période. La notion de surface sous la courbe n'a toutefois aucun sens dans le cas du spectre d'une fonction périodique, qui est formé d'une série de points. Nous pouvons tout de même, dans ce cas, identifier le carré des coefficients associés à chaque fréquence à l'énergie relative générée ou transportée à cette fréquence. Ainsi, la proportion d'énergie conservée lors du passage dans un filtre peut être évaluée en additionnant les carrés des coefficients des pulsations tels qu'ils ont été modifiés par le filtre et en comparant cette valeur avec la même sommation portant sur le spectre du signal d'entrée.

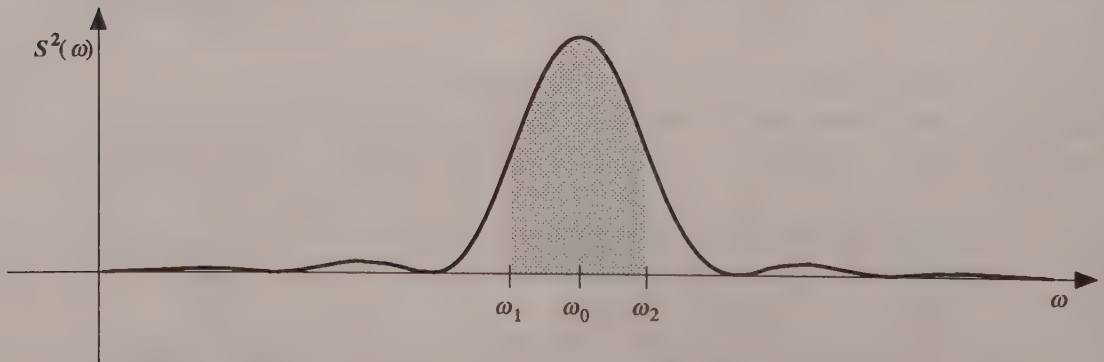


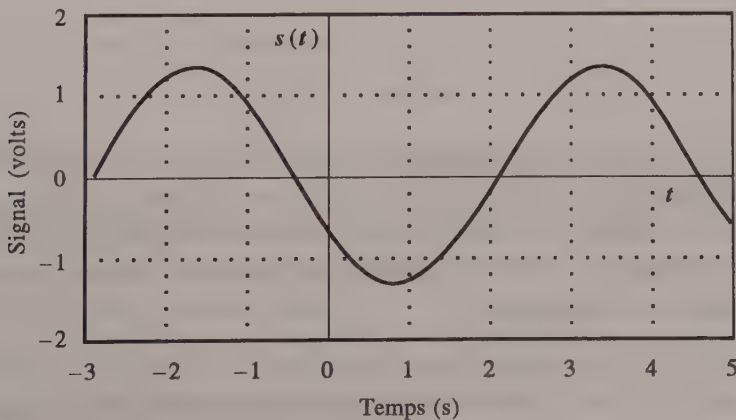
FIGURE 1.30

FRACTION (AIRE OMBRAGÉE / AIRE TOTALE) DE L'ÉNERGIE DU SIGNAL TRANSMISE PAR UN FILTRE PASSE-BANDE.

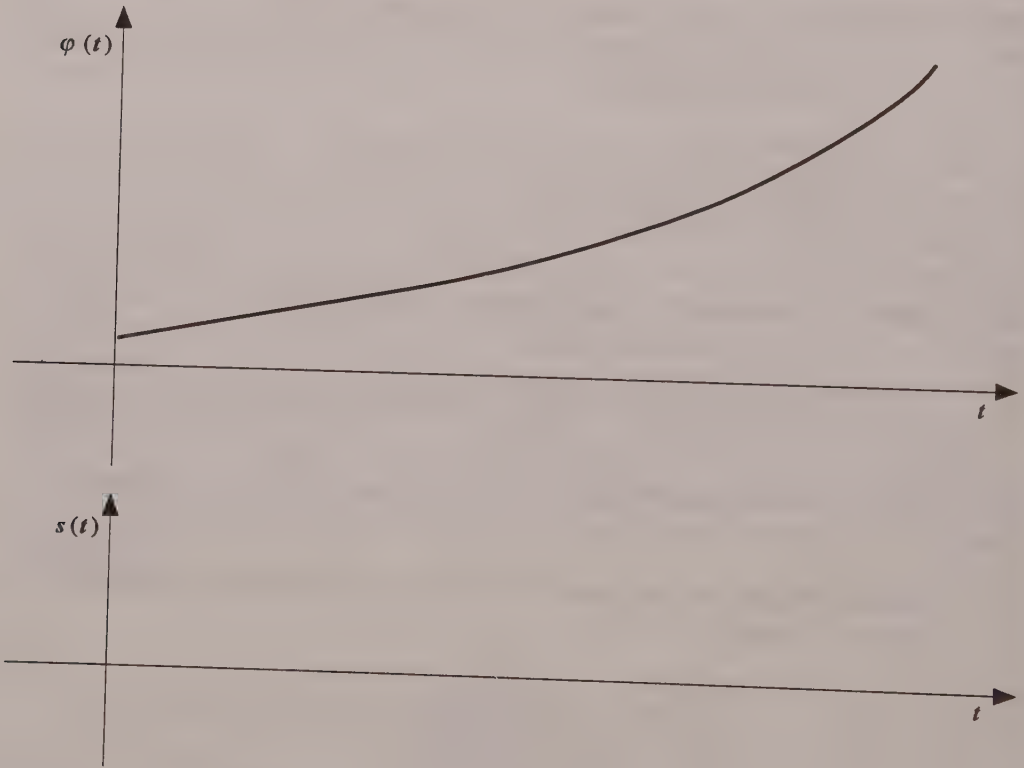
---

**EXERCICES**

- 1.1** Définissez, avec schéma à l'appui, les concepts suivants :
- fonction quasi périodique
  - spectre de puissance
  - filtre passe-bande
  - amplitude d'un signal
  - bande de fréquences
- 1.2** Établissez le lien entre la notion d'onde et celle de signal.
- 1.3** Qu'est-ce qui distingue, selon vous, un filtre passe-bas d'un filtre passe-haut?
- 1.4** Quelle est la fréquence d'un signal qui se répète à toutes les 10 secondes?
- 1.5** Déterminez, par examen, la valeur des trois caractéristiques fondamentales du signal illustré ci-dessous :



- 1.6 Quelle est la différence entre le concept d'énergie et celui de puissance? Dans quel cas associe-t-on à un signal un spectre de puissance plutôt qu'un spectre d'énergie?
- 1.7 Le graphique ci-dessous représente la phase d'un signal. Tracez approximativement, dans le plan  $[t, s(t)]$  donné, le graphique du signal.



- 1.8 Pour pouvoir transmettre des signaux sous forme de suites d'impulsions, il faut pouvoir générer des impulsions plus courtes que l'intervalle de temps séparant deux impulsions voisines. Si vous désirez transmettre des impulsions au taux de  $5 \times 10^8$  par seconde, quelle devra être la largeur minimale de la bande passante du système de transmission des signaux?
- 1.9 La fréquence d'un signal est 60 Hz. Quelle est la valeur de sa pulsation? de sa période?

**1.10** La série de Fourier sert à représenter une fonction théorique qui décrit un mouvement périodique.

- Dans quelles conditions cette représentation est-elle approximative?
- Comment peut-on améliorer cette approximation?
- Quel phénomène vient limiter en certains points la qualité de cette approximation, même améliorée?
- Comment peut-on contourner ce problème?

**1.11** L'étude des fonctions introduit la notion de spectre.

- Définissez cette notion.
- Pourquoi le spectre forme-t-il une fonction discrète dans le cas d'une fonction périodique?
- Quel lien existe-t-il entre la durée d'un signal et la largeur de son spectre?

**1.12** La représentation mathématique par série de Fourier peut se modifier pour devenir une transformée de Fourier.

- Quelle opération mathématique est utilisée pour effectuer cette transition?
- À quel type de fonction s'applique chacune des formulations?

**1.13** Considérons le signal d'expression analytique :

$$s(t) = 4 \sin(2t + \pi/4)$$

- Indiquez les valeurs des attributs fondamentaux de ce signal.
- Représentez dans un plan  $[t, s(t)]$  les variations de ce signal.
- Pour quelles valeurs de  $t$ , exprimées en radians et comprises entre  $-T$  et  $T$ , le signal coupe-t-il l'axe temporel?
- Pour quelles valeurs de  $t$ , exprimées en radians et comprises entre  $-T$  et  $T$ , le signal atteint-il son amplitude maximale (en valeur absolue)?

---

**BIBLIOGRAPHIE**

- R. N. BRACEWELL, *The Fourier Transform and Its Applications*, 2<sup>e</sup> éd., McGraw-Hill, New York, 1986.
- N. BENVENUTO, M. MARCHESI et A. UNCINI, « Applications of Simulated Annealing for the Design of Special Digital Filters », *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, vol. 40, n<sup>o</sup> 2, 1992, pp. 323-332.
- B. ENNING, « Matched Filter for Gbit/s Application », *IEEE Electronics Letters*, vol. 28, n<sup>o</sup> 1, 1992, pp. 96-99.
- CORNAFION, *Systèmes informatiques répartis, concepts et techniques*, Dunod, 1981.
- D. R. DOLE, *Data Communications : Facilities, Network and System Design*, Wiley, New York, 1980.
- R. L. FREEMAN, *Telecommunication Transmission Handbook*, 2nd edition, Wiley, New York, 1981.
- R. GLASGAL, *Techniques in Data Communications*, Artech House, Dedham, Massachusetts, 1983.
- D. HALLIDAY et R. RESNICK, *Mécanique*, Éditions du Renouveau pédagogique, Montréal, 1979, chap. 15.
- M. KUNT, *Techniques modernes de traitement numérique des signaux*, Collection technique et scientifique des télécommunications, vol. 1, Presses Polytechniques et Universitaires Romandes et CNET-ENST, 1991.
- H. F. V. LANDHINGHAM et J. A. CADZOW, *Signals, Systems and Transforms*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1985.

- J. E. MCNAMARA, *Technical Aspects of Data Communication*, 2nd edition, Digital Equipment Corp., Bedford, MA, 1982.
- S. S. NARAYAN et J. P. BURG, « Spectral Estimation of Quasi-periodic Data », *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, vol. 38, n° 3, 1990, pp. 458-470.
- P. O'LEARY et F. MALBERTI, « A Direct Digital Synthesizer with Improved Spectral Performance », *IEEE Transactions on Communications*, vol. 39, n° 7, 1991, pp. 1046-1048.
- S. PIERRE, *Réseaux locaux, fondements, implantation et études de cas*, Éditions Eyrolles, Paris, 1991.
- J. G. PROAKIS, *Digital Communications*, McGraw-Hill, New York, 1983.
- M. R. SPIEGEL, *Analyse de Fourier et application aux problèmes de valeurs aux limites*, Série Schaum, McGraw-Hill, Paris, 1980.
- W. STALLINGS, *Data and Computer Communications*, 3rd edition, McMillan, New York, 1990.
- K. A. STROUD, *Fourier Series and Harmonic Analysis*, Leckhampton (UK), Stanley Thorne, 1984.



CHAPITRE 2

*PROPAGATION DES ONDES*



Les ondes ne sont, dans un sens, rien de plus que des mouvements périodiques qui, se transmettant de proche en proche, permettent la propagation des signaux. Dans ce chapitre, nous appliquerons au phénomène des ondes les concepts avec lesquels, au chapitre précédent, nous avons décrit les phénomènes périodiques. Nous montrerons d'abord qu'une onde peut être considérée comme un mouvement périodique évoluant simultanément dans le temps et dans l'espace. Puis nous verrons, par le biais de la notion de vitesse d'une onde, comment ces deux concepts sont reliés, ce qui nous amènera à étudier la façon dont évolue une onde lorsqu'elle se propage dans divers milieux. Nous nous pencherons ensuite sur certaines propriétés des ondes se propageant dans l'espace, notamment les phénomènes qui se produisent lorsqu'une onde rencontre une interface entre deux milieux ou un obstacle, soit la *réflexion*, la *réfraction* et la *diffraction*. Finalement, nous aborderons le domaine de la propagation guidée, en nous intéressant plus particulièrement au cas de la fibre optique.

## 2.1 CARACTÉRISTIQUES ET REPRÉSENTATION DES ONDES

L'analyse mathématique d'une onde est axée sur celle de sa composante de base, le mouvement harmonique simple. Ainsi, le même formalisme qu'au chapitre précédent peut être utilisé, avec toutefois une variante importante : une onde sera maintenant considérée comme une quantité qui évolue non seulement dans le temps, mais également dans l'espace. En un point donné, la déformation ou perturbation du milieu correspond au mouvement harmonique que nous avons étudié; en un temps donné, cette perturbation varie de point en point dans la direction de propagation de l'onde, chaque point étant à un instant donné un peu en retard sur le précédent. Ce qui est intéressant, c'est que cette variation dans l'espace s'exprime de la même façon que la déformation en un point en fonction du temps, soit à l'aide d'une fonction sinusoïdale.

Supposons d'abord que l'onde se propage en ligne droite et que son amplitude ne varie pas; l'onde est alors dite à *une dimension*. En général, les ondes se propagent dans toutes les directions à la fois (songez aux vagues produites par l'objet jeté à l'eau ou au son émis par un haut-parleur) et, de ce fait, leur amplitude diminue pour tenir compte de la répartition de l'énergie dans un plus grand espace. Toutefois, la propagation à une dimension constitue une approximation valable lorsque l'on se trouve à

grande distance de la source de l'onde. Si vous êtes à des dizaines de mètres de l'endroit où un objet est tombé à l'eau, les vagues provoquées par la chute de l'objet vous paraîtront toutes aller dans la même direction et leur amplitude ne vous semblera pratiquement pas varier le long de leur direction de propagation.

Appelons  $z$  l'axe le long duquel cette onde se propage et représentons par  $x$  la perturbation qui lui est associée. La nature de la perturbation décrite par la variable  $x$  dépend du type d'onde. Pour les vagues, comme nous l'avons vu au chapitre précédent, il s'agit de la hauteur de la surface de l'eau par rapport à la hauteur de l'eau calme. Pour une onde électromagnétique (section 1.1.1), la perturbation est la variation du champ électrique et du champ magnétique par rapport à leur valeur nominale. Pour une onde sonore, ce sera le déplacement, parallèlement à la direction de propagation de l'onde, des molécules présentes dans l'air, par rapport à leur position normale. Cette position est illustrée dans la partie supérieure de la figure 2.1, où les molécules sont représentées par des points; la partie inférieure montre le déplacement des molécules lors du passage de l'onde. Ce déplacement, qui se fait dans un sens ou dans l'autre ( $x_1$  et  $x_2$  respectivement), entraîne une augmentation ou une diminution locale de la densité et de la pression de l'air.

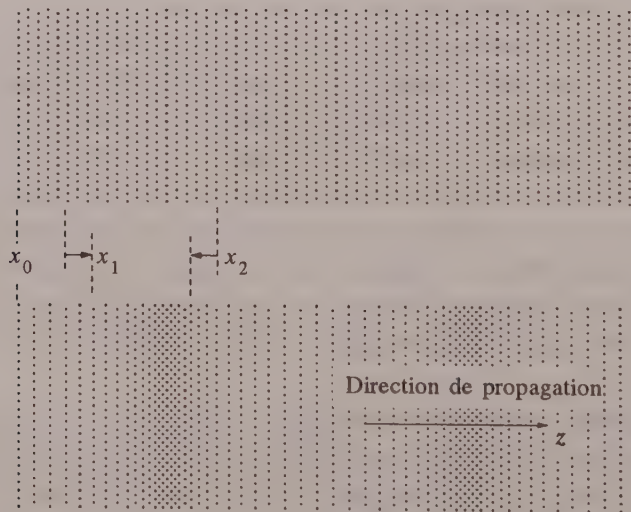


FIGURE 2.1

ONDE SONORE ASSOCIÉE AU DÉPLACEMENT PÉRIODIQUE DES MOLÉCULES DE L'AIR.

Quelle que soit la nature de la perturbation associée à une onde, celle-ci peut être analysée de deux points de vue.

- En un point  $z$  donné, la perturbation  $x$  varie dans le temps selon un mouvement harmonique simple; elle est donc décrite par :

$$x(t) = A \cos(\omega t + \beta) \quad (z \text{ fixe}) \quad (2.1)$$

où l'angle de phase, noté ici  $\beta$ , dépend de la valeur de  $z$ .

- En un temps  $t$  donné, ainsi que l'indiquerait, par exemple, une photographie de la surface de l'eau, la perturbation  $x$  varie selon la position de  $z$ , comme sur la figure 2.2. Ceci se traduit par la relation suivante :

$$x(z) = A \cos(kz + \gamma) \quad (t \text{ fixe}) \quad (2.2)$$

où l'angle de phase  $\gamma$  dépend cette fois de la valeur de  $t$ ;  $k$  est appelé *nombre d'onde* et généralement exprimé en  $\text{m}^{-1}$ . Cette dernière quantité constitue l'analogue, du point de vue de l'espace, de la fréquence.

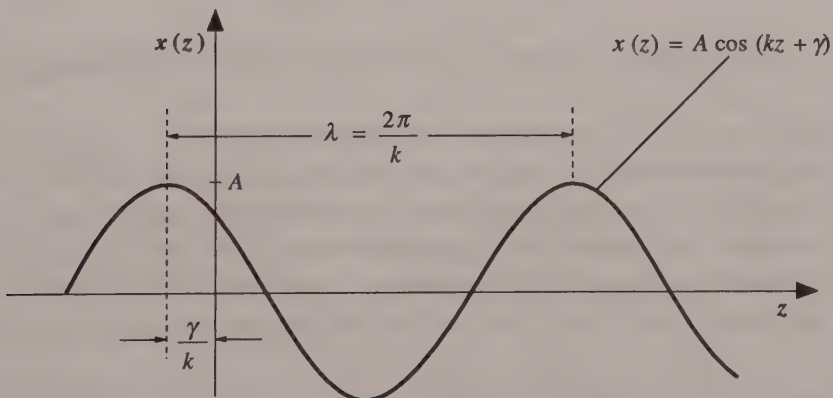


FIGURE 2.2

REPRÉSENTATION D'UNE ONDE À UN INSTANT DONNÉ.

Par ailleurs, la distance  $\lambda$  entre deux crêtes de l'onde est appelée *longueur d'onde*; c'est l'analogue de la période et, de la même façon qu'au chapitre précédent,

nous pouvons écrire :

$$k\lambda = 2\pi$$

d'où :

$$k = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (2.3)$$

Pour une onde électromagnétique, la longueur d'onde ou la fréquence est associée, dans le domaine du visible, à la couleur; le bleu ou le violet correspond à la plus courte longueur d'onde visible et le rouge à la plus longue. Pour une onde sonore, la fréquence est reliée à la hauteur ou tonalité du son : plus la fréquence est élevée, plus le son est aigu. Le tableau 2.1 présente quelques repères associés à ces deux catégories d'onde.

Nous pouvons combiner les deux volets de la description d'une onde (équations 2.1 et 2.2) en considérant la perturbation  $x$  comme une fonction des deux variables  $t$  et  $z$ . Nous obtenons alors la représentation mathématique complète d'une onde à une dimension :

$$x(z, t) = A \cos(kz - \omega t) \quad (2.4)$$

où, pour simplifier l'expression, nous avons supposé un angle de phase nul.

Cette forme est équivalente aux deux premières. En effet, considérer un temps  $t$  fixe permet d'interpréter le terme  $\omega t$ , qui devient une constante, comme le déphasage dans l'équation 2.2; retenir une position  $z$  fixe conduit au même résultat pour l'équation 2.1, à un signe près, ce qui équivaut à un déphasage supplémentaire de  $\pi$ . Cette formulation présente l'avantage de mettre en évidence le rythme auquel se transmet la déformation, soit la *vitesse* de l'onde. Voyons d'un peu plus près en quoi consiste cette notion.

## 2.2 VITESSE DES ONDES, DISPERSION ET ATTÉNUATION

En physique, comme dans la vie de tous les jours, la vitesse moyenne (exprimée par exemple en km/h) est définie comme le changement de position, noté  $\Delta z$ , divisé par le temps  $\Delta t$  mis pour l'effectuer, soit :

$$v = \frac{\Delta z}{\Delta t} \quad (2.5)$$

TABLEAU 2.1

*QUELQUES REPÈRES EN FRÉQUENCE ET LONGUEUR D'ONDE  
POUR LES ONDES ÉLECTROMAGNÉTIQUES ET LES ONDES SONORES*

Domaine spectral	Fréquence ( $f$ ) Hz	Longueur d'onde ( $\lambda$ )
<b>Ondes électromagnétiques</b>		
Rayons $\gamma$	$> 3 \times 10^{19}$	$< 0,01$ nm
Rayons X	$1,5 \times 10^{16}$ $- 3 \times 10^{19}$	0,01 – 20 nm
Ultraviolet	$7,5 \times 10^{14}$ $- 1,5 \times 10^{16}$	20 – 400 nm
Visible	$2,3 \times 10^{14}$ $- 7,5 \times 10^{14}$	400 – 700 nm
Infrarouge	$3 \times 10^{12}$ $- 2,3 \times 10^{14}$	0,7 – 100 $\mu\text{m}$
Ondes radio	$< 3 \times 10^{12}$	$> 0,1$ mm
<b>Ondes sonores</b>		
Plus basses fréquences audibles	20	16,5 m
Bruit de fond des appareils audio	60	5,5 m
Voix humaine	1 000	33 cm
Plus hautes fréquences audibles	20 000	1,6 cm
Ultrasons	$> 20\,000$	$< 1,6$ cm

Si l'on définit la vitesse de l'onde comme la vitesse à laquelle se déplace une crête ou toute autre partie de l'onde, un examen de la position de l'onde en deux temps, soit à  $t = 0$  et à  $t = \Delta t$ , comme l'illustre la figure 2.3, permet d'établir l'expression de cette

vitesse pour une onde se déplaçant dans le sens positif de l'axe de propagation ( $z$ ). En effet, la phase  $kz$  correspondant à la crête qui coupe l'axe  $x$  à  $t = 0$  est égale à zéro; la même crête, à  $t = \Delta t$ , se retrouvera à la position  $\Delta z$  pour laquelle la phase, donnée cette fois par  $(k\Delta z - \omega\Delta t)$ , est égale à la même valeur (zéro). Les quantités  $\Delta z$  et  $\Delta t$  associées au déplacement d'une crête seront donc reliées par :

$$k\Delta z - \omega\Delta t = 0 \quad (2.6)$$

que nous pouvons transformer pour obtenir :

$$k\Delta z = \omega\Delta t$$

d'où nous tirons l'expression de la vitesse  $v$  de l'onde :

$$\frac{\Delta z}{\Delta t} \equiv v = \frac{\omega}{k} \quad (2.7)$$

Cette vitesse, qui est celle à laquelle se déplacent les crêtes d'une onde, est appelée *vitesse de phase* de l'onde.

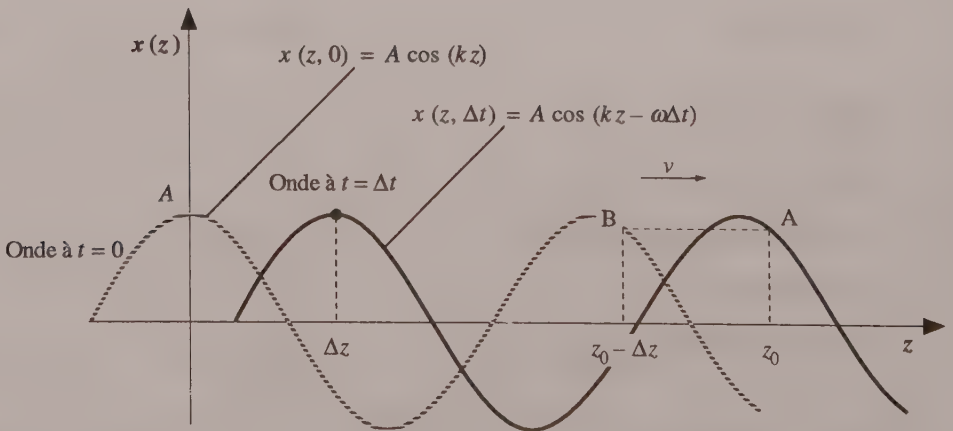


FIGURE 2.3

VARIATION  $\Delta z$  DE LA POSITION DES CRÊTES D'UNE ONDE PENDANT UN INTERVALLE DE TEMPS  $\Delta t$ .

La vitesse d'une onde dépend du type d'onde et du milieu où celle-ci se propage. Par exemple, le son voyage dans l'air à environ 330 m/s; cette vitesse varie avec la température, la pression atmosphérique et le taux d'humidité. Le son peut aussi se propager dans l'eau, ou dans un milieu solide; sa vitesse est alors beaucoup plus élevée. La situation inverse se produit avec les ondes électromagnétiques : elles voyagent dans le vide à une vitesse, représentée par le symbole  $c$ , de  $3,0 \times 10^8$  m/s (300 000 km/s); mais, dans tout autre milieu, leur vitesse est inférieure à cette valeur; par exemple, elle est de  $2,2 \times 10^8$  m/s dans l'eau.

On appelle *indice de réfraction* ( $n$ ) d'un milieu, ou simplement indice, le rapport entre la vitesse des ondes électromagnétiques dans le vide et leur vitesse dans ce milieu. Un tel rapport, par définition, est supérieur ou égal à l'unité. Ainsi, l'indice de l'air est presque égal à l'unité, celui de l'eau est de 1,33, celui du verre se situe autour de 1,5, et varie selon le type de verre. Mathématiquement, si  $n$  est l'indice d'un milieu, la vitesse des ondes électromagnétiques se propageant dans ce milieu sera donnée par :

$$v = \frac{c}{n} \quad (2.8)$$

Nous pouvons aussi exprimer la vitesse d'une onde en fonction de ses autres caractéristiques, soit sa période, sa fréquence ou sa longueur d'onde; il suffit d'utiliser la relation 2.3 entre  $k$  et  $\lambda$  et la relation 1.3 entre  $\omega$ ,  $f$  et  $T$ . Nous obtenons ainsi :

$$v = \frac{\omega}{k} = \frac{2\pi f}{\frac{2\pi}{\lambda}} = 2\pi f \frac{\lambda}{2\pi}$$

d'où, en simplifiant :

$$v = \lambda f \quad (2.9a)$$

ou encore, comme la période  $T$  est l'inverse de la fréquence  $f$  :

$$v = \frac{\lambda}{T} \quad (2.9b)$$

Finalement, nous pouvons déduire qu'une onde, dont la phase est donnée par  $kz - \omega t$ , se propage bien dans le sens *positif* de l'axe  $z$ . En effet, pour garder la phase constante,

il faut que  $z$  augmente quand  $t$  augmente. Nous arrivons à la même conclusion en vérifiant qu'augmenter la valeur de  $z$  dans l'expression de la phase produit le même résultat, à cause du signe négatif, que diminuer la valeur de  $t$ . Ainsi, comme le montre la figure 2.3, la déformation  $x$  au temps  $t = \Delta t$ , en un point  $A$ , à  $z = z_0$ , est égale à celle qui existait plus tôt, au temps  $t = 0$ , en un point  $B$  situé plus à gauche, à  $z = z_0 - \Delta z$ . Cela correspond bien à un déplacement dans le sens positif de l'axe  $z$ . Un raisonnement analogue permet de conclure qu'une onde dont la phase est donnée par  $kz + \omega t$  se déplacera dans le sens négatif de l'axe  $z$ .

Mentionnons finalement qu'il est possible, par une analyse des propriétés du milieu et de la nature de la déformation, de calculer à l'aide des lois physiques appropriées les vitesses des divers types d'onde : la vitesse du son dans l'air, celle des ondes électromagnétiques dans le vide ou dans un milieu dont les propriétés électriques et magnétiques sont connues, ou encore la vitesse des vagues.

Cette analyse révèle une propriété des ondes, capitale pour la transmission de l'information : dans certains milieux, la vitesse de l'onde varie avec la fréquence. Ce phénomène se nomme *dispersion*, et une onde qui se propage dans un milieu dit dispersif est appelée *onde dispersive*, chaque fréquence se propageant à une vitesse qui lui est propre et, par conséquent, possédant son propre indice de réfraction. Les ondes électromagnétiques qui se propagent dans le vide sont non dispersives; la dispersion est négligeable pour leur propagation dans l'air. Les ondes sonores sont également non dispersives; il en va de même pour les vagues en eau peu profonde. Par contre, les vagues en eau profonde et les ondes électromagnétiques qui se propagent dans un milieu transparent mais dense, comme l'eau ou le verre, de même que celles qui se propagent dans un espace limité, comme dans un câble coaxial ou une fibre optique, sont dispersives.

Mathématiquement, la dispersion est décrite à l'aide de la *relation de dispersion* que l'on établit entre la pulsation  $\omega$  et le nombre d'onde  $k$ . La pulsation  $\omega$  est alors considérée comme une fonction de  $k$  et elle est notée  $\omega(k)$ . Pour un milieu non dispersif, la relation de dispersion s'obtient à partir de l'équation 2.7; elle s'écrit simplement :

$$\omega(k) = vk \quad (2.10)$$

où  $v$ , la vitesse de phase, est une constante.

Pour les milieux dispersifs, le facteur  $v$ , dans la relation 2.10, varie avec la fréquence; la fonction  $\omega(k)$  qui en résulte pourra prendre différentes formes, décrites soit par des relations algébriques, soit par des graphiques de  $\omega$  en fonction de  $k$ . Par exemple, la figure 2.4 présente la relation de dispersion du quartz pour des fréquences allant de l'infrarouge à l'ultraviolet. Remarquez que la courbure est peu prononcée : la relation est presque linéaire, avec  $v$  variant très peu, ce qui signifie que la dispersion est relativement faible pour cet intervalle de fréquences.

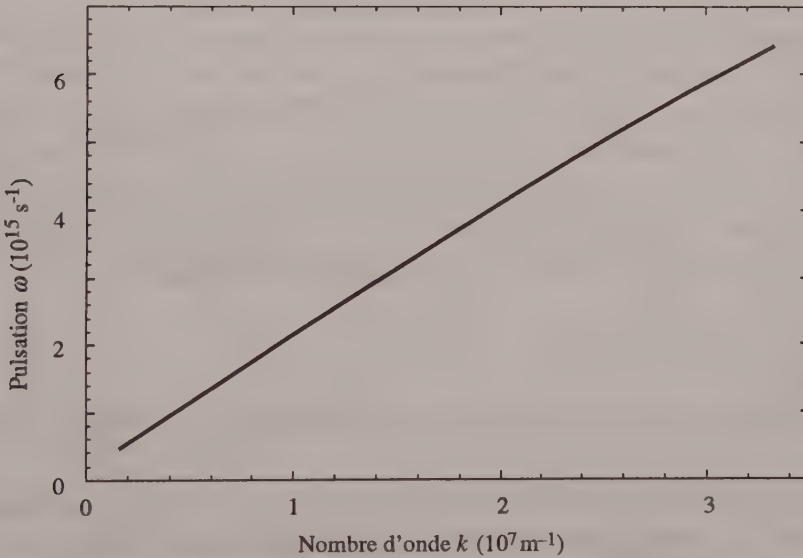


FIGURE 2.4

*COURBE DE LA RELATION DE DISPERSION DU QUARTZ.*

Pour des raisons pratiques, il est souvent préférable de décrire la dispersion à l'aide de la relation entre l'indice de réfraction et la longueur d'onde. La figure 2.5 présente la même relation de dispersion que la figure 2.4, mais cette fois avec ces nouvelles variables. Nous distinguons ainsi beaucoup mieux la présence de la dispersion, qui se traduit par un changement d'indice de réfraction avec la longueur d'onde.

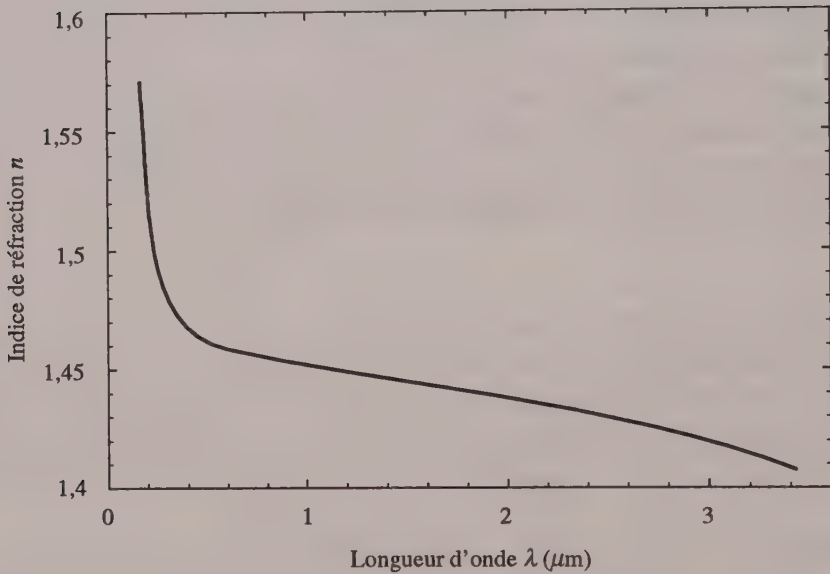


FIGURE 2.5

VARIATION DE L'INDICE DE RÉFRACTION DU QUARTZ AVEC LA LONGUEUR D'ONDE.

Pour la transmission de l'information, la principale conséquence de la dispersion est liée à la propagation des ondes non sinusoïdales qui, comme nous l'avons vu au chapitre précédent, peuvent être considérées comme des combinaisons de fréquences, discrètes ou continues. Or, comme les différentes fréquences ne se propagent pas à la même vitesse, leurs phases relatives varieront le long de l'axe de propagation, de sorte que le résultat de leur combinaison sera modifié : on ne retrouvera pas, après une certaine distance, le signal original.

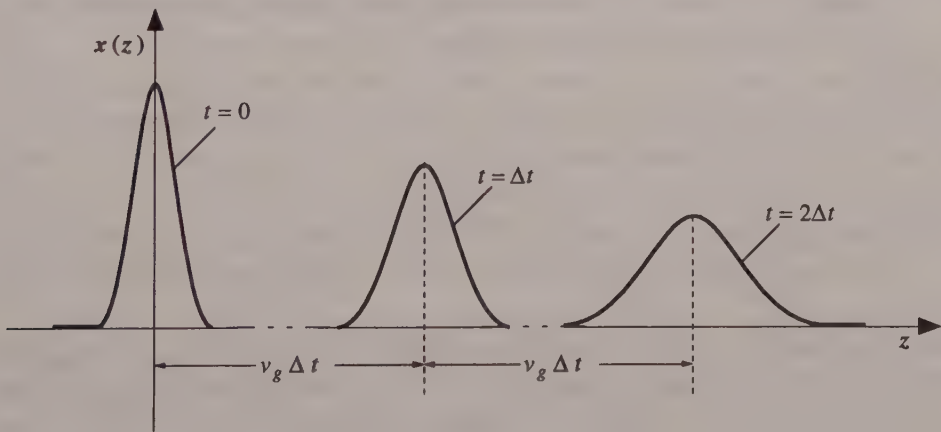
On peut montrer que, dans le cas d'un signal de durée limitée comme une impulsion ou un sinus tronqué, cette modification des phases relatives des diverses fréquences aura deux conséquences :

- La forme de l'impulsion sera modifiée, et sa durée augmentera avec la distance de propagation.

- Le centre de l'impulsion se déplacera généralement à une vitesse inférieure à la vitesse de phase associée à la fréquence moyenne de l'impulsion. La vitesse du centre de l'impulsion est appelée *vitesse de groupe* ( $v_g$ ); elle est donnée par la pente du graphique de  $\omega(k)$ , soit, mathématiquement, par la dérivée de la fonction  $\omega(k)$  :

$$v_g = \frac{d\omega}{dk} \quad (2.11)$$

La figure 2.6 illustre une impulsion que nous avons déjà étudiée, soit une gaussienne à trois instants ( $0, \Delta t$  et  $2\Delta t$ ) lors de sa propagation dans un milieu dispersif. Notez que l'amplitude de l'impulsion diminue au fur et à mesure que celle-ci s'élargit, ce qui traduit le fait qu'en l'absence d'absorption, l'énergie de l'impulsion est constante. Étant donné que cette énergie est proportionnelle à la surface sous la courbe du carré de la fonction, comme nous l'avons vu au chapitre précédent, cette surface doit demeurer inchangée lors de la propagation, ce qui force l'amplitude à diminuer.



**FIGURE 2.6**

*VITESSE DE PROPAGATION ET ÉVOLUTION DE LA FORME D'UNE IMPULSION GAUSSIENNE SE DÉPLAÇANT DANS UN MILIEU DISPERSIF.*

Comme la dispersion, l'absorption est un phénomène qui cause une diminution de l'amplitude d'une onde avec la distance, même en une dimension; elle est également

reliée à la propagation dans un milieu dense ou dans une enceinte. Tous les milieux, même ceux qui nous paraissent transparents, sauf le vide, atténuent les ondes qui s'y propagent. Cette atténuation diffère d'un milieu à l'autre et varie aussi avec la fréquence. Ainsi, le verre atténue peu les fréquences du visible, mais est fortement absorbant à d'autres longueurs d'onde. Dans le cas de la propagation dans un câble coaxial, l'atténuation sera causée surtout par la résistance du métal dont sont formés les conducteurs; pour une fibre optique, il s'agira plutôt de l'absorption du verre et des pertes dues aux imperfections de la fibre, comme sa rugosité. L'absorption limitera la distance maximale à laquelle un signal pourra être transmis dans une enceinte et obligera l'installation d'amplificateurs ou de répéteurs à intervalles réguliers.

Ce phénomène se traduit mathématiquement par une diminution (ou atténuation) exponentielle de l'amplitude, de sorte que l'expression de l'onde devient :

$$x(z, t) = A e^{-\alpha z} \cos(kz - \omega t) \quad (2.12)$$

où  $\alpha$  est appelé *constante d'atténuation*. Cette onde est illustrée, pour un temps  $t$  donné, à la figure 2.7; c'est une onde quasi périodique d'amplitude variable, dont l'enveloppe est formée par une exponentielle décroissante.

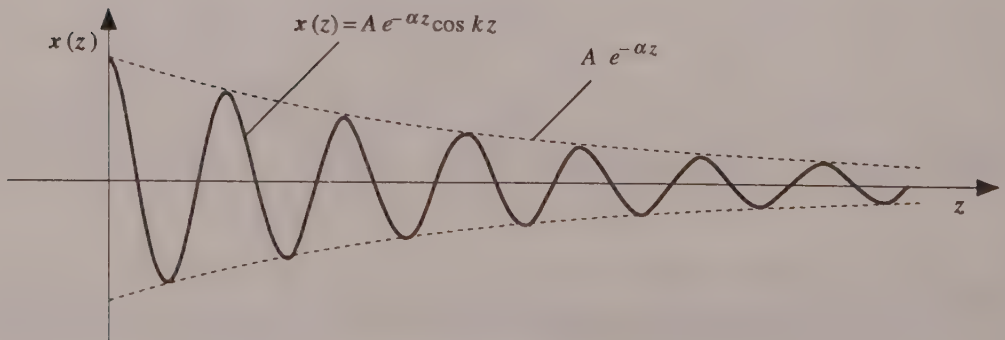


FIGURE 2.7

VARIATION SPATIALE D'UNE ONDE SUBISSANT UNE ATTÉNUATION DANS UN MILIEU ABSORBANT.

Retenons que trois phénomènes sont susceptibles de faire varier l'amplitude d'une onde durant sa propagation : un facteur géométrique, l'atténuation et la dispersion.

- Un *facteur géométrique*. Dans le cas des ondes à deux ou trois dimensions, l'énergie ou la puissance d'une onde, qui doit demeurer constante, est répartie sur une surface ou dans un volume qui va croissant; l'amplitude diminuera de ce simple fait. Pour une onde à une dimension – en pratique une onde produite par une source placée à une grande distance – ou pour une onde confinée dans un enceinte de dimension uniforme, ce phénomène est absent.
- L'*atténuation*. Une onde se propageant dans un milieu absorbant verra son amplitude, donc son énergie ou sa puissance, diminuer de façon exponentielle avec la distance.
- La *dispersion*. Une onde dont la forme change ou dont la largeur augmente au cours de sa propagation à cause de la dispersion pourra connaître une variation, généralement une diminution, de son amplitude, de manière à ce que son énergie ou sa puissance demeure constante.

Tous ces phénomènes peuvent être présents en même temps, même si dans beaucoup de situations un seul d'entre eux joue un rôle important. Les deux premiers phénomènes sont relativement faciles à représenter mathématiquement : il suffit d'ajouter un facteur (une fonction de  $z$ ) devant l'amplitude de l'onde, dont la forme ne change pas lors de la propagation. L'effet de la dispersion est par contre beaucoup plus difficile à décrire, surtout lorsque les deux autres phénomènes sont également présents.

Jusqu'à maintenant, nous n'avons étudié que des ondes unidimensionnelles se propageant en ligne droite. Les ondes qui se propagent dans l'espace physique, en particulier lorsqu'elles passent d'un milieu de propagation à un autre, donnent lieu à des phénomènes intéressants. Examinons-les.

## 2.3 PROPAGATION DES ONDES DANS L'ESPACE

Une onde se propageant dans l'espace sera caractérisée – outre son amplitude, sa longueur d'onde et son déphasage – par son *front d'onde*. Le front d'onde est la ligne

(en deux dimensions) ou la surface (en trois dimensions) pour laquelle la phase possède la même valeur; d'où l'appellation d'*équiphase* parfois utilisée. Pour une onde émise par un objet très petit, les fronts d'onde sont des sphères, comme dans le cas d'une antenne émettrice omnidirectionnelle, ou des cercles concentriques, comme les vagues de notre exemple au chapitre précédent (figure 1.1). Ces cercles ou sphères sont centrés sur l'émetteur; en trois dimensions, on parle d'une *onde sphérique*, illustrée à la figure 2.8a. Pour ce type d'onde, la puissance totale émise par la source est répartie, à une distance  $r$  de cette source, sur une sphère de surface égale à  $4\pi r^2$ . L'amplitude de l'onde devra donc diminuer avec la distance  $r$ , de façon à ce que le produit du carré de l'amplitude de l'onde par la surface qu'elle doit couvrir demeure constante. Une onde sphérique peut s'écrire :

$$x(r, t) = A(r) \cos(kr - \omega t) \quad (2.13)$$

où  $A(r)$ , l'amplitude, devra être une fonction de  $r$  décroissante, que l'on peut déterminer de la façon suivante.

Tout d'abord, la conservation de l'énergie sur toute la surface de la sphère correspondant à un front d'onde exige que la relation suivante soit satisfaite :

$$A^2(r) \cdot 4\pi r^2 = C \text{ (une constante)}$$

En isolant  $A(r)$ , nous obtenons, pour une onde sphérique :

$$A(r) = \frac{A_0}{r}$$

où  $A_0$  est également une constante. Nous pouvons donc écrire, finalement :

$$x(r, t) = \frac{A_0}{r} \cos(kr - \omega t) \quad (2.14)$$

Comme nous l'avons déjà dit, à grande distance de la source, la courbure du front d'onde devient imperceptible; on peut alors parler d'une *onde plane*, illustrée à la figure 2.8b. L'amplitude d'une onde de ce type est à peu près constante, car le facteur  $r$  dans la relation 2.14 ne varie pratiquement pas sur une distance de propagation limitée.

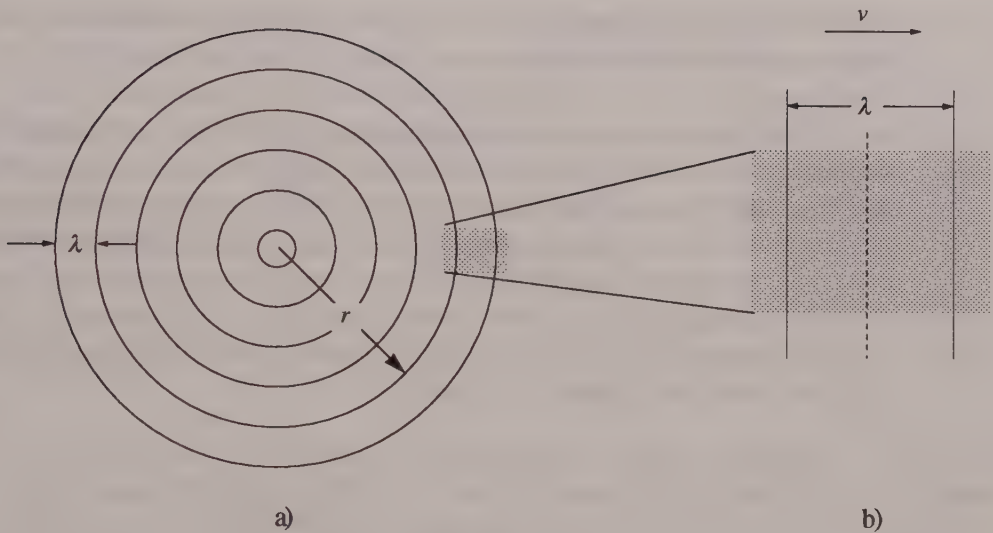


FIGURE 2.8

FRONTS D'ONDE POUR UNE ONDE SPHÉRIQUE (a) ET UNE ONDE PLANE (b).

Mais les ondes ne se propagent pas indéfiniment dans un milieu donné; bien souvent, elles entrent en contact avec un obstacle ou pénètrent dans un nouveau milieu. Par exemple, les ondes radio doivent réussir à traverser les murs de votre maison, pour que vous les captiez à l'aide d'un récepteur muni d'une antenne. Que se passe-t-il alors? La notion de front d'onde est essentielle pour comprendre cette situation.

## 2.4 RÉFLEXION, RÉFRACTION ET DIFFRACTION DES ONDES

Étudions maintenant le comportement des ondes électromagnétiques, particulièrement importantes pour la transmission de l'information. Comme tous les types d'onde manifestent les mêmes comportements, les conclusions que nous tirerons de cette étude pourront facilement être généralisées aux ondes sonores ou aux vagues. Pour les ondes électromagnétiques, les milieux sont décrits par leur indice de réfraction et par leur coefficient d'atténuation. Par souci de simplicité, nous négligerons toutefois ce dernier.

Considérons une onde plane qui arrive à l'interface, plane également, de deux milieux d'indices différents, désignés par  $n_1$  et  $n_2$  comme l'illustre la figure 2.9.

Tout d'abord, si une onde incidente sur certains milieux comme les métaux est totalement réfléchi, en général une partie de l'onde traverse l'interface pour se propager dans le second milieu; le reste est réfléchi. Dans la figure 2.9, seules l'onde incidente et l'onde réfléchi ont été représentées. Cette réflexion partielle est un phénomène que nous pouvons observer couramment : les vitres, les verres des lunettes produisent des reflets très perceptibles. Si le front d'onde incident n'est pas parallèle à l'interface, l'angle de réflexion  $\theta_r$  entre la direction de l'onde réfléchi et la perpendiculaire à l'interface sera égal à l'angle d'incidence  $\theta_i$ .

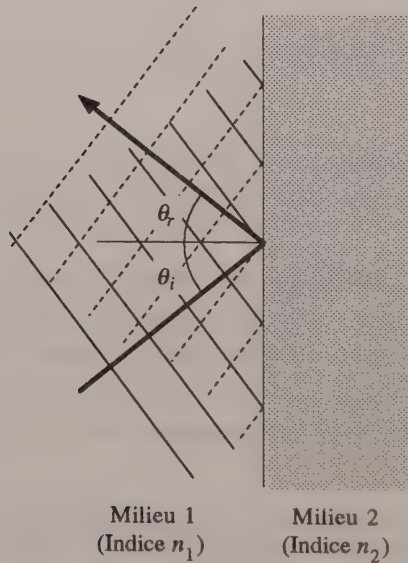


FIGURE 2.9

RÉFLEXION D'UNE ONDE À L'INTERFACE ENTRE DEUX MILIEUX.

Examinons maintenant le comportement de l'onde transmise. Nous avons vu que la vitesse de l'onde variait d'un milieu à un autre; cependant, la fréquence doit être la

même dans les deux milieux, car c'est la perturbation, à une fréquence donnée, d'un côté de l'interface, qui entraîne la perturbation de l'autre côté. Étant donné que la vitesse varie et que la fréquence demeure la même, il faut, d'après la relation 2.9a, que la longueur d'onde varie dans la même proportion que la vitesse. Ainsi, une onde qui passe d'un milieu d'indice  $n_1$  plus faible à un milieu d'indice  $n_2$  plus élevé, où la vitesse est plus faible, verra sa longueur d'onde diminuer, ce qu'illustre la figure 2.10a. Mathématiquement, on aura :

$$\frac{\lambda_1}{\lambda_2} = \frac{n_2}{n_1} \quad (2.14)$$

Ce ralentissement de l'onde, ainsi que la diminution de la longueur d'onde qui l'accompagne, fait dévier les fronts d'onde au passage d'un milieu à un autre, comme l'illustre la figure 2.10b. Cette propriété est responsable du phénomène appelé *réfraction*, dont vous avez sûrement remarqué les manifestations si vous êtes un adepte de la pêche ou du canotage. Lorsque vous regardez un objet à demi plongé dans l'eau, les ondes lumineuses provenant de la partie immergée sont déviées en arrivant dans l'air, ce qui cause une déformation de l'image de l'objet, qui semble alors présenter une cassure au point où il touche l'eau.

Une simple construction géométrique et l'application de la définition du sinus, combinées avec la relation 2.14, permettent d'établir une relation simple, appelée *loi de Snell*, entre les angles d'incidence et de réfraction,  $\theta_1$  et  $\theta_2$  :

$$n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2 \quad (2.15)$$

En passant d'un milieu d'indice élevé à un milieu d'indice plus faible, les fronts d'onde transmis tendent à devenir perpendiculaires à l'interface, comme le montre la figure 2.11a. En augmentant l'angle d'incidence ( $\theta_2$ ), on arrive à un point où les fronts d'onde sont perpendiculaires à l'interface; cet angle d'incidence est appelé *angle critique* et noté  $\theta_c$ . Pour un angle d'incidence égal ou supérieur à cette valeur, l'onde ne peut plus se propager dans le milieu d'indice plus faible; elle est simplement réfléchi, comme l'indique la figure 2.10b : ce phénomène se nomme *réflexion interne totale*. Mathématiquement, cela se produit lorsque le sinus de l'angle dans le milieu d'indice plus faible devient supérieur à l'unité, ce qui est impossible mathématiquement.

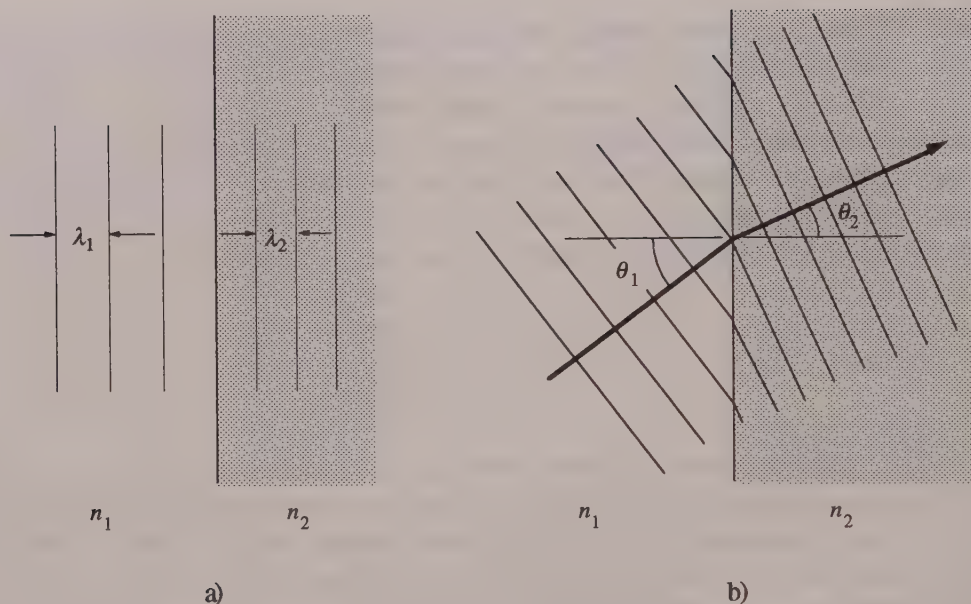


FIGURE 2.10

CHANGEMENT DE LONGUEUR D'ONDE ET DE DIRECTION DE PROPAGATION À UNE INTERFACE PLANE.

Pour une onde passant d'un milieu d'indice  $n_2$  à un milieu d'indice  $n_1$  plus faible, l'angle critique est donc déterminé en posant  $\sin \theta_1 = 1$  dans l'équation 2.15 et en notant  $\theta_c$  l'angle d'incidence dans le milieu 2. Nous obtenons ainsi :

$$\sin \theta_c = \frac{n_1}{n_2} \quad (2.16)$$

Nous pouvons calculer à l'aide de l'équation 2.16 que l'angle critique est égal à  $49^\circ$  pour le passage de l'eau à l'air, et à  $41^\circ$  pour le passage du verre (indice 1,5) à l'air. Il convient de rappeler cependant que, sauf dans les cas de réflexion interne totale (figure 2.11b) et de réflexion sur un métal, il y a toujours simultanément réflexion et réfraction à l'interface; par souci de clarté, les figures 2.10b et 2.11a n'illustrent que la réfraction.

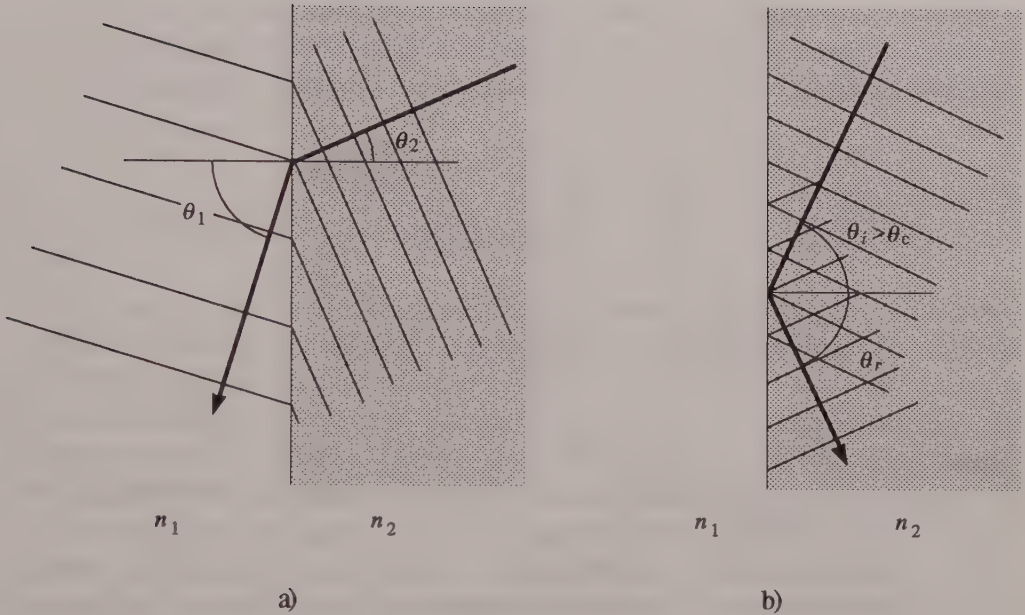


FIGURE 2.11

RÉFRACTION ET RÉFLEXION INTERNE TOTALE LORS DU PASSAGE D'UNE ONDE DANS UN MILIEU D'INDICE PLUS FAIBLE.

Un mot finalement sur un troisième phénomène propre aux ondes : la *diffraction*. Celle-ci peut se concevoir comme l'impossibilité de confiner transversalement, sans la présence d'un support matériel, une onde sur une grande distance de propagation. En fait, plus on tente de restreindre la dimension transversale d'une onde, plus celle-ci s'élargit rapidement en cours de propagation. Ainsi, une onde plane qui passe par une ouverture finira par ressembler à une onde sphérique, qui sera d'autant plus courbée que l'ouverture est petite. En se référant à la figure 2.12, on peut estimer la *divergence* minimale du faisceau produit, c'est-à-dire l'angle  $\theta$  entre son axe de propagation et sa limite latérale (en pointillés), à l'aide de la relation suivante :

$$\sin \theta \approx \frac{\lambda}{d} \quad (2.17)$$

où  $d$  est le diamètre de l'ouverture ou du faisceau à l'origine.

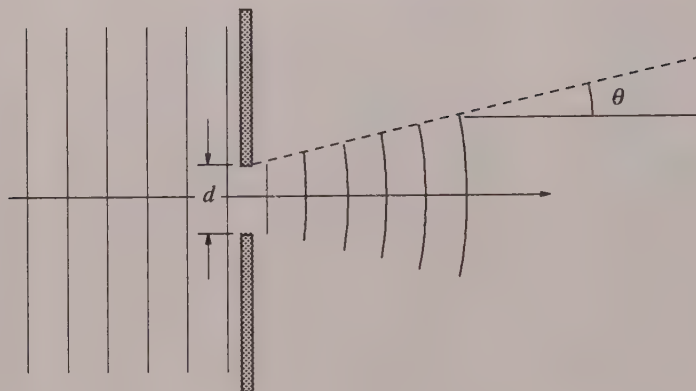


FIGURE 2.12

PHÉNOMÈNE DE DIFFRACTION : UNE ONDE PLANE PASSANT PAR UNE OUVERTURE DEVIENT UN FAISCEAU DIVERGENT.

Les phénomènes de réfraction, de diffraction et de réflexion sont importants pour certains types de transmission. Ainsi, les ondes radio sont réfléchies lorsqu'elles rencontrent des obstacles, même si une grande partie de l'énergie réussit à passer. La combinaison des ondes partiellement réfléchies sur les surfaces des édifices explique en partie les difficultés de réception des signaux de télévision en milieu urbain. De même, certaines fréquences radio peuvent être réfléchies sur la couche de l'atmosphère appelée ionosphère, dont les propriétés électriques, différentes selon le moment de la journée, se rapprochent durant la nuit de celles d'un métal. Vous avez sûrement remarqué qu'il est possible de capter la nuit des stations de radio AM très éloignées; c'est que leurs ondes sont réfléchies par l'ionosphère. D'un autre côté, la diffraction empêchera les antennes émettrices paraboliques, largement utilisées dans le domaine des micro-ondes, quelle que soit par ailleurs la qualité de leur fabrication, d'émettre un faisceau parfaitement parallèle : la coupole joue dans ce cas le même rôle que l'ouverture circulaire de la figure 2.12, et la divergence minimale s'estime à l'aide de la même équation, soit l'équation 2.17.

Finalement, la réflexion sur un métal et la réflexion interne totale rendent possible un type de transmission particulièrement utile, appelé *propagation guidée*, dans lequel l'onde, confinée dans un espace réduit, se propage à l'abri de toute interférence et sans diminution d'amplitude reliée à un facteur géométrique. Le câble coaxial, qui apporte

les signaux de stations de télévision lointaines ou de chaînes spécialisées, et surtout la fibre optique qui a commencé à révolutionner les télécommunications, en sont les meilleurs exemples. L'importance de la propagation guidée est telle qu'il convient de l'examiner.

## 2.5 PROPAGATION GUIDÉE ET FIBRE OPTIQUE

La propagation guidée consiste à confiner une onde transversalement, c'est-à-dire perpendiculairement à sa direction de propagation, à l'aide de réflexions sur les parois d'une enceinte. Cette enceinte peut être formée d'un métal conducteur : c'est le cas des câbles coaxiaux et des guides d'onde qui servent à propager les micro-ondes sur de courtes distances, par exemple entre la source émettrice et une antenne située à quelques mètres. Pour les longueurs d'onde beaucoup plus courtes, de l'ordre du micron ( $\mu\text{m}$ ) et moins, on a recours au phénomène de réflexion interne totale pour confiner l'énergie à l'intérieur d'un cylindre de verre très étroit : c'est la fibre optique. Voyons maintenant les propriétés de propagation de ce support relativement nouveau, mais dont l'importance ne pourra que croître dans le futur.

Le premier problème qui a dû être surmonté lors du développement de la fibre optique a été l'absorption, qui empêchait son utilisation sur de grandes distances. Mais les techniques de fabrication ont rapidement évolué; aujourd'hui, les fibres sont tellement peu absorbantes que l'amplitude de l'onde ne diminue que très légèrement sur une distance qui se mesure en kilomètres. On parle maintenant de propagation sans répéteurs sur des distances de l'ordre de quelques dizaines de kilomètres.

Toutefois, le principe de base de ce type de propagation, soit les réflexions multiples, entraîne deux conséquences fâcheuses avec lesquelles il faut composer.

- À une fréquence donnée, seuls certains angles précis permettent aux réflexions multiples sur les parois de ne pas s'annuler mutuellement après une courte distance de propagation. Chacun des angles correspond à ce que l'on appelle un *mode* de la fibre; la figure 2.13 illustre trois modes de propagation dans une fibre. Le nombre de modes possibles dépend de la dimension de la fibre et de la fréquence de l'onde : plus le diamètre de la fibre est important et plus la fréquence est élevée, plus le nombre de modes de propagation pouvant coexister

dans la fibre est grand. Or, l'énergie injectée dans le guide, sous la forme d'une impulsion par exemple, se distribuera entre les différents modes, ce qui occasionne, comme nous le verrons plus loin, certaines difficultés.



FIGURE 2.13

FIBRE OPTIQUE SUPPORTANT TROIS MODES DE PROPAGATION.

- Comme l'onde voyage en zigzag, sa vitesse de phase effective est inférieure à celle que l'on observe normalement dans le milieu qui forme la fibre : plus l'angle de propagation s'éloigne de l'axe de la fibre, plus l'onde met de temps à parcourir toute la longueur de la fibre et, par conséquent, plus sa vitesse est faible. Comme, pour un mode donné, l'angle dépend de la fréquence, cette dépendance de la vitesse sur la fréquence entraîne une forte dispersion et ce, même si le milieu lui-même est peu dispersif.

À cause de ces deux phénomènes, une impulsion injectée dans une fibre optique distribue son énergie entre plusieurs modes de propagation, chacun possédant une vitesse et un élargissement propres. Cette impulsion se transforme en cours de propagation en plusieurs impulsions de largeurs différentes, qui arrivent en des temps différents à l'autre extrémité de la fibre. L'élargissement global causé par ces deux phénomènes est illustré à la figure 2.14; il a pour conséquence de limiter le taux de répétition des impulsions que peut transmettre la fibre; car il faut éviter qu'une impulsion, en s'élargissant ou en se scindant, ne vienne se confondre avec ses voisines.

Ce problème n'est pas très grave si l'on désire transmettre les signaux sur une courte distance, comme à l'intérieur d'un édifice ou entre deux ordinateurs relativement proches; dans ce cas, une fibre dite *multimode*, d'un diamètre compris entre 25 et 200  $\mu\text{m}$ , convient parfaitement. Cependant, les choses sont différentes pour la propagation sur de grandes distances, comme pour les communications téléphoniques ou les transmissions de données interurbaines : le délai entre les modes augmente avec la distance et l'élargissement qui en résulte devient rapidement intolérable. Il existe heureusement des techniques permettant de contourner ces difficultés.

Tout d'abord, on peut utiliser une fibre à diamètre très faible, de l'ordre de quelques microns, pour laquelle, à la fréquence choisie, un seul mode peut se propager; une telle fibre est justement appelée *fibre monomode*. Pour des raisons pratiques, essentiellement de solidité et de protection contre le stress mécanique, ces fibres sont constituées d'un noyau de quelques microns de diamètre entouré d'une gaine d'un diamètre de l'ordre de la centaine de microns formée d'un verre d'indice plus faible. Dans ces conditions, seule la dispersion associée au mode de propagation unique vient élargir les impulsions, qui ne se scindent plus. Nous reviendrons plus en détail sur ces notions au chapitre 5.

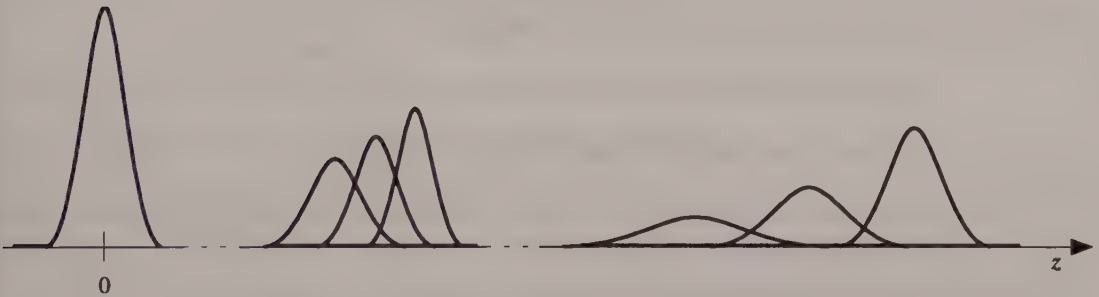


FIGURE 2.14

*SÉPARATION PROGRESSIVE D'UNE IMPULSION INJECTÉE DANS UNE FIBRE MULTIMODE.*

---

---

## EXERCICES

- 2.1** Sur le bord d'un quai, vous observez l'eau d'un lac. Vous laissez alors tomber un caillou dans l'eau vis-à-vis de l'un des pontons supportant le quai. À l'instant où la vague produite par le caillou atteint un deuxième ponton, un ami qui se trouve à cet endroit remarque que vous avez continuellement fixé le point d'impact du caillou, alors que lui a observé le phénomène entre les deux pontons. Il vous pose les questions suivantes auxquelles vous tenterez de répondre .
- Est-ce que le déplacement de l'eau correspondait à une onde à une dimension?
  - Pourquoi l'amplitude de l'onde allait-elle en diminuant?
  - Avons-nous analysé l'onde du même point de vue? Si oui, lequel? Si non, quel a été notre point de vue respectif?
  - Par quel type de fonction mathématique pouvons-nous décrire ce qui vient d'être observé?
- 2.2** Un professeur de physique vous pose une série de questions qui se rapportent aux ondes. Saurez-vous y répondre?
- La pulsation et la période qui caractérisent l'étude du déplacement d'une onde dans le temps possèdent leurs variables correspondantes dans l'étude de l'onde dans l'espace. Quelles sont ces variables?
  - À quoi correspond la vitesse de phase de l'onde? Comment est-elle reliée au nombre d'onde et à la pulsation?
  - Comment exprimer la vitesse d'une onde en fonction de la période, de la fréquence et de la longueur d'onde?
- 2.3** Un étudiant vous prête ses notes manuscrites qui traitent du phénomène de dispersion. Cependant, ces notes présentent quelques parties difficiles à décoder, ce qui vous

oblige à vérifier l'exactitude de certains énoncés. Pouvez-vous déceler les erreurs présentes dans les énoncés suivants?

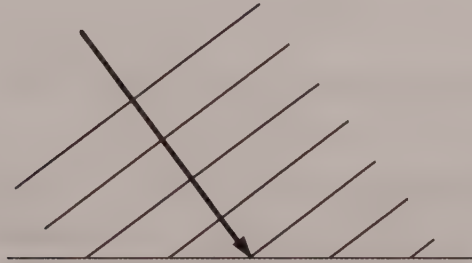
- a) Les ondes électromagnétiques qui se propagent dans le vide sont dispersives.
- b) La dispersion des ondes est négligeable lorsqu'elles se propagent dans l'air.
- c) Les ondes sonores sont non dispersives de même que les vagues.
- d) Les ondes électromagnétiques qui passent au travers d'une fenêtre sont non dispersives.
- e) Les ondes qui parcourent un câble coaxial voient leur vitesse demeurer constante avec la fréquence.

**2.4** Répondez par *vrai* ou *faux* aux assertions suivantes.

- a) Le nombre d'onde est l'analogie, du point de vue de l'espace, de la fréquence spatiale.
- b) Pour la lumière et le son, les plus hautes fréquences correspondent respectivement au bleu et au son aigu.
- c) La description mathématique d'une onde ne peut considérer à la fois le temps et l'espace.
- d) La vitesse d'une onde et la vitesse d'une particule matérielle sont définies de la même façon.
- e) Le son voyage dans l'air mille fois plus lentement que la lumière.
- f) Tous les milieux atténuent les ondes qui s'y propagent.
- g) L'amplitude d'une onde peut être affectée par un facteur géométrique, par l'atténuation et par la dispersion.
- h) Les ondes produites par une antenne émettrice sont sphériques et dispersives.
- i) L'angle d'incidence et l'indice de réfraction influent sur la possibilité de réflexion interne totale.
- j) La propagation guidée ne laisse place à aucune diminution d'amplitude liée à un facteur géométrique.

- 2.5** En représentant par  $A$  leur amplitude, écrivez l'expression mathématique complète des ondes suivantes :
- Une onde sonore de fréquence égale à 440 Hz se déplaçant dans le sens négatif de l'axe  $z$ .
  - Une onde électromagnétique, produite par un laser He-Ne qui émet un faisceau rouge à 623,8 nm, se propageant dans l'eau, dans le sens positif de l'axe  $z$ .
- 2.6** Quelle est la longueur d'onde associée au bruit sourd produit par les appareils audio mal isolés ou dont les fils sont mal branchés? Quelle est celle associée à l'émission d'une station de radio FM diffusant à 89,1 MHz? Dans chaque cas, identifiez le type d'onde en cause.
- 2.7** Au cours des années 60, deux ingénieurs de la compagnie Bell (USA) exploraient un domaine de longueur d'onde qui paraissait intéressant pour les télécommunications, soit autour de 7,35 cm. Ils ont découvert, à cette longueur d'onde, un rayonnement faible mais constant, semblant provenir de partout dans l'univers, et qui s'est révélé d'une importance capitale pour les théories expliquant l'origine de l'univers. À quelle fréquence ont-ils fait leurs expériences?
- 2.8** Quelle est la vitesse, dans le quartz, de la lumière bleue ( $\lambda = 400$  nm) et de la lumière émise par un laser YAG ( $\lambda = 1,06$   $\mu\text{m}$ )? *Suggestion* : utilisez les données de la figure 2.5.
- 2.9** Pourquoi, même en l'absence d'absorption, l'amplitude d'une impulsion diminue-t-elle lorsqu'elle s'élargit à cause de la dispersion?
- 2.10** Une antenne parabolique de 1,5 m de diamètre, du type des « assiettes » que l'on voit un peu partout et qui servent à capter les émissions de télévision transmises par satellite, est utilisée pour émettre des signaux à 5 GHz. Évaluez l'angle de divergence minimal du faisceau émis.

- 2.11 Quel est le plus grand angle, par rapport à l'axe de la fibre, auquel peut voyager en zigzag une onde électromagnétique dans une fibre optique dont l'indice du noyau est égal à 1,4 et celui de la gaine à 1,38?
- 2.12 Une onde électromagnétique pénètre dans l'eau de la façon indiquée sur la figure suivante. Tracez les fronts d'onde associés aux ondes réfractée et réfléchi(e) (s'il y a lieu).

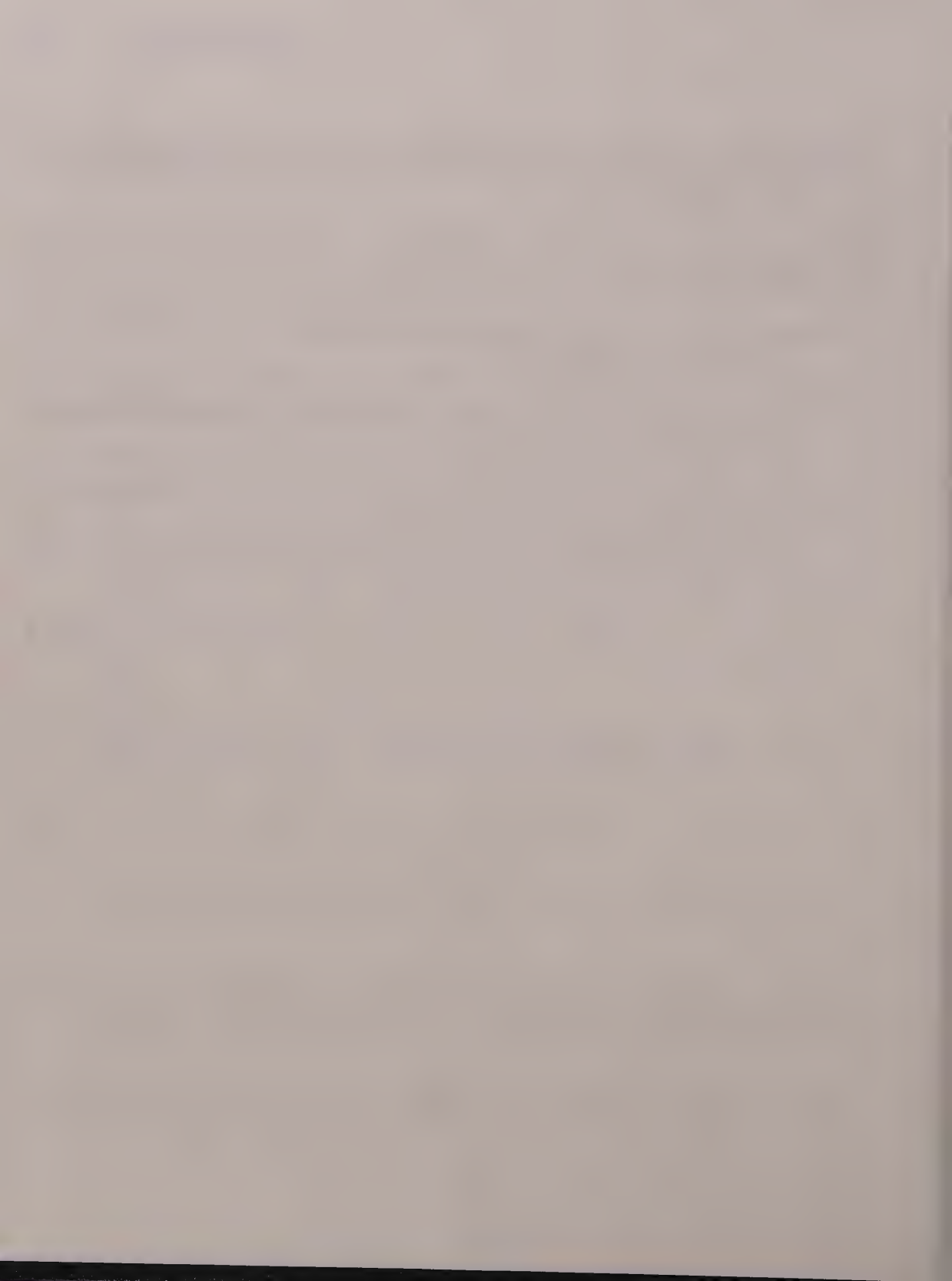


- 2.13 Quels sont les deux phénomènes limitant le taux de répétition des impulsions transmises par une fibre optique multimode? Décrivez chacun de ses phénomènes et expliquez pourquoi ils limitent le taux de répétition.

## BIBLIOGRAPHIE

- F. S. CRAWFORD Jr., *Ondes*, Librairie Armand Colin, Paris, 1972.
- D. R. DOLE, *Data Communications : Facilities, Network and System Design*, Wiley, New York, 1980.
- R. L. FREEMAN, *Radio System Design for Telecommunications*, John Wiley & Sons, New York, 1987.
- W. A. GARDNER, C. M. SPOONER, « Signal Interception : Performance Advantages of Cyclic-Feature Detector », *IEEE Transactions on Communications*, vol. 40, n° 1, 1992.
- R. GLASGAL, *Techniques in Data Communications*, Artech House, Dedham, Massachusetts, 1983.
- N. GISIN, J.-P. VON DER WEID et J.-P. PELLAUX, « Polarization Mode Dispersion of Short and Long Single-Mode Fibers », *Journal of Lightwave Technology*, vol. 9, n° 7, 1991, pp. 821-827.
- P. HALLEY, *Les systèmes à fibres optiques*, Eyrolles, Paris, 1985.
- D. HALLIDAY et R. RESNICK, *Mécanique*, Éditions du Renouveau pédagogique, Montréal, 1979, chap. 15.
- M. KUNT, *Techniques modernes de traitement numérique des signaux*, Collection technique et scientifique des télécommunications, vol. 1, Presses Polytechniques et Universitaires Romandes et CNET-ENST, 1991.
- N. MARCOVITZ, « The Quasiparticule View of Wave Propagation », *Proceedings of the IEEE*, Oct. 1991, pp. 1350-1358.

- J. E. MCNAMARA, *Technical Aspects of Data Communication*, 2nd edition, Digital Equipment Corp., Bedford, MA, 1982.
- M. J. MESSERLY, J. R. ONSTOTT et R. C. MIKKELSON, « A Broad-Band Single Polarization Optical Fiber », *Journal of Lightwave Technology*, vol. 9, n<sup>o</sup> 7, 1991, pp. 817-820.
- J. P. NÉROU, *Les fibres optiques – Introduction aux télécommunications par fibre optique*, Le Griffon d'Argile, Sainte-Foy, 1983.
- K. E. OUGHSTUN, « Pulse Propagation in a Linear, Causally Dispersive Medium », *Proceedings of the IEEE*, Oct. 1991, pp. 1379-1390.
- R. RESNICK et D. HALLIDAY, *Ondes, optique et physique moderne*, Éditions du Renouveau pédagogique, Montréal, 1980, chap. 1, 3 et 6.



PARTIE II

*PRINCIPES DE TRANSMISSION DE DONNÉES*



**CHAPITRE 3**

*CONCEPTS DE TRANSMISSION DE DONNÉES*



Dans ce chapitre, nous aborderons un certain nombre de concepts de base sur lesquels reposent la transmission des données. Par *donnée*, nous entendons une représentation d'un fait, concept ou instructions, d'une manière convenable pour la communication, l'interprétation ou le traitement par des moyens automatiques ou autres. La *transmission*, quant à elle, consiste en la communication de ces données par la propagation et le traitement des signaux. Ainsi, la transmission de données apparaît comme un ensemble de mécanismes par lesquels des informations ou messages d'un certain type peuvent être acheminés d'un émetteur à un récepteur.

Dans ce contexte, lorsque l'information échangée prend la forme de suites binaires ou de caractères, elle demeure intrinsèquement *numérique*; dans le cas contraire, elle est *analogique*. Dans tous les cas, sa transmission doit tenir compte d'un certain nombre de facteurs tels que la nature des signaux véhiculés sur la liaison de transmission, ce qui amène à distinguer la transmission analogique de la transmission numérique. Cette transmission doit également tenir compte de la technique de codage des caractères qui composent un message de données, faisant ainsi référence aux notions de transmission synchrone et de transmission asynchrone. De même, la stratégie d'acheminement des bits qui constituent chaque message amène aux concepts de transmission en série et de transmission en parallèle, alors que la prise en compte de la fréquence des signaux transmis conduit aux notions de transmission en bande de base et de transmission à large bande, où intervient le concept de modulation. C'est sur de tels concepts que se fonde la transmission de données.

### 3.1 TRANSMISSION ANALOGIQUE ET TRANSMISSION NUMÉRIQUE

Les termes *numérique* et *analogique* sont souvent utilisés dans le domaine des télécommunications pour qualifier à la fois les données, la signalisation et la transmission. Dans la pratique, ils prennent respectivement le sens de *discret* et *continu*.

### 3.1.1 Types de donnée

Une donnée est dite *numérique* lorsqu'elle ne peut prendre que des valeurs discrètes; c'est le cas des chaînes de caractères échangées entre deux équipements informatiques. Lorsque les valeurs que peut prendre cette donnée demeurent continues sur un certain intervalle, celle-ci est dite *analogique*; le son et la voix humaine, s'ils ne sont pas numérisés, en sont des exemples.

Pour transmettre des données – qu'elles soient numériques ou analogiques – d'une source à une destination, il faut d'abord les transformer en signaux électriques ou électromagnétiques. Ces signaux peuvent, à leur tour, être numériques ou analogiques.

### 3.1.2 Signal numérique et signal analogique

Un signal est dit *numérique* lorsque son amplitude varie en ne prenant que des valeurs discrètes par intervalle. Comme le montre la figure 3.1, un tel signal ne prend qu'un nombre fini de valeurs, admet pour représentation temporelle une onde carrée et correspond à une séquence d'impulsions de tension électrique.

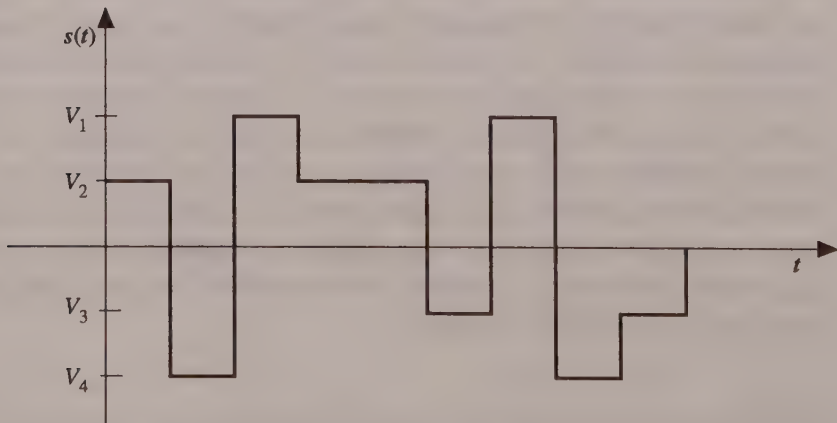
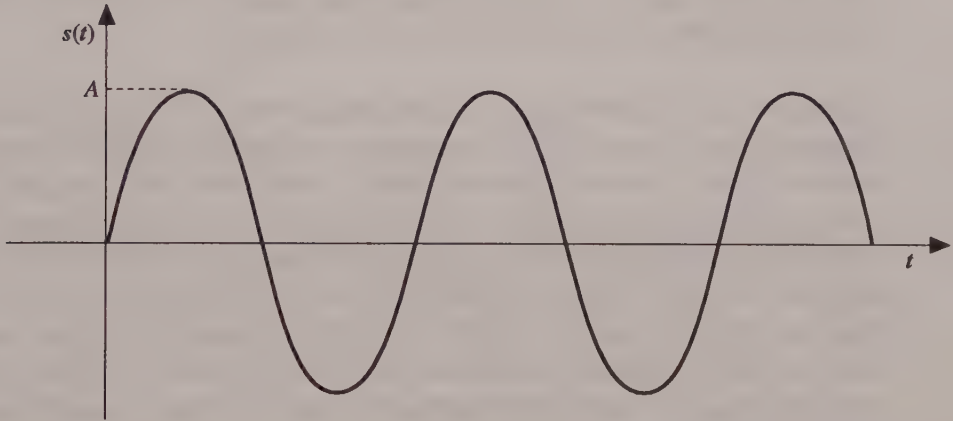


FIGURE 3.1

*SIGNAL NUMÉRIQUE.*

---

Un signal est dit *analogique* lorsque son amplitude varie de manière continue dans le temps, prenant ainsi des valeurs différentes à chaque instant. Un tel signal n'admet donc pas de coupure ni de discontinuité, comme le montre la figure 3.2; il correspond à des ondes électromagnétiques variant continuellement.

**FIGURE 3.2***SIGNAL ANALOGIQUE.*

### 3.1.3 Signalisation et transmission

La propagation des signaux sur un support de transmission convenable prend le nom de *signalisation*. Nous parlons de *signalisation numérique* lorsque les signaux à transmettre sont numériques, et de *signalisation analogique* dans le cas contraire.

La transmission proprement dite consiste essentiellement en la propagation et le traitement des signaux. Nous parlons de *transmission analogique* lorsque l'information à transmettre est représentée sur le support de transmission par variation continue d'un seul et même paramètre physique. Ainsi, lorsque ce support est une ligne électrique, la représentation de l'information à transmettre s'obtient par variation continue de la tension électrique (ou voltage), mesurée par rapport à un niveau de référence. Ce mode de transmission constitue un moyen de transmettre des signaux analogiques en faisant

abstraction de leur contenu. De tels signaux peuvent résulter du codage de données tout aussi bien analogiques que numériques.

La *transmission numérique*, par contre, est caractérisée par la discontinuité des variations du paramètre physique utilisé sur la ligne. L'information à transmettre existe alors en nombre fini et se conforme à un certain alphabet. Ce mode de transmission n'est pas indifférent au contenu du signal à transmettre.

Dans la transmission analogique, le signal propagé devient de plus en plus faible avec la distance : nous parlons alors d'*atténuation* ou d'*affaiblissement* du signal. Pour y remédier et pour permettre la transmission sur de longues distances, des *amplificateurs* sont installés entre les extrémités émettrice et réceptrice, de manière à maintenir constante l'énergie du signal. Cela permet éventuellement de corriger certains défauts, mais augmente du même coup les composantes de bruit. Ainsi, lorsque plusieurs amplificateurs sont disposés en série le long du trajet, le signal transmis devient de plus en plus distordu. Pour les données numériques, cette distorsion peut être tolérée car elle demeure presque sans effet sur l'intelligibilité de celles-ci, ce qui n'est pas le cas avec les données analogiques.

La distorsion causée par les amplificateurs placés en série sur le support de transmission peut également introduire des erreurs qui affectent l'intégrité des données transmises. En conséquence, pour transmettre sur de grandes distances, il importe de disposer sur le canal de transmission des *répéteurs* qui, à partir du signal reçu, génèrent chaque fois un nouveau signal supposé parfait.

Lorsque le nombre de valeurs différentes du paramètre physique qui détermine la transmission numérique est égal à deux, nous parlons de *transmission binaire*. Ce type de transmission s'adapte tout aussi bien au transport de la voix en téléphonie qu'à la transmission de messages informatiques; ceci présente l'avantage de rendre disponible le réseau téléphonique pour la transmission d'informations numériques.

Dans un contexte de transmission binaire, l'information élémentaire prend le nom de *bit*, contraction de *binary digit*, dont les deux seules valeurs possibles sont 0 ou 1. Le bit 0 correspond généralement à une valeur donnée du paramètre physique considéré, le bit 1 à une autre valeur du même paramètre; la figure 3.3 illustre cette correspondance, le paramètre physique retenu étant la tension électrique, avec 4 volts pour

le 1 et  $-4$  volts pour le 0. Toutefois, il est possible de regrouper les bits en un certain nombre avant de les transmettre : nous parlons alors de *transmission binaire à  $q$  niveaux*, où  $q$  désigne le nombre de valeurs permises du paramètre physique. La figure 3.1 représente un signal numérique à 4 niveaux, où nous pouvons respectivement associer les informations 00, 01, 10 et 11 aux valeurs  $V_1, V_2, V_3$  et  $V_4$ .

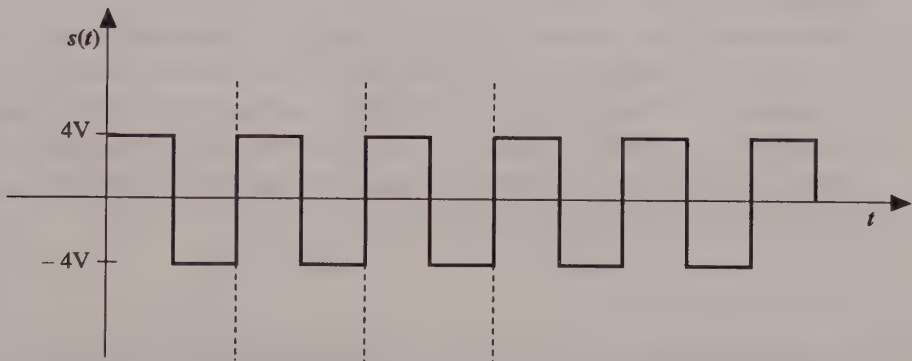


FIGURE 3.3

TRANSMISSION BINAIRE À DEUX NIVEAUX.

### 3.1.4 Adaptation des signaux aux supports de transmission

Un canal de transmission ne peut recevoir que des signaux conformes à ses caractéristiques physiques. Si nous admettons que les données à transmettre peuvent être soit analogiques soit numériques, il importe alors de recourir à des dispositifs permettant d'adapter des données analogiques ou numériques au type du support de transmission, par un codage approprié des données en signaux. Ainsi, le *transducteur électroacoustique* du téléphone peut être utilisé pour transformer des informations analogiques en signaux analogiques, pour la liaison téléphonique. Le *modem* est le dispositif qui transforme des données numériques provenant d'un équipement informatique en signaux analogiques et vice versa. Le *codec*, quant à lui, transforme des données analogiques

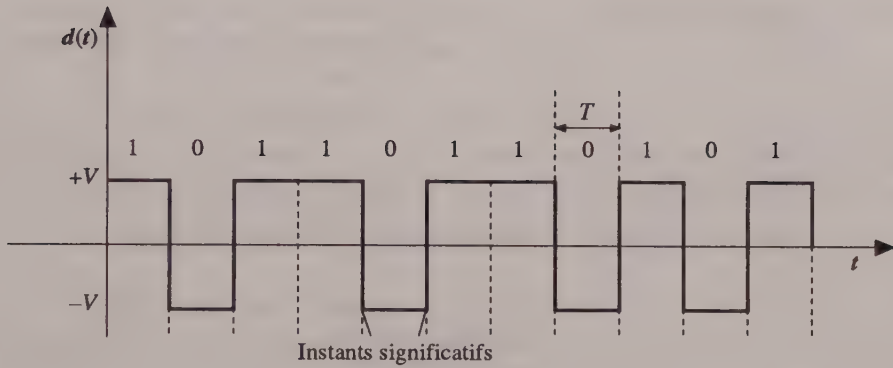
en signaux numériques et, enfin, le *transmetteur numérique* effectue la conversion de données numériques en signaux numériques.

Actuellement, la tendance du marché privilégie la transmission numérique aux dépens de la transmission analogique. Cela s'explique tout d'abord par le fait que la technologie numérique, grâce aux progrès de l'intégration à très grande échelle, a apporté une amélioration sensible du coût et de la taille des circuits numériques servant de base aux ordinateurs. De plus, l'utilisation de répéteurs, avec lesquels les effets de bruit et d'autres anomalies de signaux ne sont pas cumulatifs, plutôt que d'amplificateurs, rend la transmission numérique moins vulnérable aux effets de la distance, ce qui préserve en quelque sorte l'intégrité des données. Enfin, la transmission numérique assure une meilleure sécurité des informations, dans la mesure où les techniques d'encryptage s'appliquent mieux aux données numériques qu'aux données analogiques, qui sont transformées en signaux numériques.

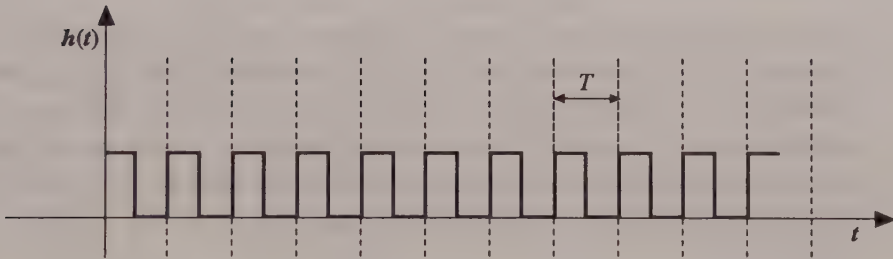
### 3.2 TRANSMISSION SYNCHRONE ET TRANSMISSION ASYNCHRONE

Considérons un émetteur  $A$  et un récepteur  $B$ . Entre ces deux équipements, des données sont acheminées sous la forme d'un signal électrique à deux niveaux, appelé *message de données* et noté  $d(t)$ , comme il est indiqué à la figure 3.4a. Étant donné que ce signal correspond à une succession régulière d'impulsions électriques dans le temps, il faut trouver un moyen d'échantillonner le message, c'est-à-dire d'associer à ce train d'ondes carrées le message binaire qu'il représente. C'est à cette fin qu'est utilisée l'horloge  $h(t)$  de la figure 3.4b, laquelle résulte d'un découpage du temps en intervalles élémentaires.

Cette horloge permet essentiellement de maintenir en phase l'émetteur et le récepteur, du début à la fin de la transmission; elle correspond à un signal périodique, de période  $T$ , dit *base de temps*. Ainsi, l'émetteur envoie, chaque seconde, un nombre de bits égal à  $1/T$ , qui n'est autre que la fréquence du signal d'horloge; une telle suite de données est dite *synchrone*. L'échantillonnage du message s'obtient alors par superposition du signal d'horloge  $h(t)$  au signal de donnée  $d(t)$ .



a) Message de données



b) Signal d'horloge

FIGURE 3.4

TRANSMISSION SYNCHRONE.

Dans le cas où la transmission se fait par succession de bits séparés de trains par des intervalles quelconques, la transmission est dite *asynchrone*. Ce qui nécessite l'adjonction à chaque suite binaire ou caractère, d'éléments de repérage permettant la reconnaissance du début (*Start*) et de la fin (*Stop*) de chaque caractère. D'où l'appellation équivalente de *transmission arythmique* ou *Start-Stop*. La figure 3.5 en est une illustration.

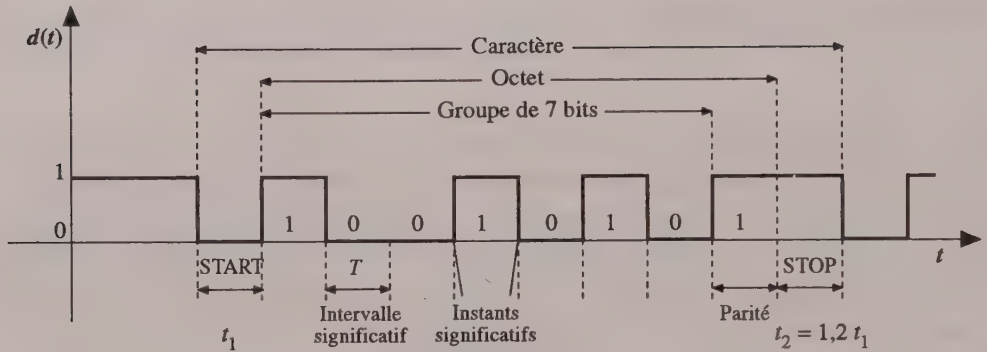


FIGURE 3.5

TRANSMISSION ASYNCHRONE.

Dans cette figure, une suite binaire de longueur 7 représentant un caractère ASCII est précédée d'un bit *Start* et succédée d'un bit *Stop* généralement 1,2 fois plus long que le bit *Start*. Entre la suite binaire et le bit *Stop* se trouve un huitième bit qui sert à indiquer la parité du caractère constitué par cette suite. Un bit de parité égal à 1 signifie que la suite binaire en question contient un nombre impair de bits 1 (parité paire). Pour un nombre pair de bits 1, le bit de parité vaut 0.

La transmission synchrone permet une transmission plus rapide des données que la transmission asynchrone, puisqu'elle ne requiert pas de bits de début et de fin de caractère. De plus, elle offre contre les erreurs une meilleure protection que la transmission asynchrone. Cependant, les émetteurs et récepteurs synchrones (modems) sont généralement plus complexes et plus coûteux que les appareils asynchrones. La transmission asynchrone est particulièrement utilisée de nos jours avec les claviers d'ordinateurs, équipements fonctionnant à des vitesses variables pouvant aller au-delà de 2 400 bits par seconde (bps).

### 3.3 TRANSMISSION EN SÉRIE ET TRANSMISSION EN PARALLÈLE

En nous basant sur la manière d'acheminer les signaux représentant les données à transmettre, nous distinguons généralement la *transmission sérielle* et la *transmission parallèle*. La transmission sérielle consiste à émettre les bits qui composent un message les uns à la suite des autres sur le même support. La transmission parallèle, par

contre, consiste à acheminer simultanément sur  $n$  supports fonctionnellement identiques les  $n$  symboles binaires d'un message.

La deuxième méthode est évidemment plus rapide que la première. Par contre, elle est plus dispendieuse à mettre en œuvre et pose des problèmes de synchronisation. Aussi, est-elle généralement utilisée sur de courtes distances, pour regrouper l'information qui doit être acheminée en série sur la liaison de transmission.

La transmission sérielle peut être de deux types : *sérielle par bit* ou *sérielle par caractère*. Quant à la transmission parallèle, la forme la plus souvent utilisée demeure celle qui est dite « *sérielle par caractère/parallèle par bit* ». La figure 3.6 illustre le principe de ces deux modes de transmission pour un même message.

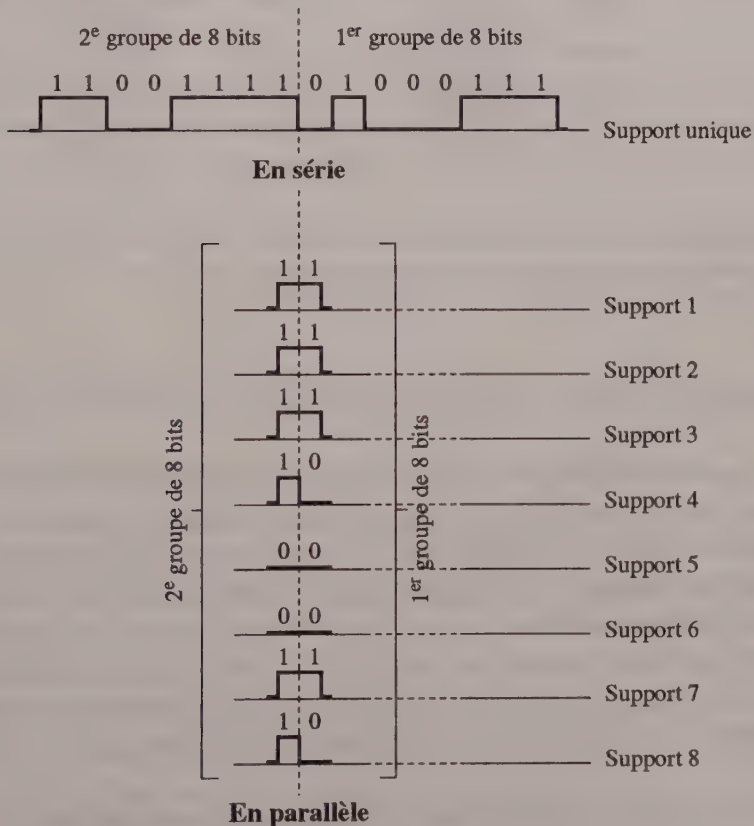


FIGURE 3.6

TRANSMISSION EN SÉRIE PAR CARACTÈRE ET TRANSMISSION EN PARALLÈLE PAR BIT.

Les bus internes d'un ordinateur transmettent en parallèle, alors que la transmission entre un terminal et un ordinateur s'effectue plutôt en série. D'où la nécessité de disposer de *sérialiseur* et de *désérialiseur* pour assurer le passage d'un mode de transmission à l'autre. Comme l'indique la figure 3.7, le sérialiseur regroupe les bits acheminés en parallèle pour les transmettre en série sur une liaison unique de transmission; le désérialiseur, quant à lui, réalise l'opération inverse.

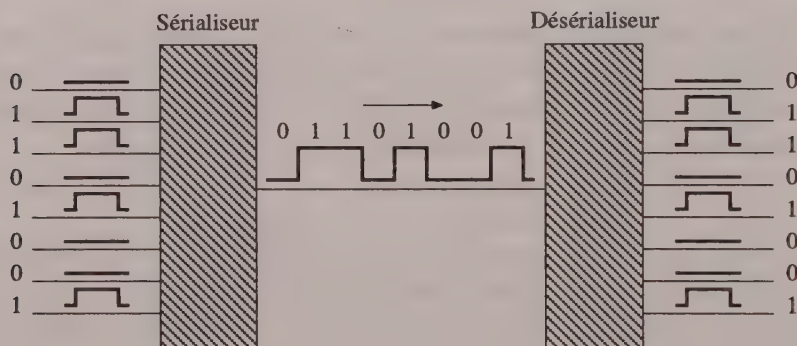


FIGURE 3.7

CONVERSION PARALLÈLE-SÉRIE ET VICE VERSA.

### 3.4 TRANSMISSION EN BANDE DE BASE ET TRANSMISSION À LARGE BANDE

Lorsque les données numériques, représentées par des séquences d'impulsions électriques, sont acheminées directement sur un support de transmission comme la paire torsadée ou le câble coaxial, nous parlons de *transmission en bande de base*. Comme son nom l'indique, ce mode de transmission préserve les fréquences de base du signal émis. Malheureusement, à partir d'une certaine distance, il se produit un affaiblissement du signal transmis, ce qui nécessite le recours à des *répéteurs* qui coupent les basses fréquences ou à des *câbles chargés* pour couper les hautes fréquences. Le tableau 3.1 résume les principales caractéristiques de ce mode de transmission.

Pour transmettre plus d'un message à la fois, il importe de mettre en place des mécanismes permettant de décaler au besoin le spectre de fréquences. Ceci nous amène à

parler de *transmission à large bande* ou *transmission par modulation*, qui se caractérise par un décalage du spectre des fréquences à transmettre par variation d'un ou de plusieurs des paramètres fondamentaux du signal. La transmission à large bande permet essentiellement de mieux exploiter la largeur de bande du canal par une subdivision de celle-ci en plusieurs sous-bandes qui sont alors allouées chacune à différents utilisateurs. Une telle pratique se réfère à la notion de multiplexage en fréquence ou FDM (*Frequency Division Multiplexing*) qui sera traitée au chapitre 7. Les principales caractéristiques de la transmission à large bande sont regroupées au tableau 3.2.

TABLEAU 3.1

---

CARACTÉRISTIQUES DE LA TRANSMISSION EN BANDE DE BASE

---

**La transmission en bande de base :**

- accepte seulement des données numériques;
  - utilise le câble coaxial ou la paire torsadée comme supports de transmission;
  - a un faible débit : 1 – 15 mégabits/seconde (Mbps);
  - est sensible au bruit et à l'interférence électromagnétique;
  - est facile à entretenir;
  - possède un signal originel transmis sans modulation et occupe toute la largeur de bande.
- 

TABLEAU 3.2

---

CARACTÉRISTIQUES DE LA TRANSMISSION À LARGE BANDE

---

**La transmission à large bande :**

- accepte les données numériques et les données analogiques;
  - utilise le câble coaxial comme support de transmission;
  - a un débit de transmission élevé, pouvant atteindre 400 Mbps;
  - est peu sensible au bruit;
  - demande des modems difficiles à entretenir;
  - utilise le FDM pour partager les canaux entre plusieurs signaux;
  - permet l'intégration de multiples services de communication;
  - est capable de desservir un plus grand espace géographique;
  - est généralement plus coûteuse qu'un système similaire en bande de base.
-

### 3.5 TECHNIQUES DE MODULATION

En transmission de données, il arrive souvent que l'on soit obligé de faire subir aux messages à émettre des transformations préalables qui visent à les adapter aux caractéristiques des canaux ou des équipements de transmission. En effet, la propagation et le traitement de ces messages, qui prennent la forme de signaux analogiques ou numériques, font généralement appel à des techniques de modulation dont nous allons énoncer le principe et distinguer les divers types.

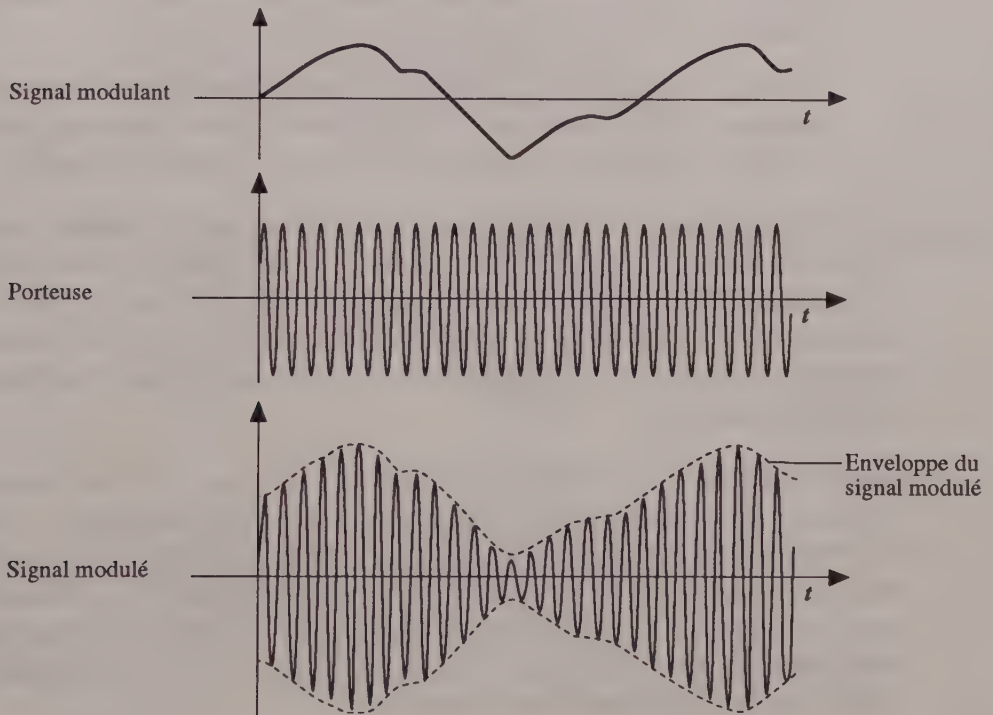
#### 3.5.1 Principe de la modulation

Comme nous l'avons vu dans les chapitres précédents, un signal peut être caractérisé par trois paramètres fondamentaux que sont l'amplitude, la fréquence et la phase. La *modulation* consiste essentiellement à introduire un signal électrique de basse fréquence dans un autre signal de fréquence plus élevée. Ainsi, au moment de l'émission, un signal de haute fréquence appelée *fréquence porteuse* et associée à une onde dite porteuse, est modifié par le signal électrique dit *signal modulant* ou *onde modulante* de fréquence plus basse. Le signal alors transmis sur le canal de transmission prend le nom de *signal modulé* ou d'*onde modulée*. La figure 3.8 en illustre le principe.

Par ailleurs, une fois le signal transmis, il revient alors au récepteur de le *démoduler*, c'est-à-dire le dépouiller de sa porteuse. Concrètement, cette opération dite de *démodulation* ou de *détection* se ramène dans certains cas à l'isolation de l'enveloppe du signal modulé. Aussi a-t-on recours dans l'accomplissement de cette tâche à des *filtres* qui, tels qu'ils ont été présentés au chapitre 1, sont des dispositifs électroniques capables de recevoir plusieurs fréquences et de n'en laisser passer qu'un nombre restreint. Ce filtre idéal, malheureusement, est plutôt rare; il est supplanté par le *filtre passe-bande* qui possède la propriété caractéristique de ne laisser passer qu'une bande de fréquences de largeur  $L_b$ , supprimant de ce fait toutes les fréquences situées en deçà et au-delà de cette bande. Le dispositif électronique qui réalise la *modulation* et la *démodulation* est connu dans la pratique sous le nom de *modem*, contraction des deux termes.

Il existe plusieurs techniques de modulation, c'est-à-dire des techniques permettant de générer un signal modulé à partir d'un signal modulant et d'une porteuse. En effet, nous parlons de *modulation continue* ou *entretendue* dans le cas où le signal modulé est

transmis sans aucune interruption. Si l'un des paramètres de la porteuse varie proportionnellement au signal modulant, la modulation est dite *analogique*. Et dans le cas où le signal à transmettre, qui n'est pas lié proportionnellement au signal modulant, est exprimé dans un langage symbolique, nous parlons de *modulation codée*. Ceci nous amène à trois grandes classes de modulation : la modulation analogique continue, la modulation analogique par impulsions et la modulation par impulsions codées.

**FIGURE 3.8**

*PRINCIPE GÉNÉRAL DE LA MODULATION.*

### 3.5.2 La modulation analogique continue

Si nous admettons qu'une porteuse, en tant que signal sinusoïdal, se caractérise par son amplitude, sa fréquence et sa phase, sa modulation par un message modulant peut s'effectuer en faisant varier l'un ou l'autre de ces trois paramètres. En effet, selon le

paramètre que nous choisissons de faire varier, nous distinguons trois types de modulation analogique :

- la *modulation d'amplitude* (AM pour *Amplitude Modulation*) qui consiste à faire varier l'amplitude de la porteuse proportionnellement au message modulant, la fréquence et l'angle de phase de l'onde modulée restant inchangés;
- la *modulation de phase* (PM pour *Phase Modulation*) selon laquelle la phase de l'onde porteuse varie proportionnellement au message modulant, l'amplitude et la fréquence de l'onde modulée restant inchangées;
- la *modulation de fréquence* (FM pour *Frequency Modulation*) selon laquelle la fréquence de l'onde porteuse varie proportionnellement au message modulant, l'amplitude et l'angle de phase de l'onde modulée restant inchangés.

Les critères les plus généralement utilisés pour évaluer ces trois types de modulation demeurent le coût et la sensibilité au bruit. En effet, considérons la modulation d'amplitude (AM), très utilisée en communication radio : elle présente les avantages d'être simple à implanter, facile à entretenir, peu dispendieuse et moins sensible aux distorsions (déformation du signal) que les deux autres; par contre, elle est très sensible au bruit d'impulsion.

Quant à la modulation de fréquence (FM), elle a l'avantage d'être plus efficace pour ce qui est de la résistance au bruit et pour la reproduction de fréquences. En effet, elle est insensible aux variations des niveaux de bruit, elle est relativement peu dispendieuse et elle peut être utilisée facilement dans les applications de moyenne vitesse (plus de 2 400 bps). Aussi, est-elle recommandée dans les modems à faible rapidité de modulation (de 300 à 1 200 bps). Son grand désavantage demeure la limitation pratique à 2 400 bps du déplacement de fréquence.

Finalement, la modulation de phase (PM) présente l'avantage de transmettre à de basses fréquences de modulation (incluant 0 Hz). De plus, théoriquement, elle fait le meilleur usage de la largeur de bande pour une vitesse de transmission donnée. Elle reste cependant, et de loin, la plus complexe et la plus coûteuse des trois méthodes.

Alors que la modulation d'amplitude relève de la *modulation analogique continue linéaire*, les modulations de fréquence et de phase, encore appelées *modulations angulaires* ou *exponentielles*, relèvent de *modulation analogique continue non linéaire*. La figure 3.9 illustre les trois types de modulation analogique continue.

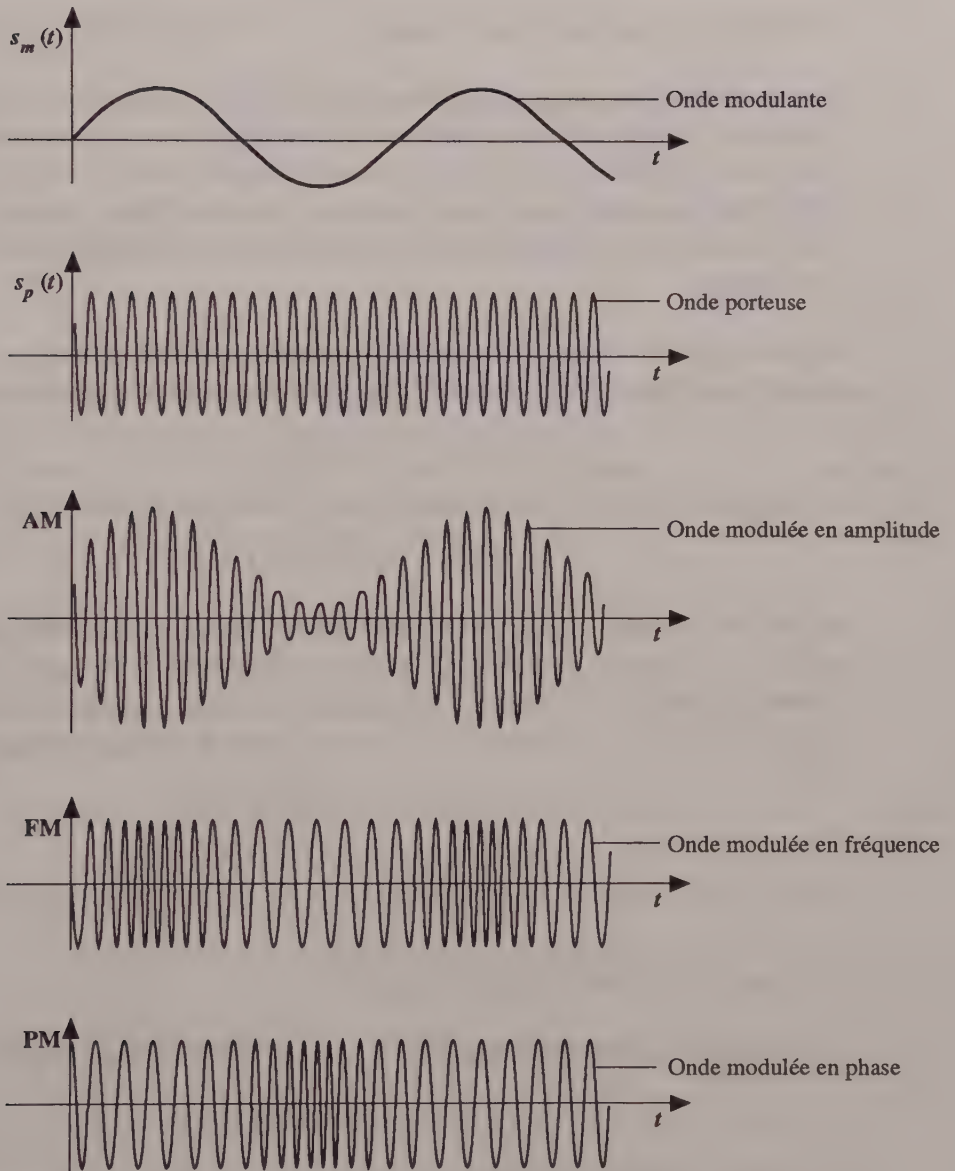


FIGURE 3.9

MODULATION ANALOGIQUE CONTINUE D'UN MÊME MESSAGE  $s_m(t)$ .

### *Modulation analogique continue linéaire*

Dans la modulation analogique continue linéaire, nous retrouvons non seulement la modulation d'amplitude, mais aussi ses variantes que sont la *modulation à bande latérale unique* (SSB pour *Single Side Band*), la *modulation à bande latérale double* (DSB pour *Double Side Band*) et la *modulation à bande latérale résiduelle* (VSB pour *Vestigial Side Band*). Dans la section qui suit, nous allons étudier chacune de ces modulations.

Sachant que  $s(t) = A \cos(\omega t + \varphi)$  est l'expression générale d'un signal sinusoïdal, considérons d'abord une onde modulante  $s_m(t)$  d'expression mathématique :

$$s_m(t) = A_m \cos(\omega_m t + \varphi_m) \quad (3.1)$$

puis une onde porteuse  $s_p(t)$  représentée par la relation suivante :

$$s_p(t) = A_p \cos(\omega_p t + \varphi_p) \quad (3.2)$$

Par souci de simplicité et sans perte de généralité, nous considérerons que les phases  $\varphi_m$  et  $\varphi_p$  sont toutes deux nulles. Dans ce cas, l'amplitude  $A$  de l'onde modulée  $s(t)$  s'obtient par addition de l'amplitude  $A_p$  de la porteuse et d'un signal proportionnel à l'onde modulante de la relation 3.1. Ce qui se traduit de la manière suivante :

$$s(t) = A \cos(\omega t + \varphi) \quad (3.3)$$

$$\text{avec } \begin{aligned} A &= A_p + k_a s_m(t) \\ \omega &= \omega_p \\ \varphi &= 0 \end{aligned}$$

où  $k_a$  est une constante de proportionnalité.

L'onde modulée, abstraction faite de l'angle de phase, s'exprime donc comme suit :

$$s(t) = [A_p + k_a s_m(t)] \cos \omega_p t \quad (3.4)$$

Il est évident, d'après la relation 3.4, que l'amplitude de ce signal n'est pas constante : elle varie avec le temps; l'onde modulée est donc représentée par une fonction quasi périodique. Par ailleurs, en tenant compte de la relation 3.1, la relation 3.4 peut se réécrire :

$$s(t) = [A_p + k_a A_m \cos \omega_m t] \cos \omega_p t$$

Et par la suite, nous avons :

$$s(t) = A_p \left[ 1 + \frac{k_a A_m}{A_p} \cos \omega_m t \right] \cos \omega_p t$$

Le facteur  $k_a A_m / A_p$ , que l'on peut noter  $I_m$ , a reçu le nom d'*indice de modulation*; ceci permet de réécrire la relation précédente comme suit :

$$s(t) = A_p [1 + I_m \cos \omega_m t] \cos \omega_p t \quad (3.5)$$

Pour conserver l'onde modulante dans l'enveloppe de l'onde modulée, il faut que celle-ci ne change pas de signe. Autrement dit, il faut que l'indice de modulation soit inférieur ou égal à 1. Le produit de l'indice de modulation par 100 correspond au *pourcentage de modulation*. Comme le montre la figure 3.10, un tel paramètre détermine le domaine de variation de l'amplitude de l'onde AM.

En développant la relation 3.5, on trouve :

$$s(t) = [A_p + I_m A_p \cos \omega_m t] \cos \omega_p t$$

ce qui peut encore s'écrire :

$$s(t) = A_p \cos \omega_p t + I_m A_p \cos \omega_p t \cos \omega_m t \quad (3.6)$$

Sachant que le terme  $(\cos \omega_p t \cos \omega_m t)$  peut se développer suivant la relation :

$$\cos a \cos b = \frac{1}{2} [\cos (a+b) + \cos (a-b)] \quad (3.7)$$

l'équation 3.6 peut se réécrire :

$$s(t) = A_p \cos \omega_p t + \frac{I_m A_p}{2} [\cos (\omega_p + \omega_m) t + \cos (\omega_p - \omega_m) t]$$

Par la suite, nous obtenons :

$$s(t) = A_p \cos \omega_p t + \frac{I_m A_p}{2} \cos (\omega_p + \omega_m) t + \frac{I_m A_p}{2} \cos (\omega_p - \omega_m) t \quad (3.8)$$

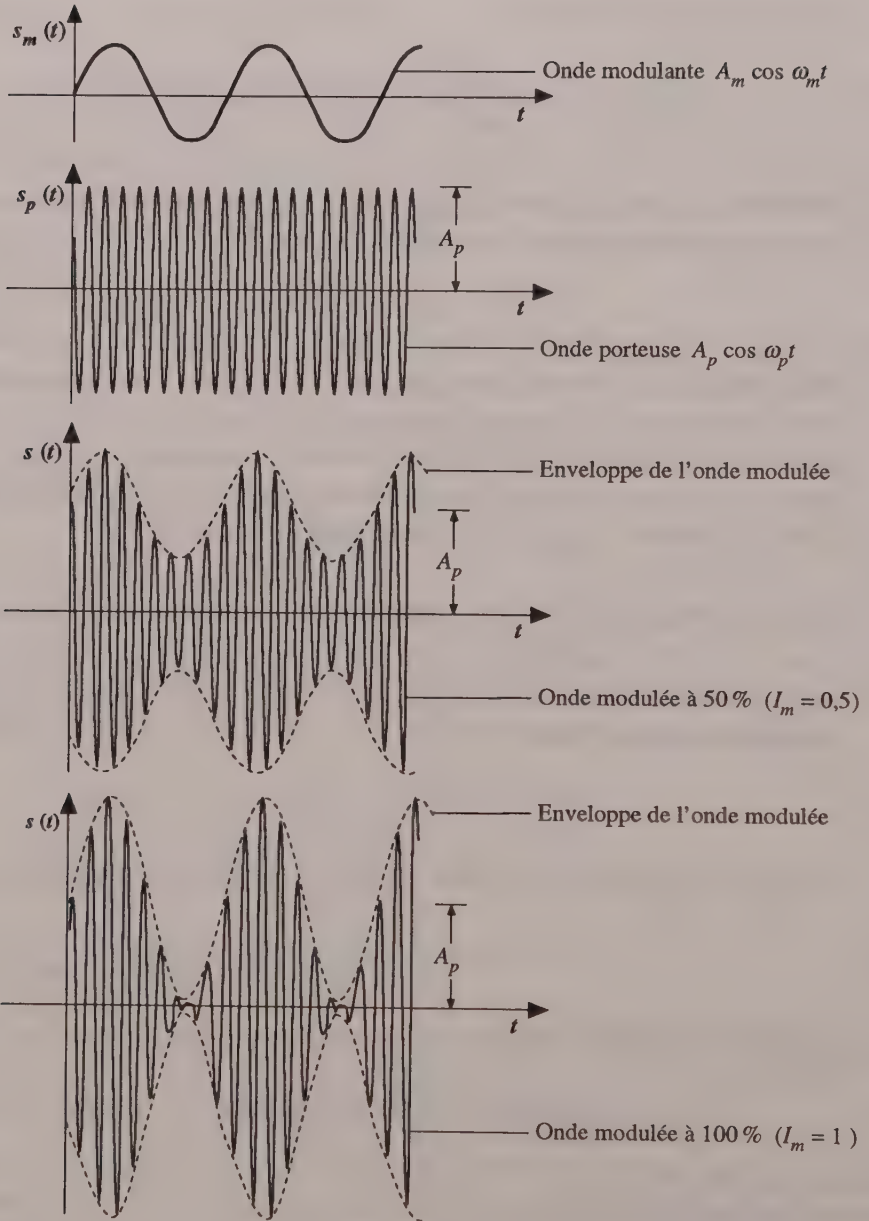


FIGURE 3.10

VARIATIONS DU POURCENTAGE DE MODULATION ET ENVELOPPES CORRESPONDANTES.

L'analyse de la relation 3.8 montre que toute onde modulée en amplitude à une pulsation  $\omega_m$  peut être décomposée en trois ondes élémentaires : une onde porteuse de pulsation  $\omega_p$  et deux autres ondes ayant pour pulsations respectives  $(\omega_p + \omega_m)$  et  $(\omega_p - \omega_m)$ . Comme le montre la figure 3.11, dans une représentation spectrale du signal AM, ces deux dernières ondes donnent lieu, pour un signal modulant comportant un éventail de fréquences, à deux bandes de fréquences situées de part et d'autre de la fréquence de la porteuse : la *bande latérale supérieure* (USB pour *Upper Side Band*) et la *bande latérale inférieure* (LSB pour *Lower Side Band*). Les trois ondes ont pour fréquences respectives :  $f_p$ ,  $(f_p + f_m)$  et  $(f_p - f_m)$ . La figure 3.12 illustre les trois ondes élémentaires, ainsi que l'onde modulée résultante. En conséquence, la largeur de bande d'une onde AM est égale à  $2f_m$ , soit :

$$W = (f_p + f_m) - (f_p - f_m) = f_p + f_m - f_p + f_m = 2f_m$$

où  $f_m$  est la fréquence centrale du spectre du signal modulant.

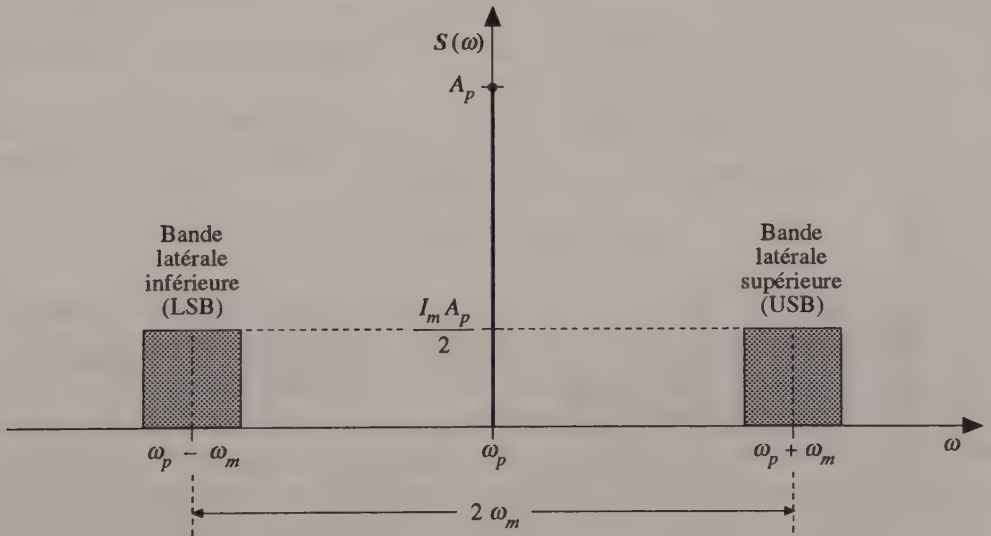


FIGURE 3.11

SPECTRE D'UN SIGNAL AM.

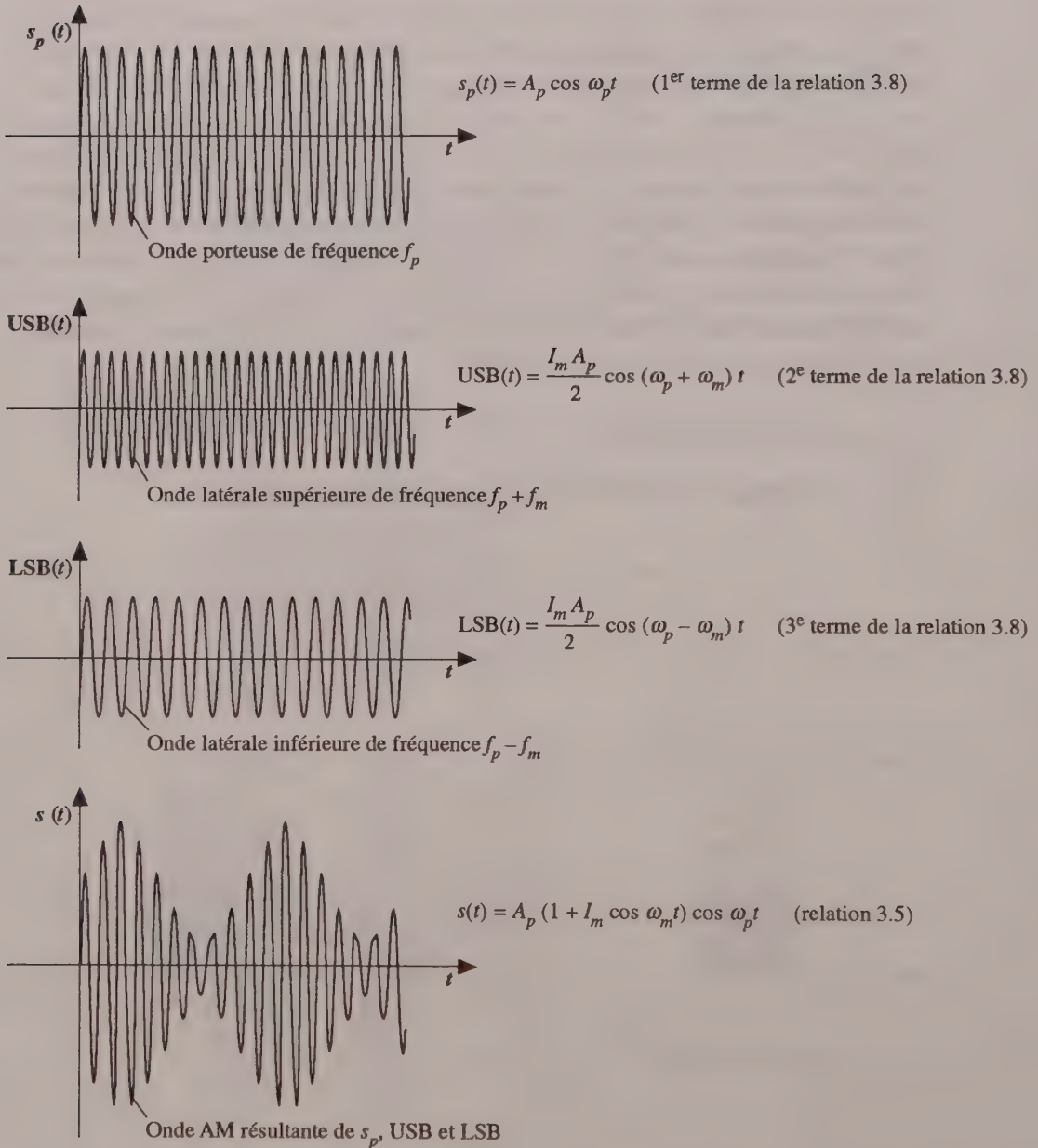


FIGURE 3.12

ONDE AM OBTENUE PAR SOMMATION DES TROIS ONDES ÉLÉMENTAIRES.

Par ailleurs, il convient de mentionner que plusieurs signaux sinusoïdaux peuvent moduler la même porteuse. Dans ce cas, chaque signal modulant aura son propre indice de modulation, puisque l'indice de modulation est proportionnel à l'amplitude du signal modulant.

Pour éviter un certain gaspillage d'énergie dû à l'utilisation d'une porteuse qui ne contient pas d'informations, il arrive que l'on supprime cette porteuse du signal modulé. Nous obtenons de ce fait la relation suivante :

$$s(t) = \frac{I_m A_p}{2} \cos(\omega_p + \omega_m)t + \frac{I_m A_p}{2} \cos(\omega_p - \omega_m)t \quad (3.9)$$

Nous disons alors que le signal  $s(t)$  est modulé en *bande latérale double* (DSB), puisque seules les bandes latérales supérieure et inférieure du signal AM sont transmises. Aussi, par opposition à la modulation d'amplitude AM souvent désignée par *modulation d'amplitude à porteuse conservée* (DSB-TC pour *Double Side Band-Transmitted Carrier*), la modulation en bande latérale double prend parfois le nom de *modulation d'amplitude à porteuse supprimée* (DSB-SC pour *Double Side Band-Suppressed Carrier*). La figure 3.13 en est une illustration.

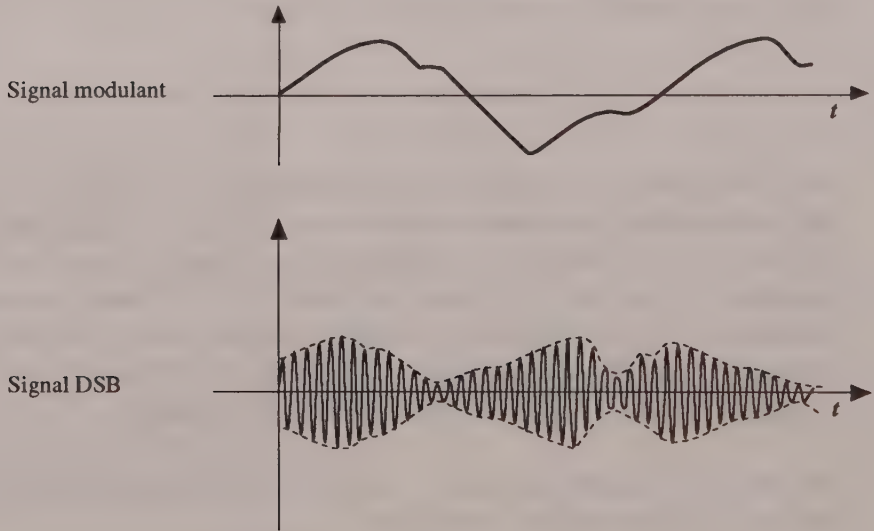
Par ailleurs, en sachant que  $I_m A_p = k_a A_m$  et en tenant compte de la relation 3.7, la relation 3.9 peut se réécrire comme suit :

$$s(t) = k_a A_m \cos \omega_p t \cos \omega_m t \quad (3.10)$$

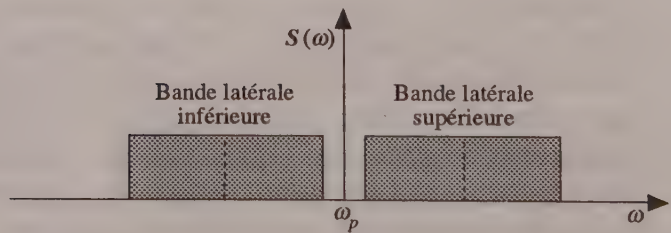
Ce qui prouve que le signal  $s(t)$  recèle les informations que l'on désire transmettre : l'amplitude  $A_m$  et la pulsation  $\omega_m$ . Toutefois, il est possible, en ayant recours à un système de filtres, de supprimer l'une des deux bandes latérales du spectre du signal modulé en DSB, la bande latérale supérieure ou la bande latérale inférieure. Nous parlons alors de *modulation en bande latérale unique* (SSB). Une telle modulation présente l'avantage de permettre l'émission de deux fois plus de messages, puisque la bande de fréquences d'un signal AM ou en bande latérale double est égale au double de celle d'un signal en bande latérale unique.

Mentionnons enfin la *modulation à bande latérale résiduelle* (VSB pour *Vestigial Side Band*) et la *modulation à bande latérale unique à porteuse conservée* (SSB-TC pour *Single Side Band-Transmitted Carrier*). La première consiste à émettre, en plus de la

porteuse et d'une des deux bandes latérales, une portion de la bande latérale restante; une telle méthode présente l'avantage de réduire la bande de fréquences par rapport à celle du signal AM, tout en utilisant les circuits de démodulation AM qui sont généralement de conception relativement simple.



Représentation temporelle du signal DSB



Représentation spectrale du signal DSB

FIGURE 3.13

MODULATION EN BANDE LATÉRALE DOUBLE.

En outre, lorsque les signaux VSB sont transmis sans porteuse, nous obtenons une variante qui prend le nom de *bande latérale unique à porteuse supprimée* (VSB-SC pour *Vestigial Side Band-Suppressed Carrier*). Ces signaux, contrairement aux précédents, ne sont plus démodulés par des détecteurs d'enveloppe AM, sauf dans le cas où la porteuse est ajoutée d'une certaine manière au signal, au moment de la réception. Dans le cas de la modulation à bande latérale unique à porteuse conservée (SSB-TC), la démodulation des signaux se fait, avec une certaine distorsion, par des circuits de détection d'enveloppe AM.

### *Modulation analogique continue non linéaire*

Sous sa forme la plus générale, la modulation analogique continue linéaire intègre des composantes spectrales de fréquence  $(f_p + f_m)$  et  $(f_p - f_m)$ , où  $f_p$  désigne la fréquence de la porteuse et  $f_m$  la fréquence du signal modulant. La modulation analogique continue non linéaire, par contre, se réfère à des modulations basées sur des composantes spectrales autres que  $(f_p + f_m)$  et  $(f_p - f_m)$ . C'est le cas de la modulation de fréquence (FM) et de la modulation de phase (PM), qui sont souvent regroupées sous le même terme de *modulation d'angle*. Ainsi, le signal modulé s'exprime mathématiquement par la relation :

$$s(t) = A_p \cos \varphi_p(t) \quad (3.11)$$

dans laquelle  $\varphi_p(t)$  correspond à la phase, telle que celle-ci a été définie au chapitre 1. Encore une fois, on est en présence d'une fonction quasi périodique.

#### ■ Premier cas : modulation de phase (PM)

La *modulation de phase* consiste à faire varier la phase de la porteuse proportionnellement à la valeur d'un signal modulant  $s_m(t)$ , de sorte que la phase  $\varphi_p$  du signal modulé s'écrit :

$$\varphi_p(t) = \omega_p t + k_\varphi s_m(t) \quad (3.12)$$

où  $\omega_p$  est la pulsation de la porteuse et  $k_\varphi$  une constante de proportionnalité.

Le graphique de la phase du signal modulé sera donc formé d'une courbe s'écartant légèrement, d'une quantité proportionnelle au signal modulant, d'une droite de pente  $\omega_p$ . La figure 3.14 illustre le lien entre un signal modulant quelconque et la phase du signal

modulé; remarquez que la hauteur de la courbe par rapport à la droite (ligne pointillée) est maximale lorsque le signal modulant est maximal (point B), et minimale lorsque le signal prend sa valeur la plus faible (point A).

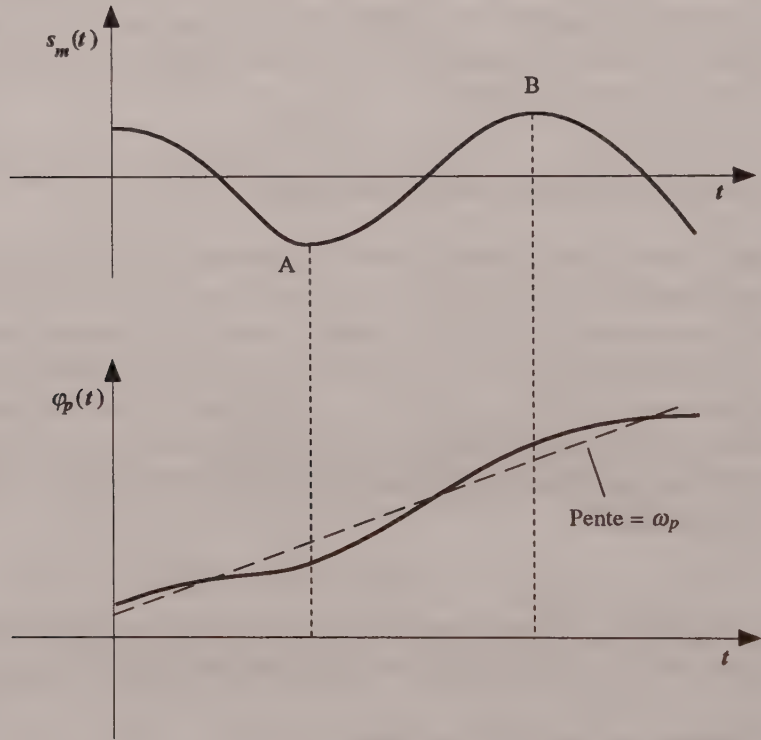


FIGURE 3.14

PRINCIPE DE LA MODULATION DE PHASE.

Pour un signal modulant en cosinus, c'est-à-dire de la forme :

$$s_m(t) = A_m \cos \omega_m t \quad (3.13)$$

la phase du signal modulé s'écrit, d'après l'équation 3.12 :

$$\varphi_p(t) = \omega_p t + k_\varphi A_m \cos \omega_m t \quad (3.14)$$

En substituant cette expression dans l'équation 3.11, qui décrit le signal modulé, nous obtenons :

$$s(t) = A_p \cos [\omega_p t + k_\varphi A_m \cos \omega_m t] \quad (3.15)$$

Si nous désignons par *indice de modulation*  $I_\varphi$  le produit  $k_\varphi A_m$ , cette relation peut se réécrire finalement comme suit :

$$s(t) = A_p \cos [\omega_p t + I_\varphi \cos \omega_m t] \quad (3.16)$$

Mentionnons enfin que l'indice de modulation  $I_\varphi$ , encore appelé *excursion de phase*, donne une mesure de la déviation maximale de phase. Pour des raisons pratiques liées à la démodulation, l'excursion de phase ne doit pas dépasser  $180^\circ$  en valeur absolue.

La figure 3.15 montre le lien entre le signal modulant, décrit par l'équation 3.13, et la phase du signal modulé. Elle illustre également l'effet de cette modulation sur la porteuse, dont la phase demeure inchangée lorsque le signal modulant est nul (point B), prend une avance maximale, ce qui signifie que les crêtes sont décalées vers la gauche, lorsque le signal modulé atteint sa plus grande valeur (point A), et un retard maximal lorsque celui-ci prend sa valeur minimale (point C).

Finalement, la modulation de phase par un signal modulant binaire, c'est-à-dire un signal qui ne peut posséder que deux valeurs constantes, est représentée à la figure 3.16. Nous y distinguons clairement la présence de deux variations (constantes) possibles par rapport à la droite de pente  $\omega_p$ , pour la phase du signal modulé, correspondant à des avances ou retards brusques dans cette phase.

#### ■ Deuxième cas : modulation de fréquence

Dans le cas de la *modulation de fréquence*, c'est la pulsation instantanée du signal modulé, notée  $\omega(t)$ , qui varie dans le temps autour d'une valeur nominale, soit la pulsation de la porteuse. Cette variation est proportionnelle au signal modulant  $s_m(t)$ . Nous pouvons donc écrire :

$$\omega(t) = \omega_p + 2\pi k_f s_m(t) \quad (3.17)$$

où, comme plus haut,  $k_f$  est une constante de proportionnalité.

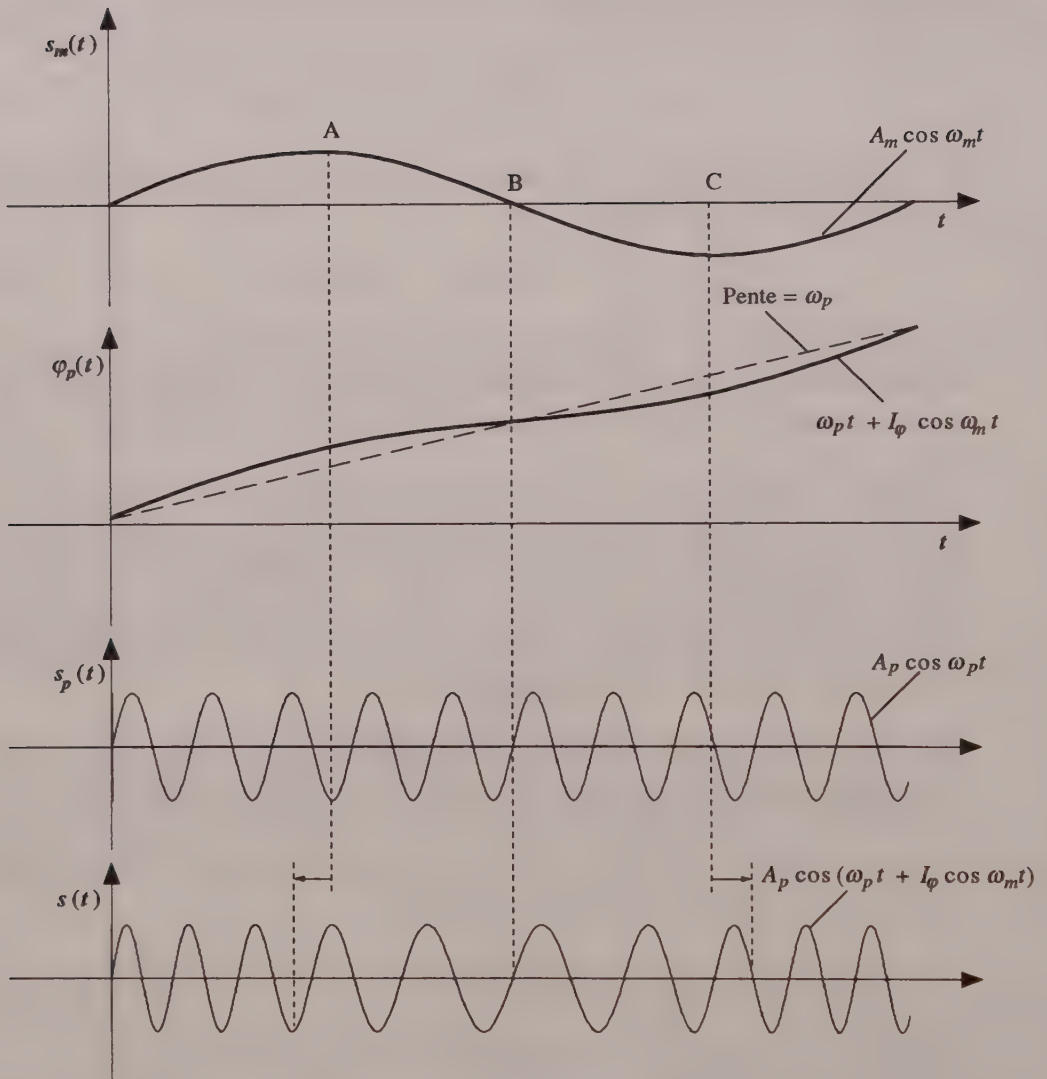


FIGURE 3.15

MODULATION DE PHASE AVEC UN SIGNAL MODULANT SINUSOÏDAL.

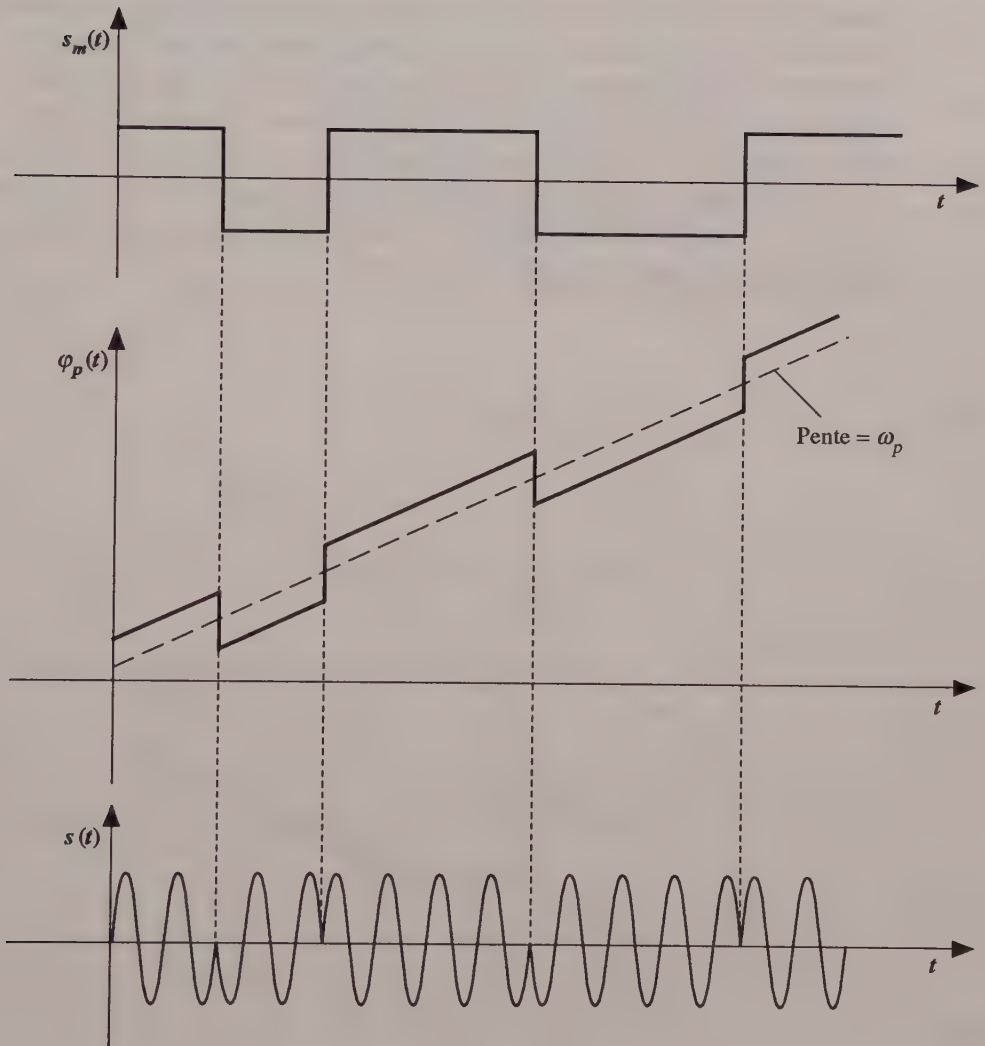


FIGURE 3.16

MODULATION DE PHASE PAR UN SIGNAL MODULANT BINAIRE.

Comme nous l'avons vu au chapitre 1 (section 1.5), la fréquence instantanée du signal modulé est égale à la pente de la phase  $\varphi_p(t)$ ; la modulation de fréquence se traduira donc par une légère variation, autour de la valeur  $\omega_p$ , de la pente de la phase du signal modulé, variation proportionnelle au signal modulant. La figure 3.17 illustre le lien entre le signal modulant et la pente de la phase du signal modulé : la pente oscille autour d'une valeur nominale  $\omega_p$ , illustrée par la ligne pointillée; elle est minimale au temps où le signal modulant possède sa valeur la plus faible (point A) et maximale à celui où il prend sa plus grande valeur (point B).

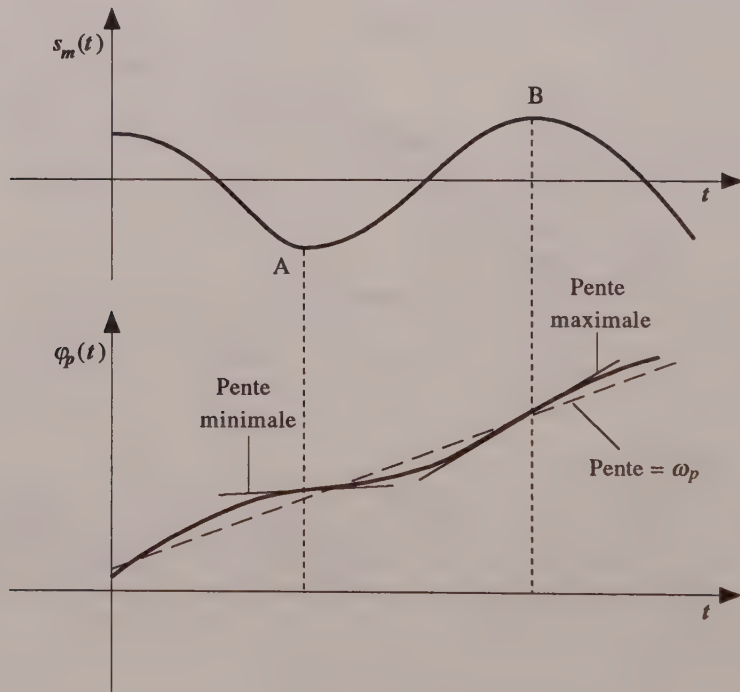


FIGURE 3.17

PRINCIPE DE LA MODULATION DE FRÉQUENCE.

La phase du signal modulé est donc décrite par la fonction dont la pente, appelée *dérivée* de la fonction, est égale à une constante  $\omega_p$ , plus la fonction modulante  $s_m(t)$ . Inversement, nous pouvons dire que la phase est égale à une fonction de pente

constante  $\omega_p$ , plus l'intégrale de la fonction modulante. Mathématiquement, cette double relation s'exprime comme suit :

$$\text{pente de } \varphi_p(t) = \omega_p + s_m(t) \quad (3.18a)$$

et :

$$\varphi_p(t) = \omega_p t + \text{intégrale de } s_m(t) \quad (3.18b)$$

Ces deux relations peuvent s'écrire de façon abrégée, en utilisant les symboles appropriés :

$$\frac{d\varphi_p}{dt} = \omega_p + s_m(t) \quad (3.19a)$$

et :

$$\varphi_p(t) = \omega_p t + \int s_m(t) dt \quad (3.19b)$$

Si nous considérons de nouveau un signal modulant en cosinus :

$$s_m(t) = A_m \cos \omega_m t \quad (3.20)$$

dont l'intégrale n'est autre qu'une fonction sinus de même argument, nous verrons, d'après 3.18b, que la phase du signal modulé est donnée par :

$$\varphi_p(t) = \omega_p t + I_f \sin \omega_m t \quad (3.21)$$

où :

$$I_f \equiv \frac{2\pi k_f A_m}{\omega_m} = \frac{k_f A_m}{f_m} \quad (3.22)$$

est appelé *indice de modulation* du signal FM,  $f_m$  étant la fréquence du signal modulant. Le produit  $k_f A_m$ , qui mesure la déviation maximale de fréquence, prend le nom d'*excursion de fréquence*.

La figure 3.18 montre le lien entre ce signal modulant et la phase du signal modulé. Elle illustre également l'effet de cette modulation sur la porteuse, dont la pulsation

instantanée, inchangée à  $\omega_p$  lorsque le signal modulant est nul (point B), est modifiée pour devenir maximale lorsque le signal est maximal (point A) et minimale lorsque celui-ci prend sa valeur la plus faible (point C).

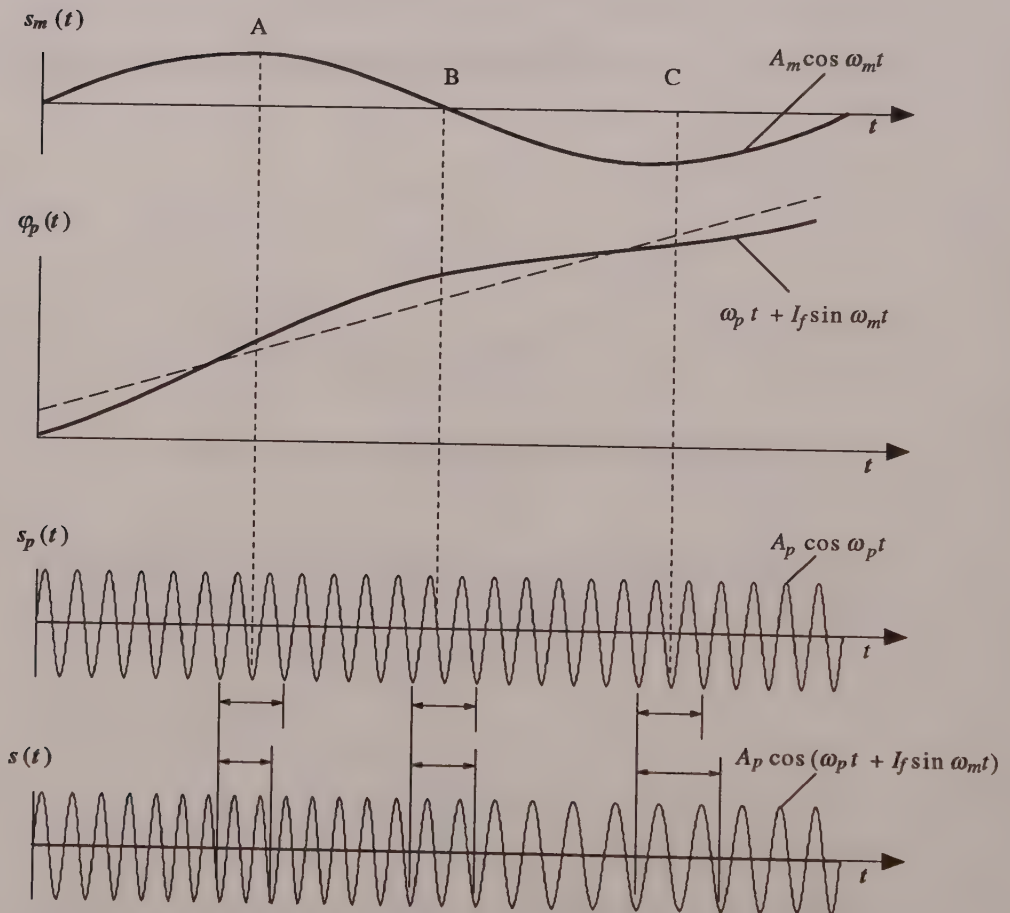


FIGURE 3.18

MODULATION DE FRÉQUENCE AVEC UN SIGNAL MODULANT SINUSOÏDAL.

Finalement, la modulation de fréquence par un signal modulant binaire est représentée à la figure 3.19. Nous y distinguons clairement la présence de deux pentes possibles pour la phase du signal modulé, correspondant à deux pulsations instantanées distinctes dans celui-ci.

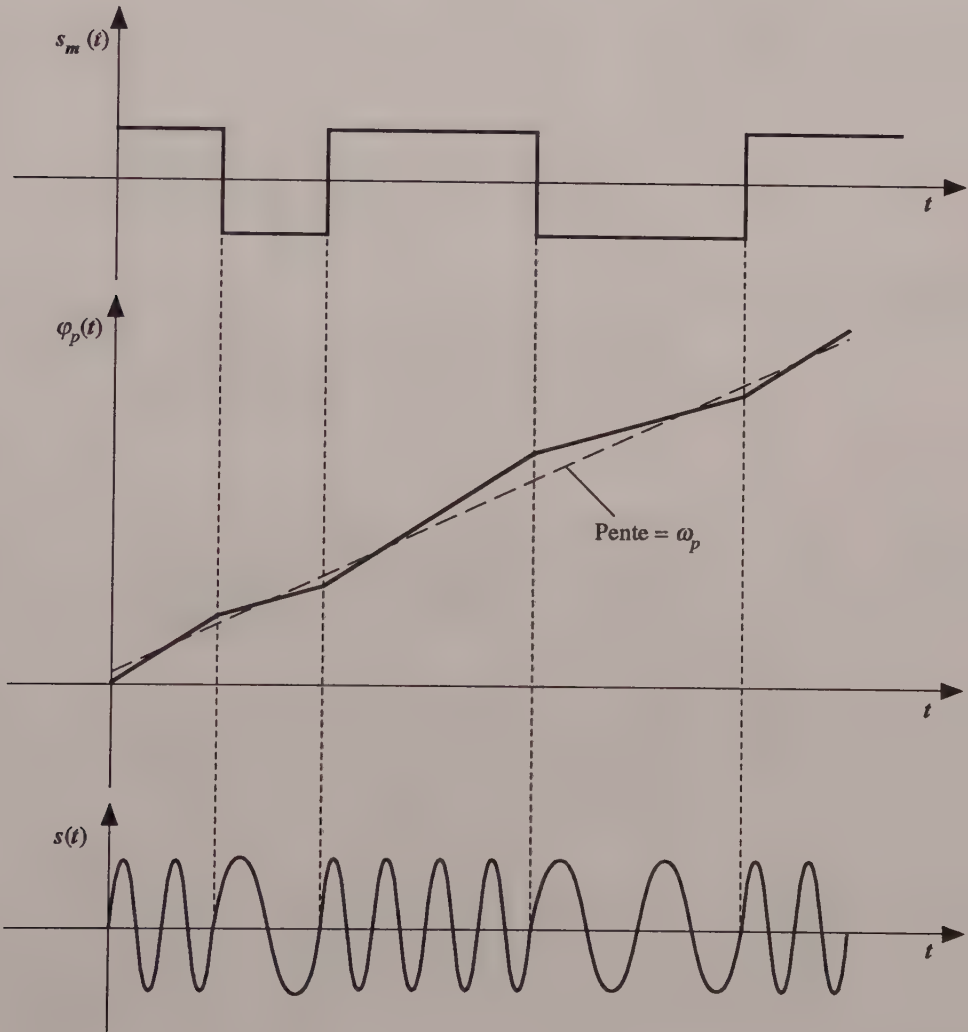
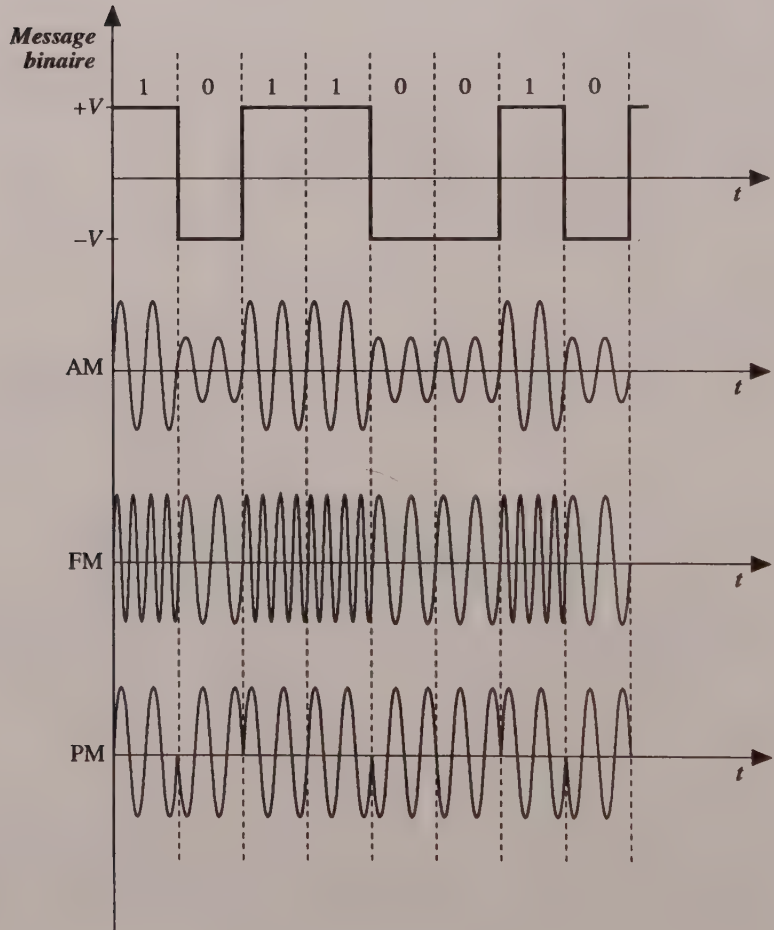


FIGURE 3.19

MODULATION DE FRÉQUENCE PAR UN SIGNAL MODULANT BINAIRE.

En guise de synthèse, la figure 3.20 présente un message binaire modulé tour à tour en amplitude (AM), en fréquence (FM) et en phase (PM).



**FIGURE 3.20**

**MODULATION PAR UN SIGNAL BINAIRE : EN AMPLITUDE (AM), EN FRÉQUENCE (FM) ET EN PHASE (PM).**

### 3.5.3 La modulation analogique par impulsions

Une séquence ou train d'impulsions rectangulaires, en tant que signal, peut être caractérisée par trois paramètres : l'*amplitude*, la *position* et la *durée des impulsions*. La *modulation analogique par impulsions* consiste essentiellement à faire varier l'un ou l'autre de ces trois paramètres, en considérant la séquence d'impulsions rectangulaires comme un signal de porteuse. Dans ce contexte, il est courant de distinguer trois types de modulation analogique par impulsions :

- la modulation d'impulsions en amplitude (PAM),
- la modulation d'impulsions en durée (PDM),
- la modulation d'impulsions en position (PPM).

La *modulation d'impulsions en amplitude* (PAM pour *Pulse Amplitude Modulation*) consiste à faire varier l'amplitude des impulsions de façon proportionnelle au message ou signal modulant. La figure 3.21 en est une illustration.

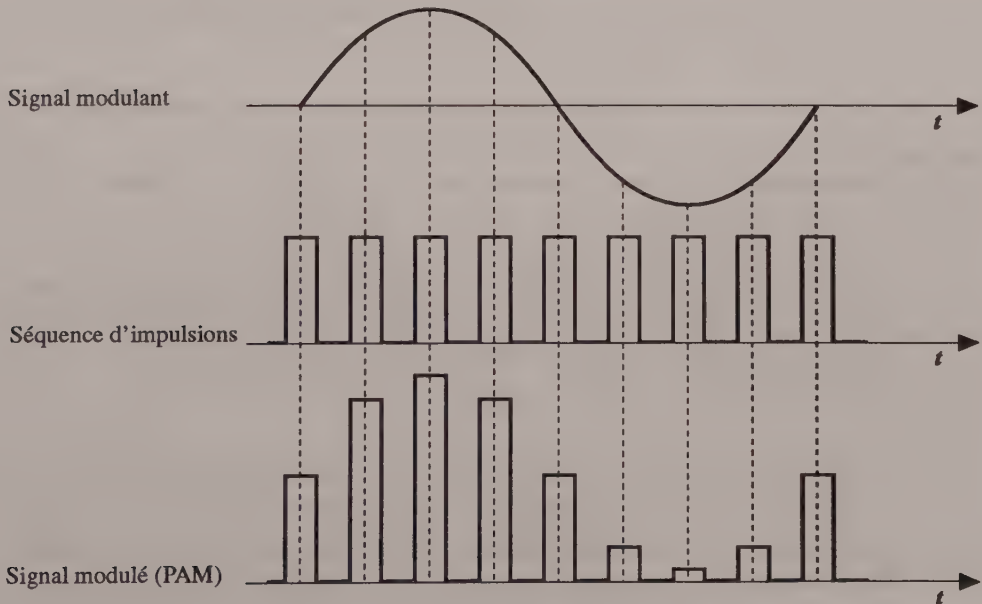


FIGURE 3.21

MODULATION D'IMPULSIONS EN AMPLITUDE (PAM).

La *modulation d'impulsions en durée* (PDM pour *Pulse Duration Modulation*) consiste à faire varier la durée des impulsions proportionnellement au signal modulant, comme le montre la figure 3.22.

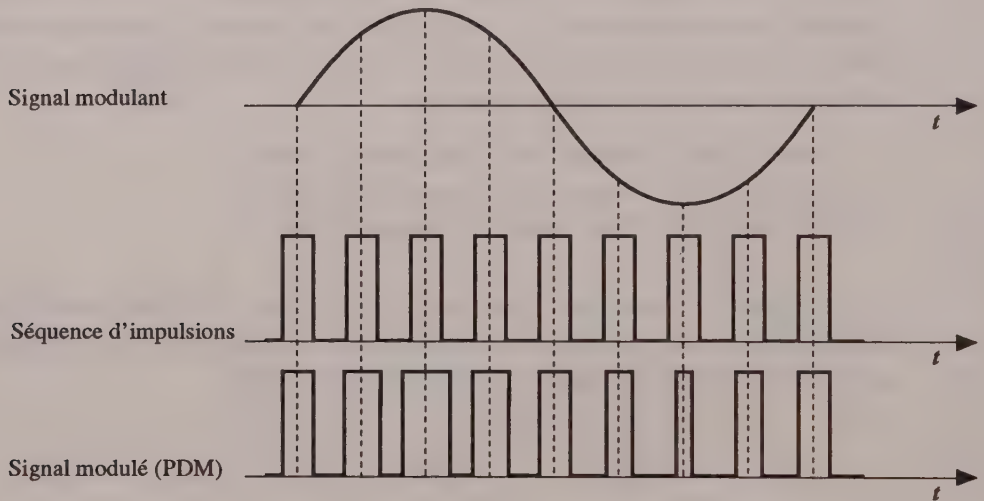


FIGURE 3.22

MODULATION D'IMPULSIONS EN DURÉE (PDM).

Quant à la *modulation d'impulsions en position* (PPM pour *Pulse Position Modulation*), elle consiste à émettre à des intervalles de temps variables des impulsions identiques, de sorte que le temps d'avance ou de retard de chaque impulsion reste proportionnel au signal modulant. La figure 3.23 en est une illustration.

Par ailleurs, il convient de noter que dans les deux derniers types de modulation, PDM et PPM, la modulation des impulsions s'effectue selon l'axe du temps, plutôt que selon l'axe de l'amplitude. C'est la raison pour laquelle ils sont souvent regroupés sous le terme *modulation d'impulsions dans le temps* (PTM pour *Pulse Time Modulation*). La figure 3.24 présente les signaux modulés PAM, PPM et PDM d'un même signal modulant.

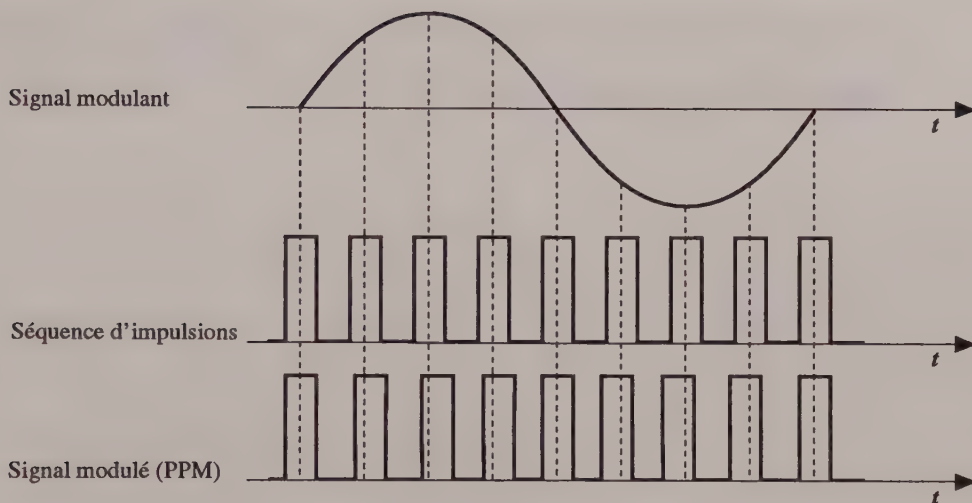


FIGURE 3.23

*MODULATION D'IMPULSIONS EN POSITION (PPM).*

### 3.5.4 La modulation par impulsions codées

En *modulation par impulsions codées* (PCM pour *Pulse Code Modulation*), il faut tout d'abord commencer par quantifier le message ou signal modulant, ce qui permet de distinguer des niveaux de quantification représentant différentes valeurs d'amplitude. Les différentes valeurs d'amplitude trouvées, pour un intervalle de temps donné, constituent le message quantifié. Il faut alors choisir un code, généralement binaire, selon lequel le message quantifié sera converti en un message codé, généralement binaire comme nous venons de le dire. Dans le cas de la figure 3.25 où le nombre de niveaux de quantification est égal à 8, trois bits seront nécessaires pour représenter chaque niveau. Plus précisément, le niveau 0 correspond à la suite binaire 000, le niveau 1 à 001, le niveau 2 à 010, et ainsi de suite jusqu'au niveau 7 qui correspond à la suite 111. De cette façon, le message quantifié 2 4 6 7 5 2 1 2 4 peut être converti en un message binaire correspondant à la séquence suivante :

010 100 110 111 101 010 001 010 100

C'est ce message binaire qui est transformé en signal modulé PCM, conformément à la convention qu'un bit 1 correspond à la présence d'une impulsion et un bit 0 à une absence, comme le montre la figure 3.25.

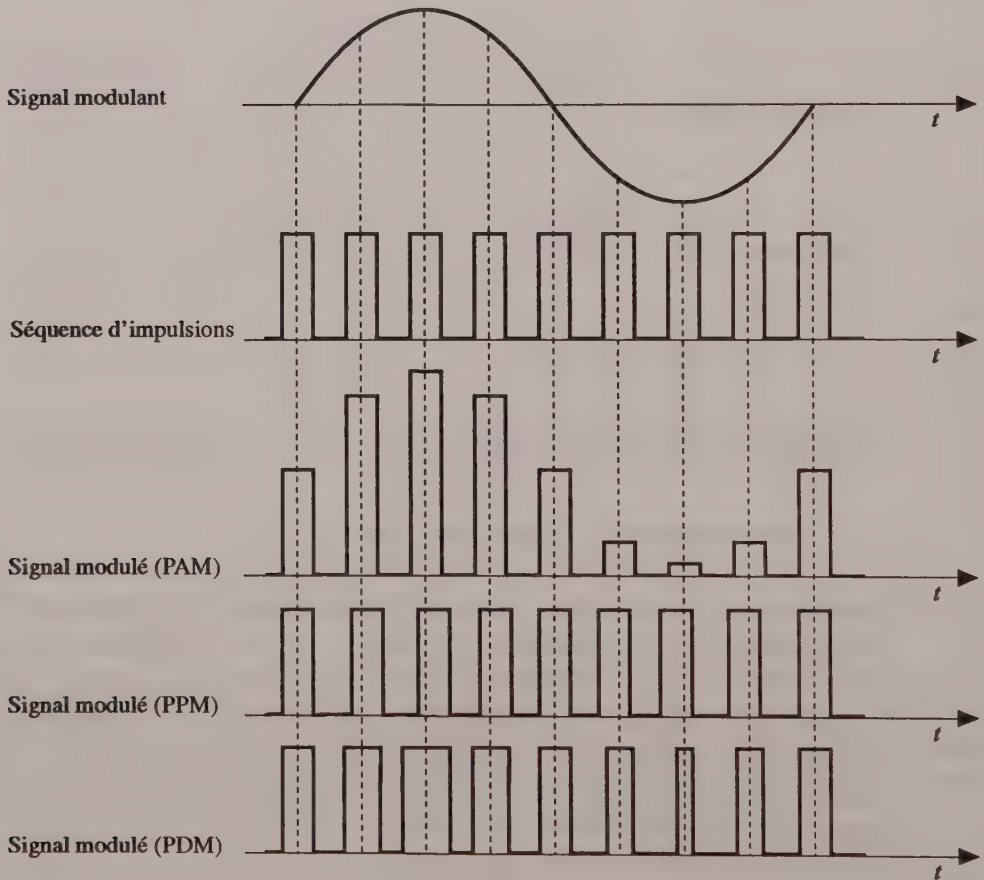


FIGURE 3.24

*MODULATION ANALOGIQUE PAR IMPULSIONS.*

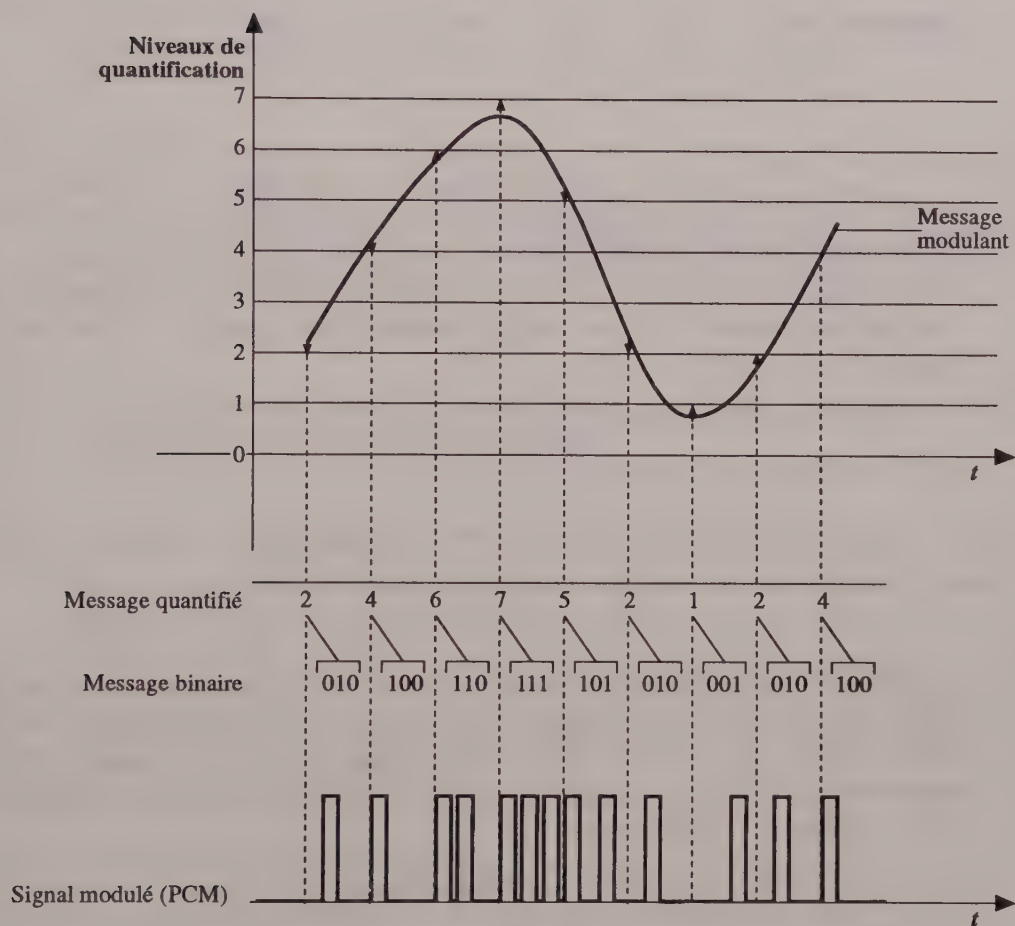


FIGURE 3.25

MODULATION PAR IMPULSIONS CODÉES.

---

## EXERCICES

- 3.1** Vous utilisez dans un cours d'informatique la version française d'un manuel portant sur la transmission de données. Lors de votre lecture des premiers chapitres, vous constatez que certains concepts maintenant traduits peuvent entraîner des ambiguïtés. Quelles clarifications allez-vous chercher à apporter pour chacune des situations suivantes.
- a) La différence entre une donnée et un signal.
  - b) L'utilisation des termes « discret » et « continu ».
  - c) La différence entre une signalisation et une transmission.
  - d) L'utilisation des éléments « amplificateurs » et « répéteurs ».
- 3.2** Vous devez tracer le schéma d'un système complexe de transmission dans lequel des données numériques et analogiques sont utilisées. À cette fin, les dispositifs devant permettre le codage approprié des données en signaux doivent être placés au bon endroit sur le schéma. Identifiez les dispositifs en question selon les fonctions suivantes du système de communication :
- a) Transformation « données numériques–signaux analogiques ».
  - b) Transformation « données numériques–signaux numériques ».
  - c) Transformation « données analogiques–signaux numériques ».
  - d) Transformation « données analogiques–signaux analogiques ».
- 3.3** Qu'est-ce qui distingue la transmission synchrone de la transmission asynchrone? D'où vient l'appellation « transmission *Start-Stop* » dévolue à celle-ci?
- 3.4** Quelle différence faites-vous entre la transmission sérielle et la transmission parallèle? Qu'est-ce qui distingue la transmission sérielle par bit de celle dite sérielle par caractère?

- 3.5 Dans quel contexte est-il nécessaire, selon vous, de recourir à un sérialiseur et un désérialiseur? Quels rôles jouent-ils respectivement?
- 3.6 Alors qu'un système de communication est en train d'opérer une transmission de données, un technicien vous mentionne avec fierté que la transmission est de type analogique, asynchrone, en série et sur large bande. Vous lui dites que certains aspects mentionnés sont avantageux alors que d'autres le sont moins. Quels sont vos arguments?
- 3.7 Exposez le principe général de la transmission par modulation en explicitant le rôle spécifique joué par les filtres et les modems.
- 3.8 Un système de transmission doit être mis en place rapidement et de façon à fonctionner selon les exigences minimales suivantes. Les effets dus à la distance doivent être négligeables, la protection contre les erreurs doit être assurée et la sensibilité au bruit doit être contrôlée. Les aspects relatifs à la vitesse de transmission, aux coûts de mise en œuvre et à la maintenance sont pour l'instant secondaires. En vous basant sur chacun des six aspects mentionnés, proposez différents types de transmission qui pourraient caractériser ce système.
- 3.9 Distinguez les concepts suivants :
- modulation continue,
  - modulation analogique,
  - modulation codée.
- 3.10 Vous vous retrouvez dans un laboratoire de physique où un étudiant observe sur un oscilloscope différentes ondes modulées. Il vous demande des informations sur les indices de modulation dans les trois cas de modulation. Pouvez-vous l'aider?
- 3.11 Que signifient les sigles suivants et à quels concepts se réfèrent-ils respectivement : DSB, DSB-TC, DSB-SC, SSB, SSB-TC, VSB, VSB-SC, PAM, PDM, PPM.

- 3.12** Un professeur propose des conclusions sur les représentations mathématiques propres à la modulation. Il avoue cependant avoir inclus, de façon volontaire, une erreur dans l'un de ses énoncés. Pouvez-vous corriger cette erreur?
- a) L'indice de modulation en modulation d'amplitude est proportionnel au rapport d'amplitude des ondes modulante et porteuse.
  - b) L'indice de modulation en modulation de fréquence dépend de l'amplitude et de la fréquence de l'onde modulante.
  - c) L'indice de modulation en modulation de phase est proportionnel à l'amplitude de l'onde modulante.
  - d) En modulation d'amplitude, le pourcentage de modulation et l'indice de modulation représentent le même phénomène.
  - e) L'excursion de fréquence en modulation de fréquence ou en modulation de phase est proportionnelle à l'amplitude de l'onde porteuse.
- 3.13** Dans le but de réviser les notions relatives aux types de transmission et de modulation, répondez par *vrai* ou *faux* aux assertions suivantes :
- a) Un signal numérique n'admet pas de coupure ni de discontinuité.
  - b) La transmission asynchrone nécessite l'utilisation d'un signal d'horloge.
  - c) Les bus internes d'un ordinateur exploitent la transmission en parallèle.
  - d) La transmission à large bande permet des débits de transmission plus élevés.
  - e) L'onde porteuse possède une fréquence plus élevée que l'onde modulante.
  - f) En modulation d'amplitude, la fréquence de l'onde modulée varie selon le message modulant.
  - g) La modulation de fréquence est moins sensible au bruit que ne l'est la modulation d'amplitude.
  - h) L'indice de modulation dépend toujours de l'amplitude du signal modulant.
  - i) Il n'y a pas de déviation maximale de phase en modulation de phase.
  - j) Le terme « modulation d'impulsions dans le temps » regroupe les trois types de modulation par impulsions.

- 3.14** Considérons un oscilloscope représentant sur un écran les variations temporelles d'un signal électrique. Pour le signal AM capté, la fréquence de la porteuse est 400 kHz et la fréquence modulante 10 kHz.
- Déterminez les fréquences contenues dans le signal modulé.
  - Déduisez la bande de fréquence du signal modulé.

- 3.15** Un signal FM est défini par la fonction suivante :

$$s(t) = 12 \cos(10^9 t + 10 \sin 125t)$$

- Quelle est la fréquence de la porteuse?
  - Déterminez la fréquence modulante.
  - Trouvez l'indice de modulation et l'excursion de fréquence.
- 3.16** Un signal FM d'excursion de fréquence 4,8 kHz est modulé par une onde sinusoïdale d'amplitude  $A_m = 5$  volts et de fréquence  $f_m = 1$  kHz.
- Trouvez l'indice de modulation de ce signal.
  - Que devient cet indice si on double l'amplitude du signal modulant, la fréquence restant inchangée?
  - Que devient l'indice de modulation si la fréquence du message modulant double sa valeur et que son amplitude triple sa valeur?

---

**BIBLIOGRAPHIE**

- D. BENSOUSSAN, *La modulation, principes et modes*, Dunod, Paris, 1984.
- CORNAFION, *Systèmes informatiques répartis, concepts et techniques*, Dunod, 1981.
- D. R. DOLE, *Data Communications : Facilities, Network and System Design*, Wiley, New York, 1980.
- R. FREEMAN, *Telecommunication System Engineering*, 2nd edition, Wiley, New York, 1989.
- R. GLASGAL, *Techniques in Data Communications*, Artech House, Dedham, Massachusetts, 1983.
- A. G. KONHEIM, R. L. PICKHOLTZ, « An Analysis of a Voice/Data Integrated Multiplexer », *IEEE Transactions on Communications*, Jan. 1984.
- C. MACCHI, J. F. GUILBERT, *Téléinformatique, transport et traitement de l'information dans les réseaux et systèmes téléinformatiques*, 2<sup>e</sup> édition, Dunod, Paris, 1987.
- J. E. MCNAMARA, *Technical Aspects of Data Communication*, 2nd edition, Digital Equipment Corp., Bedford, MA, 1982.
- R. L. PICKHOLTZ, « Modems, Multiplexers and Concentrators », *Data Communications, Networks and Systems*, T. C. Bartee (ed.), Sams, Indiana, 1985, pp. 63-117.
- J. G. PROAKIS, *Digital Communications*, McGraw-Hill, New York, 1983.
- S. QUERESHI, « Adaptative Equalization », *IEEE Communications Magazine*, Mar. 1982, pp. 9-16.
- W. STALLINGS, *Data and Computer Communications*, 3rd edition, McMillan, New York, 1990.

- J. STIFLE, « The Interactive Difference in Multiplexing », *Data Communications*, Oct. 1983.
- L. K. SUDAN, E. G. BROHM, « Not all Statistical Multiplexers are Created Equal », *Data Communications*, May 1983.
- G. UNGERBOECK, « Channel Coding With Multilevel/Phase Signals », *IEEE Transactions on Information Theory*, Jan. 1982.



**CHAPITRE 4**

*LES SYSTÈMES DE TRANSMISSION NUMÉRIQUE*



L'échange d'informations entre un émetteur et un récepteur se fait par l'intermédiaire d'un système de transmission. On désigne par *système de transmission ou de communication* un ensemble matériel organisé de manière à rendre possible l'échange d'informations entre deux points. L'objet de ce chapitre est, d'une part, de caractériser les divers éléments matériels qui concourent au traitement et à la propagation des signaux correspondant aux informations échangées entre l'émetteur et le récepteur et, d'autre part, d'inventorier les anomalies de transmission qui influent sur la quantité d'informations pouvant être acheminées sur les canaux de transmission. Il aborde également la question du codage des informations, pour enfin déboucher sur la transmission numérique dans les réseaux à partir d'architectures dites ouvertes.

#### 4.1 MATÉRIEL DE BASE

L'établissement d'une communication entre un émetteur et un récepteur à des fins de transmission de données passe par un certain nombre de fonctions dites *d'interface*. Les plus typiques d'entre elles sont :

- le contrôle de la communication entre l'émetteur et le récepteur;
- l'adaptation des signaux reçus de l'émetteur aux caractéristiques du support de transmission;
- l'adaptation des signaux transmis par le support de transmission;
- l'ajout de mécanismes de détection et de correction d'erreurs engendrées par la transmission.

Selon la figure 4.1 qui présente le schéma général d'un système de transmission de données, l'information est émise ou reçue par un *équipement terminal de traitement de données* (ETTD), communément appelé *terminal*. Un ETTD comprend deux parties :

- la *machine de traitement* qui peut être source (SD) ou collecteur (CD) de données,
- le *contrôleur de communication* (CC) qui regroupe les éléments chargés des fonctions de communication telles que la protection contre les erreurs et la gestion du dialogue entre les deux terminaux émetteur et récepteur.

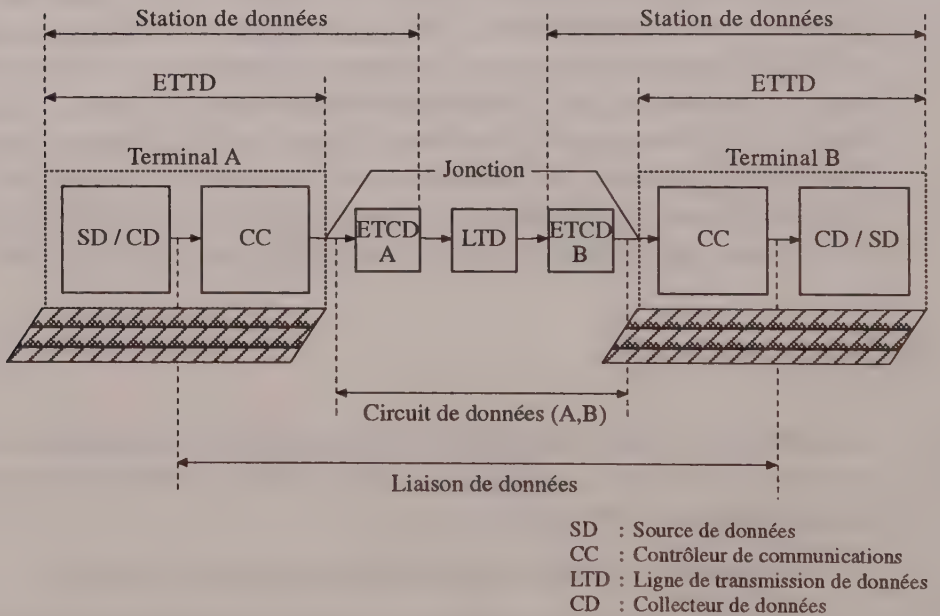


FIGURE 4.1

SYSTÈME DE TRANSMISSION DE DONNÉES.

L'*équipement de terminaison de circuit de données* (ETCD) est l'élément chargé d'adapter le signal électrique émis par le terminal au support de transmission. Il assure, conjointement avec d'autres équipements, des fonctions d'établissement et de libération

de circuit de données. Aussi, l'appelle-t-on couramment *modem*, contraction de *modulateur* et *démodulateur*. Une interface normalisée, appelée *jonction*, le relie au contrôleur de communication. L'ensemble ETTD-jonction-ETCD prend le nom de *station de données*. Quant au *circuit de données*, il est constitué de la ligne de transmission de données (LTD) et des deux ETCD associés.

Tout dialogue entre un émetteur et un récepteur passe en principe par les quatre phases suivantes :

- l'*établissement du circuit* reliant les deux interlocuteurs;
- l'*initialisation*, soit l'adaptation du modem à la liaison de données;
- la *transmission* proprement dite;
- la *libération du circuit*.

La réalisation de ces étapes suppose des échanges de signaux entre le terminal et le modem, ne serait-ce que pour prévenir une possible modification des premiers ou des derniers bits d'un message, causée par une libération trop rapide. Il revient alors à l'interface appelée *jonction* d'établir ce dialogue.

## 4.2 SOURCES D'ERREURS DE TRANSMISSION

La qualité des signaux propagés sur un canal de transmission est en général modifiée par un certain nombre de défauts ou anomalies comme l'affaiblissement ou atténuation, la distorsion de délai et le bruit.

### 4.2.1 Affaiblissement

L'*affaiblissement* ou *atténuation* consiste en une réduction de l'amplitude du signal, réduction due à la distance à parcourir sur un support de transmission, comme le montre la figure 4.2. Une telle distorsion est fonction de la fréquence du signal transmis et s'exprime en décibel (dB). Elle est généralement mesurée à partir d'une fréquence de référence qui est fixée par le CCITT à 800 Hz. En Amérique du Nord, la fréquence de référence utilisée couramment est de 1 000 Hz. Ainsi, si on désigne

par  $P_1$  la puissance d'un signal de fréquence quelconque  $f$  mesurée à l'entrée du système de communication et par  $P_2$  la puissance de référence mesurée à la sortie de ce système, l'atténuation relative  $N_f$  est donnée par la relation suivante :

$$N_f = 10 \log_{10} \frac{P_2}{P_1} \quad (4.1)$$

Mentionnons que la distorsion d'atténuation modifie beaucoup moins les signaux numériques que les signaux analogiques.

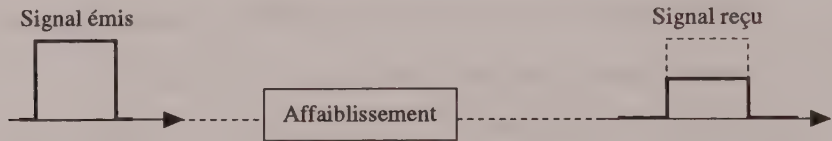


FIGURE 4.2

*EFFET DE L'AFFAIBLISSEMENT SUR LE SIGNAL TRANSMIS.*

#### 4.2.2 Distorsion de délai

Nous appelons *délai* le temps total pris par un signal pour passer à travers un canal ou un réseau reliant l'émetteur au récepteur de ce signal. Comme nous l'avons vu au chapitre 2, la *distorsion de délai* est essentiellement liée au fait que la vitesse de propagation du signal à travers le canal varie avec sa fréquence. Elle correspond à des changements relatifs entre les phases des différentes composantes de fréquence et touche principalement les transmissions guidées. La figure 4.3 en montre l'effet.

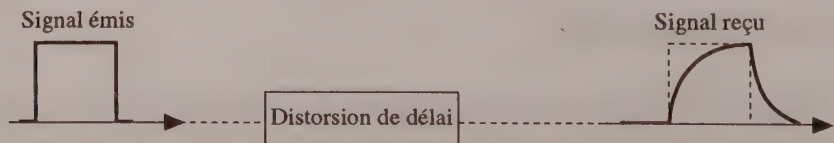


FIGURE 4.3

*EFFET DE LA DISTORSION DE DÉLAI SUR LE SIGNAL TRANSMIS.*

Pour un signal à bande passante limitée, les fréquences du centre tendent à avoir des vitesses de propagation plus élevées. Cela est dû principalement au fait que différentes

composantes de fréquence d'un signal arrivent au récepteur à des instants différents. Le signal ainsi reçu est déformé à cause des délais variables de ses composantes de fréquence. Comme le montre la figure 4.4, pour chaque valeur de fréquence considérée, le canal de transmission introduit un délai différent.

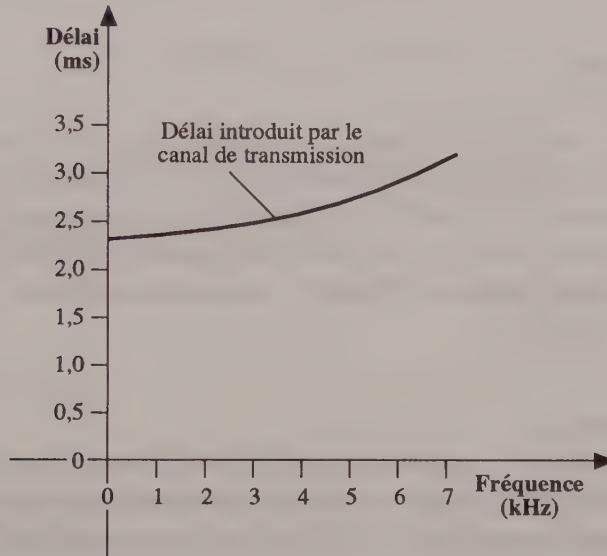


FIGURE 4.4

VARIATION DU DÉLAI INTRODUIT PAR LE CANAL EN FONCTION DE LA FRÉQUENCE.

La distorsion de délai est particulièrement critique en transmission numérique. En effet, pour une distorsion suffisamment grande, l'impulsion correspondante à un symbole en retard peut interférer avec le début de l'onde suivante, ce qui donne lieu à ce qu'on appelle couramment une *interférence intersymbole*. La figure 4.5 en montre l'effet sur le signal émis.

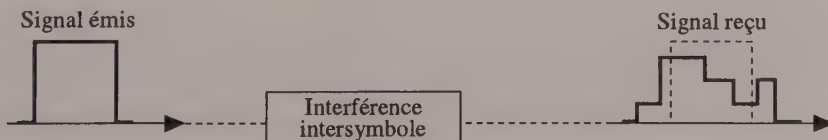


FIGURE 4.5

EFFET DE L'INTERFÉRENCE INTERSYMBOLE SUR LE SIGNAL TRANSMIS.

Ce phénomène constitue en soi une limitation majeure au débit maximum d'un canal de transmission numérique. Pour y remédier, on utilise souvent des *égalisateurs* qui, comme leur nom l'indique, servent à égaliser les délais induits par les différentes composantes de fréquence.

### 4.2.3 Bruit

Au sens le plus large du terme, nous désignons par *bruit* tout signal non désiré qui s'introduit sur un canal de transmission. Compte tenu de ses effets néfastes sur les performances du système de communication, il convient de prendre des moyens appropriés pour résorber de tels effets. Nous distinguons généralement quatre types de bruit : le bruit thermique, le bruit d'intermodulation, le bruit de fond ou diaphonie et le bruit d'impulsion.

#### *Bruit thermique*

Le *bruit thermique*, appelé aussi *bruit permanent* ou *bruit gaussien*, est généré par l'agitation thermique des électrons dans un conducteur. Il est fonction de la température et est caractérisé par une distribution uniforme de l'énergie sur le spectre de fréquences. D'où son autre appellation de *bruit blanc*, par analogie avec la lumière blanche, qui est formée de la combinaison de toutes les couleurs en proportions égales. Ce bruit qui ne peut guère être éliminé constitue une limitation incontournable imposée à la performance de tout système de transmission.

Pour une largeur de bande de 1 Hz, la quantité de bruit thermique inhérent à un équipement ou support de transmission est donnée par la relation suivante :

$$B_0 = kT \quad (4.2)$$

où  $B_0$  désigne la densité de puissance du bruit en watt/hertz (W/Hz),  $k$  la constante de Boltzmann qui est égale à  $1,3803 \times 10^{-23}$  joule/degré Kelvin (J/K), et  $T$  la température en K ( $K = ^\circ C + 273$ ). Dans le cas d'un système à bande limitée disposant d'une largeur de bande spécifique  $L_b$  le bruit thermique  $B_t$ , en watts (W), s'exprime comme suit :

$$B_t = kTL_b \quad (4.3)$$

Le bruit thermique peut également être mesuré en décibel-watt (dBW), conformément à la relation suivante :

$$B_t \text{ (dBW)} = 10 \log B_t \text{ (W)} \quad (4.4)$$

ce qui peut se réécrire, en tenant compte de la relation 4.3 :

$$B_t \text{ (dBW)} = 10 \log kTL_b \quad (4.5)$$

et par la suite :

$$B_t \text{ (dBW)} = 10 \log k + 10 \log T + 10 \log L_b$$

Sachant que  $k = 1,3803 \times 10^{-23}$ , il s'ensuit que :

$$B_t \text{ (dBW)} = -22,86 + 10 \log T + 10 \log L_b \quad (4.6)$$

### *Bruit d'intermodulation*

Le *bruit d'intermodulation* se produit lorsque des signaux de fréquences différentes partagent le même support de transmission. Il se produit alors des signaux dont la fréquence est égale à la somme, à la différence ou à un multiple des fréquences originales, ce qui correspond à un *produit d'intermodulation*.

Le bruit d'intermodulation peut être causé par un assez grand nombre de facteurs dont, entre autres, le mauvais fonctionnement du matériel. Même si les facteurs diffèrent de ceux qui sont à l'origine du bruit thermique, les deux types de bruit dont ils sont la cause demeurent identiques quant à leurs effets nuisibles sur les signaux complexes acheminés sur les canaux.

### *Bruit de fond*

Le *bruit de fond* ou *diaphonie (crosstalk)* correspond à des interférences de conversations téléphoniques entretenues par deux paires d'interlocuteurs empruntant des lignes voisines. Assez fréquent sur les lignes téléphoniques internationales, ce bruit résulte essentiellement d'un couplage électrique accidentel entre des supports de transmission, comme des câbles coaxiaux, portant plusieurs signaux.

Il existe deux types de bruit de fond : le *bruit de fond intelligible* et le *bruit de fond inintelligible*. Le bruit de fond est dit *intelligible* lorsque au moins quatre mots sont compris par l'auditeur d'un circuit voisin, dans une conversation à bâtons rompus d'une durée approximative de sept secondes. Le bruit de fond est dit *inintelligible* lorsqu'il résulte de n'importe quelle autre forme d'effet nuisible généré par un canal ou un équipement quelconque.

Le bruit de fond intelligible recèle des effets nettement plus nuisibles que le bruit de fond inintelligible, puisqu'il dérange éventuellement les interlocuteurs. En effet, il engendre une perte de confidentialité due au fait que les interlocuteurs d'un circuit dit *primaire* écoutent volontairement ou involontairement le dialogue entre les interlocuteurs d'un autre circuit voisin dit *secondaire*.

### *Bruit d'impulsion*

Les bruits thermique, d'intermodulation et de fond demeurent, somme toute, prévisibles et de grandeur constante. Ils peuvent donc facilement être pris en compte par un concepteur de systèmes de communication. Ce n'est pas le cas, malheureusement, du *bruit d'impulsion*. En effet, ce dernier présente les caractéristiques d'être non continu, constitué de sauts irréguliers de courte durée et de grande amplitude, généré par des causes variées incluant des troubles électromagnétiques externes et des défauts du système de communication.

Tout comme le bruit thermique, le bruit d'impulsion est toujours présent sur le canal de transmission. La différence fondamentale entre les deux demeure la courte durée du bruit d'impulsion, comme l'illustre la figure 4.6.

Les anomalies de transmission, quel que soit leur type, ont pour effet de modifier le signal propagé sur le canal de transmission et constituent autant de sources d'erreurs. C'est ce qu'illustre la figure 4.7. Par conséquent, aucun canal de transmission n'est parfait, puisque sujet à des effets nuisibles, somme toute inévitables, qui modifient sa qualité.

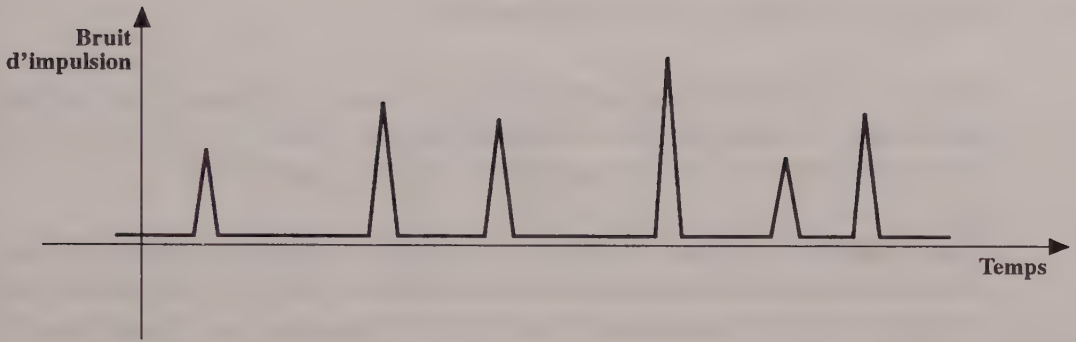


FIGURE 4.6  
VARIATION DU BRUIT D'IMPULSION EN FONCTION DU TEMPS.

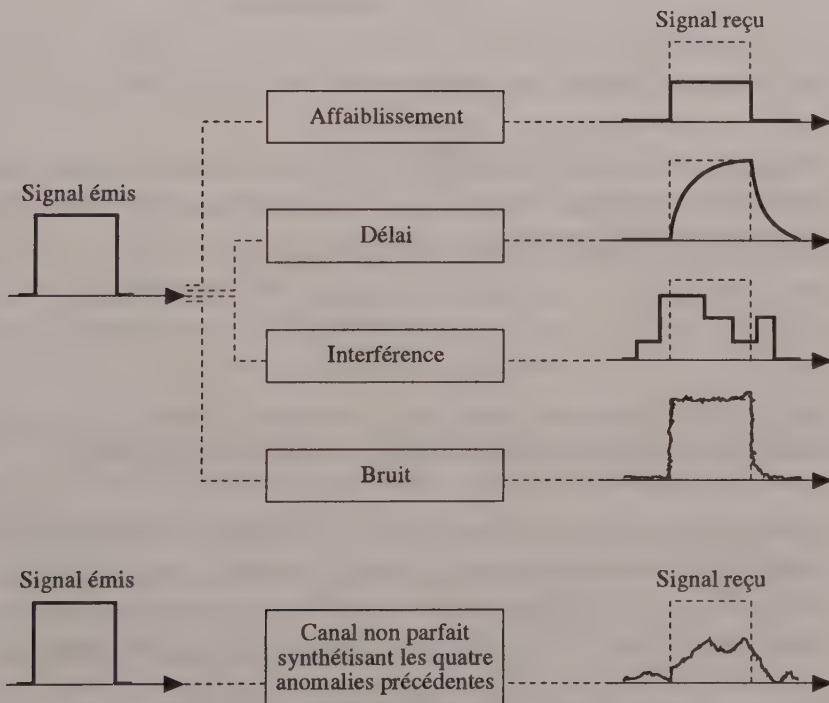


FIGURE 4.7  
EFFETS DES DIFFÉRENTES ANOMALIES DE TRANSMISSION SUR LE SIGNAL ÉMIS.

### 4.3 CAPACITÉ D'UN CANAL DE TRANSMISSION

En raison des défauts de toutes sortes qui viennent perturber la transmission, la bande passante (ou de fréquences) effectivement utilisée pour propager le signal de données demeure limitée : tout canal de transmission a donc une capacité finie.

Nous appelons *débit binaire* ou *vitesse* d'un canal le nombre d'informations élémentaires ou bits que ce canal transporte par unité de temps. Dans le cas des transmissions synchrones où la suite des données binaires est ininterrompue, avec l'émission systématique de 1 lorsqu'il n'y a pas d'information à transmettre, le débit binaire  $D$ , considéré comme le rapport du nombre de bits d'un état à la durée de l'état, est donné par la relation suivante :

$$D = \frac{1}{T} \text{ bit/seconde (bps)} \quad (4.7)$$

où  $T$  désigne la période des signaux émis.

Nous appelons *rapidité de modulation* le nombre maximal de changements par unité de temps de la grandeur électrique utilisée, généralement la tension, pour transmettre l'information. Elle est donnée par la relation :

$$R_m = \frac{1}{\Delta} \text{ baud} \quad (4.8)$$

où  $\Delta$  désigne l'*intervalle significatif*, c'est-à-dire l'intervalle de temps écoulé entre deux instants significatifs, comme nous l'avons vu au chapitre 3.

Considérons le cas d'une transmission dans laquelle les bits sont regroupés par paires avant d'être envoyés sur le canal. Les états possibles, au nombre de quatre, sont alors : 00, 01, 10 et 11. Ce qui peut être représenté par quatre niveaux différents de tension électrique (voltage) :  $V_1$ ,  $V_2$ ,  $V_3$  et  $V_4$ , comme l'indique la figure 4.8.

Supposons que chacun des états a une durée de  $2T$ ; le débit binaire est alors :

$$D = \frac{2 \text{ (bits)}}{2T \text{ (s)}} = \frac{1}{T} \text{ bps}$$

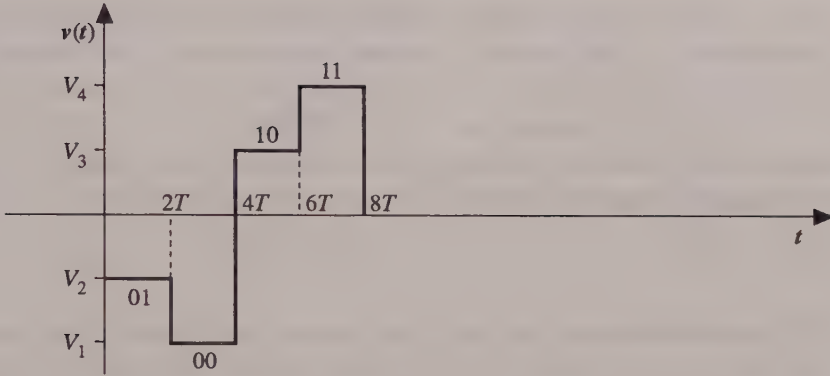


FIGURE 4.8

SIGNAL BINAIRE À QUATRE NIVEAUX.

De même, en constatant que les changements d'état se produisent à toutes les  $2T$  secondes, la rapidité de modulation est alors :

$$R_m = \frac{1 \text{ (changement)}}{2T \text{ (seconde)}} = \frac{1}{2T} \text{ baud}$$

Ainsi, le débit binaire est, dans ce cas, le double de la rapidité de modulation. Cela illustre bien la différence entre la notion de *bit/seconde* et celle de *baud*, deux termes souvent considérés à tort comme équivalents. Le seul cas où cette équivalence se justifie demeure celui d'un signal à deux niveaux, 0 et 1.

Par ailleurs, nous pouvons démontrer que, pour un signal à  $q$  niveaux, avec  $q = 2^p$  et  $p$  indiquant le nombre de bits de chaque niveau, le débit binaire  $D$  et la rapidité de modulation  $R_m$  sont liés par la relation :

$$D = R_m \log_2 q \quad (4.9)$$

Ainsi, pour  $q = 2^p$ , nous avons :

$$D = R_m \log_2 2^p = pR_m \log_2 2$$

d'où :

$$D = pR_m \quad (4.10)$$

Donc, d'une manière générale, le débit binaire  $D$  est égal à  $p$  fois la rapidité de modulation  $R_m$ . Par exemple, le cas cité précédemment faisait ressortir que :

$$D = 2R_m$$

car  $q$  était égal à 4 ou  $2^2$ , c'est-à-dire  $p = 2$ . Dans le cas où  $q$  est égal à 8 ou  $2^3$  niveaux, la relation 4.10 permet d'écrire :

$$D = 3R_m$$

En transmission asynchrone, on ne parle guère de débit binaire, mais plutôt de *cadence de transfert*, soit le nombre moyen de bits, caractères ou blocs de caractères transférés par unité de temps. Par abus de langage, le même terme *capacité* est généralement utilisé à la place de débit binaire, rapidité de modulation et cadence de transfert.

En supposant un canal de transmission exempt de bruit, Nyquist (1928) a développé une limite de capacité basée sur l'interférence intersymbole produite par distorsion de délai. Selon lui, la capacité  $C$  d'un canal est proportionnelle à sa largeur de bande  $L_b$ , qu'il exprimait par la formule suivante :

$$C = 2L_b \log_2 q \quad (4.11)$$

Shannon a repris le même problème plus tard, avec des hypothèses plus réalistes et en tenant compte du seul bruit thermique. Il a alors démontré que cette capacité dépendait non seulement de la largeur de bande, mais aussi du rapport signal-bruit ( $S/N$ ). D'où la formule suivante :

$$C = L_b \log_2 \left( 1 + \frac{S}{N} \right) \quad (4.12)$$

où  $L_b$  désigne la largeur de bande du signal, en hertz (Hz),  $S$  (signal) le niveau ou la puissance du signal et  $N$  (*noise*) le niveau du bruit.

L'intérêt de cette formule réside dans le fait qu'elle explicite les facteurs essentiels qui déterminent la capacité d'un canal de transmission. En effet, il apparaît clair que pour augmenter cette capacité, il faut soit élargir la bande passante du signal, soit améliorer le rapport signal-bruit par une augmentation de la puissance du signal ou par une diminution du niveau de bruit.

## 4.4 CODAGE DES TEXTES ET DES IMAGES

Dans un système de transmission numérique, les informations proviennent généralement de l'émetteur sous la forme de textes ou d'images. À cet effet, le clavier d'un terminal ou d'un micro-ordinateur offre un jeu de symboles ou de caractères variés, auxquels correspondent des suites binaires d'un certain format. Dans ce contexte, il importe au préalable de coder en binaire aussi bien les caractères alphanumériques que les images destinés au système.

### 4.4.1 Codage des textes

Le nombre de suites binaires distinctes de  $n$  bits que l'on peut former est  $2^n$ . Par exemple, avec  $n = 3$ , on obtient  $2^3$  ou 8 suites binaires différentes, qui sont : 000, 001, 010, 011, 100, 101, 110, 111. En pratique, ces suites binaires correspondent aux différents symboles d'un alphabet donné regroupant généralement :

- les lettres majuscules,
- les lettres minuscules,
- les chiffres,
- des caractères graphiques de ponctuation ou d'opération,
- des caractères spéciaux.

L'opération qui consiste à associer une et une seule suite binaire appelée *mot de code* à chaque caractère de l'alphabet est appelée *codage*. Un *mot de code*, ou tout simplement un *mot*, est un ensemble d'éléments binaires manipulés comme un tout dans l'ordinateur. Un code n'est donc rien d'autre qu'un ensemble de mots de code. Les codes Baudot, DCB, ASCII et EBCDIC en sont des exemples.

Le *code Baudot*, encore appelé *code télégraphique à 5 moments* ou *code CCITT* (Comité consultatif international de télégraphe et téléphone), est un code à 5 bits : il permet donc un maximum de  $2^5$  ou 32 combinaisons. Il a été conçu pour le réseau télégraphique commuté (téléx) et a été universellement employé par ce dernier. Il n'est donc guère adapté au traitement direct par un ordinateur.

Le *code DCB* (décimal codé binaire) est un code à six bits, auxquels est ajouté un bit de redondance destiné au contrôle de parité. La figure 4.9 représente le format d'un caractère de ce code. Les paramètres A et B de cette figure désignent des bits d'information de poids respectifs 4 et 5 ( $2^4$  et  $2^5$ ), alors que C est un bit de contrôle (de parité). Le nombre de caractères distincts de ce code est donc  $2^6$  ou 64.

		Bits d'information				
Bit de contrôle	Positions de zone		Positions numériques			
	B	A	$2^3$	$2^2$	$2^1$	$2^0$
C						

FIGURE 4.9

FORMAT D'UN CARACTÈRE DCB.

Le *code ASCII* (*American Standard Code for Information Interchange*), encore appelé *alphabet international numéro 5* ou *code CCITT numéro 5*, est un code à 7 bits d'information augmentés d'un bit de contrôle de parité. Le nombre de caractères potentiels de ce code est  $2^7$  ou 128. Il est très utilisé en téléinformatique, particulièrement pour le codage des caractères d'un clavier d'ordinateur personnel de type IBM ou Apple. Le tableau 4.1 en présente les caractères.

Un huitième bit d'information est parfois introduit dans le code ASCII de manière à le rendre utilisable par des ordinateurs à huit bits ou octet. On parle alors de *code ASCII étendu*. Ainsi, le code ASCII utilise un maximum de huit bits pour coder chaque symbole.

Le *code EBCDIC* (*Extended Binary Coded Decimal Interchange Code*) est un code à huit bits d'information, sans élément binaire de contrôle de parité. Il a un potentiel de  $2^8$  ou 256 caractères. Tout comme le code ASCII, il est souvent utilisé en téléinformatique. Le tableau 4.2 en présente les différents caractères.

TABLEAU 4.1

## CARACTÈRES DU CODE ASCII

D	O	H	C	D	O	H	C	D	O	H	C	D	O	H	C
0	000	00	nul	32	040	20	sp	64	100	40	@	96	140	60	'
1	001	01	soh	33	041	21	!	65	101	41	A	97	141	61	a
2	002	02	STX	34	042	22	"	66	102	42	B	98	142	62	b
3	003	03	ETX	35	043	23	#	67	103	43	C	99	143	63	c
4	004	04	EOT	36	044	24	\$	68	104	44	D	100	144	64	d
5	005	05	ENQ	37	045	25	%	69	105	45	E	101	145	65	e
6	006	06	ACK	38	046	26	&	70	106	46	F	102	146	66	f
7	007	07	BEL	39	047	27	'	71	107	47	G	103	147	67	g
8	010	08	BS	40	050	28	(	72	110	48	H	104	150	68	h
9	011	09	HT	41	051	29	)	73	111	49	I	105	151	69	i
10	012	0A	LF	42	052	2A	*	74	112	4A	J	106	152	6A	j
11	013	0B	VT	43	053	2B	+	75	113	4B	K	107	153	6B	k
12	014	0C	FF	44	054	2C	,	76	114	4C	L	108	154	6C	l
13	015	0D	CR	45	055	2D	-	77	115	4D	M	109	155	6D	m
14	016	0E	SO	46	056	2E	.	78	116	4E	N	110	156	6E	n
15	017	0F	SI	47	057	2F	/	79	117	4F	O	111	157	6F	o
16	020	10	DLE	48	060	30	0	80	120	50	P	112	160	70	p
17	021	11	DC1	49	061	31	1	81	121	51	Q	113	161	71	q
18	022	12	DC2	50	062	32	2	82	122	52	R	114	162	72	r
19	023	13	DC3	51	063	33	3	83	123	53	S	115	163	73	s
20	024	14	DC4	52	064	34	4	84	124	54	T	116	164	74	t
21	025	15	NAK	53	065	35	5	85	125	55	U	117	165	75	u
22	026	16	SYN	54	066	36	6	86	126	56	V	118	166	76	v
23	027	17	ETB	55	067	37	7	87	127	57	W	119	167	77	w
24	030	18	CAN	56	070	38	8	88	130	58	X	120	170	78	x
25	031	19	EM	57	071	39	9	89	131	59	Y	121	171	79	y
26	032	1A	SUB	58	072	3A	:	90	132	5A	Z	122	172	7A	z
27	033	1B	ESC	59	073	3B	;	91	133	5B	[	123	173	7B	{
28	034	1C	FS	60	074	3C	<	92	134	5C	\	124	174	7C	
29	035	1D	GS	61	075	3D	=	93	135	5D	]	125	175	7D	}
30	036	1E	RS	62	076	3E	>	94	136	5E	^	126	176	7E	~
31	037	1F	US	63	077	3F	?	95	137	5F	-	127	177	7F	DEL

Colonne C : caractère ASCII ou spécification d'une fonction de contrôle particulière.

Colonne D : équivalent décimal.

Colonne O : équivalent octal.

Colonne H : équivalent hexadécimal.

Par exemple, le caractère Y en ASCII s'écrit 131 en octal, 59 en hexadécimal. On en déduit son codage binaire 01011001 et enfin son codage décimal 89.

TABLEAU 4.2

## CARACTÈRES DU CODE EBCDIC

ø	0100 1010	a	1000 0001	A	1100 0001	1	1111 0001
.	0100 1011	b	1000 0010	B	1100 0010	2	1111 0010
<	0100 1100	c	1000 0011	C	1100 0011	3	1111 0011
(	0100 1101	d	1000 0100	D	1100 0100	4	1111 0100
+	0100 1110	e	1000 0101	E	1100 0101	5	1111 0101
	0101 1111	f	1000 0110	F	1100 0110	6	1111 0110
&	0101 0000	g	1000 0111	G	1100 0111	7	1111 0111
!	0101 1010	h	1000 1000	H	1100 1000	8	1111 1000
\$	0101 1011	i	1000 1001	I	1100 1001	9	1111 1001
*	0101 1100	j	1001 0001	J	1101 0001	0	1111 0000
)	0101 1101	k	1001 0010	K	1101 0010		
;	0101 1110	l	1001 0011	L	1101 0011		
¬	0101 1111	m	1001 0100	M	1101 0100		
-	0110 0000	n	1001 0101	N	1101 0101		
/	0110 0001	o	1001 0110	O	1101 0110		
,	0110 1011	p	1001 0111	P	1101 0111		
%	0110 1100	q	1001 1000	Q	1101 1000		
_	0110 1101	r	1001 1001	R	1101 1001		
>	0110 1110	s	1010 0010	S	1110 0010		
?	0110 1111	t	1010 0011	T	1110 0011		
:	0111 1010	u	1010 0100	U	1110 0100		
#	0111 1011	v	1010 0101	V	1110 0101		
	0111 1100	w	1010 0110	W	1110 0110		
	0111 1101	x	1010 0111	X	1110 0111		
=	0111 1110	y	1010 1000	Y	1110 1000		
“	0111 1111	z	1010 1001	Z	1110 1001		

## 4.4.2 Codage des images

Le codage des images fait appel à la norme NAPLPS, qui décrit les formats, les règles et les procédures de codage d'images et de textes alphanumériques destinés aux systèmes *vidéotex* et *télétexte*. Elle est principalement utilisée au Canada et aux États-Unis d'Amérique dans la présentation de services télématiques au grand public, dont Alex de Bell Canada.

Techniquement, Alex est un service vidéotex électronique, interactif, basé sur la norme NAPLPS, qui supporte des applications transactionnelles et qui permet la recherche d'informations. Il correspond à un nouveau concept de service domestique de

communication. Alex réunit les fonctions d'un terminal informatique et la simplicité du téléphone pour donner accès à divers services au grand public. Ses principales caractéristiques demeurent le bas coût du terminal qui peut être branché au poste téléphonique résidentiel, la messagerie électronique, l'annuaire électronique, le répertoire des services, ainsi que l'accès aux services transactionnels et d'information. Mentionnons que tous les services offerts par Alex sont basés sur la norme NAPLPS ou sur une combinaison des normes NAPLPS et ASCII.

### *Caractéristiques générales de NAPLPS*

La norme NAPLPS fournit un jeu de caractères alphanumériques, un jeu de caractères supplémentaires et un jeu de caractères dynamiquement redéfinissables (JCDR). À cela s'ajoutent des primitives mosaïques et géométriques pouvant servir à l'affichage d'images.

Dans la méthode de description des caractères alphanumériques et des informations de type *image* par codage des caractères, des codes de caractères particuliers sont identifiés par une séquence codée de 8 bits, dont 7 servent d'index à un tableau de code de 128 caractères et le huitième permet l'extension à un autre tableau de code de 128 caractères ou l'exécution de fonctions spécifiques, tel le contrôle de parité. Le tableau de code des caractères, appelé aussi *tableau effectif*, est constitué normalement de 8 colonnes de 16 lignes; les bits  $b_7$ ,  $b_6$  et  $b_5$  sont associés aux colonnes, tandis que les bits  $b_4$ ,  $b_3$ ,  $b_2$  et  $b_1$  sont jumelés aux lignes du tableau. La figure 4.10 montre le format d'une ligne du tableau de code, comme l'illustrent plus loin les tableaux 4.3 et 4.4. Quant aux informations du type *image*, leur codage repose sur quatre éléments : les instructions de description d'image, un jeu de mosaïques, un jeu de macro-instructions et un jeu de caractères dynamiquement redéfinissables.

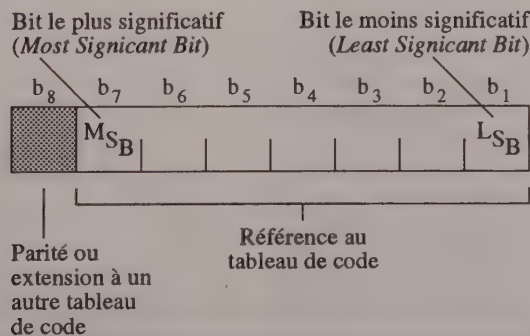


FIGURE 4.10

FORMAT D'UNE LIGNE DU TABLEAU DE CODE NAPLPS.

TABLEAU 4.3

TABLEAU EFFECTIF DE CODE À 7 ÉLÉMENTS

					b <sub>7</sub>	0	0	0	0	1	1	1	1	
					b <sub>6</sub>	0	0	1	1	0	0	1	1	
					b <sub>5</sub>	0	1	0	1	0	1	0	1	
					Colonne	0	1	2	3	4	5	6	7	
b <sub>4</sub>	b <sub>3</sub>	b <sub>2</sub>	b <sub>1</sub>	Ligne										
0	0	0	0	0	Jeu CO	Jeu G							SP	
0	0	0	1	1										
0	0	1	0	2										
0	0	1	1	3										
0	1	0	0	4										
0	1	0	1	5										
0	1	1	0	6										
0	1	1	1	7										
1	0	0	0	8										
1	0	0	1	9										
1	0	1	0	10										
1	0	1	1	11										
1	1	0	0	12										
1	1	0	1	13										
1	1	1	0	14										
1	1	1	1	15	DEL									

TABLEAU 4.4

TABLEAU EFFECTIF À 8 ÉLÉMENTS

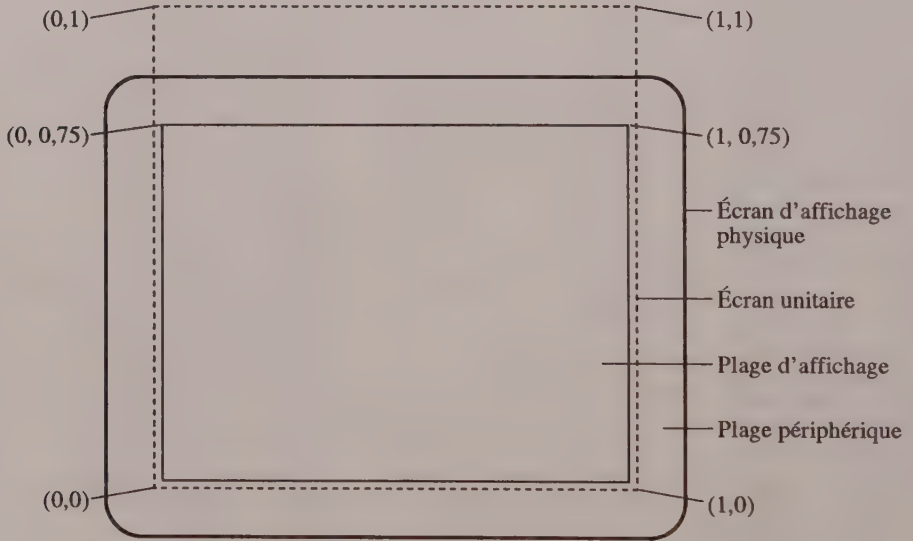
					Colonne															
					0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
b <sub>8</sub>	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	
b <sub>7</sub>	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	
b <sub>6</sub>	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	
b <sub>5</sub>	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	
b <sub>4</sub>	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	
b <sub>3</sub>	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	
b <sub>2</sub>	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	
b <sub>1</sub>	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	
Ligne	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	
0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	
0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	
0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	
0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	
0	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	
0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	
0	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	
1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	
1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	
1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	
1	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	
1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	
1	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	
1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	
1	1	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	
1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	
1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	
1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	

CO	SP	GL	CI	GR
	DEL			

### *Système de coordonnées et affichage*

Le système de coordonnées préconisé par cette norme n'est aucunement lié aux contraintes imposées par le matériel d'affichage et repose sur le concept abstrait d'un espace cartésien tridimensionnel à coordonnées unitaires. Par coordonnées, nous entendons la largeur  $X$ , la hauteur  $Y$  et la profondeur  $Z$ ; la plage des valeurs que peut prendre chaque coordonnée s'étend de zéro à un, exclusivement. La coordonnée  $Z$  n'est pas significative pour les appareils récepteurs bidimensionnels. Son introduction n'a pour but que de compléter le système logique et de faciliter par anticipation l'introduction harmonieuse d'appareils tridimensionnels. En général, les descriptions viseront donc un plan à deux dimensions ( $X,Y$ ), plan pour lequel  $Z = 0$ . Ce plan sera appelé écran unitaire et la valeur  $Z=0$  correspond à l'éloignement maximal par rapport à l'utilisateur. La figure 4.11 en est une illustration.



**FIGURE 4.11**

*ÉCRAN UNITAIRE.*

Le dessin des caractères alphanumériques et des images se fait toujours à l'intérieur de l'écran unitaire qui est visible dans la plage d'affichage, zone rectangulaire de l'écran d'affichage physique de l'appareil. Le coin inférieur gauche de l'écran unitaire sert d'origine et coïncide avec le coin inférieur gauche de la plage d'affichage. Alors que toute la plage d'affichage reste constamment visible, la partie de l'écran unitaire visible dans la plage d'affichage demeure liée au matériel. À noter qu'un dessin peut

toujours être effectué n'importe où sur l'écran unitaire, toutefois seule la partie de l'écran unitaire coïncidant avec la plage d'affichage est visible. De plus, la plage périphérique ne fait pas partie de la plage d'affichage, et aucune partie de l'écran unitaire n'est visible dans la plage périphérique.

Il n'existe aucun lien particulier de dépendance quant à l'ordre dans lequel les primitives de dessin se présentent. Les images sont constituées à partir d'une séquence de commandes de dessin, les primitives étant superposées à celle des commandes précédentes. De cette façon, des images sont constituées par couches. Lorsqu'une commande de dessin ou un caractère alphabétique subséquent vise un pixel donné de l'affichage, toute commande antérieure visant ce pixel se trouve annulée. Plus précisément, cela signifie que des affichages complexes peuvent être composés par la superposition de caractères multiples et de primitives de dessin. Pour des raisons de résolution physique, la précision du cadrage des caractères alphanumériques et des images doit être maintenue au pixel près.

### *Structure de codage*

Tout le système de codage repose sur deux jeux complets identifiés respectivement par C et G. Le jeu C désigne les deux jeux de commandes C0 et C1, alors que le jeu G représente les jeux de caractères G0, G1, G2 et G3. Le choix d'un code à 7 ou 8 éléments peut être établi, explicitement ou implicitement, par entente préalable. Le tableau effectif est structuré en *jeu C* de 32 positions et en *jeu G* de 94 ou 96 positions de code. Les jeux sont manipulés afin de fournir un adressage virtuel comprenant plus que les 128 ou 256 positions respectivement disponibles dans les codes à 7 et à 8 éléments.

Le tableau 4.3 illustre un tableau effectif à 128 positions de code représentant un code à 7 éléments. Chaque combinaison de bits d'entrée est décodée en fonction du contenu actuel de ce tableau ou est utilisée pour modifier le contenu du tableau. Le tableau comme tel est structuré en 8 colonnes de 16 lignes, les bits 1 à 4 indiquant le numéro des lignes et les bits 5 à 7 le numéro des colonnes. Le tableau effectif renferme le jeu C0 aux colonnes 0 et 1. Un seul autre jeu de commandes actif, soit le jeu C1, et quatre jeux G actifs, soit les jeux G0, G1, G2 et G3, sont également définis. Le contenu des jeux G0 à G3 peut être sélectionné de façon dynamique dans le répertoire des jeux G par l'emploi de séquences d'échappement. Ces séquences prennent la forme ESC I F, où I est le caractère intermédiaire et F le caractère final. Le caractère intermédiaire détermine le jeu à changer et le caractère final le jeu de répertoire à sélectionner.

TABLEAU 4.5

JEU DE COMMANDES CO

				Colonne	
				0	1
b <sub>7</sub>	b <sub>6</sub>	b <sub>5</sub>			
0	0	0	0	0	0
0	0	0	1	0	0
0	0	1	0	0	1
0	0	1	1		
0	1	0	0		
0	1	0	1		
0	1	1	0		
0	1	1	1		
1	0	0	0		
1	0	0	1		
1	0	1	0		
1	0	1	1		
1	1	0	0		
1	1	0	1		
1	1	1	0		
1	1	1	1		
Ligne					
				NUL	DLE
				SOH	DC1
				STX	DC2
				ETX	DC3
				EOT	DC4
				ENQ	NAK
				ACK	SYN
				BEL	ETB
				APB (BS)	CAN
				APF (HT)	SS2
				APD (LF)	SDC
				APU (VT)	ESC
				CS (FF)	APS
				APR (CR)	SS3
				SO	APH
				S1	NSR

TABLEAU 4.6

JEU DE COMMANDES CI

				Colonne	
				A	B
b <sub>7</sub>	b <sub>6</sub>	b <sub>5</sub>			
0	0	0	0	0	0
0	0	0	1	0	1
0	0	1	0	8	9
0	0	1	1		
0	1	0	0		
0	1	0	1		
0	1	1	0		
0	1	1	1		
1	0	0	0		
1	0	0	1		
1	0	1	0		
1	0	1	1		
1	1	0	0		
1	1	0	1		
1	1	1	0		
1	1	1	1		
Ligne					
				Déf macro	Avec prot.
				Défp macro	EDC <sub>1</sub>
				Déft macro	EDC <sub>2</sub>
				Def JCDR	EDC <sub>3</sub>
				Déf texture	EDC <sub>4</sub>
				Fin	Avec renou. de mot
				Répétition	Sans renou. de mot
				Répét. jus. EOL	Avec défile.
				Vidéo inver.	Sans défile.
				Vidéo normal	Début souli.
				Texte petit	Fin souli.
				Texte moyen	Curseur intern.
				Texte normal	Curseur stable
				Texte hauteur	Suppr. curseur
				Début clig.	Fin clig.
				Double taille	Sans prot.

### *Définition des colonnes A et B*

Si une fonction de commande C1 est représentée par une séquence d'échappement à deux caractères, dans un code à sept éléments, le tableau spécifie la combinaison de bits du caractère final en supposant  $A = 4$  et  $B = 5$ .

Si une fonction de commande C1 est représentée par une seule combinaison à huit éléments, le tableau spécifie cette combinaison en supposant  $A = 8$  et  $B = 9$ .

Le codage à 8 éléments permet aussi l'extension des 256 positions disponibles de façon à fournir beaucoup plus d'espace pour les adresses, selon des procédures d'extension semblables à celles qui sont utilisées pour les codes à 7 éléments. Un tableau effectif à 256 positions de code est défini et illustré au tableau 4.4. Ce tableau prend la forme d'une matrice de 16 colonnes et de 16 lignes, les bits 1 à 4 indiquant le numéro de la ligne et les bits 5 à 8 le numéro de la colonne.

Le jeu C désigne deux jeux de commandes, le jeu C0 représenté au tableau 4.5 et le jeu C1 du tableau 4.6, chacun des deux comprenant 32 positions de caractères disposées sur 2 colonnes de 16 lignes. Le jeu de commandes C0 occupe les colonnes 0 et 1 des tableaux effectifs à 7 et 8 éléments.

Le jeu de commande C1 permet, pour sa part, de commander le format de texte et de produire des macro-instructions, des caractères du JCDR, des masques de textures programmables et des champs sans protection.

Dans la catégorie des jeux G ou *jeux de caractères*, nous retrouvons un jeu G à 94 positions appelé G0, et trois jeux G à 94 ou 96 positions chacun, appelés respectivement G1, G2 et G3. Ces quatre jeux servent de fenêtres dans lesquelles peuvent être désignés des jeux de code provenant du répertoire des significations des jeux G. Dans l'état par défaut, G0 renferme le *jeu de caractères primaires*, G1 renferme les *jeux d'instructions de description d'image (IDI)*, G2 le *jeu de caractères supplémentaires* et G3 le *jeu mosaïque*.

Le *jeu de caractères primaires* est constitué des 94 caractères alphanumériques latins, ainsi que des chiffres, signes de ponctuation et symboles illustrés au tableau 4.7.

TABLEAU 4.7

JEU DE CARACTÈRES PRIMAIRES (GO)

					10	11	12	13	14	15	
					b <sub>7</sub>	0	0	1	1	1	1
					b <sub>6</sub>	1	1	0	0	1	1
					b <sub>5</sub>	0	1	0	1	0	1
					Colonne	2	3	4	5	6	7
b <sub>4</sub>	b <sub>3</sub>	b <sub>2</sub>	b <sub>1</sub>	Ligne							
0	0	0	0	0	0	@	P	`	p		
0	0	0	1	1	!	1	A	Q	a	q	
0	0	1	0	2	"	2	B	R	b	r	
0	0	1	1	3	#	3	C	S	c	s	
0	1	0	0	4	\$	4	D	T	d	t	
0	1	0	1	5	%	5	E	U	e	u	
0	1	1	0	6	&	6	F	V	f	v	
0	1	1	1	7	'	7	G	W	g	w	
1	0	0	0	8	(	8	H	X	h	x	
1	0	0	1	9	)	9	I	Y	i	y	
1	0	1	0	10	*	:	J	Z	j	z	
1	0	1	1	11	+	;	K	[	k	{	
1	1	0	0	12	,	<	L	\	l		
1	1	0	1	13	-	=	M	]	m	}	
1	1	1	0	14	.	>	N	^	n	~	
1	1	1	1	15	/	?	O	_	o		

Le jeu d'instructions de description d'image (IDI), comme l'illustrent les tableaux 4.8 et 4.9, comprend six primitives graphiques géométriques : *Point*, *Ligne*, *Arc*, *Rectangle*, *Polygone* et *Incrémentation*. Chacune de ces primitives comporte quatre variantes. Le jeu comprend aussi huit codes de commande : *Initialisation*, *Domaine*, *Texte*, *Texture*, *Détermination couleur*, *Attente*, *Sélection couleur*, *Clignotement*, ainsi que 64 positions de caractère pour données numériques. Le jeu IDI se différencie essentiellement des jeux de caractères alphanumériques par le fait qu'il ne se compose pas de configurations prédéfinies, une par caractère, mais qu'il regroupe plutôt des fonctions de dessin exécutables produisant une image qui n'est pas nécessairement restreinte à un seul champ de caractères.

Le jeu de caractères supplémentaires, illustré au tableau 4.10, intègre des accents, signes diacritiques et caractères spéciaux des alphabets d'origine latine. Les polices particulières choisies pour ces caractères sont liées au matériel et limitées uniquement, pour une résolution d'affichage donnée, par le champ de caractères spécifié pour chaque taille. La combinaison de ces deux derniers tableaux est parfois nécessaire pour certains affichages. Par exemple, le codage d'un caractère accentué s'obtient par l'adjonction d'un accent, sans espacement provenant du jeu supplémentaire, à la lettre visée provenant du jeu primaire.

Comme le montre le tableau 4.11, le jeu mosaïque comprend 65 caractères, c'est-à-dire 65 cellules mosaïques. Les positions de caractères inutilisées seront normalisées plus tard; elles doivent être affichées comme *espace*. Les caractères mosaïques peuvent être affichés dans deux modes, le *mode contigu* et le *mode distinct*. En mode contigu, les six éléments mosaïques formant chaque cellule de caractère doivent occuper tout le champ de caractères donné, quelles que soient les dimensions.

Quant aux *macro-instructions*, elles permettent de coder des séquences de données de protocole qui doivent être exécutées sur commande. Une macro-instruction est constituée d'une chaîne arbitraire de données de caractères de code mise en tampon localement et identifiée par un code venant du jeu G de macro-instructions. La macro-instruction joue par la suite le rôle d'un substitut de toute la chaîne de caractères constituant ce macro-code particulier. Il est possible de définir simultanément jusqu'à 96 macro-codes appelés par 96 macro-instructions. Pour utiliser un macro-code, il suffit de désigner le jeu de macro-instructions dans le tableau effectif et de transmettre la macro-instruction désirée. Une macro-instruction peut être emboîtée dans un macro-code.

TABLEAU 4.8

JEU D'INSTRUCTIONS DE DESCRIPTION D'IMAGE (IDI) GÉNÉRAL (G1)

					10	11	12	13	14	15				
					b <sub>7</sub>	0	0	1	1	1	1			
					b <sub>6</sub>	1	1	0	0	1	1			
					b <sub>5</sub>	0	1	0	1	0	1			
					Colonne	2	3	4	5	6	7			
b <sub>4</sub>	b <sub>3</sub>	b <sub>2</sub>	b <sub>1</sub>	Ligne										
0	0	0	0	0	COMMANDE	RECTANGLE	DONNÉES NUMÉRIQUES (64 positions de caractères)							
0	0	0	1	1										
0	0	1	0	2										
0	0	1	1	3	POINT	POLYGONE								
0	1	0	0	4										
0	1	0	1	5										
0	1	1	0	6	LIGNE	INCRÉMENTATION								
0	1	1	1	7										
1	0	0	0	8										
1	0	0	1	9	ARC	COMMANDE								
1	0	1	0	10										
1	0	1	1	11										
1	1	0	0	12										
1	1	0	1	13										
1	1	1	0	14										
1	1	1	1	15										

TABLEAU 4.9

JEU IDI DÉTAILLÉ (G1)

					10	11	12	13	14	15	
					b <sub>7</sub>	0	0	1	1	1	1
					b <sub>6</sub>	1	1	0	0	1	1
					b <sub>5</sub>	0	1	0	1	0	1
					Colonne	2	3	4	5	6	7
b <sub>4</sub>	b <sub>3</sub>	b <sub>2</sub>	b <sub>1</sub>	Ligne							
0	0	0	0	0	Initia- lisation	Rect. (péri.)	DONNÉES NUMÉRIQUES				
0	0	0	1	1	Domaine	Rect. (remp.)					
0	0	1	0	2	Texte	Déterm. rect. (péri.)					
0	0	1	1	3	Texture	Déterm. rect. (remp.)					
0	1	0	0	4	Déterm. point (abs.)	Poly. (péri.)					
0	1	0	1	5	Déterm. point (rel.)	Poly. (remp.)					
0	1	1	0	6	Point (abs.)	Déterm. poly. (péri.)					
0	1	1	1	7	Point (rel.)	Déterm. poly. (remp.)					
1	0	0	0	8	Ligne (abs.)	Champ					
1	0	0	1	9	Ligne (rel.)	Incré. point					
1	0	1	0	10	Déterm. ligne (abs.)	Incré. ligne					
1	0	1	1	11	Déterm. ligne (rel.)	Incré. poly. (remp.)					
1	1	0	0	12	Arc (péri.)	Déter. couleur					
1	1	0	1	13	Arc (remp.)	Attente					
1	1	1	0	14	Déterm. arc (péri.)	Select. couleur					
1	1	1	1	15	Déterm. arc (remp.)	Cligno- tement					

TABLEAU 4.10

JEU DE CARACTÈRES SUPPLÉMENTAIRES (G2)

					10	11	12	13	14	15	
					b <sub>7</sub>	0	0	1	1	1	1
					b <sub>6</sub>	1	1	0	0	1	1
					b <sub>5</sub>	0	1	0	1	0	1
					Colonne	2	3	4	5	6	7
b <sub>4</sub>	b <sub>3</sub>	b <sub>2</sub>	b <sub>1</sub>	Ligne							
0	0	0	0	0	°	—	-	Ω	K		
0	0	0	1	1	i	±	˘	1	Æ	æ	
0	0	1	0	2	ø	²	˙	®	Ð	đ	
0	0	1	1	3	£	³	^	©	ₐ	ö	
0	1	0	0	4	S	x	˜	™	ℋ	ℎ	
0	1	0	1	5	¥	μ	—	♪	☐	ı	
0	1	1	0	6	#	¶	˘	☐	IJ	ij	
0	1	1	1	7	§	·	·	☐	Ł	ł	
1	0	0	0	8	¤	+	ˆ	☐	ł	ł	
1	0	0	1	9	‘	’	/	☐	ø	ø	
1	0	1	0	10	“	”	·	☐	Œ	œ	
1	0	1	1	11	«	»	,	☐	°	β	
1	1	0	0	12	←	¼	☐	⅛	þ	þ	
1	1	0	1	13	↑	½	"	⅜	ƒ	ƒ	
1	1	1	0	14	→	¾	·	⅝	Ŋ	Ŋ	
1	1	1	1	15	↓	¿	˘	⅞	ˆ	ˆ	

TABLEAU 4.11

JEU MOSAÏQUE (G3)

					10	11	12	13	14	15	
					b <sub>7</sub>	0	0	1	1	1	1
					b <sub>6</sub>	1	1	0	0	1	1
					b <sub>5</sub>	0	1	0	1	0	1
					Colonne	2	3	4	5	6	7
b <sub>4</sub>	b <sub>3</sub>	b <sub>2</sub>	b <sub>1</sub>	Ligne							
0	0	0	0	0							
0	0	0	1	1							
0	0	1	0	2							
0	0	1	1	3							
0	1	0	0	4							
0	1	0	1	5							
0	1	1	0	6							
0	1	1	1	7							
1	0	0	0	8							
1	0	0	1	9							
1	0	1	0	10							
1	0	1	1	11							
1	1	0	0	12							
1	1	0	1	13							
1	1	1	0	14							
1	1	1	1	15							

Toute macro-instruction peut être associée à un mécanisme d'entrée de l'utilisateur, comme une touche de fonction, pour permettre l'exécution du code par l'utilisateur. Le nombre de macro-instructions associées à un tel mécanisme varie d'un matériel à l'autre.

Enfin, contrairement aux autres jeux de caractères dont les définitions de configuration sont mémorisées en permanence dans l'appareil récepteur et ne peuvent pas être modifiées par l'utilisateur, le *jeu de caractères dynamiquement redéfinissables* (JCDR), désigné par une séquence d'échappement à trois caractères, permet de transférer et d'utiliser un maximum de 96 configurations. Il en est ainsi des jeux primaire, supplémentaire et mosaïque, définis par l'utilisateur. Au moment de l'affichage, ces jeux peuvent recevoir les mêmes attributs que le texte alphanumérique.

## 4.5 CODAGE DES SIGNAUX NUMÉRIQUES

Comme nous venons de le voir, les informations sont soumises au système de transmission numérique sous la forme de textes ou d'images correspondant à des suites binaires. Par la suite, pour acheminer celles-ci sur une liaison de données, il faut d'abord les transformer en signaux. On parle alors de *codage des signaux*. Il existe une variété de techniques pour effectuer ce type de codage. Les plus connues d'entre elles sont les codes NRZ, le code RZ, les codes biphasés, le code de Miller et les codes à plusieurs niveaux.

### 4.5.1 Les codes NRZ

Les *codes NRZ* (*Non-Return-to-Zero*) se caractérisent par un niveau de tension qui demeure constant pendant toute la durée d'un bit; d'où leur nom de code *non-retour-à-zéro* pour signifier que le niveau de tension ne retourne pas à zéro, c'est-à-dire qu'il n'y a pas de transition. Dans ce contexte, si une séquence de bits 1 est transmise, le signal garde le niveau de tension correspondant au bit 1 pendant toute la durée de la transmission. De même, s'il s'agit d'une séquence de bits 0, c'est le niveau de tension correspondant au bit 0 qui va être maintenu. Ainsi, par ce type de codage, il est possible de transmettre des informations sans effectuer de transitions.

La version la plus simple des codes NRZ est connue sous le nom de *code NRZ-L* (L pour *Level*). Ce code est généralement utilisé par les terminaux ou autres équipements de traitement de données pour générer ou interpréter les séquences binaires. Aussi, l'appelle-t-on *code NRZ neutre ou unipolaire*. La figure 4.12 présente le codage de type NRZ-L d'une séquence binaire. Dans ce type de codage, un bit 1 correspond à un haut niveau de tension, alors qu'un bit 0 correspond à un bas niveau de tension.

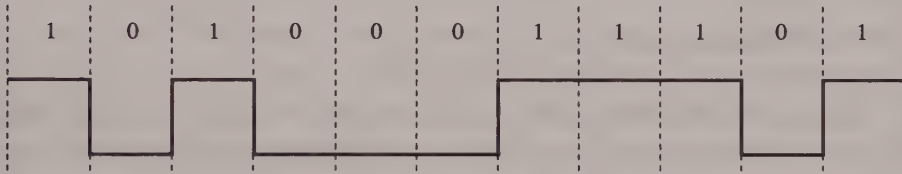


FIGURE 4.12

CODAGE NRZ-L D'UN MESSAGE.

Il existe également deux autres versions de signaux NRZ : le *NRZ-M* (*Mark*) et le *NRZ-S* (*Space*). Les signaux NRZ-M sont caractérisés de la manière suivante : un bit 1 donne lieu à une transition au début de l'intervalle correspondant au temps de bit, alors qu'un bit 0 ne donne lieu à aucune transition. Dans le cas des signaux NRZ-S, c'est l'inverse qui est vrai : un bit 1 ne donne lieu à aucune transition, alors qu'un bit 0 donne lieu à une transition au début de l'intervalle. Les figures 4.13 et 4.14 illustrent respectivement les signaux NRZ-M et NRZ-S de la séquence binaire représentée à la figure 4.12.

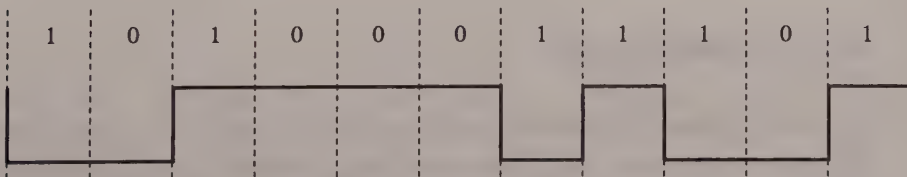


FIGURE 4.13

CODAGE NRZ-M D'UN MESSAGE.

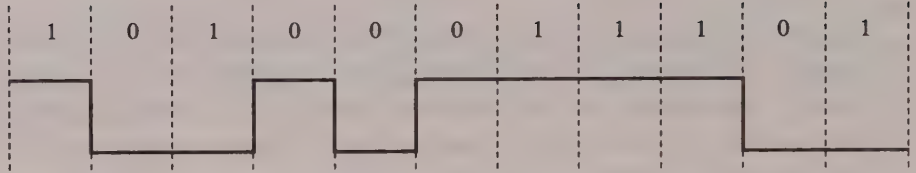


FIGURE 4.14

CODAGE NRZ-S D'UN MESSAGE.

### 4.5.2 Le code RZ

Le *code RZ (Return-to-Zero)*, comme son nom l'indique, est caractérisé par des transitions qui ramènent le signal à une tension nulle à la fin de chaque élément binaire. Dans ce contexte, nous pouvons convenir, par exemple, qu'un bit 1 correspond à une impulsion de tension non nulle dans la première moitié du temps de bit, alors qu'un bit 0 ne donne lieu à aucune impulsion (tension nulle). Ainsi, la transmission RZ engendre beaucoup plus de transitions que la NRZ. La figure 4.15 montre le codage RZ du message binaire représenté aux figures 4.12 à 4.14.

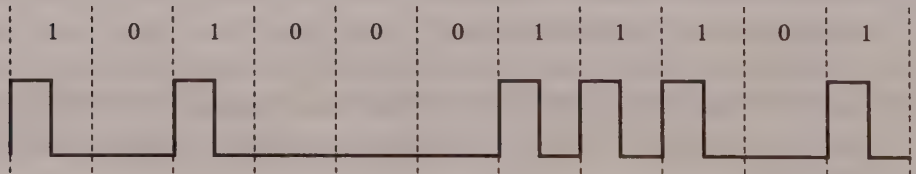


FIGURE 4.15

CODAGE RZ D'UN MESSAGE.

### 4.5.3 Les codes biphasés

Les *codes biphasés* constituent une classe de codes qui ont pour caractéristique principale de permettre au moins une transition par temps de bit. À la limite, ils peuvent aller jusqu'à deux transitions par temps de bit; c'est un avantage par rapport aux codes NRZ et RZ, en ce sens que les codes biphasés ont une rapidité de modulation qui est, au maximum, le double de celle des codes NRZ. Dans cette classe, nous retrouvons le

code Manchester ou biphasé-L, le code Manchester différentiel, le code biphasé-M et le code biphasé-S.

Le *code Manchester* et le *code Manchester différentiel* se caractérisent l'un et l'autre par une transition au milieu de l'intervalle correspondant au temps de bit, c'est-à-dire le passage d'un haut niveau de tension à un bas niveau de tension ou l'inverse. Dans le cas du code Manchester ou biphasé-L plus précisément, un bit 1 donne lieu à une transition d'un haut niveau à un bas niveau de tension au milieu de cet intervalle, alors qu'un bit 0 est représenté par une transition d'un bas niveau à un haut niveau de tension au milieu de l'intervalle. Avec le code Manchester différentiel, une transition survient à chaque temps de bit, comme précédemment. Cependant, l'interprétation de cette transition est plutôt fonction du bit précédent. Ainsi, pour représenter un bit 0, deux changements de tension ou de polarité sont effectués : l'un au début et l'autre au milieu du temps de bit. Et pour représenter un bit 1, la polarité au début du temps de bit demeure la même par rapport à celle du bit précédent, mais change au milieu de ce temps. Les figures 4.16 et 4.17 présentent respectivement le codage Manchester et le codage Manchester différentiel d'un même message.

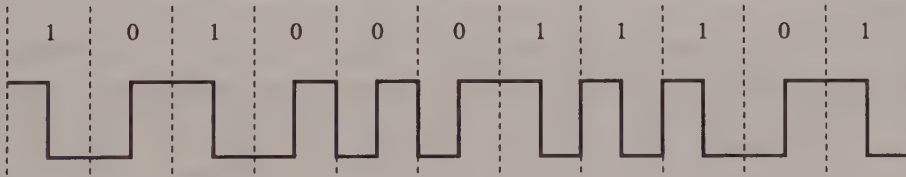


FIGURE 4.16

CODAGE MANCHESTER D'UN MESSAGE.

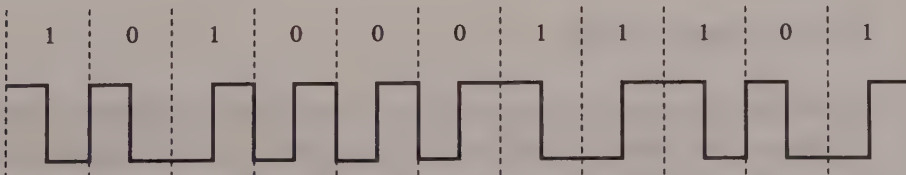


FIGURE 4.17

CODAGE MANCHESTER DIFFÉRENTIEL D'UN MESSAGE.

Les codes *biphase-M* et *biphase-S* présentent l'un et l'autre la caractéristique de commencer chaque intervalle de temps de bit par une transition. Dans le cas particulier du code biphase-M, la représentation d'un bit 1 nécessite une transition au milieu de cet intervalle, alors qu'un bit 0 ne donne lieu à aucune transition au milieu de l'intervalle de temps de bit. Par contre, pour le code biphase-S, c'est l'inverse : un bit 1 ne donne lieu à aucune transition au milieu de l'intervalle, alors qu'un bit 0 en nécessite une. Les figures 4.18 et 4.19 donnent respectivement la représentation en codes biphase-M et biphase-S d'un même message.

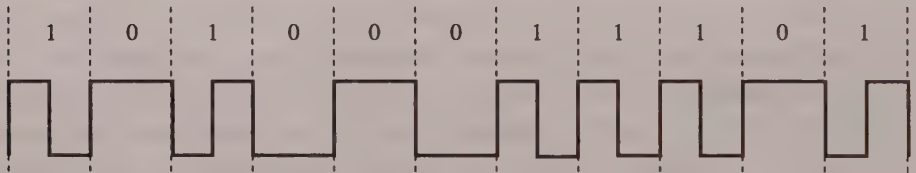


FIGURE 4.18

CODAGE BIPHASE-M D'UN MESSAGE.

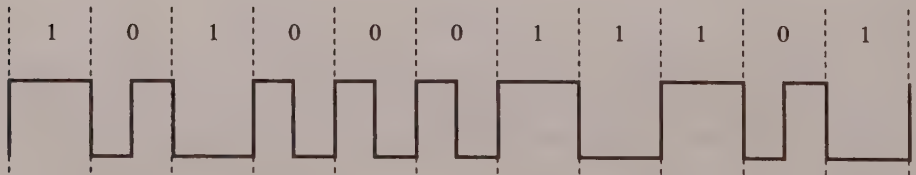


FIGURE 4.19

CODAGE BIPHASE-S D'UN MESSAGE.

#### 4.5.4 Le code de Miller

Également appelé *code par modulation de délai*, le *code de Miller* est caractérisé par la présence d'au moins une transition par deux temps de bit et d'au plus une transition par temps de bit. Dans ce contexte, un bit 1 donne lieu à une transition se produisant au milieu de l'intervalle de temps de bit; un bit 0 par contre n'engendre pas de transition

s'il est suivi par un 1, mais en engendre une à la fin de l'intervalle s'il est suivi par un 0. La figure 4.20 illustre le codage de Miller d'un message.

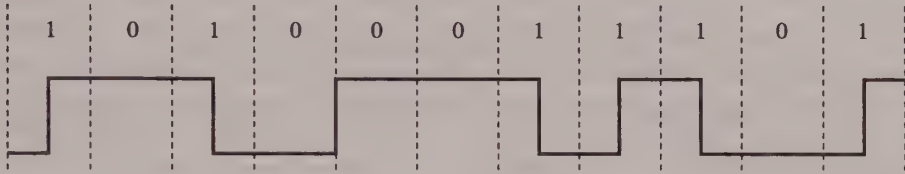


FIGURE 4.20

CODAGE DE MILLER D'UN MESSAGE.

#### 4.5.5 Les codes à plusieurs niveaux

Comme leur nom l'indique, les *codes à plusieurs niveaux* désignent une catégorie de codes qui utilisent plus que deux niveaux de tension pour représenter les signaux correspondant aux messages à transmettre. Le plus connu d'entre eux est le *code bipolaire*, principalement utilisé pour le codage numérique de la voix, et caractérisé de la manière suivante : un bit 1 donne lieu à une impulsion dans la première moitié du temps de bit, impulsion dont la polarité est alternée à chaque fois; un bit 0 par contre n'engendre aucune impulsion. La figure 4.21 montre le codage bipolaire d'un message.

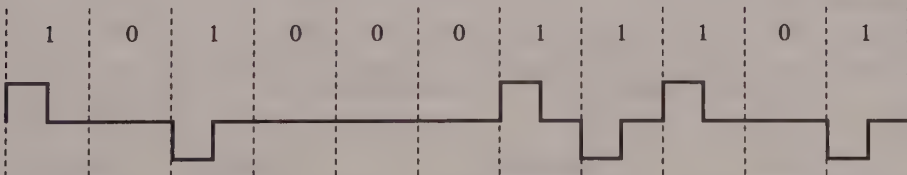


FIGURE 4.21

CODAGE BIPOLAIRE D'UN MESSAGE.

À des fins de comparaison, la figure 4.22 présente un sommaire de l'application des différents types de codage à un même message.

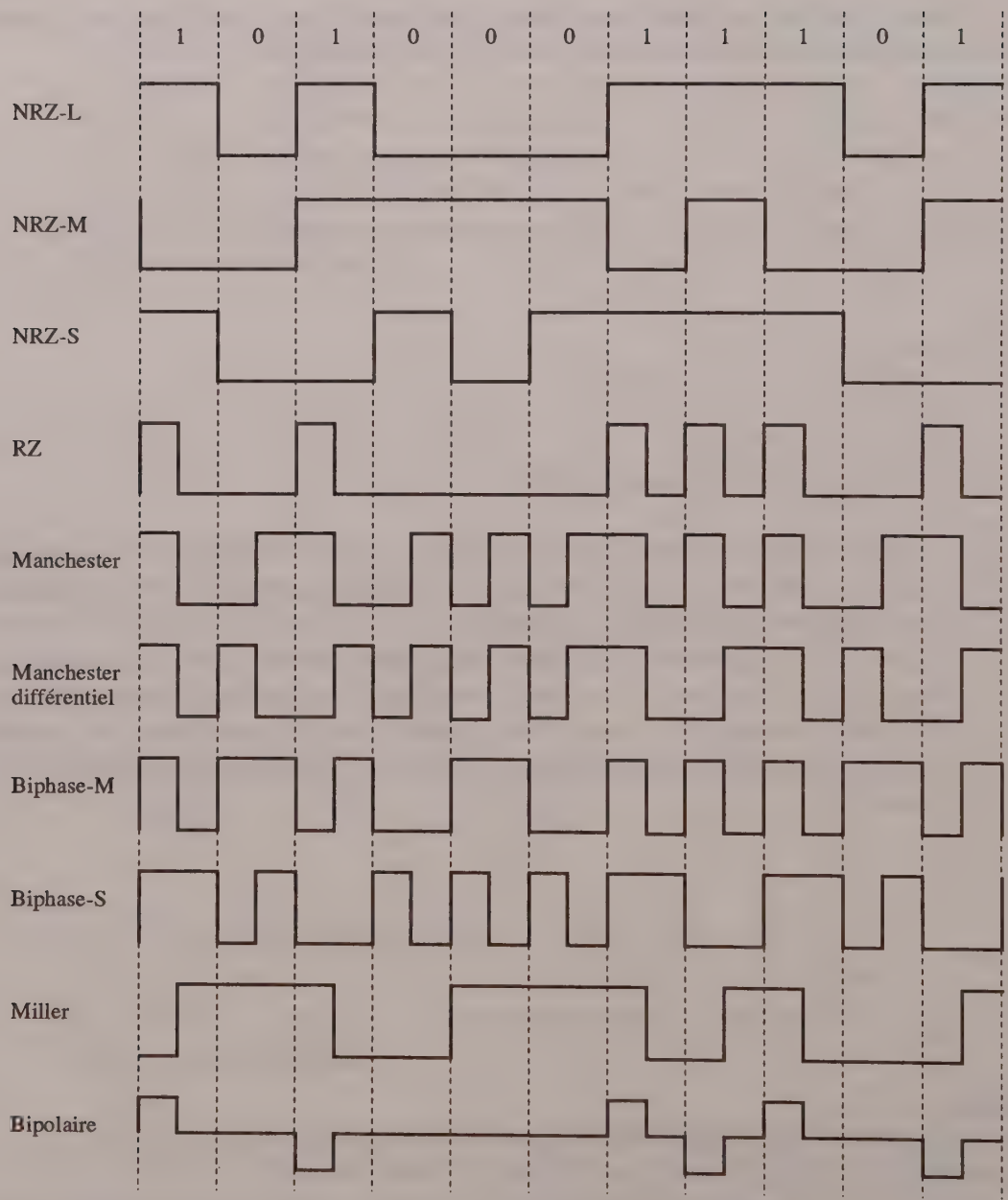


FIGURE 4.22  
DIFFÉRENTS CODAGES D'UN MÊME MESSAGE.

## 4.6 TRANSMISSION À TRAVERS DES RÉSEAUX

De manière générale, nous désignons par *réseau téléinformatique* un système de transmission numérique intégrant, entre autres, des terminaux, des ordinateurs, des imprimantes, etc., reliés entre eux par des liaisons de communication. Ces équipements informatiques constituent des *nœuds* ou des *stations* dont l'interconnexion permet l'échange d'informations entre utilisateurs géographiquement éloignés.

### 4.6.1 Caractéristiques de base

Dans un réseau téléinformatique, nous distinguons deux grandes fonctions : l'une de *transport* d'informations, l'autre de *traitement* de ces mêmes informations. Ceci nous amène à décomposer un réseau typique en un sous-réseau de transport et un ou plusieurs réseaux locaux permettant l'accès aux ressources supportées par le réseau. En nous référant à la figure 4.23, nous pouvons dire que les nœuds et les liaisons situés à l'intérieur du cercle (en pointillés) constituent le sous-réseau de transport, les terminaux et ordinateurs personnels (micro-ordinateurs) jouent le rôle de points d'accès. Nous y trouvons également des unités de disque et des ordinateurs de différentes tailles, autant d'éléments qui forment l'éventail des ressources matérielles qui se partagent dans le réseau.

Les équipements sont reliés entre eux par des liaisons de communication : paires torsadées, câbles coaxiaux, câbles optiques, faisceaux hertziens, liaisons par satellite, tous considérés comme des supports de transmission. Ces derniers sont caractérisés, entre autres, par leur capacité, qui indique le nombre maximum de bits transportés par unité de temps.

Eu égard au nombre d'équipements qu'une liaison permet d'interconnecter, nous distinguons généralement deux types de liaison : les *liaisons point à point* et les *liaisons multipoint*. Une liaison est dite *point à point* lorsqu'elle ne relie que deux équipements, soit un à chaque extrémité, comme l'indique la figure 4.24. Dans le cas où plus de deux équipements sont reliés à une même liaison, on parle de *liaison multipoint*. La figure 4.25 en est une illustration.

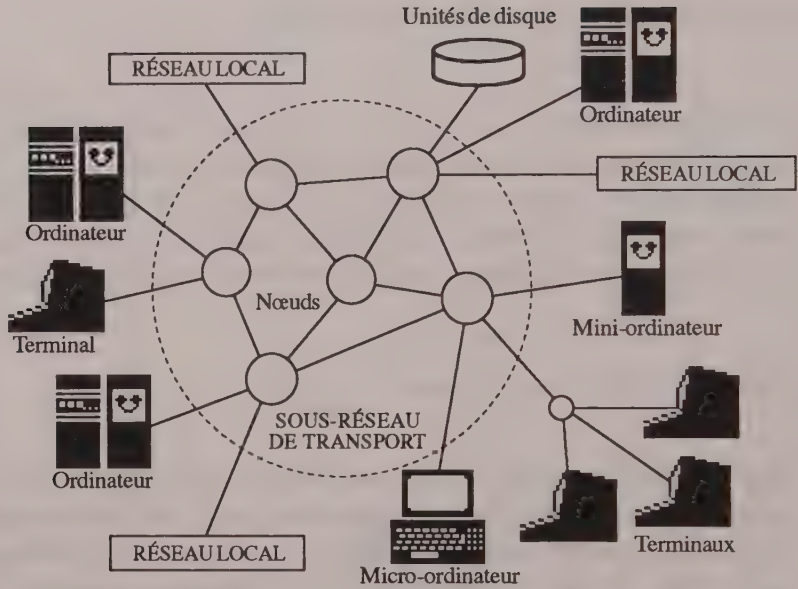


FIGURE 4.23

RÉSEAU TÉLÉINFORMATIQUE INTÉGRANT UN SOUS-RÉSEAU DE TRANSPORT ET DES RÉSEAUX LOCAUX.

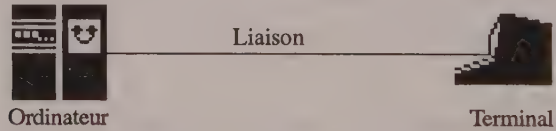


FIGURE 4.24

LIAISON POINT À POINT.

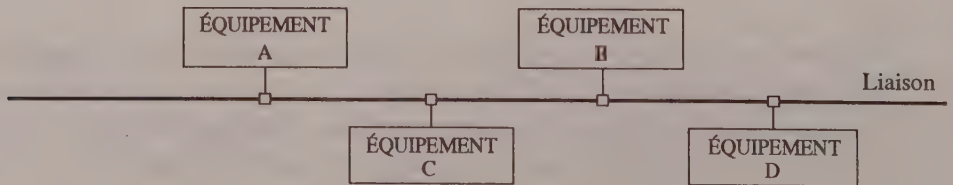


FIGURE 4.25

LIAISON MULTIPOINT.

En examinant le mode d'exploitation d'une liaison, nous distinguons les liaisons unidirectionnelles (*simplex*), les liaisons bidirectionnelles à l'alternat ou semi-duplex (*half-duplex*) et les liaisons bidirectionnelles simultanées ou duplex intégral (*full duplex*). Une liaison est dite *unidirectionnelle* lorsque l'information ne peut y circuler que dans un seul sens, soit d'un émetteur à un récepteur; la figure 4.26 en donne une représentation. Lorsque l'information peut circuler dans les deux sens, mais seulement un sens à la fois de manière alternée, on parle de *liaison bidirectionnelle à l'alternat*. Et quand la transmission se fait simultanément dans les deux sens, avec circuit ou ligne d'émission et circuit de retour, la liaison est dite *bidirectionnelle simultanée*; les figures 4.27 et 4.28 illustrent les deux derniers types de liaison.



FIGURE 4.26

LIAISON UNIDIRECTIONNELLE (SIMPLEX).

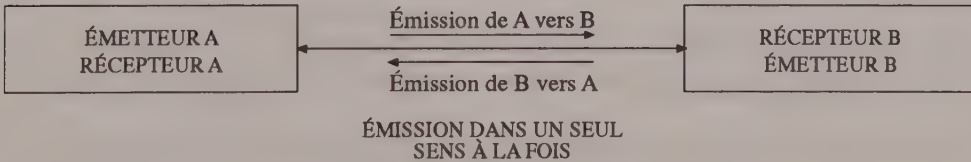


FIGURE 4.27

LIAISON BIDIRECTIONNELLE À L'ALTERNAT (HALF-DUPLEX).

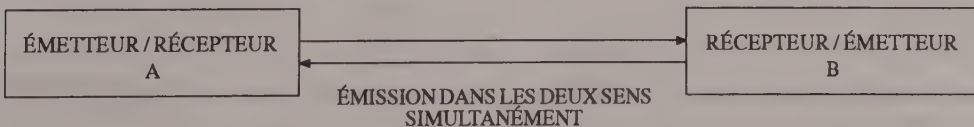


FIGURE 4.28

LIAISON BIDIRECTIONNELLE SIMULTANÉE (FULL DUPLEX).

## 4.6.2 Techniques de commutation

Les trois techniques courantes de commutation ou d'établissement provisoire d'une liaison entre un nœud émetteur et un nœud récepteur dans les réseaux sont la *commutation de circuits*, la *commutation de messages* et la *commutation de paquets*.

### *La commutation de circuits*

Dans ce type de commutation, un chemin physique (électrique) ou circuit entre le nœud émetteur et le nœud récepteur est déterminé préalablement à la transmission des données, comme le montre la figure 4.29. La connexion une fois établie, ces deux nœuds utilisent exclusivement et continuellement ce circuit, et ce pendant toute la durée de la communication. À la fin de l'échange, le circuit est interrompu, libérant ainsi les liaisons physiques entre les nœuds, lesquelles redeviennent disponibles pour d'autres connexions éventuelles. Très utilisée dans les réseaux téléphoniques, cette technique est mal adaptée au transport de données où un taux de silence important est souvent constaté (terminal transmettant caractère par caractère). Par contre, une fois qu'un circuit est établi, la livraison séquentielle des messages est garantie, entre la source et la destination.

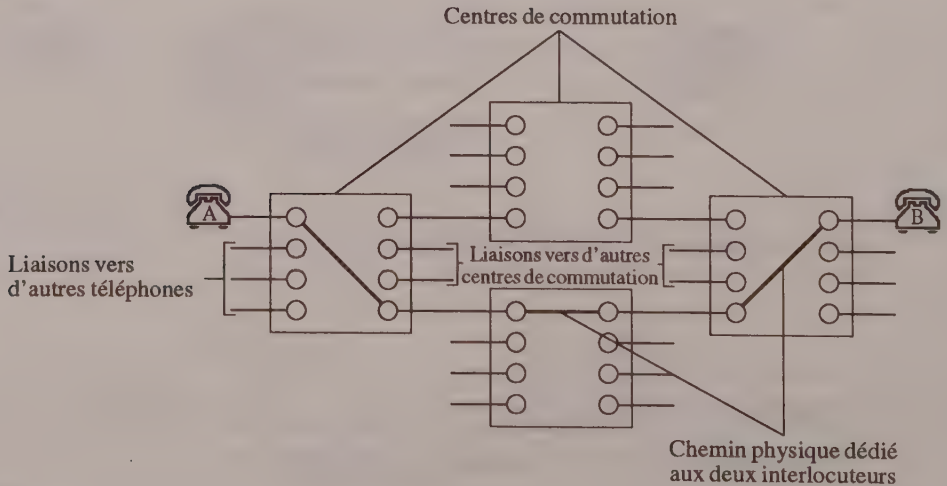


FIGURE 4.29

COMMUTATION DE CIRCUITS.

### *La commutation de messages*

La commutation de messages consiste à acheminer le message à transmettre de nœud en nœud, de la source à la destination. Contrairement à la commutation de circuits, aucun chemin physique n'est préalablement établi entre l'émetteur et le récepteur. Le message au complet transite d'un nœud à l'autre où il est inspecté pour déceler des erreurs, puis gardé temporairement dans la mémoire du nœud, jusqu'à ce qu'une liaison vers le prochain nœud se libère, d'où son autre appellation de *méthode mémoriser-expédier (store and forward)*.

Si nous nous référons à la figure 4.30, et dans l'hypothèse où la liaison 1-3 n'est pas disponible parce qu'elle est utilisée ou en panne, l'acheminement d'un message M, de l'utilisateur A à l'utilisateur B, ne peut se faire que par les liaisons 1-2 et 2-3. Voyons les étapes de l'acheminement du message M.

1. Le message M est transmis de l'utilisateur A au nœud 1, où il est gardé en mémoire.
2. Si la liaison 1-2 est disponible, le message M est extrait de la mémoire du nœud 1 pour être expédié intégralement au nœud 2, où il est placé en mémoire.
3. Si la liaison 2-3 est disponible, le message M est extrait de la mémoire du nœud 2 pour être expédié intégralement au nœud 3, où il est gardé en mémoire.
4. Le message M est finalement extrait de la mémoire du nœud 3 pour être expédié intégralement à l'utilisateur B.

Le fait de ne pas dédier de chemin prédéterminé au message M constitue en soi une bonne utilisation des liaisons. En effet, tant que celles-ci ne sont pas libres, le message est maintenu dans la mémoire du nœud, préservant ainsi les ressources du réseau. Cependant, compte tenu des stockages intermédiaires qui peuvent être importants quand les messages échangés atteignent une certaine taille (en nombre de bits), chaque nœud doit être muni de grandes capacités de mémoire. En conséquence, un seul message long peut monopoliser une liaison pendant plusieurs minutes, ce qui pénalise les courts messages échangés entre un utilisateur et un ordinateur.

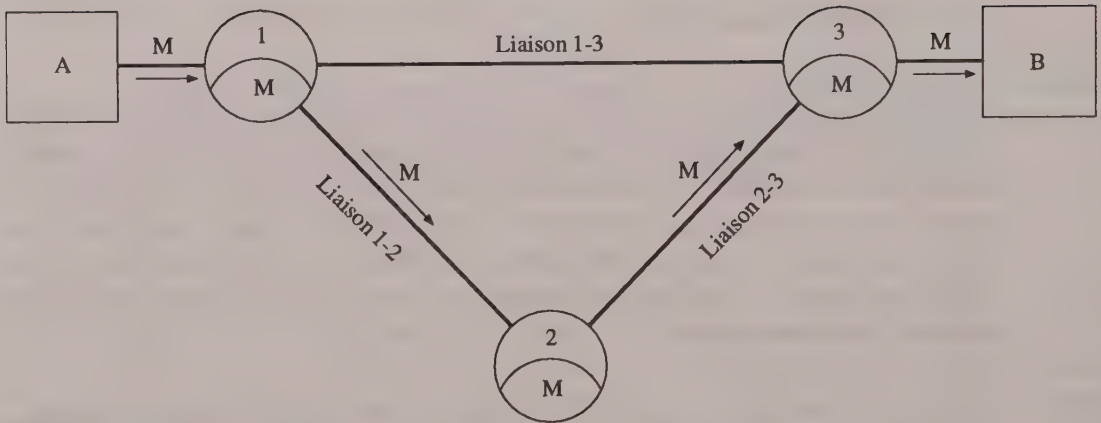


FIGURE 4.30  
SYSTÈME DE COMMUTATION DE MESSAGES.

### *La commutation de paquets*

La *commutation de paquets* consiste en une décomposition du message à transmettre en petits messages de longueur et de format donnés, appelés *paquets*, munis chacun de l'adresse de destination. Ces paquets s'acheminent alors de façon indépendante à travers le réseau, suivant le principe de la commutation de messages. Il revient alors au nœud *destination* de reconstituer le message originel, par concaténation des paquets reçus.

La figure 4.31 montre un système de commutation de paquets. Dans le réseau représenté, la liaison 2-4 est considérée non disponible à des fins de transmission. Ainsi, le message *M* émis par l'utilisateur *A* doit être acheminé à l'utilisateur *B* en tenant compte de cette non-disponibilité. Ce message est découpé en trois paquets  $P_1$ ,  $P_2$  et  $P_3$  par le nœud 1. Dès lors, chaque paquet utilise les liaisons disponibles pour atteindre les prochains nœuds, jusqu'au nœud final 4 où le message *M* est reconstitué par concaténation des paquets  $P_1$ ,  $P_2$  et  $P_3$ , puis transmis à l'utilisateur *B*.

La seule différence qui existe entre les commutations de messages et de paquets demeure la longueur maximum d'un paquet qui, dans ce dernier cas, varie généralement entre 1 000 et 5 000 bits, minimisant ainsi le délai de transmission sur les liaisons. Aussi, la commutation de paquets est-elle souvent utilisée pour les communications entre un terminal et un ordinateur en mode interactif, ou entre deux ordinateurs.

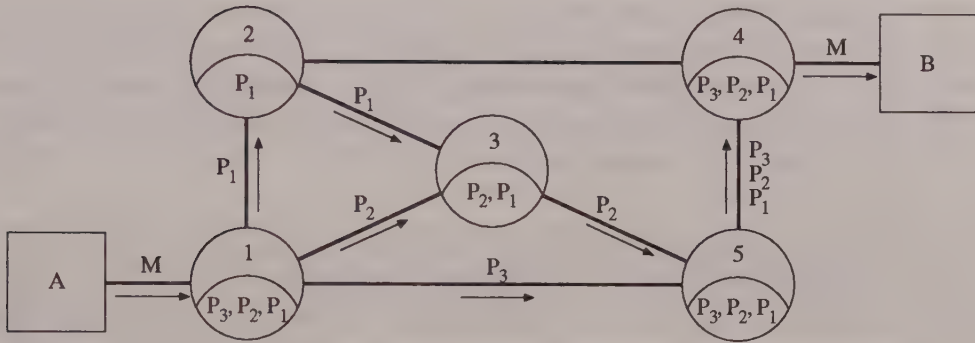


FIGURE 4.31

COMMUTATION DE PAQUETS.

## 4.7 ARCHITECTURE DES RÉSEAUX

Un réseau de transmission numérique a pour composante de base une *topologie* qui en donne la configuration géométrique, ainsi que les caractéristiques physiques des liaisons. Pour rendre fonctionnelle cette topologie, il importe d'élaborer des procédures et des mécanismes appropriés d'exploitation, prenant la forme de *protocole* ou d'*interface* de communication. Ce sont là des concepts qui servent de base à l'architecture des réseaux.

### 4.7.1 Protocole et interface de communication

Pour établir une communication entre deux points d'un réseau, il est indispensable qu'un canal de transmission soit établi entre la station émettrice et la station réceptrice. Celles-ci constituent ce qu'on convient d'appeler des *entités communicantes*. Toutefois, la seule disponibilité de ces stations et du canal ne suffit pas à garantir un échange ordonné et efficace d'informations. Interfaces et protocoles représentent, dans ce contexte, autant d'éléments qui y participent.

Nous appelons *interface de communication* un ensemble de moyens matériels ou logiciels qui permettent à un ensemble de composants d'interagir. Dans le cas d'une conversation téléphonique, c'est l'appareil téléphonique qui joue le rôle d'interface, car c'est la partie qui est accessible à l'utilisateur et sur laquelle celui-ci peut agir. Une

interface matérielle peut prendre la forme d'un ensemble de broches sur lesquelles les informations sont émises ou reçues sous la forme de tensions électriques. L'interface RS-232 C en est un exemple. Une interface logicielle n'est autre qu'un ensemble de procédures et de variables rendant possible l'échange d'informations entre deux points d'un système de communication.

Nous désignons par *protocole de communication* un ensemble de règles ou de conventions qui gèrent le dialogue ou l'échange d'informations entre deux ou plusieurs entités, à partir d'interfaces de communication. Toujours dans le cas d'une conversation téléphonique, nous pouvons distinguer trois étapes ou fonctions caractéristiques :

- l'*appel*, dont l'objet est d'établir la communication entre les entités,
- le *dialogue* à proprement parler, qui est l'échange des informations,
- la *rupture* qui correspond à l'achèvement de la communication.

Ainsi, l'ensemble de ces fonctions est régi par trois protocoles : un *protocole d'appel*, un *protocole de dialogue* et un *protocole de rupture*. En pratique, ces trois protocoles distincts sont regroupés en un protocole unique qui gère l'ensemble des trois étapes de la communication.

Il est donc clair qu'un protocole est différent d'une interface. En effet, alors qu'un protocole définit des interactions entre deux processus analogues ou remplissant des fonctions similaires, une interface contrôle les interactions entre deux processus identiques.

Il existe un très grand nombre de protocoles de communication à travers le monde. La plupart d'entre eux répondent à des besoins spécifiques et sont d'utilisation très restreinte. Par contre, il en existe d'autres, conçus, mis au point et commercialisés par des constructeurs de réseaux, et qui s'appliquent à des besoins plus généraux. Dès lors, il apparaît sensé de tenter une certaine uniformisation de ces protocoles, par le biais de normes de portée internationale. On parle alors de *protocole normalisé*, pour désigner tout protocole qui a obtenu l'agrément d'un organisme international de normalisation. La notion de normalisation s'étend également aux interfaces. Dans ce contexte, les termes *normes* et *avis* sont utilisés indifféremment.

Nous désignons par *architecture de réseau* un ensemble hiérarchisé de protocoles de communication permettant à divers équipements informatiques d'échanger des informations par le biais d'un réseau. Il est commode de définir une architecture de réseau par une superposition de niveaux de communication appelés *couches*. Comme l'indique la figure 4.32, chaque couche représente un niveau d'abstraction; une interface relie la couche  $i$  et la couche  $(i + 1)$  d'une même entité. De même, le protocole de la couche  $i$  gère le dialogue entre entités émettrice et réceptrice de la couche  $i$ . Ce protocole repose sur les services fournis par la couche  $(i - 1)$  et fournit par ailleurs des services au protocole de la couche  $(i + 1)$ . Il existe en général autant de protocoles que de couches dans une architecture donnée.

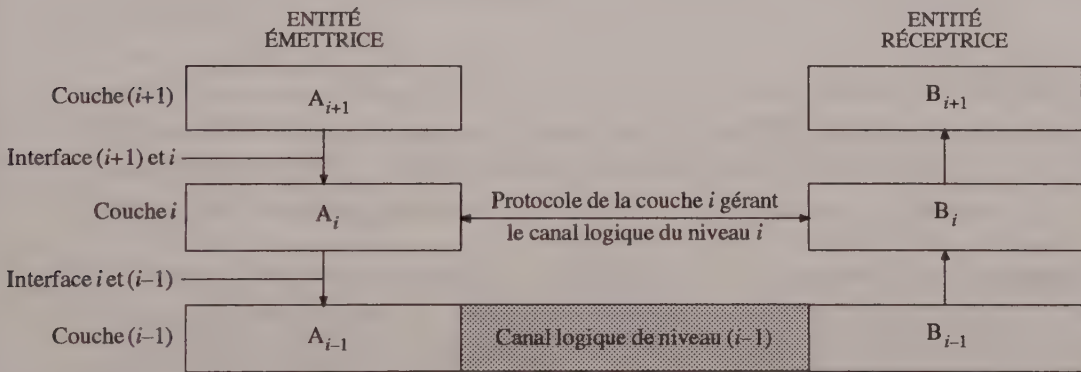


FIGURE 4.32

SUPERPOSITION DE COUCHES.

#### 4.7.2 Le modèle de référence OSI

Guidé par le souci d'interconnecter des équipements informatiques de différents fabricants, ISO (*International Standard Organization*) proposa le modèle de référence OSI (*Open System Interconnection*). Comme son nom l'indique, il s'agit d'un modèle ouvert qui vise la mise en place de protocoles normalisés pour la constitution de réseaux hétérogènes, c'est-à-dire intégrant des équipements de fabricants divers. Selon ce modèle représenté à la figure 4.33, tout échange d'informations entre deux entités communicantes par le biais d'un réseau peut être décomposé en sept niveaux ou couches : *physique, liaison, réseau, transport, session, présentation et application*.

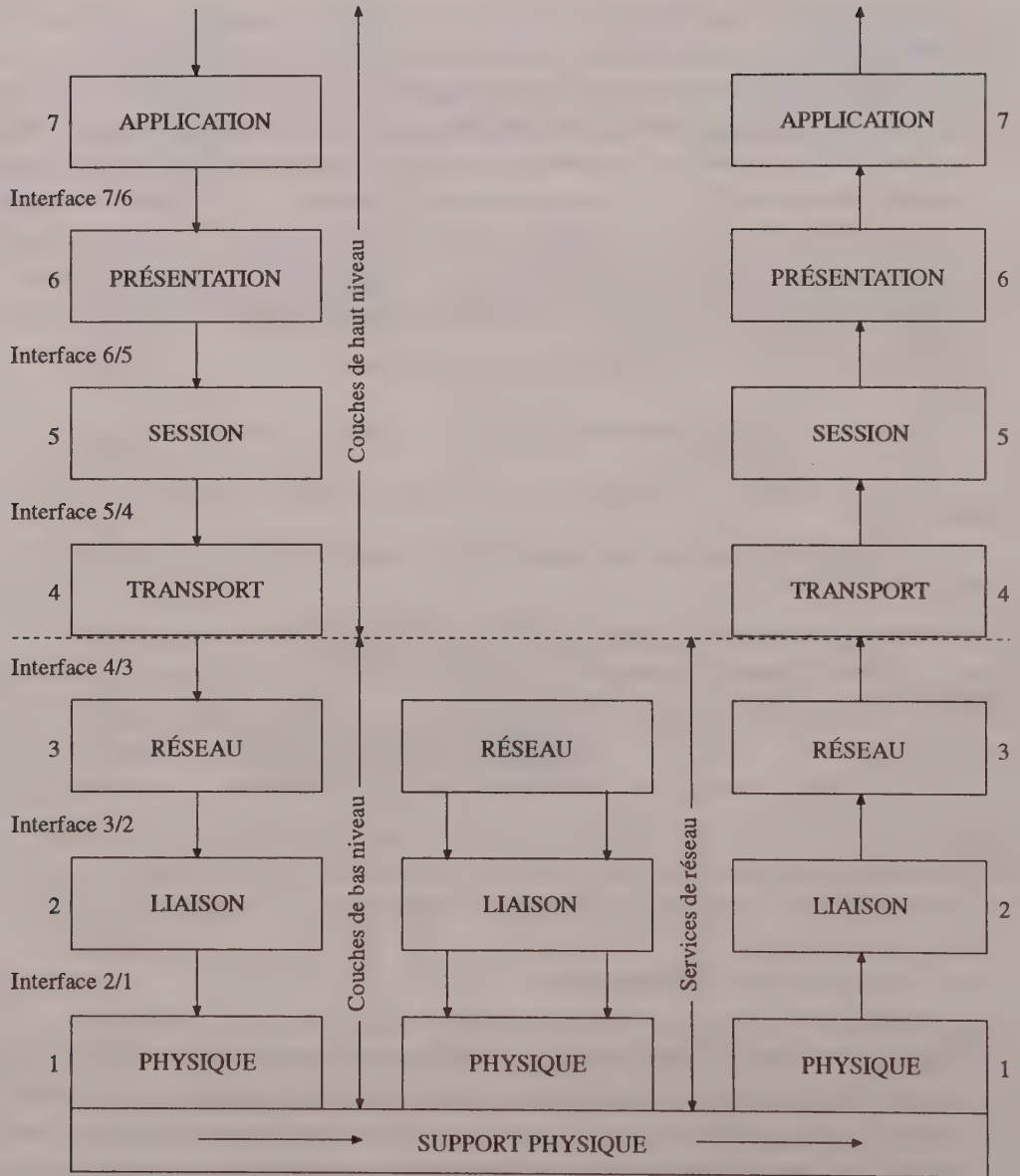


FIGURE 4.33  
LES COUCHES DU MODÈLE OSI.

La *couche physique* (ou couche 1) assure la transmission des données sous forme de signaux électriques sur le canal physique. La modulation, ainsi que le multiplexage sur lequel nous reviendrons au chapitre 7, y sont pratiqués. Un grand nombre de techniques de transmission, contrôlées par des protocoles normalisés ou non, y sont utilisées : V.24 et X.21 en sont des exemples. À ce niveau, l'unité d'information manipulée est le bit.

La *couche liaison* (ou couche 2) est responsable de l'acheminement sans erreur de blocs d'information sur des liaisons de données. En effet, les supports de transmission introduisent des erreurs dans les informations transportées. Le but de cette couche 2 est d'offrir des services de correction/détection d'erreurs et de contrôle de flot, afin d'assurer un taux d'erreur tout à fait négligeable. À ce niveau, les blocs d'information sont souvent nommés *trames*.

La *couche réseau* (ou couche 3) est responsable de l'acheminement des paquets de données qui transitent à l'intérieur du sous-réseau de transport. Elle offre également un contrôle de congestion, lequel permet d'éviter des pertes de paquets de données par engorgement de certains chemins.

La *couche transport* (ou couche 4), comme l'illustre la figure 4.34, gère le transport des informations de bout en bout. Elle s'assure également que les messages des utilisateurs connectés au réseau parviennent correctement à leurs destinataires. À cette fin, elle offre des services supplémentaires de protection de données et de contrôle de flux. Par exemple, une des fonctions de cette couche est de réassembler les messages qui ont été initialement fragmentés en paquets par commodité pour le transport. Cette couche en est une de transition entre les couches de traitement 5, 6, 7 et celles de transmission 1, 2 et 3.

La *couche session* (ou couche 5) est responsable de la mise en place et du contrôle du dialogue entre les entités communicantes. La facturation des utilisateurs, la synchronisation et la reprise après interruption font partie des services qu'elle offre.

La *couche présentation* (ou couche 6), comme son nom l'indique, s'occupe de la présentation des données échangées par les applications. À ce titre, elle réalise la compression et vérifie la syntaxe, l'organisation et l'encryptage des données à échanger. Ce qui permet d'assurer une certaine compatibilité entre tous les matériels raccordés au réseau. Autrement dit, cette couche assure une compréhension syntaxique entre

les utilisateurs en gérant les formats des données à échanger et en effectuant les transformations nécessaires sur les structures de données pour les rendre compréhensibles par des équipements hétérogènes.

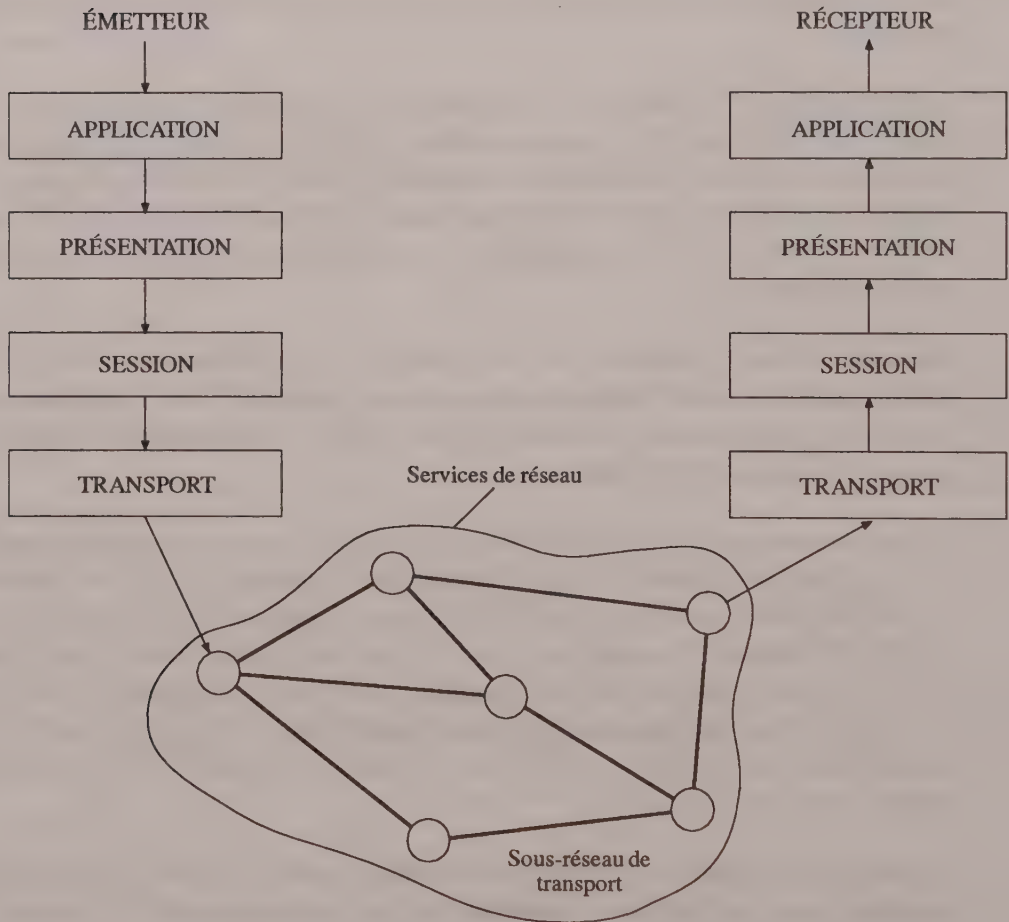


FIGURE 4.34

TRANSPORT DE BOUT EN BOUT.

La *couche application* (ou couche 7) constitue la couche la plus externe du modèle de référence. Elle permet la compréhension et l'exécution des commandes liées aux applications. De plus, elle établit les règles d'échange entre opérateurs, périphériques et programmes, tout cela assorti de contrôle d'accès.

Dans la pratique, toutes les couches ne sont pas nécessairement utilisées. Par exemple, une simple connexion entre deux ordinateurs ne nécessite pas tous les niveaux. En particulier, la *couche réseau* n'a pas sa raison d'être dans ce contexte. C'est le cas des réseaux locaux d'entreprise non interconnectés à des sous-réseaux de transport. Par contre, un réseau téléinformatique hétérogène, distribué géographiquement et intégrant un sous-réseau de transport à commutation de paquets, nécessite l'utilisation sinon de toutes les couches, du moins de l'ensemble des fonctions que celles-ci intègrent. Les couches 1, 2 et 3 sont généralement appelées *couches de bas niveau*, alors que les autres couches constituent les *couches de haut niveau*.

L'échange d'informations entre deux entités commence à la couche 7 de l'entité émettrice et prend fin à la couche 7 de l'entité réceptrice. En effet, au passage de chaque couche, de la couche 7 vers la couche 1 de l'émetteur, des informations sont ajoutées ou réaménagées. Puis, quand on passe de la couche 1 vers la couche 7, on effectue la démarche inverse.

## EXERCICES

- 4.1** Définissez les concepts suivants :
- système de transmission
  - affaiblissement
  - égalisateur
  - bruit blanc
  - cadence de transfert
  - protocole normalisé
  - architecture de réseau
- 4.2** Quelles sont les fonctions d'interface nécessaires à l'établissement d'une communication entre un émetteur et un récepteur?
- 4.3** Énumérez les quatre étapes par lesquelles passe tout dialogue entre un émetteur et un récepteur.
- 4.4** À quel élément matériel correspond chacune des définitions suivantes :
- Elle peut fournir ou collecter des données.
  - Il unit les éléments chargés des fonctions de communication.
  - Il adapte le signal émis au support de transmission.
  - Elle relie le modem au contrôleur de communication.
  - Elle correspond à l'ensemble « ETTD-jonction-ETCD ».
  - Elle forme, avec les deux ETCD, le circuit de données.
- 4.5** Définissez les concepts d'affaiblissement et de distorsion de délai.
- 4.6** En quoi consiste le bruit? Distinguez-en les quatre principaux types qui agissent sur un canal de transmission.

- 4.7 Qu'est-ce qui distingue le bruit de fond intelligible du bruit de fond inintelligible?
- 4.8 Quelle différence faites-vous entre le concept de vitesse et celui de rapidité de modulation?
- 4.9 Citez les propositions de Nyquist et de Shannon relatives à la détermination de la capacité d'un canal de transmission. Expliquez pourquoi les travaux de l'un de ces deux chercheurs présentent un plus grand intérêt.
- 4.10 On reçoit à la sortie d'un système de communication un signal de puissance légèrement inférieure, soit 5 %, à la puissance enregistrée lors de son émission. Sachant que la fréquence d'émission était de 1 200 Hz et que la mesure s'est effectuée à partir de la fréquence de référence du CCITT, quelle est l'atténuation relative caractérisant cette transmission?
- 4.11 Lors d'une expérimentation sur un support de transmission commun, on note les données de base suivantes :
- Température : 22 degrés Celsius
  - Distance à parcourir : 10 mètres
  - Fréquences extrêmes : 1 150 et 1 450 Hz
- Quel est le bruit thermique, en watts et en décibels-watts, susceptible d'être enregistré lors de cette expérimentation?
- 4.12 Il est d'usage courant d'utiliser indifféremment les termes « baud » et « bit/seconde ». Selon vous, une telle pratique est-elle justifiée? Si oui, dans quel cas? Si non, dites pourquoi?
- 4.13 Établissez la différence entre le codage des caractères et le codage des signaux.
- 4.14 Construisez une série de graphiques de façon à comparer entre eux les signaux numériques correspondant à la séquence binaire 1110011100101, selon dix techniques différentes de codage.

- 4.15 Distinguez les trois types de commutation.
- 4.16 Qu'entend-on par liaison bidirectionnelle à l'alternat? Qu'est-ce qui la distingue d'une liaison unidirectionnelle et d'une liaison bidirectionnelle simultanée?
- 4.17 Quelle différence faites-vous entre une liaison point à point et une liaison multipoint?
- 4.18 Établissez la différence entre un protocole et une interface de communication.
- 4.19 Dans chacun des deux groupes d'affirmations suivantes, un énoncé est faux. Trouvez-le.
- a) *Structure de codage de NAPLPS*
- Chacun des jeux C comprend 32 positions de caractères disposées sur 2 colonnes de 16 lignes.
  - Trois jeux G peuvent comprendre 94 ou 96 positions de caractères.
  - Six primitives graphiques géométriques peuvent être obtenues dans le jeu IDI.
  - Le jeu mosaïque permet deux modes d'affichage des 65 caractères disponibles.
  - Jusqu'à 96 macro-codes peuvent être appelés par 96 macro-instructions.
- b) *Fonctions spécifiques de NAPLPS*
- La commande correspondant à la touche « Home » d'un clavier conventionnel fait partie du jeu C0.
  - La définition des masques de texture s'accomplit à l'aide du jeu C1.
  - La fonction permettant de tracer un arc de cercle fait partie du jeu G1.
  - On retrouve certaines lettres grecques dans le jeu de caractères G3.
  - Les jeux G2 et G3 peuvent permettre des caractères à des fins d'illustration.

- 4.20** En quoi consiste le modèle OSI? À quelle motivation répond-il?
- 4.21** Énumérez les sept couches du modèle OSI, en ayant soin de préciser les fonctions spécifiques à chacune d'entre elles.
- 4.22** Considérons un signal numérique dont la rapidité de modulation et le débit binaire sont dans un rapport de 1 à 4.
- Déterminez le nombre de niveaux de ce signal.
  - Pour une rapidité de modulation de 500 bauds, trouvez le débit binaire du canal qui doit transmettre ce signal, en ayant soin d'en préciser l'unité.
  - Sachant que la largeur de bande est de 100 kHz et que  $\log_{10}(S/N) = 6$ , calculez la capacité théorique maximale de ce canal.
- 4.23** Répondez par *vrai* ou *faux* aux assertions suivantes.
- Tout dialogue entre un émetteur et un récepteur s'amorce lors d'une étape d'initialisation.
  - La distorsion due à l'atténuation s'exprime en décibels.
  - La distorsion de délai repose sur la relation « vitesse-amplitude ».
  - L'interférence intersymbole ne limite pas le débit d'une transmission numérique.
  - Les qualificatifs « thermique », « blanc », « permanent » et « gaussien » peuvent faire référence à un même type de bruit.
  - « L'intervalle significatif » correspond à la différence entre deux instants significatifs consécutifs.
  - Le terme « capacité » peut parfois faire référence à deux concepts qui sont, théoriquement, différents.
  - La diminution du rapport signal-bruit peut augmenter la capacité d'un canal.
  - Le code ASCII étendu utilise huit bits sans contrôle de parité.
  - Le service Alex peut se baser sur une norme combinant NAPLPS et ASCII.

---

**BIBLIOGRAPHIE**

- ASSOCIATION CANADIENNE DE NORMALISATION, *Syntaxe du protocole de la couche présentation du vidéotex/télétexte NAPLPS*, Association canadienne de normalisation, Rexdale, Ontario, 1985.
- D. N. CHORAFAS, *Designing and Implementing Local Area Networks*, McGraw-Hill, New York, 1984.
- R. L. FREEMAN, *Radio System Design for Telecommunications*, John Wiley & Sons, New York, 1987.
- R. L. FREEMAN, *Telecommunication System Engineering*, John Wiley & Sons, 2nd ed., New York, 1989.
- CORNAFION, *Systèmes informatiques répartis, concepts et techniques*, Dunod, 1981.
- D. R. DOLE, *Data Communications : Facilities, Network and System Design*, Wiley, New York, 1980.
- R. FREEMAN, *Telecommunication System Engineering*, 2nd edition, Wiley, New York, 1989.
- R. L. FREEMAN, *Telecommunication Transmission Handbook*, 2nd edition, Wiley, New York, 1981.
- R. GLASGAL, *Techniques in Data Communications*, Artech House, Dedham, Massachusetts, 1983.
- GROUPE ALEX, *Guide préliminaire en vue de devenir fournisseur de service sur ALEX*, Bell Canada, Montréal, Québec, juin 1988.
- P. S. HENRY, « High-capacity Lightwave Local Area Networks », *IEEE Transactions on Communications*, vol. 27, n° 10, 1989, pp. 20-26.

- C. MACCHI, J. F. GUILBERT, *Téléinformatique, transport et traitement de l'information dans les réseaux et systèmes téléinformatiques*, 2<sup>e</sup> édition, Dunod, Paris, 1987.
- J. E. MCNAMARA, *Technical Aspects of Data Communication*, 2nd edition, Digital Equipment Corp., Bedford, MA, 1982.
- S. PIERRE, *Réseaux locaux, fondements, implantation et études de cas*, Éditions Eyrolles, Paris, 1991.
- S. PIERRE, *Introduction aux ordinateurs, organisation, exploitation et programmation*, Éditions Beauchemin, Montréal, 1990.
- J. G. PROAKIS, *Digital Communications*, McGraw-Hill, New York, 1983.
- G. PUJOLLE, *Télécommunications et réseaux*, Éditions Eyrolles, Paris, 1992.
- W. STALLINGS, *Data and Computer Communications*, 3rd edition, McMillan, New York, 1990.
- W. STALLINGS, *Handbook of Computer-Communications Standards, Volume 1 : The Open System Interconnection (OSI) Model and Osi-Related Standards*, MacMillan, New York, 1987.



**CHAPITRE 5**

*LES SUPPORTS DE TRANSMISSION*



Comme nous l'avons vu au chapitre précédent, pour acheminer des informations d'un émetteur à un récepteur par l'intermédiaire d'un système de transmission numérique, il est nécessaire de disposer de supports de transmission. Nous désignons par *support ou vecteur de transmission* l'ensemble des moyens physiques mis en place pour propager les signaux électromagnétiques correspondant aux messages échangés entre un émetteur et un récepteur. Dans le domaine de la transmission de données, nous retrouvons : la paire torsadée, les câbles coaxiaux, les liaisons radio basées sur les faisceaux hertziens, la fibre optique et les liaisons par satellite. La caractérisation de ces supports fait l'objet de ce chapitre.

## 5.1 LA PAIRE TORSADÉE

Nous appelons *paire torsadée (twisted pair)* un support de transmission constitué de deux conducteurs arrangés en spirale et présentant des caractéristiques physiques analogues. La torsion de ces deux conducteurs permet de minimiser les interférences électromagnétiques entre eux. La figure 5.1 en est une illustration.

La paire torsadée, constituée physiquement de deux fils de cuivre, est le plus répandu de tous les supports de transmission. En effet, elle peut être utilisée pour acheminer des signaux tant analogiques que numériques, sur une largeur de bande d'environ 250 kHz. Cependant, ses caractéristiques électriques demeurent moyennes, comparativement aux autres supports. En effet, la paire torsadée est particulièrement sensible aux interférences électromagnétiques et pose des problèmes dans la transmission à grande vitesse. De plus, comparée aux autres supports de transmission, elle demeure assez limitée quant à la distance qu'elle peut couvrir sans relais, quant à la largeur de bande et la capacité ou débit d'informations à transmettre. Ainsi, dans le cas de la transmission de signaux analogiques, des amplificateurs sont nécessaires tous les 6 km environ. Cette distance se réduit à 3 km dans le cas de signaux numériques. En liaison multipoint,

la capacité de la paire torsadée dépasse rarement 2 kbps, mais pour la liaison point à point, elle peut atteindre jusqu'à 10 Mbps.

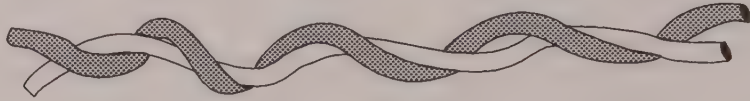


FIGURE 5.1

PAIRE TORSADÉE.

La paire torsadée est très utilisée dans le système téléphonique; elle sert également à relier, en réseau local et à faible coût, des ordinateurs personnels situés à l'intérieur d'un édifice. Son principal avantage demeure son coût relativement peu élevé et sa facilité d'installation. Par contre, elle présente un certain nombre de désavantages qu'on ne saurait passer sous silence. En effet, la paire torsadée est caractérisée par un taux d'erreur relativement élevé lorsqu'elle opère à très grande vitesse. De plus, sa largeur de bande demeure relativement limitée et sa sensibilité au bruit reste un fait admis. Enfin, son entretien est difficile.

Le regroupement de plusieurs paires torsadées constitue un *câble*, comme l'illustre la figure 5.2. Les câbles de paires torsadées sont des supports de transmission classiques, particulièrement utilisés dans le réseau téléphonique. Toutefois, à cause de certains problèmes liés au bruit, leur utilisation en transmission numérique reste sujette à des restrictions de fréquence.

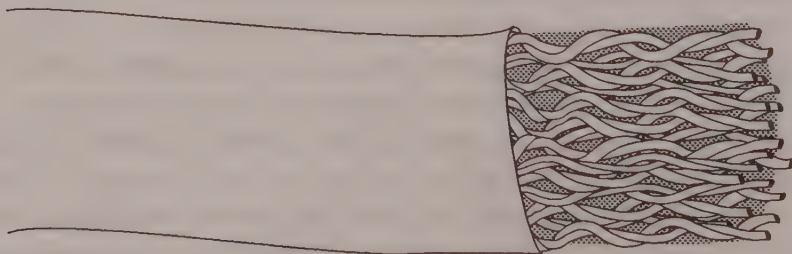


FIGURE 5.2

CÂBLE DE PAIRES TORSADÉES.

## 5.2 LES CÂBLES COAXIAUX

Les *câbles coaxiaux* sont des supports de transmission constitués de deux conducteurs concentriques séparés par un isolant qui peut être de l'air ou du plastique, le tout recouvert d'une enveloppe protectrice. Un câble coaxial possède un diamètre qui varie, en règle générale, de 1 à 2,5 cm. La figure 5.3 en est une illustration.

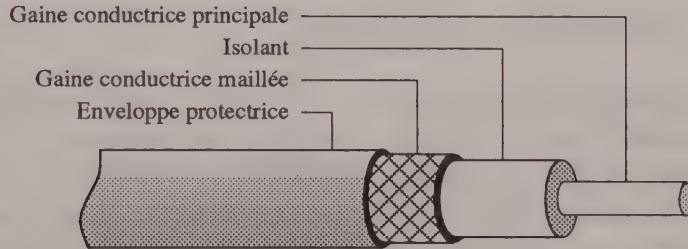


FIGURE 5.3

CÂBLE COAXIAL.

Comme vous pouvez le voir sur la figure 5.4,  $a$  désigne le rayon du conducteur principal ou central, alors que  $b$  indique le rayon intérieur du conducteur maillé du câble.

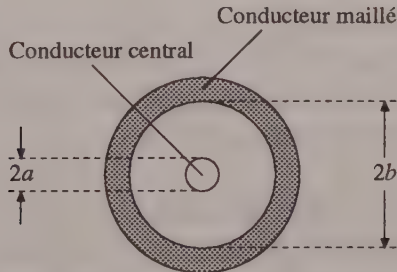


FIGURE 5.4

COUPE TRANSVERSALE D'UN CÂBLE COAXIAL.

Le rapport  $b/a$  des rayons des conducteurs maillé et central a un effet considérable sur l'atténuation. En effet, une atténuation minimale par unité de longueur peut être garantie à partir d'un rapport  $b/a$  égal à 3,6. Plus précisément, dans le cas où l'isolant est de

l'air, la constante d'atténuation  $\alpha$ , exprimée en dB/km, est liée à la fréquence  $f$  et au rapport  $b/a$  par la relation suivante :

$$\alpha = 1,33 \times 10^{-5} \frac{\sqrt{f} \left[ \frac{1}{a} + \frac{1}{b} \right]}{\log \left( \frac{b}{a} \right)} \quad (5.1)$$

où  $a$  et  $b$  sont exprimés en millimètres.

Ainsi, pour des valeurs données de  $a$  et de  $b$ , il est possible de tracer la courbe illustrant les variations de la constante d'atténuation en fonction de la fréquence. De toute évidence,  $\alpha$  est une fonction croissante de  $f$ . Le tableau 5.1 résume les principales caractéristiques des câbles coaxiaux à large diamètre, tels qu'ils ont été normalisés par le CCITT, avec des valeurs de  $b$  et  $a$  égales à 9,5 mm et 2,6 mm respectivement. Quant au tableau 5.2, il présente la synthèse des caractéristiques des câbles coaxiaux de type L, selon l'approche préconisée par la firme américaine Bell.

Les câbles coaxiaux sont utilisés dans les réseaux téléphoniques pour transmettre sur de grandes distances. Dans les réseaux locaux, ils sont recommandés pour leur grande capacité, pouvant aller dans certains cas jusqu'à 500 Mbps. Ils sont également employés pour la transmission des signaux à large bande, comme le signal vidéo, transmis sur une bande dont la largeur est de l'ordre de 350 MHz. Cependant, pour avoir une bonne qualité de transmission, il importe de ne pas utiliser les câbles coaxiaux pour des fréquences inférieures à 60 kHz. De plus, ils sont utilisés pour acheminer les émissions de télévision et ils constituent le principal support du réseau de câblodistribution. Ainsi, ils peuvent transmettre aussi bien des signaux analogiques que numériques.

Nous distinguons deux catégories de câbles : les *câbles coaxiaux en bande de base* et les *câbles coaxiaux à large bande*. Pour les réseaux locaux, les câbles coaxiaux en bande de base permettent des réseaux de mille nœuds ou plus, desservant un espace géographique d'environ 10 km de rayon. Ces supports ont des capacités généralement supérieures à 10 Mbps et véhiculent des signaux numériques en mode bidirectionnel. Ils présentent l'avantage d'être faciles à installer. De plus, leur coût d'entretien est relativement bas. Cependant, ils offrent en général une assez faible immunité contre le bruit et ne conviennent pas aux grandes distances.

TABLEAU 5.1

## CARACTÉRISTIQUES DES CÂBLES COAXIAUX CCITT

	Fréquence nominale de modulation				
	2,6 MHz	4 MHz	6 MHz	12 MHz	60 MHz
Id. CCITT	G.337A	G.338	G.337B	G.332	G.333
Type du répéteur	Tube	Tube	Tube	Transistor	Transistor
Espacement nominal des répéteurs (km)	9	9	9	4,5	1,55
Signal vidéo	Non	Oui	Oui	Oui	-

TABLEAU 5.2

## CARACTÉRISTIQUES DES CÂBLES COAXIAUX DE TYPE L

	L1	L3	L4	L5
Longueur maximale de la liaison (km)	6 400	6 400	6 400	6 400
Nombre de canaux de 4 kHz	600	1 860	3 600	10 800
Fréquence des canaux (kHz)	60 - 2 788	312 - 8 284	564 - 17 548	1 590 - 68 780
Espacement minimal des répéteurs (km)	12,8	6,4	3,2	1,6

Les câbles coaxiaux à large bande ont été mis au point dans le but de répondre à la demande sans cesse croissante de liaisons téléphoniques de grande qualité desservant de longues distances. Comme nous pouvons le constater au tableau 5.1, ils sont également désignés par les termes *câbles coaxiaux à 60 MHz*, dont le système L5 du tableau 5.2 constitue un exemple. Ces câbles ont été conçus pour supporter nominalement 10 800 canaux de 4 kHz chacun.

Toujours dans le domaine des réseaux locaux, les câbles coaxiaux à large bande ne supportent que des topologies en *bus* et en *arbre*, dont la taille peut atteindre jusqu'à 25 000 nœuds et le rayon desservi jusqu'à 50 km. Leur largeur de bande peut dépasser les 400 MHz et accommoder plusieurs canaux traversés par des signaux analogiques, aussi bien en mode unidirectionnel qu'en mode bidirectionnel. Leurs avantages sont nombreux. D'abord, ils supportent indifféremment et simultanément la voix, les données et les applications vidéo, tout en offrant une meilleure résistance au bruit et à l'interférence électromagnétique que les câbles en bande de base. De plus, ils permettent la conception de topologies plus flexibles obtenues par l'interconnexion de diverses structures d'arbre. Par contre, ils sont plus difficiles à installer que les câbles en bande de base et leur coût d'entretien reste très élevé.

On rencontre couramment deux types de câbles coaxiaux : celui de 75 ohms, et celui de 50 ohms. Le câble de 50 ohms est utilisé seulement pour la transmission en bande de base, et celui de 75 ohms est utilisé pour la transmission à large bande, comme dans les systèmes de câblodistribution en télévision, par exemple. Le câble de 50 ohms peut supporter jusqu'à 100 stations ou nœuds par segment, et davantage encore si on relaie des segments à l'aide de répéteurs. Le débit de transmission peut atteindre jusqu'à 10 Mbps. Le câble de 75 ohms peut supporter des milliers de stations et sa capacité peut varier jusqu'à 20 Mbps; des débits de 50 Mbps sont aussi possibles, mais, le nombre de stations supportées, dans ce cas, se trouve limité à 30.

D'une manière générale, les câbles coaxiaux constituent le support le plus versatile, s'adaptant aux applications les plus variées. Cependant, pour une meilleure transmission de signaux analogiques sur de grandes distances, des amplificateurs doivent être placés à une distance qui est en général fonction du type de câble et de la largeur de bande de celui-ci. Pour la transmission de signaux numériques, des répéteurs doivent être placés à une distance qui est d'autant plus faible que la capacité du câble est élevée, soit à chaque kilomètre environ. Ainsi, pour assurer la qualité du signal à transmettre, deux paramètres présentent un intérêt particulier et doivent être pris en compte par le concepteur du système de communication : il s'agit du rapport signal-bruit (S/N) et de l'espacement entre les amplificateurs ou répéteurs. Notons enfin que, pour les systèmes à large bande, en plus des amplificateurs, on utilise aussi des *égalisateurs* pour uniformiser la réponse en fréquence des câbles coaxiaux.

### 5.3 LES FAISCEAUX HERTZIENS

Dans les régions montagneuses, tout comme dans le sol dur ou marécageux, il peut être extrêmement difficile de procéder à l'enfouissement de câbles. Dans ce contexte, il est préférable de recourir aux liaisons radio constituées par des faisceaux hertziens.

Nous désignons par *faisceau hertzien* un système de transmission qui utilise des ondes radioélectriques de fréquence élevée (micro-ondes) pour établir une liaison entre un émetteur et un récepteur. Les fréquences en question varient de 250 MHz à 30 GHz. Dans cette bande de fréquences, des informations peuvent être transmises en ligne droite et à l'air libre entre deux points généralement fixes, comme l'illustre la figure 5.5.

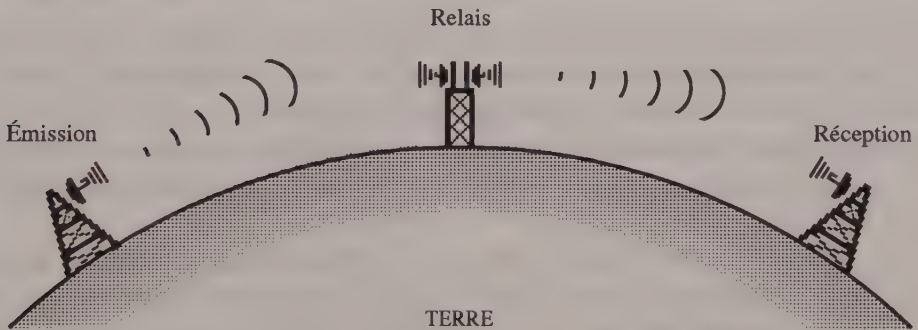


FIGURE 5.5

SYSTÈME DE TRANSMISSION PAR FAISCEAUX HERTZIENS.

Nous distinguons deux types de systèmes hertziens : les *analogiques* et les *numériques*. Les systèmes hertziens analogiques permettent une transmission pouvant atteindre un débit binaire de 140 Mbps, soit l'équivalent de 1 920 voies téléphoniques. Dans le cas de systèmes hertziens numériques, le nombre de voies peut aller jusqu'à 2 700.

Par ailleurs, selon la bande de fréquences attribuée aux faisceaux hertziens, ceux-ci donnent lieu à trois types d'ondes : les *ondes métriques* qui se situent dans la bande 70-80 MHz, les *ondes décimétriques* qui vont de 400 à 470 MHz et les *ondes centimétriques* allant de 1 700 à 2 300 MHz. Les bandes métriques et décimétriques sont très étroites et ne sont utilisables que pour transmettre sur des liaisons de faible capacité. Les ondes décimétriques fournissent les largeurs de bande nécessaires au multiplexage de voies

téléphoniques de moyenne et de grande capacité destinées à la transmission d'images de télévision. Donc, la plupart des faisceaux hertziens fonctionnent à plus de 1,7 GHz.

La structure des liaisons hertziennes est conditionnée par l'utilisation de fréquences élevées. En effet, l'emploi de telles fréquences présente des avantages liés aux performances des antennes : celles-ci sont d'autant meilleures que le rapport entre la surface rayonnante et le carré de la longueur d'onde est plus élevé. Dans le cas d'une antenne parabolique, le *gain* constitue un paramètre typique. Pour une fréquence donnée, il est fonction de la surface effective de l'antenne et peut s'exprimer par la relation suivante :

$$G = 10 \log_{10} \left( \frac{4\pi A \eta}{\lambda^2} \right) \quad (5.2)$$

où  $G$  désigne le *gain* en décibels de l'antenne,  $A$  la *surface de l'ouverture* de l'antenne,  $\eta$  l'*efficacité d'ouverture* et  $\lambda$  la *longueur d'onde* correspondant à la fréquence d'opération. Les antennes paraboliques offertes sur le marché ont, pour la plupart, une efficacité d'ouverture d'au moins 55 %. Les meilleurs résultats, à divers points de vue, sont obtenus avec des antennes dont le diamètre ne dépasse pas 4 mètres.

Afin d'éviter des anomalies telles que l'atténuation et l'interférence électromagnétique, la bande de fréquences des faisceaux hertziens doit être restreinte. Nonobstant cette limitation, les fréquences couramment utilisées par les faisceaux hertziens vont de 2 à 40 GHz. Plus la fréquence est élevée, plus la largeur de bande permise l'est aussi et, par conséquent, le débit binaire. La limite supérieure de la bande de fréquences utilisable par les faisceaux hertziens est généralement déterminée par les conditions de propagation. En effet, entre 2 et 11 GHz, l'établissement de liaisons ne pose aucun problème particulier, ce qui n'est pas le cas lorsque la fréquence se situe au-delà de cette bande.

Les faisceaux hertziens sont principalement utilisés pour les communications téléphoniques et télévisées. Toutefois, dans la mesure où les signaux téléphoniques ou télévisés peuvent être codés sous forme binaire dite numérisée, ces faisceaux peuvent également être utilisés pour la transmission de données. Très efficaces et très fiables pour desservir des endroits éloignés, ils présentent cependant l'inconvénient de nécessiter un grand nombre de stations de relais, une tous les 50 km en moyenne, pour pouvoir couvrir de grandes distances. Ce problème se complique davantage encore lorsque de telles stations doivent être placées en pleine mer. Les faisceaux hertziens

constituent néanmoins une solution de remplacement des câbles coaxiaux et demeurent particulièrement adaptés aux transmissions temporaires.

## 5.4 LA FIBRE OPTIQUE

Une  *fibre optique*  est constituée d'un cylindre de verre extrêmement mince (5 à 100 microns) appelé  *noyau* , entouré d'une couche concentrique de verre appelé  *gaine optique* ; ce cylindre est capable de conduire un rayon lumineux. La fibre de verre optique, dont le diamètre est comparable à celui d'un cheveu, possède un diamètre nominal de 0,125 mm et dispose d'une grande capacité de transmission. De plus, elle ne présente qu'une faible résistance mécanique, comparée à la fibre de verre ordinaire. Un habillage étanche appelé  *enveloppe protectrice*  la protège de l'environnement, comme l'illustre la figure 5.6. Le regroupement de plusieurs fibres constitue un  *câble optique* . La fibre optique offre des possibilités variées, allant du contrôle de la distribution d'énergie électrique à l'instrumentation industrielle. Dans ce chapitre, nous nous limiterons toutefois aux applications se rapportant à la transmission des signaux de télécommunications.

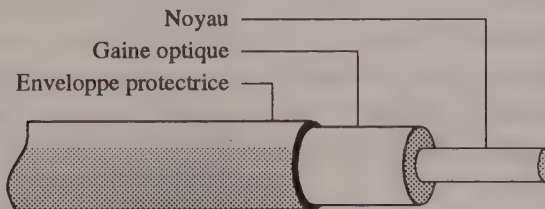


FIGURE 5.6

*FIBRE OPTIQUE.*

### 5.4.1 Caractéristiques physiques

La transmission par fibre optique repose sur le concept de  *guidage de la lumière* . En effet, cette fibre possède une structure physique qui tend à emprisonner la lumière dans un guide clos, supprimant ainsi sa divergence naturelle. De cette façon, l'affaiblissement de la puissance optique de la lumière, à courte distance de sa source, se trouve considérablement diminué en fonction de cette distance. Il en résulte, à la sortie de la fibre,

une puissance captée par le dispositif de réception qui varie en fonction de la longueur de la fibre. Tout le problème consiste alors soit à produire la lumière directement dans la structure de guidage ou dans la fibre, soit à insérer dans la fibre la lumière produite par une source extérieure.

Précisons d'abord que pour les fibres optiques, comme dans le domaine de l'optique en général, on identifie le domaine spectral en cause par la longueur d'onde plutôt que par la fréquence; les fibres optiques sont généralement utilisées dans l'infrarouge proche, soit à une longueur d'onde de l'ordre du  $\mu\text{m}$ . La figure 5.7 illustre la correspondance, pour les ondes électromagnétiques, entre la fréquence et la longueur d'onde pour les régions du spectre utilisées en télécommunications.

Comme nous l'avons vu au chapitre 2, la propagation de la lumière à travers une fibre optique s'effectue selon la théorie des rayons lumineux et la loi de Snell. En effet, lorsque la lumière passe d'un milieu 1 à haut indice de réfraction  $n_1$  (le verre, par exemple) à un milieu 2 de plus faible indice de réfraction  $n_2$  (l'air, par exemple), le rayon réfracté s'écarte de la normale au niveau de l'interface entre les deux milieux, comme l'indique la figure 5.8. Lorsque l'angle d'incidence dans le milieu 1 augmente, le rayon réfracté s'écarte encore davantage de la normale, jusqu'à ce qu'il devienne tangent à l'interface. Dans ce cas, l'angle de réfraction  $\theta_2$  vaut  $90^\circ$  et l'angle d'incidence correspondant est qualifié d'*angle critique*, comme l'illustre la figure 5.9. Lorsque l'angle d'incidence dépasse la valeur critique, la lumière ne traverse plus l'interface et on parle alors de *réflexion interne totale*.

Le confinement de la lumière à l'intérieur de la fibre repose sur ce phénomène, comme nous l'avons vu au chapitre 2. Ainsi, le comportement de la lumière se propageant dans une fibre à saut d'indice dépend d'une série de caractéristiques : la longueur d'onde, le rayon du noyau, l'indice de celui-ci et de la gaine optique. Il est toutefois possible de décrire ce comportement, pour une fibre quelconque, à l'aide d'une quantité unique, appelée *fréquence normalisée*,  $f_n$ , qui prend en compte toutes ces caractéristiques. La fréquence normalisée est définie par l'équation suivante :

$$f_n = \frac{2\pi a}{\lambda} \sqrt{n_1^2 - n_2^2} \quad (5.3)$$

où  $a$  est le rayon du noyau.

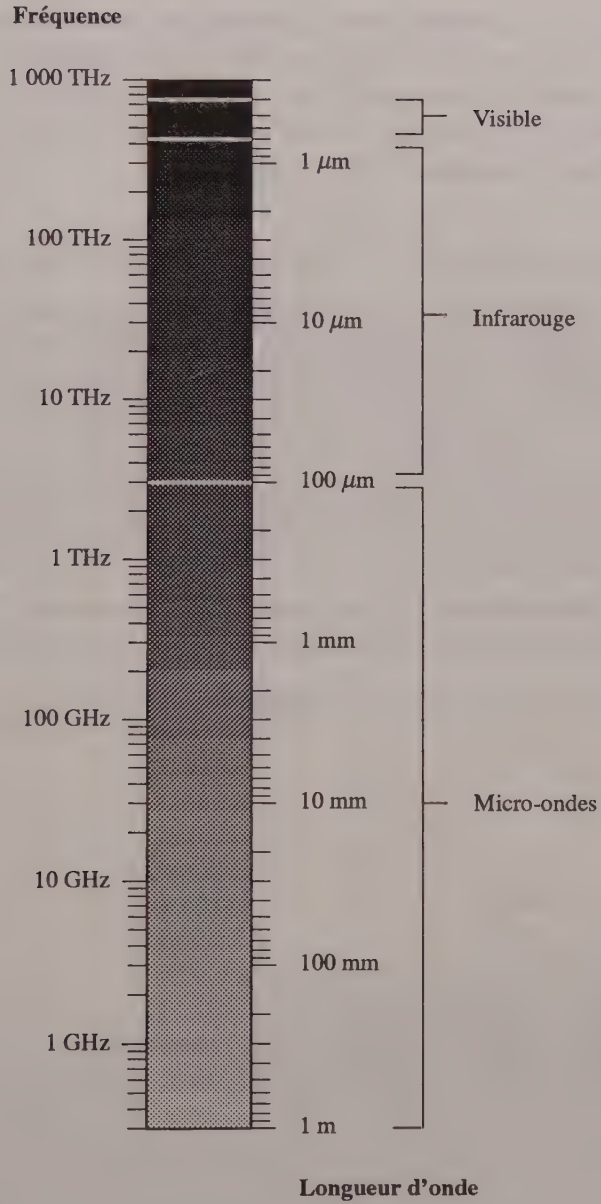


FIGURE 5.7

SPECTRE ÉLECTROMAGNÉTIQUE EXPRIMÉ EN FRÉQUENCE ET EN LONGUEUR D'ONDE.

La fréquence normalisée est une quantité sans unités; l'appellation « fréquence » est liée au fait que, comme la fréquence, elle est proportionnelle à l'inverse de la longueur d'onde. Dans la littérature spécialisée, les données et graphiques portant, par exemple, sur le nombre de modes qui peuvent coexister, sur leur atténuation et sur leur dispersion, feront généralement appel à cette quantité.

Par ailleurs, le facteur  $\sqrt{n_1^2 - n_2^2}$  dans le membre de droite de la relation 5.3 est appelé *ouverture numérique* de la fibre. On peut montrer que pour des indices  $n_1$  et  $n_2$  voisins, ce terme est approximativement égal à l'angle maximal (en radians) du cône formé par les rayons à la sortie ou à l'entrée de la fibre. Cet angle est celui pour lequel les rayons frappent l'interface entre le noyau et la gaine à l'angle critique, comme l'illustre la figure 5.10. L'ouverture numérique constitue ainsi une façon de décrire la quantité maximale de lumière qui pourra être introduite dans une fibre à partir d'une certaine distance. Plus précisément, cette quantité est proportionnelle à la surface de la base du cône, donc au carré de l'ouverture numérique. L'ouverture numérique d'une fibre est donc à peu près égale à l'angle maximal du cône formé, à l'extérieur de la fibre, par les rayons frappant à l'angle critique l'interface entre le noyau et la gaine.

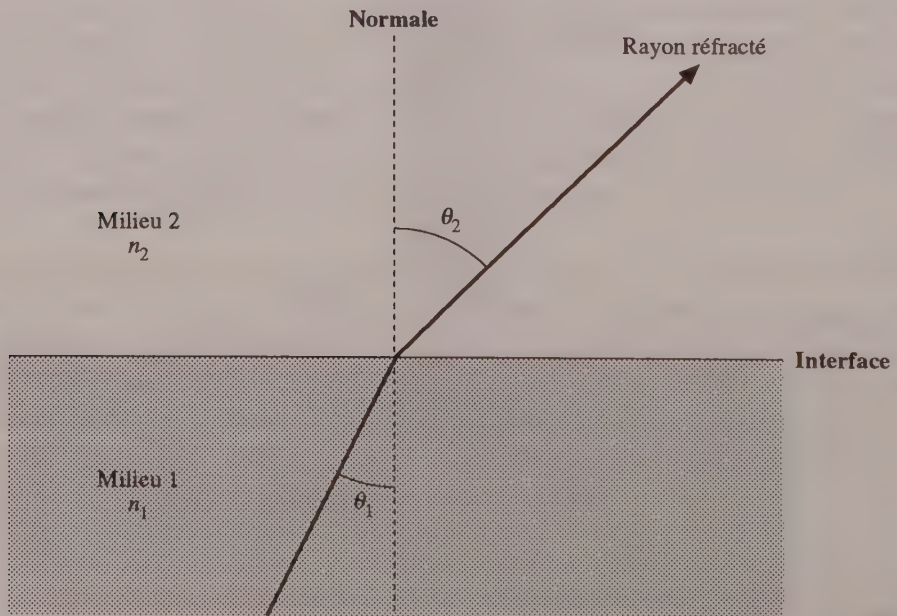


FIGURE 5.8

RÉFRACTION RÉSULTANT DU PASSAGE D'UN MILIEU 1 À UN MILIEU 2, AVEC  $n_1 > n_2$ .

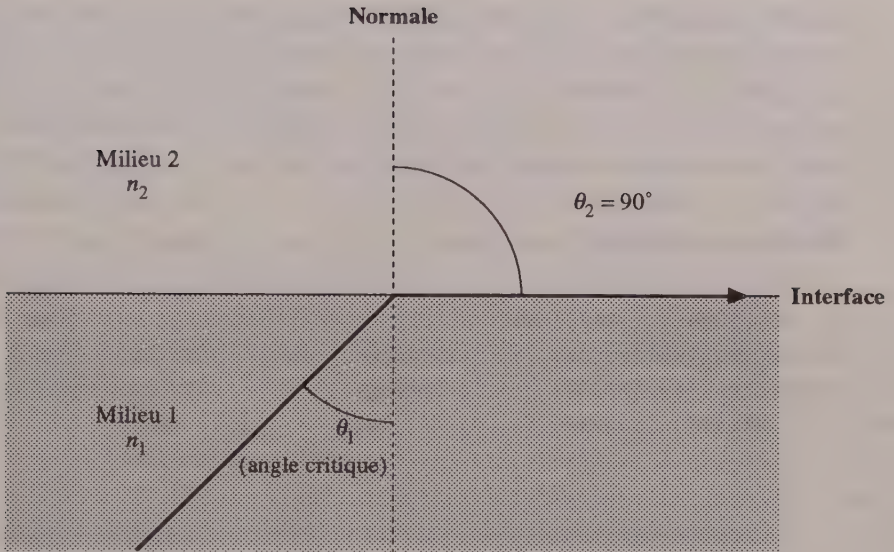
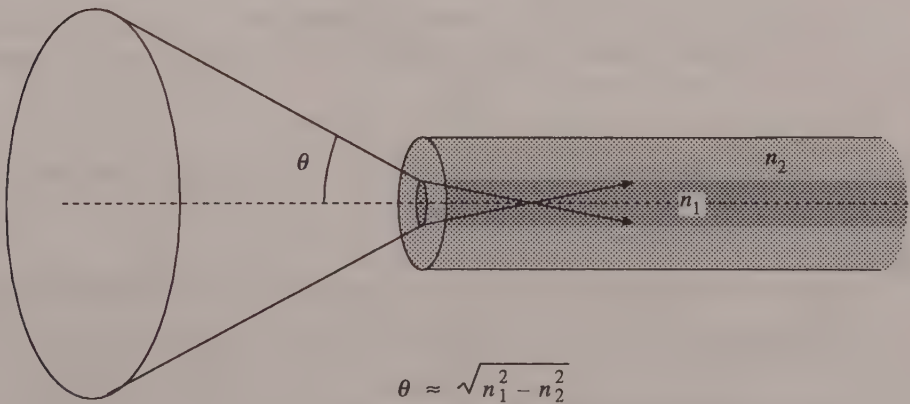


FIGURE 5.9

PASSAGE D'UN MILIEU 1 À UN MILIEU 2 AVEC RAYON INCIDENT À L'ANGLE CRITIQUE ( $n_1 > n_2$ ).



$$\theta \approx \sqrt{n_1^2 - n_2^2}$$

FIGURE 5.10

OUVERTURE NUMÉRIQUE D'UNE FIBRE.

La fibre optique n'est qu'un des éléments de base dans un système de transmission de signaux numériques. Comme le montre la figure 5.11, nous en distinguons sept : le *codeur* qui transforme le signal analogique entrant en signal numérique, le *modulateur*, la *source de lumière*, la *liaison de fibre* proprement dite, le *détecteur de lumière*, le *démodulateur* et le *décodeur* qui reconstitue le signal analogique de départ. Si nous examinons la liaison de fibre proprement dite, deux paramètres fondamentaux peuvent limiter sa longueur ou la distance entre les répéteurs qui étendent sa portée : l'*atténuation*, généralement exprimée en décibels par kilomètre (dB/km), et la *distorsion de délai* ou *dispersion* qui est une mesure de la largeur de bande permise pour une longueur donnée, exprimée en mégahertz-kilomètre (MHz-km). L'atténuation d'une fibre de verre est fonction de la longueur d'onde de la lumière et des caractéristiques de la fibre (type de verre, dimension, qualité de fabrication, etc.).

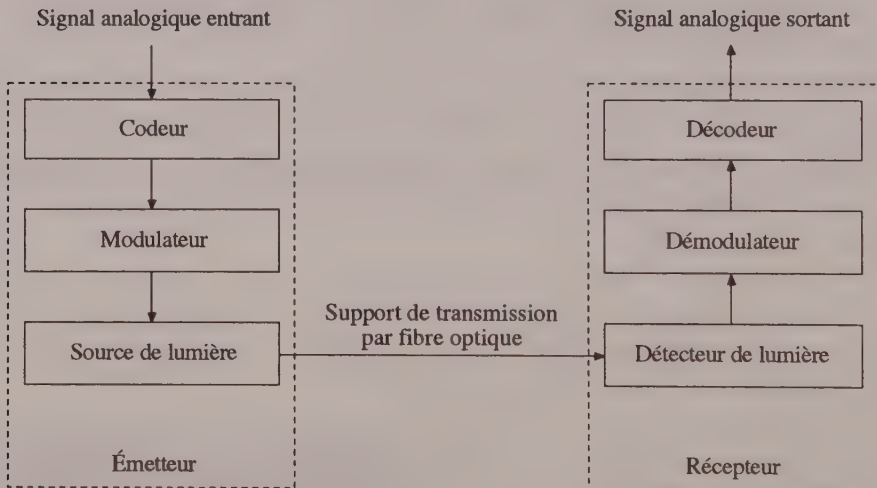


FIGURE 5.11

SYSTÈME DE COMMUNICATION PAR FIBRE OPTIQUE POUR LA TRANSMISSION DE SIGNAUX NUMÉRIQUES.

#### 5.4.2 Dispersion et types de fibre optique

La dispersion se manifeste en interférence intersymbole aux extrémités émettrice et réceptrice; elle peut être de type matériel ou modal. La *dispersion matérielle* correspond

à la variation de l'indice de réfraction du milieu avec la fréquence. Quant à la *dispersion modale*, elle est bien plus complexe et se réfère à la variété des angles que la propagation à travers la fibre réfléchira. Aussi, permet-elle de distinguer, en tenant compte des différentes façons (ou *modes*) que la fibre offre à la lumière de se propager, trois catégories de fibres optiques : la *fibre multimode à saut d'indice* (*stepped index*), la *fibre multimode à gradient d'indice* (*graded index*) et la *fibre monomode*. En effet, lorsque le noyau de la fibre possède un diamètre suffisamment grand, celle-ci peut supporter plusieurs modes de propagation.

Dans le cas de la figure 5.12 qui représente une fibre multimode à saut d'indice, le noyau est de rayon  $a$  et d'indice  $n_1$  alors que la gaine est de rayon  $b$  et d'indice  $n_2$ . Pour ce qui est de la figure 5.13, elle représente une fibre multimode à gradient d'indice, constituée d'un noyau dont l'indice de réfraction  $n$  varie de  $n_1$  à  $n_2$  le long du rayon. Quant à la figure 5.14 dans laquelle le rayon  $a$  du noyau est assez faible, elle représente évidemment une fibre monomode dans laquelle la lumière se propage selon un chemin unique. Un tel chemin est illustré à la figure 5.15. Dans ce dernier cas, le rayon du noyau est du même ordre de grandeur que la longueur d'onde.

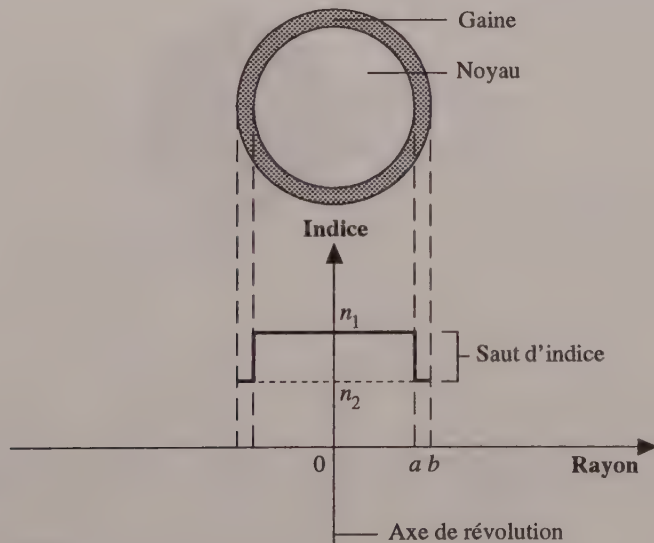


FIGURE 5.12

COUPE D'UNE FIBRE MULTIMODE À SAUT D'INDICE, AVEC  $n_1 > n_2$ .

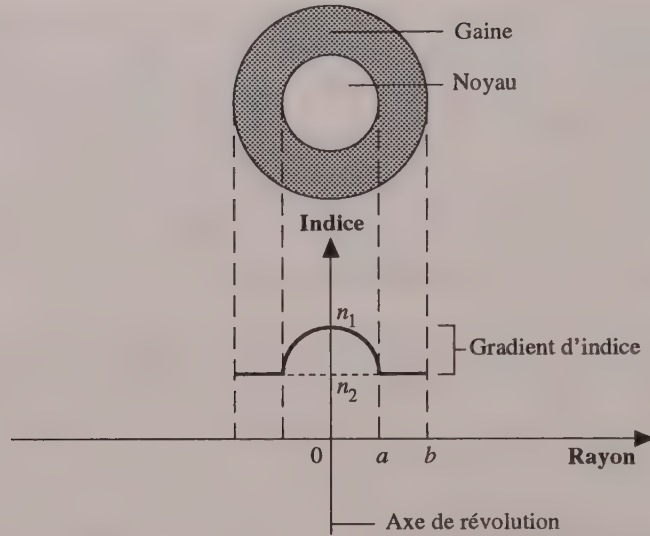


FIGURE 5.13

COUPE D'UNE FIBRE MULTIMODE À GRADIENT D'INDICE, AVEC  $n_1 > n_2$ .

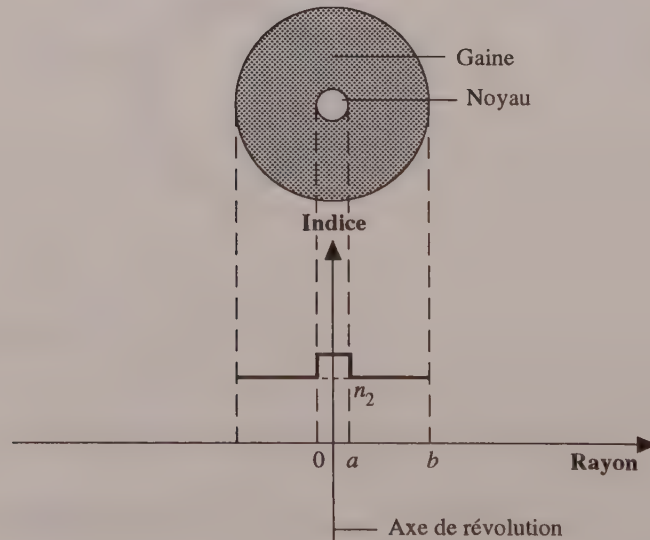


FIGURE 5.14

COUPE D'UNE FIBRE MONOMODE.

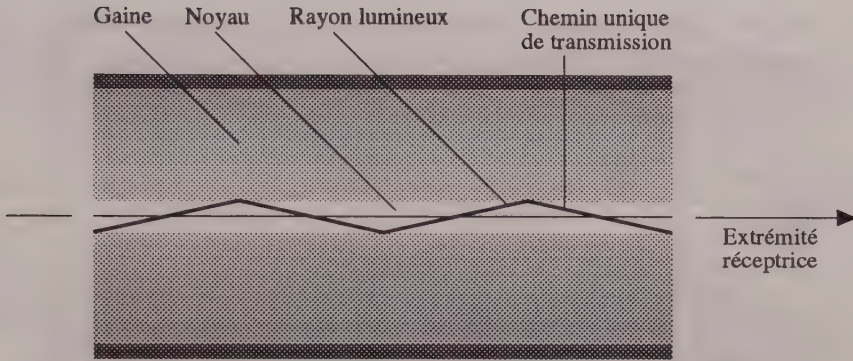


FIGURE 5.15

*PROPAGATION DE RAYONS LUMINEUX À TRAVERS UNE FIBRE OPTIQUE MONOMODE.*

En fait, une fibre à saut d'indice est caractérisée par une nette discontinuité physique entre le noyau intérieur et la gaine extérieure, induisant une variation brusque de l'indice de réfraction, comme l'indique le profil d'indice de la figure 5.16. Dans ce contexte, les rayons lumineux réfléchissent selon des angles abrupts et parcourent une assez grande distance avant d'atteindre l'extrémité réceptrice de la fibre, comme l'illustre la figure 5.17.

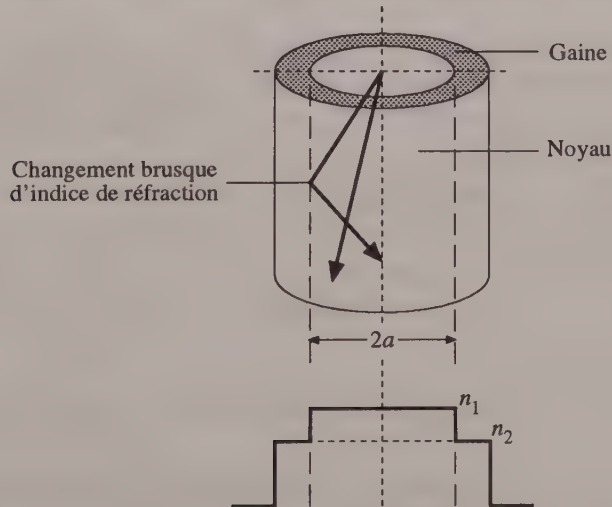


FIGURE 5.16

*PROFIL DE L'INDICE DE RÉFRACTION D'UNE FIBRE MULTIMODE À SAUT D'INDICE.*

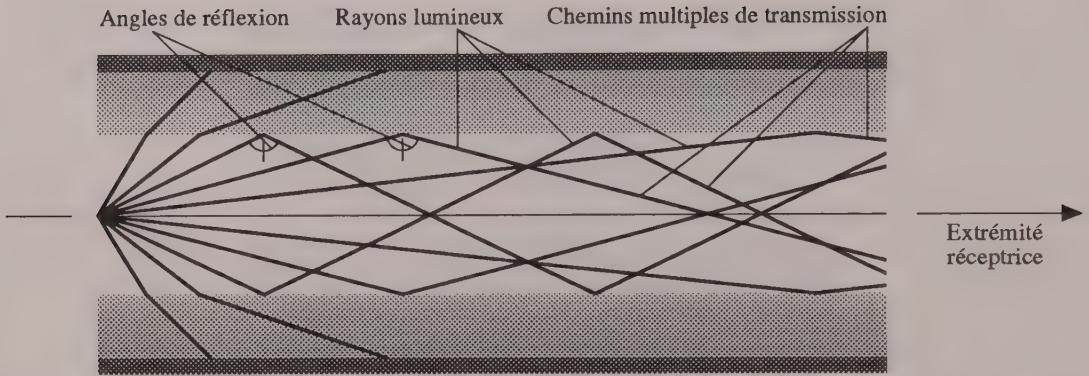


FIGURE 5.17

*PROPAGATION DE RAYONS LUMINEUX À TRAVERS UNE FIBRE MULTIMODE À SAUT D'INDICE.*

La fibre à gradient d'indice est caractérisée, comme son nom l'indique, par une variation progressive de l'indice de réfraction de  $n_1$  à  $n_2$ . Son profil d'indice est représenté à la figure 5.18. Tout comme dans la fibre à saut d'indice, les rayons lumineux ne voyagent pas en ligne droite dans la fibre à gradient d'indice : ils empruntent différents chemins de propagation de longueur variable, chemins qu'ils parcourent en des durées elles aussi variables, comme le montre la figure 5.19. Toutefois, un choix judicieux du profil d'indice peut rendre ces temps de propagation presque égaux.

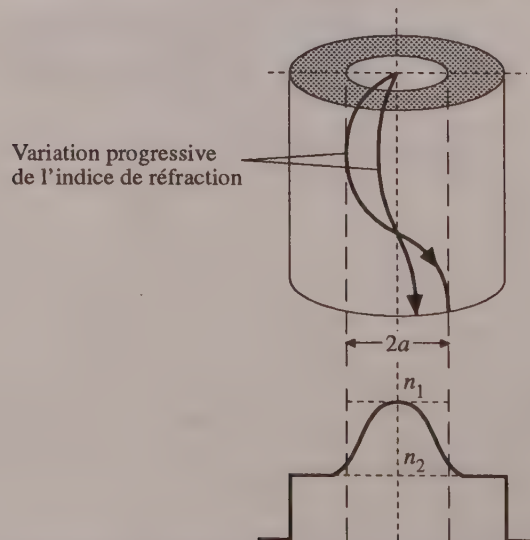


FIGURE 5.18

*PROFIL DE L'INDICE DE RÉFRACTION D'UNE FIBRE MULTIMODE À GRADIENT D'INDICE.*

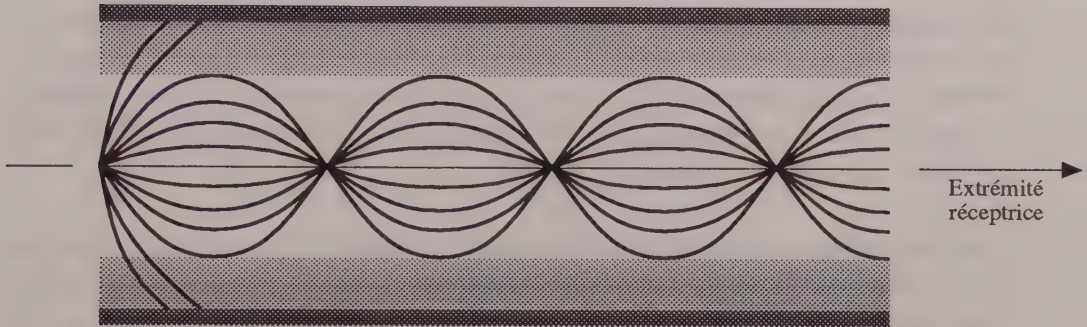


FIGURE 5.19

*PROPAGATION DE RAYONS LUMINEUX À TRAVERS UNE FIBRE MULTIMODE À GRADIENT D'INDICE.*

La relation 5.4 permet d'évaluer approximativement le nombre de modes  $M$  qu'une fibre à saut d'indice peut supporter. En effet, si  $f_n$  est inférieur à 2,405, la propagation s'effectuera selon un seul mode. Dans le cas où  $f_n$  est supérieur à 2,405, la propagation s'effectuera selon  $M$  modes, avec :

$$M \cong 0,5 f_n \quad (5.4)$$

Tout compte fait, la fibre monomode est la plus performante des trois types de fibre optique. En effet, étant donné qu'elle minimise la dispersion modale, elle rend possible de plus grands débits binaires. De plus, elle permet de transmettre sur de plus grandes distances sans recourir à des répéteurs. Ainsi, il est possible de transmettre jusqu'à 200 Gbps à travers une fibre monomode sur une distance de 1 km. Il est également possible, en espaçant les répéteurs de 80 km environ, de transmettre 1 000 à 2 000 Mbps. Par contre, la fibre à saut d'indice est plus économique que celle à gradient d'indice; sa dispersion est de l'ordre de 10 à 150 MHz-km.

### 5.4.3 Caractéristiques fonctionnelles des câbles optiques

Les câbles optiques utilisent de très larges bandes passantes. En effet, il existe aujourd'hui des systèmes commerciaux capables de transmettre facilement jusqu'à 2,4 Gbps et sur une largeur de bande de 1 GHz. Ceci donne à la fibre optique la possibilité de supporter une variété de types d'information (voix, texte, image) sur un même câble.

En principe, un segment de fibre optique peut supporter beaucoup plus de stations que la paire torsadée et le câble coaxial; il permet également de couvrir, abstraction faite des répéteurs, des distances plus longues que celles que permettent la paire torsadée et le câble coaxial. Cependant, la fibre optique demeure en général plus dispendieuse à installer que les deux autres types de support.

Les câbles optiques sont utilisés aussi bien dans les réseaux nationaux qu'internationaux de télécommunications. Ils sont capables de supporter des débits très élevés et permettent la transmission sur de très grandes distances sans répéteurs. De plus, ils sont tout aussi bien adaptés à la transmission de données analogiques que numériques. Dans ce contexte, un seul signal numérique permet de transmettre les données informatiques, le téléphone, la télécopie et la télévision.

Les câbles optiques sont également utilisés dans les réseaux locaux, principalement lorsque ces derniers sont exposés, de par leur environnement physique, au bruit. Ils supportent les topologies en anneau, en étoile et en arbre. Le nombre maximum de nœuds par réseau, dans ce cas, dépasse généralement 1 000 et l'espace géographique desservi s'étend sur un rayon de 10 kilomètres et plus. Quant au signal transmis, il emprunte un canal unique de type unidirectionnel ou bidirectionnel dont la capacité peut dépasser les 50 Mbps sur une distance de 10 km. Tout comme le câble à large bande, les câbles optiques supportent simultanément la voix, les données et les applications vidéo. De plus, d'une très grande fiabilité, ils sont assez résistants au bruit, à la diaphonie et à l'interférence électromagnétique. En outre, ils présentent l'avantage d'une très grande largeur de bande et une certaine résistance aux intempéries et aux radiations chimiques. Par contre, ils sont très coûteux et requièrent un personnel spécialisé pour l'installation et l'entretien.

#### 5.4.4 Protocoles de communication pour fibre optique

Les systèmes de transmission par fibre optique opèrent principalement selon deux protocoles ou normes : *FDDI* et *SONET*. *FDDI* (*Fiber Distributed Data Interface*) est un protocole adapté aux réseaux locaux utilisant la fibre optique comme support de transmission. Il permet des débits binaires de l'ordre de 100 Mbps et jusqu'à 500 postes de travail reliés par câble d'environ 100 km de longueur. La figure 5.20 en est une illustration.

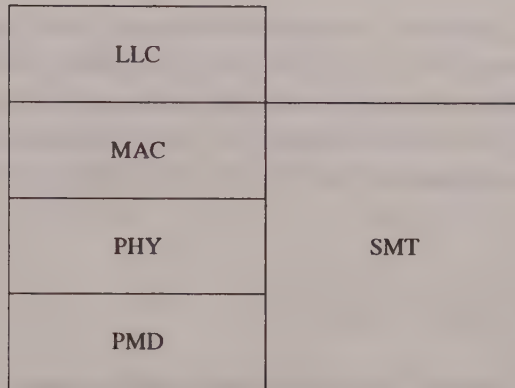


FIGURE 5.20

COMPOSANTES DU PROTOCOLE FDDI.

Le protocole FDDI, qui dérive de la norme IEEE 802.5, intègre quatre composantes : le PMD, le PHY, le MAC et le SMT. Le PMD (*Physical Medium Dependent*) définit, entre autres, les caractéristiques de la fibre optique comme support, les connecteurs utilisés pour relier le support à chaque station ou poste de travail, la longueur d'onde utilisée pour la transmission. Le PHY (*PHYSical*) définit la vitesse d'horloge à 125 MHz, les diagrammes d'encodage des données et les caractères de contrôle utilisés sur le réseau. Le MAC (*Media Access Control*) spécifie le passage des jetons de contrôle d'accès, la formation des blocs, l'adressage, la détection et la correction des erreurs, ainsi que la répartition de la bande passante entre les nœuds. Le SMT (*Station Management*), quant à lui, gère la configuration de l'anneau constituant la topologie du réseau, l'ajout et le retrait de stations et l'enregistrement des erreurs. De plus, il assure le lien entre les trois premières composantes dont l'intégration correspond à la couche physique du modèle OSI. À cette couche physique contrôlée par le SMT se superpose une composante appelée LLC (*Link Layer Control*) qui est similaire à la couche liaison du modèle OSI. Il convient de noter, toutefois, que le FDDI ne définit aucune norme spécifique au LLC, mais recourt de façon privilégiée au protocole IEEE 802.2.

SONET (*Synchronous Optical NETwork*) est un protocole de transmission numérique permettant de gérer la grande capacité de transmission de la fibre optique. Ses

potentialités, nettement plus considérables que celles du FDDI et des autres normes existantes, permettent d'intégrer la vidéo aux communications téléphoniques et informatiques. Aussi est-il appelé à un grand avenir, puisqu'il devrait, selon le vœu de ses concepteurs, régir l'architecture du réseau de télécommunications numériques de demain. Nous reviendrons plus loin dans ce chapitre sur la puissance que recèle ce protocole.

## 5.5 LES LIAISONS PAR SATELLITE

Le besoin de pouvoir transmettre à des vitesses de plus en plus élevées et à des coûts de plus en plus faibles a conduit à la mise au point des satellites, technologie qui se situe à la charnière des télécommunications et de l'aérospatial. Nous désignons par *satellite* une station-relais qui assure la communication par faisceaux hertziens entre deux stations terrestres, comme le montre la figure 5.21. C'est donc un relais de signaux hertziens dans le ciel.

### 5.5.1 Historique

Les premiers satellites ont vu le jour vers la fin des années 50. En effet, le premier satellite artificiel SPOUTNIK, de fabrication soviétique, est apparu en 1957; il a été suivi de près par le satellite américain SCORE en 1958. Depuis, ce fut la grande vague des lancements. En 1960, les satellites ECHO et COURRIER ont été tour à tour lancés. Dans la même veine, deux satellites répéteurs à large bande, TELSTAR et RELAY, mis au point par la compagnie américaine AT & T, sont apparus en 1962; et, en 1963, a été lancé SYCOM, le premier *satellite géostationnaire* qui ait vu le jour.

Même si les premiers satellites de télécommunications ont fait leur apparition vers la fin des années 50, c'est en 1965 que l'ère commerciale de la transmission par satellite a débuté, avec le premier satellite de la série européenne INTELSAT et celui de la série soviétique MOLNYA. Il convient de mentionner que le Canada fut le premier pays à se doter d'un système national de télécommunications par satellite géostationnaire, ANIK I, qui entra en service en janvier 1973. Actuellement, on dénombre plus de 500 satellites répartis autour du globe terrestre.

ANIK I mesure 1,8 m de diamètre et 3,3 m de hauteur. Il a la forme d'un cylindre surmonté d'une assiette micro-onde orientable. ANIK I est un *satellite géostationnaire*;

cela signifie que, lorsqu'il est en orbite autour de la Terre, il apparaît immobile à tout observateur situé sur la Terre, puisqu'il tourne à la même vitesse que celle-ci. Une révolution d'ANIK I dure vingt-quatre heures. Cette révolution s'effectue sur une orbite située dans le plan de l'équateur, à une altitude d'environ 35 000 km et à une longitude de 114° ouest, comme le montre la figure 5.22. ANIK I a connu beaucoup de successeurs, dont ANIK FII, ANIK FIII et ANIK E, illustré à la figure 5.23.

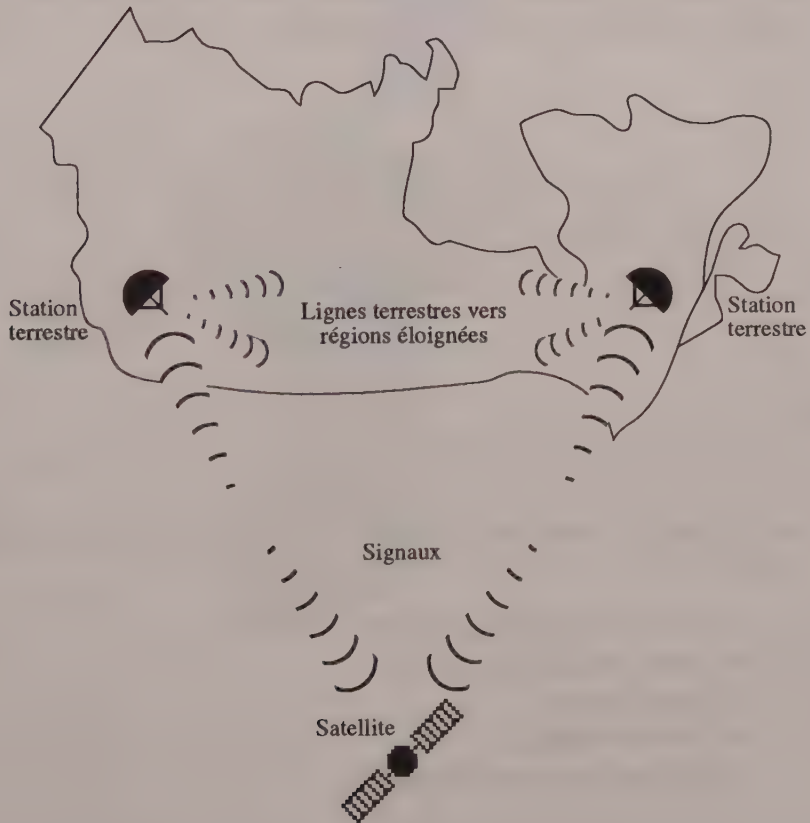


FIGURE 5.21

SYSTÈME DE TRANSMISSION PAR SATELLITE.

### 5.5.2 Description et fonctionnement

Un système de transmission par satellite comprend, en plus du satellite lui-même, des émetteurs, des amplificateurs et des récepteurs. Le Soleil demeure la seule source d'énergie utilisée pour l'alimentation du satellite, considéré comme une station-relais. En effet, le satellite recueille l'énergie solaire qu'il transforme en énergie utilisable par les fréquences radiophoniques. Ainsi, il reçoit les ondes d'une station terrestre et les retransmet simultanément à d'autres stations. De cette façon, les signaux reçus de la Terre sur une bande de fréquences sont amplifiés et retransmis vers la Terre sur une autre bande de fréquences. Mentionnons qu'un signal met entre un tiers et un quart de seconde pour aller de la Terre à un satellite et en revenir.

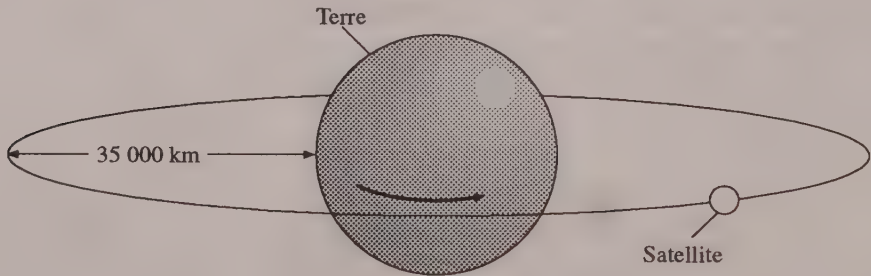


FIGURE 5.22

*SATELLITE EN ORBITE GÉOSTATIONNAIRE.*

Dans un satellite de télécommunications, nous pouvons distinguer cinq grandes composantes :

- le système de contrôle d'altitude et d'orbite,
- le système de guidage-repérage,
- le système-maître,
- le système d'énergie,
- le système de communication.

#### *Le système de contrôle d'altitude et d'orbite*

Un satellite placé en orbite est soumis à plusieurs forces qui le conduisent à dévier de la trajectoire désirée. Parmi celles-ci, citons la gravité terrestre, la gravité lunaire, ainsi

que celle des planètes. En fait, les variations dans le champ gravitationnel donnent lieu à des accélérations du vaisseau, ce qui l'incite à quitter son orbite. Les antennes et les panneaux solaires agissent comme des voiles sujettes au vent de radiations et de particules. D'où la nécessité d'un *système de contrôle d'altitude et d'orbite* dont le rôle principal est de maintenir le satellite en place sur son orbite.

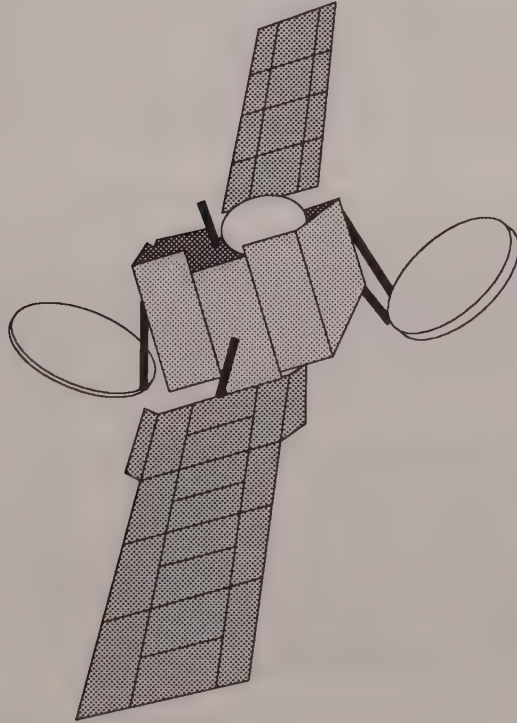


FIGURE 5.23

LE SATELLITE GÉOSTATIONNAIRE ANIK E.

L'altitude d'un satellite est souvent mesurée à partir d'une double lecture du rayonnement infrarouge du Soleil ou d'autres étoiles au pourtour de la Terre. C'est donc un paramètre qu'il faut contrôler. Il existe deux façons de stabiliser un satellite sur son orbite; la première consiste à le faire tourner sur lui-même, on parle alors de *satellite spinner*; la seconde consiste au montage de trois roues d'inertie, chacune axée sur un

plan différent. Dans la première méthode, un pivot articulé sépare la partie fixe, orientée vers la Terre et contenant les antennes, de la partie en mouvement qui incorpore le moteur-fusée principal et les panneaux solaires. Cette orientation fixe vers la Terre est maintenue par un moteur électrique qui entraîne l'ensemble de l'antenne dans un mouvement contraire à celui de la partie mobile. La plus grande partie de l'effort de rotation inverse des deux éléments est fournie par des fusées d'appoint lors de la mise en orbite. Toute augmentation ou diminution de la vitesse de rotation entraîne un déplacement de l'ensemble du satellite le long de l'axe de rotation. Quant aux fusées d'appoint, elles servent essentiellement aux déplacements sur les autres axes. Dans la seconde méthode, les fusées d'appoint sont partiellement remplacées par trois roues d'inertie, ce qui permet l'installation d'une plus petite surface de piles solaires.

Par ailleurs, pour des raisons de stabilité, le satellite doit rester au-dessus de l'équateur et il ne doit pas glisser vers le nord ni vers le sud. Ceci est particulièrement important lorsque les antennes terrestres sont fixes. En pareil cas, l'erreur de positionnement tolérable est de l'ordre de  $\pm 0,1^\circ$ . Les satellites géostationnaires ont une tendance naturelle au glissement, qui est de l'ordre de  $0,85^\circ$  annuellement; des corrections périodiques sont nécessaires pour les maintenir à leur position initiale.

Dans le cas où les antennes terrestres sont capables de s'accommoder du glissement nord-sud, le satellite sera placé initialement à  $2^\circ$  ou  $3^\circ$  de la direction inverse de son glissement. De cette manière, les actions correctives pourront être exécutées seulement 4 à 5 ans plus tard. Une plus grande partie de la masse du satellite pourra ainsi être utilisée à des fins de retransmission plutôt que d'entreposage du carburant nécessaire aux tâches de manœuvre spatiale.

Mentionnons enfin que le satellite doit rester précisément à l'endroit qui lui a été assigné sur l'orbite. Dans le cas contraire, il risque d'entrer en collision avec les satellites voisins situés à l'est ou à l'ouest.

### *Le système de guidage-repérage*

Le système de guidage-repérage comprend un sous-système de télémétrie qui envoie au centre de contrôle des informations sur l'état général du satellite. Ces informations proviennent des divers senseurs placés à des endroits bien spécifiques du satellite et qui

mesurent constamment les tensions électriques, l'état des circuits de communication, l'état et les niveaux des réservoirs des fusées, les températures d'opération, etc. Ces renseignements sont transmis à l'ordinateur de la station de contrôle par l'intermédiaire d'un canal de transmission spécialisé. En cas de mauvais fonctionnement d'une unité du satellite, une unité de secours est alors mise en opération. Quant au sous-système de repérage, il fournit au centre de contrôle les informations concernant les paramètres de l'orbite. Divers senseurs participent à cette importante fonction dont, entre autres, des senseurs de vitesse et d'accélération qui permettent les changements d'orbite. À partir des informations provenant de ces deux systèmes, le centre de contrôle peut enclencher le système de contrôle d'altitude et d'orbite afin de corriger la trajectoire du satellite.

### *Le système-maître*

Le système-maître sert à orienter les antennes et à adapter le système de communication au type de besoin exprimé. Il sert également à opérer les divers interrupteurs de l'appareil. Agissant en quelque sorte comme le cerveau du satellite, il est capable de fonctionnement automatique. Néanmoins, il exécute essentiellement les ordres provenant du centre de contrôle. Habituellement, le centre de contrôle s'attend à ce que le satellite lui confirme la réception de ces ordres afin d'en vérifier la validité; et ce n'est que lorsque la commande d'exécution est transmise que le système-maître exécute effectivement l'ordre. Cette procédure qui requiert entre 5 et 10 secondes réduit significativement les risques liés à l'exécution d'un ordre erroné. Les tâches critiques relevant du système-maître sont la mise en place et le déploiement des antennes et batteries, le maintien de l'orbite et, le cas échéant, le départ de l'orbite du satellite.

### *Le système d'énergie*

L'énergie des satellites provient habituellement des cellules solaires, qui sont capables de fournir environ une centaine de watts par mètre carré. Cependant, le rendement diminue avec le réchauffement des cellules ou la détérioration causée par l'impact des particules cosmiques. Dans ce contexte, il convient de distinguer deux types de satellite : ceux *de type rotation* et ceux à *roues d'inertie*. Les satellites du type rotation n'ont, à la fois, qu'un tiers de leur surface exposé à la lumière du Soleil, ce qui permet

aux cellules de se refroidir et d'augmenter leur ratio de conversion électrique. Dans les satellites à roues d'inertie, les cellules solaires sont disposées sur des ailes orientables vers le Soleil, et un mécanisme de rotation garde les cellules continuellement au meilleur angle de réception. Ces cellules opèrent à des températures plus élevées, pouvant aller jusqu'à 80°C, ce qui les rend par contre moins efficaces.

Les satellites sont également munis de batteries au nickel-cadmium afin de disposer d'énergie lors des opérations de lancement, puisque les cellules solaires ne sont pas encore déployées. De telles batteries servent aussi de tampon lors des deux éclipses de 70 minutes qui se produisent aux équinoxes du printemps (vers le 21 mars) et de l'automne (vers le 23 septembre) de chaque année. Les circuits de protection des batteries sont tels qu'elles ne peuvent se décharger à plus de 50 %, à moins qu'un dommage important ne leur soit causé.

### *Le système de communication*

Le système de communication demeure la composante principale du satellite, les autres composantes n'ayant qu'une fonction de soutien. Il est constitué d'une ou de plusieurs antennes qui reçoivent et émettent sur une large bande de fréquences, d'un jeu d'émetteurs et de récepteurs qui amplifient et retransmettent les signaux reçus. Dans bien des cas, le système occupe une faible partie du volume et de la masse de l'appareil. Ceci est dû au fait qu'il s'agit essentiellement de composants électroniques miniaturisés. Au fil des ans, la capacité de retransmission des satellites s'est accrue considérablement, alors que les coûts par ligne téléphonique ont baissé de façon spectaculaire. Le tableau 5.3 montre la diminution des coûts en fonction de la masse et des bandes passantes pour des satellites de la série INTELSAT.

Chaque satellite est distancé de 2° sur l'orbite géostationnaire, ce qui complique le problème des fréquences disponibles pour la communication. Présentement, la largeur de bande admise est de 500 MHz. Différentes techniques de multiplexage et de modulation permettent de réutiliser les mêmes fréquences, augmentant ainsi cette largeur de bande, ce qui rend possible la transmission, sur de très longues distances, de la voix, des images et des données.

TABLEAU 5.3

ÉVOLUTION DES PRIX DES SATELLITES DE LA SÉRIE INTELSAT

	INTELSAT						
	I	II	III	IV	IVA	V	VI
Année	1965	1967	1968	1971	1975	1980	1986
Masse (en kg)	34	76	152	595	786	1 020	1 800
Bande (en MHz)	50	130	360	450	720	2 250	3 360
Coûts/ligne (en million de dollars \$)	23	11	16	0,81	0,49	0,20	—

### 5.5.3 Caractéristiques techniques

Les satellites de télécommunications possèdent quelques caractéristiques remarquables qu'il convient de mentionner. En effet, ils servent de relais à la communication entre deux ou plusieurs stations terrestres jouant le rôle d'interlocuteurs. Ils constituent des supports de type *diffusion*, dans le sens que plusieurs stations peuvent transmettre simultanément à un satellite en orbite qui peut, à son tour, transmettre à plusieurs stations terrestres en même temps. Placés à grands frais en orbite géostationnaire, où ils ne peuvent être physiquement rejoints que pour la maintenance, les satellites doivent être capables de fonctionner sans entretien suffisamment longtemps pour générer des revenus de transmission supérieurs aux coûts intégrés de fabrication, de lancement et d'opération. De plus, pour accomplir leur mission de relais, ils doivent être capables de se maintenir en position fixe, de générer l'énergie nécessaire au fonctionnement du système de communication et finalement d'offrir à leurs composantes un abri contre l'environnement hostile dans lequel ils opèrent.

En raison de l'altitude élevée d'un satellite géostationnaire, la zone à l'intérieur de laquelle il est visible est très étendue, soit environ 40 % de la surface de la Terre. Il est donc possible d'établir des liaisons entre deux points quelconques de cette zone, sans aucune restriction. De plus, la propagation des ondes sur un trajet satellite-Terre a essentiellement lieu en dehors de l'atmosphère terrestre, le passage dans celle-ci étant de quelques kilomètres sur la longueur totale du trajet. Ainsi, une liaison par satellite est donc moins influencée et moins perturbée par les phénomènes atmosphériques que

ne le sont les liaisons par faisceaux hertziens. Par contre, il faut noter la longueur d'une liaison par satellite, laquelle engendre des problèmes de délais de propagation et d'affaiblissement des ondes.

Par ailleurs, dans un système utilisant des satellites, la notion de distance à couvrir n'est plus fondamentale, puisque le coût d'établissement d'une liaison est peu dépendant de la distance qui sépare l'origine de la destination de cette liaison. De plus, l'établissement d'une liaison entre des régions qui poseraient de sérieux problèmes aux moyens terrestres de télécommunications, les océans et les chaînes de montagnes entre autres, s'effectue très aisément par satellite.

Présentement, tous les systèmes avec satellites sont à accès multiple. En effet, l'utilisation d'un satellite comme point nodal reliant les stations terrestres rend possible l'aménagement de plusieurs liaisons simultanées entre plusieurs points. Des cibles ou des faisceaux hertziens ne permettent normalement que des accès point à point, ce qui est en soi très restrictif. En revanche, comme la topologie des réseaux avec satellites est de type étoilé, cela constitue évidemment un inconvénient majeur, puisque le satellite y joue le rôle de point central. Un réseau construit autour d'une telle topologie devient totalement inopérant en cas de panne du nœud central, ce qui le rend beaucoup plus vulnérable, comparé à un réseau terrestre de type maillé qui offre des chemins alternatifs en cas de panne d'un nœud quelconque du réseau.

Une liaison par satellite possède des propriétés intéressantes. En effet, elle peut recevoir des signaux téléphoniques, télévisés ou des données stockées en mémoire d'ordinateur, provenant de diverses stations terrestres situées dans son champ de réception. De plus, le signal reçu par le satellite dans une bande de fréquences donnée est retransmis vers la Terre dans une autre bande de fréquences vers l'ensemble des stations terrestres. Étant donné qu'un satellite géostationnaire se situe à 35 000 km de la Terre, le temps aller et retour pour un signal est approximativement de 0,27 s. Ce délai de propagation relativement important joue un rôle prépondérant dans les techniques d'accès aux liaisons par satellite.

#### 5.5.4 Transmission des signaux

Comme le montre la figure 5.24, le champ d'application des satellites est très varié. Toutefois, les applications dans le domaine des télécommunications demeurent les

plus importantes et les plus nombreuses. Aussi, font-elles appel à des techniques longuement éprouvées de transmission. En effet, la transmission des signaux analogiques dans un système de télécommunication par satellite utilise largement le *multiplexage par répartition en fréquence*. Une telle méthode consiste à diviser un canal de transmission d'une largeur de bande donnée en un certain nombre de sous-canaux, par des techniques de modulation. Dans ce contexte, un certain nombre de voies téléphoniques, occupant chacune une bande passante allant de 300 Hz à 3 400 Hz, sont disposées côte à côte, comme le recommande le CCITT. La modulation de ces voies téléphoniques produit comme résultat un signal multiplexé qui est par la suite converti, amplifié et transmis au satellite à la fréquence appropriée. Au satellite, le signal subit l'opération inverse avant sa retransmission aux stations terrestres sur une autre fréquence. La qualité finale de l'information reçue au sol dépend des caractéristiques combinées de la liaison montante, du répéteur et de la liaison descendante.

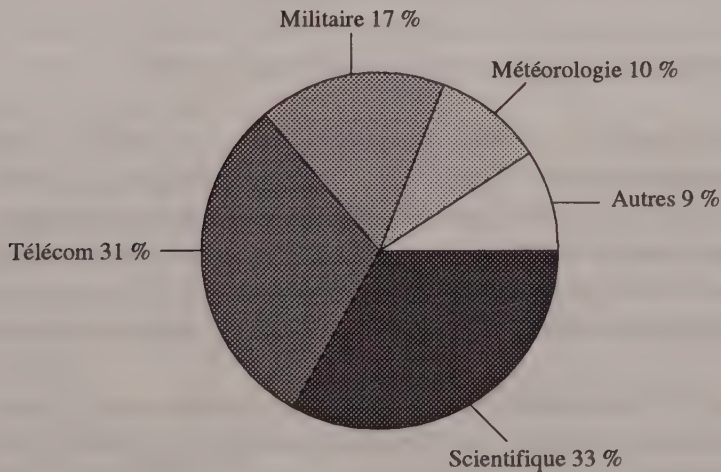


FIGURE 5.24

CHAMPS D'APPLICATION DES SATELLITES.

Le type de modulation privilégié pour la transmission de signaux par satellite demeure la modulation numérique. Les signaux analogiques correspondant à la voix et au son qui émanent d'un émetteur peuvent être numérisés pour la transmission, puis remis sous forme analogique avant d'être restitués au récepteur. Bien que ce processus de

conversion et de reconversion soit très coûteux pour ce qui est de la largeur de bande, il offre la possibilité d'améliorer la performance du rapport signal-bruit et d'augmenter la résistance aux interférences de la liaison. Mentionnons enfin que les signaux analogiques transmis sous forme numérisée peuvent partager les canaux de transmission avec des données numériques.

### 5.5.5 Techniques d'accès aux liaisons par satellite

Les techniques d'accès aux liaisons par satellite peuvent être regroupées en quatre grandes catégories :

- l'accès multiple par répartition en fréquence (AMRF);
- l'accès multiple à répartition dans le temps (AMRT);
- les techniques d'accès aléatoire;
- les techniques de réservation par paquet.

#### *L'accès multiple par répartition en fréquence (AMRF)*

L'accès multiple par répartition en fréquence ou AMRF (en anglais, FDMA pour *Frequency Division Multiple Access*) est une technique qui consiste à diviser la bande de fréquences permises ou bande passante en plusieurs sous-bandes, permettant ainsi à chaque station d'émettre, indépendamment les unes des autres, par l'intermédiaire de la sous-bande qui lui est dédiée. Chaque station terrestre comprend de ce fait un émetteur, un modulateur, ainsi que plusieurs démodulateurs et récepteurs.

Pour éviter des collisions, c'est-à-dire la superposition des signaux provenant de deux ou plusieurs stations, il faut répartir équitablement le canal de transmission entre les divers utilisateurs. Ceci entraîne une certaine inefficacité puisque, si une ou plusieurs liaisons sont inactives, les sous-bandes correspondantes demeureront inutilisées. Pour y remédier, il faut recourir à une politique dynamique qui consiste à répartir la fréquence entre les seuls utilisateurs actifs.

#### *L'accès multiple à répartition dans le temps (AMRT)*

L'accès multiple à répartition dans le temps ou AMRT (en anglais, TDMA pour *Time Division Multiple Access*) est une technique qui consiste à allouer successivement une

fraction du temps de transmission à chaque station du réseau, de sorte que celle-ci dispose de l'ensemble de la bande passante du canal de transmission. Tout comme dans le cas de l'accès multiple par répartition en fréquence, l'AMRT a besoin d'une station-maître pour gérer l'ensemble du système de communication.

L'accès multiple à répartition dans le temps peut être implanté de deux manières : soit par *allocation statique* de tranches de temps, soit par *allocation dynamique*. Selon la méthode d'allocation statique de tranches de temps, on découpe le temps en tranches que l'on affecte successivement aux différentes stations terrestres; celles-ci émettent alors toutes à la même fréquence sur l'ensemble de la bande passante, mais à des instants différents. Contrairement au fonctionnement en multiplexage en fréquence, chaque station doit être équipée d'un seul récepteur et d'un seul démodulateur.

Chaque tranche de temps est composée de six blocs de 125 microsecondes et comprend un en-tête ou préambule qui permet, entre autres, d'identifier la station terrestre émettrice. Toutefois, il est nécessaire de synchroniser l'émission en début de tranches, de manière à éviter tout risque de chevauchement. Il existe entre chaque tranche un intervalle réservé à cet effet.

Selon la méthode dite d'allocation dynamique, les stations demandent, au fur et à mesure de leurs besoins, les tranches de temps nécessaires pour écouler leur trafic. Ces demandes d'allocation présentent cependant l'inconvénient d'augmenter sensiblement le temps de réponse du système, puisqu'il faut au minimum deux aller et retour avant d'obtenir, de la station maître qui gère le système, les tranches de temps correspondant à la demande.

### *Les techniques d'accès aléatoire*

L'accès aléatoire consiste, pour les stations terrestres, à émettre dès qu'elles ont un paquet de données en leur possession. En cas de collision, les stations terrestres s'en aperçoivent, puisqu'elles écoutent les signaux émis sur le canal. Les paquets ainsi perdus sont retransmis ultérieurement, après un délai choisi de façon aléatoire pour éviter le plus possible de nouvelles collisions.

Parmi les multiples variantes d'accès aléatoire, mentionnons la technique *Aloha* selon laquelle les stations terrestres émettent les paquets dès qu'elles en prennent possession,

sans se préoccuper des autres stations. En cas de collision, les paquets sont retransmis après un délai aléatoire.

Il existe également la variante dite *Aloha en tranches* selon laquelle le temps est découpé en tranches de longueur égale correspondant au temps de transmission d'un paquet. Ainsi, s'il y a collision, c'est l'ensemble de la tranche, plutôt que des parties de paquets, qui est en cause.

La technique dite *Aloha avec réservation* est une variante selon laquelle les tranches de temps sont regroupées en trames d'une longueur supérieure au temps aller et retour, de telle sorte que toutes les stations, au début d'une tranche, soient parfaitement au courant de ce qui s'est passé dans toute tranche de la trame précédente. Si une tranche est libre ou bien reflète une superposition de plusieurs paquets, la tranche correspondante dans la trame suivante est libre d'accès. Par contre, si une station réussit une transmission, la tranche correspondante dans la trame suivante lui est réservée.

#### *Les techniques de réservation par paquet*

Les techniques de réservation par paquet consistent essentiellement à réserver à l'avance des tranches de temps pour les stations qui ont des paquets à émettre. Parmi elles, mentionnons la technique de *réservation par une file d'attente fictive* de type premier arrivé, premier servi (PAPS). Dans ce mode de réservation, le temps est découpé en tranches égales à la durée de transmission d'un paquet, alors que les tranches sont regroupées en trames dont la durée est supérieure au temps de propagation aller et retour. Chaque trame débute par une tranche contenant elle-même des mini-tranches en nombre égal à celui des tranches restant disponibles dans la trame. Dans ce contexte, un accès réussi détermine une file d'attente selon la discipline *premier arrivé, premier servi*. Cette file se vide en servant les clients un par un dans les tranches de temps. La principale faiblesse de cette technique provient du manque d'information permettant de connaître à l'avance le nombre optimal de tranches et de mini-tranches dans une trame.

Mentionnons également la technique de *réservation ordonnée* selon laquelle la structure de la trame est essentiellement la même que dans le cas précédent. Cependant, dans la méthode de réservation ordonnée, il y a autant de mini-tranches dans l'en-tête

et de tranches dans la trame que de stations terrestres. Les mini-tranches sont dédiées et permettent aux stations terrestres d'avertir les autres émetteurs qu'elles occuperont la tranche qui leur appartient. Dans le cas contraire, la tranche correspondante devient libre et peut être utilisée par tous les autres émetteurs dans un mode d'accès aléatoire.

## 5.6 PERFORMANCE DES DIFFÉRENTS SUPPORTS DE TRANSMISSION

Nonobstant les spécificités de chacun des supports de transmission présentés jusqu'à maintenant, tout laisse croire que l'avenir des télécommunications en général et des réseaux de transmission numérique en particulier passe par une intégration à la fois des services et des supports.

Dans le cas des services, cette intégration mettra à profit les *réseaux numériques à intégration de services* (RNIS) qui, comme leur nom l'indique, assurent la transmission intégrée de services téléphoniques, informatiques et vidéo. Les RNIS font l'objet du chapitre 8.

Cette intégration conduira également à l'interconnexion, sur une grande échelle, de réseaux locaux et de réseaux à grande distance mettant en œuvre des équipements de fabricants différents, sans recourir à des interfaces particulières ou des liaisons privées. Ainsi, il sera possible d'offrir de nouveaux services à large bande allant du multimédia interactif aux banques vidéo interactives, accessibles sur demande.

Dans le cas des supports, cette intégration s'articulera autour de la fibre optique, à un moment où la transmission numérique évolue vers la course aux grandes capacités. En effet, au début de la téléphonie, une seule conversation était acheminée par paire torsadée, alors que maintenant il est possible de transmettre simultanément 672 conversations par paire de fils de cuivre, ou jusqu'à 32 256 conversations sur une fibre optique. Et n'est pas loin le jour où l'on pourra transmettre simultanément jusqu'à un million de conversations téléphoniques sur un câble optique.

En fait, la transmission par fibre optique et l'intégration des supports reposent sur la technologie des fibres optiques et sur la norme SONET. Le *S/DMS Transport Node* de Northern Telecom est constitué principalement de deux produits de fibres optiques, le OC-48 et le OC-12, auxquels s'ajoute un système de faisceaux hertziens. Le « 12 »

et le « 48 » représentent le nombre de canaux DS-3 : 24 canaux de voies correspondant à 1 DS-1, 28 canaux de DS-1 à 1 DS-3 et 1 DS-3 à 672 conversations téléphoniques.

Dans SONET, les signaux sont organisés hiérarchiquement, avec pour signal optique de base le OC-1 (*Optical Carrier level 1*). Le tableau 5.4 définit les différents niveaux de cette hiérarchie. Le système OC-48 constitue le support idéal pour les communications entre ordinateurs d'une même ville ou de villes distinctes. Comme l'indique le tableau 5.4, la capacité de ce système est de 2 488,32 Mbps, soit environ 300 millions de caractères par seconde, ce qui équivaut à 32 000 conversations téléphoniques simultanées par paire de fibres optiques. Ainsi, pour les communications entre villes, chaque câble installé peut contenir de six à dix paires de fibres optiques, ce qui permet d'acheminer jusqu'à 320 000 conversations téléphoniques.

Le système OC-12 est de capacité moindre, soit 622,08 Mbps. Une telle capacité représente environ 8 000 conversations téléphoniques ou l'équivalent informatique.

La firme Northern Telecom a mis au point un système hertzien exploitant la norme SONET destinée aux systèmes de fibres optiques. Cette adaptation de SONET, qui est en soi une innovation de Northern, a donné lieu au système numérique SONET 4/40, le système hertzien actuellement le plus rapide au monde. Ce système atteint, grâce à des dispositifs complexes de correction d'erreurs, une qualité de transmission égale à celle de la fibre optique, soit 4 000 conversations téléphoniques ou l'équivalent informatique.

---

## EXERCICES

- 5.1** Définissez les supports de transmission suivants :
- paire torsadée
  - câble coaxial
  - faisceau hertzien
  - fibre optique
  - satellite.
- 5.2** Nommez, pour chacun de ces cinq supports de transmission, deux avantages et deux désavantages qui les caractérisent.
- 5.3** La transmission par fibre optique repose sur le guidage de la lumière. En quoi consiste ce concept?
- 5.4** Les valeurs 0,5 mm et 7 mm sont enregistrées lorsqu'on mesure respectivement le diamètre du conducteur principal et le diamètre extérieur du conducteur maillé d'un câble coaxial. Sachant que la maille a une épaisseur de 0,5 mm, calculez la constante d'atténuation de ce câble lorsqu'une transmission s'effectue à la fréquence 1 200 Hz, ainsi que l'atténuation effective qui sera enregistrée le long d'un câble de 5 km.
- 5.5** Dans le contexte de la transmission par fibre optique, définissez les concepts suivants :
- angle critique
  - réflexion interne totale
  - dispersion matérielle
  - dispersion modale.
- 5.6** Qu'entend-on par ouverture numérique? Quelle est l'importance pratique d'une telle notion?

- 5.7 On utilise une fibre à saut d'indice pour transmettre de la lumière dont la longueur d'onde est  $1,3 \mu\text{m}$ . Si le diamètre du noyau de la fibre est  $10 \mu\text{m}$  et que les indices du noyau et de la gaine sont respectivement 1,47 et 1,43, estimez le nombre de modes que supportera la fibre.
- 5.8 Caractérissez les trois types de fibre monomode, multimode à saut d'indice et multimode à gradient d'indice. Quelle est la plus performante de ces fibres et dites pourquoi? Quelle est la plus économique?
- 5.9 Comparez les cinq supports de transmission du point de vue de leurs capacités en bps.
- 5.10 Définissez les fonctions principales des cinq systèmes qui caractérisent un satellite de télécommunications.
- 5.11 Énumérez et caractérissez les diverses composantes du protocole FDDI.
- 5.12 Énumérez et caractérissez les quatre grandes catégories de techniques d'accès propres aux liaisons par satellite.
- 5.13 Comparez les caractéristiques et les performances du système OC-48 à celles du OC-12?
- 5.14 Classifiez les caractéristiques suivantes selon le support de transmission auquel elles se réfèrent.
- (Paire torsadée : PT, câble coaxial : CC, fibre optique : FO, faisceaux hertziens : FH et liaisons par satellite : LS).
- Capacité de transmission pouvant aller jusqu'à 200 Gbps sur une distance de 1 km.
  - Bonne résistance au bruit et à l'interférence électromagnétique.
  - Caractéristiques électriques moyennes comparativement aux autres supports.
  - Coûts intégrés de fabrication, de lancement et d'opération très élevés.

- e) Minimisation du temps de propagation des signaux entre les extrémités émettrice et réceptrice.
- f) Coûts d'entretien assez bas ou très élevés selon les types caractérisant ce support.
- g) Résultats obtenus à l'aide de ce support selon le diamètre d'antenne.
- h) Liaison moins perturbée par les phénomènes atmosphériques que dans le cas de la liaison par faisceaux hertziens.
- i) Augmentation des problèmes lors de la transmission à grande vitesse.
- j) Résistance au bruit, à la diaphonie et à l'interférence électromagnétique.
- k) Problèmes d'établissement des liaisons sur certaines fréquences.
- l) Largeur de bande limitée et sensibilité au bruit.
- m) Coûts d'installation plus élevés que dans le cas de la paire torsadée et du câble coaxial.
- n) Structure conditionnée par l'utilisation de fréquences élevées.
- o) Support de transmission vu, de manière générale, comme le plus versatile.

**5.15** Identifiez l'énoncé qui est faux dans chacun des groupes d'affirmations suivantes.

### Groupe 1

- a) La fibre optique permet des fréquences couvrant le spectre visible et une partie du spectre infrarouge.
- b) La quantité d'énergie optique transmise par une fibre dépend strictement des indices de réfraction du noyau et de la gaine optique.
- c) La distance entre les répéteurs le long d'une fibre optique dépend des paramètres d'atténuation et de dispersion.
- d) La dispersion matérielle qui caractérise l'extrémité d'une fibre correspond à la variation d'indice de réfraction du milieu avec la fréquence.

**Groupe 2**

- e) Pour des raisons de stabilité, un satellite doit rester au-dessus de l'équateur.
- f) Les changements d'orbite sont permis par les senseurs de vitesse et d'accélération.
- g) Le déploiement des antennes et batteries relève du système-maître.
- h) Le réchauffement des cellules solaires permet d'augmenter le ratio de conversion électrique.
- i) Le système de télécommunications occupe une faible partie du volume de l'appareil.

**5.16** Répondez par *vrai* ou *faux* aux assertions suivantes.

- a) Des signaux tant analogiques que numériques peuvent être acheminés dans la plupart des supports de transmission.
- b) La capacité de la paire torsadée ne peut excéder 2 kbps.
- c) Les câbles coaxiaux sont avantageusement utilisés sur des fréquences inférieures à 60 Hz.
- d) La distance entre les amplificateurs le long d'un câble coaxial ne dépend pas seulement du type de câble comme tel.
- e) La faible diminution de puissance dans une fibre optique repose sur le principe de « réflexion interne totale ».
- f) L'ouverture numérique de la fibre dépend de ses rayons intérieur et extérieur.
- g) L'élargissement de la bande de fréquences des faisceaux hertziens peut provoquer des anomalies.
- h) Les faisceaux hertziens nécessitent une station de relais tous les 50 km.
- i) Les liaisons par satellite et par faisceaux hertziens sont fondées sur les mêmes principes de base.
- j) Le temps aller et retour pour un signal transmis par satellite est d'environ 27 secondes.

---

**BIBLIOGRAPHIE**

- R. BALLART et Y. C. CHING, « SONET : Now it's the Standard Optical Network », *IEEE Communication Magazine*, vol. 29, n° 3., 1989.
- E. E. BASCH (Ed.), *Optical Fiber Transmission*, Howard W. Sams, Indianapolis, 1987.
- T. E. BELL, « Long distance fiber optic networks, direct broadcast satellites, and low cost PBXs bring increased communications capacity to customers », *IEEE Spectrum*, Jan. 1984, pp. 53-56.
- J. C. BELLAMY, *Digital Telephony*, John Wiley & Sons, New York, 1982.
- R. J. BOEHM, « Progress in Standardization of Sonet », *IEEE Lightwave Communication Systems*, vol. 1, n° 2, 1990.
- D. A. DUKE, D. B. KECK, « Single Mode Fiber Optic Features », *Telecommunications*, vol. 17, n° 12, Dec. 1983, pp. 34-38.
- R. L. FREEMAN, *Telecommunication system engineering*, John Wiley & Sons, 2nd ed., New York, 1989.
- N. GISIN, J.-P. VON DER WEID et J.-P. PELLAUX, « Polarization Mode Dispersion of Short and Long Single-Mode Fibers », *Journal of Lightwave Technology*, vol. 9, n° 7, 1991, pp. 821-827.
- P. HALLEY, *Les systèmes à fibres optiques*, Eyrolles, Paris, 1985.
- D. N. HATFIELD, « Transmission Media », *Data Communications, Networks, and Systems*, T. C. Bartee (Ed.), Howard W. Sams & Co., Indiana, 1985, pp. 15-32.
- D. B. KECK, « Single mode fibers outperform multimode cables », *IEEE Spectrum*, March 1983, pp. 30-32.

- G. MARAL, M. BOUSQUET, J. PARES, *Les systèmes de télécommunications par satellites*, Masson, Paris, 1982.
- M. J. MESSERLY, J. R. ONSTOTT et R. C. MIKKELSON, « A Broad-Band Single Polarization Optical Fiber », *Journal of Lightwave Technology*, vol. 9, n° 7, 1991, pp. 817-820.
- J. P. NÉROU, *Les fibres optiques – Introduction aux télécommunications par fibre optique*, Le Griffon d'Argile, Sainte-Foy, 1983.
- G. K. NOREEN, « Regulatory Flexibility in Commercial Satellite Communications », *IEEE Communications Magazine*, Feb. 1991, pp. 58-60.
- K. E. OUGHSTUN, « Pulse Propagation in a Linear, Causally Dispersive Medium », *Proceedings of the IEEE*, Oct. 1991, pp. 1379-1390.
- S. D. PERSONICK, « Review of Fundamentals of Optical Fiber Systems », *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. SAC 1, n° 3, Apr. 1983, pp. 374.
- T. PRATTE, W. C. BOSTIAN, *Satellite Communications*, John Wiley & Sons, New York, 1986.
- R. RESNICK et D. HALLIDAY, *Ondes, optique et physique moderne*, Éditions du Renouveau pédagogique, Montréal, 1980.
- F. ROSS et J. HAMSTRA, « FDDI – A LAN Among MANs », *Computer Communication Review*, vol. 20, n° 3, 1990.
- W. STALLINGS, *Data and computer communications*, 3rd edition, McMillan, New York, 1990.
- E. WORTHMAN, « Satellites Bring Mobile Data Down to Earth », *IEEE Communications Magazine*, Sept. 1991, pp. 26-31.

**CHAPITRE 6**

---

*TRAITEMENT DES ERREURS DE TRANSMISSION*



La principale fonction de tout système de transmission numérique est d'acheminer des séquences de données de manière fiable sur un canal de transmission reliant une source à une destination. Cependant, en raison des divers défauts de transmission décrits au chapitre 4, dont le bruit, tout canal de transmission doit être considéré comme imparfait, car empreint d'erreurs. Il importe alors de caractériser ces erreurs qui devront être sinon corrigées du moins détectées, afin de garantir la fiabilité et l'efficacité de la transmission.

## 6.1 CARACTÉRISATION DES ERREURS

Sur un support de transmission de données, les erreurs peuvent se produire de deux façons, soit de manière isolée ou indépendante, soit sous la forme de paquet. En effet, lorsque l'occurrence d'une erreur quelconque ne conditionne pas celle des autres, on parle d'*erreur isolée*. Dans un tel cas, la probabilité de relever un bit erroné à la position  $i$  d'un message donné est indépendante de la probabilité que les bits antérieurs ou postérieurs à  $i$  soient erronés.

En pratique, les erreurs détectées sur une liaison de données sont plutôt regroupées en paquet. On parle alors de *paquet d'erreurs de longueur  $l$* , c'est-à-dire un paquet de  $l$  bits dont le premier et le dernier sont erronés, les bits intermédiaires pouvant l'être ou non. La figure 6.1 en est une illustration.

Le *taux d'erreur* d'une liaison de données est le rapport du nombre de bits erronés reçus au nombre total de bits. Nous l'appelons aussi *probabilité d'erreur*. Étant donné que le système de protection contre les erreurs n'élimine pas toutes les erreurs qui peuvent surgir, nous sommes amenés à introduire le concept de *taux d'erreur résiduelle* (TER). Celui-ci se définit comme le rapport du nombre de bits incorrectement reçus et non détectés ni corrigés par le système de protection au nombre total de bits transmis. C'est là une notion qui permet d'apprécier la fiabilité d'une liaison de données.

Sur une liaison téléphonique, le taux d'erreur est de l'ordre de  $10^{-6}$ , ce qui est pratiquement tolérable dans un contexte de transmission analogique. Il en est tout autrement, cependant, en transmission numérique où un taux d'erreur aussi élevé risque de déformer les données émises. D'où la nécessité de mettre en place des mécanismes de protection contre les erreurs, ce qui fait appel à des techniques de codage.

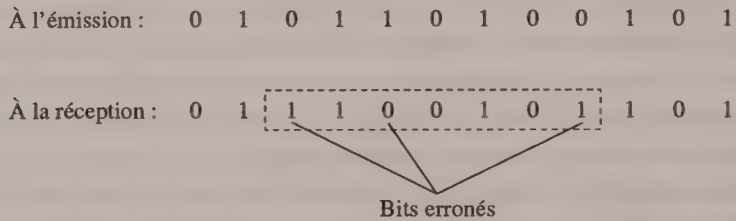


FIGURE 6.1

*PAQUET D'ERREURS DE LONGUEUR 7.*

## 6.2 SYSTÈME DE PROTECTION ET CODAGE

Considérons le système de transmission numérique représenté à la figure 6.2. Il intègre un émetteur, un récepteur, un codeur, un décodeur, un modulateur, un démodulateur et le canal physique de transmission. L'ensemble formé par le modulateur, le canal physique et le démodulateur prend le nom de *liaison de données*, alors que le codeur et le décodeur jouent, entre autres, le rôle de système de protection contre les erreurs.

Conformément à l'illustration de la figure 6.2, l'émetteur qui joue le rôle de source numérique (ou de source analogique numérisée) émet des séquences binaires ou informations utiles auxquelles le codeur ajoute un certain nombre de bits de redondance, avant d'envoyer celles-ci sur la liaison de données. Ces bits de redondance permettent précisément au décodeur de reconnaître les séquences correctes, c'est-à-dire non altérées par la liaison de données, qui seront acheminées au récepteur. Il se pose alors le problème de savoir comment choisir ces bits de redondance, également appelés *bits de contrôle*. C'est là l'objet du codage.

Nous appelons *codage* (ou fonction de codage) l'opération par laquelle, à chaque symbole d'un alphabet  $A$ , nous associons un et un seul correspondant d'un autre

alphabet B. Chacun de ces correspondants constitue un *mot de code* dont la longueur équivaut au nombre de bits qui composent celui-ci. L'ensemble des mots de code forme ce qu'on appelle couramment un *code*.

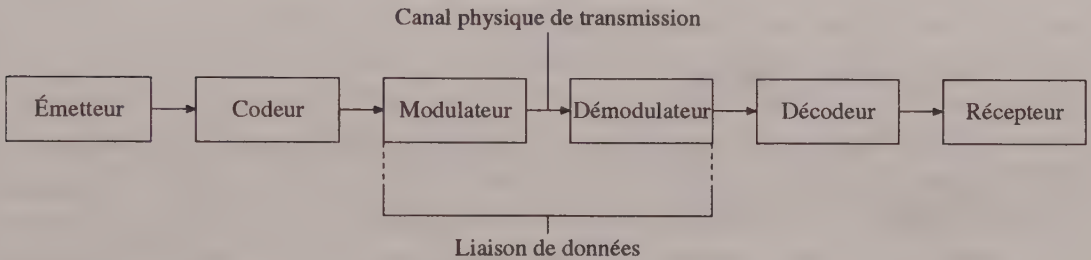


FIGURE 6.2  
SYSTÈME DE TRANSMISSION NUMÉRIQUE.

Dans la plupart des codes, l'information codée est divisée en blocs ou messages de longueur fixe ou variable. Toutefois, il existe des codes dans lesquels les bits de contrôle sont plutôt insérés de façon continue dans l'information utile. Les codes à parité simple, les codes à parités entrelacées, les codes à distance limite et le code de Hamming utilisent l'un ou l'autre de ces principes.

### Codes à parité simple

C'est un code à  $n$  bits, dont 1 bit de contrôle et  $(n - 1)$  bits de codage de l'information utile. Le bit de contrôle prend la valeur 1 ou 0, de façon à avoir un nombre pair de 1 dans le message (parité paire) ou un nombre impair de 1 (parité impaire).

Dans un code de parité simple à 8 bits, nous pouvons avoir, par exemple :

	Contrôle	Information utile						
Position	8	7	6	5	4	3	2	1
Bit	1	0	1	0	0	1	1	0

Le bit de contrôle est mis à 1 pour avoir 4 bits (nombre pair) de valeur 1. Si un seul bit est modifié, la parité n'est plus respectée et l'erreur est détectée, mais non identifiée. Si deux bits changent, la parité sera respectée et l'erreur échappera au crible. Ce qui se passe en réalité, c'est que le code détecte seulement les erreurs portant sur un nombre impair de bits (1, 3, 5, ...).

### Codes à parités entrelacées

Ces codes représentent une extension bidimensionnelle des codes à parité simple. Le contrôle de parités entrelacées consiste à établir, sur une matrice de bits, un contrôle de parité simple pour chaque ligne et pour chaque colonne. Comme l'indique la figure 6.3, pour que l'ensemble des mots vérifiés soit considéré correct, il faut que la somme des bits de parité verticale (ligne) soit identique à la somme des bits de parité horizontale (colonne). D'où l'appellation de *bit global* pour désigner la parité de l'ensemble du message.

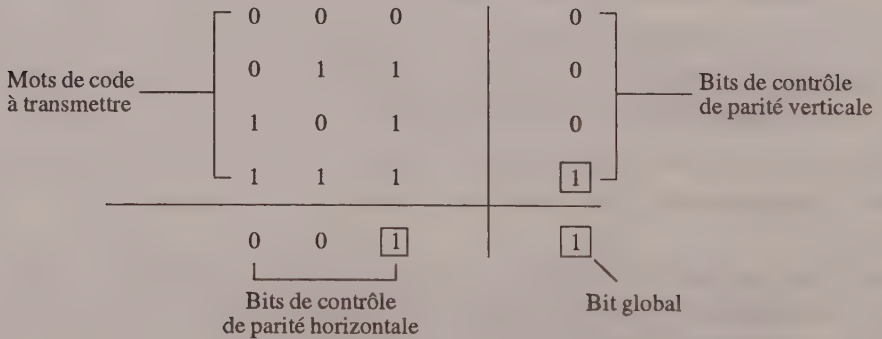


FIGURE 6.3

CONTRÔLE DE PARITÉS ENTRELACÉES.

Les codes à parités entrelacées sont d'une grande efficacité. Mais, leur redondance est élevée, ce qui fait baisser leur rendement et augmenter leur coût d'utilisation. Ils permettent de détecter, et parfois même de corriger, des erreurs portant sur un nombre

pair ou impair de bits. Bien entendu, il n'y a pas de crible parfait; en effet, une configuration d'erreurs sur 4 bits en rectangle échappera au contrôle.

### *Codes à distance limite*

Ce type de codage est basé sur la notion de distance entre deux points, ces points représentant des messages. Soit  $M$  et  $M'$  deux messages de longueur  $n$ . Si nous les représentons comme deux vecteurs dans un espace à  $n$  dimensions, alors  $d = MM'^2$  sera le carré de la distance géométrique entre ces deux points. En langage binaire, cette notion prend une signification tout à fait simple. En effet, en plaçant les deux messages l'un par-dessus l'autre, la distance est uniquement le nombre de colonnes où les bits diffèrent. Soit :

$$\begin{array}{rcccccccc} M & = & 1 & 0 & \boxed{1} & \boxed{0} & 0 & 1 & 0 \\ M' & = & 1 & 0 & \boxed{0} & \boxed{1} & 0 & 1 & 0 \end{array}$$

Nous aurons  $d = 2$ , puisqu'il y a deux colonnes où les bits sont différents.

Pour construire un tel code, les messages sont choisis suffisamment éloignés les uns des autres, au-delà d'un certain seuil préalablement fixé. De cette façon, toute erreur portant sur un nombre restreint de bits génère un message situé en deçà de la distance limite convenue; il sera dès lors détecté comme faux.

Ainsi se crée autour de chaque message une zone interdite de rayon  $r$ . Il en résulte une structure réticulaire où les messages choisis occupent les nœuds et tout message occupant une position intermédiaire est déclaré illégal et faux. En général, l'erreur est associée au message dont la position est la plus rapprochée. On comprend aisément qu'il serait peu commode d'avoir des zones de sécurité qui se chevauchent ni même qui se touchent.

Prenons par exemple le cas où  $r = d^{0,5}$ , illustré à la figure 6.4. Il est utile de fixer la distance limite minimale entre deux messages quelconques à  $(2d + 1)$ ; alors le code devient autovérificateur pour toute erreur d'ordre  $2d$  ou moins, et autocorrecteur pour celles d'un ordre inférieur ou égal à  $d$ . Dans cette figure, nous retiendrons les messages  $M_1, M_3, M_7$  et  $M_9$ , séparés par une distance supérieure ou égale à  $2d$ .

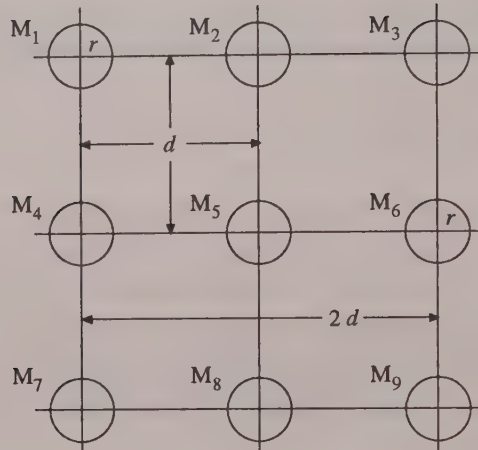


FIGURE 6.4

EXEMPLE DE CODE À DISTANCE LIMITE.

### Code de Hamming

Le code de Hamming est un exemple typique de code à distance limite. Ce code associe, au nombre  $i$  de bits d'information,  $p$  bits dits de parité, ainsi que  $p$  bits de test,  $p$  et  $i$  étant liés par la relation :

$$2^p > p + i$$

Les valeurs de  $i$  correspondant aux dix premières valeurs de  $p$  sont présentées au tableau 6.1.

Chaque bit de parité établit son contrôle en fonction directe de sa position dans le message. À la réception, le test de parité doit se vérifier pour les  $p$  bits de parité. Si ce n'est pas le cas pour un ou plusieurs d'entre eux, alors le ou les bits de test concernés sont positionnés à 1, tandis que les autres resteront à 0. En cas d'erreur, la configuration des bits de test obtenus après la vérification indique la position exacte du bit erroné. Pour déterminer la position des bits de parité dans le message, nous pouvons nous référer au tableau 6.2 qui fournit les codes pour des mots dont la longueur peut aller jusqu'à 24 bits.

TABLEAU 6.1

CORRESPONDANCE ENTRE LES VALEURS DE  $i$  ET DE  $p$

Valeur de $p$	Valeur maximum de $i$
1	0
2	1
3	4
4	11
5	26
6	57
7	120
8	249
9	502
10	1 013

TABLEAU 6.2

POSITIONS DES BITS DE PARITÉ

Positions des bits de parité	Positions des bits contrôlés									
1	1,	3,	5,	7,	9,	11,	13,	15,	17,	
2	2,	3,	6,	7,	10,	11,	14,	15,	18,	
4	4,	5,	6,	7,	12,	13,	14,	15,	20,	
8	8,	9,	10,	11,	12,	14,	15,	20,	21,	
16	16,	17,	18,	19,	20,	21,	22,	23,	24,	
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮

L'exemple le plus simple consiste à choisir  $i = 4$  et  $p = 3$ . Supposons qu'il nous faut coder l'information 1 0 1 1. À l'aide du tableau 6.2, nous trouvons pour les trois premières positions du bit de parité les valeurs 1, 2 et 4. Donc, les 4 bits restant occuperont les positions 3, 5, 6 et 7.

position	:	7	6	5	4	3	2	1
symbole	:	$i$	$i$	$i$	$p$	$i$	$p$	$p$
valeur	:	1	0	1	.	1	.	.

Le bit à la position 1 sera choisi de telle sorte que l'on obtienne un nombre pair de 1 pour l'ensemble des positions 1, 3, 5 et 7. Il prendra donc la valeur 1 :

$$\boxed{1} \ 0 \ \boxed{1} \cdot \boxed{1} \cdot \boxed{1}$$

Pour avoir un nombre pair de 1 pour l'ensemble des positions 2, 3, 6 et 7, le bit à la position 2 prendra la valeur 0 :

$$\boxed{1} \ 0 \ \boxed{1} \cdot \boxed{1} \ 0 \ \boxed{1}$$

Enfin, le dernier bit de parité contrôle les bits positionnés en 4, 5, 6 et 7; il prendra la valeur 0 :

$$\boxed{1} \ 0 \ \boxed{1} \ 0 \ \boxed{1} \ 0 \ \boxed{1}$$

Introduisons de façon arbitraire une erreur à la position 3 du message qui vient d'être codé. Il devient :

$$1 \ 0 \ 1 \ 0 \ \boxed{0} \ 0 \ 1$$

Le test de parité n'est pas vérifié pour le bit en position 1, car le nombre de 1 dans les positions 1, 3, 5 et 7 est impair (3). Il n'est pas vérifié non plus en position 2 puisque les bits en 2, 3, 6 et 7 donnent un nombre pair de 1. Seul le troisième bit de parité est conforme. Alors, le premier bit de test vaut 1, le deuxième vaut aussi 1 et le troisième vaut 0. Ce qui donne la configuration suivante : 0 1 1. C'est l'écriture binaire du nombre 3 qui indique la position de l'erreur.

### *Caractéristiques d'un code*

Un code se caractérise essentiellement par son efficacité, son taux d'erreur brut et sa redondance. L'*efficacité* d'un code peut être définie comme le rapport du nombre d'erreurs détectées au nombre total d'erreurs du message. Si deux erreurs sur cent échappent à la détection, l'efficacité est :

$$e = 98 \%$$

La quantité  $1 - e = 2 \%$  représente le pourcentage d'erreurs non détectées.

Nous désignons par *taux d'erreur brut* d'un code le nombre total de mots ou messages erronés par rapport au nombre total de messages. Lorsqu'un message sur cent est erroné, le taux d'erreur brut est de 1/100 ou  $T = 10^{-2}$ . En admettant que certains messages réellement faux peuvent échapper aux mécanismes de contrôle, nous parlerons plutôt de *taux d'erreur effectif* exprimé par :

$$q = T(1 - e)$$

où  $T$  désigne la probabilité d'occurrence des faux messages et  $(1 - e)$  la probabilité qu'un faux message reste non détecté.

Quant à la *redondance d'un code* désignée par  $R$ , elle se définit comme le rapport du nombre de bits de contrôle au nombre de bits de l'information utile par mot de code :

$$R = (n - m)/m$$

où  $n$  désigne le nombre total de bits et  $m$  le nombre de bits constituant l'information utile.

## 6.3 PROTECTION CONTRE LES ERREURS

La protection contre les erreurs revêt deux aspects fondamentaux : la *détection* et la *correction*. Dans cet ordre d'idée, nous distinguons les *codes détecteurs d'erreurs* et les *codes correcteurs d'erreurs*.

### 6.3.1 Codes détecteurs et codes correcteurs

Considérons une séquence binaire de longueur  $k$  représentant un message ou information utile. Nous pouvons ajouter aux  $k$  bits d'information  $r$  bits de contrôle, qui ont pour fonction de permettre la vérification des  $k$  premiers bits. Nous obtenons ainsi un mot de code de longueur  $n = k + r$  qui, une fois transmis, permet au récepteur de vérifier l'exactitude du message reçu. L'ensemble de tous les mots de code ainsi formés constitue un code, généralement noté  $(n, k)$ . Il reste alors à déterminer le mécanisme par lequel les bits de contrôle doivent être choisis.

Certains codes utilisent les bits de contrôle de parité pour détecter les erreurs de transmission. En effet, si nous considérons un code  $(3, 2)$ , c'est-à-dire avec  $n = 3$ ,  $k = 2$

et  $r = 1$ , toute information utile de ce code est de longueur 2, et il en existe  $2^2$  ou 4 au maximum (00, 01, 10, 11). Les mots de code d'un tel code étant de longueur 3, cela donne lieu à une possibilité de  $2^3$  ou 8 suites binaires distinctes (000, 001, 010, 011, 100, 101, 110, 111). D'où la nécessité d'éliminer 4 suites parmi celles-ci pour ne garder que les 4 autres qui intègrent l'information utile. En admettant qu'un mot de code est caractérisé par un nombre pair de bits, ce qui est conforme à une parité paire, les seules configurations convenables parmi les huit sont : 000, 011, 101 et 110, comme il est indiqué au tableau 6.3. En effet, le récepteur émet un message d'erreur s'il reçoit un mot de code contenant un nombre impair de bits 1.

Un tel codage ne permet de détecter que les erreurs se présentant en nombre impair. De plus, il ne fournit aucune indication sur la position exacte du bit erroné. Pour y remédier, nous pouvons utiliser un contrôle de parités entrelacées. Les bits sont alors transmis ligne par ligne, de sorte que toute erreur se produisant sur un des mots de code émis fait échouer les contrôles de parité de la ligne et de la colonne où se situe l'erreur. Ce qui constitue une forme de détection d'erreurs plus élaborée, qui facilite la correction.

Il existe également une catégorie de codes appelés *codes « n dont m »*, ou encore *codes « m parmi n »*, avec  $m \leq n$ . Ce sont des codes détecteurs d'erreurs dont tout mot de code est de longueur  $n$ , avec  $m$  bits tous égaux à 1. En désignant par *poids de Hamming* le nombre de bits 1 que contient un mot de code, le poids de Hamming de tout mot d'un code « n dont m » est égal à  $m$ . Ainsi, le nombre de mots de code que contiennent de tels codes est donné par la relation :

$$\binom{n}{m} = \frac{n!}{m!(n-m)!} \quad (6.1)$$

Par exemple, le *code « 9 dont 4 »*, pour lequel les mots de codes sont constitués de 9 bits (avec 5 bits de valeur 0 et 4 bits égaux à 1), est constitué de 126 mots de codes. De tels codes ne permettent pas malheureusement de détecter les doubles erreurs.

Tout compte fait, les méthodes précédentes correspondent à des codes détecteurs capables de remédier aux erreurs simples et ne conviennent guère au traitement des

paquets d'erreurs. Dans ce dernier cas, un plus grand nombre de bits de contrôle est nécessaire.

TABLEAU 6.3

MOTS D'UN CODE (3, 2)

Suite binaire			Information		Bit de contrôle	Nombre de 1	Parité
0	0	0*	0	0	0	0	paire
0	0	1	0	0	1	1	impaire
0	1	0	0	1	0	1	impaire
0	1	1*	0	1	1	2	paire
1	0	0	1	0	0	1	impaire
1	0	1*	1	0	1	2	paire
1	1	0*	1	1	0	2	paire
1	1	1	1	1	1	3	impaire

\* Suite binaire satisfaisant le critère de parité paire ou mot de code.

### 6.3.2 Détection et correction d'erreurs

En principe, la détection d'erreurs est assurée intrinsèquement par des codes détecteurs d'erreurs. Une erreur peut être signalée par une alarme déclenchée par le décodeur aussitôt qu'une suite binaire a été reconnue erronée. Quant à la correction, elle peut être faite soit automatiquement soit par retransmission. Dans le premier cas, le décodeur corrige automatiquement certaines des erreurs qui se sont produites, d'où l'appellation courante de *correction d'erreurs directe* (CED). Dans le deuxième cas, le décodeur ne fait que détecter les erreurs, après quoi il sollicite, par l'intermédiaire du circuit de retour le reliant à l'émetteur (liaison bidirectionnelle), une retransmission de la séquence binaire jugée erronée. D'où les appellations équivalentes de *système détecteur d'erreurs avec demande de retransmission* (ARQ pour *Automatic Repeat reQuest*) et *système de correction d'erreurs avec circuit de retour* pour désigner les systèmes fondés sur ce principe. La demande de retransmission est répétée d'une certaine manière, jusqu'à ce que la séquence binaire en question soit correctement reçue, ce qui a pour effet de réduire éventuellement le débit binaire effectif du système de transmission.

La correction par retransmission à partir d'un code détecteur d'erreurs peut prendre l'une des trois formes suivantes :

- la correction par retransmission avec arrêt et attente (ARQ-ACK);
- la retransmission continue (ARQ-NAK);
- la retransmission à répétition sélective.

#### *Retransmission avec arrêt et attente*

Dans le cas de la correction par *retransmission avec arrêt et attente*, l'émetteur est relié au récepteur par une liaison bidirectionnelle à l'alternat. Ainsi, l'émetteur attend du récepteur, pour chaque séquence binaire envoyée, un accusé de réception (ACK pour *ACKnowledgement*) qui confirme que celle-ci a été acceptée par le décodeur chargé de la détection des erreurs. Tant que cet accusé de réception n'est pas reçu, aucune autre séquence ne sera envoyée par l'émetteur. De cette façon, lorsqu'une erreur est détectée par le décodeur, ce dernier la signale à l'émetteur en lui acheminant un accusé de réception négatif (NAK pour *Negative ACKnowledgement*) : la séquence est alors retransmise par l'émetteur.

La correction par retransmission avec arrêt et attente présente l'avantage d'une grande simplicité. Sa principale faiblesse, cependant, réside dans le délai occasionné par l'attente de l'accusé de réception avant l'émission de toute autre séquence binaire. Pour pallier une telle inefficacité, cette méthode a été modifiée pour donner lieu à la *retransmission continue*.

#### *Retransmission continue*

La méthode de *retransmission continue* suppose l'existence d'une liaison bidirectionnelle simultanée entre l'émetteur et le récepteur. Elle est basée sur un mécanisme dit d'*anticipation* selon lequel l'émetteur, qui a reçu les accusés de réception relatifs aux blocs d'information numérotés jusqu'à  $m$  inclusivement, émet sans attente les blocs  $(m + 1)$ ,  $(m + 2)$ , ...,  $(m + p)$ . Pour une valeur du *degré d'anticipation*  $p$  bien choisie, la transmission des blocs d'information s'effectue sans interruption dans un sens, en même temps que l'acheminement des accusés de réception qui empruntent l'autre sens. Ainsi, l'émetteur pourrait avoir déjà envoyé plusieurs séquences binaires avant d'être avisé par le récepteur de l'inexactitude d'une d'entre elles.

Dans le cas de la retransmission continue, l'accusé de réception relatif au bloc  $(m + 1)$  arrive au moment où l'émetteur émet le bloc  $(m + p)$ . Si cet accusé de réception est négatif, l'émetteur doit retransmettre les  $p$  blocs numérotés de  $(m + 1)$  à  $(m + p)$ . Ainsi, la reprise a lieu à partir du bloc erroné, d'où l'appellation de *go-back-p ARQ* dévolue à cette méthode de correction d'erreurs. Évidemment, une telle méthode est plus efficace que la méthode de correction par retransmission avec arrêt et attente. Cependant, cette efficacité décroît de façon significative lorsque le nombre  $p$  de blocs à retransmettre augmente. De plus, mentionnons que la méthode de retransmission continue nécessite une numérotation préalable des blocs d'information et la mise en mémoire de plusieurs séquences binaires en attente de validation de réception, ce qui constitue autant de désavantages sur le plan de la mise en œuvre.

#### *Retransmission à répétition sélective*

Pour pallier l'inefficacité résultant d'un trop grand nombre de séquences binaires à retransmettre à la fois, la retransmission peut être restreinte aux seules séquences erronées détectées. C'est ce qu'on entend par *retransmission à répétition sélective*. Une telle méthode est recommandée pour les canaux de transmission caractérisés par un taux d'erreur et un temps de propagation élevés, en l'occurrence pour les liaisons par satellite. L'inconvénient d'une telle méthode, par rapport à la correction par retransmission continue, demeure la nécessité d'une mémoire tampon supplémentaire à la réception pour réordonner, le cas échéant, les séquences qui ne sont pas toujours reçues dans le bon ordre.

#### *Méthodes de correction hybrides*

Les méthodes de correction par retransmission automatique (ARQ) sont en général convenables pour assurer la fiabilité du système de transmission de données. Toutefois, leur efficacité peut être considérablement compromise lorsque les taux d'erreur enregistrés sur le canal de transmission augmentent. Pour y remédier, il existe une approche hybride intégrant les méthodes CED et ARQ. Dans la littérature, plusieurs méthodes découlant de cette approche hybride sont décrites; elles débordent toutefois le cadre de notre exposé.

## 6.4 CORRECTION D'ERREURS DIRECTE

Considérons une longue suite binaire qui doit être acheminée sur un canal de transmission. Pour la commodité de la transmission, cette suite est découpée en blocs de  $k$  bits consécutifs. Par exemple, le bloc numéroté  $j$  correspondant aux premiers  $k$  bits peut prendre la forme suivante :

$$i(j) = (b_1, b_2, \dots, b_k)$$

À chaque bloc d'information  $i(j)$  de  $k$  bits consécutifs, le codeur associe une séquence  $c(j)$  de  $r$  bits de contrôle. Ainsi, à la suite de chaque bloc  $i(j)$  émis, le codeur émet les bits de contrôle  $c(j)$  appropriés, de la manière suivante :

$$i(1) c(1), i(2) c(2), \dots$$

Un tel codage est qualifié de *systematique* et la figure 6.5 en est une illustration.

Dans le contexte d'une correction d'erreurs directe, nous distinguons deux stratégies pour déterminer les bits de contrôle  $c(j)$ . La première consiste à considérer  $c(j)$  comme une fonction exclusive de  $i(j)$ , ce qui s'écrit :

$$c(j) = f(i(j))$$

Nous parlons alors de *codage par bloc*. Dans un tel codage, les données sont traitées comme des blocs indépendants. La deuxième stratégie consiste à considérer  $c(j)$  comme une fonction non seulement du bloc  $i(j)$  mais aussi de plusieurs autres qui précèdent  $i(j)$ , ce qui peut s'écrire :

$$c(j) = f(i(j), i(j-1), i(j-2), \dots)$$

Dans ce cas, nous parlons de *codage convolutionnel* ou *récurrent*. Ainsi, dans l'un et l'autre cas, pour chaque bloc  $i(j)$  de  $k$  bits reçus, le codeur restitue un bloc de  $n$  bits, avec  $k \leq n$ . Dans ce contexte, le rapport  $k/n$  prend le nom de *taux de code* ou plus simplement *taux*. C'est donc une mesure du degré de redondance du code. Mentionnons que les possibilités de détection et de correction d'erreurs d'un code sont d'autant plus grandes que son taux de code est petit.

Contexte : jeu éducatif sur ordinateur

Réponse à la question : « Votre âge? » → 28

Étapes de transformation :

1. séquence numérique conventionnelle : 28
2. séquence binaire en code ASCII :  $\underbrace{11011101}_2 \quad \underbrace{11011111}_8$
3. description du contenu : 2 blocs de 8 bits
4. valeur des variables :  $j = 2$  et  $k = 8$
5. caractéristiques du code :  $(n, k) = (11, 8)$  avec  $r = 3$
6. séquences d'information :  $i(1) = 11011101$   
 $i(2) = 11011111$
7. séquences de contrôle :  $c(1) = 111$   
 $c(2) = 001$
8. mots de code transmis :  $i(1) c(1) i(2) c(2)$
9. suite binaire transmise : 1101110111111011111001

FIGURE 6.5

PRINCIPE DU CODAGE SYSTÉMATIQUE.

## 6.5 CODAGE PAR BLOC

Les codes par bloc regroupent les codes linéaires, les codes polynomiaux et les codes cycliques. Introduisons-les par quelques définitions qui devraient alléger notre exposé.

### 6.5.1 Opérations et définitions de base

Le mathématicien anglais Georges Boole (1815-1864) tenta de reproduire des propositions, des faits et des idées à partir de deux valeurs possibles : *vrai* ou *faux*, *ouvert*

ou *fermé*, 0 ou 1. Ceci a donné lieu à des opérations dites *booléennes* sur l'ensemble  $\{0, 1\}$ . Celles-ci peuvent être définies de la manière suivante :

$$\begin{array}{ll} 0 + 0 = 0 & 0 \times 0 = 0 \\ 1 + 0 = 1 & 1 \times 0 = 0 \\ 0 + 1 = 1 & 0 \times 1 = 0 \\ 1 + 1 = 0 & 1 \times 1 = 1 \end{array}$$

Notons que, dans un tel système, les additions et les soustractions sont équivalentes, car  $1 + 1 = 0$  implique que 1 est égal à  $-1$ .

À partir de ces opérations, nous pouvons définir la distance de Hamming  $d$  entre deux mots de code de longueur  $n$  comme le poids de Hamming de leur somme. La *distance minimum*  $d_{\min}$  d'un code n'est rien d'autre que la plus petite distance entre n'importe quelle paire de mots de ce code. Ainsi, la notion de distance de Hamming renseigne sur le nombre de bits par lequel deux mots d'un même code diffèrent.

Quant au *poids minimum* d'un code, il correspond au poids du mot non nul ayant le poids le plus faible, un mot nul en étant un qui est constitué exclusivement de 0.

### 6.5.2 Codes linéaires

Un code est dit *linéaire* lorsque, dans ce code, les bits de contrôle  $c(j)$  de tout bloc d'information  $j$  dépendent linéairement des bits d'information  $i(j)$ . Nous allons voir dans les sections qui suivent comment s'effectuent le codage et le décodage à partir des codes linéaires.

#### *Codage*

Désignons par  $\mathbf{i}$  le vecteur information de  $k$  bits associé à  $i(j)$ , par  $\mathbf{c}$  le vecteur contrôle de  $r$  bits associé à  $c(j)$  et par  $\boldsymbol{\mu}$  le mot de code de longueur  $n = (k + r)$  construit à partir de  $i$  et  $c$ . Nous avons alors :

$$\begin{aligned} \mathbf{i} &= (i_1, i_2, \dots, i_k) \\ \mathbf{c} &= (c_{k+1}, c_{k+2}, \dots, c_n) \\ \boldsymbol{\mu} &= (i_1, i_2, \dots, i_k, c_{k+1}, c_{k+2}, \dots, c_n) \end{aligned} \tag{6.2}$$

Il a été démontré mathématiquement que tout mot de code  $\mu$  d'un code donné peut s'écrire sous la forme d'un produit matriciel tel que :

$$\mu = \mathbf{i} \times \mathbf{G} \tag{6.3}$$

où  $\mathbf{G} = [\mathbf{I}_k, \mathbf{P}]$  est une matrice de  $k$  lignes et de  $n$  colonnes.  $\mathbf{I}_k$  désigne la matrice identité de  $k$  lignes et de  $k$  colonnes, alors que  $\mathbf{P}$  est une matrice de  $k$  lignes et de  $(n - k)$  colonnes qui spécifie le code en question.

L'ensemble  $M$  des mots de code  $\mu$  constitue un code linéaire de matrice génératrice  $\mathbf{G}$ . Cet ensemble contient  $2^k$  éléments.

Considérons un code caractérisé par  $n = 7$  et  $k = 4$ . La matrice identité de 4 lignes et de 4 colonnes est :

$$\mathbf{I}_k = \mathbf{I}_4 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

La matrice  $\mathbf{P}$  qui est de  $k$  lignes et de  $(n - k)$  colonnes, avec  $k = 4$  et  $(n - k) = 3$ , prend la forme générale suivante :

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} p_{11} & p_{12} & p_{13} \\ p_{21} & p_{22} & p_{23} \\ p_{31} & p_{32} & p_{33} \\ p_{41} & p_{42} & p_{43} \end{bmatrix} \tag{6.4}$$

Par la suite, la matrice génératrice  $\mathbf{G}$  qui est définie par  $[\mathbf{I}_k, \mathbf{P}]$  s'écrit :

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & p_{11} & p_{12} & p_{13} \\ 0 & 1 & 0 & 0 & p_{21} & p_{22} & p_{23} \\ 0 & 0 & 1 & 0 & p_{31} & p_{32} & p_{33} \\ 0 & 0 & 0 & 1 & p_{41} & p_{42} & p_{43} \end{bmatrix}$$

Selon la relation 6.2, un mot de ce code peut s'écrire :

$$\boldsymbol{\mu} = (i_1, i_2, i_3, i_4, c_5, c_6, c_7) \quad (6.5)$$

De même, d'après la relation 6.3, nous avons :

$$\boldsymbol{\mu} = (i_1, i_2, i_3, i_4) \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & p_{11} & p_{12} & p_{13} \\ 0 & 1 & 0 & 0 & p_{21} & p_{22} & p_{23} \\ 0 & 0 & 1 & 0 & p_{31} & p_{32} & p_{33} \\ 0 & 0 & 0 & 1 & p_{41} & p_{42} & p_{43} \end{bmatrix}$$

Ce produit matriciel peut se réécrire de la manière suivante :

$$\boldsymbol{\mu} = (i_1, i_2, i_3, i_4, \mathbf{i} \begin{bmatrix} p_{11} \\ p_{21} \\ p_{31} \\ p_{41} \end{bmatrix}, \mathbf{i} \begin{bmatrix} p_{12} \\ p_{22} \\ p_{32} \\ p_{42} \end{bmatrix}, \mathbf{i} \begin{bmatrix} p_{13} \\ p_{23} \\ p_{33} \\ p_{43} \end{bmatrix}) \quad (6.6)$$

Par identification des composantes de même nom du vecteur  $\boldsymbol{\mu}$  dans les relations 6.5 et 6.6, nous trouvons :

$$c_5 = \mathbf{i} \begin{bmatrix} p_{11} \\ p_{21} \\ p_{31} \\ p_{41} \end{bmatrix} \quad (6.7)$$

$$c_6 = \mathbf{i} \begin{bmatrix} p_{12} \\ p_{22} \\ p_{32} \\ p_{42} \end{bmatrix} \quad (6.8)$$

$$c_7 = \mathbf{i} \begin{bmatrix} p_{13} \\ p_{23} \\ p_{33} \\ p_{43} \end{bmatrix} \quad (6.9)$$

En conséquence, l'analyse des relations 6.7 à 6.9 permet de constater que le premier bit de contrôle,  $c_5$  (ou  $c_{4+1}$ ), est égal au produit du vecteur d'information  $\mathbf{i}$ , considéré comme une matrice ligne par la première colonne de la matrice  $\mathbf{P}$ . De manière plus générale, le  $j$ -ième bit de contrôle  $c_{k+j}$  est le produit du vecteur d'information  $\mathbf{i}$  par le  $j$ -ième vecteur colonne de la matrice  $\mathbf{P}$ .

*Exemple 6.1*

Considérons le code linéaire (8, 5) défini par la matrice génératrice suivante :

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

Il s'agit de déterminer la suite binaire (mot de code) que restitue le codeur construit à partir de  $\mathbf{G}$ , lorsque celui-ci reçoit la séquence 11010. Le codeur ajoute, à la suite binaire 11010,  $(n - k) = 3$  bits de contrôle calculés d'après les relations 6.7 à 6.9 :

$$c_6 = \mathbf{i} \begin{bmatrix} p_{11} \\ p_{21} \\ p_{31} \\ p_{41} \\ p_{51} \end{bmatrix} = (1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0) \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = 1+1+0+0+0 = 0$$

$$c_7 = \mathbf{i} \begin{bmatrix} p_{12} \\ p_{22} \\ p_{32} \\ p_{42} \\ p_{52} \end{bmatrix} = (1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0) \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} = 1+0+0+0+0 = 1$$

$$c_8 = \mathbf{i} \begin{bmatrix} p_{13} \\ p_{23} \\ p_{33} \\ p_{43} \\ p_{53} \end{bmatrix} = (1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0) \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 0 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} = 1+1+0+0+0 = 1$$

Donc, le codeur qui reçoit la suite binaire 11010 restitue le mot de code 11010011 dont les trois bits les plus à droite correspondent respectivement à  $c_6$ ,  $c_7$  et  $c_8$ .

---

### Décodage

Considérons maintenant une matrice  $\mathbf{H}$  définie de la manière suivante :

$$\mathbf{H} = [\mathbf{P}^T, \mathbf{I}_{n-k}] \quad (6.10)$$

Dans cette relation,  $\mathbf{P}^T$  désigne la transposée de la matrice  $\mathbf{P}$  et est obtenue en interchangeant les lignes et les colonnes de celle-ci : c'est donc une matrice de  $(n-k)$  lignes et de  $k$  colonnes;  $\mathbf{I}_{n-k}$  désigne la matrice identité de  $(n-k)$  lignes et de  $(n-k)$  colonnes. En prenant pour  $\mathbf{P}$  la matrice de la relation 6.4, la matrice  $\mathbf{H}$  peut se réécrire :

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} p_{11} & p_{21} & p_{31} & p_{41} & 1 & 0 & 0 \\ p_{12} & p_{22} & p_{32} & p_{42} & 0 & 1 & 0 \\ p_{13} & p_{23} & p_{33} & p_{43} & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Effectuons maintenant le produit de  $\mu$ , considéré comme une matrice, par  $H^T$ , soit :

$$\mu \times H^T = (i_1, i_2, i_3, i_4, c_5, c_6, c_7) \begin{bmatrix} p_{11} & p_{12} & p_{13} \\ p_{21} & p_{22} & p_{23} \\ p_{31} & p_{32} & p_{33} \\ p_{41} & p_{42} & p_{43} \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Il s'ensuit que :

$$\mu \times H^T = (i \begin{bmatrix} p_{11} \\ p_{21} \\ p_{31} \\ p_{41} \end{bmatrix} + c_5, i \begin{bmatrix} p_{12} \\ p_{22} \\ p_{32} \\ p_{42} \end{bmatrix} + c_6, i \begin{bmatrix} p_{13} \\ p_{23} \\ p_{33} \\ p_{43} \end{bmatrix} + c_7)$$

En se rapportant aux relations 6.7 à 6.9, nous pouvons déduire que la matrice résultante  $\mu \times H^T$  est une matrice ligne dont chaque composante est la somme de deux termes binaires qui sont égaux. D'après les opérations booléennes définies précédemment, la somme de deux bits identiques est toujours nulle. D'où les relations suivantes :

$$i \begin{bmatrix} p_{11} \\ p_{21} \\ p_{31} \\ p_{41} \end{bmatrix} + c_5 = 0$$

$$\mathbf{i} \begin{bmatrix} p_{12} \\ p_{22} \\ p_{32} \\ p_{42} \end{bmatrix} + c_6 = 0$$

$$\mathbf{i} \begin{bmatrix} p_{13} \\ p_{23} \\ p_{33} \\ p_{43} \end{bmatrix} + c_7 = 0$$

qui permettent de conclure que le produit  $\boldsymbol{\mu} \times \mathbf{H}^T$  se transforme en une matrice nulle.

Considérons un vecteur  $\mathbf{v}$  de  $n$  bits. Nous désignons par *syndrome* du vecteur  $\mathbf{v}$  le vecteur binaire de  $(n - k)$  composantes, noté  $\mathbf{S}(\mathbf{v})$ , correspondant au produit  $\mathbf{v} \times \mathbf{H}^T$ , où  $\mathbf{H} = [\mathbf{P}^T, \mathbf{I}_{n-k}]$  désigne la matrice de contrôle de parité du code  $M$ . Nous avons donc :

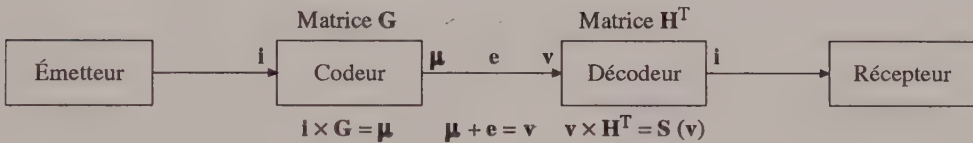
$$\mathbf{S}(\mathbf{v}) = \mathbf{v} \times \mathbf{H}^T \quad (6.11)$$

Ainsi, un vecteur binaire  $\mathbf{v}$  constitue un mot d'un code  $M$ , si et seulement si son syndrome  $\mathbf{S}(\mathbf{v})$  est nul.

Comme le montre la figure 6.6, lorsqu'un vecteur information  $\mathbf{i}$  est soumis au codeur, ce dernier le transforme en un mot  $\boldsymbol{\mu}$  en y ajoutant  $(n - k)$  bits de contrôle. C'est ce mot qui est transmis sur le canal de transmission numérique. Le décodeur, à son tour, reçoit du canal le mot  $\mathbf{v} = \boldsymbol{\mu} + \mathbf{e}$ , où  $\mathbf{e}$  est un vecteur d'erreur de  $n$  bits. Il dispose de deux éléments pour déterminer l'erreur  $\mathbf{e}$  : le vecteur  $\mathbf{v}$  qui lui a été transmis et la matrice  $\mathbf{H}$  de contrôle de parité du code qui lui est intrinsèque, ce qui lui permet de calculer le syndrome  $\mathbf{S}(\mathbf{v})$  de  $\mathbf{v}$ .

Si  $S(v)$  est nul, alors  $v$  est un mot de code et, à certaines conditions fréquemment vérifiées, le vecteur d'erreur qui est aussi un mot de code est de poids sinon nul, du moins très faible. Ce qui amène le décodeur à considérer  $e$  comme un vecteur nul et, en conséquence, à restituer  $\mu$  au récepteur.

Si  $S(v)$  n'est pas nul, le décodeur considère qu'une erreur est survenue au cours de la transmission, car le vecteur  $v$  reçu n'est pas un mot de code. Il reste alors à corriger par une méthode appropriée l'erreur qui vient ainsi d'être détectée, de manière à obtenir l'information  $i$ .



**FIGURE 6.6**  
 TRANSFORMATIONS EFFECTUÉES PAR LE CODEUR ET LE DÉCODEUR.

Le décodage des codes linéaires consiste essentiellement à évaluer le vecteur d'erreur  $e$ . Ceci nécessite le recours à des algorithmes suffisamment élaborés pour traiter des codes relativement longs, avec un effort de calcul raisonnable. L'une des méthodes les plus simples utilisée pour décoder les codes linéaires est celle du *tableau standard*. À des fins d'illustration, nous allons, dans le cadre de l'exemple 6.2, en exposer la procédure d'élaboration.

*Exemple 6.2*

Considérons le code linéaire (5, 3) défini par la matrice génératrice suivante :

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

De cette matrice  $\mathbf{G}$ , extrayons la matrice  $\mathbf{P}$  qui spécifie le code :

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}$$

D'après la relation 6.10, la matrice  $\mathbf{H}$  de contrôle de parité de ce code s'écrit :

$$\mathbf{H} = [\mathbf{P}^T, \mathbf{I}_{n-k}] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Et par la suite :

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

Comme nous l'avons précisé précédemment, le syndrome  $\mathbf{S}(\mathbf{v})$  constitue un vecteur binaire de  $(n - k)$  composantes. Ainsi, dans notre exemple, le nombre de syndromes distincts de ce code est :

$$2^{n-k} = 2^{5-3} = 2^2 = 4$$

Ces syndromes, de longueur 2, sont 00, 01, 10 et 11. Ils sont obtenus à partir de la relation 6.11. Par exemple, le syndrome du vecteur binaire de longueur cinq,  $\mathbf{v} = 00001$ , se calcule de la manière suivante :

$$\mathbf{S}(\mathbf{v}) = \mathbf{v} \times \mathbf{H}^T = \mathbf{S}(00001) = [0\ 0\ 0\ 0\ 1] \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 1 & 1 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = [0\ 1] = 01$$

Notez l'équivalence entre la notation binaire 00001, la notation vectorielle  $(0, 0, 0, 0, 1)$  et la notation matricielle  $[0\ 0\ 0\ 0\ 1]$ .

Le syndrome  $S(\mathbf{v})$ , dans ce cas, n'est pas nul puisque la matrice ligne doit être constituée exclusivement de 0; ce qui revient à dire que, dans notre exemple, seule la matrice  $[0\ 0]$  représente une valeur nulle de syndrome. Le tableau A présente les 32 vecteurs binaires de longueur 5 avec leur syndrome respectif.

TABLEAU A

*VECTEURS BINAIRES DE LONGUEUR 5 AVEC LEUR SYNDROME*

Vecteur	Syndrome	Vecteur	Syndrome
00000	00	10000	10
00001	01	10001	11
00010	10	10010	00
00011	11	10011	01
00100	11	10100	01
00101	10	10101	00
00110	01	10110	11
00111	00	10111	10
01000	01	11000	11
01001	00	11001	10
01010	11	11010	01
01011	10	11011	00
01100	10	11100	00
01101	11	11101	01
01110	00	11110	10
01111	01	11111	11

À partir de ce tableau, nous pouvons déterminer la classe des vecteurs binaires ayant un même syndrome. Ce qui donne le tableau B.

TABLEAU B

CLASSES DE VECTEURS BINAIRES DE MÊME SYNDROME

Syndrome	Vecteurs binaires associés							
00	00000	00111	01001	01110	10010	10101	11011	11100
01	00001	00110	01000	01111	10011	10100	11010	11101
10	00010	00101	01011	01100	10000	10111	11001	11110
11	00011	00100	01010	01101	10001	10110	11000	11111

Maintenant, dans chaque classe de vecteurs binaires ayant le même syndrome, nous pouvons choisir, comme représentant de classe, un vecteur binaire de poids minimum pour la classe considérée. Ce qui donne le tableau C.

TABLEAU C

REPRÉSENTANTS DE CLASSE

Classe	Représentant
00	00000
01	00001
10	00010
11	00100

À partir des représentants de classe du tableau C, nous pouvons dresser le tableau standard en suivant la procédure suivante :

*Étape 1* On dispose sur la première ligne du tableau tous les mots de code  $\mu_i$ , en commençant par le mot nul (les mots de code sont les vecteurs  $\mu$  tels que  $S(\mu) = 0$ ) :

$\mu_1$	$\mu_2$	$\mu_3$	$\mu_4$	$\mu_5$	$\mu_6$	$\mu_7$	$\mu_8$
00000	00111	01001	01110	10010	10101	11011	11100

*Étape 2* On dispose sur la première colonne (celle de  $\mu_1$ ), tous les autres représentants de classe  $e_j$  :

	$\mu_1$	$\mu_2$	$\mu_3$	$\mu_4$	$\mu_5$	$\mu_6$	$\mu_7$	$\mu_8$
$e_1$	00000	00111	01001	01110	10010	10101	11011	11100
$e_2$	00001							
$e_3$	00010							
$e_4$	00100							

*Étape 3* On complète les autres colonnes du tableau en disposant le vecteur  $(\mu_i + e_j)$  à l'intersection de la ligne de représentant  $e_j$  et de la colonne de mot de code  $\mu_i$ . Ce qui donne le tableau D.

**TABEAU D**

*TABEAU STANDARD ASSOCIÉ AU CODE (5, 3)*

00000	00111	01001	01110	10010	10101	11011	11100
00001	00110	01000	01111	10011	10100	11010	11101
00010	00101	01011	01100	10000	10111	11001	11110
00100	00011	01101	01010	10110	10001	11111	11000

Comme nous pouvons le constater, les vecteurs binaires distincts qui peuvent être acheminés sur le canal de transmission numérique sont de longueur 5, donc au nombre de 32. Cependant, le nombre de tels vecteurs, qui sont réellement des mots de code, est égal à 8, soit ceux dont le syndrome correspond à un vecteur nul. En conséquence, les 24 autres vecteurs binaires doivent être considérés comme des mots de code entachés d'erreurs. Dans ce contexte, le tableau standard représente pour le décodeur un dictionnaire qui lui permet de vérifier l'exactitude des informations reçues. Quand un vecteur reçu par le décodeur est erroné, parce qu'il ne figure pas à la première ligne du tableau standard, le décodeur le corrige en restituant à sa place le mot de code situé à la première ligne de la colonne du vecteur erroné. Par exemple, si le décodeur a reçu le vecteur 11111, il restitue 11011 au récepteur. De même, le décodeur ayant reçu l'information 00001 devra restituer 00000.

### 6.5.3 Codes polynomiaux

Considérons un code linéaire  $(n, k)$ . À chaque mot de ce code, nous pouvons associer un polynôme  $\mu(x)$  de degré  $(n-1)$  à coefficients binaires  $b_{n-1}, b_{n-2}, \dots, b_1$  et  $b_0$ , de la forme suivante :

$$\mu(x) = b_{n-1}x^{n-1} + b_{n-2}x^{n-2} + \dots + b_1x^1 + b_0x^0 \quad (6.12)$$

Par exemple, la suite binaire 10101001 provenant d'un code correspondant à  $b_7 = 1$ ,  $b_6 = 0$ ,  $b_5 = 1$ ,  $b_4 = 0$ ,  $b_3 = 1$ ,  $b_2 = 0$ ,  $b_1 = 0$  et  $b_0 = 1$ , conformément à la relation 6.12, se représente par le polynôme :

$$\mu(x) = x^7 + x^5 + x^3 + 1$$

On dit d'un code linéaire qu'il est *polynomial* lorsque chacun de ses mots, exprimé sous forme polynomiale, est un multiple d'un polynôme  $g(x)$  dit *générateur*.

### 6.5.4 Codes cycliques

Les *codes cycliques* constituent un cas particulier de code polynomial. En effet, ils sont construits à partir d'un polynôme générateur  $g(x)$  de degré  $r$ , avec  $r = (n-k)$ , dont les coefficients  $b_{r-1}$  et  $b_0$  sont toujours égaux à 1.

Plus précisément, nous désignons par *code cyclique*  $(n, k)$  un code linéaire tel que toute permutation circulaire des bits d'un mot de ce code correspond encore à un mot de code. En tant que code polynomial, tout code cyclique est défini à partir d'un polynôme générateur unique  $g(x)$ . Ce dernier possède les quatre propriétés suivantes :

- le polynôme générateur correspond à la dernière ligne de la matrice génératrice  $\mathbf{G}$  du code;
- le polynôme générateur est de degré  $(n-k)$ ;
- chacune des lignes de la matrice génératrice  $\mathbf{G}$  est un multiple du polynôme générateur;
- tout mot d'un code cyclique est un multiple du polynôme générateur.

## Exemple 6.3

Considérons le code linéaire  $(7, 4)$  de matrice génératrice :

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

La première ligne correspond au polynôme  $p_1(x) = x^6 + x^2$ , la deuxième ligne au polynôme  $p_2(x) = x^5 + x$ , la troisième au polynôme  $p_3(x) = x^4 + x^2$ , alors que la dernière correspond au polynôme  $p_4(x) = x^3 + x$ . D'après la première propriété, le polynôme générateur correspond à la dernière ligne de  $\mathbf{G}$ . Ainsi, nous avons :

$$g(x) = p_4(x) = x^3 + x$$

De plus, conformément à la deuxième propriété,  $g(x)$  est de degré  $(n - k)$ , car  $(n - k) = 3$ . Par ailleurs, selon la troisième propriété, chacune des lignes de  $\mathbf{G}$  est un multiple du polynôme générateur  $g(x)$ . En effet, nous avons :

$$p_1(x) = x^6 + x^2 = (x^3 + x)(x^3 + x) = (x^3 + x)g(x)$$

$$p_2(x) = x^5 + x = (x^2 + 1)(x^3 + x) = (x^2 + 1)g(x)$$

$$p_3(x) = x^4 + x^2 = x(x^3 + x) = xg(x)$$

$$p_4(x) = x^3 + x = g(x)$$

Dans le contexte d'un code cyclique  $(n, k)$ , au polynôme  $i(x)$  représentant l'information à transmettre, le codeur ajoute une séquence de contrôle  $c(x)$  pour obtenir un polynôme  $\mu(x)$  représentant le mot de code à transmettre. Ce polynôme possède les trois propriétés suivantes :

– il est de degré  $(n - 1)$  et s'écrit sous la forme :

$$\mu(x) = b_{n-1}x^{n-1} + b_{n-2}x^{n-2} + \dots + b_1x^1 + b_0x^0$$

- ses coefficients sont tels que si le vecteur binaire  $(b_{n-1}, \dots, b_1, b_0)$  est un mot de code, la permutation circulaire  $(b_{n-2}, \dots, b_1, b_0, b_{n-1})$  est aussi un mot de code et vice versa;
- le mot de code  $\mu(x)$  associé au polynôme  $i(x)$  est défini par la relation suivante :

$$\mu(x) = x^{n-k} i(x) + r(x) \quad (6.13)$$

où  $r(x)$  est un polynôme de degré inférieur à  $(n - k)$ , appelé polynôme ou séquence de contrôle (*checksum*), qui correspond au reste de la division de  $x^{n-k} i(x)$  par le polynôme générateur  $g(x)$ .

Compte tenu de cette dernière propriété, pour coder un mot  $\mu(x)$  d'un code cyclique  $(n, k)$ , il suffit d'effectuer une division dont résulte le terme  $r(x)$ , et de là obtenir  $\mu(x)$ , conformément à la relation 6.13. À la réception, on divise le mot reçu par le même polynôme  $g(x)$ . Lorsque le reste  $r(x)$  est nul, on considère qu'il n'y a pas eu d'erreur au cours de la transmission du mot  $\mu(x)$ .

Pour calculer la séquence de contrôle  $c$  d'un message  $i(x)$  à partir d'un polynôme générateur  $g(x)$  de degré  $r = n - k$ , on peut utiliser l'algorithme suivant :

- Étape 1* Ajouter  $r$  bits 0 à droite de la séquence de bits correspondant au vecteur information  $i$ , donnant ainsi une suite binaire  $s$  de longueur  $n = (k + r)$  qui correspond au polynôme  $x^r i(x)$ .
- Étape 2* Diviser (division modulo 2) la suite binaire  $s$  ainsi obtenue par celle qui correspond au polynôme générateur  $g(x)$  pour obtenir la séquence de contrôle  $c$  comme le reste de cette division.

#### Exemple 6.4

---

Soit à calculer la séquence de contrôle correspondant au message 1 0 1 1 1 0 1 1 0 d'un code généré par le polynôme  $g(x) = x^4 + x^2 + 1$ .

Étant donné que les informations sont de longueur  $k = 9$  et le polynôme générateur de degré  $r = 4$ , on a alors  $n = k + r = 13$ . Il s'agit donc d'un code  $(n, k) = (13, 9)$ . La suite binaire correspondant au polynôme générateur  $g(x)$  est  $g = 1 0 1 0 1$ .



Toujours dans un contexte de codage cyclique, le décodeur connaît le polynôme générateur  $g(x)$ . Ainsi, lorsqu'il reçoit un vecteur binaire, représenté par  $\mu(x)$ , le décodeur tente de le diviser par le polynôme générateur  $g(x)$ , ce qui revient finalement à un calcul du syndrome de  $\mu(x)$ . Ainsi, tout message sera considéré correct si le syndrome de  $\mu(x)$  est un vecteur nul, ce qui revient à dire que le reste de la division de  $\mu(x)$  par  $g(x)$  est nul.

Tout compte fait, qu'il s'agisse de codage ou de décodage de codes cycliques, l'opération de base consiste en une division de polynômes, ce qui peut se réaliser en utilisant des registres à décalages. Ces derniers rendent possible la mise au point de circuits linéaires de commutation pour la multiplication et la division de polynômes.

Les codes cycliques sont souvent utilisés pour la détection d'erreurs, auquel cas ils prennent le nom de *code CRC (Cyclic Redundancy Check)*. Les codes CRC les plus fréquemment utilisés sont :

le CRC-12 avec  $g(x) = 1 + x + x^2 + x^3 + x^{11} + x^{12}$

le CRC-16 avec  $g(x) = 1 + x^2 + x^{15} + x^{16}$

le CRC-CCITT avec  $g(x) = 1 + x^5 + x^{12} + x^{16}$

Pour les applications qui exigent une plus grande capacité de détection d'erreurs, un code plus puissant de polynôme générateur a été proposé :

$$g(x) = 1 + x + x^2 + x^4 + x^5 + x^7 + x^8 + x^{10} + x^{11} + x^{12} + x^{16} + x^{22} + x^{23} + x^{26} + x^{32}$$

### 6.5.5 Utilisation pratique des codes

Parmi la variété des codes linéaires binaires existants, les plus utilisés en pratique sont le *code de Hamming*, le *code de Golay* et les *codes BCH (Bose-Chaudhuri-Hocquenghem)*.

La classe des codes de Hamming peut être caractérisée par un certain nombre de paramètres qui sont :

$$n = 2^m - 1, \text{ avec } m \geq 3$$

$$k = 2^m - (m + 1)$$

$$n - k = m$$

$$d_{\min} = 3$$

Un tel code, de distance minimum 3, est capable de corriger toute erreur isolée ou de détecter toute combinaison de deux erreurs au plus.

Il arrive qu'on ajoute un bit de parité au code de Hamming pour obtenir ce qu'il est convenu d'appeler un *code de Hamming étendu*. Dans ce cas, le nouveau code obtenu est caractérisé par les paramètres suivants :

$$n = 2^m, \text{ avec } m \geq 3$$

$$k = 2^m - (m + 1)$$

$$n - k = m + 1$$

$$d_{\min} = 4$$

De distance minimum 4, le code de Hamming étendu est capable aussi bien de corriger toute erreur isolée et de détecter les erreurs doubles que de détecter les combinaisons de trois erreurs.

Le *code de Golay* est un code cyclique (23, 12), de distance minimum 7, qui peut être généré par l'un ou l'autre des polynômes suivants :

$$g(x) = 1 + x^2 + x^4 + x^5 + x^6 + x^{10} + x^{11}$$

$$g(x) = 1 + x + x^5 + x^6 + x^7 + x^9 + x^{11}$$

En ajoutant un bit de parité à ce code, on obtient un *code de Golay étendu* (24, 12).

Quant aux *codes BCH*, ce sont des codes cycliques caractérisés, pour la plupart, par un certain nombre de paramètres qui sont :

$$n = 2^m - 1, \text{ avec } m \geq 3$$

$$n - k \leq mt$$

$$d_{\min} \geq 2t + 1$$

où  $t$  désigne la *capacité de correction d'erreurs* du code. L'étude de ces codes requiert des développements algébriques qui débordent le cadre de ce manuel.

## 6.6 CODAGE CONVOLUTIONNEL

Les *codes convolutionnels* constituent une classe de codes systématiques dans lesquels le codeur reçoit les données sous la forme de suites binaires de longueur  $k$  et les restitue à la sortie sous la forme de groupes de  $n$  bits, avec  $n > k$ . Autrement dit, le codeur ajoute  $(n - k)$  bits de redondance ou de contrôle à chaque groupe de  $k$  bits d'information reçus. Cependant, contrairement au codage par bloc dans lequel le vecteur de contrôle  $c(j)$  associé au vecteur information  $i(j)$  soumis au codeur n'est fonction que de  $i(j)$ , en codage convolutionnel,  $c(j)$  dépend non seulement du vecteur information  $i(j)$  courant, mais aussi de certains vecteurs information précédents. On dit alors que le codeur est à *mémoire*.

Les codes convolutionnels conviennent particulièrement aux applications en temps différé et à celles dans lesquelles les séquences binaires sont traitées en série ou bit par bit, plutôt que sous la forme de grands paquets. Ils sont caractérisés par leur processus de décodage qui repose sur un algorithme séquentiel. En effet, le décodage s'effectue bit par bit, en attribuant à chaque bit décodé une probabilité d'exactitude qui augmente au fur et à mesure que les symboles suivants sont décodés. Ainsi, lorsqu'un bit (ou ceux qui lui sont antérieurs) est détecté erroné, le décodeur effectue un retour en arrière pour inverser le bit douteux, puis recommence sa progression. Ce qui nécessite, d'une part, la disponibilité de mémoires tampons pour garder les suites binaires transmises mais non encore contrôlées, et d'autre part une restitution à vitesse variable des bits d'information.

Les codes convolutionnels possèdent une grande capacité de correction, liée principalement à leur facilité de décodage. Cependant, compte tenu des multiples exigences inhérentes à leur mise en œuvre, on leur a souvent préféré les codes par bloc dans la plupart des applications de transmission de données.

---

## EXERCICES

**6.1** Définissez les concepts suivants :

- erreurs isolées
- paquet d'erreurs de longueur  $l$
- taux d'erreur
- taux d'erreur résiduelle
- longueur d'un mot de code
- efficacité d'un code
- taux d'erreur brut d'un code
- redondance d'un code
- codage systématique
- taux de code.

**6.2** Précisez le rôle respectif des éléments suivants dans un système de transmission numérique :

- émetteur
- codeur
- modulateur
- démodulateur
- décodeur
- récepteur.

**6.3** En quoi consiste le codage? Comment intervient-il dans la protection contre les erreurs, qui doit être garantie dans un système de transmission?

**6.4** Quel est, selon vous, la différence qui existe entre un mot de code et un code?

**6.5** Qu'est-ce qui distingue un code à parité simple d'un code à parités entrelacées?

6.6 Considérons le texte ASCII binaire suivant :

1001001	0100000	1001100	1001111	1010110
1000101	0100000	1011001	1001111	0101110

Vérifiez-en l'exactitude en y exerçant un contrôle de parités entrelacées.

6.7 Donnez les caractéristiques des codes à distance limite.

6.8 Un code est caractérisé par les paramètres suivants :

- chaque message est composé de 800 bits, dont 775 sont utiles;
- on détecte les trois quarts des 30 % de bits incorrectement reçus;
- sur chaque groupe de 1000 messages, 10 messages en moyenne sont erronés;
- la correction des messages se fait par retransmission.

a) Quel est le pourcentage d'erreurs non détectées de ce code?

b) Déterminez le taux d'erreur brut et la redondance de ce code.

6.9 En quoi consiste la retransmission continue? Qu'est-ce qui la distingue de la retransmission avec arrêt et attente? Quels sont ses avantages et ses inconvénients?

6.10 En quoi consiste le mécanisme d'anticipation sur lequel repose la retransmission continue?

6.11 Qu'est-ce qui, selon vous, justifie l'appellation équivalente de « *go-back-p ARQ* » dévolue à la méthode de correction d'erreurs par retransmission continue?

6.12 En quoi consiste la retransmission à répétition sélective? Dans quel contexte se recommande-t-elle? Quels sont ses avantages et ses inconvénients?

6.13 Qu'est-ce qui distingue le codage par bloc du codage convolutionnel?

- 6.14** Qu'entend-on par distance de Hamming d'un code? Quel renseignement pratique nous apporte-t-elle?
- 6.15** Donnez les caractéristiques d'un code linéaire.
- 6.16** Soit un code cyclique, de polynôme générateur  $g(x) = x^5 + x^3 + x^2 + 1$ . Déterminez le mot de code correspondant au message 1 0 1 0 0 1 1 1 0 1 0 1 0 1.
- 6.17** Déterminez le nombre de messages (ou informations utiles) et le nombre de mots de code d'un code (4,3).
- 6.18** On détecte sur une ligne de transmission les deux tiers des 30 % de bits incorrectement reçus. Quel est le taux d'erreur résiduelle?
- 6.19** Soit la séquence 11011010110101010101110001011011 enregistrée à la sortie d'un décodeur et correspondant à un code (8, 5). Déterminez les valeurs de  $n$ ,  $k$  et de  $r$ , le nombre  $b$  de blocs ou mots de code de la séquence, ainsi que les valeurs de  $i(j)$  et  $c(j)$ , pour  $j$  variant de 1 à  $b$ .
- 6.20** Soit les trois paires de mots (11011, 01000), (00011, 11001) et (11111, 01110). Déterminez les valeurs minimums de distance et de poids de Hamming respectivement.
- 6.21** Soit un code cyclique (6, 3) défini par la matrice génératrice suivante :

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

- a) Déterminez le polynôme générateur  $g(x)$  de ce code.
- b) Montrez que chaque ligne de  $\mathbf{G}$  peut s'écrire sous la forme d'un produit de polynômes  $p(x)g(x)$ .

- c) On veut envoyer la séquence 110 sur la ligne de transmission. Quelle est la suite binaire que doit restituer le codeur?
- d) Calculez le syndrome du vecteur  $\mathbf{v} = 100011$ . Ce vecteur, représente-t-il un mot de code? Justifiez votre réponse.
- e) Construisez le tableau standard associé à ce code. Comment un décodeur peut-il utiliser un tel tableau pour vérifier l'exactitude ou tenter de corriger les suites binaires suivantes :

000110    000101    110010    101011    100010

- 6.22 Donnez, de façon succincte, les caractéristiques des codes convolutionnels. À quels types d'application conviennent-ils?
- 6.23 Suggérez une façon d'utiliser les codes détecteurs d'erreurs dans la vérification de l'intégrité des fichiers informatiques.
- 6.24 Votre compagnie loue actuellement une liaison par câble entre Montréal et Québec (ou entre Paris et Lyon) pour la transmission de données. La correction d'erreurs se fait par retransmission de type *Stop & Wait ARQ* (retransmission avec arrêt et attente). Vous envisagez de louer une liaison satellite. Préconiseriez-vous la même technique de correction d'erreurs?
- 6.25 Exposez le principe de décodage des codes convolutionnels.
- 6.26 Répondez par *vrai* ou *faux* aux assertions suivantes.
  - a) Les bits de redondance permettent au démodulateur de reconnaître les séquences correctes.
  - b) Sur une liaison téléphonique, le taux d'erreur est généralement de l'ordre de  $10^{-6}$ .
  - c) Le contrôle de parité simple permet de déterminer la position exacte du bit erroné.
  - d) Le code « 6 dont 4 » est constitué de 15 mots de code.

- e) Les bits de contrôle d'un bloc  $j$  sont toujours fonction du seul bloc  $i$  ( $j$ ) en codage systématique.
- f) Le poids de Hamming correspond au nombre de bits « 1 » dans un mot.
- g) La même matrice identité est utilisée dans la structure des matrices  $\mathbf{G}$  et  $\mathbf{H}$ .
- h) Un syndrome nul entraîne la plupart du temps un vecteur d'erreur nulle.
- i) Chacun des mots d'un code cyclique est un multiple d'un polynôme générateur.

---

**BIBLIOGRAPHIE**

- V. K. BHARGAVA, D. HACCOUN, R. MATYAS et P.P. NUSPL, *Digital Communications by Satellite : Modulation, Multiple Access and Coding*, Wiley, New York, 1981.
- R. E. BLAHUT, *Theory and Practice of Error Control Codes*, Reading, MA, Addison-Wesley, 1983.
- G. C. CLARK et J.B. CAIN, *Error-Correction Coding for Digital Communications*, Plenum Press, New York, 1981.
- A. DRUKAREV, D. J. COSTELLO, Jr., « Hybrid ARQ error control using sequential decoding », *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. IT-20, 1983, pp. 521-535.
- R. L. FREEMAN, *Telecommunication Transmission Handbook*, 2nd edition, Wiley, New York, 1981.
- R. G. GALLAGER, *Information Theory and Reliable Communication*, Wiley, New York, 1968.
- S. KALLEL et D. HACCOUN, « Sequential Decoding with an Efficient Partial Retransmission ARQ Strategy », *IEEE Transactions on Communications*, vol. 39, n° 2, 1991, pp. 208-213.
- S. KALLEL, *Stratégies efficaces de retransmissions pour systèmes de communications numériques avec codage convolusionnel*, Thèse de Ph.D., École Polytechnique de Montréal, Québec, Canada, juin 1988.
- P. LAVOIE, D. HACCOUN et Y. SAVARIA, « New VLSI Architectures for Fast Soft-Decision Threshold Decoders », *Transactions on Communications*, vol. 39, n° 2, 1991, pp. 200-207.
- S. LIN et D. J. COSTELLO, *Error Control Coding : Fundamentals and Applications*, Englewood Cliffs, New Jersey, Prentice Hall, 1983.

- C. MACCHI, J.-F. GUILBERT, *Téléinformatique, transport et traitement de l'information dans les réseaux et systèmes téléinformatiques*, 2<sup>e</sup> édition, Dunod, Paris, 1987.
- F. K. MATHIEU, *Codage convolutionnel et décodage à seuil de signaux de satellite*, Rapport technique, École Polytechnique de Montréal, Québec, 1983.
- M. NYULADZI, *Codes-blocs linéaires : protection sélective et décodage pondéré optimal*, Rapport technique, École Polytechnique de Montréal, Québec, 1985.
- J. P. ODENWALDER, « Error Control », *Data Communications, Networks, and Systems*, T. C. Bartee (ed.), Sams, Indianapolis, 1985, pp. 289-354.
- N. SHACHAM, « Performance of ARQ with sequential decoding over one-hop and two-hop radio links », *IEEE Transactions on Communications*, vol. COM-31, n<sup>o</sup> 10, 1983, pp. 1172-1180.
- G. UNGERBOECK, « Channel coding with multilevel/phase signals », *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. IT-28, n<sup>o</sup> 1, 1982, pp. 55-67.
- A. J. VITERBI, « A robust ratio-threshold technique to mitigate tone and partial band jamming in coded MFSK systems », *MILCOM '82 Proceedings*, vol. 1, Oct. 1982, pp. 22.4-1 à 22.4-5.
- J. K. WOLF, A. M. MICHELSON et A. H. LEVESQUE, « On the probability of undetected error for linear block codes », *IEEE Transactions on Communications*, vol. COM-30, n<sup>o</sup> 2, 1982, pp. 317-324.
- Y. YASUDA, Y. HIRATA, K. NAKAMURA et S. OTANI, « Development of variable-rate Viterbi decoder and its performance characteristics », *Proceedings of the Sixth International Conference on Digital Satellite Communications*, Sept. 1983, pp. XII-24 à XII-31.
- Y. YASUDA, K. KASHIBI et Y. HIRATA, « High-rate punctured convolutional codes for soft decision Viterbi decoding », *IEEE Transactions on Communications*, vol. COM-32, 1984, n<sup>o</sup> 3, pp. 315-319.



CHAPITRE 7

*TECHNIQUES DE MULTIPLEXAGE*



Comme nous l'avons vu au chapitre 4, tout canal de transmission ou liaison de données est caractérisé par une capacité qui indique la quantité d'informations qu'il véhicule par unité de temps. Dans le cas d'un *canal numérique*, cette quantité est mesurée en *bits par seconde* (bps). Néanmoins, il arrive souvent que les données échangées durant un intervalle de temps donné entre un émetteur et un récepteur n'utilisent pas toute la capacité du canal de transmission. Pour des raisons d'efficacité et dans un souci de diminuer les coûts de communication, il est paru nécessaire de regrouper sur une seule et même liaison de grande capacité le trafic provenant de plusieurs liaisons de plus faible débit. D'où le concept de *multiplexage* qui fait l'objet de ce chapitre. Nous allons d'abord exposer le principe du multiplexage, ce qui nous permettra par la suite d'en caractériser les divers types.

## 7.1 PRINCIPE DU MULTIPLEXAGE

Nous désignons par *multiplexage* un mécanisme de partage des liaisons selon lequel les données provenant de plusieurs liaisons de faible capacité sont regroupées en un bloc unique transmis sur une liaison de grande capacité; le *démultiplexage* est l'opération inverse. Ainsi, comme le montre la figure 7.1, multiplexage et démultiplexage répondent à un seul et même objectif : permettre à plusieurs utilisateurs de se partager un même support physique de transmission, en ayant l'impression d'être seul à utiliser ce support. Cette exploitation simultanée du support de transmission se justifie par deux facteurs : le coût des liaisons de transmission de grande capacité d'une part et, d'autre part, le fait que celles-ci ne soient pas toujours utilisées intégralement.

Les équipements qui rendent possible le regroupement de plusieurs liaisons de faible capacité en une liaison unique de plus grande capacité, et vice versa, prennent respectivement les noms de *multiplexeur* (MUX) et de *démultiplexeur* (DEMUX). Généralement, ces deux équipements sont intégrés en un seul, souvent désigné par le même terme de multiplexeur ou MUX, par abus de langage.

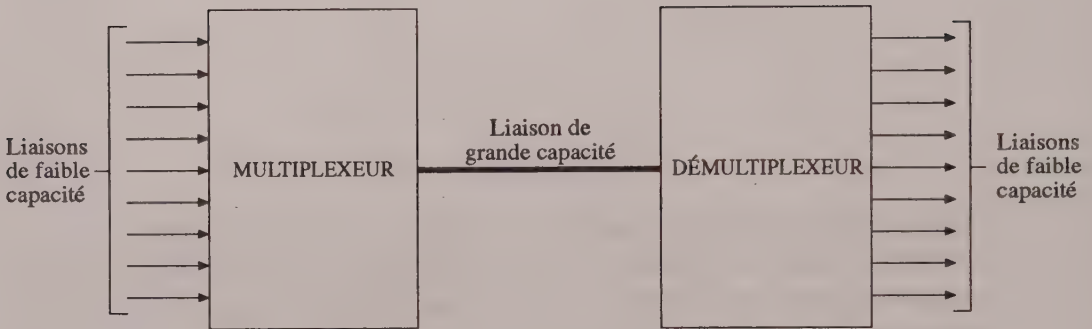


FIGURE 7.1

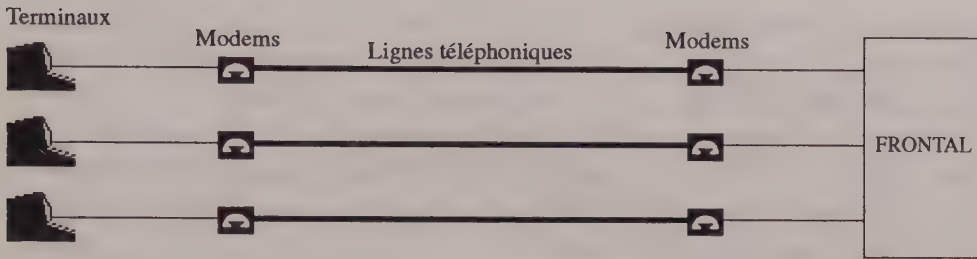
SCHÉMA DU PRINCIPE DU MULTIPLEXAGE.

La figure 7.2 illustre bien la différence entre un système ne disposant pas d'un multiplexeur et un autre qui en possède un. Il est donc évident que le recours aux multiplexeurs permet non seulement d'exploiter plus efficacement la ligne téléphonique, mais aussi d'épargner les coûts, dans ce cas, de deux lignes téléphoniques et de quatre modems.

Les multiplexeurs remplissent une variété de fonctions. En effet, outre la concentration du trafic provenant des liaisons de faible capacité, ils assurent la correction d'erreurs sur la liaison de grande capacité, la gestion de l'activité des terminaux et le basculement automatique sur des équipements de secours en cas de panne.

D'une manière générale, nous distinguons trois techniques de multiplexage :

- le *multiplexage par répartition en fréquence* (FDM pour *Frequency Division Multiplexing*);
- le *multiplexage par répartition dans le temps* (TDM pour *Time Division Multiplexing*), encore appelé TDM synchrone;
- le *multiplexage temporel statistique* (ATDM) ou TDM asynchrone.



a) Sans multiplexeur



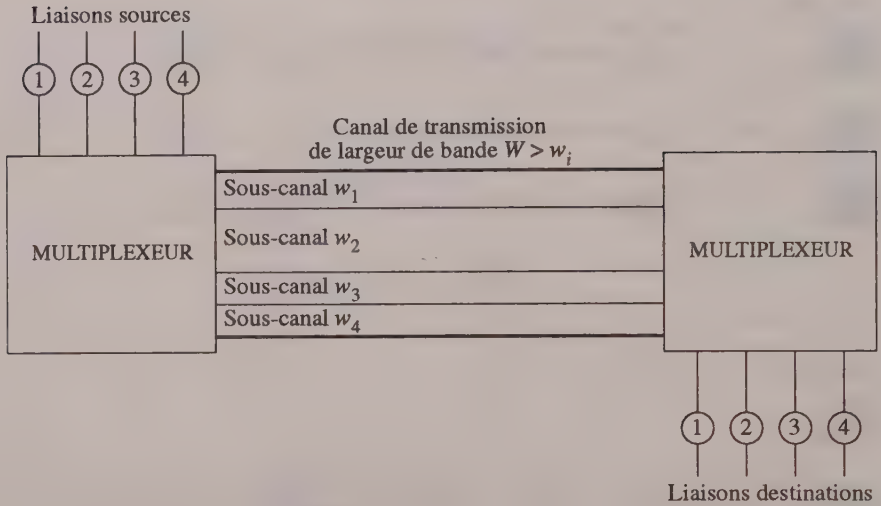
b) Avec multiplexeur

FIGURE 7.2

SYSTÈME SANS MULTIPLEXEUR ET SYSTÈME AVEC MULTIPLEXEUR.

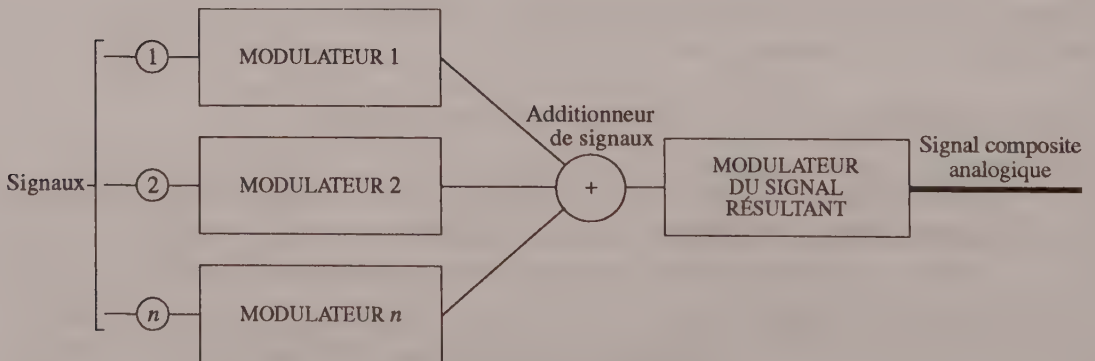
## 7.2 MULTIPLEXAGE PAR RÉPARTITION EN FRÉQUENCE

Le *multiplexage par répartition en fréquence* consiste essentiellement à diviser un canal de transmission d'une largeur de bande donnée en un certain nombre de sous-canaux de largeur de bande moindre, comme le montre la figure 7.3. En effet, à chacune des quatre sources 1, 2, 3 et 4 est associé un sous-canal de largeur de bande  $w_1$ ,  $w_2$ ,  $w_3$  et  $w_4$  respectivement, par lequel des signaux sont transmis aux liaisons destinataires 1, 2, 3 et 4. Cette division en sous-canaux est possible lorsque la largeur de bande du canal dépasse celle que requièrent les signaux à transmettre.



**FIGURE 7.3**  
*MULTIPLEXAGE PAR RÉPARTITION EN FRÉQUENCE.*

Ainsi, en utilisant des techniques de modulation, des signaux indépendants peuvent être convertis en différentes bandes de fréquence, puis additionnés pour donner un signal composite qui est alors transmis. La figure 7.4 en est une illustration.



**FIGURE 7.4**  
*CONVERSION DE SIGNAUX INDÉPENDANTS EN UN SEUL SIGNAL COMPOSITE MULTIPLEXÉ EN FRÉQUENCE.*

En se référant à cette dernière figure, les signaux destinés aux modulateurs peuvent être aussi bien analogiques (multiplexage de voix) que numériques (multiplexage de données). Cependant, le signal composite résultant, qui doit être transmis par le canal, est analogique. La conversion des signaux analogiques ou numériques entrants en un signal composite analogique, de largeur de bande centrée à une certaine fréquence porteuse, fait appel à des techniques de modulation qui ont été exposées au chapitre 3.

Les sous-canaux, regroupés en un canal de transmission multiplexé, peuvent avoir des largeurs de bande égales. Néanmoins, cela ne constitue nullement une exigence, pourvu que chaque signal modulé dispose d'une largeur de bande centrée autour de sa fréquence porteuse  $f_c$ , comme l'illustre la figure 7.5. Cependant, pour éviter des problèmes de *diaphonie*, ils doivent être séparés l'un de l'autre par ce qu'on appelle des *bandes de garde*. La figure 7.6 montre une série de sous-canaux  $i$ , de largeur de bande  $w_i = f_{2i} - f_{2i-1}$ , séparés des sous-canaux adjacents par des bandes de garde, avec  $i = 1, 2, \dots, n$ . Il est évident que la largeur de bande totale  $W$  du signal composite est supérieure à la somme des largeurs de bande  $w_i$  des différents sous-canaux.

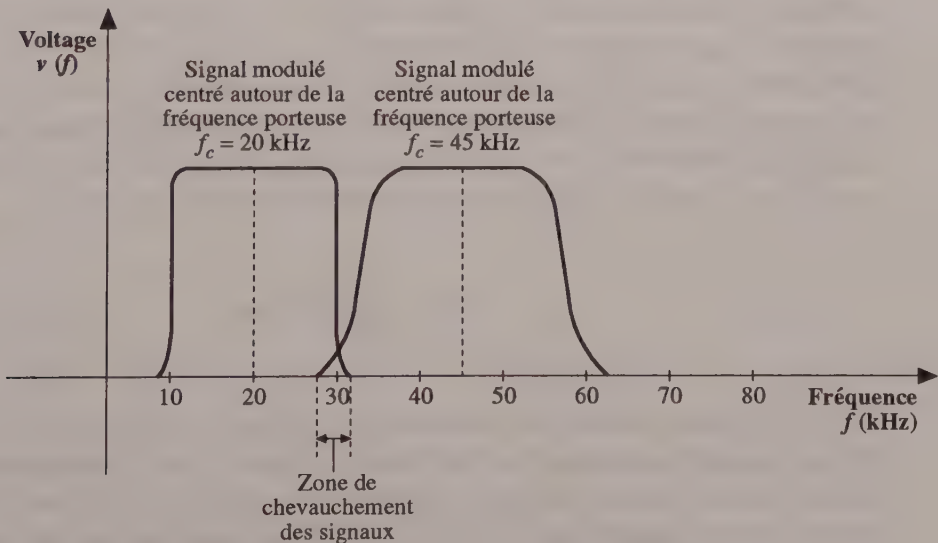


FIGURE 7.5

SIGNAUX MODULÉS À LARGEUR DE BANDE INÉGALE OBTENUS PAR MULTIPLEXAGE.

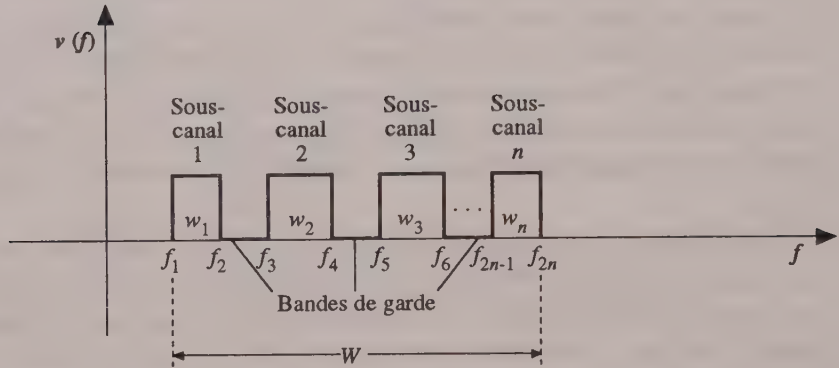


FIGURE 7.6

SÉPARATION DES SOUS-CANAUX PAR DES BANDES DE GARDE.

Considérons un ensemble de  $n$  signaux analogiques ou numériques notés  $s_1(t), s_2(t), \dots, s_n(t)$  qui doivent être multiplexés en un même canal analogique de transmission. Comme le montre la figure 7.7, chaque signal  $s_i(t)$  est modulé sur une porteuse de fréquence  $f_{ci}$  pour donner un signal analogique  $s_{ci}(t)$ , avec  $i = 1, 2, \dots, n$ . Le choix de  $f_{ci}$  est guidé en principe par le souci d'éviter tout chevauchement de largeurs de bande des signaux, comme l'illustre la figure 7.5, ce qui pourrait rendre théoriquement impossible la récupération des signaux sources. La sommation de tous les signaux analogiques résultants génère le signal composite  $s_c(t)$  de fréquence  $f_c$  :

$$s_c(t) = \sum_{i=1}^n s_{ci}(t) \quad (7.1)$$

C'est ce signal composite, éventuellement déplacé sur une autre fréquence porteuse par une modulation subséquente, donc transformé en  $s(t)$ , que l'émetteur transmet sur le canal de transmission. Lorsque le récepteur reçoit ce signal  $s(t)$ , il l'achemine à travers  $n$  filtres passe-bande. Chacun de ces filtres est de largeur de bande  $w_{ci}$  et centré à la fréquence  $f_{ci}$ , avec  $i = 1, 2, \dots, n$ . À ce stade, le signal composite  $s(t)$  est décomposé et chaque composante démodulée pour restituer les signaux d'origine  $s_1(t), s_2(t), \dots, s_n(t)$ .

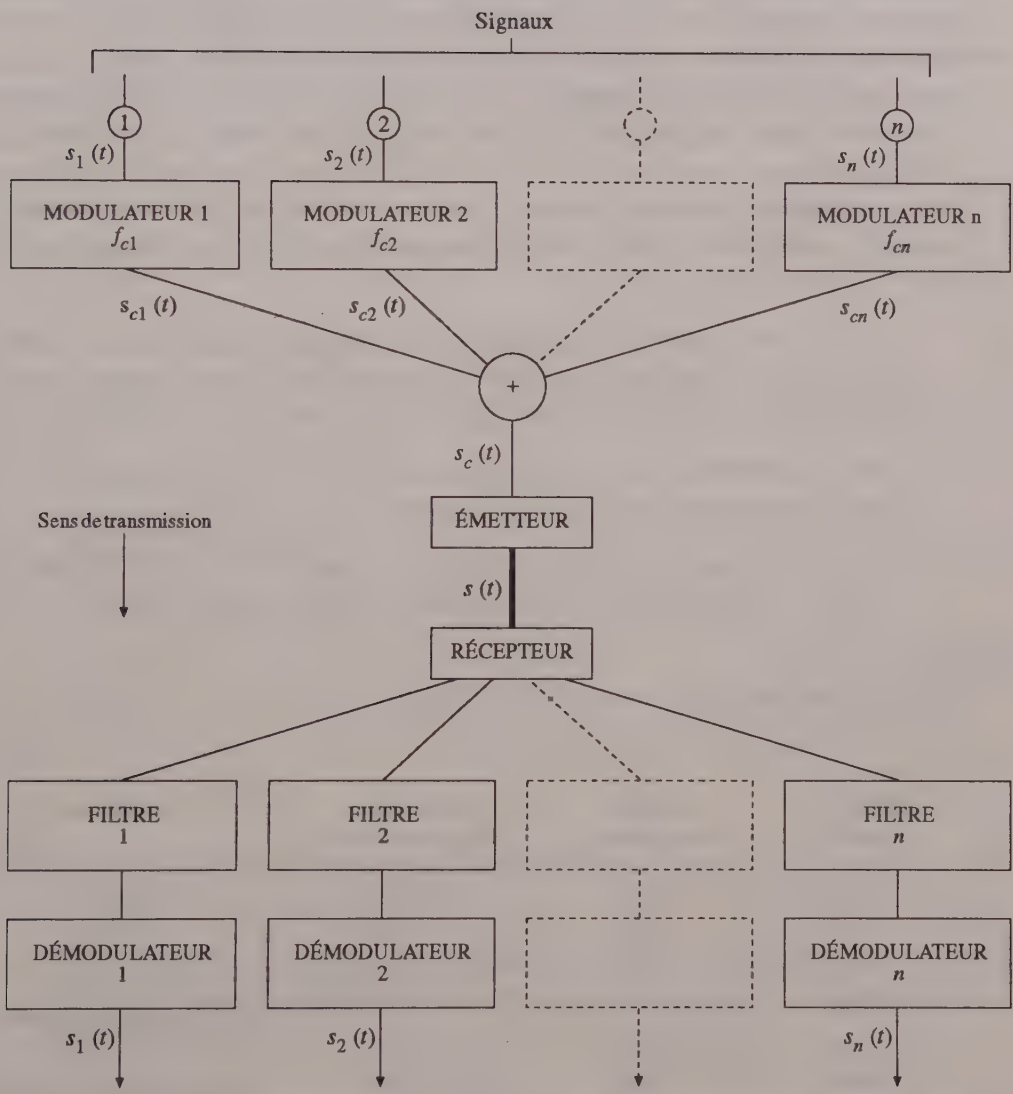


FIGURE 7.7

DIFFÉRENTES ÉTAPES DU MULTIPLEXAGE PAR RÉPARTITION EN FRÉQUENCE.

Il convient de mentionner que le signal d'origine peut être modulé plusieurs fois, selon un schéma hiérarchique de multiplexage par répartition en fréquence. De tels schémas font l'objet d'un certain degré de normalisation à travers le monde. Dans ce contexte, la transmission de la voix en téléphonie utilise une hiérarchie de 12 canaux analogiques de 4 kHz chacun. Chaque canal utilise 3 kHz effectivement à des fins de transmission, l'autre kHz étant exploité sous la forme de deux bandes de garde de 500 Hz chacune. Plus précisément, le schéma proposé par la firme américaine AT & T et présenté au tableau 7.1 comprend plusieurs niveaux, dont les trois premiers se définissent comme suit :

- dans un premier temps, 12 canaux de voix de largeur de bande 4 kHz chacun sont combinés pour donner un *groupe*; le signal résultant a une largeur de bande de 48 kHz (12 fois 4 kHz) et se situe dans la bande passante allant de 60 à 108 kHz;
- dans un deuxième temps, 5 groupes représentant 60 (5 fois 12) canaux vocaux sont combinés pour donner un *super-groupe*;
- dans un troisième temps, 10 supergroupes totalisant 600 (10 fois 60) canaux de voix sont combinés pour donner un *maître-groupe (mastergroup)*.

TABLEAU 7.1

NORME DE HIÉRARCHISATION DE SYSTÈME FDM MISE AU POINT PAR AT & T ET UTILISÉE EN AMÉRIQUE DU NORD

Nombre de canaux	Largeur de bande (MHz)	Spectre de fréquences (MHz)	Appellation
12	0,048	0,06 – 0,108	Groupe
60	0,24	0,312 – 0,552	Super-groupe
600	2,52	0,564 – 3,084	Maître-groupe
$N \times 600$	...	...	Maître-groupe multiplex
3 600	16,984	0,564 – 17,548	Jumbogroupe
10 800	57,442	3,124 – 60,566	Jumbogroupe multiplex

Le processus se poursuit ainsi, jusqu'à saturation de la largeur de bande du canal de transmission reliant l'émetteur au récepteur. Comme le montre la figure 7.8, dans le cas du groupe, la modulation des signaux utilise des fréquences porteuses allant de

60 à 108 kHz. Pour le supergroupe, chaque groupe est considéré comme un canal composite unique de 48 kHz, modulé pour produire un signal résultant dans la bande 312-552 kHz. Dans le cas du maître-groupe, les signaux à moduler, qui sont au nombre de 60, ont chacun 240 kHz de largeur de bande et conduisent à 600 canaux de voix. La largeur de bande du maître-groupe est de 2,52 MHz.

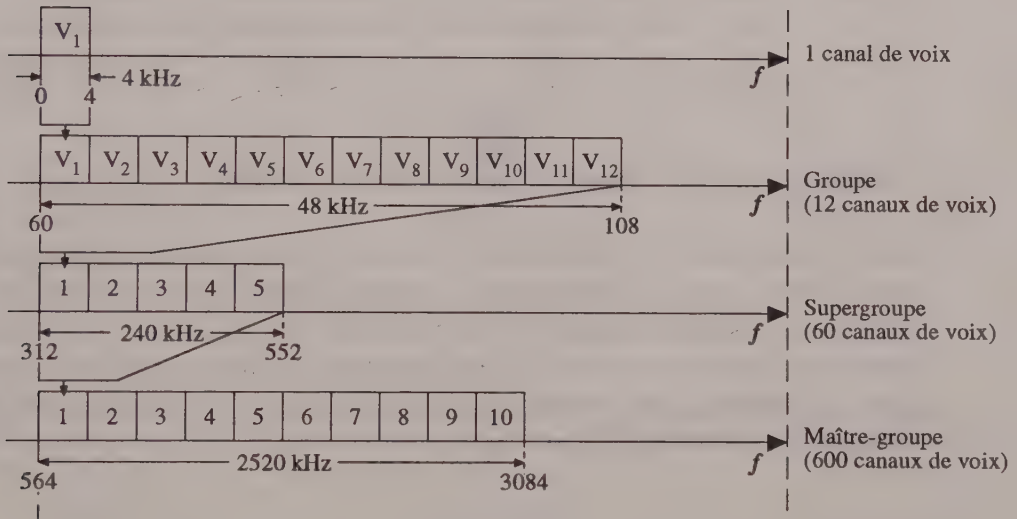


FIGURE 7.8

HIÉRARCHISATION DE SYSTÈME FDM, SELON LE SCHÉMA PARTIEL AT & T.

Mentionnons enfin qu'il existe une norme internationale pour la hiérarchisation de système FDM. Différente de celle mise au point par AT & T, cette norme a été proposée par le CCITT. Le tableau 7.2 en est une synthèse.

Le multiplexage par répartition en fréquence constitue la méthode la plus utilisée pour l'exploitation de liaisons de grande capacité, comme les câbles coaxiaux, les systèmes à micro-ondes et les liaisons par satellite. Il est très répandu dans les applications de type télévision et radiodiffusion, même si à l'origine il était surtout utilisé dans les communications téléphoniques.

TABLEAU 7.2

NORME DE HIÉRARCHISATION DE SYSTÈME FDM PRÉCONISÉE PAR LE CCITT

Nombre de canaux	Largeur de bande (MHz)	Spectre de fréquences (MHz)	Appellation
12	0,048	0,06 – 0,108	Groupe
60	0,24	0,312 – 0,552	Supergroupe
300	1,232	0,812 – 2,044	Maître-groupe
900	3,872	8,516 – 12,388	Supermaître-groupe

### 7.3 MULTIPLEXAGE PAR RÉPARTITION DANS LE TEMPS

Le *multiplexage par répartition dans le temps* ou, plus simplement *multiplexage temporel* (TDM), consiste à transmettre sur un même canal plusieurs signaux en accordant une tranche de temps à chaque signal. Ces signaux sont généralement de type numérique, mais ils peuvent être aussi de type analogique. Dans ce dernier cas, ils doivent servir de porteur à des données numériques. La figure 7.9 illustre le principe du multiplexage par répartition dans le temps.

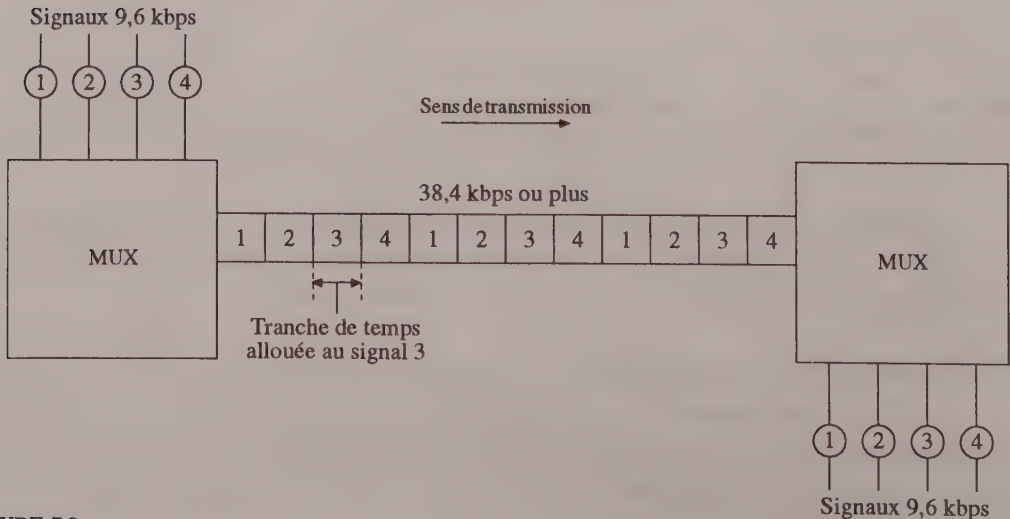


FIGURE 7.9

PRINCIPE DU MULTIPLEXAGE TEMPOREL (TDM).

Nous distinguons deux variantes dans le multiplexage temporel : le *multiplexage par bit* et le *multiplexage par caractère*. Le multiplexage par bit est une technique numérique qui consiste à entrelacer des bits prélevés un à un de chaque liaison de faible capacité reliée par exemple à un terminal, et à transmettre la séquence ainsi formée sur une liaison de grande capacité. À l'autre extrémité de celle-ci, la séquence est démultiplexée pour restituer un bit à chaque liaison de faible capacité. Le multiplexage temporel par caractère reprend le même principe en procédant, non plus bit par bit, mais caractère par caractère, comme le montre la figure 7.10.

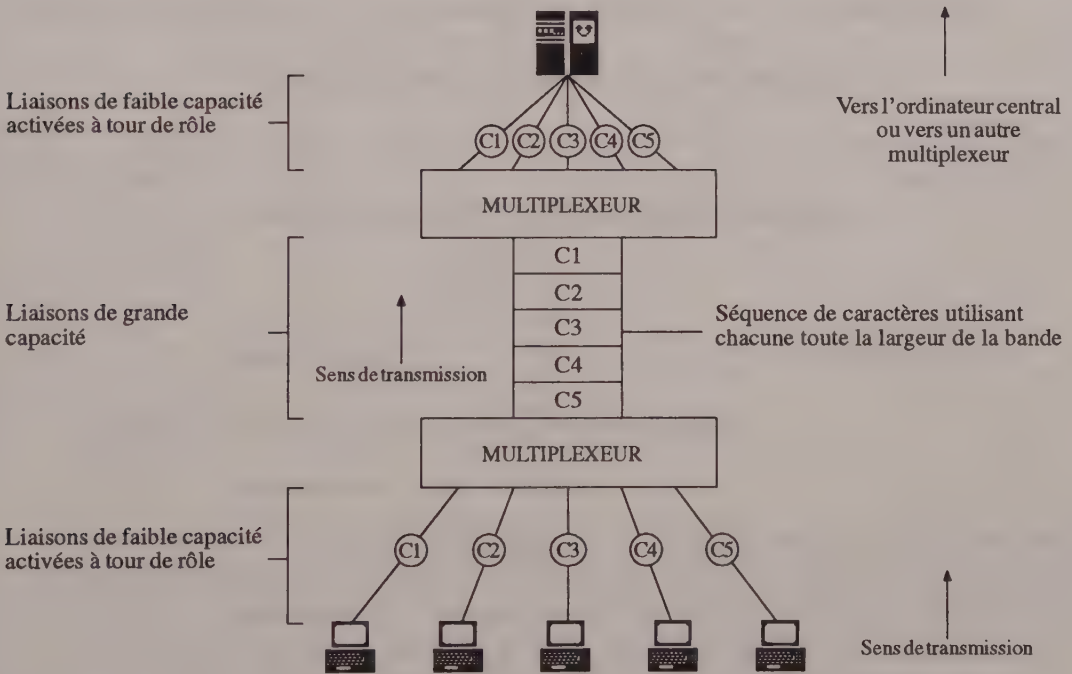


FIGURE 7.10  
MULTIPLEXAGE TEMPOREL PAR CARACTÈRE.

Il existe une différence fondamentale entre le multiplexage par répartition en fréquence et le multiplexage par répartition dans le temps. En effet, alors qu'en multiplexage par répartition en fréquence les signaux se propagent en même temps, mais à des fréquences différentes, c'est plutôt l'inverse qui se produit en multiplexage temporel : tous les signaux utilisent les mêmes fréquences mais à des moments différents.

Un ensemble de  $n$  signaux, considérés à toutes fins utiles comme numériques et notés  $s_1(t), s_2(t), \dots, s_n(t)$  doivent être multiplexés en un même canal analogique de transmission. Comme le montre la figure 7.11, chaque signal  $s_i(t)$  est gardé temporairement dans une mémoire dite tampon, sous la forme d'un bit ou d'un caractère selon le cas. Ces tampons sont par la suite balayés dans l'ordre séquentiel pour générer un train de données  $s_c(t)$  qui est au moins égal à la somme des signaux entrants  $s_i(t)$ . C'est ce signal composite  $s_c(t)$ , préalablement transformé en  $s(t)$  par un modem le cas échéant, qui est acheminé sur le canal de transmission analogique. Le modem à l'autre bout, qui reçoit du canal le signal multiplex  $s(t)$ , démodule ce dernier en  $s_c(t)$  qui est par la suite démultiplexé, puis restitué aux tampons destinataires sous la forme de bit ou de caractère.

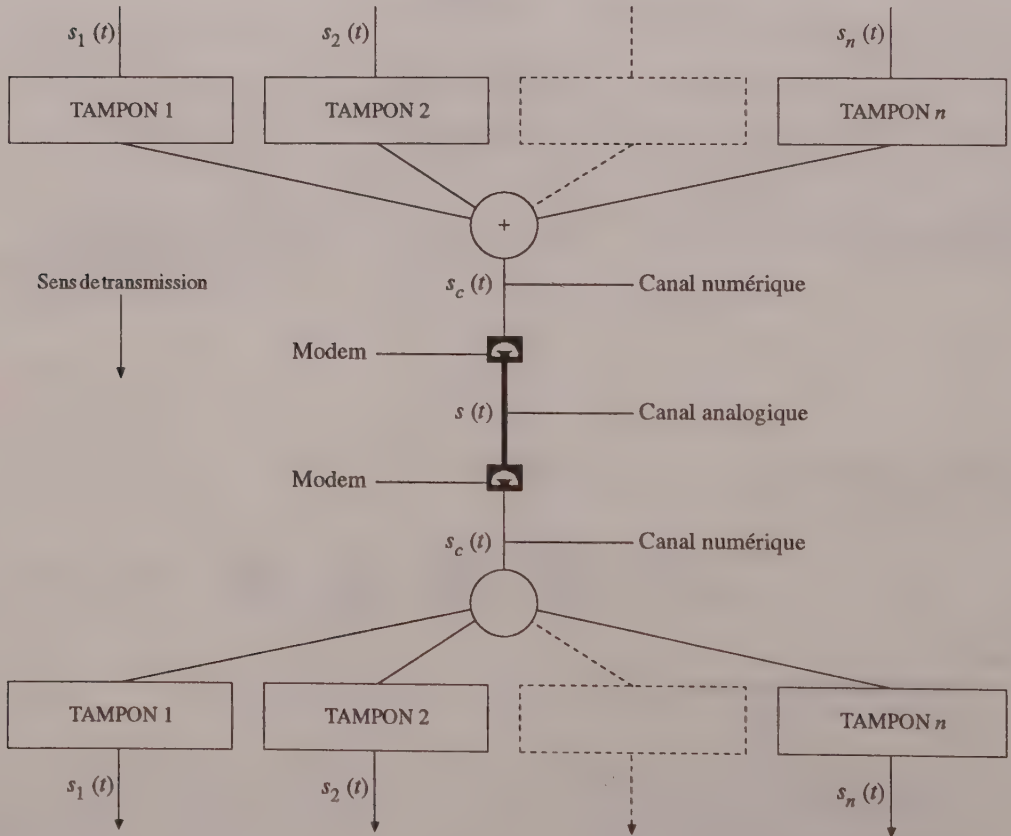


FIGURE 7.11

DIFFÉRENTES ÉTAPES DU MULTIPLEXAGE TEMPOREL.

Chaque signal composite  $s_c(t)$  constitue une *trame*. Comme le montre la figure 7.12, une trame TDM est constituée de  $n$  tranches de temps, représentant chacune un cycle de balayage des  $n$  tampons où sont gardés temporairement les bits ou caractères correspondant aux signaux soumis. Étant donné que toutes les sources n'ont pas toujours des données à émettre, certaines tranches de la trame peuvent être vides. En outre, les tranches de temps sont fixes et assignées à l'avance; c'est la raison pour laquelle cette technique de multiplexage est souvent qualifiée de *TDM synchrone*.

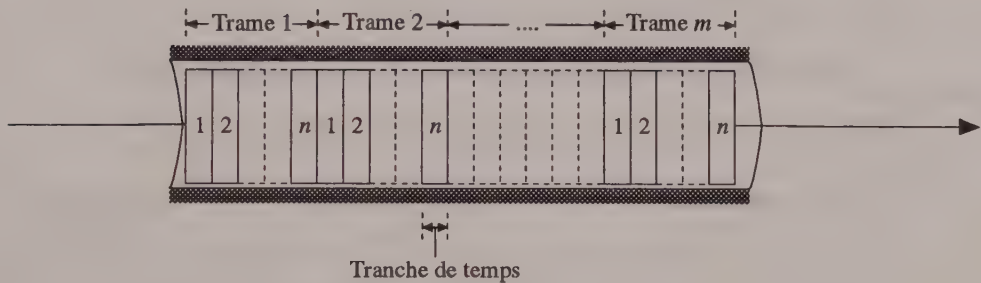


FIGURE 7.12

SUCCESSION DE TRAMES TDM SUR UN CANAL DE TRANSMISSION.

La conception d'un multiplexeur à répartition de temps connaît de nombreuses complications, la plus notable étant la synchronisation des différentes sources de données. En effet, compte tenu du fait que chaque source dispose de sa propre horloge, toute variation de l'une ou l'autre de ces horloges compromet la synchronisation du multiplexeur. Pour y remédier, nous utilisons une technique nommée *bourrage avec des impulsions supplémentaires (pulse stuffing)* qui permet d'avoir, quand on fait abstraction des bits de verrouillage de trame, un débit binaire à la sortie du multiplexeur plus élevé que la somme des débits entrants.

Tout comme le multiplexage par répartition en fréquence, le multiplexage temporel a été également développé selon des schémas hiérarchiques. Le tableau 7.3 présente la norme de hiérarchisation utilisée en Amérique du Nord et au Japon, et le tableau 7.4 celle qui est préconisée sur le plan international par le CCITT.

TABLEAU 7.3

NORME DE HIÉRARCHISATION DE SYSTÈME TDM UTILISÉE EN AMÉRIQUE DU NORD ET AU JAPON

Numéro du signal numérique	Nombre de canaux de voix	Débit binaire (Mbps)
DS-1	24	1,544
DS-1C	48	3,152
DS-2	96	6,312
DS-3	672	44,736
DS-4	4 032	274,176

TABLEAU 7.4

NORME DE HIÉRARCHISATION DE SYSTÈME TDM PRÉCONISÉE PAR LE CCITT

Numéro du niveau	Nombre de canaux de voix	Débit binaire (Mbps)
1	30	2,048
2	120	8,448
3	480	34,368
4	1 920	139,264
5	7 680	565,148

Toute la hiérarchisation du système TDM proposée par AT & T repose sur le format de transmission DS-1 qui, comme l'indique le tableau 7.3, rend possible le multiplexage de 24 canaux de voix. En effet, comme l'illustre la figure 7.13, une trame TDM dans le format DS-1 contient 8 bits par canal, auxquels s'ajoute un bit de verrouillage de trame destiné à la synchronisation, pour un total de 193 bits ( $8 \times 24 + 1$ ). Un tel format de transmission peut être utilisé avec des canaux de voix, des canaux de données, ou un mélange de canaux de voix et de données.

Le multiplexage temporel présente deux inconvénients. D'abord, il ne corrige pas les erreurs se produisant sur la liaison de grande capacité, ce qui peut causer une altération des caractères venant d'une ou de plusieurs lignes de faible capacité. Ensuite, il entraîne une exploitation inefficace de la liaison de grande capacité. En effet, étant donné que le TDM alloue une tranche de temps fixe sur la liaison de grande capacité à chaque

ligne de faible capacité, active ou non, il arrive incidemment que des bits ou caractères de remplissage soient insérés dans la séquence d'informations à transmettre. Pour y remédier, on a proposé la variante appelée *multiplexage temporel statistique* (ATDM pour *Asynchronous Time Division Multiplexing*).

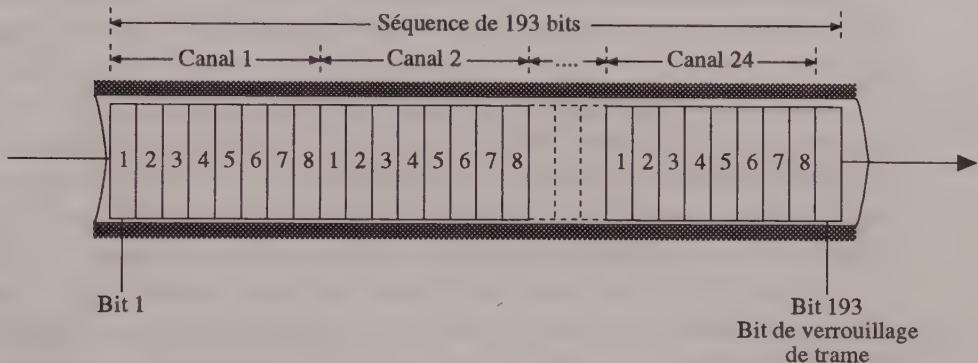


FIGURE 7.13

TRAME TDM SELON LE FORMAT DE TRANSMISSION DS-1.

## 7.4 MULTIPLEXAGE TEMPOREL STATISTIQUE

Comme nous venons de le voir à la section précédente, les tranches de temps allouées aux différentes sources dans le multiplexage par répartition dans le temps, ou TDM synchrone, ne sont pas toujours utilisées. En effet, les terminaux qui constituent en général les sources de données les plus courantes, même lorsqu'ils sont tous actifs, peuvent à un moment donné ne pas avoir de données à transmettre. Ce qui donne lieu à des instants de silence qui constituent autant de tranches de temps gaspillées sur le canal de transmission de grande capacité. D'où l'idée du *multiplexage temporel statistique* ou *TDM asynchrone* (ATDM).

### 7.4.1 Principe de base

Le *multiplexage temporel statistique*, encore appelé *TDM intelligent*, consiste à allouer dynamiquement des tranches de temps aux seules liaisons de faible capacité qui ont

effectivement des données à transmettre à un instant donné. Une telle méthode permet une gestion plus efficace de la liaison de grande capacité, en évitant d'envoyer sur celle-ci les intervalles de silence occasionnés par l'octroi de tranches de temps à des terminaux n'ayant rien à transmettre.

Comme le montre la figure 7.14, le multiplexeur temporel statistique se présente sous la forme d'un équipement à  $n$  liaisons d'entrée/sortie qui génère des trames constituées seulement à partir de  $m$  tranches de temps, avec  $m < n$ . Pour l'exemple de la figure,  $n = 5$  et  $m = 3$ . À chaque liaison d'entrée/sortie est associé un tampon qui sert à garder temporairement les données émises ou devant être reçues par le terminal qu'elle dessert. Ainsi, à l'émission, le multiplexeur scrute (balaie) un à un les tampons d'entrée pour déterminer ceux qui contiennent des données, puis amorce le processus de formation d'une trame. Lorsqu'une trame est complétée, elle est acheminée sur la liaison de grande capacité d'où elle sera reçue et traitée par le multiplexeur. Ce traitement consiste essentiellement à restituer aux tampons de sortie appropriés les tranches de données qui constituent la trame. De cette manière, il est clair que le débit binaire de la liaison de grande capacité est inférieur à la somme des débits binaires des liaisons de faible capacité, puisque celles-ci ne sont pas nécessairement toutes actives, tout le temps. En conséquence, pour un même canal multiplexeur de capacité donnée, le multiplexeur temporel statistique peut desservir un plus grand nombre d'équipements que le multiplexeur temporel synchrone n'en permet.

#### 7.4.2 Considérations pratiques

Pour la simplicité de l'exposé, nous avons jusqu'ici considéré un modèle de multiplexeur temporel statistique dans lequel les données entrées étaient prélevées à l'instant même où elles étaient placées dans leur tampon respectif. Cela ne reflète pas toujours la réalité. En effet, conformément à la figure 7.15, les données provenant des sources sont en général gardées dans des tampons organisés en files d'attente. Chaque tampon reçoit du terminal actif qui lui est associé un nombre  $l$  de bps : c'est le *taux d'arrivée* des données à la file d'attente du tampon. Nous désignons par  $n$  le nombre total de terminaux, et par  $n_a$  le nombre d'entre eux qui sont actifs, c'est-à-dire qui peuvent avoir des données à émettre durant un intervalle de temps donné. Le multiplexeur temporel statistique dispose d'un commutateur effectuant le balayage de tous les tampons, que les terminaux associés soient actifs ou non. Ce balayage requiert  $b$  secondes par tampon, soit  $nb$  secondes au total pour l'ensemble des  $n$  tampons. Ainsi, le

multiplexeur transmet  $C$  bps à la liaison de grande vitesse ou canal multiplexeur, ce qui correspond à la capacité de celui-ci. Chaque tampon actif contient un nombre moyen de bits désigné par  $q$ . Pour une meilleure compréhension de la suite, regroupons ici les principales notations que nous venons d'introduire :

- $l$  : taux d'arrivée des données à la file d'attente du tampon (bps)
- $n$  : nombre total de terminaux
- $n_a$  : nombre de terminaux actifs
- $b$  : temps de balayage pour un tampon (secondes)
- $nb$  : temps de balayage pour l'ensemble des  $n$  tampons
- $C$  : nombre de bits transmis à la seconde par le multiplexeur (bps)
- $q$  : nombre moyen de bits par tampon actif (bits).

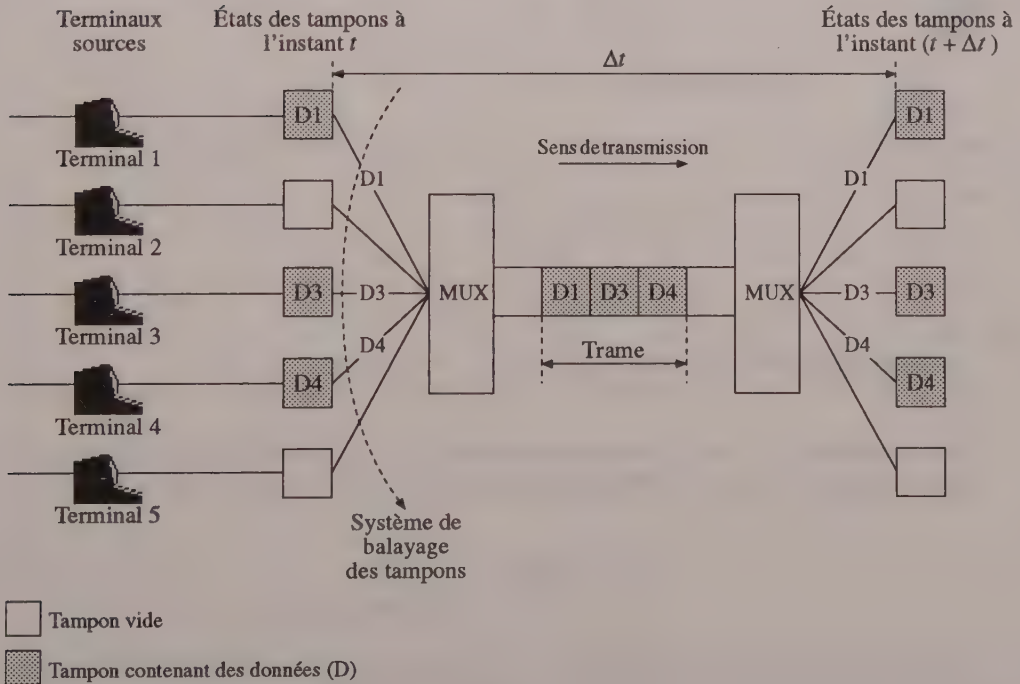


FIGURE 7.14

MULTIPLEXAGE TEMPOREL STATISTIQUE.

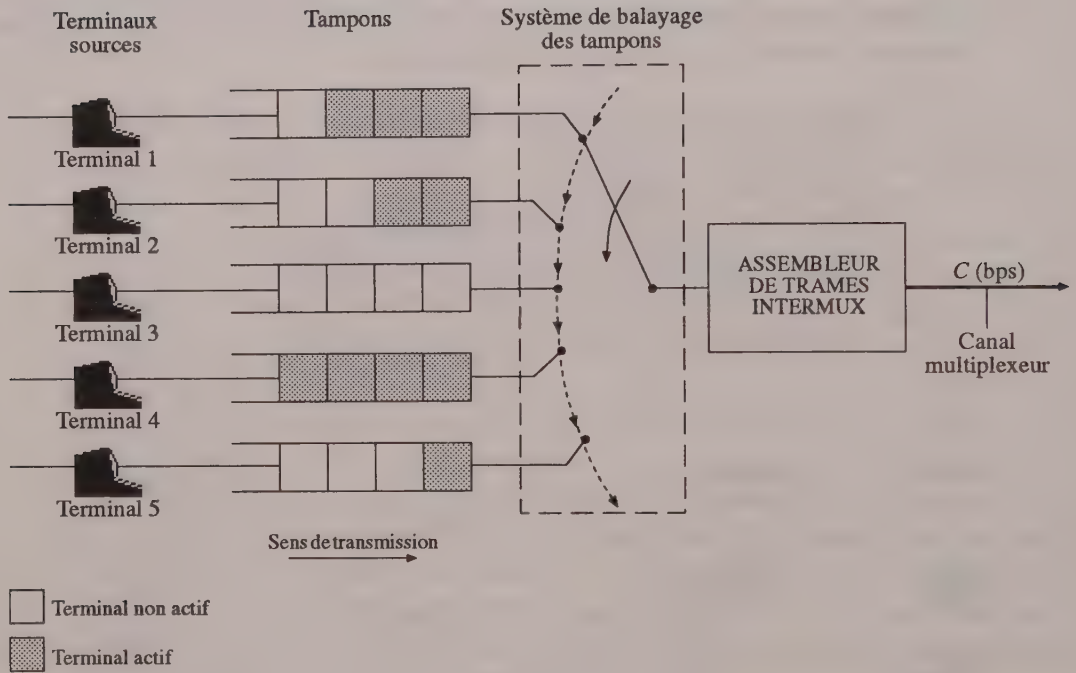


FIGURE 7.15

MODÈLE ÉLABORÉ DE MULTIPLEXAGE TEMPOREL STATISTIQUE.

Pour constituer la trame, le multiplexeur effectue un cycle complet de balayage, ce qui peut se réaliser en une durée moyenne ou temps de charge  $T_c$  :

$$T_c = \frac{q \times n_a}{l \times n_a} \left( \frac{\text{bits}}{\text{bits/seconde}} \right) \quad (7.2)$$

qui représente le temps en secondes nécessaire pour prélever un nombre total moyen de bits ( $q \times n_a$ ) arrivant au taux moyen de  $l \times n_a$  bits par seconde. Il peut être aussi calculé comme la somme du temps moyen nécessaire pour décharger les  $n_a$  tampons actifs, soit  $T_d$ , et du temps total de balayage de tous les tampons, soit  $T_b$  évalué à  $nb$ .

Le temps moyen de décharge des tampons actifs  $T_d$ , peut être calculé de la même façon que  $T_c$ , en retenant un taux de transmission égal à  $C$  plutôt que  $l \times n_a$  :

$$T_d = \frac{q \times n_a}{C} \quad \left( \frac{\text{bits}}{\text{bits/seconde}} = \text{seconde} \right) \quad (7.3)$$

Et par la suite :

$$T_c = T_d + T_b$$

$$T_c = \frac{q \times n_a}{C} + nb \quad (7.4)$$

En égalant membre à membre la relation 7.2 simplifiée et la relation 7.4, nous avons :

$$\frac{q}{l} = \frac{q \times n_a}{C} + nb$$

Ce qui peut se réécrire comme suit :

$$q \left( \frac{1}{l} - \frac{n_a}{C} \right) = nb$$

donc :

$$q = \frac{nb}{(1/l - n_a/C)} \quad (7.5)$$

Portons la relation 7.5 dans 7.2, nous aurons alors :

$$T_c = \frac{nb}{(1/l - n_a/C)} \frac{1}{l}$$

La multiplication par  $C$  du numérateur et du dénominateur du membre de droite nous permet de réécrire la valeur du temps de constitution d'une trame  $T_c$  comme suit :

$$T_c = \frac{nbC}{(C - n_a l)} \quad (7.6)$$

La constitution de la trame est ensuite suivie de sa transmission sur le canal multiplexeur. Sachant que cette trame contient  $u$  bits sur un canal de capacité  $C$  (en bps), le temps alloué à cette étape de transmission est donné par le rapport  $u/C$ . En conséquence, le délai total  $T$  d'une trame ATDM apparaît comme la somme du délai de constitution de cette trame  $T_c$ , du temps de transmission  $u/C$  et du délai de traitement  $T_t$ . Le délai total est alors donné par la relation :

$$T = \frac{nbC}{(C - n_a l)} + \frac{u}{C} + T_t \quad (7.7)$$

Le produit  $n_a l$  du nombre de terminaux actifs  $n_a$  par le taux d'arrivée  $l$  des données aux files d'attente des tampons définit la charge  $L$  (ou flot) en bps du canal multiplexeur, alors que le produit  $nbC$  correspond au nombre total de bits  $N$  que peut contenir une trame empruntant le canal multiplexeur, lorsque tous les terminaux sont actifs (*frame overhead*). Ce qui amène à réécrire la relation 7.7 de la manière suivante :

$$T = \frac{N}{(C - L)} + \frac{u}{C} + T_t \quad (7.8)$$

Il devient alors possible, pour des valeurs connues des paramètres  $N$ ,  $C$ ,  $u$  et  $T_t$ , d'étudier et de représenter par une courbe les variations du délai  $T$  en fonction de la charge  $L$ . La figure 7.16 montre ces variations dans le cas où :

$$N = 20 \text{ bits}$$

$$C = 19,2 \text{ kbps}$$

$$u = 960 \text{ bits}$$

$$T_t = 10 \text{ ms}$$

Par ailleurs, l'analyse de la relation 7.8 et de la figure 7.16 montre que, lorsque  $L$  tend vers  $C$ , le délai total tend à devenir très grand, donc à se dégrader. Une telle situation se produit lorsque le taux d'arrivée des données aux différents tampons est trop élevé par rapport à la capacité du canal multiplexeur. Donc, le bon fonctionnement du multiplexeur est conditionnel au fait que la charge  $L$  soit strictement inférieure à la capacité du canal multiplexeur. Notons également que la dégradation du délai total  $T$  peut aussi être occasionnée par une trop grande valeur du paramètre  $N$ . Ainsi, pour rétablir ce délai, nous avons souvent recours à une méthode dite de *compression de données*.

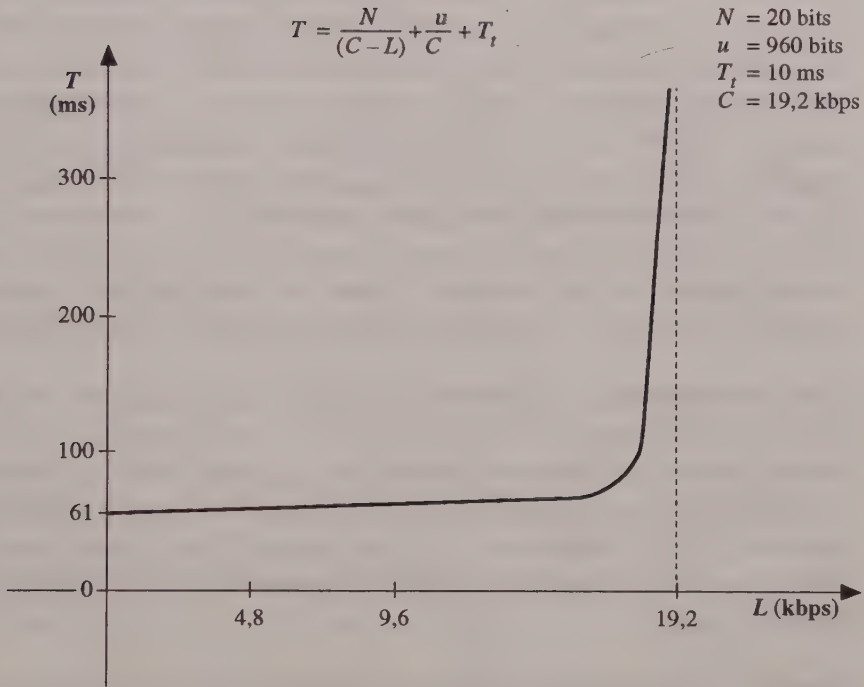


FIGURE 7.16

VARIATION DU DÉLAI TOTAL  $T$  EN FONCTION DE LA CHARGE  $L$ .

### 7.4.3 Compression de données

En se référant à la relation 7.8, une compression de données de 30 % permet de passer d'une capacité nominale  $C$  à une capacité effective de  $1,43 C$ , soit :

$$\frac{C}{(1-0,3)} = \frac{C}{0,7} = 1,43 C$$

Cette augmentation de la capacité effective du canal, toute chose étant égale par ailleurs, contribue à diminuer le délai total  $T$  du multiplexeur.

Les nouveaux multiplexeurs utilisent de plus en plus des techniques de compression de données pour réduire le nombre de caractères envoyés sur la liaison de transmission. Nous en distinguons deux classes : les *techniques réversibles* et les *techniques irréversibles*. Les techniques réversibles consistent à établir un code constitué de mots de longueur variable, et ce pour les seuls besoins de transmission. La méthode la plus répandue demeure le *codage de Huffman*, selon laquelle les suites binaires les plus courtes sont attribuées aux caractères les plus utilisés, et les plus longues aux caractères les moins utilisés. Évidemment, une telle méthode nécessite un certain temps de traitement pour le codage et le décodage. Toutefois, les statistiques révèlent que le gain résultant dépasse de beaucoup la perte de temps associée au codage/décodage.

Une autre méthode consiste à constituer un répertoire des suites de caractères qui sont les plus fréquemment utilisées. Ceci étant fait, chaque suite de caractères est alors remplacée par un mot plus court, avant d'être acheminée sur la liaison de transmission. Par exemple, dans un programme écrit en langage PASCAL, le mot BEGIN apparaît plusieurs fois. En transmettant un tel programme d'une source à une destination, chaque mot BEGIN peut être remplacé par le caractère « & », ce qui réduit le nombre de bits transmis.

Quant aux techniques irréversibles, elles consistent à retirer de façon permanente des caractères non significatifs d'une chaîne. Par exemple, dans un contexte de calcul, il n'est pas nécessaire de transmettre les zéros qui sont à gauche du nombre transmis; le nombre 0003456,23 serait transmis sous la forme 3456,23. Mentionnons enfin qu'une telle technique ne doit être utilisée que pour des applications spécifiques dont la nature se prête bien à ce procédé de compression de données.

Le tableau 7.5 résume les principales caractéristiques des trois types de multiplexage que nous venons de décrire. Notons que, à divers points de vue, le multiplexage temporel statistique demeure le plus efficace.

## 7.5 VARIANTES DE MULTIPLEXAGE

Il existe de nombreuses variantes d'utilisation du multiplexage. Parmi les plus répandues, retenons le multiplexage point à point, le multiplexage multipoint, le multiplexage en ligne de transmission simple, le multiplexage en ligne de transmission double et le multiplexage par commutation.

TABLEAU 7.5

## COMPARAISON DES TROIS TYPES DE MULTIPLEXAGE

Multiplexage FDM	Multiplexage TDM	Multiplexage ATDM
Tous les canaux actifs et inactifs sont multiplexés	Tous les canaux actifs et inactifs sont multiplexés	Seulement les canaux actifs sont multiplexés
Nombre de canaux entrants et nombre de canaux sortants sont égaux	Nombre de canaux entrants et nombre de canaux sortants sont égaux	Moins de canaux entrants que de canaux sortants
Pas de concentration de trafic	Pas de concentration de trafic	Concentration de trafic
Tranches de fréquences fixes pour les sous-canaux	Tranches de temps fixes pour les sous-canaux	Tranches de temps non fixes pour les sous-canaux
Performance de liaison ne varie pas avec le trafic	Performance de liaison ne varie pas avec le trafic	Perte de performance de liaison dans le trafic dense
Pas de format de transmission	Format de transmission : DS-1 trame	Format de transmission : HDLC trame
Coût le plus élevé	Coût le plus bas	
Le plus efficace	Efficace	Efficacité inversement proportionnelle au trafic
Efficiences proportionnelles au trafic	Efficiences proportionnelles au trafic	Le plus efficace
Contrôle de la liaison, détection et correction d'erreurs	Pas de contrôle sur la liaison. Pas de détection ni de correction d'erreurs	Détection et correction d'erreurs par retransmission

Le *multiplexage point à point* consiste à relier par une même liaison deux multiplexeurs situés à des endroits différents. Le protocole de communication doit, dans ce cas, tenir compte du numéro du canal qui a émis l'information, de telle sorte que celle-ci soit retransmise au canal approprié à la réception, comme le montre la figure 7.17.

Le *multiplexage multipoint* permet de relier plusieurs multiplexeurs par l'intermédiaire d'une seule et même liaison. Il présente l'avantage de nécessiter un plus petit nombre

de modems, de multiplexeurs et de liaisons téléphoniques par rapport à un schéma équivalent de multiplexage point à point. Par contre, il demeure plus lent que le multiplexage point à point. Les figures 7.18 et 7.19 illustrent ces deux variantes.

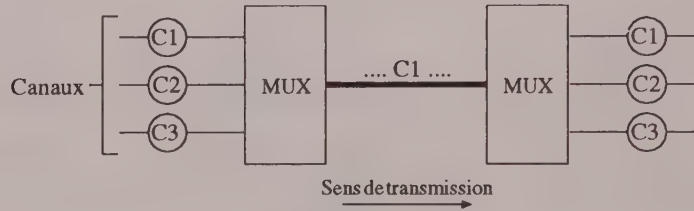


FIGURE 7.17

NUMÉROTATION DES CANAUX EN MULTIPLEXAGE POINT À POINT.

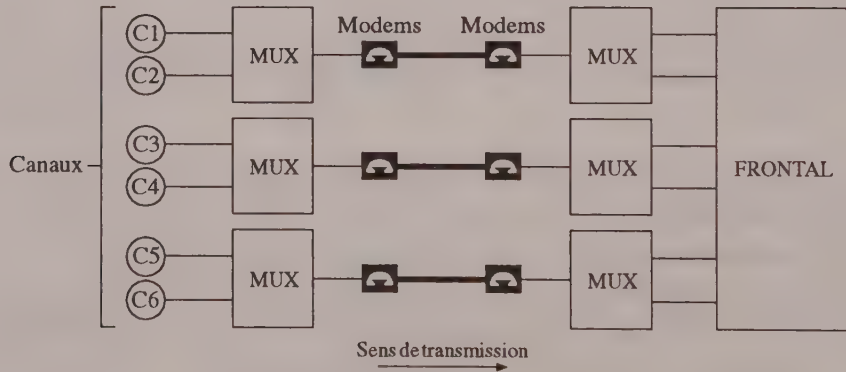


FIGURE 7.18

MULTIPLEXAGE POINT À POINT.

Normalement, chaque multiplexeur est relié à son destinataire par une seule liaison de transmission : on parle alors de *multiplexage en ligne de transmission simple*; la figure 7.20 en est une illustration. Il existe cependant certains multiplexeurs qui permettent deux sorties composites simultanées, se référant ainsi au concept de *multiplexage en ligne de transmission double*. Comme le montre la figure 7.21, une telle technique utilise quatre modems plutôt que deux et nécessite le recours à des méthodes probabilistes pour multiplexer un plus grand nombre de canaux. De plus, en cas de rupture d'une ligne téléphonique, tous les canaux peuvent continuer à opérer par l'intermédiaire de

l'autre ligne. Par contre, si dans cette configuration un multiplexeur fait défaut, l'ensemble des liaisons cesse de fonctionner, et c'en est là un désavantage.

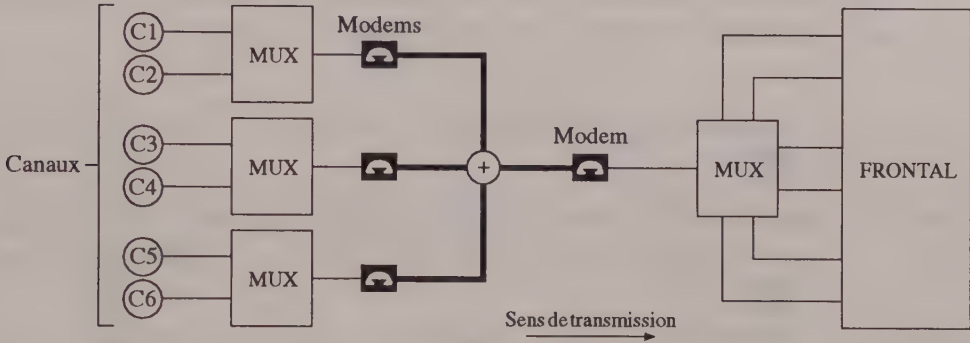


FIGURE 7.19

*MULTIPLEXAGE MULTIPPOINT.*

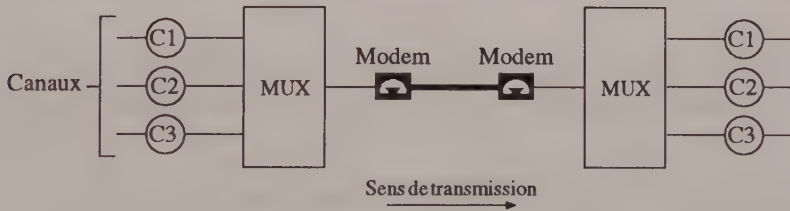


FIGURE 7.20

*MULTIPLEXAGE EN LIGNE DE TRANSMISSION SIMPLE.*

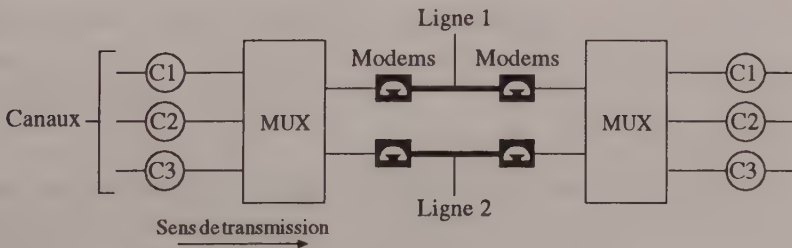


FIGURE 7.21

*MULTIPLEXAGE EN LIGNE DE TRANSMISSION DOUBLE.*

Quant au *multiplexage par commutation*, il n'est en fait que le résultat d'une combinaison de multiplexage standard et de techniques de commutation. Dans ce contexte, le multiplexeur permet de relier un canal source à n'importe quel autre canal destination. Comme le montre la figure 7.22, chaque canal terminal relié au multiplexeur 1 peut communiquer, selon le cas, avec l'ordinateur A ou B.

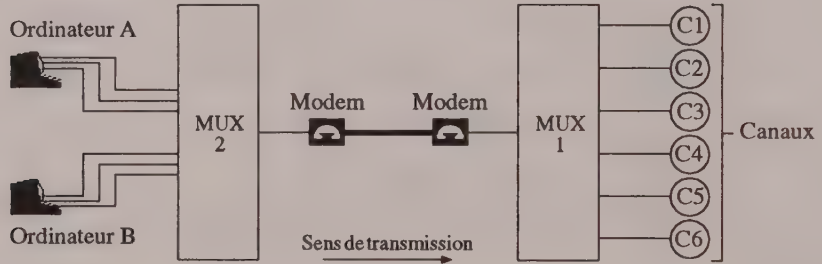


FIGURE 7.22

*MULTIPLEXAGE PAR COMMUTATION.*

---

## EXERCICES

- 7.1** En quoi consiste le multiplexage et à quel objectif répond-il?
- 7.2** Quels sont les facteurs qui justifient l'exploitation simultanée d'un support de transmission par plusieurs utilisateurs, telle que le préconise le multiplexage?
- 7.3** Que désigne le terme MUX? Quelles sont les fonctions qu'il remplit dans un système de transmission de données?
- 7.4** En quoi consiste le multiplexage par répartition en fréquence?
- 7.5** Que signifient les concepts de groupe, de supergroupe et de maître-groupe dans le contexte de la hiérarchisation de système FDM, tels que les préconise le CCITT?
- 7.6** Énumérez et donnez les caractéristiques des différents types de multiplexage?
- 7.7** Qu'est ce qui distingue le multiplexage par bit du multiplexage par caractère?
- 7.8** Définissez, dans le contexte TDM, les concepts suivants :
- trame
  - bit de verrouillage de trame
- 7.9** Définissez, dans le contexte ATDM, les concepts suivants :
- taux d'arrivée des données
  - temps de charge
  - compression de données.

- 7.10** Distinguez les techniques réversibles et irréversibles de compression de données.
- 7.11** Énumérez et donnez les caractéristiques des variantes de multiplexage les plus répandues.
- 7.12** Dans la séquence suivante d'affirmations, trouvez l'énoncé qui est *faux*.
- a) Le multiplexage peut éviter le gaspillage de tranches de temps inutilisées.
  - b) Le multiplexage peut permettre la division d'un canal en sous-canaux de largeur de bande moindre.
  - c) Le multiplexage nécessite toujours la transformation du signal de base en un signal composite analogique.
  - d) Le multiplexage repose parfois sur un système de balayage de tampons.
  - e) Le multiplexage temporel ne repose pas seulement sur la division par bits.
- 7.13** Dans la séquence suivante d'affirmations, trouvez l'énoncé qui est *faux*.
- a) Le temps de charge d'un tampon dépend du nombre moyen de bits contenu dans chaque tampon et du taux d'arrivée des données à la file d'attente de ce tampon.
  - b) Le flot du canal multiplexeur prend en compte le nombre de terminaux actifs et le taux d'arrivée des données aux files d'attente des tampons.
  - c) Le temps total de balayage de tous les tampons repose sur les valeurs du nombre total de tampons et du temps de balayage par tampon.
  - d) Le nombre total de bits que peut contenir une trame empruntant le canal multiplexeur dépend du temps total de balayage et de la capacité du canal.
  - e) La charge du multiplexeur doit toujours être inférieure à la capacité du canal.
- 7.14** Deux signaux sont représentés par des ondes carrées et sont modulés autour des fréquences porteuses  $f_{c1} = 6$  kHz et  $f_{c2} = 11$  kHz. Comme la zone de chevauchement entre ces deux signaux est de 1 kHz et que la première onde offre une largeur de bande double de la seconde, déterminez à quelle valeur de fréquence le premier signal s'amorcera.

- 7.15** Soit les sous-canaux 1 à 5 présentant des largeurs de bande de 2 kHz et étant séparés par des bandes de garde de 0,5 kHz. Quelle est la largeur de bande totale  $W$  du signal composite?
- 7.16** Considérons un multiplexeur ATDM.
- Donnant  $n$ ,  $b$ ,  $C$ ,  $n_a$  et  $l$ , déterminez  $T_c$ .
  - Donnant  $q$ , déterminez  $T_d$  et  $T_b$ .
  - Donnant  $u$  et  $T_p$ , déterminez  $T$ .
  - Donnant  $N$ , déterminez  $L$ .
- 7.17** a) Soit le schéma de la figure 7.14 et les canaux 1 (entrée de tampon), 2 (sortie de tampon) et 3 (sortie sur le canal multiplexeur). Situez dans chacun des canaux 1, 2 et 3 les variables  $U$ ,  $V$ ,  $W$ ,  $X$ ,  $Y$  et  $Z$ .
- $W$  bits par seconde sont produits par le système de balayage.
  - $U$  bits sont fournis par un des tampons.
  - $X$  secondes sont utilisées pour balayer un tampon.
  - $Z$  terminaux sont actifs.
  - $V$  bits par seconde alimentent en moyenne les tampons.
  - $Y$  secondes sont nécessaires pour traiter une trame.
- b) Déterminez, en fonction de l'une ou (et) l'autre des variables  $U$ ,  $V$ ,  $W$ ,  $X$ ,  $Y$  et  $Z$ , chacune des variables suivantes, comme nous les avons définies dans le chapitre, en sachant qu'une trame contient  $3U$  bits :
- $T_c$ ,  $T_d$  et  $T_b$
  - $N$ ,  $L$  et  $T$
- 7.18** Soit 10 sources numériques de 8 kbps chacune, ainsi que trois sources de 16 kbps chacune.
- On réalise le multiplexage temporel synchrone de ces sources. Quelle est la capacité minimale nécessaire pour la liaison multiplex?
  - Quelle serait cette capacité si une compression de 30 % des données était possible?

- c) Chacune des sources de 8 kbps n'est active en moyenne que 40 % du temps, tandis que les sources de 16 kbps le sont en moyenne 55 % du temps. Déterminez la capacité minimale nécessaire dans ce cas.

7.19 Répondez par *vrai* ou *faux* aux assertions suivantes.

- a) En multiplexage par répartition en fréquence, la largeur de bande du canal ne doit pas excéder celle des signaux à transmettre.
- b) Les expressions multiplexage temporel statistique et ATDM sont synonymes.
- c) Un signal d'origine ne peut être modulé qu'une seule fois.
- d) Le format de transmission DS-3 permet 97 canaux de voix.
- e) Le multiplexage par répartition en fréquence n'est utilisé que dans les applications de télévision.
- f) Le délai de constitution d'une trame équivaut à  $T_c$ .
- g) Les signaux transmis en mode TDM peuvent être aussi bien numériques qu'analogiques.
- h) En multiplexage temporel, les signaux utilisent des fréquences différentes et des tranches de temps identiques.
- i) Le CCITT propose une norme de hiérarchisation de système TDM pour l'Amérique du Nord.
- j) Il y a un seul bit de verrouillage dans le format DS-1.

---

**BIBLIOGRAPHIE**

- A. S. ACOMPORA, « A High Capacity Metropolitan Area Network Using Lightwave Transmission and Time-Multiplexed Switching », *IEEE Transactions on Communications*, vol. 38, n° 10, 1990, pp. 1761-1770.
- P. L. BAILEY et R. MUKKAMALA, « Pipelining Data Compression Algorithms », *The Computer Journal*, vol. 33, n° 4, 1990, pp. 308-313.
- I. CHLAMTAC et A. GANZ, « Frequency-Time Controlled Multi-channel Network for High-Speed Fiber Optic Networks », *IEEE Transactions on Communications*, vol. 36, n° 4, 1988, pp. 430-440.
- R. FREEMAN, *Telecommunication System Engineering*, 2nd edition, Wiley, New York, 1989.
- R. GLASGAL, *Techniques in Data Communications*, Artech House, Dedham, Massachusetts, 1983.
- D. T. KONG, 2.488 « Gb/s Sonet Multiplexer/Demultiplexer with Frame Detection Capability », *IEEE Journal on Selected Area in Communications*, vol. 9, n° 5, 1991, pp. 726-731.
- A. G. KONHEIM, R. L. Pickholtz, « An Analysis of a Voice/Data Integrated Multiplexer », *IEEE Transactions on Communications*, Jan. 1984.
- C. MACCHI, J. F. GUILBERT, *Téléinformatique, transport et traitement de l'information dans les réseaux et systèmes téléinformatiques*, 2<sup>e</sup> édition, Dunod, Paris, 1987.
- J. E. MCNAMARA, *Technical Aspects of Data Communication*, 2nd edition, Digital Equipment Corp., Bedford, MA, 1982.
- R. NAGARAJAN, J. F. KUROSE et D. TOWSLEY, « Approximations Techniques for Computing Packet Loss in Finite-Buffered Voice Multiplexers », *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 9, n° 3, 1991, pp. 368-377.

- R. L. PICKHOLTZ, « Modems, Multiplexers, and Concentrators », *Data Communications, Networks, and Systems*, T. C. Bartee (ed.), Sams, Indiana, 1985, pp. 63-117.
- S. QUERESHI, « Adaptative Equalization », *IEEE Communications Magazine*, pp. 9-16, Mar. 1982.
- W. STALLINGS, *Data and computer communications*, 3rd edition, McMillan, New York, 1990.
- J. STIFLE, « The interactive difference in Multiplexing », *Data Communications*, Oct. 1983.
- L. K. SUDAN, E. G. Brohm, « Not all Statistical Multiplexers are Created Equal », *Data Communications*, May 1983.

PARTIE III

*APPLICATIONS*



**CHAPITRE 8**

*LES RÉSEAUX NUMÉRIQUES À INTÉGRATION DE SERVICES*



Le réseau téléphonique public constitue l'infrastructure principale des télécommunications internationales. Conçu pour la transmission analogique de la voix, il n'est guère adapté à la transmission des données et des images. Le besoin d'une technologie plus souple, compte tenu de la variété des types d'information à transmettre, s'est donc fait sentir. Ainsi, le concept de *réseau numérique à intégration de services* (RNIS) est apparu vers la fin des années 70; c'est un réseau développé, en général, à partir d'un réseau téléphonique numérisé, assurant une connexité numérique de bout en bout et offrant une grande variété de services vocaux ou non. Aussi permet-il, sur un même canal et simultanément, de transmettre des données et de parler à un interlocuteur, signaux de données et de la voix circulant sur un même réseau de transmission numérique. Un tel procédé requiert toutefois un certain nombre d'interfaces et de protocoles de communication. Dans ce chapitre, après avoir établi la nécessité de numériser les transmissions, nous présenterons tour à tour les caractéristiques générales, la normalisation, l'architecture, les interfaces et les protocoles de communication qui définissent les RNIS.

## 8.1 NÉCESSITÉ DE LA NUMÉRISATION

Le signal acheminé sur une liaison téléphonique est généralement de type analogique. Il est transmis en principe par variations continues sur une bande de fréquences allant de 300 à 3 400 Hz. Nous parlons alors de *transmission en bande de base* pour signifier que le signal est envoyé sur le support sans subir de modifications préalables.

Les signaux provenant d'un ordinateur sont de type numérique. Sous cette forme, ils ne peuvent être transmis sur les lignes téléphoniques publiques de type analogique. D'où la nécessité d'un modem, à chaque extrémité de telles lignes, pour convertir et adapter les signaux avant leur propagation. Pour pallier cet inconvénient, les entreprises de téléphone ont remplacé, au début des années 70, les commutateurs électromécaniques par des commutateurs numériques. Il était ainsi devenu possible, par l'intermédiaire d'une liaison de données, de transmettre directement des signaux numériques provenant d'un ordinateur.

La conversion d'un signal analogique à variations continues en un signal numérique est appelée *modulation numérique* et se réfère à la transmission numérique. Depuis les années 70, ce type de transmission connaît, au détriment de la transmission analogique, un développement considérable à cause de son potentiel à la fois technique et économique. En effet, sur le plan technique, la transmission numérique permet la restitution du signal sans dégradation à l'extrémité de la liaison. De plus, sur le plan économique, elle bénéficie pleinement des progrès de la technologie de la micro-électronique, lesquels conduisent à des circuits de plus en plus intégrés et, par conséquent, à des réductions constantes du coût des équipements.

Vers la fin des années 80, nous avons assisté à une expansion véritable de la technologie numérique dans les centrales téléphoniques, ce qui a accru encore davantage le développement de la transmission numérique. Cependant, de la centrale téléphonique à la résidence de l'utilisateur, la transmission s'effectue encore de façon analogique et demeure restreinte à des spécifications établies depuis le début des télécommunications. Pour parvenir à la continuité numérique de bout en bout, il faut évidemment disposer de signaux numériques à chaque terminal. Cette continuité s'applique aux signaux voix et vidéo qui sont essentiellement de nature analogique; par contre, elle est inutile pour les données qui se présentent déjà sous une forme numérique. C'est pour répondre au besoin de nouvelles normes et d'un nouveau cadre de transmission que sont apparus les RNIS.

## 8.2 CARACTÉRISTIQUES GÉNÉRALES

Les RNIS répondent au besoin fondamental d'assurer, au sein d'un même réseau, un large éventail d'applications, à partir d'un ensemble limité de types de connexion et d'interfaces. Ils permettent ainsi d'améliorer le coût, l'efficacité, la commodité d'utilisation et les relations commerciales, puisque, sur une seule et même ligne, il devient possible de faire fonctionner télécopieur, télex, terminal et téléphone.

### 8.2.1 Applications potentielles

À partir d'un RNIS, un citoyen pourrait utiliser son ordinateur personnel, par l'intermédiaire d'une ligne téléphonique, pour effectuer des tâches professionnelles dont les résultats seraient accessibles à ses collègues, à partir de leurs propres ordinateurs

personnels installés chez eux. Ce citoyen pourrait également souscrire à un service de base de données et recevrait des écrans vidéotex sur son ordinateur personnel ou même sur l'écran de son téléviseur. Ses consommations de gaz, d'électricité et d'eau, cumulées en temps réel par des compteurs spécifiques, pourraient être directement relevées, grâce à un RNIS, par les entreprises distributrices de ces services. Aussi, les factures pourraient lui être envoyées chez lui sous forme de message vidéo ou sur imprimante. De là, il pourrait à son tour régler ses factures par un transfert électronique de fonds. Il pourrait aussi allumer et régler à distance plusieurs dispositifs en place chez lui. Durant son absence, une alarme contrôlant son domicile pourrait être branchée, toujours par l'intermédiaire du même RNIS, à un service de sécurité. Autant de possibilités qui peuvent s'étendre et se multiplier d'une manière encore plus surprenante dans le cas d'une entreprise.

### 8.2.2 Objectif des RNIS

L'objectif principal des RNIS est de permettre le transport d'informations sous forme numérique entre différents terminaux appelés *terminaux RNIS*. Ces terminaux sont adaptés aux procédures et protocoles de transmission, au traitement du son, ainsi qu'au traitement des images graphiques et photographiques. La figure 8.1 en est une illustration.

Un signal numérique se présente généralement sous la forme d'une suite d'éléments binaires (0 ou 1) dont le débit est adapté à la quantité d'informations à transmettre. Le regroupement de plusieurs voies à débits différents au sein d'une artère à grand débit, par multiplexage, permet de transporter sous une forme unique des informations aussi variées que la voix, les données et les images. Ainsi, la transmission numérique permet un transfert complètement banalisé, contrairement à la transmission analogique où le canal de transmission, sous l'influence de plusieurs paramètres tels que la bande passante, les distorsions, le niveau de bruit, transporte le plus souvent un type particulier d'information. La transmission numérique présente par contre un avantage incontestable : le signal peut être transmis de bout en bout sans dégradation, en raison de sa faculté d'être régénéré.

Nous désignons par *signalisation* l'ensemble des échanges de signaux s'effectuant entre les différentes entités fonctionnelles d'un réseau (commutateurs, serveurs, terminaux). Ces signaux sont tout aussi nécessaires à l'établissement et à la rupture des

communications qu'à la gestion des ressources. Dans un RNIS, la signalisation est effectuée sur l'ensemble du réseau et entre les terminaux sous la forme de messages : trains numériques intégrant adresses, informations et éléments de procédure.

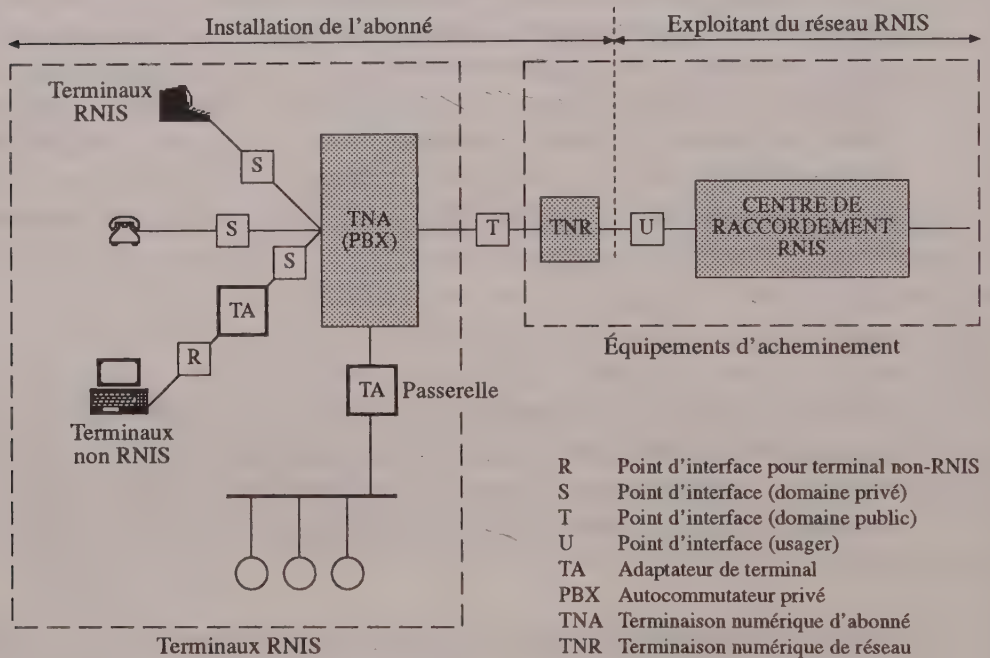


FIGURE 8.1

TERMINAUX RNIS INTÉGRÉS À UN RÉSEAU D'ENTREPRISE.

### 8.3 NORMALISATION DES RNIS

Les travaux entrepris par les organismes internationaux de normalisation ont abouti, en 1984, à la publication par le CCITT des *Recommandations de la série I*, consacrées aux RNIS. Bien qu'elles soient incomplètes, ces spécifications qui définissaient relativement bien les services et les interfaces usager-réseau ont permis de développer le matériel et les outils nécessaires à la mise en œuvre de réseaux expérimentaux dans divers pays. Nous allons maintenant passer en revue les divers aspects de ces recommandations, ainsi que la modélisation qui en découle.

### 8.3.1 Les recommandations de la série I

Dans le souci de couvrir l'ensemble des aspects inhérents au concept de RNIS et d'en permettre une évolution aisée, les recommandations du CCITT ont été regroupées en six sous-ensembles, comme le montre la figure 8.2.

1. *Série I.100* : généralités (plan, terminologie, méthodes);
2. *Série I.200* : aspects services (services supports, téléservices);
3. *Série I.300* : aspects réseau (principes fonctionnels des RNIS, modèles de référence, adressage, acheminement, types de connexion, performances);
4. *Série I.400* : interfaces usager-réseau RNIS (couches 1 à 3 des interfaces de base, débit primaire, multiplexage, adaptation de débit et support d'interfaces existantes);
5. *Série I.500* : interfaces entre réseaux;
6. *Série I.600* : principes de maintenance.

Ces recommandations prévoient de nombreux mécanismes facilitant une extension progressive des services de RNIS.

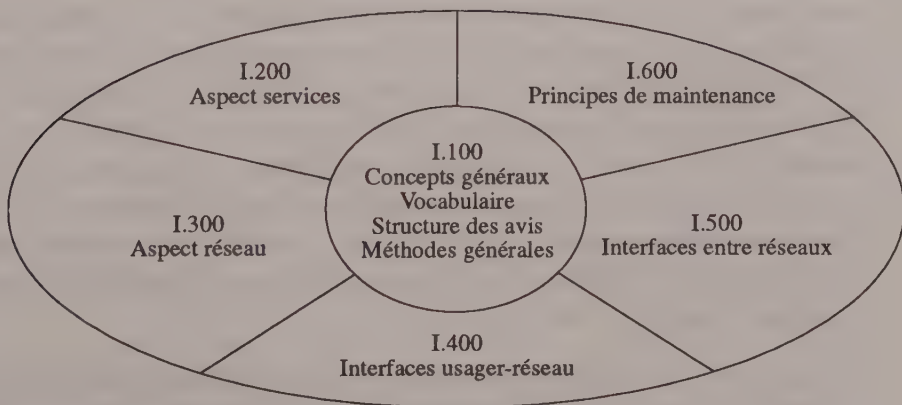


FIGURE 8.2

LES RECOMMANDATIONS DE LA SÉRIE I DU CCITT.

### 8.3.2 La modélisation des RNIS

Le problème de l'incompatibilité des équipements de fabricants différents, déjà identifié dans le domaine de la téléinformatique, n'a pas échappé aux concepteurs des RNIS. C'est d'ailleurs ce qui a poussé ces derniers à adopter les principes d'architecture de systèmes ouverts, dont le modèle OSI (*Open System Interconnection*) proposé par l'ISO (*International Standard Organization*) demeure l'émanation.

Pour offrir aux usagers des services de communication très divers, d'accès facile et à des coûts très bas, il convient de prendre en considération un certain nombre de facteurs :

- l'optimisation des échanges entre les terminaux (ou machines), généralement fournis par des fabricants différents, en évitant des dispositifs toujours complexes et coûteux d'adaptation;
- l'indépendance service/réseau d'interconnexion, selon laquelle une application donnée entre deux terminaux doit pouvoir se dérouler indépendamment du chemin emprunté pour relier ces derniers, pourvu que soit garantie la qualité du service demandée par l'utilisateur (temps d'établissement de communication, délai de transfert des données, taux d'erreurs, etc.);
- la limitation des modifications liées à une évolution de service aux seules fonctions touchées, parmi celles qui sont nécessaires à l'offre de ce service.

Pour satisfaire à ces contraintes, l'ISO a entrepris de répartir l'ensemble des fonctions relatives aux services de communication en sous-ensembles ou *couches fonctionnelles*, en se basant sur les trois critères suivants : l'homogénéité des fonctions à l'intérieur d'une même couche, la nette définition des frontières des couches et la non-prolifération des couches. En ce qui a trait à l'homogénéité des fonctions, il est évident que détection et correction d'erreurs de transmission sont des fonctions voisines l'une de l'autre, mais elles n'ont aucun rapport avec la syntaxe des informations échangées entre deux terminaux. Il n'y a donc aucune raison pour que ces fonctions soient définies à l'intérieur d'une même couche.

Pour ce qui est des frontières d'une couche, elles devraient être déterminées en tenant compte que les interactions entre les couches doivent être aussi limitées que possible, ce qui devrait conduire à une normalisation des interfaces. Quant aux couches, elles devraient être limitées à un nombre *raisonnable* pour éviter de rendre trop complexe la description des services.

Les résultats de ces travaux ont fait l'objet des recommandations de la série X.200 du CCITT, donnant ainsi lieu à un modèle à sept couches fonctionnelles; nous distinguons habituellement les couches de bas niveau (1 à 3) et les couches de haut niveau (4 à 7). La figure 8.3 présente les différentes couches du modèle OSI.

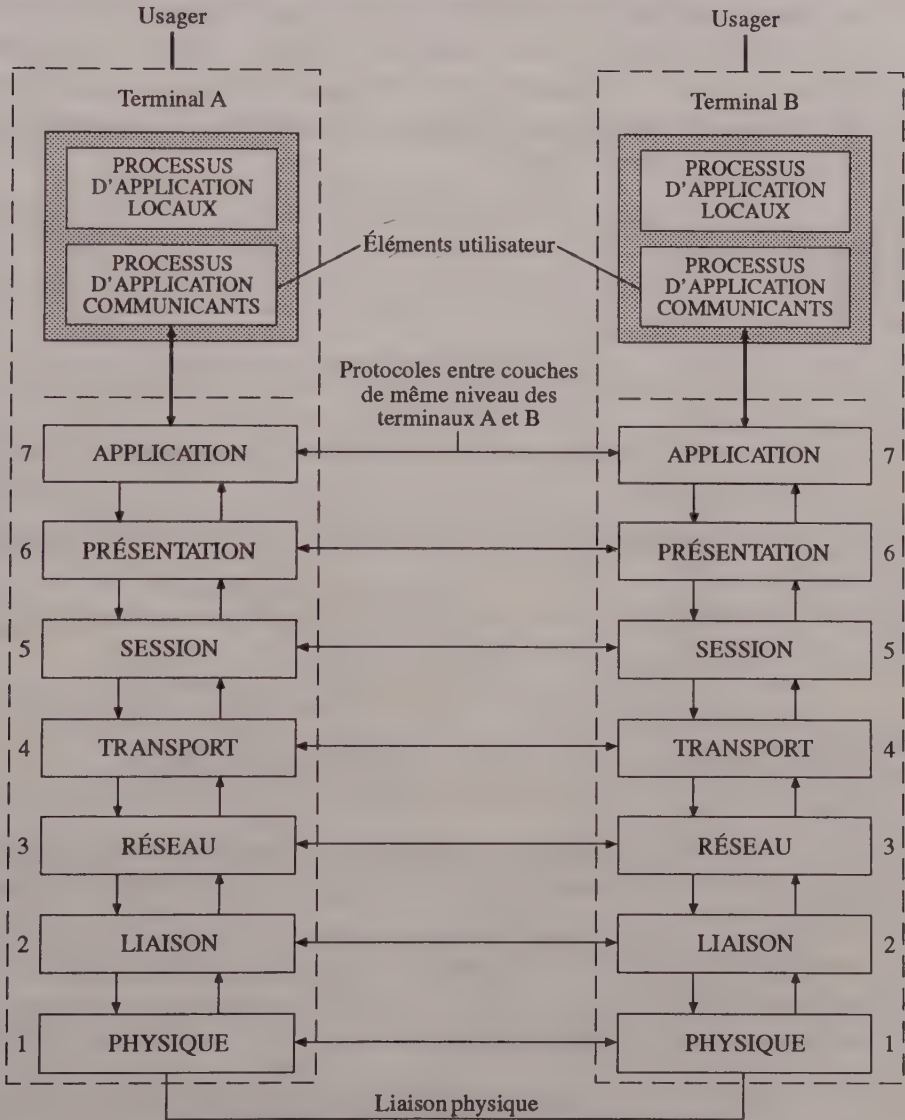


FIGURE 8.3

LES DIFFÉRENTES COUCHES DU MODÈLE OSI.

La figure 8.4 illustre les relations entre deux terminaux *télétext* pendant la phase de communication, dans le cas d'un transfert de données en mode paquet par l'intermédiaire d'un relais qui peut être un centre de commutation. Les protocoles correspondant aux couches de bas niveau sont le X.25 pour le niveau 3, le LAP B (*Link Access Protocol* de type B) pour le niveau 2 et le X.21 ou X.21 bis pour le niveau 1. Différents nœuds de commutation peuvent servir d'intermédiaires pour assurer l'établissement des communications et l'acheminement des informations à travers le réseau. Il revient alors à la couche 3 de gérer de tels échanges. Aux couches 4 à 7, par contre, les terminaux dialoguent directement entre eux.

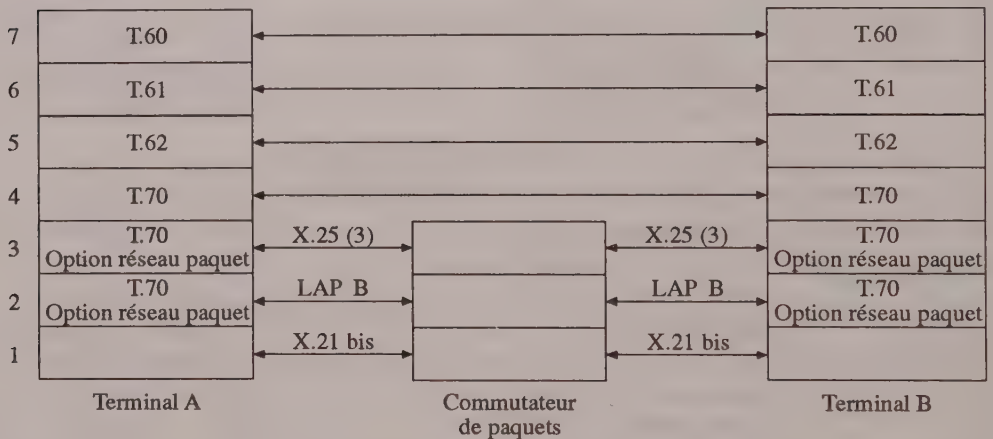


FIGURE 8.4

COMMUNICATION ENTRE DEUX TERMINAUX TÉLÉTEXT EN MODE PAQUET.

Les caractéristiques principales des RNIS, telles qu'elles sont définies dans la recommandation I.120, incluent la possibilité d'une gamme très variée d'applications téléphoniques et de services télématiques. En effet, les RNIS fournissent une série de services à l'utilisateur en faisant appel aux techniques de commutation de circuits ou de paquets. Dans ce contexte, le CCITT a proposé une approche globale de spécification comprenant trois étapes principales :

- l'étape 1 comprend la description du service du point de vue de l'utilisateur;
- l'étape 2 consiste à répertorier les exigences fonctionnelles correspondantes à l'interface usager-réseau, ainsi qu'à l'intérieur du réseau;

- l'étape 3 conduit à la description des fonctions à réaliser par les équipements du réseau, ainsi qu'aux spécifications détaillées des protocoles, à l'accès et dans le réseau.

Chacune de ces étapes comprend un certain nombre de phases décrites dans la recommandation I.13 et dont la figure 8.5 donne une représentation détaillée.

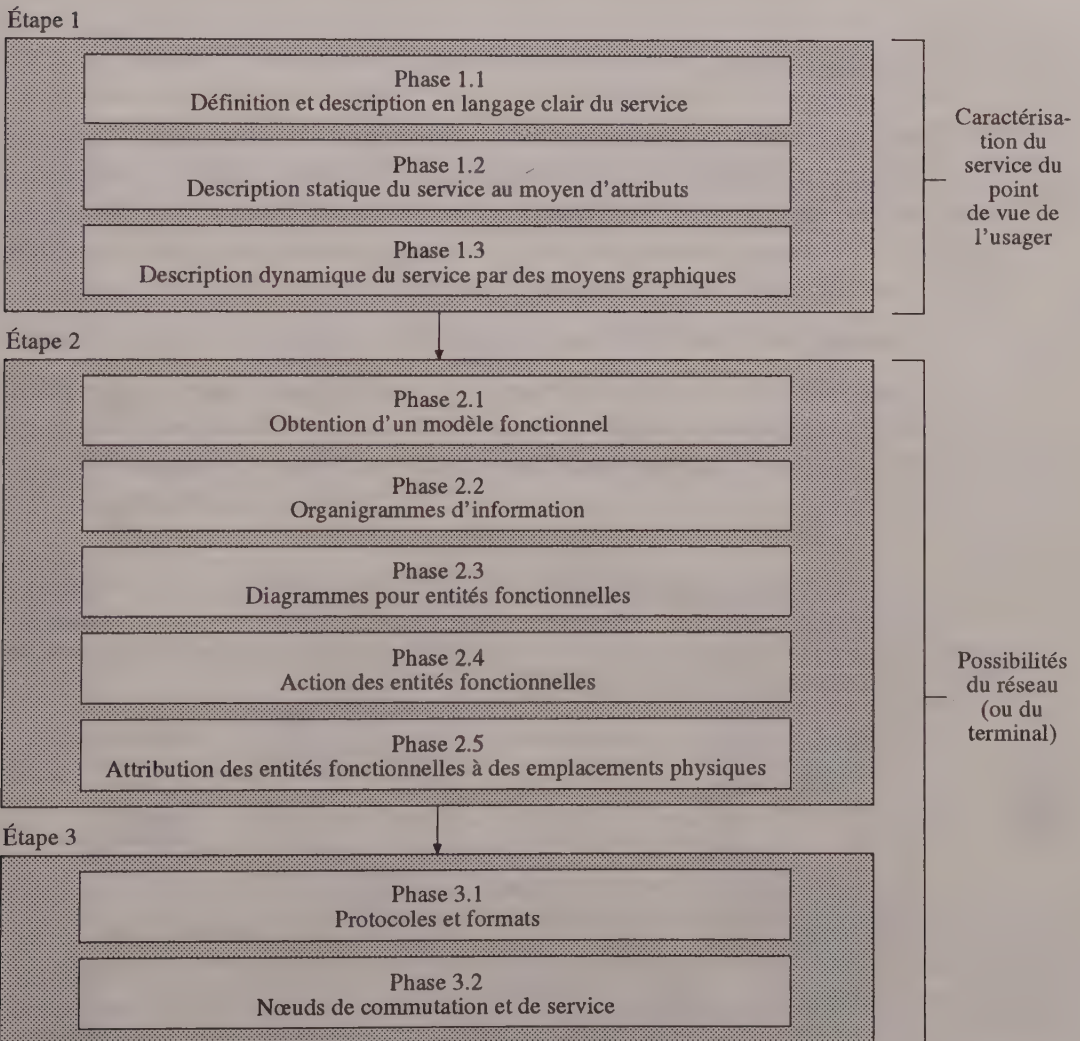


FIGURE 8.5

APPROCHE GLOBALE DE SPÉCIFICATION DE RNIS SELON LES RECOMMANDATIONS DU CCITT.

## 8.4 ARCHITECTURE GÉNÉRALE DES RNIS

L'architecture générale des RNIS repose sur un modèle de base qui intègre des groupements fonctionnels et des points de référence. Nous allons tout d'abord présenter le modèle de base, avant d'explicitier les caractéristiques techniques des groupements fonctionnels et des points de référence.

### 8.4.1 Le modèle de base

Le modèle architectural de base des RNIS, tel qu'il est illustré à la figure 8.6, définit l'ensemble des possibilités fonctionnelles de commutation numérique et de signalisation que ceux-ci possèdent, ainsi que les relations de ces derniers avec les réseaux spécialisés ou réseaux de données. Un tel modèle, pour élémentaire qu'il soit, n'en exprime pas moins les caractéristiques et potentialités majeures des RNIS, soit :

- la standardisation de l'accès usager à un RNIS, désigné par S/T (voir figure 8.1);
- l'universalité de cet accès par rapport aux possibilités plus larges offertes par les RNIS, possibilités qui englobent toutes les ressources publiques ou privées mises en œuvre dans l'établissement d'une relation entre deux terminaux RNIS.

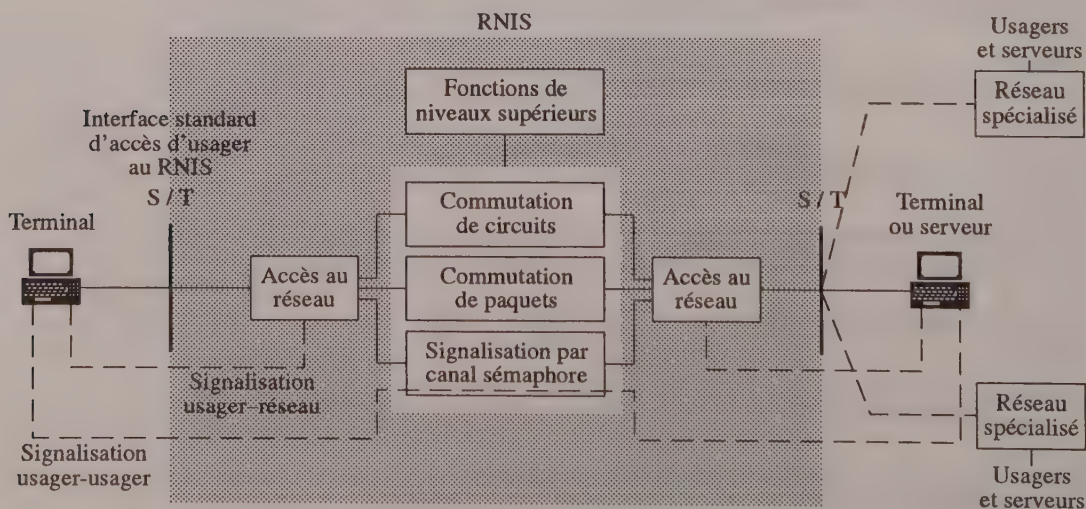


FIGURE 8.6

MODÈLE ARCHITECTURAL DE BASE D'UN RÉSEAU NUMÉRIQUE À INTÉGRATION DE SERVICES.

## 8.4.2 Groupements fonctionnels et points de référence

Une représentation plus schématique du modèle architectural de base d'un RNIS fait l'objet de la figure 8.7. Cette configuration de référence repose sur deux concepts fondamentaux : les *groupements fonctionnels* et les *points de référence*. La figure 8.8 en donne une représentation plus détaillée.

Les *groupements fonctionnels* sont des ensembles de fonctions qu'il est parfois nécessaire de réunir pour assurer l'accès des usagers aux RNIS. Ils sont désignés par TNA, TNR, TE et AT. Quant aux *points de référence*, ils représentent des points théoriques qui séparent les groupements fonctionnels et sont notés R, S, T, U, etc, comme le montrent les figures 8.1 et 8.8. Un point de référence peut correspondre à une interface physique ou non.

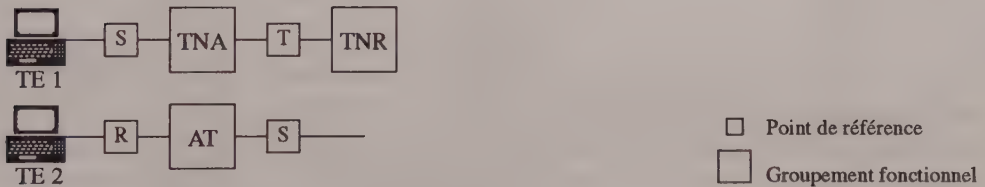


FIGURE 8.7

CONFIGURATION DE RÉFÉRENCE.

### Les groupements fonctionnels

#### ■ TNA ou *Terminaison numérique d'abonné*

La TNA assure les fonctions des couches 1, 2 et 3 de l'interface usager-réseau. Son rôle principal consiste à gérer le trafic relatif aux communications internes (côté interface S), ainsi que l'accès au réseau public (côté interface T). On la désigne parfois NT2 (*Network Terminaison 2*). Les autocommutateurs privés ou PABX, les réseaux locaux d'entreprise ou encore certains serveurs constituent des exemples d'équipements qui assurent des fonctions de TNA.

### ■ TNR ou *Terminaison numérique de réseau*

La TNR constitue l'équipement de l'extrémité de la transmission, chez l'utilisateur. Son correspondant dans le domaine public est la *Terminaison de ligne* (TL), placée au commutateur de rattachement. La TNR assure le traitement de la couche 1 (côté réseau de l'interface T), ainsi que le traitement du système de transmission de la ligne d'abonné. Plus spécifiquement, elle s'occupe de l'adaptation au support de transmission, du contrôle de la qualité de la transmission et de l'alimentation.

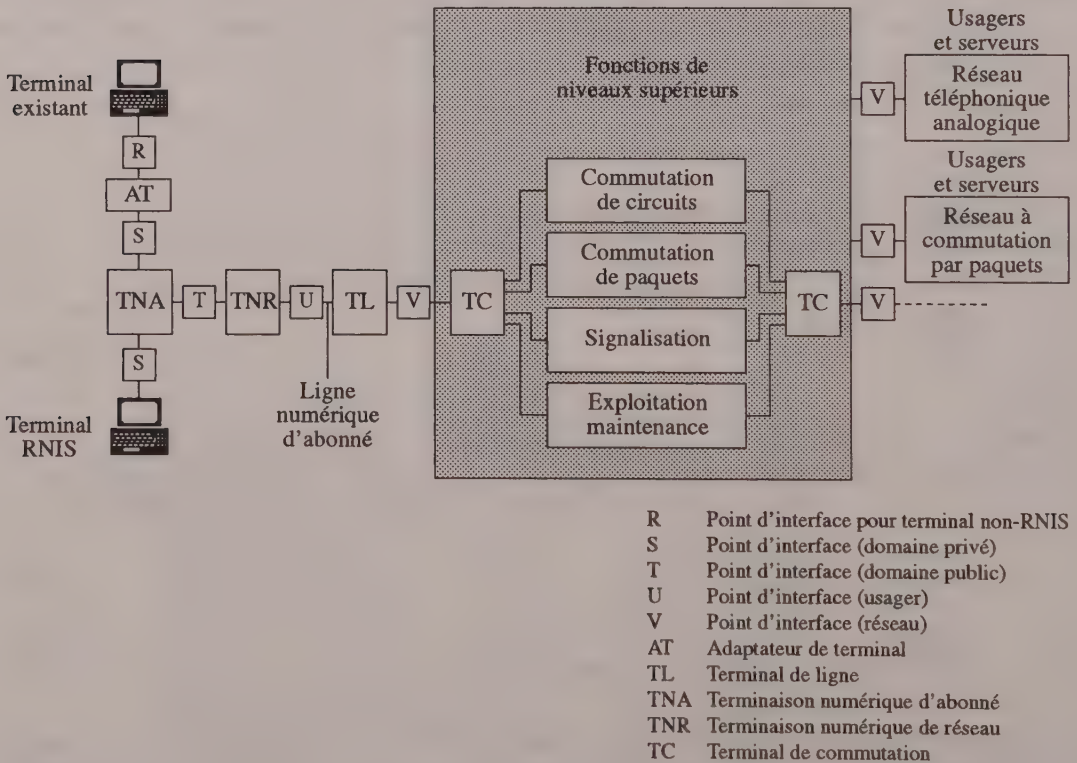


FIGURE 8.8

GROUPEMENTS FONCTIONNELS ET POINTS DE RÉFÉRENCE DU RNIS.

### ■ TE ou *Terminal*

Nous distinguons deux types de terminal : le TE1 et le TE2. Le TE1 assure les fonctions des couches 1, 2, 3 (côté usager de l'interface usager-réseau RNIS), ainsi que les fonctions spécifiques de l'application qu'il est censé réaliser. Le TE2 assure, en plus des fonctions spécifiques de son application, le traitement correspondant à une interface qui n'est pas l'interface usager-réseau du RNIS.

### ■ AT ou *Adaptateur de terminal*

Les terminaux RNIS permettent un accès de type interface S et peuvent donc être raccordés à une TNA. Cependant, les terminaux non-RNIS exigent l'adjonction d'un adaptateur de terminal (AT) pour assurer la conversion entre l'interface R actuelle et l'interface S du TNA.

### *Les points de référence*

Pour répondre aux objectifs de développement des RNIS à partir des réseaux de distribution existants, la définition des accès d'utilisateurs devrait tenir compte des vitesses de transmission numérique actuellement permises par les supports physiques constituant le réseau local. Dans ce contexte, le RNIS offre plusieurs canaux de communication multiplexés dont les types sont définis comme suit :

- A : voie téléphonique analogique avec 4 kHz de bande passante;
- B : canal numérique à 64 kbps pour la voix numérisée, données ou images vidéo;
- C : canal numérique à 8 ou 16 kbps;
- D : canal à 16 ou 64 kbps pour la signalisation hors bande;
- E : canal à 64 kbps pour la signalisation interne au RNIS;
- H : des canaux numériques de débit 384, 1 536 ou 1 920 kbps.

La combinaison de ces canaux doit s'effectuer selon des règles. Actuellement, les trois combinaisons qui ont fait l'objet de normes et qui demeurent accessibles aux interfaces S

ou T sont l'*accès de base*, qui correspond à  $(2B + D)$  pour un débit total de 144 kbps, l'*accès au débit primaire*, dont la structure est  $(30B + D)$  en Europe,  $(23B + D)$  aux États-Unis et au Japon, et l'*accès hybride* défini par  $(A + C)$ .

Dans la définition des caractéristiques du point de référence S, une première considération s'est avérée déterminante : il a été reconnu, en effet, qu'un ou plusieurs terminaux devraient pouvoir être directement raccordés par un même support au réseau public, c'est-à-dire sans l'utilisation de TNA. L'intérêt d'une telle configuration est particulièrement évident pour des installations privées, de très petite taille. Dans ces conditions, les points de référence T et S sont confondus. Les caractéristiques du point de référence S, en débit et structure de canaux utiles, sont donc identiques à celles du point de référence T, débit de 144 kbps et structure  $(2B + D)$ .

Si l'on considère la variété des terminaux RNIS, il est certain qu'un grand nombre d'entre eux ne nécessitent pas un débit de 144 kbps. Il était donc justifié d'envisager de partager cette capacité de 144 kbps entre plusieurs terminaux et ce, dans des limites liées au trafic et à la nature de ces terminaux. Est ainsi apparue une interface S de type *multipoint*, dans laquelle sont prévus des mécanismes de résolution des conflits d'accès à une ressource commune entre plusieurs terminaux.

Cette interface S présente l'avantage d'une large ouverture vers des terminaux multifonctions. En effet, comme un tel terminal peut disposer de la capacité de 144 kbps, il pourra, selon l'application du moment, utiliser le seul canal D pour accéder à une base de données vidéotex, un canal B pour la téléphonie, un transfert de fichiers ou encore, deux canaux B pour une application multimédia de type audiographie, audiovidéotex ou visiophone.

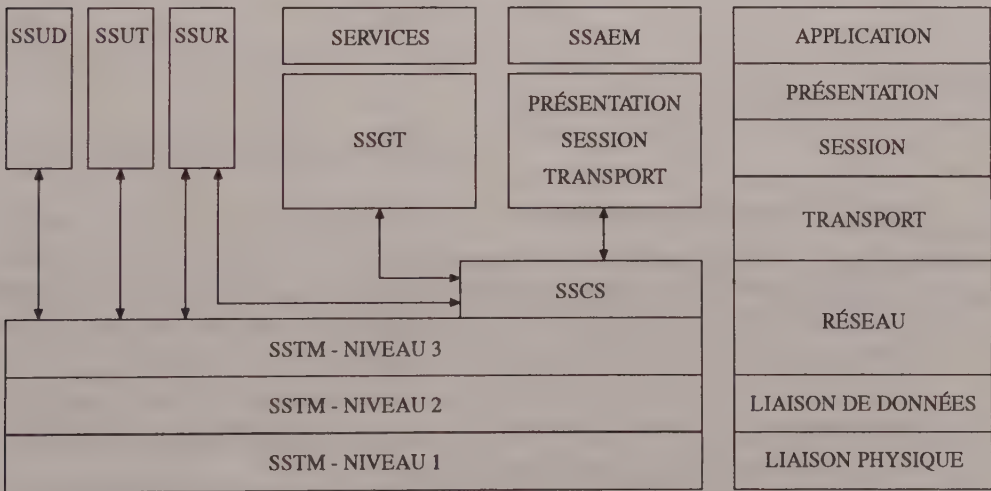
### 8.4.3 La signalisation

À l'intérieur d'un RNIS, la signalisation se fait par les *canaux sémaphores*. L'utilisation de ces canaux est régie par la norme CCITT numéro 7 (Système de signalisation n° 7 ou SS n° 7).

La figure 8.9 présente l'architecture générale du système de signalisation par canal sémaphore. Le *sous-système de transfert de messages* (SSTM), comme son nom l'indique, assure le transport des informations de signalisation d'un point à l'autre du réseau. Il se subdivise en trois parties qui correspondent à peu près aux couches 1, 2 et 3

du modèle OSI. Le *sous-système utilisateur* (SSU) regroupe plusieurs sous-systèmes qui utilisent des services fournis par le SSTM et qui sont définis pour la signalisation d'établissement et de rupture de communication. Le *sous-système utilisateur de données* (SSUD) est utilisé pour la signalisation dans les réseaux de commutation de données en mode circuit. Le *sous-système utilisateur téléphonique* (SSUT) est utilisé pour la signalisation des commandes de commutation téléphonique.

Le *sous-système usager RNIS* (SSUR) définit les procédures et les commandes d'appel pour les nouveaux services de RNIS. Le *sous-système de commande des connexions sémaphores* (SSCS) permet l'échange de messages de signalisation non liés à des connexions en mode circuit entre des points sémaphores. Le *sous-système de gestion de transactions* (SSGT) correspond aux protocoles entre les nœuds de commutation du réseau et les serveurs spécialisés. Le *sous-système applications exploitation et maintenance* (SSAEM) intègre les procédures de surveillance du réseau sémaphore.



- SSTM Sous-système de transfert de messages
- SSUD Sous-système utilisateur de données
- SSUT Sous-système utilisateur de téléphonie
- SSUR Sous-système usager RNIS
- SSGS Sous-système de commande des connexions sémaphores
- SSGT Sous-système de gestion de transactions
- SSAEM Sous-système application, exploitation et maintenance

FIGURE 8.9

ARCHITECTURE GÉNÉRALE DU SYSTÈME DE SIGNALISATION PAR CANAL SÉMAPHORE.

## 8.5 LES INTERFACES DES RNIS

Les configurations de référence pour les interfaces usager-réseau RNIS définissent les points de référence et les fonctions qui peuvent être assurées entre ces points. Dans ce contexte, le terme *interface*, comme le montre la figure 8.10, fait référence aux relations existant entre le RNIS et l'équipement de l'abonné qui s'y connecte.

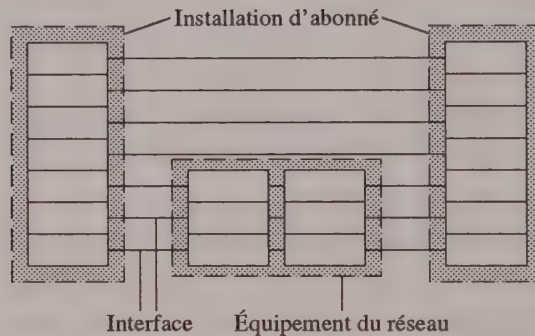


FIGURE 8.10

CONCEPT D'INTERFACE DANS UN RNIS.

### 8.5.1 L'interface usager-réseau

L'*interface usager-réseau* est modélisée en sept couches selon le modèle de référence OSI. Nous devons cependant y distinguer les données de signalisation, celles qui sont échangées entre les usagers et celles qui se rapportent à l'exploitation et à la maintenance des équipements d'usagers. Nous avons alors un modèle à trois plans : le plan de commande (C), le plan usager (U) et le plan de gestion (M). La figure 8.11 présente les divers éléments qui composent ces plans.

Le *plan de commande* (C), structuré en sept couches, touche la signalisation dans le canal D et couvre l'ensemble des protocoles de commande des appels et des compléments de service. Le *plan usager* (U), également structuré en sept couches, réunit les protocoles pour l'échange des données relatives aux applications dans les canaux de transfert des informations d'usager (D, B ou H). Le *plan de gestion* (M pour *management*), non structuré en couches, regroupe les fonctions locales d'exploitation des TNA, des terminaux ou des commutateurs de raccordement des abonnés.

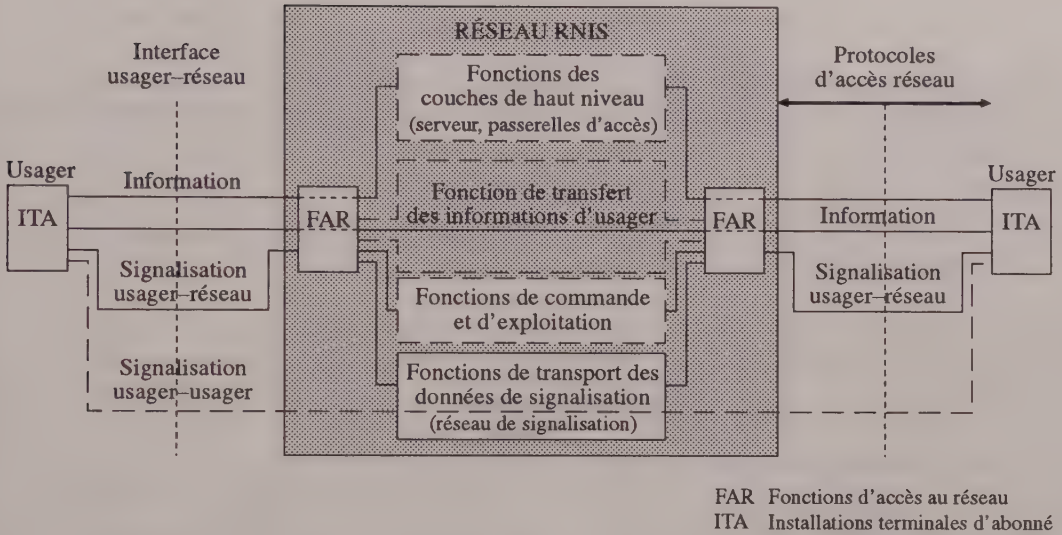


FIGURE 8.11

MODÈLE FONCTIONNEL DU RNIS.

## 8.5.2 L'interface S de terminal RNIS

Compte tenu de l'importance que revêt le point de référence situé à l'extrémité d'un RNIS et correspondant ainsi au rattachement des terminaux, le CCITT a cru opportun d'étendre la normalisation à l'interface physique dite *interface S*, étape indispensable pour parvenir à la portabilité des terminaux de pays à pays.

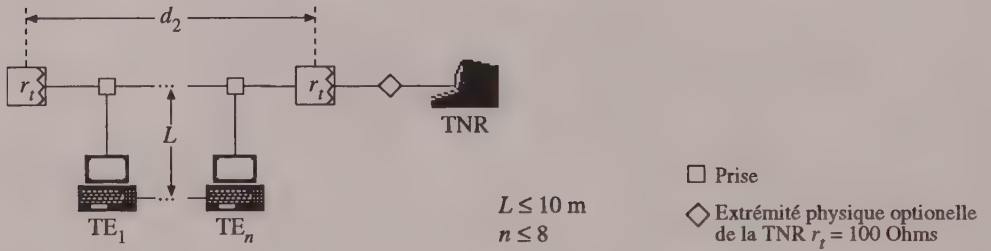
### Topologies

En se référant à la figure 8.8, le TE désigne le côté usager de l'interface S/T et la TNR, le côté réseau de cette interface. En ce qui a trait aux topologies de référence, elles peuvent être de trois types : *point à point*, *bus passif* ou *bus étendu*.

Comme l'illustrent les figures 8.12 et 8.13, les topologies de référence *point à point* et *bus passif* permettent de fixer certaines caractéristiques essentielles de l'interface S/T, telles que la portée, le nombre maximal de terminaux et la longueur du cordon de raccordement du terminal à la prise de bus.

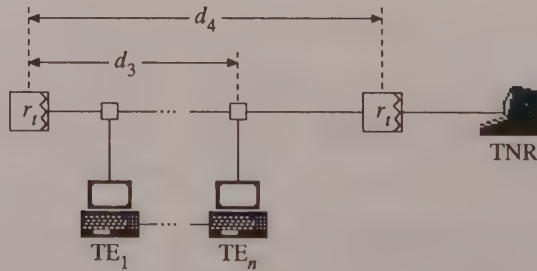


**FIGURE 8.12**  
CONFIGURATION POINT À POINT.



**FIGURE 8.13**  
CONFIGURATION BUS PASSIF.

La configuration hybride dite *bus étendu*, comme le montre la figure 8.14, n'est qu'une combinaison des deux configurations précédentes. L'exemple type est donné par le CCITT : il s'agit de quatre terminaux répartis sur une distance correspondant à un temps de propagation de 0,85 microseconde aller et retour (entre 25 et 50 mètres), le terminal le plus lointain de la TNR étant à une distance de 500 m.



**FIGURE 8.14**  
CONFIGURATION BUS ÉTENDU.

### *Liens fonctionnels*

Les liens fonctionnels désignent les interactions entre les groupements fonctionnels TE et TNR. Pour le transport de données, ces liens fonctionnels sont constitués des canaux B1, B2 et D. Les canaux B1 et B2 sont des canaux bidirectionnels de 64 kbps, établis en mode circuit, ce qui signifie qu'un canal est attribué à un terminal et à un seul pour la durée de sa communication. Le canal D est un canal bidirectionnel de 16 kbps, exploité en mode message et partagé entre tous les terminaux en configuration multipoint.

Quant à la gestion de l'interface, elle remplit des fonctions variées dont les plus typiques sont la résolution des conflits d'accès, la synchronisation, l'activation et la désactivation, l'alimentation et la maintenance.

La fonction de *résolution des conflits d'accès* au canal D est gérée par le biais d'un canal E unidirectionnel de 16 kbps reliant la TNR au TE; ce dernier transporte l'écho du canal D transmis par les terminaux. La fonction de *synchronisation*, comme son nom l'indique, permet de synchroniser les terminaux en horloge bit, trame et multitrame sur la TNR. L'*horloge bit* (192 kbps) est incluse dans le signal et permet de récupérer les données. L'*horloge trame* (4 kHz) est transportée par deux couples de bits (F, L) et (F<sub>a</sub>, N); elle permet d'assurer le multiplexage/démultiplexage des autres canaux. L'*horloge multitrame* (200 Hz) est une fonction véhiculée par le bit M émis par la TNR vers le TE; l'émission par la TNR de cette horloge est optionnelle.

La fonction d'*activation/désactivation* permet de minimiser la consommation électrique, en mettant l'ensemble des TE et de la TNR au repos, lorsqu'il n'y a aucune communication dans l'installation d'abonné. Elle est fondée sur un bit A émis par la TNR vers les TE et sur la capacité de l'interface dans les phases où la synchronisation n'est pas établie.

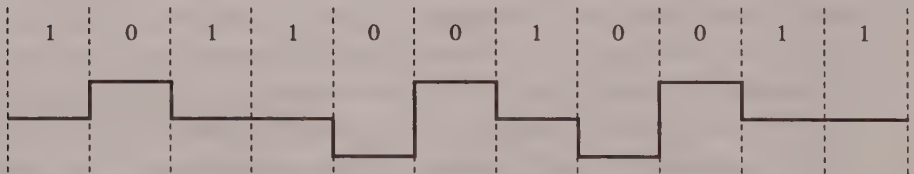
La fonction d'*alimentation* permet de transférer de l'énergie à travers l'interface. Le sens du transfert dépend de l'application. Typiquement, le transfert s'effectue de la TNR vers les terminaux (téléalimentation des téléphones principalement).

Les fonctions de *maintenance* permettent à un terminal de requérir, de la part de la TNR, l'exécution de tests automatiques ou la mise en place d'une boucle, puis d'en recevoir le compte rendu. Ces fonctions sont surtout nécessaires lorsque la TNR appartient à l'utilisateur. Elles sont véhiculées dans le sens allant du TE vers la TNR par un canal constitué par un bit Q (800 bps) et dans le sens de la TNR vers un TE grâce à la capacité supplémentaire de 4 kbps offerte par le canal S.

### *Trame et codage*

La plupart des liens fonctionnels que nous venons de décrire sont multiplexés sur deux paires torsadées, une par sens de transmission. Le transport simultané des données, de l'horloge bit et de l'alimentation, prenant en compte la contrainte du multipoint qui implique que plusieurs terminaux puissent émettre simultanément, a rendu nécessaire l'utilisation d'un code pseudo-ternaire. Comme l'indique la figure 8.15, ce code est défini de la manière suivante :

- un « 0 » logique est transmis comme une impulsion, alternativement positive ou négative, de la durée d'un temps de bit; cette alternance de polarité permet d'annuler la composante continue;
- un « 1 » logique est transmis comme une absence de signal de la durée d'un temps de bit.



**FIGURE 8.15**

*CODE PSEUDO-TERNAIRE.*

Ce code est appliqué aux deux sens de transmission. Lors de l'émission simultanée par plusieurs terminaux, le signal électrique, comme résultat sur le bus, est la somme algébrique des signaux émis par les terminaux. En raison des seuils de décision de la TNR, l'émission simultanée de 1 par les terminaux sera lue comme un 1, celle d'un 1 et d'un 0 comme un 0. Dans le cas d'une émission simultanée de 0, deux cas peuvent se produire :

- les 0 sont émis avec la même polarité : la TNR lit un 0;
- les 0 sont émis avec une polarité inverse, la somme algébrique mesurée sur le bus correspond à une absence de signal : la TNR lit un 1.

Dans la définition de la trame multiplexant les canaux d'information et de gestion de l'interface, nous devons prendre en compte certaines contraintes. En effet, chaque trame doit contenir un nombre pair d'éléments binaires 0, afin d'annuler la composante

continue frame par frame. Pour ce faire, des éléments binaires dits *bits d'équilibrage* (L) sont introduits dans la trame. D'autre part, dans le sens allant du TE vers la TNR, un mécanisme incorporé à la trame garantit que, dans les canaux où il y a conflit d'accès, les éléments binaires 0, émis au même instant par plusieurs terminaux, le sont avec la même polarité. La représentation de cette trame, illustrée à la figure 8.16, définit l'organisation des différents canaux.

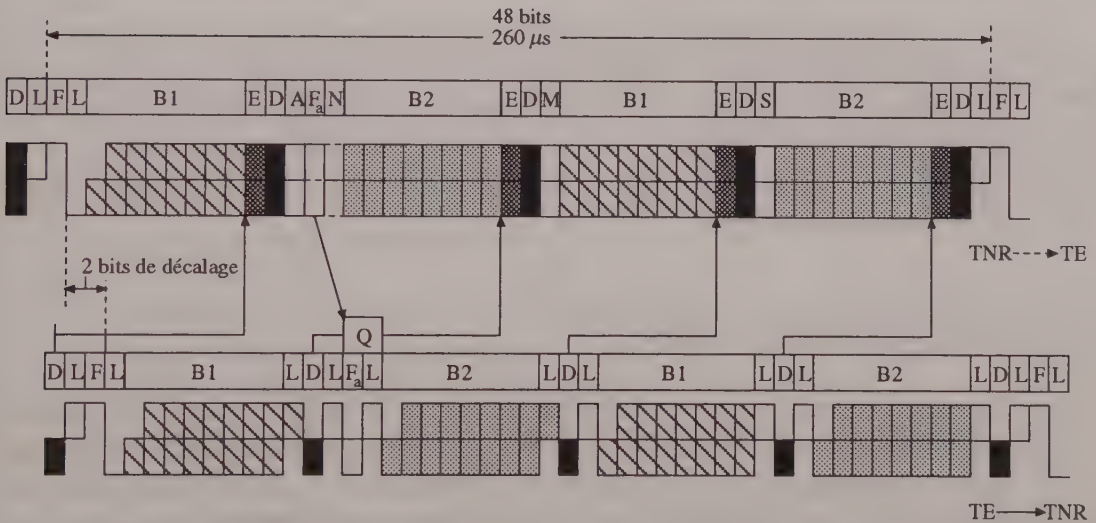


FIGURE 8.16

STRUCTURE DE TRAME.

### 8.5.3 L'interface à débit primaire

L'interface à débit primaire est décrite dans la recommandation G.703, pour ce qui est du niveau électrique. Elle couvre deux débits possibles : l'un à 1 544 kbps, l'autre à 2 048 kbps. Ces derniers correspondent au débit des deux types de multiplex primaire, en usage l'un dans le continent nord-américain et au Japon, l'autre dans le reste du monde. Nous n'étudierons que l'interface à 2 048 kbps. La seule configuration de référence prise en compte pour cette interface est la configuration point à point et ce, dans les limites de distance fixées par la recommandation G.703.

Les liens fonctionnels à l'interface, pour le transport de données, se réfèrent aux canaux B, H0, H1 et D. Les canaux B, déjà décrits précédemment, sont des canaux bidirectionnels de 64 kbps, exploités en mode circuit. Les canaux H0 sont des canaux bidirectionnels de 384 kbps, exploités eux aussi en mode circuit. Le canal H1 est un canal bidirectionnel de 1 536 ou 1 920 kbps. Le canal D est un canal bidirectionnel de 64 kbps, exploité en mode paquet; il supporte la signalisation afférente aux canaux précédemment définis. Mentionnons que ces canaux ne peuvent pas être présents simultanément à l'interface.

Pour la gestion de l'interface, les liens fonctionnels se ramènent à l'horloge bit et au verrouillage de trame. La trame a une durée de 125 microsecondes et contient 32 intervalles de temps (IT) de 8 bits. Le signal de verrouillage de trame occupe les bits 2 à 8 de l'IT numéroté zéro, et il vaut 0011011. Afin d'éviter toute imitation de ce mot dans les trames ne contenant pas ce signal, on y fixe à 1 tous les bits 2 des intervalles numérotés zéro.

## 8.6 LES PROTOCOLES DES RNIS

La numérisation des lignes d'abonnés dans les RNIS a permis d'étendre le concept de *signalisation par canal sémaphore* aux équipements de télécommunications des usagers, les terminaux et les TNA, entre autres. Les structures d'accès d'utilisateur permettent en effet l'utilisation du canal D pour le transport de la signalisation d'abonné sur une voie unique commune associée à l'accès. Dans ce contexte, des protocoles spécifiques sont utilisés aux couches de bas niveau. C'est le cas, par exemple, du *protocole de liaison de données* et du *protocole de commande des appels*.

### 8.6.1 Le protocole de liaison de données (LAP D)

La couche *liaison de données* utilise le LAP D (*Link Access Protocol on the D-channel*) qui permet l'échange de trames entre les entités de la couche 2 situées de part et d'autre des interfaces S ou T, c'est-à-dire entre terminaux et TNA, entre TNA et commutateur ou entre terminaux d'utilisateur et commutateur de rattachement. Ainsi, le LAP D réalise les fonctions suivantes :

- la délimitation par fanions, l'alignement et la transparence des trames transportées; ces fonctions sont assurées par l'enveloppe de trame HDLC;

- le multiplexage de plusieurs liaisons de données sur le même canal D;
- le maintien en séquence des trames lorsqu'elles sont numérotées;
- la détection des erreurs de transmission, de formatage et de fonctionnement sur une liaison de données;
- la correction des erreurs de transmission par répétition des trames erronées;
- la notification à l'entité de gestion des erreurs qui ne peuvent pas être corrigées;
- le contrôle de flux.

Les communications entre les couches s'effectuent au moyen de primitives de service qui servent à définir précisément les services fournis ou demandés. Ces primitives, qui sont plutôt de nature conceptuelle, ne sont pas nécessairement matérialisées lors de l'activation, mais elles servent de référence pour le développement de composants modulaires et permettent de définir, entre couches de même niveau, des protocoles a priori indépendants les uns des autres.

Le tableau 8.1 décrit les primitives contribuant à l'activation du LAP D. Notons qu'aux deux types de service de la couche liaison de données correspondent deux primitives distinctes relatives au transfert d'informations :

- les primitives DL ou MDL-DONNÉES qui permettent l'échange de trames numérotées suivant le *mode avec acquittement*;
- les primitives DL ou MDL-UNITÉ de DONNÉES qui utilisent le *mode sans connexion* pour le transfert de trames non numérotées.

Toutes les trames à transmettre à travers l'interface usager-réseau sont délivrées à la couche physique au moyen de la primitive PH-DONNÉES. À cette primitive est associé un paramètre de priorité, exploité par cette même couche pour régler les conflits d'accès au canal D. Cette priorité est affectée par la couche liaison de données, en fonction du point d'accès (SAP) à l'origine de la demande, selon une règle de priorité à deux niveaux définie entre les points d'accès :

- *classe de priorité supérieure* : points d'accès à l'entité de commande d'appel de la couche réseau (trames de signalisation) et à l'entité de gestion de la couche liaison (trames relatives à la gestion de TE);
- *classe de priorité inférieure* : point d'accès au service de commutation de paquets (trames portant des paquets de type X.25, par exemple).

TABLEAU 8.1

PRIMITIVES ASSOCIÉES AUX INTERACTIONS ENTRE COUCHES ET ENTITÉS DE GESTION

Type d'interaction	Nom générique	Types	Paramètres	Unité de message
Couche liaison et couche réseau	DL – ÉTABLISSEMENT	Demande Indication	–	–
	DL – LIBÉRATION	Confirmation		
	DL – DONNÉES	Demande	–	Messages échangés entre les couches réseau
	DL – UNITÉ DE DONNÉES	Indication		
Couche liaison et entité de gestion	MDL – AFFECTATION	Demande/indication	–	Valeur de TEI
	MDL – SUPPRESSION	Demande	–	Valeur de TEI
	MDL – UNITÉ DE DONNÉES	Demande/indication	–	Messages de gestion de TEI
	MDL – ERREUR	Indication/réponse	–	Diagnostic d'erreur
Couche liaison et couche physique	PH – DONNÉES	Demande/indication	Priorité	Trame à échanger entre les couches liaison
	PH – ACTIVATION	Demande/indication	–	–
	PH – DÉSACTIVATION	Indication	–	–

### 8.6.2 Le protocole de commande des appels

Le *protocole de commande des appels*, généralement appelé *protocole D*, constitue la couche réseau du plan de commande, correspondant à la couche 3 du modèle de référence. Les caractéristiques de ce protocole sont multiples. En effet, il permet de gérer de nombreux services et de s'adapter aux évolutions de la demande. Aussi est-il utilisable par tous les équipements d'utilisateur pour l'accès au réseau public et aux réseaux privés, ou même entre installations privées. Ses principales fonctions se résument à la gestion des appels et des connexions, à la supervision du transfert des messages et à la détection des anomalies. Plus spécifiquement, le protocole D assure :

- la gestion des primitives de service à l'interface avec les couches adjacentes;
- le traitement des messages de niveau 3 et la communication avec les fonctions de commande d'appel et de gestion des ressources;
- la gestion des ressources nécessaires (canaux, circuits virtuels, références d'appels);

- le contrôle et la fourniture des services de base et des compléments de service demandés par les usagers.

Les fonctions liées au traitement de l'appel, à la commande du support et au protocole lui-même ne sont pas toujours clairement délimitées, même si leur séparation fonctionnelle est bien évidente dans le protocole d'accès. Une séparation formelle et trop poussée n'est cependant pas utile ni souhaitable, dans la mesure où les besoins et contraintes varient d'un concepteur de réseaux à un autre.

La structure générale des messages est ouverte, en ce sens qu'elle permet l'adjonction d'éléments d'information. Elle est illustrée à la figure 8.17. Dans cette figure, l'élément d'information de longueur fixe (1 octet) peut apparaître n'importe où dans le message; les éléments d'information de longueur variable doivent apparaître dans l'ordre croissant de la valeur de leur identificateur. Le tableau 8.2 donne la sémantique et les utilisations courantes des messages du protocole D les plus fréquemment utilisés.

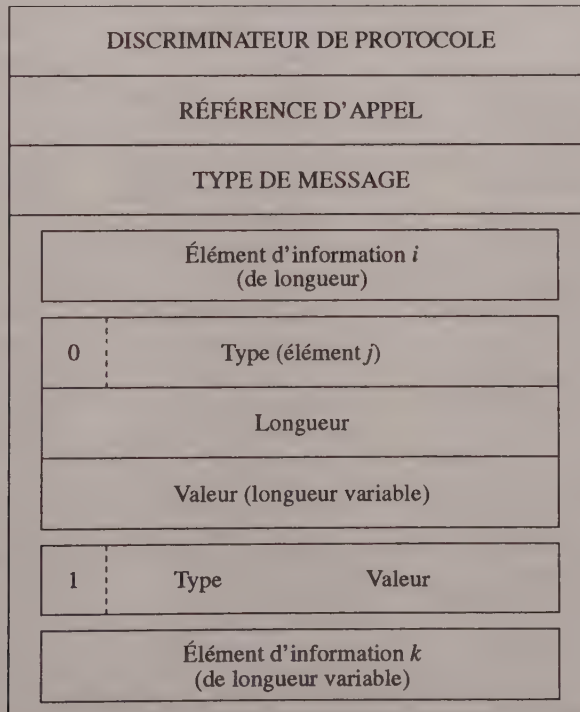


FIGURE 8.17

STRUCTURE GÉNÉRALE DES MESSAGES DU PROTOCOLE D.

TABLEAU 8.2

## PRINCIPAUX MESSAGES UTILISÉS PAR LE PROTOCOLE D

Nom du message	Direction	Signification	Utilisation ou particularités
ÉTABLISSEMENT	U ↔ R	Demande d'établissement d'appel.	Doit contenir toutes les informations nécessaires à l'appel (sauf éventuellement le numéro de destination).
ACCUSÉ DE RÉCEPTION D'ÉTABLISSEMENT	U ↔ R	Le numéro de destination reçu est réputé incomplet.	Peut provoquer la connexion de l'utilisateur demandeur au canal.
APPEL EN COURS	U ↔ R	L'information relative à l'appel est complète; l'appel est en cours d'établissement.	Ce message est local et n'est pas transporté par le réseau. Il n'est pas obligatoirement émis par l'utilisateur.
ALERTE	U ↔ R	L'utilisateur destinataire alerte.	Utilisé par les terminaux : réponse manuelle.
CONNEXION	U ↔ R	Réponse à l'utilisateur.	Provoque l'établissement de la connexion dans le réseau.
ACCUSÉ DE RÉCEPTION DE CONNEXION	R → U	Confirme la prise en compte de la réponse.	Provoque la connexion de l'utilisateur au canal.
APPEL ACHEMINÉ	R → U	Indique une situation d'interfonctionnement ou d'informations fournies par le réseau dans le canal.	Provoque en général le passage en communication (connexion du canal alloué à l'utilisateur).
DÉCONNEXION	R ↔ U	Invitation à libérer la communication.	Provoque la libération des connexions et des circuits dans le réseau.
LIBÉRATION	R ↔ U	Confirmation que la demande de libération est en cours.	Peut être utilisé comme message de libération non négociée.
FIN DE LIBÉRATION	R ↔ U	Confirme la libération de toutes les ressources allouées à l'appel.	Peut être utilisé pour rejeter un appel ou pour des libérations brutales.
INFORMATION	R ↔ U	Informations pour l'établissement ou en cours de communication.	Transport des chiffres du numéro de destination (chevauchement) ou informations de télétaxe (R → U).
INFORMATION D'USAGER	R ↔ U	Message de transport de signalisation d'utilisateur à utilisateur.	Transporté en transparent, par le réseau de signalisation.

SUSPENSION	U → R	Demande de suspension de la communication.	Provoque la mémorisation de l'identité de l'appel dans le réseau.
ACCUSÉ DE RÉCEPTION DE SUSPENSION	R → U	Confirme la réalisation de la suspension.	Le terminal est libéré mais la connexion réseau est maintenue.
REFUS DE SUSPENSION	R → U	Rejette la demande de suspension.	L'identité d'appel peut être déjà utilisée par une autre suspension.
REPRISE	U → R	Demande de reprise d'une communication suspendue.	Les ressources gelées par le réseau sont réutilisées.
ACCUSÉ DE RÉCEPTION DE REPRISE	R → U	Confirme la reprise de la communication.	Provoque la connexion de l'utilisateur au canal B.
REFUS DE REPRISE	R → U	Rejette la demande de reprise d'une communication.	Les causes de rejet peuvent être que l'appel n'existe plus ou que l'identité indiquée est incorrecte.
NOTIFICATION	U ↔ R	Notifie l'utilisateur de certains événements (services supplémentaires) à l'interface de l'utilisateur éloigné.	Transporté en transparent par le réseau de signalisation.
FACILITÉ	U → R	Demande d'invocation de service supplémentaire.	Provoque le contrôle du droit au service dans le réseau.
ACCUSÉ DE RÉCEPTION DE FACILITÉ	R → U	Confirme le droit et la mise en œuvre de la facilité.	L'utilisateur éloigné peut, dans certains cas, être informé (ou impliqué) au moyen du message NOTIFICATION.
REFUS DE FACILITÉ	R → U	Rejet de la demande de facilité.	L'utilisateur peut décider de demander la libération ou de poursuivre la communication.
ENREGISTREMENT	U → R	Enregistrement de données relatives à certaines facilités.	Cette procédure ne nécessite pas l'utilisation de ressources circuit.
ACCUSÉ DE RÉCEPTION D'ENREGISTREMENT	R → U	Confirmation de l'enregistrement des données.	Peut concerner également l'activation/désactivation de facilités.
REFUS D'ENREGISTREMENT	R → U	Rejette la demande d'enregistrement (données invalides).	Le message FIN DE LIBÉRATION peut également être utilisé (dans le cas de ressources non disponibles).
ÉTAT	U ↔ R	Indication d'erreur de protocole (messages ou informations invalides reçues).	Permet de reporter les erreurs et l'état des appels de part et d'autre de l'interface.

**EXERCICES**

- 8.1 Quel est l'objectif principal des RNIS?
- 8.2 Qu'entend-on par signalisation? Comment s'effectue-t-elle dans les RNIS?
- 8.3 Explicitez les facteurs à prendre en considération si l'on veut offrir aux usagers des RNIS des services de communication très divers.
- 8.4 Résumez les trois critères qui ont permis à l'ISO de répartir l'ensemble des fonctions relatives aux services de communication en couches fonctionnelles.
- 8.5 Nommez les deux potentialités majeures des RNIS.
- 8.6 Décrivez succinctement les trois principales étapes qui définissent l'approche globale de spécification proposée par le CCITT.
- 8.7 Que signifient les abréviations OSI, TNA, TNR et LAP D?
- 8.8 Qu'est-ce qu'un point de référence? Qu'est-ce qui distingue le point T du point S?
- 8.9 Quel rôle jouent les bits d'équilibrage dans la constitution d'une trame empruntant un canal RNIS?
- 8.10 À quel débit total ferait référence un code imaginaire du CCITT s'il était exprimé par  $(4B + 2D)$ ?

- 8.11** Donnez les caractéristiques des trois plans qui servent à modéliser l'interface usager-réseau.
- 8.12** Quelle interface accepte des débits de 1 544 et 2 048 kbps?
- 8.13** Comment est-il possible de faire fonctionner, sur une même ligne, télécopieur, télex, terminal et téléphone? Indiquez entre parenthèses, après chacun des appareils, les différences apparentes qui pourraient rendre à première vue l'opération impossible ou difficile.
- 8.14** Énumérez et précisez le rôle des différents sous-systèmes qui composent l'architecture générale du système de signalisation par canal sémaphore.
- 8.15** Répondez par *vrai* ou *faux* aux assertions suivantes :
- Les RNIS permettront un jour le règlement à distance des factures.
  - Le coût élevé des équipements freine le développement relié à la transmission numérique.
  - Les RNIS rendent possible une gamme très variée d'applications non téléphoniques.
  - La standardisation de l'accès usager à un RNIS est désignée par STD.
  - Un point de référence est une frontière entre groupements fonctionnels de RNIS.
  - Le plan de gestion de l'interface usager-réseau est structuré en plusieurs couches.
  - Les fonctions de maintenance de l'interface S sont véhiculées dans un sens seulement.
  - Le câble coaxial et la paire torsadée permettent les liens fonctionnels dans l'interface à débit primaire.
  - Le protocole LAP D permet l'échange de trames à l'intérieur des interfaces S ou T.

---

**BIBLIOGRAPHIE**

- J. J. BAE et T. SUDA, « Survey of Traffic Control Schemes and Protocols in AMT Networks », *Proceeding of the IEEE*, Special Issue on ISDN, Feb. 1991.
- W. R. BYRNE, « Evolution of Metropolitan Area Networks to Broadband ISDN », *IEEE Communications Magazine*, Jan. 1991, pp. 69-82.
- CCITT, *Aspects généraux des systèmes de transmission numérique*, Livre bleu, tome III, fascicule III.4, recommandations G.700 à G.795.
- CCITT, *Réseau numérique à intégration de services (RNIS), Structure générale et possibilités de services*, Livre bleu, tome III, fascicule III.7, recommandations I.100 à I.257
- CCITT, *RNIS : les interfaces*, Livre bleu, tome III, fascicules III.8 et III.9, recommandations I.310 à I.470 et I.700 à I.605.
- CCITT, *Spécifications du système de signalisation n° 7 dans le RNIS*, Livre bleu, tome VI, fascicules VI.7, VI.8, VI.9 et VI.10.
- G. DICENET, *Le RNIS : techniques et atouts*, Éditions Masson, Collection technique et scientifique des télécommunications, 2<sup>e</sup> édition, Paris, 1990.
- G. DOMANN, « Two Years of Experience with Broadband ISDN Field Trial », *IEEE Communications Magazine*, Jan. 1991, pp. 97-104.
- S. DRAVIDA et R. DAMDARAM, « Error Detection and Correction Options for Data Services in B-ISDN », *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 9, n° 9, 1991, pp. 1484-1495.
- S. FDIDA, E. HORLAIT et G. PUJOLLE, *Actes du Congrès de nouvelles architectures pour les communications*, Eyrolles, Paris, 1990.

- J. P. GUENIN *et al.*, « ISDN in France - 1987 to 1990 : From the First Commercial Offering to National Coverage of NUMERIS », *IEEE Communications Magazine*, Jan. 1991, pp. 30-35.
- S. KANO, K. KITAMI et M. KAWARASAKI, « ISDN Standardization », *Proceedings of the IEEE*, Special Issue on ISDN, Feb. 1991.
- L. KLEINROCK, « ISDN : The path to Broadband Networks », *Proceedings of the IEEE*, Special Issue on ISDN, Feb. 1991.
- A. LEWIS, « Forecasting International ISDN Requirements », *Computer Networks and ISDN Systems*, vol. 20, n<sup>os</sup> 1-5, 1990, pp. 75-80.
- R. PANDYA, R. Cullum, « Planning for Circuit-Switched Data Services in the ISDN Era : Internetworking Solutions and Standards », *Computer Networks and ISDN Systems*, vol. 20, n<sup>o</sup> 1-5, 1990, pp. 57-64.
- R. T. ROCA, « ISDN Architecture », *AT & T Technical Journal*, vol. 65, n<sup>o</sup> 1, 1986.
- J. RONAYNE, *RNIS : concept et développement*, Éditions Masson, Paris, 1990.
- W. STALLINGS, « Integrated Services Digital Networks ISDN », *IEEE the Computer Society Press*, 2nd edition, Washington, 1988.
- R. SCHLOTT, J. PRÜS, and G. MROZYNSKI, « Integration of Wide-Band Service in Time Division Multiplex Systems », *IEEE Transactions on Communications*, vol. 39, n<sup>o</sup> 2, 1991, pp. 256-268.
- P. E. WHITE, « The Role of the Broadband Integrated Services Digital Network », *IEEE Communications Magazine*, Mar. 1991, pp. 116-119.
- W. WU et A. LIVNE, « ISDN : A Snapshot », *Proceedings of the IEEE*, Special Issue on integrated services digital networks, Feb. 1991.



**CHAPITRE 9**

*LES TÉLÉCOPIEURS*



Les *télécopieurs*, encore appelés *bélinographes* ou *fac-similés*, (fax), sont des systèmes de communication qui permettent, selon une méthode graphique et par le réseau téléphonique, la transmission électrique de documents. Dans la plupart des cas, les informations à transmettre sont des textes ou des images en noir et blanc. Ainsi, de manière plus générale, nous pouvons dire que la télécopie est un moyen de transporter des informations sous la forme d'images. De nos jours, l'utilisation des télécopieurs s'étend à tous les secteurs de l'activité économique, et tout le monde peut en acheter à un prix abordable. Dans ce chapitre, nous présentons une vue globale des télécopieurs, en mettant l'accent principalement sur leur évolution et la normalisation dont ils sont l'objet, leur principe de fonctionnement, la description de leurs composantes de base et leurs modes de transmission.

## 9.1 ÉVOLUTION HISTORIQUE ET NORMALISATION

À ses débuts, le télécopieur était constitué d'un cylindre autour duquel le document à transmettre était enroulé pour sa lecture par rotation, chez l'émetteur. À la réception, un cylindre identique, sur lequel une feuille était noircie par brûlage, réalisait l'impression. Jusqu'à la fin de la Deuxième Guerre mondiale, son utilisation était restreinte à des domaines spécialisés, comme la transmission de cartes météorologiques et de photographies pour les services de presse.

Dans les années 60, la firme Xerox lança le modèle *Xerox 400*. En reprenant les principes de base de l'inventeur, elle a pu mettre au point un télécopieur qui ne requérait que six minutes pour transmettre une page de 8,5 pouces sur 11 pouces.

Actuellement, les télécopieurs font l'objet de normes émises par le CCITT qui en distingue quatre groupes, correspondant aux différents modes normalisés de transmission : G1, G2, G3 et G4. Les expressions groupe G1, groupe G2... ou mode G1, mode G2... sont indifféremment utilisées, parfois abusivement, pour désigner les télécopieurs des différents groupes ou les modes de transmission qu'ils utilisent. Le tableau 9.1 présente les caractéristiques des divers groupes.

TABLEAU 9.1

CARACTÉRISTIQUES DES DIVERS GROUPES DE TÉLÉCOPIEURS SELON LE CCITT

Mode	Type de modulation		Temps de transmission	Définition (lignes au pouce)	
	Commande	Image		Horizontale	Verticale
			Page de 8,5 sur 11 po		
G1	Tonalité	FM	6 minutes	90	90
G2	Tonalité	AM PM BLR	3 minutes	90	90
G3	Tonalité ou V.21 à 300 bps	V.27 à 4 800 bps ou option V.29 à 9 600 bps	20 s, 40 s ou 60 s, selon la résolution choisie	200	100
	ou option V.26 à 2 400 bps			200	200
				200	400
G4	≥ 48 000 bps	≥ 48 000 bps	≤ 6 secondes	≥ 200	≥ 200

Légende : FM Modulation de fréquence  
AM Modulation d'amplitude  
PM Modulation de phase  
BLR Bande latérale résiduelle

Le mode G1 utilise le même principe que le Xerox 400; il a été normalisé par le CCITT en 1968. Par la suite, en 1976, le mode G2 reprenait les grandes lignes du mode G1 tout en diminuant le temps de transmission de moitié, lequel passait à trois minutes. C'est en 1980 que le mode G3 a été normalisé. La transmission y est numérique et le temps de transmission ramené à moins d'une minute. Quant au mode G4, il a été normalisé en 1984; pour ce mode, le temps de transmission est de moins de dix secondes, sur une liaison numérique à plus de 56 kilobits par seconde. Il est principalement utilisé sur les réseaux numériques à intégration de services (RNIS).

Les télécopieurs du groupe G1 utilisent la modulation de fréquence analogique (FM), qui accepte une échelle de gris. Étant donné que le système téléphonique aux États-Unis utilise une bande de base plus large que le reste du monde, la norme qui prévaut pour les télécopieurs aux États-Unis d'Amérique diffère de celle qui est préconisée par le CCITT. Le tableau 9.2 résume les principales caractéristiques de ces deux normes.

TABLEAU 9.2

NORMES AMÉRICAINES ET DU CCITT RELATIVES AUX TÉLÉCOPIEURS DU GROUPE 1 (G1)

Paramètres du groupe 1	Norme aux États-Unis	Norme du CCITT
Facteur de coopération	840 lignes	829 ± 1 % lignes
Rapport temps/page	6 min	6 min
Balayage horizontal ( <i>Lb</i> )	8,75 ± 0,06 po	215 mm (8,46 po)
Longueur utile du balayage ( <i>Lu</i> )	8,33 ± 0,03 po	200 mm (7,87 po)
Ratio <i>Lu/Lb</i>	0,952 ± 0,010	0,930
Densité de lecture horizontale	96 lignes/po	3,85 lignes/mm
Balayage vertical	96 lignes/po	97,9 lignes/po
Largeur minimum du document	8,5 sur 11,0 po (8,3 sur 11,7 po)	ISO A4 (210 sur 297 mm)
Fréquence de lecture	180 ± 10 <sup>-5</sup> min <sup>-1</sup>	180 ± 10 <sup>-5</sup> min <sup>-1</sup>
Modulation de fréquence	1 975 ± 475 Hz	1 700 ± 400 Hz
Blanc	1 500 ± 50 Hz	2 100 Hz
Noir	2 425 ± 25 Hz	1 300 Hz
Signal de réponse	(ACK) 1 500 ± 50 Hz de 0,5 à 2,2 s	1 650 Hz de 1,5 s Répète après 3 s
Fin du message	(STOP) 1 100 ± 50 Hz continue	1 100 Hz ± 3,5 % pour 3 s
Synchronisation (phase)	15 ± 3 s, balayage chaque ligne 96 % noir et 4 ± 1 % blanc	15 ± 1 s, balayage chaque ligne 95 % noir et 5 ± 1 % blanc
Pouvoir de transmission	-9 dBm pour les boucles; 0 dBm par installation	-15 à 0 dBm, défini lors de l'installation
Niveau de réception	-36 à 0 dBm	-40 à 9 dBm

Les télécopieurs du groupe G2 utilisent la modulation d'amplitude analogique (AM). Certains télécopieurs de ce groupe n'acceptent aucune échelle de gris. Dans ces cas, le signal ne peut prendre que deux valeurs correspondant au noir et au blanc. La

normalisation du mode G2 fait l'objet de la recommandation T.3 du CCITT, présentée au tableau 9.3.

TABLEAU 9.3

## RECOMMANDATION T.3 DU CCITT RELATIVE À LA NORMALISATION DU GROUPE 2 (G2)

Paramètres du groupe 2	Norme du CCITT
Facteur de coopération	829 lignes $\pm$ 1 %
Rapport temps/page	3 min (non standard 2 min et non standard < 2 min avec saut d'espace blanc)
Balayage horizontal ( $L_b$ )	215 mm (8,46 po) jusqu'à 222 mm (8,74 po)
Longueur utile du balayage ( $L_u$ )	205 mm (8,07 po)
Ratio $L_u/L_b$	0,953
Densité de lecture horizontale	3,85 lignes/mm (97,8 lignes/po)
Balayage vertical	97,9 lignes/po
Largeur minimum du document	ISO A4 (210 sur 297 mm) (8,3 sur 11,7 po)
Fréquence de lecture	$360 \pm 10^{-5} \text{ min}^{-1}$
Modulation	VSB AM avec une modulation de phase entre 0 et 180°, en alternance après transition de noir à blanc; blanc MAX, noir -26 dB ou moins
Fréquence de transport	2 100 $\pm$ 10 Hz
Fréquence maximum	2 487 Hz
Signal de réponse	1 850 Hz de 1,5 s, répète après 3 s continuellement
Fin du message (EOM)	1 100 $\pm$ 38 Hz pour 3 s $\pm$ 15 %
Synchronisation (phase)	Condition de ligne (LCS) 1 100 $\pm$ 50 Hz pour 1,5 $\pm$ 0,5 s + 6 $\pm$ 0,5 s de balayage chaque ligne; 95 % noir et 5 $\pm$ 1 % blanc; transport de phase inversé à chaque ligne
Confirmation reçue (CRF2)	1 650 $\pm$ 6 Hz pour 3s $\pm$ 15 %
Pouvoir de transmission	-15 à 0 dBm, défini lors de l'installation
Niveau de réception	-40 à 0 dBm

Les *télécopieurs du groupe G3* permettent d'acheminer une page de 8,5 pouces sur 11 pouces, à l'aide d'un modem, sur une liaison téléphonique en une minute ou moins, en utilisant une technique de compression numérique de données. La normalisation du mode G3 fait l'objet de la recommandation T.4 du CCITT, résumée au tableau 9.4.

TABLEAU 9.4

## RECOMMANDATION T.4 DU CCITT RELATIVE À LA NORMALISATION DU GROUPE 3 (G3)

Paramètres du groupe 3	Norme du CCITT
Facteur de coopération	829 lignes pour le standard 1 658 lignes pour haute résolution
Pixels par lignes balayées	1 728 (option 2 048 pour 255 mm de ligne)
Rapport temps/page	1 min (varie selon le degré de détails sur le document)
Densité de lecture horizontale	3,85 lignes/mm - Résolution normale 7,7 lignes/mm - Haute résolution
Balayage vertical	jusqu'à 8 lignes/mm
Largeur minimum du document	ISO A4 (210 sur 297 mm) (8,3 sur 11,7 po)
Fréquence de lecture Option	20 ms standard (50 balayage/s max.) 10 ms avec retour à 20 ms 5 ms avec retour à 10 et 20 ms 0 ms avec retour à 5, 10 et 20 ms plus option de 40 ms 40 ms (reconnaît option) 10 ms (5 ms - Haute résolution) avec retour à 20 ms (10 ms HR) 20 ms standard et 10 ms HR (la plus répandue) 40 ms (10 ms - Haute résolution)
Méthode de codage	1 dimension standard : code de Huffman modifié 2 dimensions option : code READ modifié
Paramètre <i>K</i>	1 dimension code : $K = 1$ 2 dimensions code : normale $K = 2$ Haute résolution : $K = 4$
Modem	Standard : 2 400 et 4 800 bps V.27 Option : 7 200 et 9 600 bps V.29

Les *télécopieurs du groupe G4* utilisent la compression de données numériques et l'interface des réseaux numériques à intégration de services. Comme l'indique le

tableau 9.5, ils sont divisés en trois classes. Les télécopieurs de la classe I utilise 200 pixels au pouce comme résolution standard, facilitant ainsi la compatibilité avec ceux du groupe G3. En pratique, le balayage et l'impression se font à 400 pixels au pouce et le système utilise le principe du photocopieur pour l'impression.

TABLEAU 9.5

## CARACTÉRISTIQUES DES CLASSES DU GROUPE 4 (G4)

Paramètres du groupe 4	Classe		
	I	II	III
Transmission standard (résolution en pixels/po)	200	200 et 300	200 et 300
Transmission optionnelle (résolution en pixels/po)	240 et/ou 300 et/ou 400	240 et/ou 400	240 et/ou 400
Capacité de conversion de pixels en standard	Non	Oui	Oui
Télétext	Non seulement	Réception	Oui
Mode mixte	Non seulement	Réception	Oui
Page mémoire	Non	Oui	Oui

Les télécopieurs de la classe II du groupe G4 utilisent deux standards : 200 et 300 pixels au pouce, avec 240 et 400 pixels au pouce en option. Ils peuvent recevoir des documents émis en mode mixte par les télécopieurs de la classe III. En pratique, le balayage et l'impression se font à 400 pixels au pouce. La classe III du mode G4 élargit l'étendue de la classe II par la reconnaissance de caractères tant en mode texte qu'en mode image.

Actuellement, les modes G1 et G2 ne sont pratiquement plus utilisés, en raison de leur temps de transmission trop long en comparaison du mode G3. Ces trois modes utilisent les circuits téléphoniques commutés classiques. Cependant, comme le mode G3 est numérique pour la transmission de l'image, il élimine pratiquement tous les problèmes liés à la qualité de l'image, lorsque la qualité de la ligne téléphonique le permet. Quant

au mode G4, il n'est pratiquement pas utilisé, puisqu'il nécessite une liaison à très haute vitesse passant par des réseaux numériques spécialisés, lesquels demeurent relativement peu disponibles à l'heure actuelle.

## 9.2 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Le télécopieur est un appareil qui permet de transmettre des fac-similés de documents par l'intermédiaire d'une ligne téléphonique. Dans ce contexte, l'image du document à transmettre doit être préalablement transformée en signaux analogiques ou numériques avant d'être acheminée sur un support de transmission. Par la suite, elle est reproduite par une méthode d'impression appropriée sur un support papier. La figure 9.1 présente le schéma d'un système de télécopie, et la figure 9.2 illustre le système de transmission.

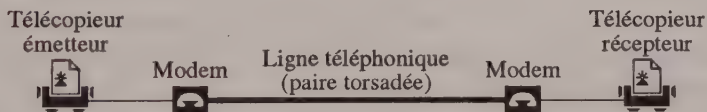


FIGURE 9.1  
SYSTÈME DE TÉLÉCOPIE.

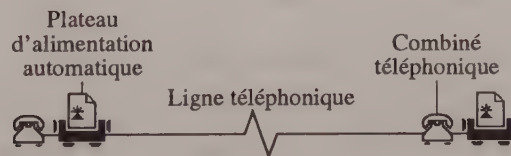


FIGURE 9.2  
SYSTÈME DE TRANSMISSION DE DOCUMENTS PAR TÉLÉCOPIEUR.

La procédure d'appel pour transmettre un document par télécopieur comprend généralement les étapes suivantes.

*Étape 1* : Placer dans le plateau d'alimentation automatique le document à transmettre.

*Étape 2* : Sélectionner la définition et le contraste sur le télécopieur.

*Étape 3* : Décrocher le combiné téléphonique.

*Étape 4* : Composer le numéro de téléphone du télécopieur éloigné.

*Étape 5* : Si la tonalité du télécopieur éloigné se fait entendre, alors appuyer sur la touche qui actionne la transmission (touche *fax*).

*Étape 6* : Raccrocher le combiné téléphonique.

Le document sera lu et transmis page par page. Généralement, un rapport de confirmation est émis à la fin de la transmission, indiquant le nombre de copies correctement reçues.

Par ailleurs, si l'appareil est muni d'un mécanisme de composition automatique, les étapes 3 à 6 sont remplacées par la simple pression d'une touche programmée permettant d'enclencher l'opération automatique de composition et de transmission. Si le télécopieur récepteur est occupé, le télécopieur émetteur recommencera plus de deux fois la procédure, avec un intervalle de temps d'attente de trois minutes entre chaque essai. Grâce à cette procédure automatique, l'utilisateur n'a plus à subir l'attente liée à un télécopieur récepteur occupé.

De façon globale, le fonctionnement d'un télécopieur passe par six étapes.

1. L'établissement de la communication en mode manuel ou automatique.
2. L'identification des possibilités et la sélection des commandes choisies.
3. La synchronisation, la composition, la détection et la correction des erreurs, ainsi que la surveillance de la ligne durant la transmission du message.
4. La transmission du message (image) selon le mode choisi.
5. Les opérations consécutives à la transmission du message, soit les indications : fin du message, confirmation de transmission, envoi de plusieurs pages ou fin de la procédure de télécopie.
6. La libération de la communication en mode manuel ou automatique.

Mentionnons que les étapes 1 et 2 correspondent précisément à la procédure d'appel décrite précédemment. Par ailleurs, la correction d'erreurs dont il est question à l'étape 3 n'est pratiquement pas utilisée actuellement, puisque la transmission de l'image se fait

en mode simple (pas de retransmission). Il y a par contre une détection des erreurs pour informer le transmetteur, le cas échéant, qu'il y a eu des problèmes.

À partir des techniques employées pour la transmission, nous distinguons généralement deux types de télécopieurs : le *télécopieur analogique* et le *télécopieur numérique*. Les figures 9.3 et 9.4 en sont des illustrations.

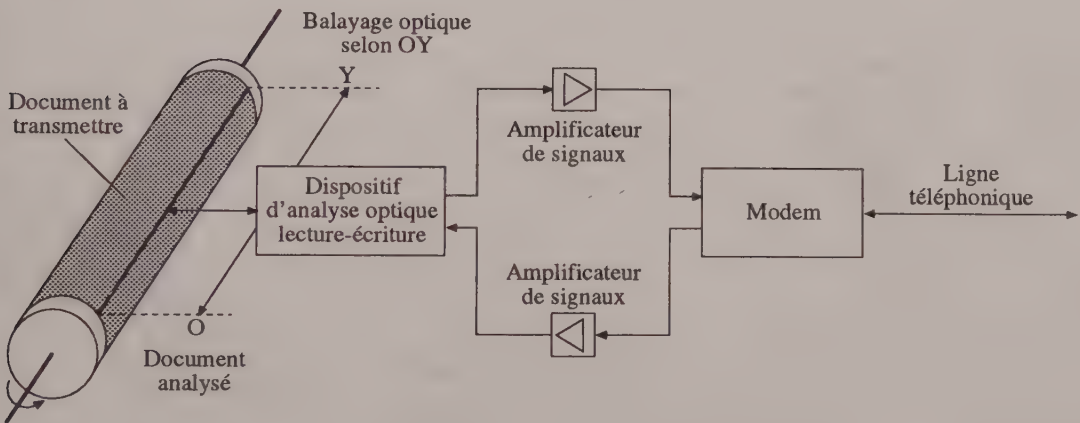


FIGURE 9.3

*TÉLÉCOPIEUR ANALOGIQUE.*

Dans le cas du *télécopieur analogique*, le dispositif d'analyse optique se déplace de trois à six minutes le long d'une génératrice du cylindre sur lequel est enroulé le document à transmettre. Le signal ainsi recueilli est amplifié, puis transmis sur la ligne téléphonique par le biais d'un modem. À la réception, le même signal est restitué et utilisé pour commander une tête d'impression qui se déplace en synchronisme sur le cylindre d'un appareil analogue au premier. La reproduction du document original est obtenue par étincelance de la couche superficielle du papier spécial (papier thermique).

Dans le cas du *télécopieur numérique*, le dispositif d'analyse par barrette de photodiodes ou de cellules à transfert de charges permet de ne passer qu'une seule fois le document en entier devant l'analyseur : on s'affranchit ainsi du tambour et on découple l'analyse

et la restitution. Lorsque l'appareil est bouclé sur lui-même, un photocopieur peut même être ajouté. Une fois saisie, l'information est numérisée puis codée de manière à limiter le nombre de bits à transmettre. Pour ce faire, un code par plages à longueur variable (code de Huffman) est utilisé. À la réception, différentes solutions existent selon le type de papier : dépôt de charges électrostatiques sur papier spécial, impression photographique, brûlage de papier thermique, jet d'encre sur papier ordinaire. Un développement dans un révélateur (*toner*) est nécessaire dans les deux premiers cas.

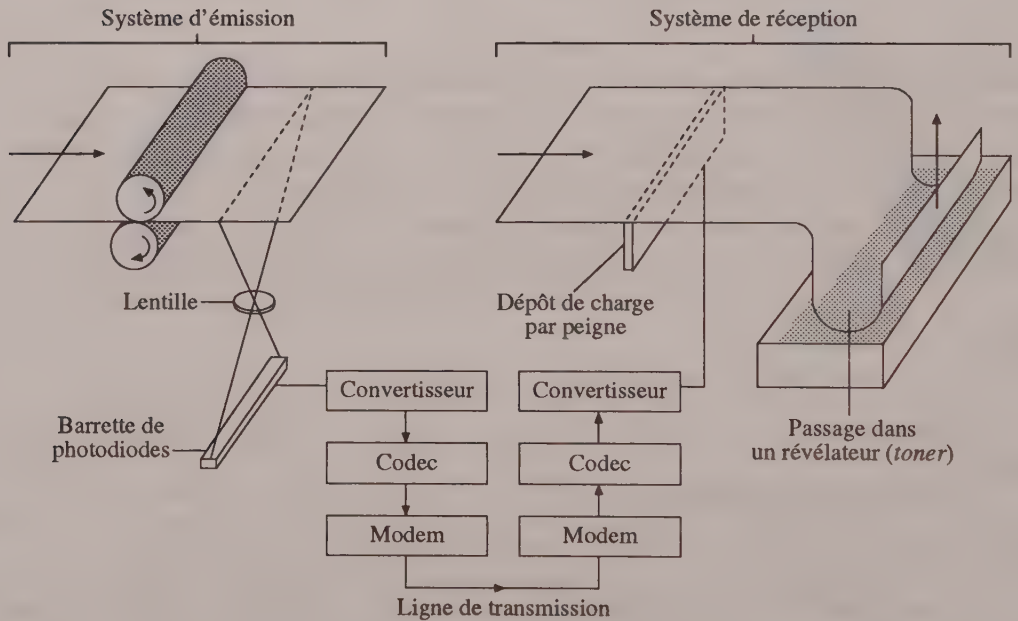


FIGURE 9.4

TÉLÉCOPIEUR NUMÉRIQUE.

### 9.3 DESCRIPTION DES COMPOSANTES DE BASE

La transmission de documents par télécopieur fait appel à différentes composantes ou modules, tant matériels que logiciels. Comme le montrent les figures 9.5 et 9.6 dans

lesquelles les modes G1, G2 et G3 sont choisis, un à la fois, la composante de base à l'émission demeure le lecteur, alors qu'en réception c'est l'imprimante qui joue ce rôle. Étant donné que les télécopieurs utilisent la liaison téléphonique comme support de transmission, il peut être nécessaire d'intégrer à l'ensemble du système d'émission et de réception un modem réalisant spécifiquement les fonctions de modulation et de démodulation. Voyons maintenant, de façon succincte, les caractéristiques techniques et le principe de fonctionnement des lecteurs et des imprimantes, puis les avis et protocoles qui réglementent les diverses étapes de la transmission.

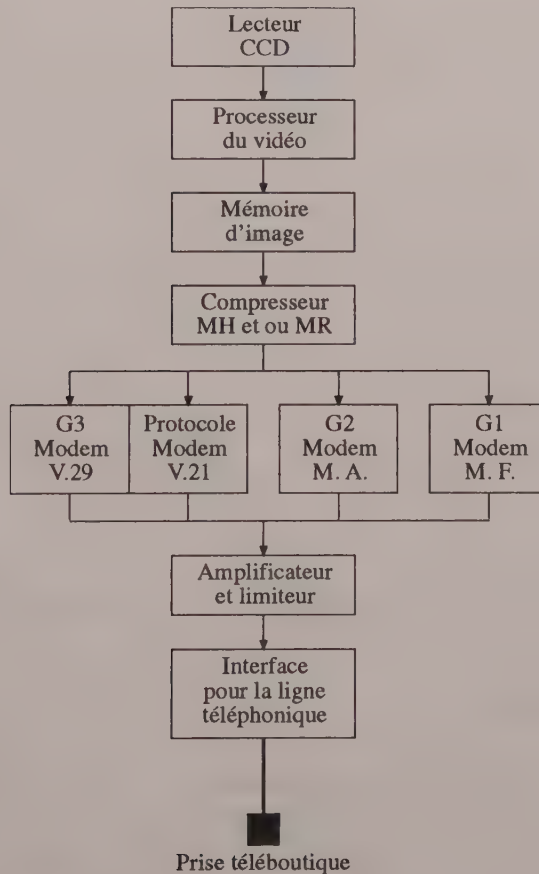


FIGURE 9.5

COMPOSANTES NÉCESSAIRES À L'ÉMISSION D'UN DOCUMENT PAR TÉLÉCOPIE.

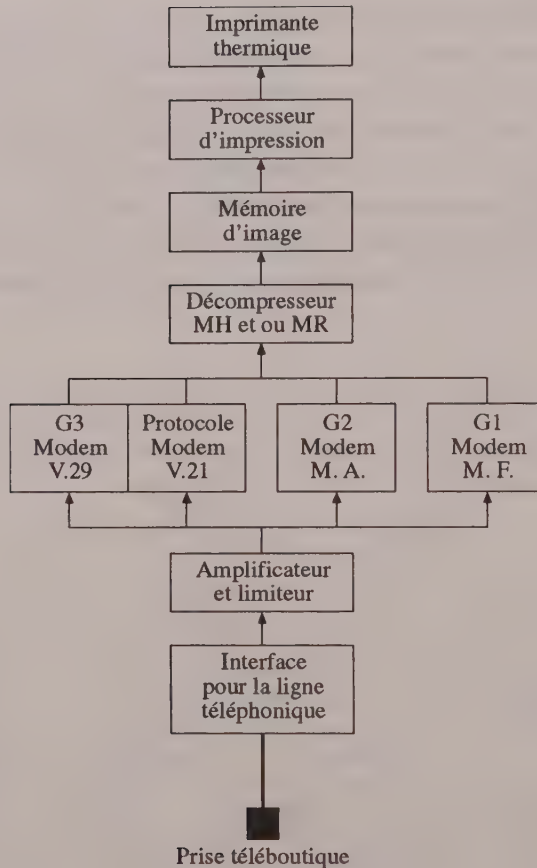


FIGURE 9.6

COMPOSANTES NÉCESSAIRES À LA RÉCEPTION D'UN DOCUMENT PAR TÉLÉCOPIE.

### 9.3.1 Lecteurs

Actuellement, le lecteur le plus répandu est de type CCD (*Charge Couple Device*). Il est constitué d'une série de microcondensateurs sensibles à la lumière, déposée sur un circuit intégré dont le dessus est transparent. Le document est lu par le faisceau focalisé d'un système optique, à raison d'une ligne à la fois. Par la suite, l'information est numérisée et transférée à un microprocesseur qui s'occupe de sa transmission dans le mode choisi. La figure 9.7 illustre le principe de fonctionnement du lecteur CCD.

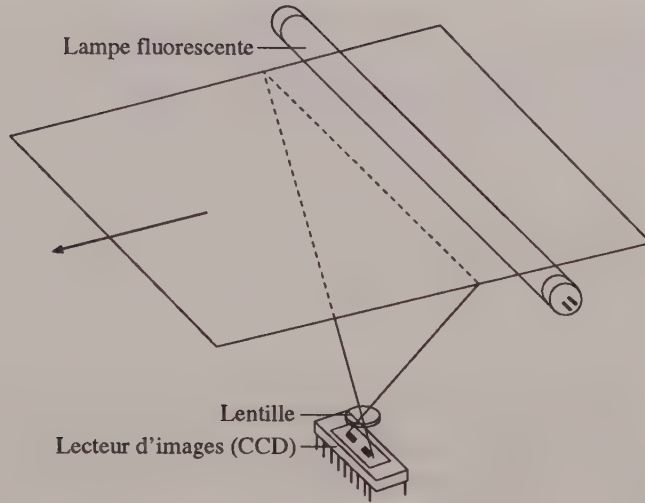


FIGURE 9.7  
COMPOSANTES DE BASE DU LECTEUR CCD.

Il existe également le *lecteur à plat* qui lit par contact immédiat le document, une ligne à la fois. La figure 9.8 illustre le principe de fonctionnement du lecteur à plat.

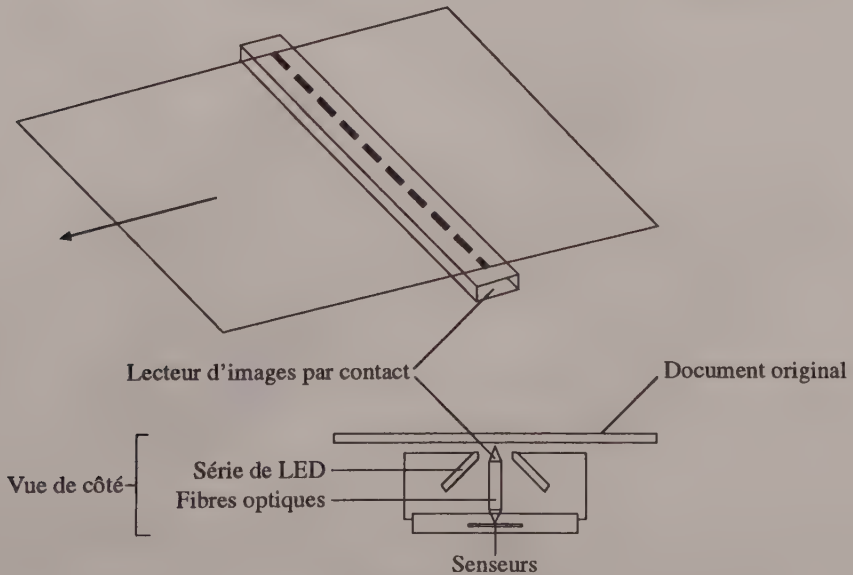


FIGURE 9.8  
COMPOSANTES DE BASE DU LECTEUR À PLAT.

Ce lecteur fonctionne selon un principe analogue au *lecteur CCD*, sauf que la lecture par faisceau focalisé est effectuée par des fibres optiques à proximité immédiate du document. L'information lumineuse est acheminée sur une série de cellules lectrices qui sont distribuées sur une longueur de 8,5 pouces.

Dans les deux cas, un moteur pas à pas avance ligne par ligne le document, permettant ainsi une lecture intégrale.

### 9.3.2 Imprimantes

Pour ce qui est des imprimantes, deux types sont généralement utilisés à la réception pour restituer les documents. Le premier, illustré à la figure 9.9, utilise du papier thermique et une tête thermique. Avec ce type d'imprimante, l'information à imprimer est amenée par un microprocesseur à la tête thermique. Celle-ci imprime l'information, par transfert de chaleur, sur le papier thermique traité pour réagir aux variations de température. Un moteur pas à pas et un ensemble de rouleaux avancent le papier thermique, ligne par ligne, pour effectuer l'impression de toute la page à recevoir.

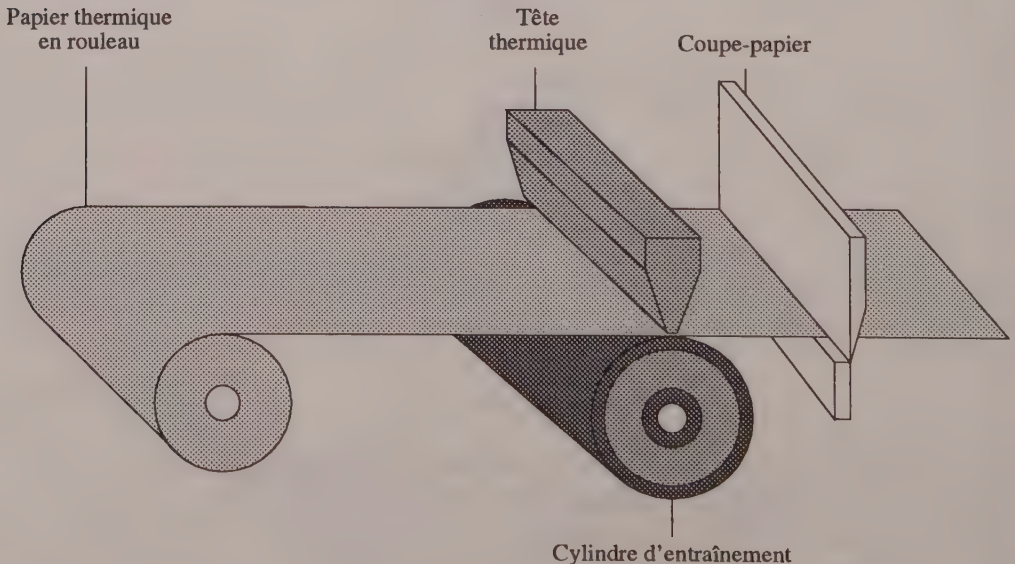


FIGURE 9.9

IMPRIMANTE UTILISANT DU PAPIER THERMIQUE.

Le deuxième type d'imprimante, illustré à la figure 9.10, utilise du papier carbone, du papier ordinaire et une tête thermique. Son fonctionnement est fondé sur le même principe, sauf que c'est le papier carbone qui, par transfert de chaleur de la tête thermique, dépose le carbone sur le papier ordinaire. Un moteur pas à pas avance le papier normal et le papier carbone ligne par ligne.

Dans les deux cas, lorsque la réception est terminée, un couteau coupe le papier. Mentionnons enfin que la qualité et la définition du document reçu dépendent de la qualité de l'imprimante.

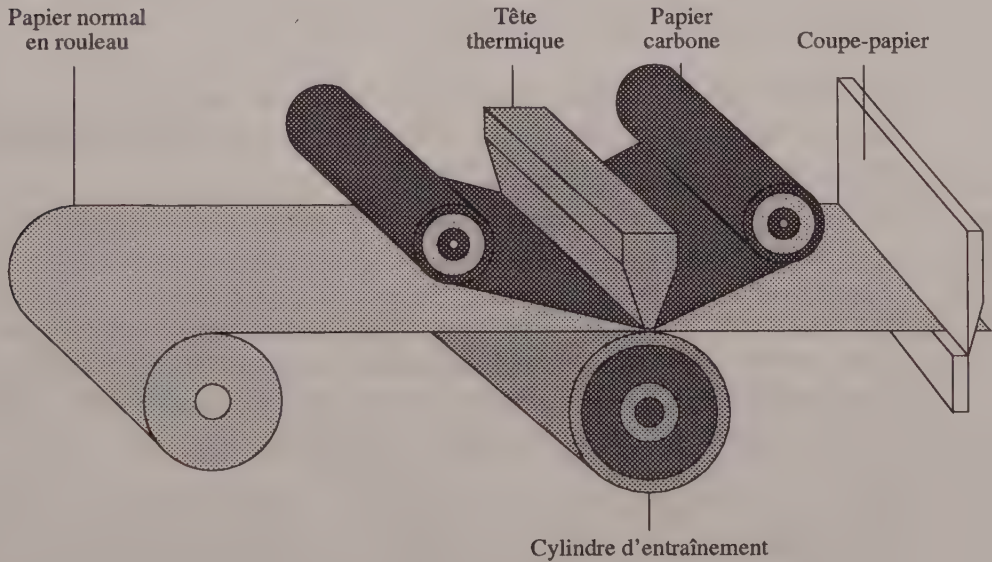


FIGURE 9.10

*IMPRIMANTE UTILISANT DU PAPIER CARBONE.*

### 9.3.3 Avis et protocoles

Une étude plus détaillée du tableau 9.1 nous montre que les télécopieurs du mode G3 commencent normalement leur communication à 300 bits par seconde, selon l'avis V.21. Une vitesse de 2 400 bits par seconde, selon l'avis V.26, est optionnelle.

Conformément au protocole utilisé, quand les télécopieurs se sont entendus sur les choix d'opération (définition, mode d'opération, etc.), le télécopieur émetteur transmet une première séquence de mise en phase à 9 600 bits par seconde (avis V.29) et attend une confirmation du récepteur établissant que la transmission est possible à cette vitesse, sans problème. Si c'est oui, l'image est transmise; si c'est non, les vitesses de reprise à 7 200 bits (avis V.27), 4 800 et 2 400 bits par seconde sont essayées successivement. Si aucune vitesse ne convient, la communication est libérée et le transmetteur informe par impression locale que la transmission ne peut s'effectuer pour des raisons de mauvaise qualité de la ligne téléphonique.

#### 9.4 MODES DE TRANSMISSION ET SERVICES OFFERTS

Pour les télécopieurs de basse et, surtout, pour ceux de haute catégorie, une quantité plus ou moins importante de fonctions élaborées (ou services) sont disponibles. Examinons celles qui sont les plus utilisées.

##### *Composition automatique*

Il est courant d'utiliser un mode de transmission dite par *composition automatique*. En effet, certains télécopieurs offrent la possibilité de placer entre 30 et 100 numéros de téléphone en mémoire, lesquels sont accessibles par une ou deux touches. Ceci permet d'actionner des émissions ou réceptions en mode automatique.

Comme nous l'avons déjà dit, si le récepteur est occupé, le télécopieur émetteur recommencera plus de deux fois la procédure avec un intervalle de temps d'attente de trois minutes entre chaque essai. Par cette procédure automatique, l'utilisateur ne subit plus l'attente causée par un télécopieur récepteur occupé.

##### *Appel sélectif (scrutation)*

Ce mode de transmission, communément appelé *polling*, permet à un télécopieur central de demander successivement la transmission de plusieurs documents provenant de plusieurs télécopieurs éloignés, et ce grâce à une minuterie programmable (facultative). Les utilisateurs éloignés n'ont qu'à placer leurs documents dans leurs télécopieurs et à enclencher la touche appel sélectif (scrutation).

Le télécopieur central pourra, par exemple, appeler tous les télécopieurs pendant la nuit, où les tarifs téléphoniques sont moins élevés. L'utilisation d'un mot de passe permettra d'éviter, au besoin, l'enclenchement de la procédure de transmission. En effet, si le télécopieur central ne connaît pas le mot de passe du télécopieur éloigné, cela empêche la transmission.

### *Diffusion*

Ce mode de transmission permet de placer une série de documents dans une mémoire pour leur transmission immédiate, ou différée grâce à une minuterie, à plusieurs destinations différentes. Par exemple, une mémoire RAM de 1 mégaoctet permet de mettre en mémoire environ 40 pages de 8,5 sur 11 pouces.

### *Diffusion à relais*

Ce mode de transmission est identique au précédent, sauf que le télécopieur central transmet les documents à plusieurs télécopieurs, qui placent les documents dans leur mémoire respective pour les retransmettre à leur tour à plusieurs autres télécopieurs. Une telle variante permet d'économiser sur les frais d'appels interurbains.

### *Boîte aux lettres*

Dans ce mode de transmission, un télécopieur peut transmettre une série de documents dans un emplacement de la mémoire RAM du télécopieur éloigné. Un utilisateur n'a qu'à vérifier par la suite s'il a reçu des documents et peut demander de les faire imprimer par le télécopieur. Un tel mode, combiné à un mot de passe pour chaque boîte aux lettres, permet de garantir la confidentialité des documents expédiés.

### *Mot de passe*

Comme nous l'avons mentionné précédemment, il est possible d'activer différentes fonctions telles que la boîte aux lettres, l'appel successif et la diffusion avec un mot de passe, connu et programmable aux deux extrémités, par l'émetteur et par le récepteur. Cela permet de garantir la confidentialité des documents et d'augmenter la sécurité du transfert.

### *Rapport d'activités*

Tous les télécopieurs du mode G3 peuvent produire un rapport d'activités contenant en général les 50 dernières transactions (émissions et réceptions) assorties d'informations telles que l'endroit appelé et la quantité de copies réussies. Les télécopieurs de haute gamme offrent, en plus des rapports spécifiques détaillés, des fonctions telles que l'appel sélectif, la diffusion ou autres, ainsi que des rapports de confirmation après les transferts de documents.

## 9.5 PROTOCOLES UTILISÉS

Dans les modes G1 et G2, le système de signalisation est fondé sur la reconnaissance de tonalités spécifiques. Par contre, dans le mode G3, le système de signalisation repose sur le protocole HDLC (*High-level Data Link Control*) fonctionnant à une vitesse de 300 ou 2 400 bits par seconde. Cela permet la détection des erreurs et la confirmation de l'information correctement reçue. L'image n'utilise pas de procédure HDLC, mais elle est transmise à une vitesse supérieure en simplex.

Le mode de transmission G3 respecte en partie le modèle OSI. Étant donné le domaine particulier et autonome des télécopieurs, les fonctions des sept couches sont intégrées dans chaque machine et les normes sur la définition de ces fonctions ou tâches sont principalement données par les avis T.30 et T.4 du CCITT. Cela permet aux télécopieurs de différents pays de transmettre en mode G3, sans problème de compatibilité. Le mode G4 est actuellement à l'étude pour son intégration totale dans la structure OSI.

La figure 9.11 présente les normes correspondant aux définitions de chacune des couches du modèle OSI, alors que la figure 9.12 donne le format d'une trame HDLC, à partir des champs d'information de télécopie que l'avis T.30 définit.

Le champ de commande pour télécopie FCF (*Fac-simile Control Field*) fournit les renseignements relatifs au type d'information à échanger. À titre d'exemple, citons l'identification de l'abonné (demandé ou demandeur), les facilités non normalisées, la commande de réception de plusieurs pages, la position dans la séquence globale, etc. Le champ d'information pour télécopie FIF (*Fac-simile Information Field*), quant à lui, donne certaines caractéristiques du télécopieur telles que la vitesse du modem, la compatibilité avec les modes G2 et G1, le format d'impression, etc.

Couche OSI	Norme correspondante
Application	T.4 T.30 (CCITT)
Présentation	
Session	
Transport	
Réseau	
Liaison	HDLC
Physique	V.21, V.24, V.26 V.27, V.28, V.29
<b>Support physique</b>	<b>Ligne téléphonique commutée</b>

FIGURE 9.11

CORRESPONDANCE ENTRE LES NORMES DE TÉLÉCOPIE ET LES COUCHES DU MODÈLE OSI.

Champs d'information HDLC							
Drapeau	Drapeau	Adresse	Champ de contrôle HDLC	Champ de contrôle du télécopieur	Champ d'information du télécopieur	Champ de vérification de trame	Drapeau
8 bits	8 bits	AF 8 bits	CF 8 bits	FCF 8 bits	FIF Multiple de 8 bits	CRC 16 bits	8 bits
0111 1110	0111 1110	1111 1111	1100 X000	XXXX XXXX	XXXX XXXX—XXXX XXXX	XXXX XXXX XXXX XXXX	0111 1110

FIGURE 9.12

TRAME HDLC ET CHAMPS D'INFORMATION DE TÉLÉCOPIE SELON L'AVIS T.30.

Les avis T.4 et T.30 n'établissent pas de séparation évidente entre les différentes fonctions que le modèle OSI propose. Toutefois, il est possible de distinguer plusieurs fonctions correspondant clairement aux définitions de la plupart des couches. Aussi, les fonctions des couches 3 à 7 ne sont définies que par deux avis, qui sont d'ailleurs antérieurs au modèle OSI.

Par ailleurs, on peut établir des relations entre les fonctions spécifiées par les avis T.4 et T.30 d'une part et les différentes couches OSI d'autre part. En effet, pour la *couche physique*, les supports utilisés sont les câbles du réseau téléphonique commuté. Pour la transmission des bits de l'image, on a recours aux modulations mentionnées dans les avis V.27 et V.29, alors que la transmission des bits de commande utilise les modulations décrites dans les avis V.21 et V.26.

Toutes les fois qu'une interface numérique série est disponible, elle respecte intégralement les avis V.24 et V.28 définissant les caractéristiques électriques et fonctionnelles de l'interface. Les avis V.29, V.28, V.27, V.26, V.24 et V.21 sont définis par le CCITT dans les recommandations de la série V.

La *couche liaison* est desservie par le protocole HDLC. Pour ce qui est de la *couche réseau*, aucune fonction ni protocole n'ont été retenus. Il en est de même de la *couche transport*. Quant à la *couche session*, les fonctions de choix et de connexions de tâches spécifiques sont normalisées en partie dans l'avis T.30 qui définit, entre autres, les différentes commandes à négocier entre les télécopieurs, avant la transmission d'un document.

La *couche présentation* offre essentiellement les fonctions de codage et de compression d'images. Ces fonctions sont normalisées par l'avis T.4 qui permet le codage aussi bien unidimensionnel (code de Huffman modifié) que bidimensionnel (codage d'une ligne par rapport à la précédente). La *couche application*, quant à elle, est entièrement décrite dans les avis T.4 et T.30.

Le principal développement en cours touche le mode G4, qui n'utilise pas le réseau téléphonique, mais une ligne spécialisée de données de haute vitesse. Ce mode va offrir non seulement une meilleure définition et un temps de transmission très court (moins de quelques secondes par page), mais aussi l'utilisation intégrale du protocole HDLC, autant dans la transmission des commandes que dans celle de l'image. Ceci garantira une retransmission de l'information quand il y aura des erreurs. De plus, par sa totale intégration prévue dans le modèle OSI, le mode G4 permettra d'offrir des services de télétextes et de télécopieurs.

Il convient de mentionner la possibilité d'émettre et de recevoir en mode G3 avec un micro-ordinateur. Une carte doit être ajoutée à l'appareil pour assurer les fonctions de

modulation et permettre la connexion à une ligne téléphonique. Un logiciel spécialisé s'occupe du codage et du décodage déterminé par le mode G3.

Dans ce contexte, les fonctions supplémentaires disponibles sont la transmission de fichiers de texte sous format ASCII, la reconnaissance de caractères OCR (*Optical Recognize Read*), la mise en mémoire et la transmission multiple de documents. La multiplicité des fonctions qu'un ordinateur peut effectuer (appel sélectif, diffusion, mise en mémoire de numéros de téléphone, etc.) ne se limite alors qu'à l'imagination du programmeur. La principale faiblesse réside dans le fait que l'ordinateur se trouve en mode dédié quand il est en attente de réception. En conséquence, aucune autre tâche ne peut être effectuée parallèlement, puisque en général, les micro-ordinateurs ne peuvent pas faire du multitraitement.

---

## EXERCICES

- 9.1 Quelle fut la première utilisation (application) des télécopieurs?
- 9.2 Résumez en quelques lignes le principal développement en cours dans la technologie des télécopieurs.
- 9.3 À quelle(s) norme(s) de télécopie correspondent les couches réseau et liaison du modèle OSI?
- 9.4 Nommez cinq différences entre les modes de transmission G1 et G2?
- 9.5 Pourquoi utiliser un ensemble modem-codec dans le télécopieur numérique, alors que seul un modem est nécessaire dans le cas du télécopieur analogique?
- 9.6 Pourquoi un champ d'information HDLC permet-il le passage d'une séquence de 8 bits à une autre de 16 bits le long d'une trame?
- 9.7 Énumérez les différentes étapes qui définissent la procédure d'appel en vue de transmettre un document par télécopie.
- 9.8 Précisez les six grandes étapes de fonctionnement d'un télécopieur, en ayant soin de spécifier celles qui correspondent à la procédure d'appel.
- 9.9 De façon succincte, donnez les caractéristiques d'un télécopieur analogique, en explicitant le principe de fonctionnement.
- 9.10 Qu'est-ce qui distingue un télécopieur numérique d'un télécopieur analogique?

- 9.11** En quoi consiste le lecteur CCD? Quel en est le principe de fonctionnement?
- 9.12** Précisez le mécanisme de lecture du lecteur à plat. En quoi son principe de fonctionnement diffère-t-il de celui du lecteur CCD?
- 9.13** Dans le contexte des télécopieurs, qu'est-ce qui distingue une imprimante utilisant du papier thermique de celle utilisant du papier carbone?
- 9.14** Donnez les caractéristiques des modes de transmission suivants :
- composition automatique
  - appel sélectif
  - diffusion à relais
  - boîte aux lettres.
- 9.15** Répondez par *vrai* ou *faux* aux assertions suivantes.
- a) Télécopieur, bélinographe, fac-similé et fax sont tous synonymes.
  - b) Pour les télécopieurs, la norme prévalant aux États-Unis diffère de celle qui est préconisée par le CCITT.
  - c) Le mode de transmission G3 présente souvent des problèmes de qualité d'image.
  - d) Le combiné téléphonique d'un télécopieur doit rester ouvert tout au long de la transmission.
  - e) Le code de Huffman est utilisé dans la technologie du télécopieur analogique.
  - f) La lecture par faisceau focalisé du lecteur à plat est effectuée par des fibres optiques.
  - g) Un télécopieur du groupe G3 peut commencer une communication à 2 400 bits par seconde.
  - h) L'utilisation du protocole HDLC permet la détection des erreurs.
  - i) La couche présentation du modèle OSI offre des fonctions normalisées par l'avis T.30.
  - j) La transmission par télécopie est possible à l'aide d'un micro-ordinateur.

---

**BIBLIOGRAPHIE**

D. FISHMAN, *The Book of Fax*, Ventana Press, 2<sup>e</sup> édition, CA, 1990.

D. G. DONALD, *Electronics Engineer's Handbook*, 3<sup>e</sup> édition, 1989.

K. KOBAYASHI, « Advances in Facsimile Art », *IEEE Communication Magazine*, vol. 23, n<sup>o</sup> 2, 1990, pp. 27 à 34.

R. PRASAD, J. H. Bons et P. A. Spaargaren, « Teletext Reception in Mobile Rican Fading Channel with Maximal Ratio Combining », *Electronics Letters*, vol. 27, n<sup>o</sup> 18, 1991.

M. L. THÉODULE, « Des outils pour optimiser la télécopie », *Télécoms Magazine*, avril 1991, pp. 34-37.

XEROX, *Manuel d'instructions et manuel technique des télécopieurs : Omnifax G35, G38 et 9-S, Rapicom 120 et 130, Canon fax 410 et 350, Xerox 400.*

**CHAPITRE 10**

*LA TÉLÉPHONIE CELLULAIRE*



La *téléphonie cellulaire* est fondée sur le principe de la radiocommunication mobile. Elle constitue un moyen de communication moderne permettant à une station fixe d'émettre vers une station mobile, ou vice versa. Dans ce sens, la téléphonie cellulaire étend à la fois le rôle et la portée du téléphone, lequel occupe une place de choix dans les systèmes dits cellulaires. Dans ce chapitre, nous allons d'abord présenter les caractéristiques générales de la radiocommunication mobile sur laquelle repose la téléphonie cellulaire. Dans un deuxième temps, nous étudierons les différents sous-systèmes qui composent un système de radiocommunication mobile. Enfin, nous ferons un survol de trois systèmes cellulaires : *Radiocom 2000*, *AMPS* et *Cantel*.

## 10.1 CARACTÉRISTIQUES GÉNÉRALES

La radiocommunication mobile se caractérise, d'un point de vue général, par un certain nombre de facteurs tels que le contenu des messages transmis, le mode de dialogue qui s'établit entre les interlocuteurs et la distance de transmission qui sépare l'émetteur du récepteur. En plus de ces caractéristiques de base qui permettent de distinguer les divers systèmes de radiocommunication mobile, il convient de mentionner d'autres aspects liés à la distorsion, à la sensibilité au bruit et à l'encombrement du spectre de fréquences.

### 10.1.1 Caractéristiques de base

La téléphonie cellulaire tient ses origines de la radiocommunication mobile. Plus précisément, elle résulte de l'ajout à celle-ci du concept d'organisation en cellules, avec des récepteurs ou des stations cellulaires reliés par câble à un *centre de commutation des téléphones mobiles* ou MTSO (*Mobile Telephone Switching Office*). La téléphonie cellulaire utilise des ondes radio analogiques en modulation de fréquence; elle consiste à diviser l'espace de fonctionnement en cellules, puis à réutiliser, pour autant que cela soit possible, les mêmes fréquences dans d'autres cellules.

Comme l'indique la figure 10.1, le MTSO constitue le centre de coordination de toutes les stations cellulaires. Il contient le processeur central et le système de commutation servant d'intermédiaire entre les téléphones mobiles et les téléphones terrestres ou fixes. Nous utiliserons également les expressions *mobiles* et *fixes* pour désigner ces appareils qui peuvent fonctionner en déplacement, dans une voiture par exemple, ou être placés à un endroit précis.

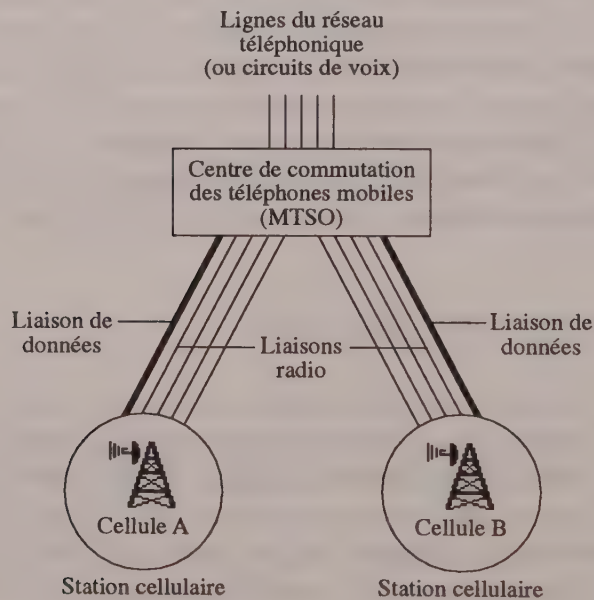


FIGURE 10.1

SYSTÈME DE TÉLÉPHONIE CELLULAIRE.

Chaque cellule prend théoriquement une forme hexagonale et est munie d'une antenne qui établit les communications radio avec les mobiles. La station de la cellule est reliée au MTSO qui, à son tour, est relié au réseau téléphonique terrestre. Ainsi, un téléphone mobile qui, pendant son trajet, change de cellule doit, dans une cellule adjacente, avoir accès à une autre fréquence pour pouvoir maintenir la communication. Dans ce contexte, la bande passante acceptée est celle qui supporte les principales caractéristiques de la voix, soit de 300 Hz à 3 400 Hz.

Quant aux liaisons de données terrestres, elles permettent au processeur de superviser le système de communication et de contrôler les stations cellulaires, alors que les liaisons radio transportent la voix et assurent la signalisation, la transmission des données, des mobiles aux stations cellulaires. Cette organisation cellulaire, basée sur la modulation de fréquence, consiste essentiellement à partager la fréquence totale entre un sous-ensemble de cellules accessibles à un certain nombre de mobiles. Ces derniers peuvent être situés aussi bien dans un train, un autobus, un taxi, une voiture de police que dans celle d'un particulier.

À l'origine, les téléphones mobiles étaient assignés à un canal radio par groupe, de sorte que chaque canal supportait un groupe distinct de mobiles, comme l'illustre la figure 10.2. Compte tenu de la piètre qualité de service observée, particulièrement dans les grands centres urbains, une telle organisation dite *système isolé* (*non-trunked system*) a été remise en cause; ce qui a donné naissance au *système interconnecté* (*trunked system*), illustré à la figure 10.3, dans lequel chaque mobile peut accéder à tous les canaux de fréquence.

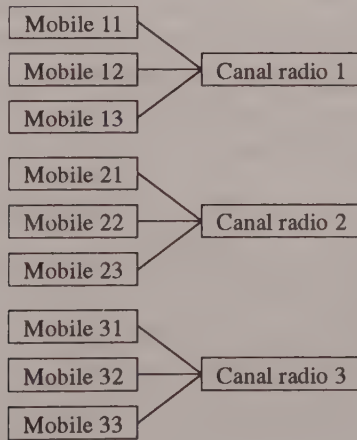


FIGURE 10.2

SYSTÈME ISOLÉ DE CANAUX RADIO.

Pour transmettre un message, qu'il soit analogique ou numérique, il faut tout d'abord le coder pour obtenir un signal qui sera ensuite transmis sous la forme d'une onde radioélectrique. Cette opération de codage utilise généralement les principes de la modulation analogique, faisant ainsi référence à la *modulation d'amplitude en bande latérale unique* (BLU) ou à la *modulation angulaire* de phase ou de fréquence.

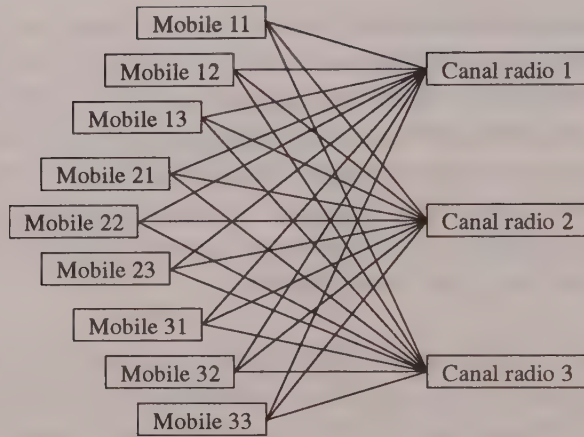


FIGURE 10.3  
SYSTÈME INTERCONNECTÉ DE CANAUX RADIO.

Notons que, quelle que soit la forme d'un message analogique, celui-ci peut être converti, par numérisation, en un signal codé numérique (modulation par impulsions codées ou MIC-DELTA). La figure 10.4 en est une illustration.

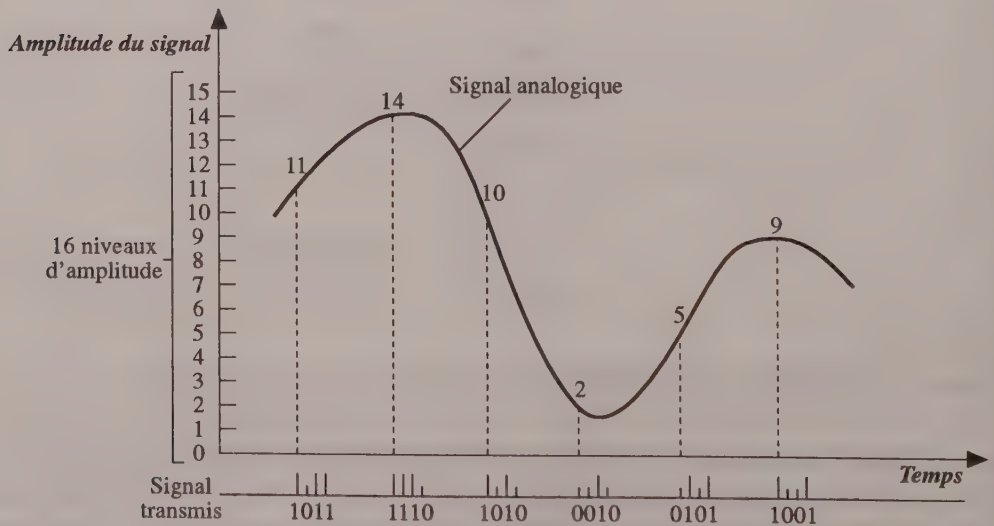


FIGURE 10.4  
NUMÉRISATION D'UN SIGNAL ANALOGIQUE PAR MODULATION EN IMPULSIONS CODÉES.

En radiocommunication mobile, nous distinguons deux types de dialogue entre interlocuteurs : le type bilatéral et le type unilatéral. Ces deux types sont à leur tour subdivisés pour donner, au total, cinq modes.

- Le type *bilatéral*, qui donne lieu à des échanges dans l'un des trois modes suivants :
  - unidirectionnel ou simplex,
  - bidirectionnel à l'alternat (*half-duplex*),
  - bidirectionnel simultané ou duplex intégral (*full duplex*).
  
- Le type *unilatéral*, dans lequel nous distinguons les deux modes de transmission suivants :
  - du fixe vers le mobile,
  - du mobile vers le fixe.

Pour ce qui est de la distance de transmission, à priori le mobile se déplace et peut se situer n'importe où par rapport aux interlocuteurs fixes ou mobiles. Les communications mobiles se caractérisent par une distance maximale et, parfois, par une distance minimale de transmission.

Un système de radiocommunication mobile est constitué par des équipements fonctionnant dans la gamme de fréquences situées autour d'un émetteur particulier, qui peut être fixe ou mobile. Aussi est-il possible, à tout instant, de tracer un relevé des points géographiques où le rapport signal-bruit, après décodage, est meilleur qu'une valeur seuil fixée à priori (90 %). Ce relevé permet de définir, pour l'émetteur en cause, la portée utile qui est fonction de l'azimut et de l'endroit en général.

Il est également possible de tracer un relevé de points où le rapport signal-bruit, après décodage, dépasse une valeur minimale faible mais non nulle, 10 % par exemple. Un tel relevé permet de définir la portée en brouillage du même émetteur. Pour qu'une liaison s'établisse, il faut et il suffit que la distance entre l'émetteur et le récepteur soit inférieure à la portée utile, qui dépend en général de la position géographique et de la puissance de l'émetteur.

Jusqu'à 25 MHz, les portées les plus importantes, utiles et en brouillage, nécessitent une coordination internationale. Ainsi, le partage du spectre restreint de fréquences entre tous les pays du monde impose l'emploi de la modulation à bande étroite ou bande latérale unique. Au-delà de 80 MHz, la portée utile est limitée par un gros horizon radioélectrique, et la réutilisation des fréquences peut s'organiser dans un cadre national, avec une coordination aux frontières des pays limitrophes.

### 10.1.2 Les distorsions

Toute communication mobile sur la Terre est sujette à des distorsions très importantes qui affectent les trois paramètres fondamentaux du signal : la fréquence, l'amplitude et la phase. En effet, la fréquence peut être affectée par l'*effet Doppler*, l'amplitude par l'*affaiblissement de Rayleigh*, et la phase par la *dispersion des temps de propagation* et par la *modulation parasite de fréquence*.

L'effet Doppler est analogue aux variations de fréquence que nous pouvons observer en écoutant le sifflement d'un train qui traverse une gare à toute vitesse. En effet, le sifflement perçu par un observateur placé sur le quai semble plus aigu lorsque le train se rapproche et plus grave lorsque le train s'éloigne. Ceci s'explique par le fait que la distance parcourue par l'onde, du sifflet à l'oreille de l'observateur, diminue avec l'approche et augmente avec l'éloignement du train, ce qui modifie la longueur d'onde du signal et, par conséquent, la fréquence.

L'effet Doppler s'applique à toutes les formes d'onde transmise ou reçue par un mobile en déplacement. Il se traduit à chaque instant par un décalage de fréquence. Par ailleurs, rappelons qu'une communication avec un mobile ne peut être établie que si l'affaiblissement de parcours est supérieur à une valeur donnée, considérée comme un seuil. Cette valeur dépend du niveau de bruit à la réception et surtout du rapport signal-bruit à la réception, nécessaire pour reconstituer le signal transmis. Un tel rapport dépend en général du procédé de modulation utilisé. Mentionnons que l'efficacité du système demeure conditionnée par cette marge d'affaiblissement et par l'effet de celui-ci sur l'amplitude du signal.

Quant à la phase, elle peut être affectée par la dispersion des temps de propagation, ce qui se produit généralement lorsque la propagation s'effectue selon des trajets multiples. Le temps de propagation d'une information selon les différents trajets varie avec

la longueur de chaque trajet, ce qui entraîne une distorsion de phase préjudiciable à la reconnaissance du message transmis.

### 10.1.3 Sensibilité au bruit

Tout récepteur, muni ou non d'une antenne, reçoit un certain bruit qui provient de son environnement immédiat. Ce bruit comprend plusieurs composantes dont l'importance varie avec la fréquence du récepteur.

À partir d'un champ radioélectrique, le système d'antenne et de couplage des aériens au récepteur fournit une tension qui, pour qu'elle soit utilisable, doit excéder la valeur de la sensibilité du récepteur. En l'absence de toute source de bruit externe, la chaîne de réception est imprégnée d'un bruit propre. Pour mesurer ce dernier, nous prenons pour référence le bruit thermique qui, en principe, est produit par l'agitation thermique des électrons dans les conducteurs.

Nous pouvons considérer que la vitesse quadratique moyenne des électrons est proportionnelle à la température absolue. Ainsi, les électrons en déplacement entrent en collision avec les atomes du conducteur, créant une impulsion de courant. Il se produit alors un bruit thermique qui peut être assimilé à un *bruit blanc*, de densité spectrale constante pour les fréquences inférieures à 1 GHz; au-dessus de 10 GHz, la densité spectrale du bruit thermique diminue.

Comme le montre la figure 10.5, le bruit peut provenir de sources externes diverses. Dans le cas du bruit atmosphérique, il est essentiellement dû aux éclairs lors des orages; au-delà de 300 MHz, un tel bruit peut être considéré comme négligeable. Le bruit peut également provenir des parasites industriels et urbains, comme c'est le cas notamment sur les lignes de transport d'énergie, dans les fours à micro-ondes et dans les transformateurs.

### 10.1.4 Encombrement du spectre de fréquences

L'encombrement spectral d'une voie radio modulée en fréquence peut être limité à 12,5 kHz jusqu'à une fréquence de 500 MHz et à 25 kHz jusqu'à une fréquence de 1 000 MHz. Au-delà de 1 000 MHz, la largeur de bande augmente encore pour atteindre

50 kHz vers la fréquence de 1 500 MHz. Toutefois, le système *Immersat* impose un espacement de 25 kHz entre les canaux dans cette bande de fréquences.

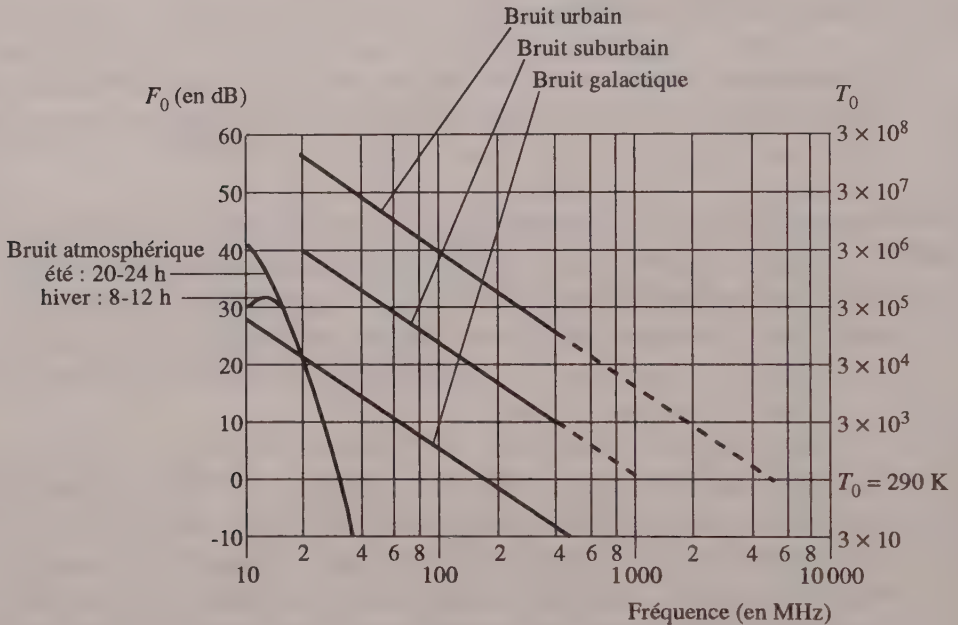


FIGURE 10.5

DIFFÉRENTS TYPES DE BRUIT ET LEURS SOURCES EXTERNES.

Les progrès considérables enregistrés ces dernières années en ce qui a trait à la stabilité des oscillateurs ont conduit à une réduction significative de la largeur de bande nécessaire à une voie de 150 MHz. Au cours des années 40, les espacements entre les ondes porteuses étaient de 100 MHz; ils sont ensuite passés à 50 kHz, puis à 25 kHz dans les années 50. Depuis les années 80, ces espacements sont réduits à 12,5 kHz.

Le spectre radio est limité pour ce qui est des fréquences qui peuvent y être transmises. Ce n'est pas le cas pour les fréquences utilisées par le service mobile. En effet, l'utilisation des fréquences pour ce service augmente de 10 % par année, ce qui conduit à la nécessité d'optimiser leur réutilisation. Cette réutilisation, déterminante dans l'optimisation du spectre et pour l'augmentation de la charge du système de téléphonie cellulaire, est possible sur tous les spectres.

Une première estimation peut conduire à laisser les différentes liaisons libres du choix de la fréquence, et ce dans les limites autorisées pour le service mobile et en tenant compte de la faible probabilité que deux liaisons soient actives en même temps. Il suffit pour cela que chaque liaison soit identifiée par un message qui bloque la basse fréquence des autres liaisons transmettant à la même fréquence : c'est le système du blocage automatique (*scquelch*) codé, actionné par un message pleine bande en début et en fin de communication, ou par un message infrabande se poursuivant pendant toute la communication. Lorsque la probabilité d'activité de deux canaux de transmission utilisant la même fréquence dans une aire géographique donnée devient importante, il est essentiel de tenir compte des caractéristiques des différentes stations mobiles pour planifier les transmissions.

### 10.1.5 Autres types de perturbation

Les mobiles évoluent au milieu d'un niveau de bruit ambiant non négligeable et utilisent des antennes sans grande directivité, fournissant par conséquent un gain limité. En revanche, les stations fixes avec lesquelles ils sont en relation utilisent normalement des antennes à gain élevé. Ces antennes alimentent des récepteurs dont le blocage automatique est réglé à un niveau bas, ce qui les rend sensibles à toute émission perturbatrice.

La localisation du brouillage s'effectue au moyen d'un analyseur de spectres ou d'un microvoltmètre sélectif et très sensible, dont la bande passante est identique à celle de la voie radio. Cet appareil est muni d'un système de visualisation capable de capter la forme du signal brouilleur qui, à son tour, renseigne sur la nature de la source perturbatrice. Cette localisation peut se faire soit manuellement, par triangulation au moyen d'aériens directifs, soit automatiquement par l'intermédiaire des stations de contrôle du spectre qui permettent la localisation à quelques centaines de mètres près.

## 10.2 SYSTÈME DE RADIOCOMMUNICATION MOBILE

Un *système de radiocommunication mobile* est généralement constitué d'un ensemble d'éléments simples fixes, comme les réseaux privés, et d'éléments plus complexes, fixes et mobiles, que sont les réseaux cellulaires. Dans ce qui suit, l'accent sera mis principalement sur les réseaux cellulaires. L'objectif que vise tout système de

radiocommunication mobile est évidemment d'optimiser l'utilisation de la ressource radio entre les différents usagers.

Un système de radiocommunication mobile se compose de deux sous-systèmes :

- le *sous-système radio* (SSR), qui assure la transmission radioélectrique et la protection des messages émis par les interlocuteurs contre les intrus;
- le *sous-système de gestion et d'acheminement* (SSGA) des messages à transmettre qui, comme son nom l'indique, assure la mise en forme et l'acheminement des messages.

### 10.2.1 Le sous-système radio

Le *sous-système radio* (SSR) comprend l'ensemble des émetteurs et des récepteurs radio du système. Il est caractérisé par le type de modulation utilisée qui est numérique, le type d'antennes qui assurent le service mobile, la couverture radioélectrique et leurs méthodes de réalisation.

#### *La modulation numérique*

L'environnement de plus en plus numérisé des télécommunications a conduit à la conception de systèmes où le canal radio véhicule une information numérique plutôt qu'analogique. Ainsi, le sous-système radio intègre-t-il le principe de la modulation numérique. Dans ce contexte, la confidentialité des communications, en service mobile, est assurée au moyen d'un simple précodage des données, étant donné que l'encryptage de canaux analogiques est en général coûteux et dégrade la qualité du service. C'est là un avantage incontestable de ce type de modulation qui présente, par contre, l'inconvénient d'un encombrement spectral relativement important pour le transport de la voix.

#### *Les antennes du service mobile*

Que ce soit pour l'émission ou pour la réception, une *antenne véhicule* est toujours utilisée. Celle-ci est caractérisée par une bande passante de l'ordre de 10 MHz, en particulier pour des raisons de prise au vent; aussi l'antenne véhicule est-elle presque

toujours de type filaire. Pour les bateaux et pour certains véhicules au déplacement relativement lent, des antennes conçues pour les stations fixes sont utilisées.

En outre, la position de l'antenne joue un rôle important dans la qualité de la transmission. En effet, si l'antenne est placée sur le côté du véhicule ou sur le pare-choc, le gain obtenu dans la direction la plus favorisée peut atteindre 6 dB. Le montage sur le capot donne une régularité satisfaisante, à 2 dB près.

### *Couverture radioélectrique*

Pour assurer l'acheminement des messages entre une station radio fixe et une station mobile, il faut disposer d'un canal de transmission, lequel peut être constitué de un ou deux canaux radio. La transmission devient impossible en cas de brouillage de ces canaux. Une telle anomalie peut avoir des causes diverses.

- *Causes extérieures au service* : parasites industriels, émissions de radiodiffusion, radar, télé-avertisseurs et bruit cosmique,
- *Causes intérieures au service* : brouillage par un autre émetteur utilisant la même fréquence, émetteur sur un canal adjacent, brouillage dû à l'intermodulation.

La congestion du spectre dans les pays industrialisés rend nécessaire la prise en compte du brouillage, tout en restant dans des limites acceptables de qualité de service. Une fois obtenu un canal de transmission, il faut en assurer la disponibilité, de façon continue, le long des itinéraires suivis par les mobiles utilisateurs. Ceci nous amène à parler des cellules comme moyens de résoudre le problème de masque, qui se pose particulièrement dans les tunnels.

### ■ Définition et caractéristiques des cellules

Nous appelons *cellule* la surface géographique sur laquelle est assurée la disponibilité d'un canal de transmission constitué d'une voie radio et caractérisé, selon le service assuré, par une ou deux fréquences données.

La continuité d'une couverture présume déjà l'absence de zone d'ombre à l'intérieur d'une cellule particulière. Plusieurs technologies peuvent assurer cette couverture : le canal peut avoir une présence temporaire ou continue, il peut ou non recourir à des combinaisons d'émetteurs-récepteurs sur une même fréquence.

Pour des raisons aussi bien techniques qu'économiques, la plupart des besoins en radiocommunication mobile sont de nos jours satisfaits pour une surface limitée, par exemple les appels de médecin de garde dans un hôpital. Toutefois, la clientèle souhaite de plus en plus, et particulièrement celle qui se sert du téléphone en voiture, pouvoir utiliser son mobile n'importe où.

La couverture d'un émetteur fixe correspond, en général, à une aire géographique quasi continue. Elle présente presque toujours des « trous », où l'émission n'est pas reçue de façon suffisante, et des « résurgences », où l'émission est entendue sur une petite surface éloignée de l'aire quasi continue entourant l'émetteur.

La couverture d'un récepteur fixe peut être définie comme celle d'un émetteur fixe permettant le service bidirectionnel (*duplex*) au départ d'un même emplacement, de façon parfaitement équilibrée.

#### ■ Types de cellule

Nous distinguons trois types de cellule : la cellule de trafic, la cellule d'appel et la cellule de veille. La *cellule de trafic* est la surface sur laquelle la communication peut être assurée sans tenir compte de la fréquence, aux conditions de rapport signal-bruit exigées par la technologie utilisée.

Pour un appel ou pour une voie d'appel d'un système bilatéral, le trafic de signalisation peut être très faible lorsqu'il se limite à la couverture d'un seul émetteur. Le même appel peut en effet être diffusé séquentiellement par plusieurs émetteurs distincts, un par cellule de trafic par exemple, fonctionnant tous sur la même fréquence. La zone couverte est alors appelée *cellule d'appel*, laquelle peut contenir plusieurs cellules de trafic.

Une variante importante se produit dans le cas où l'appel est diffusé simultanément dans plusieurs cellules de trafic, avec cependant des émetteurs d'appel utilisant des fréquences différentes. Conformément à la définition, il ne s'agit pas là d'une cellule d'appel, mais d'un *groupement de cellules de trafic pour diffusion d'appel*.

Le mobile est, la plupart du temps, programmé pour se verrouiller sur un message (valise) émis régulièrement par une voie radio, à moins qu'il n'ait été programmé

autrement. L'étendue de la zone couverte par la fréquence de veille prend le nom de *cellule de veille*, laquelle peut contenir plusieurs cellules d'appel distinctes.

Dans certains systèmes modernes, le mobile est localisé automatiquement. La voie radio d'une cellule d'appel transporte un message particulier identifiant la cellule d'appel et la cellule de veille. Le mobile compare ce message à celui qu'il a enregistré dans sa mémoire et le décode comme l'identité de la cellule d'appel et de la cellule de veille où il se trouve. En cas de différence, le mobile est programmé pour envoyer un message à la station fixe signalant sa présence. En retour, la station fixe peut émettre un accusé de réception ou donner quelques instructions ou informations au mobile. Cette procédure d'échange est appelée *inscription*.

#### ■ Couverture monocellulaire

Pour la couverture monocellulaire, le canal de transmission est exploité par une émission unique placée à un endroit bien dégagé, choisi en fonction de considérations le plus souvent économiques. En effet, dans l'ingénierie des systèmes radio, l'infrastructure coûte aussi cher que les équipements radioélectriques proprement dits. Les dépenses les plus lourdes touchent précisément le support des antennes et les locaux pour produire de l'énergie. L'arrivée de la modulation ou son évacuation vers une destination peut également être coûteuse, notamment dans les endroits escarpés, qui seraient propices à une bonne couverture. Les couvertures très étendues nécessitent des points très hauts, le mont Royal à Montréal, par exemple, dominant une région de relief peu accusé.

L'inconvénient de la couverture monocellulaire réside dans sa sensibilité aux conditions atmosphériques, lesquelles font fluctuer de plusieurs kilomètres la limite de la zone de service et de plusieurs dizaines de kilomètres la zone brouillée. Dans les zones relativement mouvementées des grandes métropoles (tunnels, zones d'ombre localisées), les couvertures radio sont toujours imparfaites, ce qui oblige le recours à des techniques de réémission pour assurer la couverture continue d'un territoire.

#### ■ Couverture étendue pluricellulaire

Les diverses techniques monocellulaires ne parviennent pas à délimiter des zones de service s'étalant sur toute l'étendue d'un pays, voire d'un continent. Il faut pour cela associer plusieurs cellules, comme l'illustre la figure 10.6.

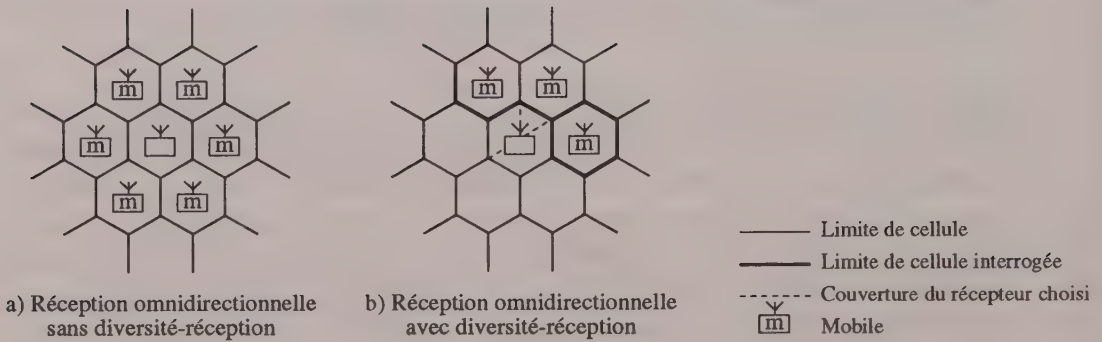


FIGURE 10.6

INTERROGATION DE CELLULES LORS D'UN CHANGEMENT DE CELLULE DANS LE SYSTÈME ARTS (MOTOROLA).

Pendant une communication, le rapport signal-bruit est mesuré en permanence, au mobile, par rebouclage d'une tonalité basse fréquence suprabande (5 kHz). Cette mesure est effectuée par l'émetteur-récepteur fixe qui transmet le résultat périodiquement à un processeur de supervision. Une interruption prioritaire est faite au processeur lorsque la qualité du signal baisse en-dessous d'une valeur seuil, même après une correction des effets d'affaiblissement de Rayleigh. Comme l'indique la figure 10.6, l'émission du mobile est mesurée dans toutes les cellules susceptibles de l'accueillir; c'est ce qu'on appelle une *campagne de mesures*. Lorsque la meilleure réception est trouvée, il est alors possible de commencer la séquence d'actions suivantes :

- la réservation d'un chemin physique permettant l'acheminement de la communication par la nouvelle cellule;
- la mise en « Y » des deux chemins physiques;
- la transmission d'un ordre de voie au mobile, alors qu'il se trouve précisément en limite de portée;
- le constat d'arrivée du mobile dans la nouvelle cellule;
- la connexion de la communication par un nouveau cheminement et le relâchement du précédent.

### 10.2.2 Le sous-système de gestion et d'acheminement

Le *sous-système de gestion et d'acheminement* (SSGA) assure un nombre important des fonctions que peut effectuer le mobile. Ce dernier, dans la plupart des cas, possède un synthétiseur qui permet la sélection d'une voie radio parmi  $n$ , avec  $n$  variant de 10 à 1 000. Très souvent, le mobile possède aussi une unité de gestion mobile (UGM) qui automatise des fonctions complexes comme l'inscription, la gestion des appels et la supervision des communications.

Le réseau d'équipements fixes joue également un rôle essentiel dans la gestion et l'acheminement. Pour l'acheminement, quel que soit le système, il existe toujours trois ensembles de fonctions.

- *Les fonctions réalisées sur les canaux de trafic.* À strictement parler, les canaux de trafic sont dédiés à l'acheminement du trafic payant : voix ou données.
- *Les fonctions réalisées sur les canaux sémaphores.* Ce sont des canaux logiques assurant une fonction bien spécifique : voie de veille, voie de rappel, voie de demande de connexion.
- *Les fonctions réalisées sur les canaux de service du réseau fixe.*

Les systèmes de radiocommunication les plus simples n'utilisent pas de messages de signalisation. Dès que l'un des usagers d'un groupe veut s'exprimer, il active son émetteur et émet sa communication, ce qui engendre deux types d'inconvénients :

- les communications ne sont pas protégées contre le brouillage;
- les collisions entre communications peuvent avoir lieu dans les systèmes à l'alternat.

De ce fait, la plupart des systèmes modernes de radiotéléphonie mobile utilisent des messages de signalisation que s'échangent les mobiles et les fixes. Ces messages qui ne sont pas perçus des usagers permettent d'améliorer la qualité du service.

Par ailleurs, le trafic téléphonique, de par sa nature, est aléatoire. En conséquence, il est impossible de prédire l'instant où un appel sera placé par un mobile, pas plus que la durée de la communication, à moins d'introduire des limites ou contraintes à la liberté de communiquer. Cette nature aléatoire ne touche toutefois pas les débuts et les

fins des communications, ni les périodes d'activité des locuteurs. En revanche, l'organisation des séquences de signalisation gérées par le SSGA est complètement déterminée.

Pour déterminer les dimensions des canaux de trafic, les calculs doivent prendre en compte les diverses contraintes qui affectent le trafic offert, lequel se divise en quatre catégories :

- le *trafic utile*, qui correspond généralement au trafic taxé;
- le *trafic de service*, qui est lié aux caractéristiques du système et que l'utilisateur ne connaît pas;
- le *trafic de signalisation*, qui accompagne l'établissement et la fin de la communication;
- le *trafic de routage*, qui est lié au réacheminement des appels demandés.

Ces trafics se répartissent également en *trafic sur canaux radioélectriques* et en *trafic vers le réseau téléphonique*.

En pratique, il arrive que l'on raccorde des petites cellules à de grandes cellules. Dans le monde, les systèmes qui utilisent ce modèle de raccordement limitent à quelques dizaines le nombre de cellules entre lesquelles le réacheminement est possible. De plus, il est difficile d'offrir le service autrement que par un câblage en étoile des liaisons spécialisées, toutes gérées par un commutateur unique. L'analyse des résultats sur les portées utiles et les portées perturbatrices montre la difficulté de faire coexister dans un même système des petites et des grandes cellules de technologie analogue, comme l'illustre la figure 10.7.

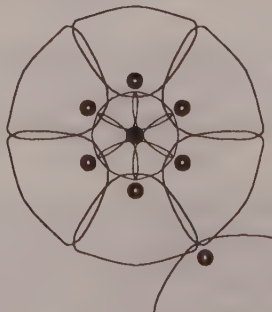


FIGURE 10.7

RACCORDMENT DE PETITES ET DE GRANDES CELLULES.

La plupart des modèles théoriques proposent une taille intermédiaire entre les petites cellules directionnelles des agglomérations urbaines et les grandes cellules omnidirectionnelles des régions rurales. Il existe aussi la possibilité de dissocier la bande de fréquences accessible aux mobiles en deux paquets de canaux, dont l'un sert à effectuer un maillage régulier de grandes cellules, y compris dans les agglomérations, et l'autre ne servant que pour les petites cellules.

Avec une modulation non standard, la firme américaine Bell Lab a réussi à définir une cellule d'environ 3 km de rayon. L'excursion de 12 kHz en modulation de fréquence, combinée avec un traitement du signal reçu sur deux antennes distinctes, donne aux cellules un contour assez net. La réutilisation, avec une telle modulation, est alors encore plus avantageuse.

### 10.3 LE SYSTÈME MULTICELLULAIRE RADIOCOM 2000

*Radiocom 2000* est un système multiservice qui offre, d'une part, un service de communication au sein d'une entreprise ou d'un groupe d'entreprises et, d'autre part, un service de téléphonie en voiture. Il permet d'optimiser l'infrastructure et l'utilisation du spectre des fréquences, grâce à une bonne répartition dans le temps de deux types de trafic.

Pour le service dit *téléphone de voiture*, chaque terminal est doté d'un numéro d'abonné permettant d'appeler ou d'être appelé, quelle que soit sa localisation. Le réseau *Radiocom 2000* achemine automatiquement les appels vers le relais où se trouve le mobile. La figure 10.8 illustre le principe de l'acheminement des appels dans le système téléphone de voiture. Nous noterons toutefois que si l'abonnement est *mono-relais*, ou si les mobiles se trouvent dans la zone de couverture du relais nominal, les relais de passage ne sont pas nécessaires.

Dans le cadre du service dit *réseau d'entreprise*, il s'agit d'assurer des communications entre les éléments d'un groupe fermé d'usagers. Ce réseau peut comprendre des terminaux mobiles et des terminaux fixes qui sont, soit des *bases radio*, soit des *bases fil*. Les bases radio sont équivalentes à des mobiles, mais sont installés à un poste fixe dans un bâtiment de l'entreprise. Les bases fil, quant à elles, font référence à des terminaux télématiques raccordés au réseau commuté par une ligne d'abonné et possédant des fonctions particulières. La figure 10.9 illustre le principe de l'acheminement des appels.

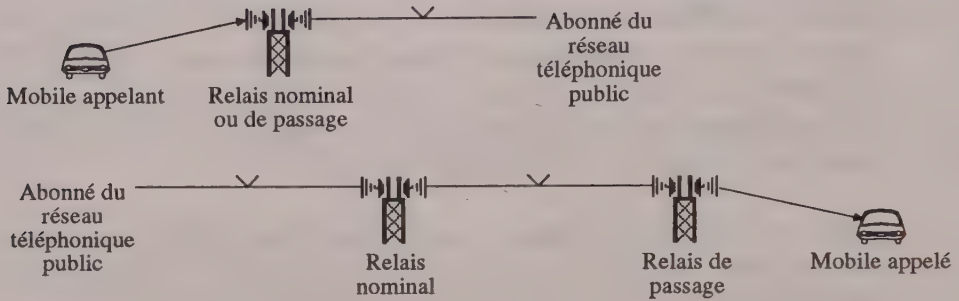


FIGURE 10.8

ACHEMINEMENT DES APPELS DANS LE SERVICE DIT TÉLÉPHONE DE VOITURE.

Un réseau d'entreprise comprend au maximum 1 118 terminaux (mobiles et bases radio) et 3 bases fil. Les terminaux radio d'un réseau constituent une *flotte* qui peut être divisée en 8 *sous-flottes* de 32 terminaux au plus, un terminal pouvant appartenir à plusieurs sous-flottes. La figure 10.10 montre un exemple de composition d'une flotte. L'intérêt des sous-flottes est de permettre des communications de groupe, ou conférences, s'adressant à une partie de la flotte seulement.

Dans ce contexte, trois principaux types de communications sont possibles :

- les communications radio individuelles entre deux terminaux radio quelconques d'un même réseau ou entre un terminal radio et une base fil;
- appel général (flotte) ou appel de groupe (sous-flotte) d'un terminal radio limités aux terminaux du même réseau gérés au moment de cet appel par le même relais;
- appel général ou appel de groupe d'une base fil vers les terminaux du même réseau.

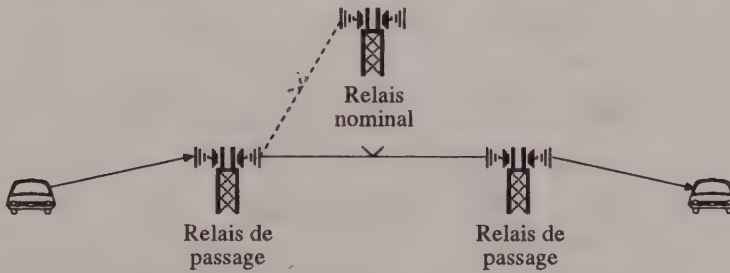
Pour la structure d'un message radio, on distingue 24 bits d'un champ fixe et 40 bits d'un champ de paramètres. Ce dernier champ permet de décrire les demandes de communication de type *réseau privé*. La figure 10.11 illustre les champs qui composent un message radio.

**Mobile - mobile**

Cas 1 : les 2 mobiles se trouvent dans la zone de couverture du même relais.



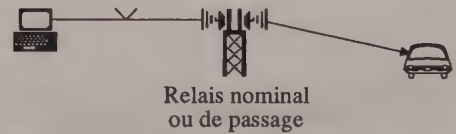
Cas 2 : les 2 mobiles se trouvent dans les zones de couverture de 2 relais différents.



**Mobile - base téléphonique**



**Base téléphonique - mobile**



**Mobile - groupe de mobiles**



**Base téléphonique - groupe de mobiles**



FIGURE 10.9

ACHEMINEMENT DES APPELS DANS LE SERVICE DIT RÉSEAU D'ENTREPRISE.

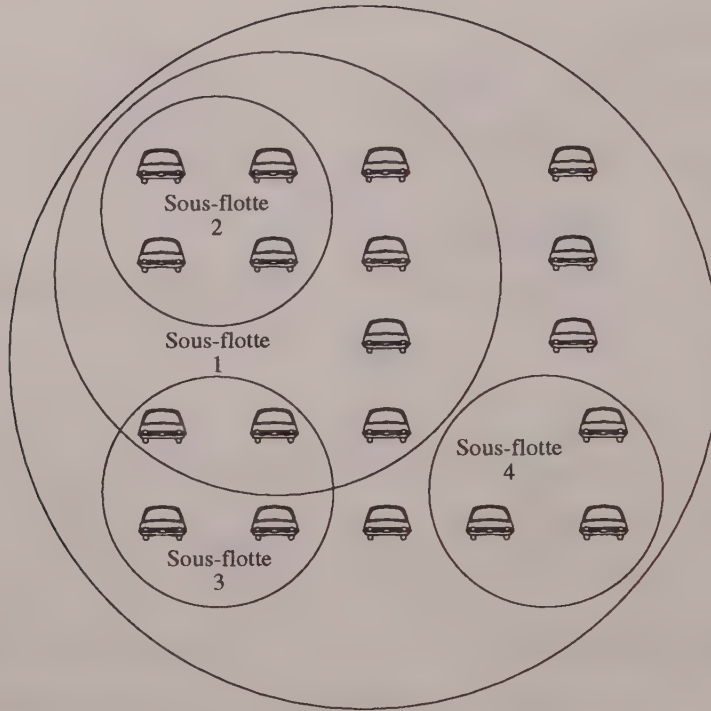


FIGURE 10.10

COMPOSITION D'UNE FLOTTE.

Pour établir une communication radio, les mobiles, qui utilisent des champs fixes de 26 bits, sont programmés pour recevoir le message de la voie de veille. La voie sémaphore appelle un mobile au moyen d'un ordre de voie qui télécommande le synthétiseur du mobile vers une voie de trafic. Le mobile est accueilli alors par une invitation à s'identifier. Le contrôle de son identité est suivi d'une sonnerie jusqu'à ce que l'opérateur du mobile décroche. Le mobile demandeur émet sa demande sur la voie sémaphore et reçoit un accusé de réception. Lorsque la demande est acceptée, le mobile reçoit un ordre de voie l'envoyant sur la voie de trafic disponible. En négligeant le délai dû au réseau téléphonique, le temps d'établissement de la communication est de 1,5 seconde environ.

La voie de trafic permet la transmission de l'information dans la bande passante allant de 300 à 2 550 Hz. La supervision est assurée en infrabande par modulation FSK d'une

onde sous-porteuse à 150 Hz. La fin de la communication est marquée par la détection du raccrochage ou par la perte de l'infra bande de supervision.

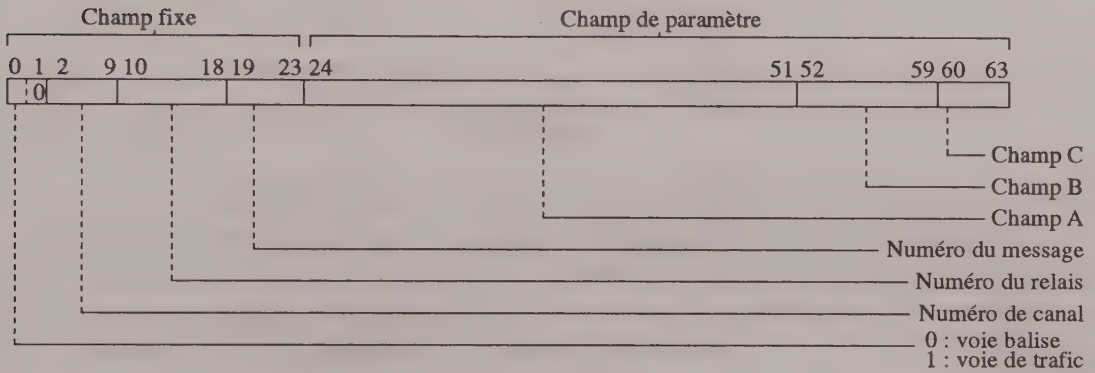


FIGURE 10.11

COMPOSITION D'UN MESSAGE RADIO.

#### 10.4 LE RÉSEAU EXPÉRIMENTAL AMPS

La firme américaine AT & T a installé en 1978 un réseau expérimental appelé AMPS (*American Mobile Phone Service*). La figure 10.12 en présente l'architecture.

Ce réseau dessert la ville de Chicago et ses environs, soit une surface de 5 400 km<sup>2</sup>, avec 10 postes d'émission-réception et 136 canaux de trafic. Il est construit autour d'un commutateur ESS1A et supporte 2 000 mobiles, nombre maximum légalement autorisé pour le service expérimental. La zone de service réutilise les mêmes canaux avec des antennes dont la hauteur atteint 80 m.

Dans le système dit *téléphone de voiture* essentiellement analogique, la signalisation la plus rapide utilisée est celle à 10 kbps. Elle repose sur une structure de courts paquets (40 à 48 bits), de durée de transmission du même ordre de grandeur que celle des affaiblissements (4 à 5 millisecondes). Ces paquets sont construits à partir d'un code correcteur de type BCH raccourci. Dans ce contexte, chacun d'entre eux est émis cinq fois et le récepteur effectue un vote majoritaire 3 parmi 5 bits sur les mots transmis. Le débit utile est de 1 200 bps.

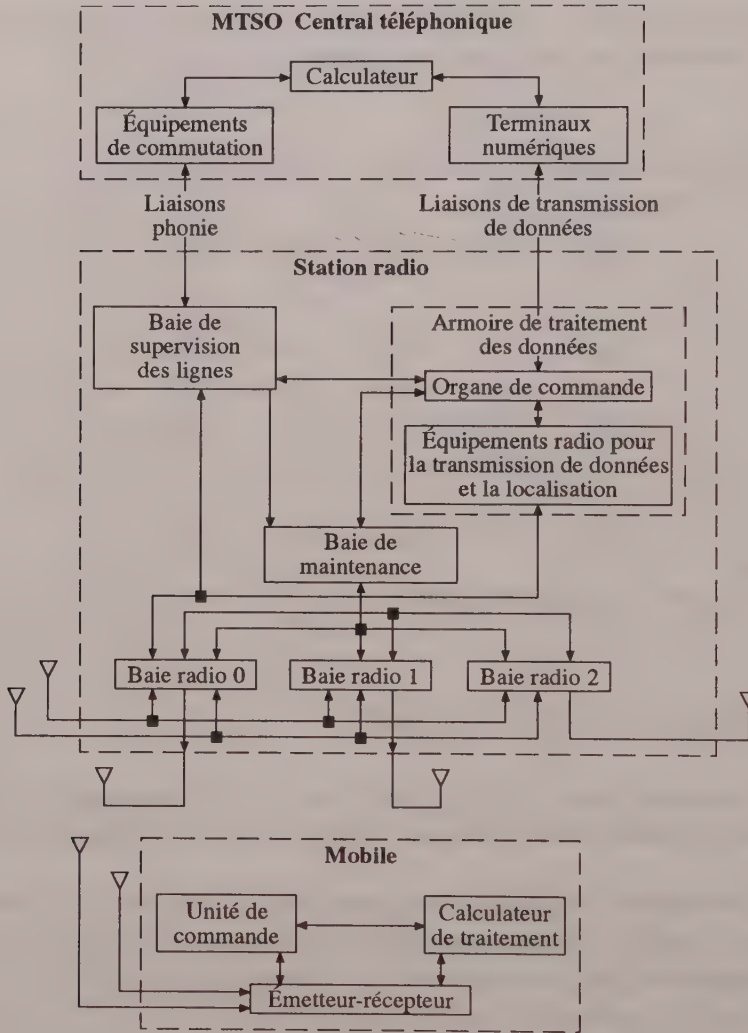


FIGURE 10.12

ARCHITECTURE DU RÉSEAU EXPÉRIMENTAL AMPs.

Cette signalisation fait largement appel à la procédure de dialogue (*hand-shake*) où le mobile est en position d'esclave et le réseau fixe en position de maître. Le système utilise la tonalité suprabande de marquage de canaux de trafic en cours de communication pour évaluer la distance *station fixe-station mobile*. La mesure est faite par comparaison de phase entre la tonalité émise par le fixe et celle émise par le mobile. Pour ce faire, le cahier des charges des équipements mobiles spécifie le déphasage

introduit dans le mobile. Ce type de mesure, qui a été essayé dans les réseaux privés pour des services de sécurité, donne une précision de localisation de quelques centaines de mètres. Un tel niveau de précision est suffisant pour servir de critère aux changements de cellules, lorsque celles-ci ont quelques kilomètres de diamètre.

## 10.5 LE RÉSEAU CANTEL

*Cantel* est un réseau cellulaire couvrant tout le territoire canadien, d'un océan à l'autre, soit environ 6 144 km de Vancouver à Halifax. Ce réseau opère dans la bande « A » réservée aux systèmes cellulaires et se situant entre 824 et 849 MHz du mobile à la station de base, et entre 869 et 894 MHz de la station de base au mobile, le tout incluant la bande étendue. Il possède un total de 123 stations.

Le type de service généralement offert par le réseau Cantel en est un de téléphonie cellulaire, même s'il est possible de l'utiliser pour la transmission de données. Actuellement, Cantel compte plus de 3271 canaux de voix au Québec et 435 dans les provinces Maritimes, tous basés sur une technologie analogique.

Dans les grands centres urbains tels que Montréal, la topologie adoptée est de type *étoile*, alors que dans les milieux ruraux, Cantel fonctionne essentiellement dans des corridors rattachés au MTSO à partir de liaisons radio ou de fibres optiques. Les stations cellulaires sont généralement sectorisées et comprennent environ 45 canaux de voix. Les stations cellulaires rurales, quant à elles, ont 15 canaux de voix.

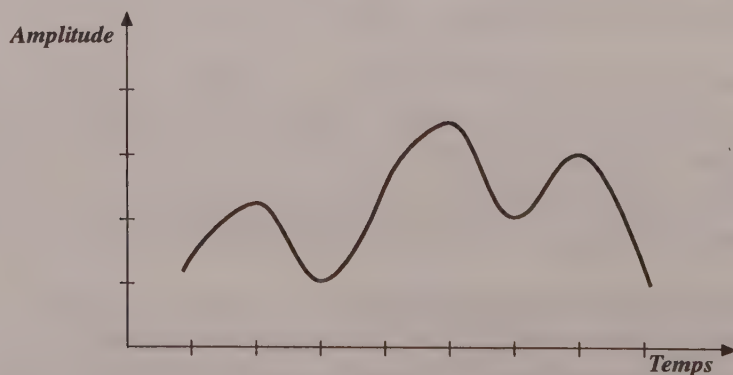
Il est à noter, enfin, que Cantel offre la possibilité d'appel général (flotte) ou d'appel de groupe (sous-flotte). Dans ce contexte, un numéro de téléphone doit être associé à chaque téléphone ou encore à chaque ESN (*Electronic Serial Number*). Ainsi, il devient impossible d'associer un tel numéro à une flotte complète. Il demeure toutefois possible d'effectuer des appels conférences à deux ou trois abonnés.

Cantel et Bell Cellulaire constituent les deux principaux réseaux cellulaires qui desservent le Québec. Bell Cellulaire détient la plus grande superficie de territoire qui peut être utilisée à des fins de communication mobile. Le plus grand avantage de ce réseau vient du fait qu'il permet à l'utilisateur de communiquer même avec des régions où le niveau de trafic n'est pas nécessairement élevé, c'est-à-dire les régions rurales les plus éloignées.

---

**EXERCICES**

- 10.1 Énumérez trois facteurs qui caractérisent les systèmes de radiocommunication mobile.
- 10.2 La téléphonie cellulaire tient ses origines de la radiocommunication. En quoi diffère-t-elle de celle-ci?
- 10.3 En quoi consiste la téléphonie cellulaire? À quels types d'onde et de modulation fait-elle référence?
- 10.4 Quel rôle joue le MTSO dans un système de téléphonie cellulaire?
- 10.5 Quel rôle jouent respectivement les liaisons de données terrestres et les liaisons radio dans un système de téléphonie cellulaire?
- 10.6 Qu'est ce qui distingue un système isolé de canaux radio d'un système dit interconnecté?
- 10.7 Utilisez la modulation en impulsions codées à 16 niveaux pour numériser le signal suivant :



- 10.8 Énumérez les trois modes d'échange que l'on retrouve dans un dialogue de type bilatéral.

- 10.9** Identifiez les deux modes de transmission auxquels peut donner lieu un dialogue de type unilatéral.
- 10.10** Comment se traduit concrètement l'*effet Doppler* sur une onde?
- 10.11** Nous sommes à Montréal, il fait 20 degrés Celsius. Une transmission entre deux véhicules est tentée sur la fréquence 60 Hz. Quelles sont les valeurs de bruit urbain et suburbain susceptibles de distordre la communication?
- 10.12** Explicitez le rôle de chacun des deux sous-systèmes qui composent un système de radiocommunication.
- 10.13** Qu'entend-on par cellule? Énumérez et donnez les caractéristiques des différents types de cellule.
- 10.14** Qu'est ce qui distingue la couverture monocellulaire de celle qui est dite étendue pluricellulaire?
- 10.15** Définissez les concepts suivants :
- inscription
  - campagne de mesures
  - unité de gestion mobile
  - flotte.
- 10.16** Explicitez les trois ensembles de fonctions qui permettent l'acheminement dans le SSGA?
- 10.17** Énumérez et donnez les caractéristiques des différents types de trafic dont on doit tenir compte dans la détermination des dimensions des canaux de trafic.
- 10.18** Nommez trois avantages respectifs des systèmes Radiocom 2000 et AMPS?

- 10.19** Qu'est ce qui distingue le service *téléphone de voiture* du service *réseau d'entreprise* dans Radiocom 2000?
- 10.20** Nommez trois différences entre les systèmes Radiocom 2000 et AMPS?
- 10.21** Pour l'*effet Doppler*, pourquoi une modification de la longueur d'onde d'un signal et une variation de sa fréquence sont-ils deux phénomènes interreliés?
- 10.22** Répondez par *vrai* ou *faux* aux assertions suivantes.
- a) En téléphonie cellulaire, un message est codé et transmis sous la forme d'une onde électromagnétique.
  - b) On distingue cinq modes de radiocommunication mobile.
  - c) La fréquence d'une communication mobile peut être affectée par l'affaiblissement de Rayleigh.
  - d) Le bruit thermique est produit par l'agitation thermique des électrons dans les conducteurs.
  - e) La direction de l'antenne et les éclairs n'influencent pas le niveau de bruit.
  - f) Au cours des années 40, les gammes de fréquences porteuses sont passées de 100 MHz à 12,5 kHz.
  - g) La localisation d'un brouillage ne peut se faire qu'à l'aide de méthodes de triangulation.
  - h) Un gain de 6 dB peut être obtenu en disposant l'antenne sur le pare-choc du véhicule.
  - i) Le système Radiocom 2000 ne permet pas les appels conférences.
  - j) Le réseau AMPS ne nécessite pas la modulation de la fréquence porteuse.

---

**BIBLIOGRAPHIE**

- L. BOUTHAS, *Propagation des ondes radioélectriques*, Collection technique et scientifique des télécommunications, Dunod, Paris, 1979.
- L. BOUTHAS, *Propagation des ondes radioélectriques dans l'environnement terrestre*. Dunod, Collection technique et scientifique des télécommunications, Paris 1963.
- E. S. CHIEN, « Cellular Acces Digital Network (CADN), Wireless Access to Network of the Future », *IEEE Communications Magazine*, vol. 25, June 1987, pp. 22-27.
- D. C. GOODMAN, « Telephones Cellular Technology, Promises More Channels », *Radio-Electronics*, vol. 53, n° 2, 1982, pp. 41-44.
- W. HARDY, « New Autoplex Cell Site Paves, the Way for Digital Cellular Communication », *AT & T Technology*, Vol. 5, n° 4, 1990, pp. 20-25.
- W. C. Y. LEE, *Mobile Cellular Telecommunications Systems*, McGraw-Hill, New York, 1989.
- J. G. RÉMY, *Système de radiocommunication avec les mobiles*, Collection technique et scientifique des télécommunications, Eyrolles, Paris, 1986.
- J. G. RÉMY, « La réalisation d'une couverture étendue en radiotéléphonie », *L'onde électrique*, vol. 623, n° 3, 1983.
- M. STERN, « Cellular Mobile Telephone », *Radio-Electronics*, vol. 56, n° 4, 1985, pp. 48-51.
- C. TAVERNIER, « Dossier : le nouvelle téléphonie », *Le haut-parleur*, vol. 1800, mai 1992, pp. 21-57.



*APPENDICES*



**APPENDICE A**

*REPRÉSENTATION GRAPHIQUE DES FONCTIONS*



Grâce aux lois qu'elle formule, la physique établit des relations entre les quantités (ou variables) qu'elle définit pour représenter les phénomènes qu'elle étudie. Par exemple, on peut établir un lien entre la position d'un objet qui tombe et le temps que marque un chronomètre déclenché au moment où on laisse tomber cet objet : à chaque instant, l'objet occupe une position donnée. On exprime cette relation en disant que la position de l'objet est *fonction* du temps.

De la même manière, la vitesse d'un objet peut être vue comme une fonction du temps, ou encore, de sa position. On peut multiplier à l'infini les exemples de ces relations qui ponctuent le discours de la physique.

En mathématiques, c'est aussi la notion de fonction qui permet d'exprimer ce genre de liens entre les quantités. Des symboles appropriés, en même temps que l'algèbre, sont mis à profit pour représenter de façon concise ces liens.

De plus, il existe un instrument de communication extrêmement puissant qui constitue un véhicule privilégié pour représenter de manière plus dynamique, voire définir à l'occasion, les fonctions : c'est le graphique. Vous connaissez sûrement cet instrument, largement utilisé dans les médias pour donner une vue d'ensemble d'une situation : pensez à l'évolution du coût de la vie ou des taux d'intérêt, par exemple. En physique, en plus de jouer ce rôle, le graphique se révèle un guide hors pair pour l'analyse des données expérimentales. À ce titre, il permet d'estimer la validité de la correspondance que l'on établit entre, d'une part, une situation physique décrite par des données expérimentales et, d'autre part, la représentation mathématique (le plus souvent algébrique) de cette situation.

Pour illustrer notre propos, voyons un graphique (figure A.1) où l'on a superposé des données (les points) provenant de la mesure des positions successives d'un objet qui tombe et le résultat prédit par une fonction (la courbe continue) qui représente le

phénomène en question. Vous remarquerez que même si les points expérimentaux suivent en moyenne la courbe théorique, ils s'en écartent légèrement : c'est là une manifestation du phénomène de l'incertitude associée à toute mesure.

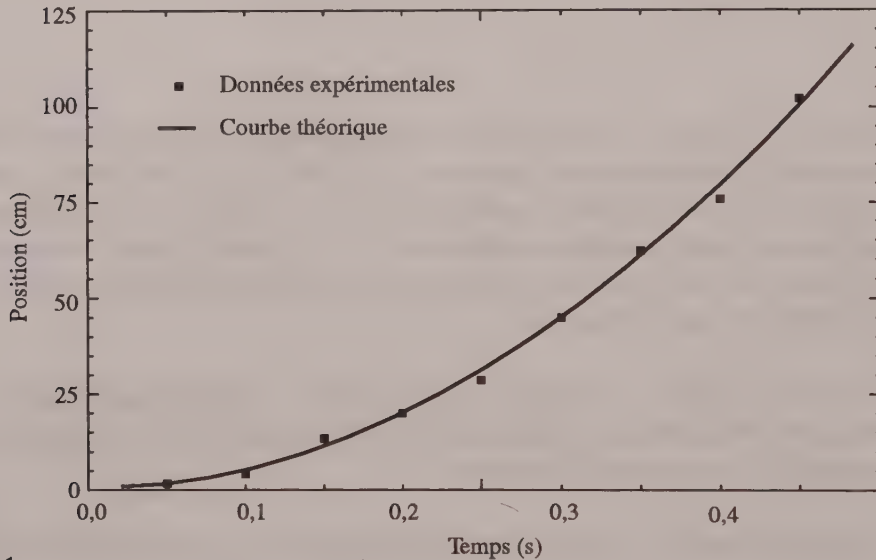


FIGURE A.1

DONNÉES EXPÉRIMENTALES ET COURBE THÉORIQUE CORRESPONDANT À LA POSITION D'UN OBJET EN CHUTE LIBRE.

## DÉFINITIONS

### Fonction

Une fonction est l'association de tous les éléments d'un ensemble donné (appelé domaine) avec un élément d'un autre ensemble (appelé image). La plupart du temps, en physique, ces ensembles sont constitués des nombres réels ou d'une partie de ceux-ci, les nombres non négatifs par exemple.

On dira que  $y$  est fonction de  $x$  si pour toute valeur de  $x$ , on associe une et une seule valeur de  $y$ . On représente le fait que  $y$  est fonction de  $x$  en écrivant :

$$y = f(x) \quad (\text{A.1})$$

ou en utilisant  $y(x)$  lorsqu'il est question de  $y$ . On appelle *argument* de la fonction le symbole représentant les éléments du domaine, soit  $x$  dans cet exemple.

### Fonction algébrique

Une fonction algébrique est une fonction pour laquelle le lien entre les éléments du domaine et ceux de l'image est défini par le biais d'une expression algébrique. Voyons quelques exemples.

a)  $y(x) = x^2$

b)  $f(x) = ax^3 - bx$

c)  $s(t) = v \sqrt{t^2 - t_0^2} \quad (t \geq t_0)$

L'expression entre parenthèses indique le domaine de la fonction.

### Évaluer une fonction

Évaluer une fonction consiste à déterminer la valeur d'une fonction algébrique pour une valeur donnée de son argument. Pour une fonction de  $x$ , par exemple, on dira évaluer la fonction à  $x = 2$ .

#### Exemple 1

---

Évaluez les fonctions apparaissant en 2 :

a) Dans 2.a), à  $x = -2$

b) Dans 2.b), à  $x = a$

c) Dans 2.c), à  $t = t_0$

#### Solution

a)  $y(-2) = (-2)^2 = 4$

b)  $f(a) = a \cdot a^3 - b \cdot a = a^4 - ab = a(a^3 - b)$

c)  $s(t_0) = v \sqrt{t_0^2 - t_0^2} = 0$

---

### Zéros d'une fonction

Les zéros d'une fonction sont les valeurs de son argument pour lesquelles la fonction est égale à zéro. Les zéros d'une fonction  $f(x)$  sont donc les solutions de l'équation :

$$f(x) = 0$$

### Fonction de fonction

L'argument d'une fonction peut aussi être une seconde fonction; on peut ainsi définir une nouvelle fonction en remplaçant l'argument de la fonction originale par l'expression de la seconde fonction. Par exemple, en partant d'une fonction comme :

$$y(x) = \frac{ax^2 + b}{x}$$

on obtient une nouvelle fonction en considérant  $y(u)$ , que l'on peut renommer  $z(x)$ , et qui est donnée par :

$$z(x) = y(u) = \frac{a[u(x)]^2 + b}{u(x)}$$

L'expression de la nouvelle fonction en terme de  $x$  s'obtient en remplaçant  $u(x)$  par son expression explicite. Si l'on pose, par exemple,  $u(x) = x/a + b$ , on obtient :

$$\begin{aligned} z(x) = y(x/a+b) &= \frac{a(x/a+b)^2 + b}{x/a+b} \\ &= \frac{a(x^2/a^2 + 2bx/a + b^2) + b}{x/a+b} \\ &= \frac{x^2 + 2abx + ab + a^2b^2}{x + ab} \end{aligned}$$

### Fonction inverse

Une fonction inverse est la fonction obtenue lorsqu'on interchange le domaine et l'image d'une fonction, tout en continuant d'associer deux à deux les mêmes valeurs de leurs éléments respectifs. Si :

$$y = f(x)$$

est une fonction de  $x$ , alors la fonction inverse de  $f(x)$  est celle qui associe à chaque valeur de  $y$  la (ou une) valeur de  $x$  qui lui correspondait en vertu de  $f(x)$ . Cette fonction est notée :

$$x = f^{-1}(y) \quad (\text{A.2})$$

Il faut parfois restreindre le domaine ou l'image de la nouvelle fonction afin qu'une seule valeur de  $x$  soit associée à chaque valeur de  $y$ . Par exemple, si :

$$y = f(x) = x^2$$

alors :

$$x = f^{-1}(y) = \sqrt{y}$$

Ici, il faut dire que  $\sqrt{y}$  représente la valeur *positive* de la racine carrée si l'on désire qu'une seule valeur de  $x$  soit associée à une valeur donnée de  $y$ .

## REPRÉSENTATION GRAPHIQUE DES FONCTIONS

La représentation sur un graphique d'une fonction constitue un bon moyen de connaître rapidement ce qu'on appelle son *allure*, c'est-à-dire ses principales caractéristiques, comme son domaine, son image, ses zéros, etc. Un graphique est une figure contenant deux axes perpendiculaires : l'axe horizontal (appelé *abscisse*) correspond à l'argument de la fonction, et l'axe vertical (*ordonnée*) aux valeurs de la fonction elle-même. Le point de rencontre des axes, qui correspond à une valeur nulle de l'argument et de la fonction, est appelé *origine*.

Sur un graphique, une fonction sera représentée par une *courbe*, qui peut être une droite, formée par la succession d'une infinité de points dont les positions horizontales

correspondent aux valeurs possibles de l'argument, soit  $x_0$  sur la figure A.2, et les positions verticales aux valeurs correspondantes de la fonction, soit  $f(x_0)$  pour le même exemple.

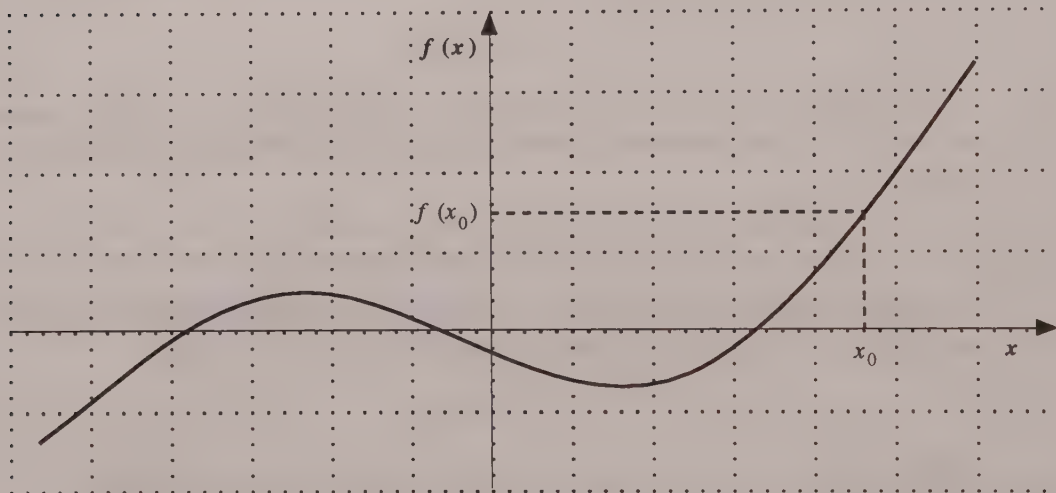


FIGURE A.2

REPRÉSENTATION GRAPHIQUE D'UNE FONCTION.

Parfois, lorsque aucune expression mathématique standard ne peut décrire la relation entre la valeur de l'argument et celle de la fonction, le graphique constitue la définition même de la fonction.

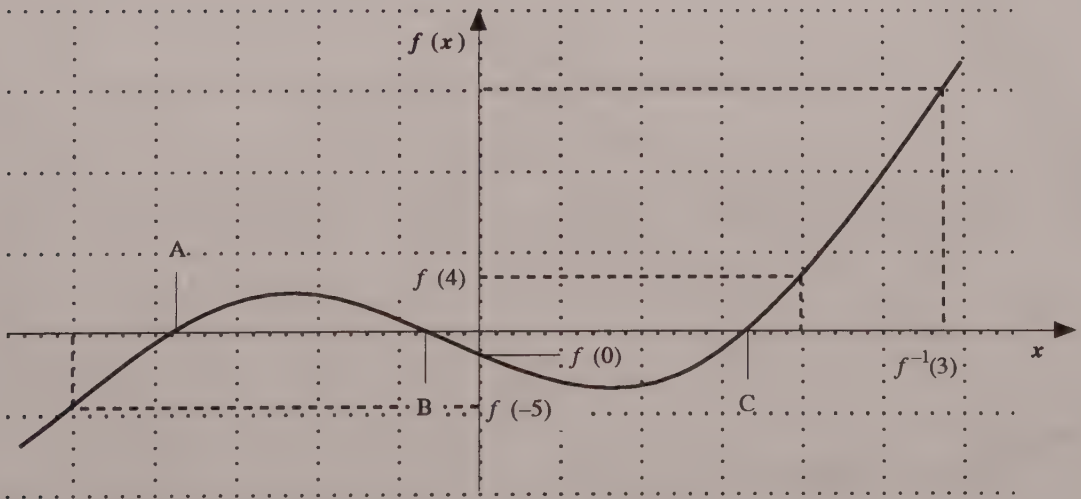
### Exemple 2

Si  $f(x)$  est la fonction représentée à la figure A.2 et qu'un carré de la grille correspond à une unité,

- évaluez  $f(-5)$ ,  $f(0)$  et  $f(4)$ ;
- déterminez les zéros de  $f(x)$  que le graphique permet de connaître;
- évaluez  $f^{-1}(3)$ .

*Solution*

- a) En interpolant, c'est-à-dire en évaluant les positions à une fraction d'unité près, à partir de la grille, on trouve :  $f(-5) = -0,9$ ,  $f(0) = -0,3$  et  $f(4) = 0,7$ .
- b) On détermine trois zéros de la fonction, c'est-à-dire trois valeurs de  $x$  pour lesquelles  $f(x)$  est nul. Les points correspondants sont notés A, B et C, sur le graphique qui suit en c), ; les zéros sont donc  $x = -3,8$ ,  $-0,6$  et  $3,3$ .
- c)  $f^{-1}(3)$  est égal à la valeur de l'argument  $x$  pour lequel  $f(x) = 3$ . On trouve  $f^{-1}(3) = 5,75$ .



Certaines fonctions, algébriques ou autres, sont suffisamment importantes en physique pour qu'il vaille la peine de se familiariser avec leur graphique. Examinons ainsi les fonctions linéaires, les fonctions quadratiques, les fonctions « puissance de  $x$  », les fonctions exponentielles et les fonctions logarithmiques.

## Fonction linéaire

La fonction définie par :

$$y(x) = mx + b \quad (\text{A.3})$$

se représente sur un graphique par une droite (figure A.3). Pour cette raison, on l'appelle *fonction linéaire*.

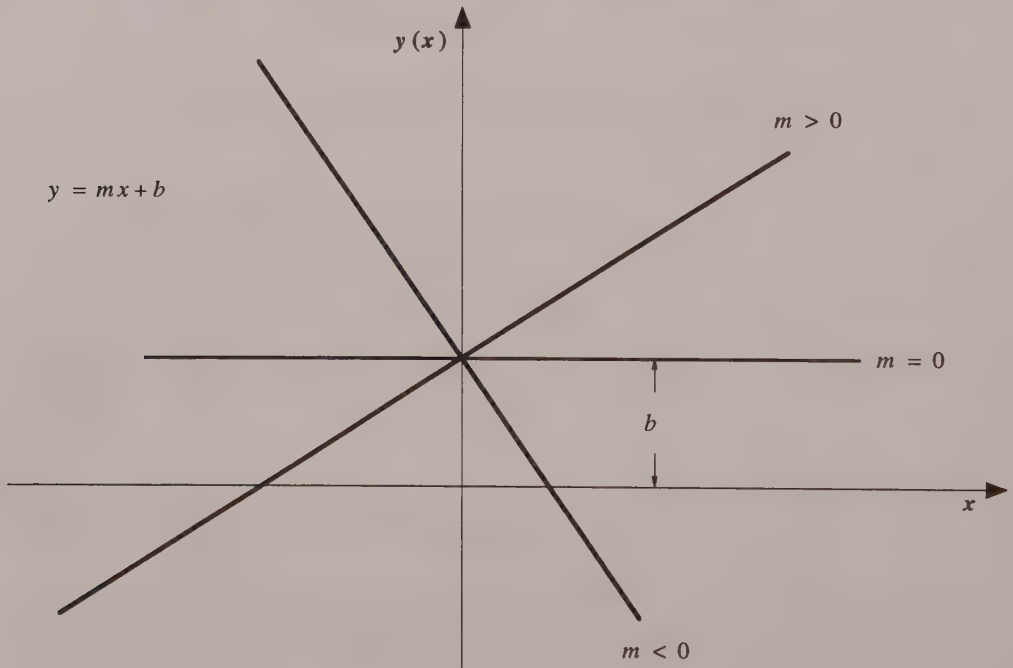


FIGURE A.3

FONCTION LINÉAIRE.

C'est la relation la plus simple pouvant exister entre deux variables. On appelle  $m$  la *pente* de la droite. On peut montrer que plus  $m$  est grand (en valeur absolue), plus forte est l'inclinaison de la droite. Pour ce qui est de  $b$ , on l'appelle *ordonnée à l'origine* : c'est la valeur que prend la fonction lorsque son argument vaut zéro. En effet, en posant  $x = 0$  dans l'équation, on a :

$$\begin{aligned} y(0) &= m \cdot 0 + b \\ &= b \end{aligned}$$

## Fonction quadratique

La fonction :

$$y(x) = ax^2 + bx + c \quad (\text{A.4})$$

appelée *fonction quadratique*, est représentée graphiquement par une courbe nommée *parabole* (figure A.4). La position du sommet (ou du creux) de la courbe dépend des valeurs de  $a$ ,  $b$  et  $c$ ; la courbe présente un sommet si  $a < 0$  et un creux si  $a > 0$ .

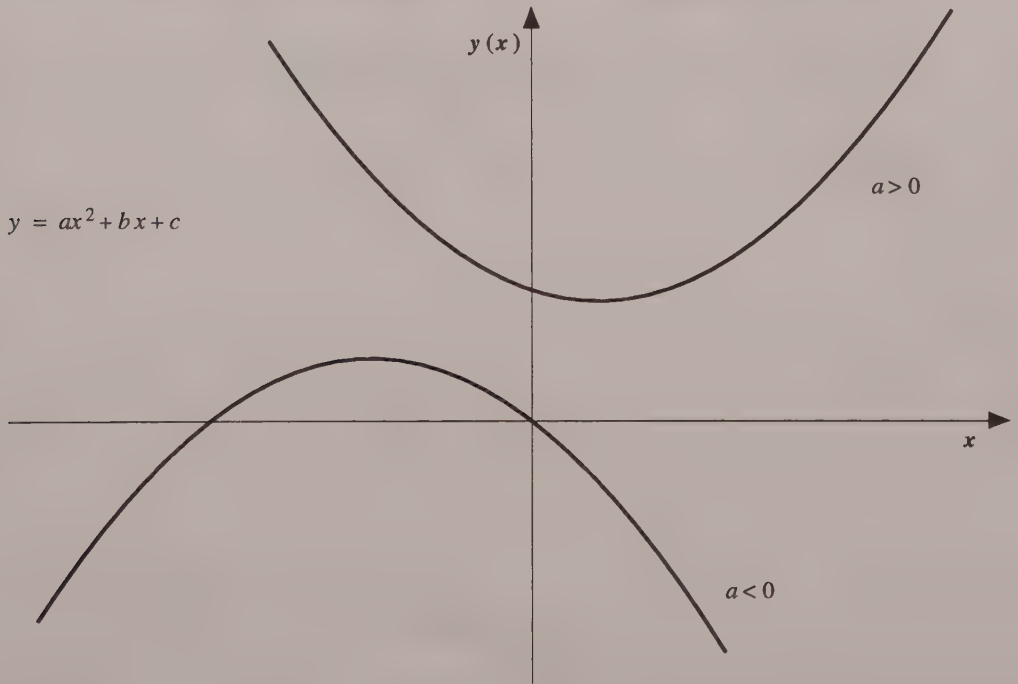


FIGURE A.4

FONCTION QUADRATIQUE.

## Fonction « puissance de $x$ »

La dernière famille de fonctions algébriques couramment utilisées est celle des puissances de  $x$ , soit :

$$y(x) = ax^a \quad (\text{A.5})$$

Les graphiques de la figure A.5 montrent comment varie l'allure de cette fonction pour diverses valeurs entières ou fractionnaires de l'exposant  $\alpha$ , (valeurs positives en a) et négatives en b).

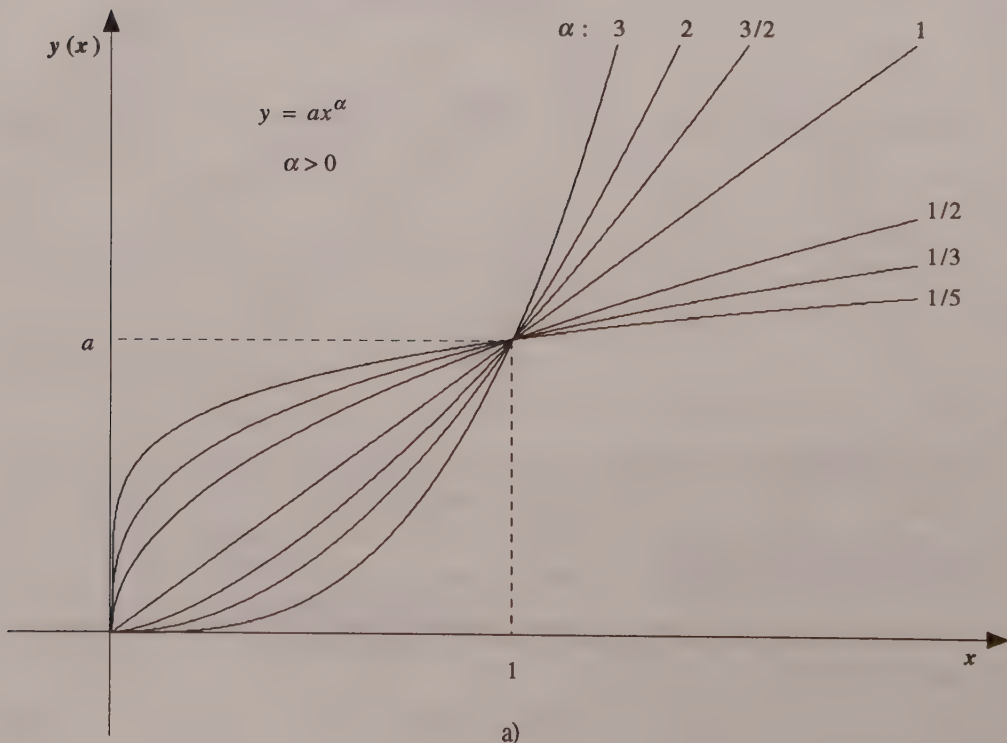
Remarquez que toutes ces fonctions possèdent la même valeur à  $x = 1$ , soit  $a$ . Remarquez également que pour un exposant positif, les fonctions ont toutes la même à  $x = 0$ , soit 0.

### Fonction exponentielle

La fonction exponentielle est définie de la façon suivante :

$$y(x) = a^{\pm bx} \quad (\text{A.6})$$

où  $b$  est positif. On appelle  $a$  la *base* de la fonction.



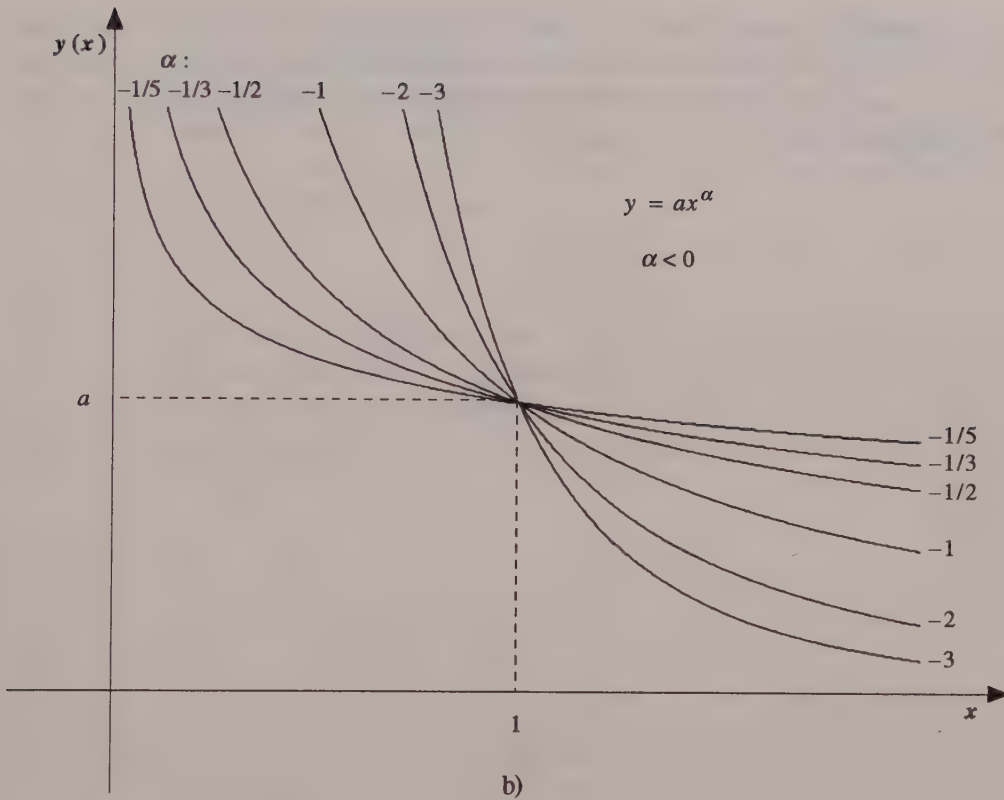


FIGURE A.5

FONCTION « PUISSANCE DE  $x$  ».

Le nombre  $e$ , qui vaut environ 2,71828, est une base souvent utilisée. Lorsque l'argument de la fonction exponentielle de base  $e$  est une expression complexe, notée  $u(x)$ , on utilise généralement la notation suivante :

$$y(x) = \exp [u(x)] \quad (\text{A.7})$$

qui est équivalente à :

$$y(x) = e^{u(x)}$$

Selon le signe de l'exposant, la fonction exponentielle prend des allures très différentes, de sorte qu'il convient de considérer séparément les deux possibilités.

- Quand l'exposant est positif, on parle d'*exponentielle croissante*. Il s'agit d'une fonction qui croît d'une manière démesurée lorsque son argument augmente; par exemple, elle doublera pour chaque augmentation d'une quantité fixe de son argument (notée  $\Delta$  sur la figure A.6).

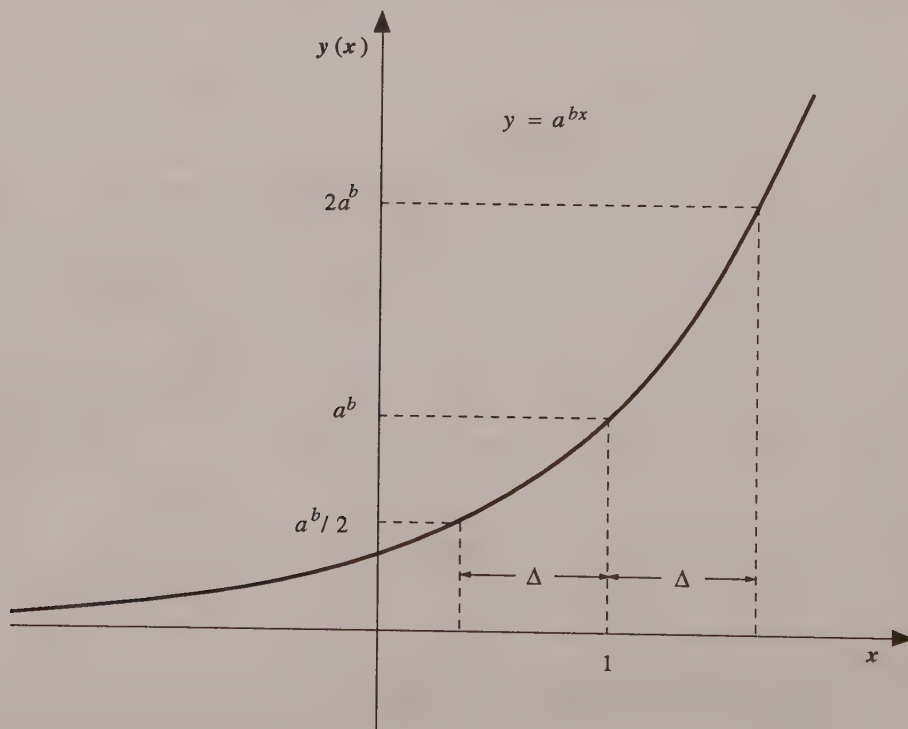


FIGURE A.6

EXPONENTIELLE CROISSANTE.

De nombreux phénomènes peuvent être représentés par une telle courbe : le coût de la vie, lorsque l'inflation est constante; la population d'un pays, en l'absence de mesures de contrôle des naissances; la valeur d'un placement à intérêt composé fixe. Ainsi, l'expression « croissance exponentielle » est-elle passée dans le langage courant.

- Si l'exposant est négatif, on parle au contraire d'*exponentielle décroissante*. La fonction est alors réduite d'un même facteur (deux par exemple) pour des intervalles égaux de l'argument. Le graphique de la figure A.7, qui illustre cette fonction, présente aussi une autre fonction, reliée de près à la précédente, et que l'on rencontre également en physique. Il s'agit de la fonction complémentaire de l'exponentielle décroissante, soit :

$$y(x) = 1 - a^{-bx} \quad (\text{A.8})$$

Ces fonctions représentent souvent des phénomènes où des transitions entre deux valeurs s'effectuent de manière graduelle : par exemple, le freinage d'un objet dans un milieu visqueux, la variation de la charge électrique d'un objet que l'on relie à une source de tension ou que l'on débranche, l'atténuation des oscillations d'un objet, etc.

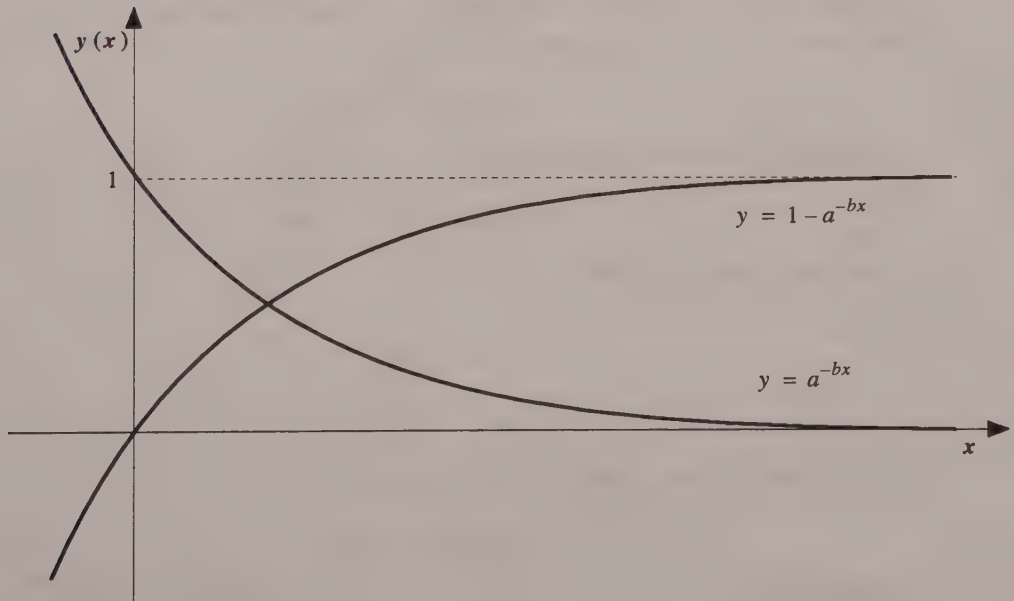


FIGURE A.7

EXPONENTIELLE DÉCROISSANTE ET FONCTION COMPLÉMENTAIRE.

## Fonction logarithmique

La fonction logarithmique est la fonction inverse associée à l'exponentielle. Plus précisément, si :

$$y(x) = a^x \quad (\text{A.9})$$

alors :

$$x = \log_a y \quad (\text{A.10})$$

est appelé *logarithme* (ou « log ») de  $y$  dans la *base*  $a$ .

Les deux bases les plus couramment utilisées sont 10 et  $e$ . Dans le premier cas, le logarithme est simplement noté log, sans indice; dans la base  $e$ , on utilise la notation  $\ln x$ .

Les propriétés de la somme et du produit des exposants se traduisent par des propriétés analogues à celles des logarithmes. En effet, si :

$$x = a^u \text{ et } y = a^v$$

alors, par définition du logarithme :

$$u = \log_a x \text{ et } v = \log_a y$$

le produit de  $x$  et de  $y$  s'écrit :

$$\begin{aligned} xy &= a^u \cdot a^v \\ &= a^{u+v} \end{aligned}$$

d'où, toujours d'après la définition du logarithme :

$$\log_a(xy) = u + v$$

et finalement :

$$\log_a(xy) = \log_a x + \log_a y \quad (\text{A.11})$$

De même, on a :

$$x^b = (a^u)^b = a^{bu}$$

d'où, d'après la définition du logarithme :

$$\begin{aligned}\log_a(x^b) &= bu \\ \log_a(x^b) &= b \log_a x\end{aligned}\tag{A.12}$$

Comme l'illustre la figure A.8, le graphique de la fonction logarithmique présente les propriétés inverses de celle de l'exponentielle : au lieu d'être démesurée, sa croissance tend plutôt à diminuer lorsque la valeur de l'argument augmente.

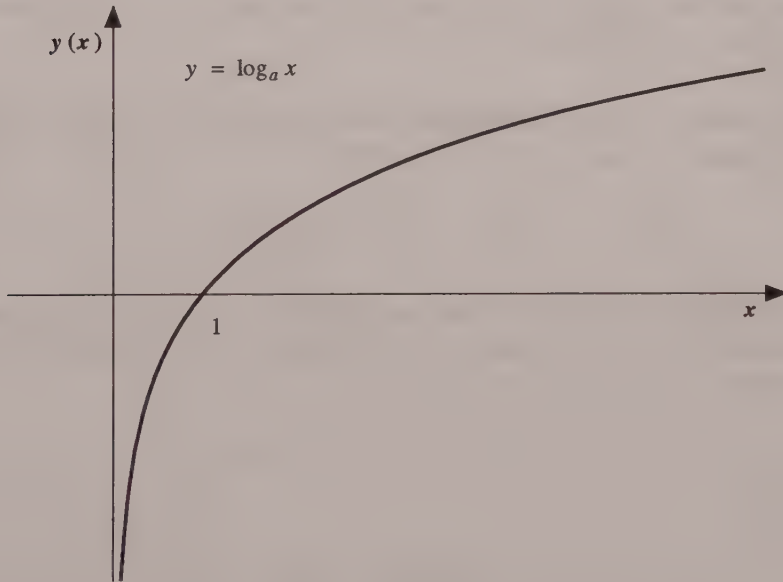


FIGURE A.8

FONCTION LOGARITHMIQUE.

Les calculatrices et les logiciels mathématiques ne fournissent généralement les logarithmes que dans les bases 10 et  $e$ . Il est pourtant parfois nécessaire de calculer le logarithme dans d'autres bases. Heureusement, les propriétés des logarithmes permettent d'obtenir une expression simple pour le changement de la base d'un logarithme.

En effet, supposons que l'on désire exprimer dans une base  $b$  le logarithme d'un nombre  $x$ , soit :

$$u = \log_b x$$

ce qui signifie, d'après la définition du logarithme, que :

$$x = b^u \tag{A.13}$$

Mais  $b$  peut aussi s'écrire comme :

$$b = a^{\log_a b}$$

car, toujours d'après la définition du logarithme,  $\log_a b$  est l'exposant dont il faut affecter  $a$  pour obtenir  $b$ .

Substituant cette expression dans l'équation A.13 et mettant à profit une propriété des exposants, on trouve :

$$x = a^{(\log_a b) \cdot u}$$

On est en présence d'une forme analogue à celle de A.13, soit  $x$  égal à une base ( $a$  cette fois) élevée à un exposant; on en tire, encore une fois d'après la définition du logarithme :

$$\log_a x = u \log_a b$$

d'où :

$$\log_a x = \log_b x \cdot \log_a b$$

et, finalement :

$$\log_b x = \frac{\log_a x}{\log_a b} \tag{A.14}$$

On constate donc que pour exprimer le logarithme d'un nombre dans une nouvelle base, il suffit de diviser le logarithme du nombre dans l'ancienne base par une constante, soit le logarithme, dans l'ancienne base, de la nouvelle base.

*Exemple 3*

Calculez le logarithme dans la base 2 des nombres suivants :

- a) 25  
 b) le nombre dont le log dans la base  $e$  est  $-2$ .

*Solution*

- a) La calculatrice fournit la valeur de  $\log 25$ , soit 1,39794... Pour calculer  $\log_2 25$ , il suffit d'appliquer la relation A.13, soit :

$$\log_2 25 = \frac{\log_{10} 25}{\log_{10} 2} = \frac{1,39794}{0,30103} = 4,644$$

- b) Soit  $x$  ce nombre; son logarithme dans la base 2 s'exprime en fonction de son logarithme dans la base  $e$  de la façon suivante :

$$\log_2 x = \frac{\log_e x}{\log_e 2} = \frac{\ln x}{\ln 2}$$

On en tire :

$$\log_2 x = \frac{-2}{0,69315} = -2,8854$$

## TRANSLATION ET DILATATION D'UNE FONCTION

L'analyse des situations physiques, à l'aide des graphiques des fonctions associées à la description mathématique des ces situations, est grandement facilitée si l'on peut rapidement pressentir l'effet sur ces graphiques du produit ou de l'addition d'une constante avec la fonction ou son argument.

L'addition d'une constante à la fonction ou à son argument entraîne le déplacement (ou translation) en bloc de la fonction par rapport aux axes, sans modification de la forme

de la courbe. La figure A.9 montre l'effet, sur le graphique d'une fonction, de l'ajout d'une constante positive à la fonction et à son argument. On constate que l'ajout d'une constante positive à la fonction déplace celle-ci dans le sens positif de l'axe  $f(x)$ , alors que l'ajout d'une constante positive à l'argument de la fonction provoque un déplacement dans le sens *négalif* de l'axe  $x$ . Pour une constante négative, ces sens sont tout simplement inversés.

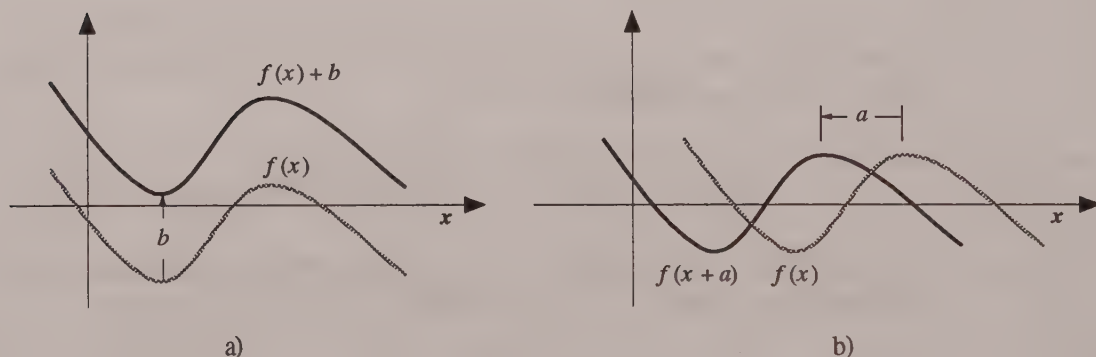


FIGURE A.9

EFFET, SUR LE GRAPHIQUE D'UNE FONCTION, DE L'ADDITION D'UNE CONSTANTE POSITIVE À LA FONCTION ELLE-MÊME (a) ET À SON ARGUMENT (b).

Par ailleurs, la figure A.10 montre l'effet de la multiplication par une constante de la fonction (a et b) ou de son argument (c et d). Cette fois, l'opération entraîne un changement d'échelle, appelé aussi dilatation. Pour une constante supérieure à l'unité, la multiplication de la fonction par une constante entraîne une *dilatation* du graphique selon l'axe  $f(x)$ , alors que la multiplication de l'argument de la fonction a comme résultat la *compression* de la fonction selon l'axe  $x$ . Pour une constante inférieure à l'unité, l'allongement devient une compression et vice versa. Encore une fois, on constate que l'effet s'inverse selon que l'on applique l'opération sur la fonction ou sur son argument. Pour une constante négative, le même raisonnement s'applique si l'on considère la valeur absolue de la constante, avec une transformation supplémentaire : la courbe subit une inversion par rapport à l'axe perpendiculaire au sens du changement de dimension.

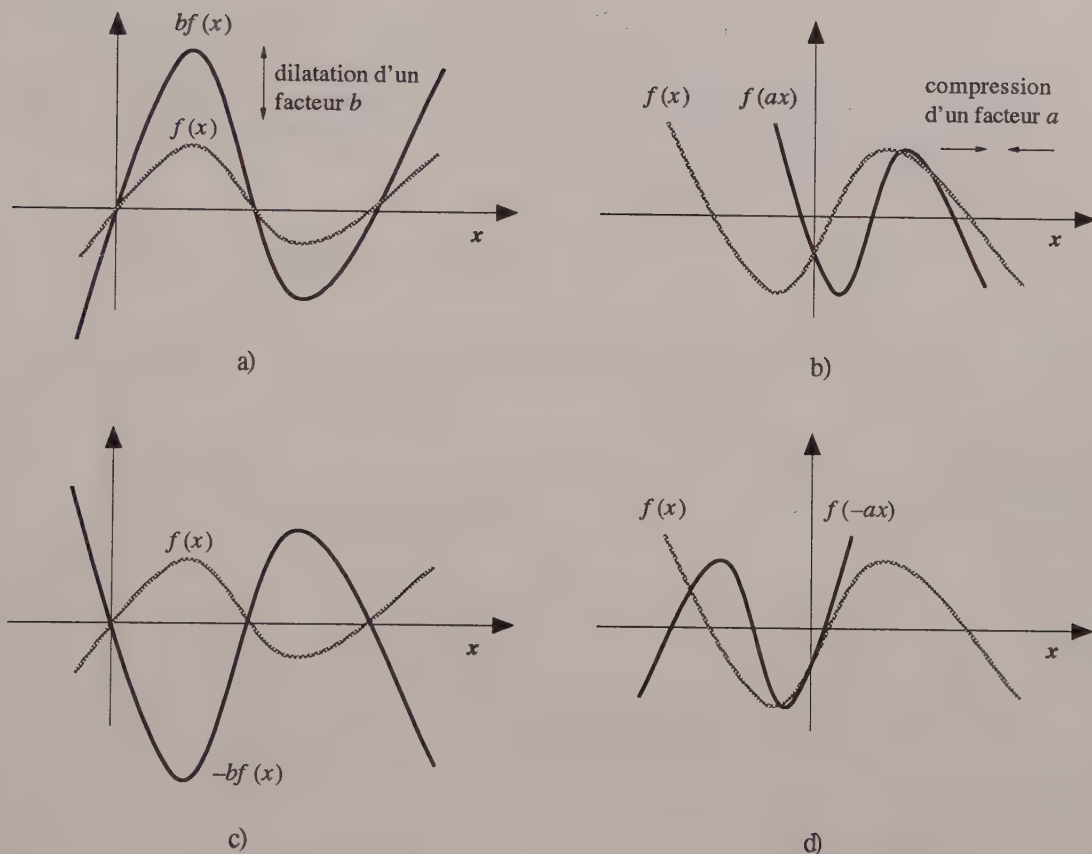


FIGURE A.10

EFFET, SUR LE GRAPHIQUE D'UNE FONCTION, DE LA MULTIPLICATION PAR UNE CONSTANTE SUPÉRIEURE À L'UNITÉ.

## GRAPHIQUES LOGARITHMIQUES ET SEMI-LOGARITHMIQUES

Les graphiques semi-logarithmique (semi-log) et logarithmique (log-log) sont deux types de graphiques souvent utilisés en physique. Le principe à la base de ces graphiques consiste à remplacer les valeurs correspondant à un des axes (pour le semi-log)

ou aux deux (pour le log-log) par leurs logarithmes, habituellement dans la base 10. Ainsi, une courbe sur un tel graphique représentera non pas la fonction affichée, mais une autre fonction égale au logarithme de la première, ou dont l'argument est égal au logarithme de l'argument de celle-ci. Toutefois, les valeurs que l'on indique le long des axes ainsi transformés sont les valeurs originales, et non leurs logarithmes. Un graphique log-log est illustré à la figure A.11.

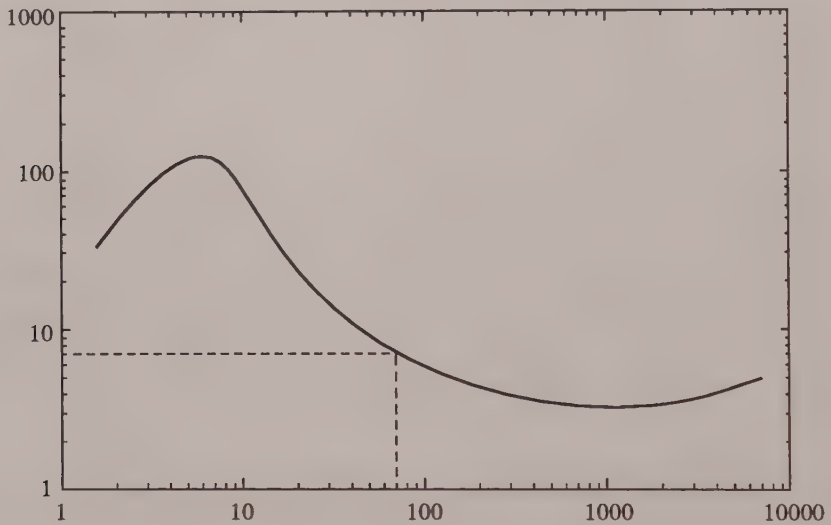


FIGURE A.11

GRAPHIQUE LOG-LOG.

Remarquez que les graduations ne sont pas également espacées, même si elles correspondent à des intervalles égaux de la variable. Les intervalles compris entre les valeurs marquées sur le graphique valent tous  $1/10$  de la valeur indiquée à la fin de l'intervalle. Par exemple, les graduations comprises entre 10 et 100 correspondent à 20, 30, ... 90; ainsi, le point indiqué par des pointillés correspond à 70 sur l'axe horizontal et à 7 sur l'axe vertical.

Ce type de graphique joue deux rôles principaux en physique. Premièrement, il peut faire apparaître plus clairement l'existence d'une relation exponentielle entre les variables. En effet, si :

$$y(x) = Ca^x$$

où  $C$  est une constante, alors :

$$\begin{aligned}\log y &= \log C + \log a^x \\ &= \log C + x \log a\end{aligned}$$

d'où l'on tire :

$$\log y = kx + \log C$$

où  $k$  est une constante (égale à  $\log a$ ).

On est bien en présence de la forme  $y(x) = mx + b$ . La courbe représentant  $y(x)$  sur un graphique où l'axe  $y$  est logarithmique sera donc en fait une droite.

Voyons un exemple. La figure A.12 présente un graphique (non logarithmique) montrant les résultats de mesures de la vitesse d'un navire en fonction du temps. On voit bien que la vitesse du navire diminue avec le temps, mais que la relation n'est pas linéaire.

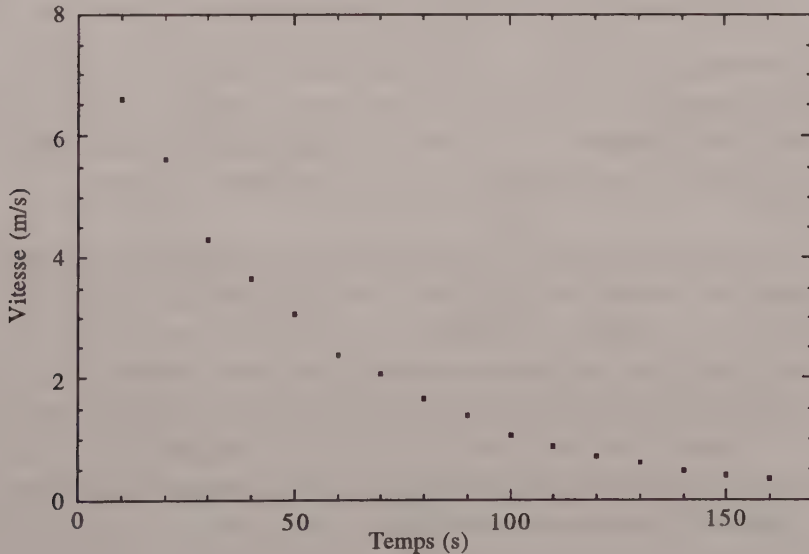


FIGURE A.12

MESURES DE LA VITESSE D'UN NAVIRE EN FONCTION DU TEMPS.

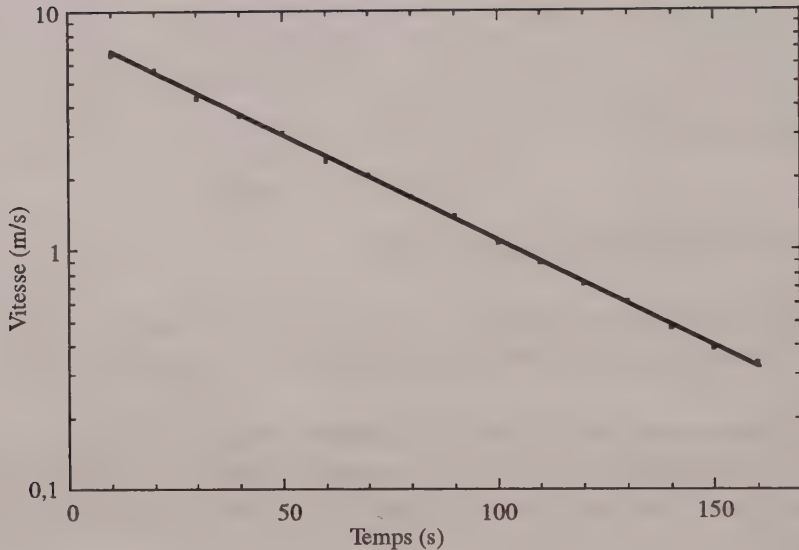


FIGURE A.13

MÊMES DONNÉES QU'À LA FIGURE A.12, MAIS PORTÉES SUR UN GRAPHIQUE SEMI-LOG.

L'ensemble des points se dispose maintenant à peu près selon une ligne droite. Pour bien l'illustrer, on a tracé la droite qui passe le plus près possible, en moyenne, des points expérimentaux. On en conclut qu'une fonction exponentielle décroissante représente assez bien la vitesse du navire en fonction du temps.

La représentation d'une fonction (ou de données expérimentales) dont les caractéristiques importantes sont réparties sur un large éventail de valeurs est aussi une autre utilité du graphique logarithmique (ou semi-logarithmique). Pour illustrer notre propos, considérons la situation suivante : un matériau absorbe plus ou moins la radiation qui le traverse (comme la lumière visible, l'infrarouge, les ondes radio) en fonction de la fréquence de celle-ci. Ainsi, le verre est très transparent aux fréquences correspondant à la lumière visible, mais opaque à des fréquences plus basses ou plus élevées, comme l'infrarouge et l'ultraviolet.

Le graphique de la figure A.14 représente l'absorption d'un matériau fictif en fonction de la fréquence du rayonnement qui le traverse, pour des fréquences variant

Le graphique de la figure A.14 représente l'absorption d'un matériau fictif en fonction de la fréquence du rayonnement qui le traverse, pour des fréquences variant entre 0 et 500 THz (1 THz, ou térahertz, est une fréquence égale à mille milliards ou  $10^{12}$  cycles par seconde; à titre de comparaison, la lumière visible possède une fréquence comprise entre 400 et 700 THz). On constate que l'absorption est maximale autour de 200 THz, mais qu'il semble aussi y avoir une augmentation de l'absorption, à peine perceptible, pour les très faibles fréquences; remarquez la portion de la courbe qui est presque collée sur l'axe de gauche.

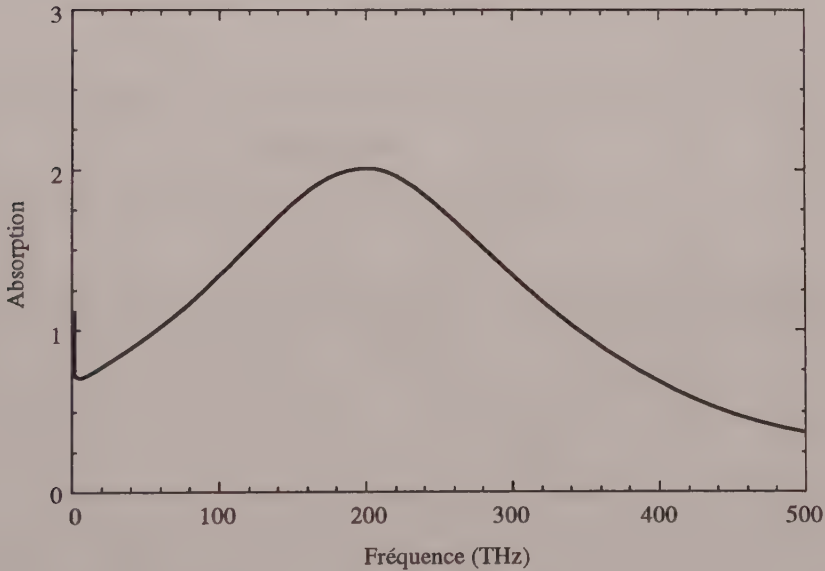


FIGURE A.14

*ABSORPTION D'UN MATÉRIAU EN FONCTION DE LA FRÉQUENCE DE LA RADIATION QUI LE TRAVERSE.*

Au lieu de tracer un second graphique, avec une échelle de fréquence différente, qui ferait mieux voir cette portion de la courbe, on peut faire ressortir toutes les caractéristiques de la courbe sur le même graphique, en adoptant un axe logarithmique pour la fréquence (figure A.15). La première structure, un pic présentant un maximum autour de 0,5 THz, est maintenant bien visible.

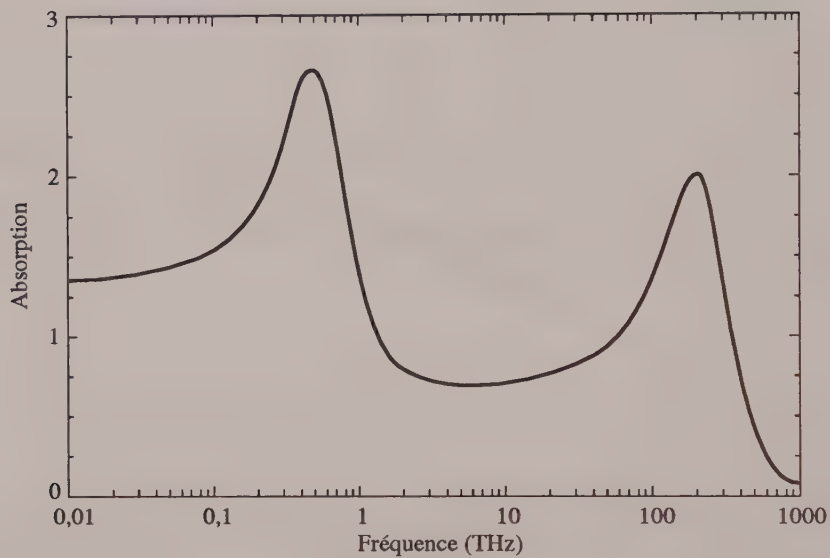


FIGURE A.15

MÊMES DONNÉES QU'À LA FIGURE A.14, AVEC L'AXE DES FRÉQUENCES LOGARITHMIQUE.

---

## EXERCICES

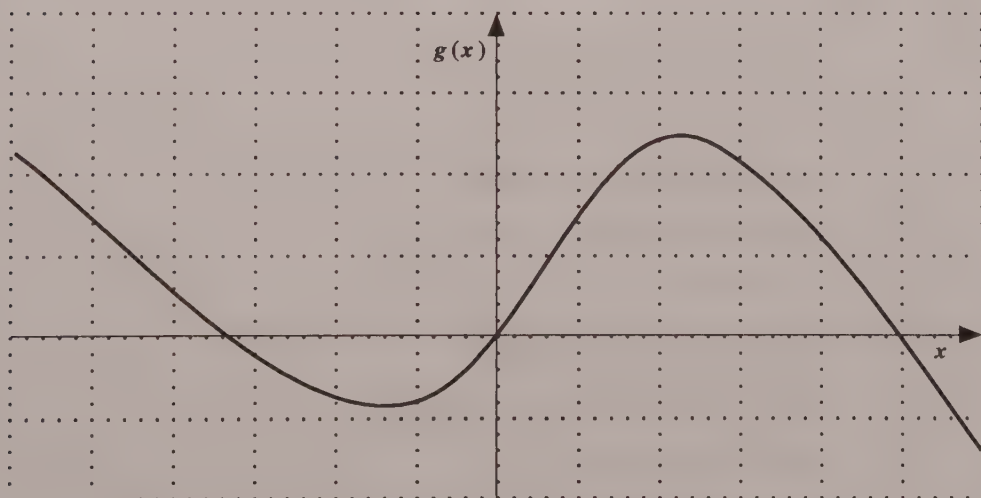
1. Évaluez les fonctions suivantes pour les valeurs de l'argument indiquées entre parenthèses :

a)  $f(x) = 3x^2 - 5x + 4$  ( $x = -2, 0$  et  $3$ )

b)  $f(x) = \frac{5x}{\sqrt{25-x^2}}$  ( $x = -3, 0, 4, 5$  et  $8$ )

c)  $f(x) = \exp[-(x^2 - 1)]$  ( $x = -2, -1, 0, 1, 2$ )

2. Soit  $g(x)$  une fonction représentée par le graphique suivant :

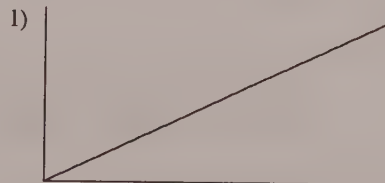
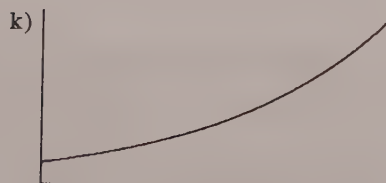
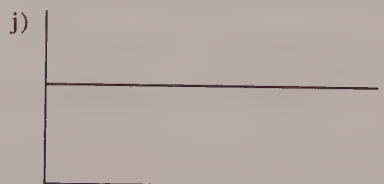
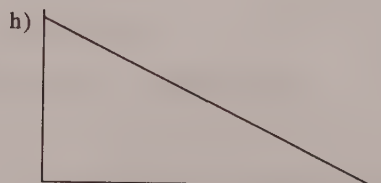
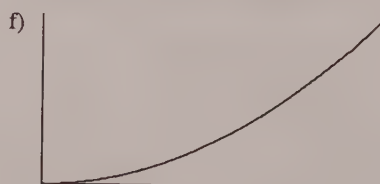
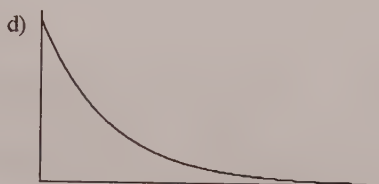
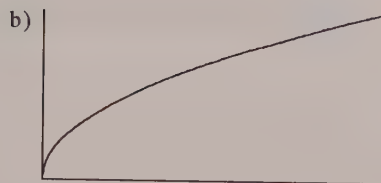


a) Évaluez les quantités suivantes :  $g(-4)$ ,  $g(-1)$ ,  $g(0)$  et  $g(3)$ .

b) Identifiez les zéros de  $g(x)$  que permet de déterminer le graphique.

c) Évaluez les quantités suivantes :  $g^{-1}(-1)$ ,  $g^{-1}(1)$  et  $g^{-1}(3)$ .

3. Pour chacune des fonctions  $f(x)$  suivantes, écrivez l'expression de  $g(x) = f(u)$ , où  $u(x)$  est donné entre crochets :
- a)  $f(x) = 3x^2 + 6x + 3$                        $[u(x) = 2x - 1]$
- b)  $f(x) = \frac{x^2}{x + 2}$                                $[u(x) = x - 2]$
- c)  $f(x) = x \exp(x^2 - 1)$                    $[u(x) = x + 1]$
4. Si l'on nomme  $h(x)$  la fonction représentée à la figure A.11, évaluez les quantités suivantes :
- a)  $h(10), h(600)$
- b)  $h^{-1}(10), h^{-1}(4)$
5. Pour chacune des fonctions décrites ci-dessous, identifiez le ou les graphiques correspondants.
- a) Une fonction logarithmique.
- b) Une puissance positive de  $x$ .
- c) Une exponentielle décroissante.
- d) Une fonction linéaire de pente positive.
- e) Une puissance négative de  $x$ .
- f) Une exponentielle croissante.
- g) Une fonction linéaire de pente négative.
- h) Une fonction quadratique.
- i) La fonction complémentaire d'une exponentielle décroissante.
- j) Une constante.



---

**RÉPONSES AUX EXERCICES**

1. a) 26; 4; 16  
 b)  $-15/4$ ; 0;  $20/3$ ; impossible; impossible  
 c) 0,04979; 1; 2,71828; 1; 0,04979
2. a) 0,55; -0,8; 0,0; 2,15  
 b) -3,35; 0,0; 4,0  
 c)  $g^{-1}(-1) = 5,7$   
 $g^{-1}(1) = -4,55$ ; 0,7 ou 4,2  
 La quantité  $g^{-1}(3)$  ne peut être évaluée avec ce graphique.
3. a)  $g(x) = 12x^2$   
 b)  $g(x) = x - 4 + 4/x$   
 c)  $g(x) = (x + 1) \exp [x(x + 2)]$
4. a) 80; 3,1  
 b)  $h^{-1}(10) = 45$ ;  $h^{-1}(4) = 210$  ou 4 800. Rigoureusement,  $h^{-1}(x)$  n'est pas une fonction si on ne restreint pas son domaine ou son image, car elle associe deux valeurs à la même valeur de  $x$ .
5. a) c                      b) b, f, l                      c) d                      d) g, l  
 e) e                      f) k                      g) h                      h) f, i  
 i) a                      j) j

**APPENDICE B**

---

*ÉLÉMENTS DE TRIGONOMÉTRIE*



La trigonométrie est l'étude du lien entre les angles que l'on peut mesurer autour d'un cercle et les côtés de triangles rectangles qu'il est possible de former à partir de ces angles et du rayon du cercle. Or, qui dit lien entre quantités dit aussi fonction, de sorte que l'on aura à définir de nouvelles fonctions, appelées fonctions trigonométriques.

En physique, la trigonométrie trouve deux applications importantes :

- Elle permet de déterminer des angles et des côtés inconnus dans des triangles (rectangles ou non) dont seulement une partie des angles et des côtés est connue. Comme l'analyse d'un grand nombre de situations en physique fait intervenir des triangles, en particulier lorsqu'il est question de vecteurs, la trigonométrie y sera omniprésente.
- Les fonctions trigonométriques présentent des propriétés qui en font des fonctions mathématiques privilégiées pour l'étude des phénomènes dits périodiques, c'est-à-dire qui se répètent à intervalle régulier, phénomènes d'une importance capitale en physique. Elles forment en particulier la base de l'analyse des ondes, qui constituent l'une des représentations universelles adoptées par la physique.

## DÉFINITIONS

### Cercle trigonométrique et définition du radian

Considérons un cercle de rayon  $R$  centré à l'origine d'un système d'axes  $x$  et  $y$  (figure B.1). À un angle  $\theta$  donné, mesuré entre l'axe des  $x$  et le rayon joignant l'origine à un point  $(x,y)$ , correspond un arc de cercle de longueur  $s$  proportionnelle à l'angle.

Ces données permettent de définir une unité d'angle, le radian (rad) :

$$\theta \text{ (en radians)} \equiv s/R \quad (\text{B.1})$$

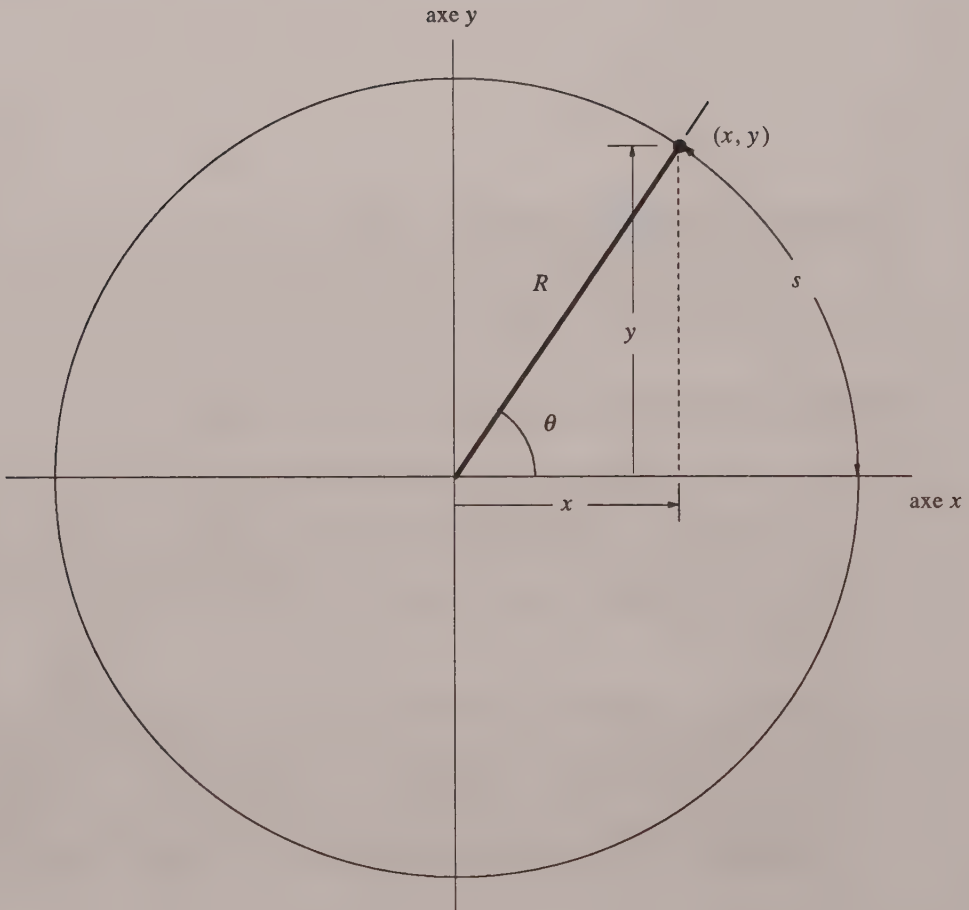


FIGURE B.1

*CERCLE TRIGONOMÉTRIQUE.*

Il est facile de déterminer le facteur de transformation entre les degrés et les radians, si l'on songe que pour un angle de  $360^\circ$ , l'arc de cercle  $s$  est égal à la circonférence du cercle, soit  $2\pi R$ . On a donc :

$$360^\circ = s/R = 2\pi R/R = 2\pi \text{ rad}$$

ou encore :

$$180^\circ = \pi \text{ rad} \quad (\text{B.2})$$

Cette dernière relation constitue une donnée commode lorsqu'on désire transformer des degrés en radians, ou vice versa.

### Exemple 1

---

Transformez  $60^\circ$  en radians, et 2 rad en degrés.

#### Solution

Il suffit de multiplier la donnée par une fraction, égale à l'unité, qui permet de simplifier les limites que l'on veut transformer.

$$60^\circ = 60^\circ \times \frac{\pi \text{ rad}}{180^\circ} = \pi/3 \text{ rad (ou encore } 1,0472 \text{ rad)}$$

$$2 \text{ rad} = 2 \text{ rad} \times \frac{180^\circ}{\pi \text{ rad}} = 114,6^\circ$$

---

### Fonctions trigonométriques de base

Le cercle de la figure B.1 permet de définir deux fonctions de  $\theta$ , qualifiées de fonctions trigonométriques de base :

$$\sin \theta = y/R \quad [\text{prononcé « sinus thêta » ou « sine thêta »}]$$

$$\cos \theta = x/R \quad [\text{prononcé « cosinus thêta » ou « cos thêta »}]$$

Ces fonctions sont illustrées à la figure B.2 où, pour plus de simplicité, nous considérons un cercle de rayon égal à un. Notez que pour des angles plus grands que  $\pi/2$ , les valeurs de  $x$  ou de  $y$  peuvent être négatives, et donc que le sinus ou le cosinus d'un angle peuvent l'être aussi. De plus, en tant qu'argument d'une fonction, l'angle  $\theta$  n'est pas restreint aux valeurs comprises entre 0 et  $2\pi$  ; les valeurs négatives (signifiant que l'on « tourne » dans l'autre sens) ou supérieures à  $2\pi$  (signifiant que l'on revient au même point après un tour complet) sont acceptées.

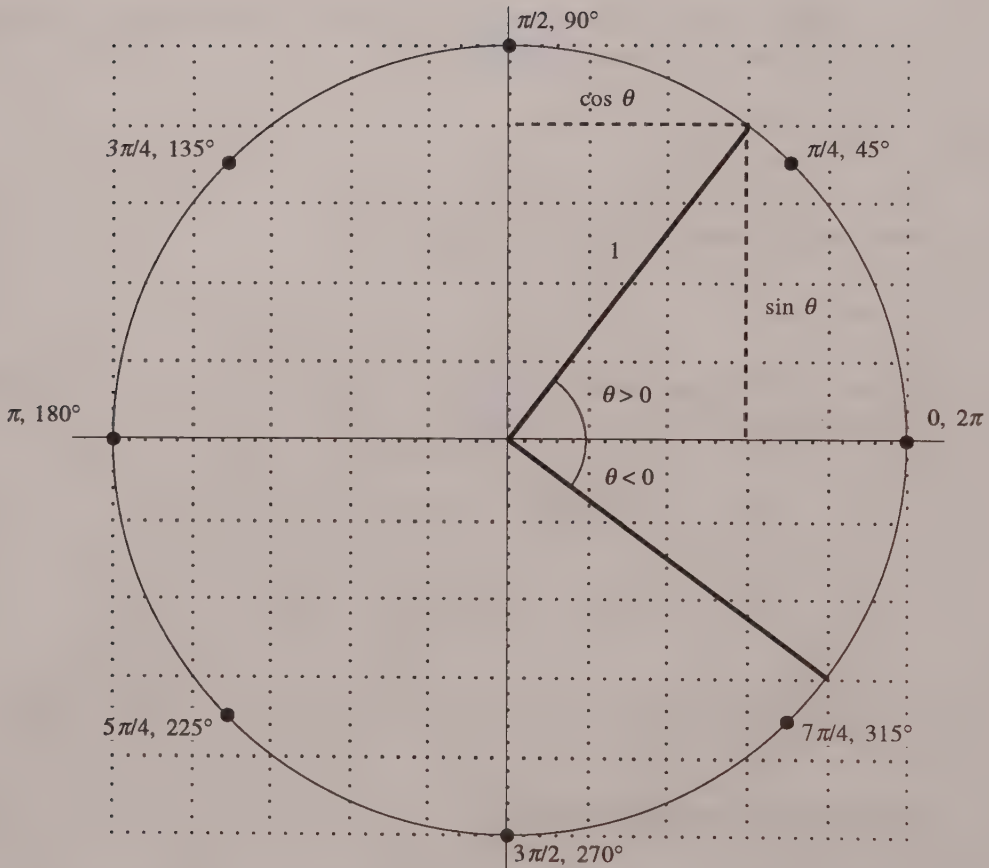


FIGURE B.2

*DÉFINITION DES FONCTIONS TRIGONOMÉTRIQUES DE BASE À L'AIDE D'UN CERCLE DE RAYON 1.*

Il est très avantageux de garder à l'esprit l'image de ce cercle ainsi que les valeurs en radians d'angles correspondant à certaines valeurs significatives. Il est aussi très utile de se rappeler que le sinus est relié à la hauteur d'un point sur le cercle, tandis que le cosinus est associé à la distance horizontale (ou largeur), ce qui permet de déterminer facilement les fonctions trigonométriques de n'importe quel angle.

*Exemple 2*

À partir de la figure B.2, en utilisant un rapporteur d'angles et la grille apparaissant sur la figure, déterminez les valeurs qui suivent. (Remarquez que le rayon du cercle vaut cinq carreaux.) Vérifiez vos réponses avec les valeurs fournies par la calculatrice.

- a)  $\sin 45^\circ$
- b)  $\cos 3\pi/4$
- c)  $\cos 53^\circ$
- d)  $\sin (-37^\circ)$
- e)  $\sin \pi/6$

*Solution*

- a) La hauteur est environ 3,6 carreaux. On a donc :  $\sin 45^\circ \approx 3,6/5 = 0,72$  [0,7071, à 4 chiffres, d'après la calculatrice].
- b) La distance horizontale est environ 3,6 carreaux vers la gauche. Donc :  $\cos 3\pi/4 \approx -0,72$  [-0,7071 d'après la calculatrice].
- c) Même procédé. La réponse : 0,60 [0,6018].
- d) Hauteur : 3 carreaux vers le bas. La réponse = -0,60 [-0,6018].
- e)  $\pi/6$  équivaut à  $30^\circ$ ; la réponse : 0,50... [La réponse exacte : 0,5.]

**Fonctions trigonométriques dérivées**

À partir du sinus et du cosinus, on définit quatre autres fonctions trigonométriques, la plus importante étant la tangente :

$$\tan \theta = \frac{\sin \theta}{\cos \theta} = \frac{y}{x} \quad [\text{prononcé « tangente »; noté aussi } \operatorname{tg} \theta] \quad (\text{B.3})$$

Les trois autres sont la cotangente, la sécante et la cosécante. Comme elles sont égales aux inverses des trois fonctions déjà définies, elles sont beaucoup moins utilisées :

$$\cotan \theta = \frac{\cos \theta}{\sin \theta} = \frac{1}{\tan \theta} \quad (\text{B.4a})$$

$$\sec \theta = \frac{1}{\cos \theta} \quad (\text{B.4b})$$

$$\text{cosec } \theta = \frac{1}{\sin \theta} \quad (\text{B.4c})$$

Un agrandissement d'une partie du cercle trigonométrique (figure B.3) permet de visualiser une propriété très utile de la fonction sinus (qui s'applique aussi à la tangente) : pour un petit angle, la valeur du sinus (exprimée en radians) est très proche de celle de l'angle. En d'autres termes :

$$\sin \theta \approx \theta, \text{ si } \theta \ll 1 \text{ (en radians)} \quad (\text{B.5})$$

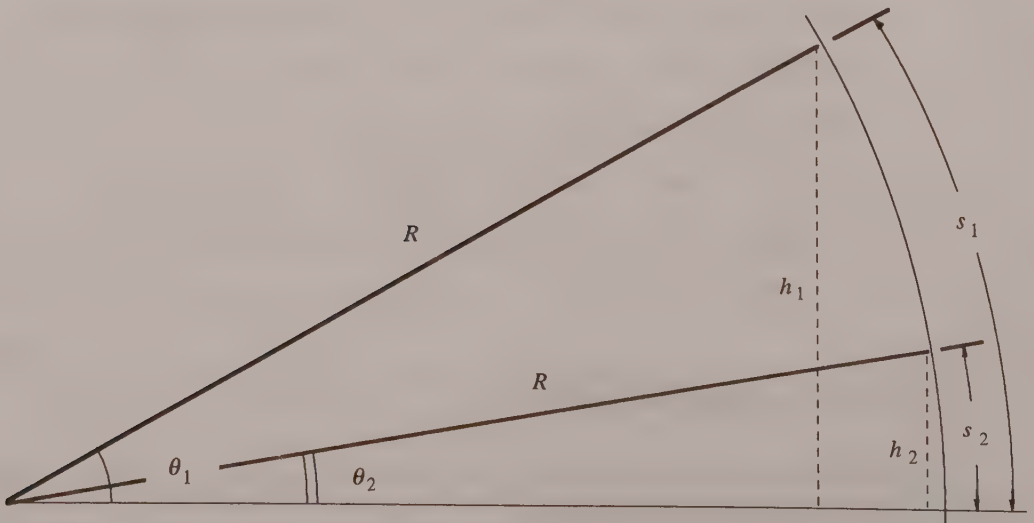


FIGURE B.3

AGRANDISSEMENT D'UNE SECTION DU CERCLE TRIGONOMÉTRIQUE, ILLUSTRANT LA RELATION  $\sin \theta \approx \theta$  POUR  $\theta \ll 1$ .

En effet, pour un angle qui n'est pas trop petit, par exemple  $\theta_1$  sur la figure, le sinus, égal à  $h_1/R$ , est inférieur à la valeur de l'angle en radians, donnée par  $s_1/R$ , car  $h_1$  est sensiblement plus petit que  $s_1$ . Toutefois, dans le cas d'un très petit angle, par exemple  $\theta_2$ , la différence entre la valeur de l'angle ( $s_2/R$ ) et celle du sinus ( $h_2/R$ ) devient minime, car  $s_2 \approx h_2$ .

De plus, comme  $\cos \theta \approx 1$  lorsque  $\theta$  est très petit, la même approximation est valable pour  $\tan \theta$ , car dans ce cas :

$$\tan \theta = \frac{\sin \theta}{\cos \theta} \approx \frac{\theta}{1} \quad [\text{toujours si } \theta \ll 1]$$

d'où :

$$\tan \theta \approx \theta \quad \text{si} \quad \theta \ll 1 \quad (\text{B.6})$$

### Fonctions trigonométriques inverses

À chacune des fonctions définies ci-dessus, on associe une fonction inverse. Par exemple :

$$\sin^{-1} x$$

noté aussi  $\arcsin x$  et prononcé « sinus moins un de  $x$  » ou « arc sinus  $x$  », qui signifie « l'angle dont le sinus vaut  $x$  ». Autrement dit, si :

$$\sin \theta = x$$

alors :

$$\theta = \sin^{-1} x \quad (\text{B.7})$$

De la même façon, on définit  $\cos^{-1} x$  (ou  $\arccos x$ ),  $\tan^{-1} x$  (ou  $\arctan x$ ), etc.

On remarquera que plusieurs angles peuvent correspondre à une même valeur de sinus ou de cosinus, par exemple  $\pi/4$  et  $3\pi/4$  pour le sinus. On peut facilement se convaincre qu'il y aura toujours deux valeurs possibles comprises dans un intervalle de  $2\pi$ , l'intervalle allant de 0 à  $2\pi$  par exemple. Dans une situation physique donnée, c'est le contexte qui permettra de déterminer si une seule valeur est possible, et laquelle.

*Exemple 3*

Toujours à partir du cercle de la figure B.2 et en utilisant votre rapporteur, évaluez :

- a)  $\sin^{-1}(0,6)$   
 b)  $\cos^{-1}(-0,6)$

*Solution*

- a) Il s'agit de se demander quel angle donne un sinus égal à 0,6. Un examen de la figure nous dit que deux angles, si l'on se restreint aux valeurs comprises entre 0 et  $2\pi$ , donnent ce résultat :  $37^\circ$  et  $143^\circ$  approximativement. La calculatrice donne  $36,87^\circ$ , mais ne donne pas l'autre valeur; on ne peut l'obtenir qu'en réfléchissant sur la signification du sinus. Cette valeur est égale à :

$$180^\circ - 36,87^\circ = 143,13^\circ$$

- b) Une question analogue à la précédente nous amène à conclure que les deux angles possibles sont  $127^\circ$  et  $233^\circ$  (aussi égal à  $-127^\circ$ ). Encore une fois, la calculatrice n'indique qu'une seule valeur, soit  $126,87^\circ$ .

## APPLICATION AU TRIANGLE RECTANGLE

En examinant à nouveau la figure B.1, on peut remarquer que le rayon du cercle, la hauteur  $y$  et la distance horizontale  $x$  forment les trois côtés d'un triangle rectangle. On constate ainsi que les fonctions trigonométriques peuvent s'écrire comme des rapports des côtés d'un triangle rectangle, ceux-ci étant appelés le côté opposé ( $O$ ), le côté adjacent ( $A$ ) et l'hypoténuse ( $H$ ) formée par le rayon du cercle.

En oubliant pour un moment ce cercle et en se référant à la figure B.4, on peut écrire :

$$\sin \theta = \frac{\text{côté opposé}}{\text{hypoténuse}} = \frac{O}{H} \quad (\text{B.8a})$$

$$\cos \theta = \frac{\text{côté adjacent}}{\text{hypoténuse}} = \frac{A}{H} \quad (\text{B.8b})$$

$$\tan \theta = \frac{\text{côté opposé}}{\text{côté adjacent}} = \frac{O}{A} \quad (\text{B.8c})$$

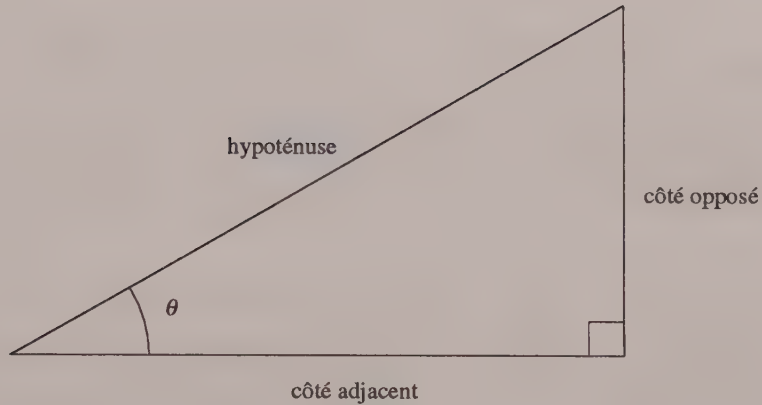


FIGURE B.4

TRIGONOMÉTRIE ET TRIANGLE RECTANGLE.

De plus, le théorème de Pythagore, qui s'écrit :

$$O^2 + A^2 = H^2$$

peut être transformé pour devenir :

$$\frac{O^2 + A^2}{H^2} = 1$$

ou encore :

$$\frac{O^2}{H^2} + \frac{A^2}{H^2} = 1$$

d'où l'on tire :

$$\sin^2\theta + \cos^2\theta = 1 \quad (\text{B.9})$$

*Note.*— Faites attention à la notation! La façon d'indiquer que l'on élève à une puissance une fonction trigonométrique peut porter à confusion. Ainsi :

- $\sin x^2$  signifie  $\sin(x^2)$ , soit le sinus du carré de l'angle;
- $\sin^2 x$  signifie  $(\sin x)^2$ , soit le carré du sinus de l'angle;

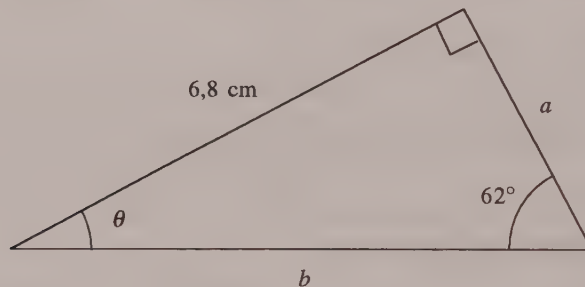
- $\sin^{-1} x$  signifie  $\arcsin x$ ;
- $\sin^{-2} x$  signifie  $(\sin x)^{-2}$ , c'est-à-dire  $1/\sin^2 x$ , et non  $(\sin^{-1} x)^2$ .

À partir de ces relations, il est possible de déterminer les valeurs de tous les angles et de tous les côtés d'un triangle rectangle si un côté et un autre élément, côté ou angle (autre que l'angle de  $90^\circ$ , bien sûr!), sont connus.

#### Exemple 4

---

Déterminez les inconnues, représentées par des lettres, dans le triangle rectangle suivant et vérifiez vos réponses à l'aide d'une règle et d'un rapporteur.



#### Solution

On connaît déjà deux angles : l'angle droit et celui de  $62^\circ$ . On détermine facilement l'angle  $\theta$  en considérant que la somme des angles d'un triangle est égale à  $180^\circ$  :

$$\theta + 62^\circ + 90^\circ = 180^\circ$$

d'où :

$$\theta = 28^\circ$$

Les deux côtés inconnus sont déterminés à l'aide des fonctions trigonométriques de base. Tout d'abord, et en faisant attention à l'identification des côtés :

$$\cos \theta = \frac{\text{côté adjacent}}{\text{hypoténuse}} = \frac{6,8 \text{ cm}}{b}$$

On en tire :

$$b = \frac{6,8}{\cos \theta} = \frac{6,8}{\cos 28^\circ} = 7,7 \text{ cm} \quad [\text{vérifiez en mesurant } b \text{ sur le triangle}]$$

L'autre côté est déterminé soit à l'aide du théorème de Pythagore, soit par le recours à une autre fonction, par exemple :

$$\tan \theta = \frac{\text{côté opposé}}{\text{côté adjacent}} = \frac{a}{6,8 \text{ cm}}$$

d'où :

$$a = 6,8 \tan \theta = 6,8 \tan 28^\circ = 3,6 \text{ cm}$$

On peut vérifier les réponses en mesurant les quantités appropriées sur la figure.

---

## FORMULES UTILES

Des formules permettent de transformer certaines fonctions ou combinaisons de fonctions trigonométriques. Il peut s'agir d'exprimer une fonction en utilisant les autres fonctions (par exemple, on peut exprimer le sinus en terme du cosinus), ou une fonction à argument composé en une combinaison de fonctions d'arguments plus simples, ou encore une combinaison de fonctions en une autre combinaison. Si certaines de ces transformations s'obtiennent par simple examen du cercle trigonométrique (figure B.5), d'autres demandent des démonstrations assez complexes.

### Angles négatifs

En examinant la figure B.5, on trouve facilement :

$$\sin(-\theta) = -\sin \theta \quad (\text{B.10a})$$

$$\cos(-\theta) = \cos \theta \quad (\text{B.10b})$$

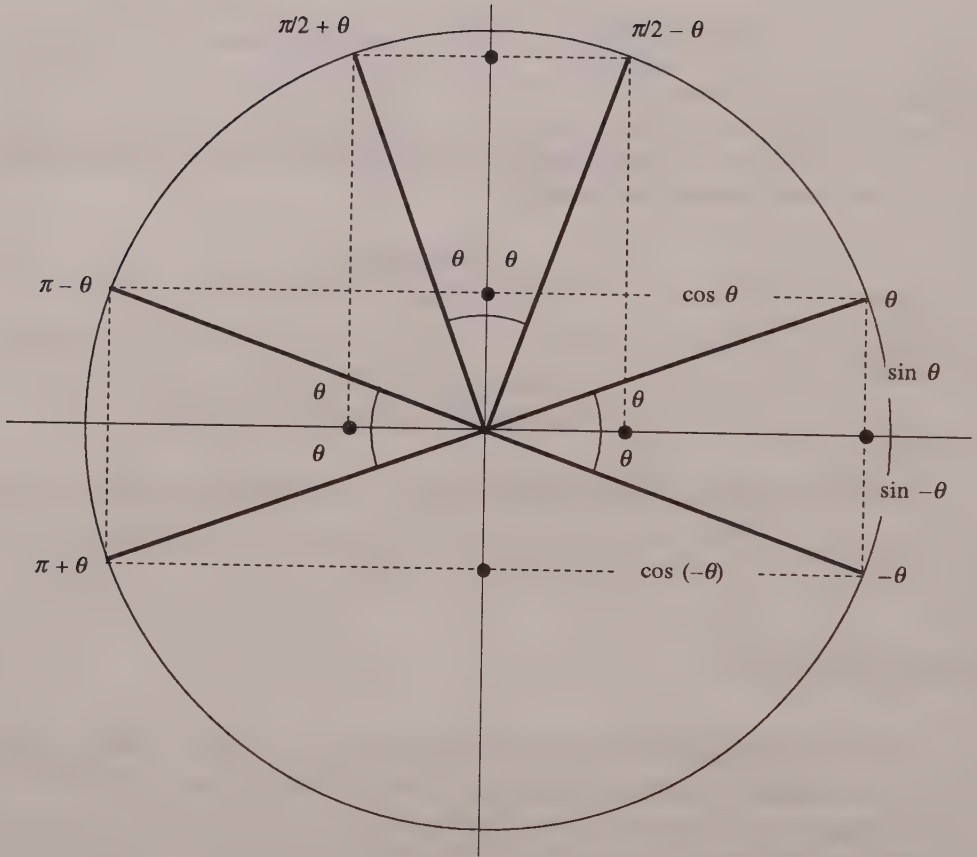


FIGURE B.5

*LIEN ENTRE LES FONCTIONS TRIGONOMÉTRIQUES DE  $\theta$  ET CELLES DE  $\pi \pm \theta$  ET  $\pi/2 \pm \theta$ .*

En effet, l'angle  $-\theta$  est indiqué sur le cercle; on le trouve à droite, sous l'axe horizontal. On voit bien que son sinus, donné par sa hauteur (marquée en pointillé) est de même grandeur que celle de l'angle  $\theta$ , mais de signe contraire. Quant au cosinus de l'angle  $-\theta$ , il est clairement égal, en grandeur et en signe, à celui de l'angle  $\theta$ .

Des deux relations précédentes (B.10a et B.10b), on tire :

$$\tan(-\theta) = \frac{\sin(-\theta)}{\cos(-\theta)} = \frac{-\sin \theta}{\cos \theta}$$

$$\tan(-\theta) = -\tan(\theta) \quad (\text{B.10c})$$

### Somme d'angles et cas particuliers

Toujours à partir de la figure B.5, en l'examinant cette fois avec un peu plus d'attention, on trouve :

$$\sin(\pi/2 \pm \theta) = \cos \theta \quad (\text{B.11a})$$

$$\cos(\pi/2 + \theta) = -\sin \theta \quad (\text{B.11b})$$

$$\cos(\pi/2 - \theta) = \sin \theta \quad (\text{B.11c})$$

$$\sin(\pi + \theta) = -\sin \theta \quad (\text{B.12a})$$

$$\sin(\pi - \theta) = \sin \theta \quad (\text{B.12b})$$

$$\cos(\pi \pm \theta) = -\cos \theta \quad (\text{B.12c})$$

À l'aide de constructions appropriées (non indiquées sur la figure), on peut aussi démontrer les relations suivantes, qui font intervenir la somme ou la différence de deux angles :

$$\sin(x \pm y) = \sin x \cos y \pm \cos x \sin y \quad (\text{B.13a})$$

$$\cos(x + y) = \cos x \cos y - \sin x \sin y \quad (\text{B.13b})$$

$$\cos(x - y) = \cos x \cos y + \sin x \sin y \quad (\text{B.13c})$$

En posant  $x = y = \theta$  dans les deux premières expressions, on trouve :

$$\sin 2\theta = 2 \sin \theta \cos \theta \quad (\text{B.14})$$

$$\cos 2\theta = \cos^2 \theta - \sin^2 \theta \quad (\text{B.15a})$$

En utilisant le théorème de Pythagore, on peut écrire cette expression sous deux autres formes :

$$\cos 2\theta = 1 - 2 \sin^2 \theta \quad (\text{B.15b})$$

$$\cos 2\theta = 2 \cos^2 \theta - 1 \quad (\text{B.15c})$$

### Somme et produit de fonctions

Alors que les formules précédentes, qui comptent parmi les plus utilisées en physique, peuvent être soit mémorisées, soit retrouvées assez rapidement à partir d'un cercle trigonométrique, d'autres sont trop complexes pour être retrouvées par ces moyens. Toutes peuvent être démontrées grâce aux formules du sinus ou du cosinus d'une somme d'angles; on se contentera ici de les énumérer.

#### ■ Somme de fonctions trigonométriques

$$\sin x + \sin y = 2 \sin \frac{1}{2}(x+y) \cos \frac{1}{2}(x-y) \quad (\text{B.16a})$$

$$\sin x - \sin y = 2 \sin \frac{1}{2}(x-y) \cos \frac{1}{2}(x+y) \quad (\text{B.16b})$$

$$\cos x + \cos y = 2 \cos \frac{1}{2}(x+y) \cos \frac{1}{2}(x-y) \quad (\text{B.16c})$$

$$\cos x - \cos y = 2 \sin \frac{1}{2}(x+y) \sin \frac{1}{2}(y-x) \quad (\text{B.16d})$$

#### ■ Produit de fonctions trigonométriques

$$\sin x \sin y = \frac{1}{2} [\cos(x-y) - \cos(x+y)] \quad (\text{B.17a})$$

$$\cos x \cos y = \frac{1}{2} [\cos(x-y) + \cos(x+y)] \quad (\text{B.17b})$$

$$\sin x \cos y = \frac{1}{2} [\sin(x-y) + \sin(x+y)] \quad (\text{B.17c})$$

Finalement, la formule suivante est très utile en physique :

$$A \sin x \pm B \cos x = (A^2 + B^2)^{1/2} \sin(x \pm \delta) \quad (\text{B.18})$$

où  $\delta = \tan^{-1}(B/A)$ ,  $A$  et  $B$  étant positifs.

## APPLICATION AUX TRIANGLES QUELCONQUES

Bien que les fonctions trigonométriques trouvent une application naturelle dans les triangles rectangles, on peut également les appliquer à des triangles quelconques, en ayant recours à deux lois appelées *loi des sinus* et *loi des cosinus*. On se contentera ici d'exposer ces lois sans les démontrer.

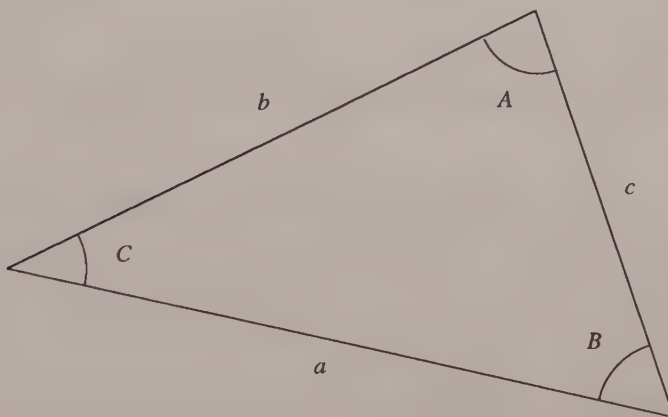


FIGURE B.6

TRIGONOMÉTRIE ET TRIANGLE QUELCONQUE.

Si  $a$ ,  $b$  et  $c$  sont les côtés d'un triangle et  $A$ ,  $B$  et  $C$  les angles qui leur font face (figure B.6), on a :

– *loi des sinus* :

$$\frac{\sin A}{a} = \frac{\sin B}{b} = \frac{\sin C}{c} \quad (\text{B.19})$$

– loi des cosinus :

$$c^2 = a^2 + b^2 - 2ab \cos C \quad (\text{B.20})$$

Cette dernière loi peut s'inverser :

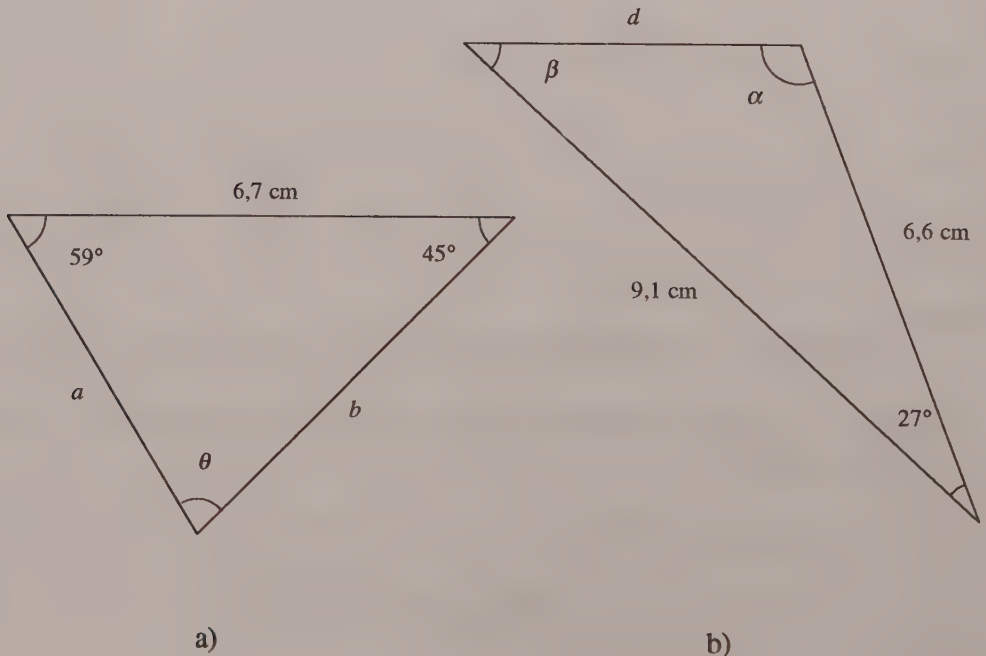
$$C = \cos^{-1} \left( \frac{a^2 + b^2 - c^2}{2ab} \right) \quad (\text{B.21})$$

Ces lois permettent de déterminer tous les angles et côtés d'un triangle quelconque si trois éléments, dont au moins un côté, sont connus.

### Exemple 5

---

Déterminez les inconnues dans les triangles suivants :



*Solution*

- a) Deux angles étant connus, le troisième est facilement déterminé :

$$59^\circ + 45^\circ + \theta = 180^\circ$$

d'où :

$$\theta = 76^\circ$$

La loi des sinus permet maintenant de trouver les deux côtés inconnus. D'abord :

$$\begin{aligned} \frac{\sin 45^\circ}{a} &= \frac{\sin \theta}{6,7} \\ &= \frac{\sin 76^\circ}{6,7} \end{aligned}$$

d'où :

$$a = \frac{6,7 \sin 45^\circ}{\sin 76^\circ} = 4,9 \text{ cm} \quad [\text{vérifiez en mesurant sur le schéma}]$$

L'autre côté inconnu se calcule de façon analogue :

$$\frac{\sin 59^\circ}{b} = \frac{\sin \theta}{6,7}$$

d'où :

$$b = \frac{6,7 \sin 59^\circ}{\sin 76^\circ} = 5,9 \text{ cm}$$

- b) Comme aucun des deux côtés connus ne fait face à un angle connu, la loi des sinus est inutilisable dans une telle situation. Seule la loi des cosinus peut fournir une équation à une seule inconnue. On a donc, en faisant attention à l'identification des côtés et de l'angle :

$$d^2 = (6,6)^2 + (9,1)^2 - 2 \times 6,6 \times 9,1 \cos 27^\circ = 19,34$$

d'où l'on tire :

$$d = 4,4 \text{ cm}$$

ce qui correspond bien à la longueur que l'on peut mesurer sur le schéma.

Les angles inconnus sont maintenant aisément déterminés à l'aide de la loi des sinus :

$$\frac{\sin \alpha}{9,1} = \frac{\sin 27^\circ}{d}$$

$$\sin \alpha = \frac{9,1 \sin 27^\circ}{4,4} = 0,9389$$

$$\alpha = \sin^{-1}(0,9389) = 70^\circ$$

Cette réponse peut sembler curieuse; l'angle devrait, d'après le dessin, être plus grand que  $90^\circ$ ! Mais rappelez-vous la section portant sur les fonctions trigonométriques inverses; on a vu que ces fonctions possédaient toujours deux valeurs dans un intervalle de  $2\pi$ . Ici, l'autre valeur possible est :

$$\alpha = 180^\circ - 70^\circ = 110^\circ$$

ce qui correspond mieux au triangle dessiné. Finalement, on détermine le dernier angle,  $\beta$ , la somme des angles du triangle donnant  $180^\circ$  :

$$\alpha + \beta + 27^\circ = 180^\circ$$

$$\beta = 180^\circ - 27^\circ - 110^\circ = 43^\circ$$

## REPRÉSENTATION GRAPHIQUE DES FONCTIONS TRIGONOMÉTRIQUES

Plusieurs des propriétés décrites précédemment se retrouvent dans les caractéristiques des graphiques des trois fonctions trigonométriques principales (figures B.7, B.8 et B.9). On remarque d'abord la répétition des fonctions sinus et cosinus à tout intervalle de  $2\pi$ , qui correspond à un tour complet sur le cercle trigonométrique. Cette propriété est appelée *périodicité* de la fonction; on dit alors que la fonction est périodique, avec une période de  $2\pi$ . On constate aussi que les graphiques des fonctions  $\sin x$  et  $\cos x$  sont identiques mais décalées de  $\pi/2$ , ce qui traduit la relation déjà présentée :

$$\sin(\pi/2 + \theta) = \cos \theta$$

Ainsi, lorsqu'une des fonctions est nulle (par exemple,  $\sin x$ , à  $x = 0$  ou  $\pi$ ), l'autre est maximale ou minimale.

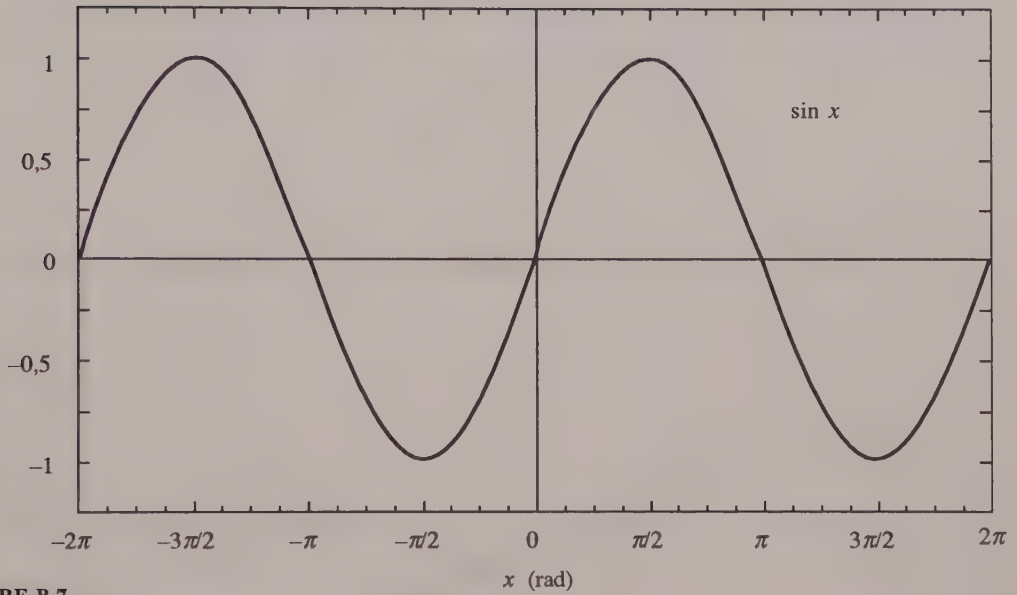


FIGURE B.7

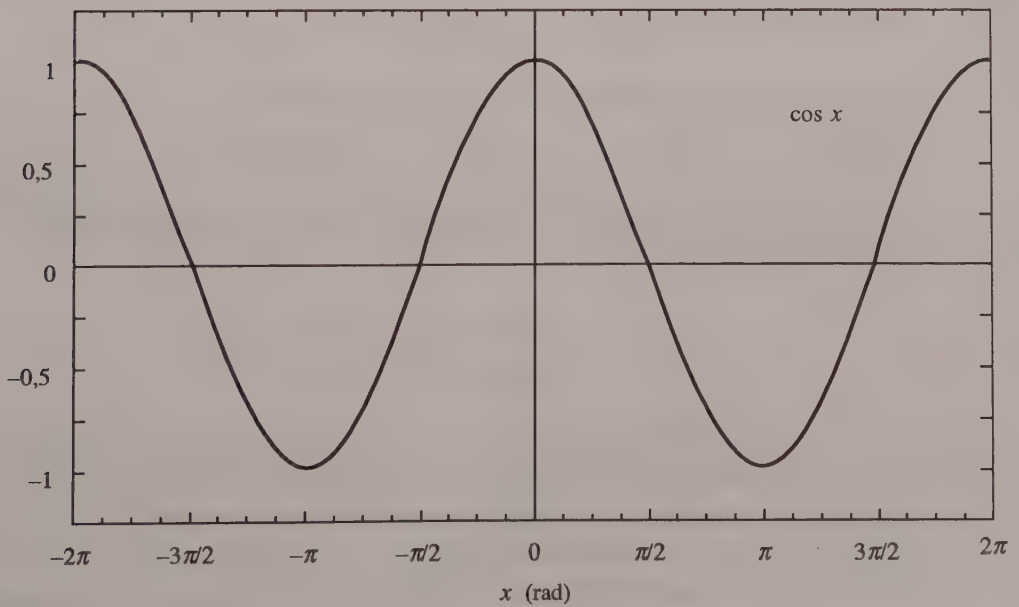
*LA FONCTION  $\sin x$ .*

FIGURE B.8

*LA FONCTION  $\cos x$ .*

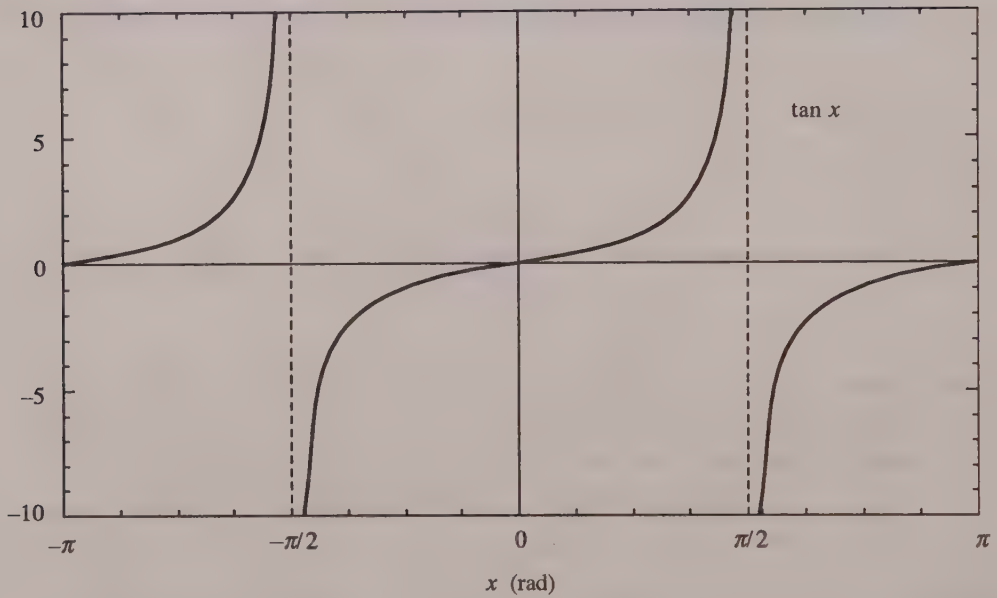


FIGURE B.9

LA FONCTION  $\tan x$ .

Remarquez que l'axe horizontal du graphique de la fonction  $\tan x$  s'étend sur un intervalle deux fois plus court que celui des autres graphiques ( $-\pi$  à  $\pi$  au lieu de  $-2\pi$  à  $2\pi$ ). On constate ainsi que la fonction  $\tan x$  se répète deux fois plus rapidement que les fonctions  $\sin x$  et  $\cos x$ . Elle est donc de périodicité  $\pi$ , ce qui pouvait être prévu si l'on considère que :

$$\tan(\pi + \theta) = \frac{\sin(\pi + \theta)}{\cos(\pi + \theta)} = \frac{-\sin \theta}{-\cos \theta} = \tan \theta$$

de sorte que la fonction reprend la même valeur lorsque son argument augmente de  $\pi$ , au lieu de  $2\pi$  pour les fonctions  $\sin$  et  $\cos$ . On remarque aussi que la valeur de la fonction  $\tan x$  devient très grande, en valeur absolue, autour de  $-\pi/2$ ,  $\pi/2$ , etc. En fait, elle tend vers l'infini, à cause de la division par une quantité ( $\cos x$ ) qui devient nulle en ces endroits. On dit que la fonction diverge en ces points.

Finalement, on a illustré (figure B.10) le fait que les fonctions  $x$ ,  $\sin x$  et  $\tan x$  possèdent des valeurs très rapprochées pour de petits angles. On voit que jusqu'à  $\pi/10$  ( $18^\circ$ ), la fonction  $y(x) = x$  demeure une bonne approximation de  $y(x) = \sin x$ ; et, dans une moindre mesure, de  $y(x) = \tan x$ .

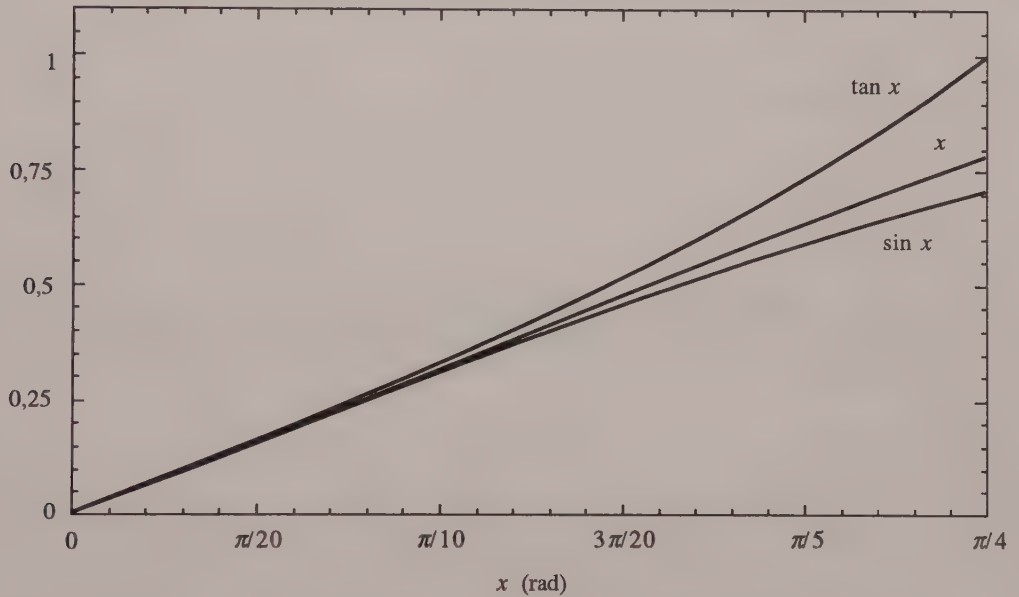


FIGURE B.10

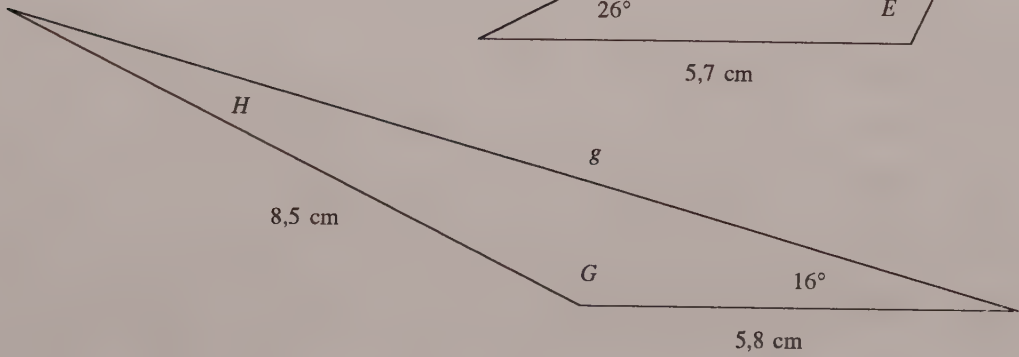
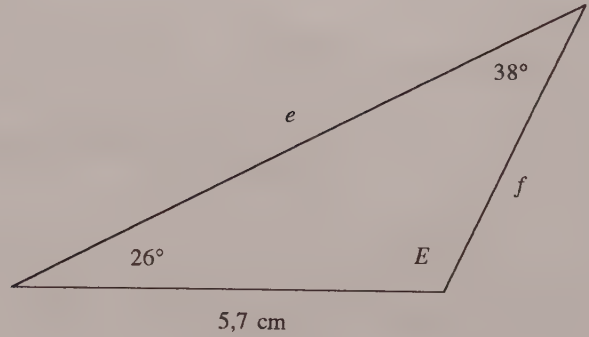
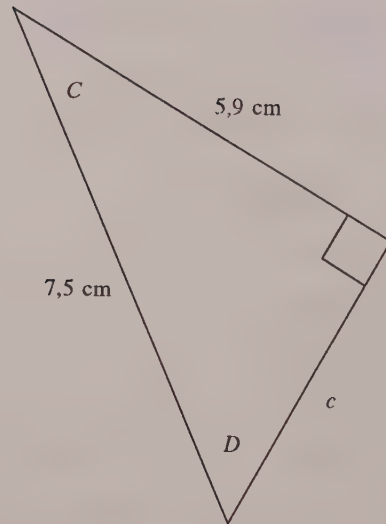
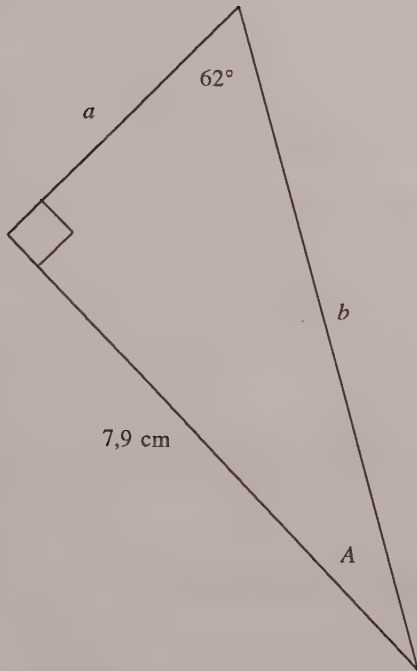
LES FONCTIONS  $y = x$ ,  $y = \sin x$ , ET  $y = \tan x$  POUR DE PETITES VALEURS DE  $x$ .

---

**EXERCICES**

1. Transformez en radians les angles exprimés en degrés, et vice versa.
  - a)  $1^\circ$
  - b)  $0,01 \text{ rad}$
  - c)  $25^\circ$
  - d)  $\pi/10$
  
2. Sans utiliser la calculatrice, évaluez dans un premier temps et de façon approximative les quantités qui suivent; comparez ensuite vos réponses avec le résultat donné par la calculatrice.
  - a)  $\sin 1^\circ$
  - b)  $\tan 0,5^\circ$
  - c)  $\tan 89^\circ$
  
3. Associez chacune des expressions de la colonne de gauche à la fonction équivalente dans la colonne de droite.

a) $\sin (\pi/2 + \theta)$	$\sin \theta$
b) $\sin (\pi - \theta)$	$\cos \theta$
c) $\cos (-\theta)$	$-\sin \theta$
d) $\cos (\theta - \pi/2)$	$-\cos \theta$
e) $\sin (\theta - \pi)$	
f) $\sin (\theta - \pi/2)$	
  
4. Dans les triangles suivants, déterminez les valeurs des côtés et des angles. Comparez vos réponses avec les longueurs et les angles que vous pouvez mesurer sur la figure.



---

**RÉPONSES AUX EXERCICES**

1. a) 0,01745 rad  
b)  $0,573^\circ$   
c) 0,436 rad  
d)  $18^\circ$
2. a)  $\sin 1^\circ = \sin (0,0174533 \text{ rad}) \approx 0,0174533$ . La réponse exacte est 0,0174524...  
b)  $\tan 0,5^\circ = \tan (8,7266 \times 10^{-3} \text{ rad}) \approx 8,7266 \times 10^{-3}$ . La réponse exacte est  $8,7269 \times 10^{-3}$ .  
c)  $\tan 89^\circ = \frac{\sin 89^\circ}{\cos 89^\circ} = \frac{\sin 89^\circ}{\sin 1^\circ} \approx \frac{1}{0,001745} = 57,296$ . La réponse exacte est 57,290...
3. a)  $\cos \theta$   
b)  $\sin \theta$   
c)  $\cos \theta$   
d)  $\sin \theta$   
e)  $-\sin \theta$   
f)  $-\cos \theta$
4. Mesurez les quantités inconnues sur la figure et comparez les valeurs obtenues avec les résultats de vos calculs.

APPENDICE C

*FORMULES UTILES DE DÉRIVATION ET D'INTÉGRATION*



La dérivée et l'intégrale sont des outils mathématiques fondamentaux; ils sont largement utilisés dans tous les domaines de la physique. Une étude détaillée de ces concepts et de leur application demanderait d'y consacrer un cours complet; nous nous contenterons ici d'en donner une brève définition et d'énumérer quelques règles et formules utiles de dérivation et d'intégration.

## FORMULES DE DÉRIVATION

### Définition de la dérivée et notation

Si  $y(x)$  est une fonction de  $x$ , alors la *dérivée* de  $y(x)$  par rapport à  $x$ , que l'on note de l'une des façons suivantes :

$$\frac{dy(x)}{dx}, \quad \frac{d}{dx}y(x) \quad \text{ou} \quad y'(x)$$

est définie comme :

$$\begin{aligned} \frac{dy(x)}{dx} &= \lim_{\Delta x \rightarrow 0} \frac{\Delta y}{\Delta x} \\ &= \lim_{\Delta x \rightarrow 0} \frac{y(x + \Delta x) - y(x)}{\Delta x} \end{aligned} \tag{C.1}$$

En d'autres termes, la dérivée de la fonction  $y(x)$  en un point  $x$  est égale à la pente de la droite qui joint, sur la courbe représentant  $y(x)$ , le point d'abscisse  $x$  à un second point situé à une distance  $\Delta x$ , lorsque ces deux points se rapprochent jusqu'à venir à la limite de se confondre. On appelle aussi cette pente la pente de la courbe au point  $x$ . La figure C.1, où pour des raisons de visibilité on a conservé une valeur de  $\Delta x$  qui ne tend pas vers zéro, illustre ces différentes quantités pour une fonction  $y(x)$  quelconque.

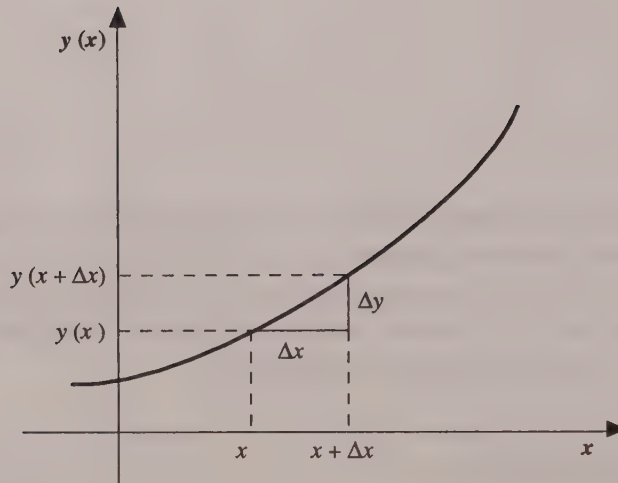


FIGURE C.1

NOTATION UTILISÉE DANS LA DÉFINITION DE LA DÉRIVÉE.

### Formules de base de dérivation

#### ■ Règle de la somme

Si  $y(x)$  et  $z(x)$  sont deux fonctions de  $x$ , alors :

$$\frac{d}{dx} [y(x) + z(x)] = \frac{dy(x)}{dx} + \frac{dz(x)}{dx} \quad (\text{C.2})$$

#### ■ Règle du produit

Si  $y(x)$  et  $z(x)$  sont deux fonctions de  $x$ , alors :

$$\frac{d}{dx} [y(x) z(x)] = z(x) \frac{dy(x)}{dx} + y(x) \frac{dz(x)}{dx} \quad (\text{C.3})$$

#### ■ Règle de la dérivée en chaîne

Si  $z(y)$  est une fonction de  $y$ ,  $y$  étant elle-même une fonction de  $x$ , notée  $y(x)$ , alors la dérivée de  $z$  par rapport à  $x$  sera donnée par :

$$\frac{dz}{dx} = \frac{dz(y)}{dy} \frac{dy(x)}{dx} \quad (\text{C.4})$$

### Formules élémentaires de dérivation

Si  $a$  est une constante et  $u(x)$  une fonction de  $x$  (que l'on notera simplement  $u$ ), on a :

$$\frac{d(ax)}{dx} = a \quad \rightarrow \quad \frac{d(au)}{dx} = a \frac{du}{dx} \quad (\text{C.5a})$$

$$\frac{d \sin x}{dx} = \cos x \quad \rightarrow \quad \frac{d \sin u}{dx} = \cos u \frac{du}{dx} \quad (\text{C.5b})$$

$$\frac{d \cos x}{dx} = -\sin x \quad \rightarrow \quad \frac{d \cos u}{dx} = -\sin u \frac{du}{dx} \quad (\text{C.5c})$$

$$\frac{dx^a}{dx} = ax^{a-1} \quad \rightarrow \quad \frac{du^a}{dx} = au^{a-1} \frac{du}{dx} \quad (\text{C.5d})$$

$$\frac{d \ln x}{dx} = \frac{1}{x} \quad \rightarrow \quad \frac{d \ln u}{dx} = \frac{1}{u} \frac{du}{dx} \quad (\text{C.5e})$$

$$\frac{d e^x}{dx} = e^x \quad \rightarrow \quad \frac{d e^u}{dx} = e^u \frac{du}{dx} \quad (\text{C.5f})$$

### FORMULES D'INTÉGRATION

#### Définition de l'intégrale et notation

Si  $y(x)$  est une fonction de  $x$ , alors l'intégrale de  $y(x)$  par rapport à  $x$ , notée :

$$\int y(x) dx$$

est donnée par la fonction  $Y(x)$  dont la dérivée égale  $y(x)$ .

La dérivée d'une constante étant nulle, toute fonction obtenue en ajoutant une constante  $C$  à  $Y(x)$  sera elle aussi égale à l'intégrale de  $y(x)$ , de sorte que l'on a, en général :

$$\text{si } \frac{dY(x)}{dx} = y(x), \text{ alors } \int y(x) dx = Y(x) + C \quad (\text{C.6})$$

On représente le résultat de l'intégrale d'une fonction par la même lettre que celle qui désigne la fonction, mais en majuscule; cette convention sera appliquée dans ce qui suit.

### Formules de base d'intégration

#### ■ Règle de la somme

Si  $y(x)$  et  $z(x)$  sont deux fonctions de  $x$ , alors on a :

$$\int [y(x) + z(x)] dx = \int y(x) dx + \int z(x) dx \quad (\text{C.7})$$

#### ■ Intégration par parties

Si  $y(x)$  et  $z(x)$  sont deux fonctions de  $x$ , alors :

$$\int y(x) z(x) dx = y(x)Z(x) - \int y'(x)Z(x) dx \quad (\text{C.8})$$

où, selon la convention énoncée plus haut :

$$Z(x) = \int z(x) dx$$

#### ■ Intégration d'une fonction de fonction

Si  $z(y)$  est une fonction de  $y$ ,  $y$  étant elle-même une fonction de  $x$ , notée  $y(x)$ , alors :

$$\int z(y) y'(x) dx = Z(y) + C \quad (\text{C.9})$$

**Formules élémentaires d'intégration**

Si  $a$  et  $C$  sont des constantes, on a, pour quelques-unes des fonctions les plus courantes :

$$\int a \, dx = ax + C \quad (\text{C.10a})$$

$$\int \sin ax \, dx = -\frac{\cos ax}{a} + C \quad (\text{C.10b})$$

$$\int \cos ax \, dx = \frac{\sin ax}{a} + C \quad (\text{C.10c})$$

$$\int x^a dx = \frac{x^{a+1}}{a+1} + C \quad [a \neq -1] \quad (\text{C.10d})$$

$$\int \frac{dx}{x} = \ln x + C \quad (\text{C.10e})$$

$$\int e^{ax} dx = \frac{e^{ax}}{a} + C \quad (\text{C.10f})$$



**APPENDICE D**

*NOTATION, SYMBOLES ET UNITÉS*



## LA NOTATION SCIENTIFIQUE

La masse de la Terre est 5 974 000 000 000 000 000 000 000 kg.

L'étoile la plus proche est à 38 000 000 000 000 km de la Terre.

La masse de l'électron est égale à 0,000 000 000 000 000 000 000 000 000 911 kg.

Le nombre 233 000 000 000 000 000 000 000 est-il plus grand que le nombre 234 000 000 000 000 000 000?

Pouvez-vous diviser (même avec une calculatrice)

0,000 000 000 000 000 000 000 911 par 0,000 000 000 000 000 000 067?

Tôt ou tard, lorsqu'on entreprend l'étude des sciences, on se retrouve face à l'infiniment grand ou à l'infiniment petit. L'expérience peut se révéler difficile, tant ces quantités semblent loin de notre vie quotidienne. Une chose est certaine : il faut à tout prix éviter l'indigestion de zéros. Il existe une solution : c'est la notation scientifique. En fait, cette notation est tellement commode que les scientifiques l'utilisent même pour exprimer des valeurs qui sont loin de ressembler aux « monstres » présentés ci-dessus.

Vous avez donc intérêt à vous familiariser avec cette notation. Il est à parier que vous vous y sentirez à l'aise assez rapidement.

### Principes de la notation scientifique

L'objectif de la notation scientifique est de remplacer par une notation compacte les zéros qui, somme toute, ne font qu'indiquer à quel domaine ou ordre de grandeur (milliers, millions, milliards, millièmes, millionnièmes, etc.) appartient le chiffre que l'on désire communiquer.

Il suffit de remplacer ces zéros par 10 élevé à la puissance appropriée, comme dans les exemples suivants :

- 52 800 peut aussi s'écrire  $5,28 \times 10\ 000$ ; on écrira, en notation scientifique,  $5,28 \times 10^4$  (prononcé « 5,28 par 10 à la 4 »).
- 0,0034 équivaut à  $3,4 \times 0,001$ ; on écrit  $3,4 \times 10^{-3}$  (prononcé « 3,4 par 10 à la moins 3 »).

En général, on exprime le premier chiffre de façon à ce qu'il soit compris entre 1,0 et 9,9999...

Voici maintenant les « monstres » du début, après la séance de maquillage :

- La masse de la Terre est  $5,974 \times 10^{24}$  kg.
- L'étoile la plus proche est à  $3,8 \times 10^{13}$  km de la Terre.
- La masse de l'électron est  $9,11 \times 10^{-31}$  kg.
- $2,33 \times 10^{23}$  est-il plus grand que  $2,34 \times 10^{20}$ ? La réponse est oui, évidemment.
- Pouvez vous diviser  $9,11 \times 10^{-25}$  par  $6,7 \times 10^{-20}$ ?

Pour répondre à la dernière question sans recourir à votre calculatrice, vous devez attendre d'avoir lu la prochaine section.

Une dernière remarque. L'un des inconvénients de la notation scientifique est qu'il est facile, avec elle, de perdre de vue l'importance des valeurs qu'elle exprime. Ainsi, un nombre comme  $10^{42}$  est un nombre gigantesque : imaginez 1 suivi de 42 zéros. Essayez de toujours garder cela à l'esprit.

## Opérations en notation scientifique

Lorsqu'on effectue des opérations algébriques sur des nombres exprimés en notation scientifique, les règles s'appliquant aux exposants doivent être utilisées; un peu de travail supplémentaire est nécessaire à l'occasion. Il est bon de connaître ces règles, même si la calculatrice peut faire tout ce travail à notre place : dans bien des cas, il est plus rapide de faire le calcul à la main qu'avec sa calculatrice. Il est également important

de pouvoir juger « à l'oeil » si le résultat que fournit la calculatrice a du sens, car il est facile de se tromper en entrant les chiffres d'un calcul.

Voici quelques exemples de calculs en notation scientifique :

$$a) \quad (2,34 \times 10^2) \times (3,81 \times 10^5) = (2,34 \times 3,81) \times (10^2 \times 10^5) = 8,92 \times 10^7$$

$$b) \quad (3,17 \times 10^4) \times (1,84 \times 10^{-6}) = (3,17 \times 1,84) \times (10^4 \times 10^{-6}) = 5,83 \times 10^{-2}$$

$$c) \quad \frac{3,17 \times 10^4}{1,84 \times 10^{-6}} = \frac{3,17}{1,84} \times \frac{10^4}{10^{-6}} = 1,72 \times 10^{10}$$

Mais les choses ne sont pas toujours aussi simples : le résultat de l'opération ne sera pas toujours compris entre 1,0 et 9,999... Dans ce cas, on met à profit le fait que l'on peut écrire la même quantité de plusieurs façons, en déplaçant la virgule décimale et en modifiant, en même temps, l'exposant.

Examinez bien les exemples de transformations qui suivent :

$$d) \quad 345,7 \times 10^6 \rightarrow 34,57 \times 10^7 \rightarrow 3,457 \times 10^8$$

$$e) \quad 2405 \times 10^{-6} \rightarrow 240,5 \times 10^{-5} \rightarrow 24,05 \times 10^{-4}$$

[La virgule est déplacée vers la gauche : l'exposant augmente.]

et, inversement :

$$f) \quad 0,0423 \times 10^6 \rightarrow 0,423 \times 10^5 \rightarrow 4,23 \times 10^4$$

$$g) \quad 0,0065 \times 10^{-6} \rightarrow 0,065 \times 10^{-7} \rightarrow 0,65 \times 10^{-8}$$

[La virgule est déplacée vers la droite : l'exposant diminue.]

Mais attention : les exposants 0 et 1 ne sont pas utilisés. On aura, par exemple :

$$0,0234 \times 10^2 \rightarrow 2,34; \text{ nous ne noterons jamais } 0,234 \times 10^1 \text{ ou } 2,34 \times 10^0.$$

Ce procédé doit être utilisé lorsque vous présentez une réponse, pour ramener le premier chiffre entre 1,0 et 9,99999... Exemples :

$$h) \quad (8,34 \times 10^2) \times (5,81 \times 10^5) = 48,5 \times 10^7 = 4,85 \times 10^8$$

$$i) \frac{5,34 \times 10^2}{8,81 \times 10^5} = 0,606 \times 10^{-3} = 6,06 \times 10^{-4}$$

$$j) (4,71 \times 10^3)^3 = 4,71^3 \times 10^3 \times 3 = 104,5 \times 10^9 = 1,045 \times 10^{11}$$

## ALPHABET GREC ET SYMBOLES MATHÉMATIQUES

### Principales lettres de l'alphabet grec utilisées en physique

Lorsqu'elle est employée, la forme majuscule apparaît entre parenthèses.

$\alpha$	alpha	$\nu$	nu
$\beta$	bêta	$\pi$ ( $\Pi$ )	pi
$\gamma$ ( $\Gamma$ )	gamma	$\rho$	rho
$\delta$ ( $\Delta$ )	delta	$\sigma$ ( $\Sigma$ )	sigma
$\theta$	thêta	$\tau$	tau
$\lambda$ ( $\Lambda$ )	lambda	$\varphi, \phi$ ( $\Phi$ )	phi
$\mu$	mu	$\omega$ ( $\Omega$ )	oméga

### Symboles mathématiques

$\rightarrow$	tend vers	$\cdot$	multiplication
$ x $	valeur absolue	$ A $	grandeur (vecteur)
$=$	égal à	$>$	plus grand que
$\equiv$	défini comme	$\geq$	plus grand ou égal à
$\approx$	à peu près égal à	$\gg$	beaucoup plus grand que
$\propto$	proportionnel à	$<$	plus petit que
$\infty$	l'infini	$\leq$	plus petit ou égal à
$\pm$	plus ou moins	$\ll$	beaucoup plus petit que

## LE SYSTÈME INTERNATIONAL D'UNITÉS (SI)

Le système international d'unités (SI), relié de très près au système métrique, est le système d'unités universel de la physique. Bien que des unités ne faisant pas partie du SI persistent dans certains domaines scientifiques, l'usage de ce système tend à se généraliser. Les États-Unis font en quelque sorte bande à part : d'un côté, ils continuent à utiliser le système anglais dans les affaires de la vie courante et, de l'autre, même en science, où ils emploient le système métrique, ils manifestent beaucoup de réticence à se conformer aux normes SI.

Voici les principales règles régissant ce système d'unités.

### Préfixes et règles d'écriture

Toutes les unités SI peuvent être précédées d'un préfixe qui en modifie la valeur. La plupart de ces préfixes correspondent à un facteur 10 élevé à un multiple de 3. Les plus utilisés en physique sont présentés au tableau D.1.

TABLEAU D.1

PRINCIPAUX PRÉFIXES DU SYSTÈME SI

valeur	préfixe	symbole	valeur	préfixe	symbole
$10^{-15}$	femto	f	$10^3$	kilo	k
$10^{-12}$	pico	p	$10^6$	méga	M
$10^{-9}$	nano	n	$10^9$	giga	G
$10^{-6}$	micro	$\mu$	$10^{12}$	téra	T
$10^{-3}$	milli	m			
$10^{-2}$	centi	c*			

\* Utilisé surtout avec mètre.

Par exemple :

- $1 \text{ km} = 10^3 \text{ m} = 1\,000 \text{ mètres}$ ;
- $1 \text{ }\mu\text{m} = 10^{-6} \text{ m} = 1 \text{ millionième de mètre}$ , aussi appelé « micron ».

Les règles d'écriture des symboles et des noms d'unités sont les suivantes :

- Les préfixes se collent directement au symbole de l'unité : par exemple, nanomètre s'écrit « nm » et non « n m » ou « n · m ».
- On ne peut pas juxtaposer deux préfixes : par exemple, on ne peut écrire  $m\mu m$ .
- Les noms d'unités portent la marque du pluriel, mais pas les symboles, que ceux-ci soient précédés ou non d'un préfixe : 10 kilomètres s'écrit 10 km, et non 10 kms.
- Les noms d'unités, même si l'on s'agit du nom d'un personnage, ne portent jamais la majuscule, même si c'est le cas du symbole correspondant : 10 V s'écrit aussi 10 volts, mais jamais 10 Volts.

Quelques exemples :

5 W	5 watts
2 mg	2 milligrammes
100 kPa	100 kilopascals
5 $\mu m$	5 micromètres ou 5 microns
10 ps	10 picosecondes
20 TW	20 térawatts

### Unités SI de base, unités dérivées et autres unités

Il y a sept *unités SI de base*, dont trois sont utilisées dans le domaine de la transmission de l'information : le mètre, la seconde et l'ampère. À ces unités, s'ajoutent une unité d'angle, le radian, et des *unités SI dérivées*, formées à partir des unités SI de base. Certaines de ces unités possèdent leur propre symbole, tandis que d'autres sont exprimées par des combinaisons de symboles déjà définis. Enfin, d'autres unités sont aussi utilisées : il s'agit soit de multiples des précédentes (avec le jeu des préfixes), soit d'unités non-SI (métriques ou anglaises). On a regroupé dans le tableau D.2 les unités que l'on rencontre le plus souvent en transmission de l'information.

TABLEAU D.2

## PRINCIPALES UNITÉS UTILISÉES EN TRANSMISSION DE L'INFORMATION

quantité	unités SI (symbole)	définition	autres unités métriques (symboles)	unités anglaises (symboles)
temps	seconde (s)		minute (min), heure (h), année	(sec)
distance	mètre (m)		cm, mm, $\mu\text{m}$ , nm, km	pied (pi) (ft), mille (mi)
courant	ampère (A)			
angle	radian (rad)		tour, degré ( $^{\circ}$ ), minute ( $'$ ), seconde ( $''$ )	
fréquence	hertz (Hz)	$1 \text{ Hz} = 1 \text{ s}^{-1}$	kHz, MHz, GHz	(cycles/sec)
vitesse	(m/s)		km/h	(mi/h, pi/sec, ft/sec)
vitesse angulaire	(rad/s)			
énergie	joule (J)	$1 \text{ J} = 1 \text{ N} \cdot \text{m}$	électron-volt (eV), erg, kilowatt-heure (kW·h), calorie (cal), kilocalorie (kcal ou Cal)	
puissance	watt (W)	$1 \text{ W} = 1 \text{ J/s}$	cheval-vapeur (ch)	(hp), (BTU)
charge	coulomb (C)	$1 \text{ C} = 1 \text{ A} \cdot \text{s}$		
tension	volt (V)	$1 \text{ V} = 1 \text{ J/C}$		
intensité	( $\text{W/m}^2$ )			

La transformation d'unités, le plus souvent pour obtenir des unités SI de base ou dérivées, constitue une étape importante dans la résolution des problèmes. Pour la réaliser, il suffit de multiplier la quantité dont on désire changer les unités par une ou des fractions égales à l'unité, comme dans les exemples suivants :

$$\text{a) } 2,34 \text{ km} = 2,34 \text{ km} \times \frac{1\,000 \text{ m}}{1 \text{ km}} = 2\,340 \text{ m}$$

$$\text{b) } 90 \text{ km/h} = 90 \frac{\text{km}}{\text{h}} \times \frac{1\,000 \text{ m}}{\text{km}} \times \frac{1 \text{ h}}{60 \text{ min}} \times \frac{1 \text{ min}}{60 \text{ s}} = 25 \text{ m/s}$$

$$\text{c) } 200 \text{ km/h}^2 = 200 \frac{\text{km}}{\text{h}^2} \times \frac{1\,000 \text{ m}}{\text{km}} \times \left( \frac{1 \text{ h}}{3\,600 \text{ s}} \right)^2 = 1,54 \times 10^{-2} \text{ m/s}^2$$

Remarquez que les numérateurs et dénominateurs des quotients ont été choisis de façon à ce que les unités de l'un viennent simplifier les unités de la quantité de départ et que celles de l'autre soient celles que l'on désire obtenir. Ainsi, pour transformer les heures (h) en minutes (min) dans 90 km/h, il faut multiplier par une fraction égale à un dont le numérateur est exprimé en h et le dénominateur en min.

---

**EXERCICES**

1. Exprimez les nombres suivants en notation scientifique :
- a) 32 876,3      b) 0,0076      c) 220 000 000      d) 0,0000321
2. Transformez les nombres suivants de façon à ce que le premier chiffre soit compris entre 1,0 et 9,9999... :
- a)  $231 \times 10^5$       b)  $0,000643 \times 10^8$       c)  $459 \times 10^{-7}$       d)  $0,047 \times 10^{-6}$   
e)  $29\,450 \times 10^{-2}$       f)  $0,0619 \times 10^2$       g)  $3\,614 \times 10^{-2}$
3. Effectuez les opérations suivantes et exprimez la réponse de la même façon qu'à l'exercice précédent :
- a)  $8,64 \times 10^{-2} \times 5,8 \times 10^5$       b)  $2,81 \times 10^4 \times 6,7 \times 10^{-7}$   
c)  $3,22 \times 10^6 / 8,123 \times 10^{-9}$       d)  $1,7 \times 10^{-2} / 2,32 \times 10^{-1}$   
e)  $2,39 \times 10^{-5} / 3,25 \times 10^2$       f)  $(8,42 \times 10^3)^3$   
g)  $(5,73 \times 10^{-2})^2$       h) Effectuez la division qu'on vous demandait de faire au début de l'appendice.
4. Transformez :
- a)  $2,5 \times 10^5$  m en km      b)  $4,13 \times 10^{-10}$  m en nm  
c) 350 W en kW      d) 3,2 cm en m
5. Exprimez les quantités suivantes en unités SI de base ou dérivées :
- a) 90 km      b) 3 h  
c) 60 km/h      d) 2 300 kW · h  
e) 15 cm/min      f)  $1,2 \text{ g/cm}^3$

---

**RÉPONSES AUX EXERCICES**

1. a)  $3,28763 \times 10^4$                       b)  $7,6 \times 10^{-3}$   
c)  $2,2 \times 10^8$                               d)  $3,21 \times 10^{-5}$
2. a)  $2,31 \times 10^7$                             b)  $6,43 \times 10^4$   
c)  $4,59 \times 10^{-5}$                         d)  $4,7 \times 10^{-8}$   
e)  $2,945 \times 10^2$                         f) 6,19 (car  $10^0$  ne s'utilise pas)  
g) 36,14 (car  $10^1$  ne s'emploie pas non plus)
3. a)  $5,01 \times 10^4$                             b)  $1,88 \times 10^{-2}$   
c)  $3,964 \times 10^{14}$                         d)  $7,3 \times 10^{-2}$   
e)  $7,35 \times 10^{-8}$                         f)  $5,97 \times 10^{11}$   
g)  $3,28 \times 10^{-3}$                         h)  $1,36 \times 10^{-5}$
4. a) 250 km                                    b) 0,413 nm  
c) 0,350 kW (ou  $3,50 \times 10^{-1}$  W)    d) 0,032 m (ou  $3,2 \times 10^{-2}$  m)
5. a)  $9,0 \times 10^4$  m                            b) 10 800 s  
c) 16,7 m/s                                 d)  $8,28 \times 10^9$  W · s  
e)  $2,5 \times 10^{-3}$  m/s                        f)  $1,2 \times 10^3$  kg/m<sup>3</sup>

INDEX



**A**

absorption, 59, 60  
 accès  
   aléatoire, 218, 219, 221  
   de base, 324  
   hybride, 324  
   multiple, 218, 219  
 adaptateur de terminal, 323  
 affaiblissement, 86, 131, 132, 216, 376,  
   384  
 Alex, 144, 145  
 allocation  
   dynamique, 218  
   statique, 219  
 Aloha, 219, 220  
 amplificateur, 13, 86, 187, 192, 210  
 amplitude, 6, 14, 15, 17, 19, 21, 22, 25,  
   27, 32, 34, 59, 60, 61, 62, 96, 99,  
   101, 103, 117, 131  
 AMPS, 371, 391  
 AMRF, 218  
 AMRT, 218  
 angle  
   critique, 65, 66, 196, 198  
   d'incidence, 64, 66  
   de réflexion, 204  
   de réfraction, 65  
 ANIK, 208, 209  
 antenne, 63, 194, 213, 214, 380  
 anticipation, 242  
 appel sélectif, 360

## architecture

  de réseau, 171, 173  
   ouverte, 129  
 ARQ, 241, 242, 243  
 ASCII, 141, 142, 145  
 ATDM, 276, 289, 294  
 atténuation, 52, 60, 61, 63, 86, 131, 132,  
   189, 190, 194, 200  
 autocommutateur, 321  
 avis, 172

**B**

bande, 29, 30, 36, 40, 93, 101, 103, 104,  
   105, 132, 134, 138, 205, 207, 214,  
   217, 218, 278  
 bande de garde, 279, 282  
 Baudot, 141  
 bélinographe, 345  
 Bell cellulaire, 393  
 bit  
   de contrôle, 232, 233, 234, 241, 244,  
   246  
   global, 234  
 bourrage, 287  
 bruit, 131, 134, 231  
 bruit  
   blanc, 134, 377  
   d'impulsion, 136  
   d'intermodulation, 134, 135, 136  
   de fond, 134, 135, 136

- gaussien, 134
- permanent, 134
- thermique, 134, 135, 136, 140
- bus
  - étendu, 327
  - passif, 327
- C**
- câble
  - coaxial, 60, 69, 93, 135, 165, 187, 189, 190, 191, 192, 195, 206
  - chargé, 92
  - optique, 165, 195, 205, 206
  - de paires torsadées, 188
- cadence de transfert, 140
- campagne de mesure, 384
- canal sémaphore, 324, 332
- Cantel, 371, 393
- capacité, 138, 140, 165, 188, 192, 194, 206, 207, 222, 275, 291
- capacité de correction, 263, 264
- caractères
  - alphanumériques, 145, 148, 149
  - primaires, 151
  - supplémentaires, 145, 153
- CCITT, 131, 142, 217, 283, 314, 315, 318, 362
- CED, 241, 243
- cellule, 381, 382, 383
- champ, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 13, 14
- charge, 9, 10, 12, 13
- circuit
  - de données, 131
  - de retour, 167, 241
  - primaire, 136
  - secondaire, 136
- codage, 129, 141, 144, 145, 149, 158, 163, 232, 246
- codage
  - convolutionnel, 244
  - de Huffman, 296, 354
  - par bloc, 244, 245
  - récurrent, 244
  - systématique, 244, 245
- code
  - à distance limite, 233, 235
  - à parité simple, 233, 234
  - à parités entrelacées, 233, 234
  - à plusieurs niveaux, 158, 163
  - BCH, 262
  - biphase, 158, 160, 161, 162
  - convolutionnel, 264
  - correcteur, 239
  - cyclique, 245, 258, 259
  - de Golay, 262, 263
  - de Hamming, 233, 236, 262, 263
  - de Miller, 158, 162, 163
  - détecteur, 239
  - linéaire, 246, 249
  - Manchester, 161
  - Manchester différentiel, 161
  - NRZ, 158, 159, 160
  - par modulation de délai, 162
  - polynomial, 245, 258
  - pseudo-ternaire, 330
  - RZ, 158, 160
- codec, 87
- codeur, 200, 232, 249, 250
- collision, 218, 219, 220
- commutation
  - de circuits, 168, 320
  - de messages, 168, 169, 170
  - de paquets, 168, 170, 320

composition automatique, 360  
 compression de données, 294, 295, 349  
 constante de Boltzman, 134  
 contrôle  
   de flot, 175, 333  
   de congestion, 175  
   de parité, 142, 240  
 contrôleur de communication, 130, 131  
 convolution, 30  
 correction  
   d'erreurs, 129, 175, 207, 241, 244, 276,  
   333  
   par retransmission, 242  
 couche, 173, 175, 177, 317, 332, 364  
 CRC, 262

**D**

DCB, 141, 142  
 débit  
   binaire, 138, 139, 140, 205, 241  
   primaire, 324, 331  
 décibel, 131  
 décodeur, 232  
 degré d'anticipation, 242  
 délai, 132, 133, 134, 200  
 démodulateur, 131, 200, 232  
 démodulation, 94, 104, 107  
 démultiplexage, 275  
 démultiplexeur, 275  
 densité de puissance, 134  
 déphasage, 15, 18, 23, 52, 61  
 désérialiseur, 92  
 détecteur, 200  
 détection d'erreurs, 130, 175, 207, 240,  
   241, 262, 333, 353  
 diaphonie, 134, 135, 279

diffraction, 63, 67, 68  
 diffusion, 215, 361  
 dispersion, 52, 56, 57, 58, 59, 61, 70, 71,  
   200, 201, 205, 376  
 distance  
   de Hamming, 246  
   minimum, 246  
 distorsion de délai, 131, 132, 133, 140,  
   200  
 donnée  
   analogique, 84  
   numérique, 84

**E**

EBCDIC, 141, 142  
 écran  
   d'affichage, 148  
   unitaire, 148, 149  
 effet Doppler, 376  
 efficacité d'un code, 238  
 égalisateur, 133, 192  
 encryptage, 88  
 énergie, 5, 38, 39, 40, 59, 61, 62, 69, 70,  
   103  
 enveloppe, 32, 60, 95, 105, 195  
 équiphase, 61  
 erreur isolée, 231  
 ETCD, 130  
 ETTD, 130  
 excursion  
   de fréquence, 111  
   de phase, 107

**F**

fac-similé, 345  
 faisceau hertzien, 165, 193, 194, 208, 221

FDDI, 206, 207, 208  
 FDM, 276, 283  
 fibre optique, 195, 196, 201, 203, 205,  
 206, 207, 221, 222  
 filtre, 5, 33, 34, 35, 36, 37, 40, 94, 96, 280  
 flotte, 388  
 fonction  
   d'interface, 129  
   de transfert, 33, 34, 35, 36, 37  
   périodique, 17, 19, 23, 25, 30  
   quasi périodique, 30, 31, 34  
 Fourier, 18, 19, 20, 21, 22, 23, 25, 26, 27,  
 30, 35, 36, 40  
 fréquence, 16, 17, 18, 21, 25, 26, 28, 29,  
 31, 32, 33, 40, 53, 55, 56, 57, 58, 64,  
 69, 94, 96, 110, 111, 131, 132, 134,  
 135, 190, 194, 196, 198, 210, 217

## G

gaine optique, 195, 196  
 gradient d'indice, 201, 204, 205  
 groupe, 282  
 groupement fonctionnel, 321, 329  
 guidage de la lumière, 195  
 guide d'onde, 69

## H

harmonique, 18, 19, 20  
 HDLC, 362, 363  
 horloge, 88, 89, 207

## I

IDI, 151, 153  
 IEEE, 207

impulsion, 26, 27, 28, 29, 58, 59, 70, 84,  
 88, 92, 95, 115, 116, 117, 118, 133,  
 160, 163, 330  
 indice  
   de modulation, 99, 103, 107, 111  
   de réfraction, 55, 58, 63, 201, 203, 204  
 inscription, 383  
 Intelsat, 214  
 interface, 131, 171, 172, 326, 327, 331  
 interférence intersymbole, 133, 140, 200  
 intervalle significatif, 138  
 ISO, 173

## J

JCDR, 145, 158  
 jeu mosaïque, 151, 153  
 jonction, 131

## L

largeur de bande, 134, 140, 187, 188, 193,  
 277, 280, 283  
 lecteur  
   à plat, 357  
   CCD, 357  
 liaison  
   bidirectionnelle, 167, 206  
   duplex, 167  
   full duplex, 167  
   half-duplex, 167  
   simplex, 167  
   unidirectionnelle, 167, 206  
 libération du circuit, 131  
 loi de Snell, 65, 196

- M**
- machine de traitement, 130
  - macro-instruction, 153, 158
  - maître-groupe, 282, 283
  - matrice
    - de contrôle de parité, 252
    - génératrice, 247, 258
  - Maxwell, 12, 13
  - message
    - binaire, 88, 117, 118
    - de données, 88
  - messagerie, 145
  - micro-ondes, 68, 69
  - mode, 69, 70, 201, 205
  - modem, 87, 94, 131
  - modulateur, 131, 200, 232, 279
  - modulation
    - à bande latérale, 98
    - analogique, 95, 98, 105, 115, 118
    - angulaire, 96, 105, 373
    - codée, 95
    - continue, 94, 98
    - d'amplitude, 96, 103, 373
    - d'impulsions, 116
    - de fréquence, 96, 105, 107, 113
    - de phase, 96, 105, 107
    - entretenu, 94
    - exponentielle, 96
    - numérique, 312, 380
    - par impulsions, 117, 119
  - monomode, 71, 201, 205
  - mot de code, 141, 233, 240, 248, 261
  - mot de passe, 361
  - mouvement
    - harmonique, 5, 14, 15, 49, 51
    - périodique, 5, 6, 17, 49
  - MTSO, 371, 372, 393
  - multimode, 70, 201, 203, 204, 205
  - multiplexage, 93, 175, 193, 214, 217, 275, 276, 277, 283, 284, 285, 289, 296, 298, 300, 333
  - multiplexeur, 275, 276, 290, 292
  - multipoint, 165, 187, 297, 324
- N**
- NAK, 242
  - NAPLPS, 144, 145
  - norme, 172, 206, 283
  - numérisation, 311, 374, 375
- O**
- Onde, 5, 6, 7, 11, 12, 13, 14, 49, 50, 51, 52, 53, 54, 55, 56, 57, 59, 60, 61, 62, 63, 64, 65, 66, 67, 68, 94, 96, 99, 101, 193, 195, 196, 198, 201, 207
  - OSI, 173, 207, 316, 317, 362, 363
  - ouverture numérique, 198
- P**
- PABX, 321
  - paire torsadée, 93, 165, 187, 188, 206
  - paquet d'erreurs, 231, 241
  - période, 6, 16, 17, 40, 55, 88, 138
  - phase, 15, 25, 32, 34, 51, 52, 54, 58, 59, 96, 105, 106, 110
  - phénomène, 5, 17, 22, 134
  - plage
    - d'affichage, 148, 149
    - périphérique, 148, 149
  - poids
    - de Hamming, 240
    - minimum, 246

point à point, 165, 297, 327  
 point de référence, 321  
 polynôme générateur, 258, 262  
 porteuse, 94, 95, 101, 103, 104, 105, 107,  
 111, 279  
 pourcentage  
 d'erreur, 238  
 de modulation, 99  
 probabilité d'erreur, 231  
 produit d'intermodulation, 135  
 propagation, 12, 49, 50, 54, 56, 58, 59, 61,  
 62, 67, 68, 69, 70, 71, 85, 129, 132,  
 201, 203, 204, 205, 216  
 protection contre les erreurs, 130, 232  
 protocole, 171, 172, 173, 206, 207, 318,  
 332, 359  
 puissance, 5, 38, 39, 61, 132, 134, 140,  
 195  
 pulsation, 15, 17, 18, 29, 35, 40, 56, 101,  
 105, 107, 111, 113

## R

radio, 68  
 Radiocom, 371, 387  
 radiocommunication, 371, 374, 375, 379  
 rapidité de modulation, 138, 139, 140  
 rapport signal-bruit, 140, 192, 375  
 redondance d'un code, 239  
 réflexion, 63, 65, 66, 67, 68, 69, 196  
 réfraction, 63, 64, 65, 66, 67, 68, 196  
 relais, 193  
 répéteurs, 86, 88, 92, 191, 192, 200, 205,  
 206, 208, 217  
 réseau  
 hétérogène, 173  
 local, 165, 188, 190, 192, 206, 221

réserve par paquet, 218, 220  
 retransmission  
 à répétition sélective, 242, 243  
 avec arrêt et attente, 242  
 continue, 242, 243  
 révélateur, 354  
 RNIS, 221, 311, 312, 313, 318, 320, 323,  
 346  
 RS-232 C, 172

## S

satellite, 165, 187, 208, 209, 210, 211,  
 212, 213, 214, 215  
 saut d'indice, 201, 203, 204, 205  
 scrutation, 360  
 sérialiseur, 92  
 signal, 5, 13, 14, 20, 21, 24, 27, 33, 34, 84,  
 85, 88, 94, 101, 103, 105, 106, 107,  
 110, 111, 112, 116, 131, 132, 158,  
 187, 200, 217  
 signalisation, 85, 313, 314, 324, 332  
 SONET, 206, 207, 221, 222  
 spectre, 23, 24, 25, 26, 27, 28, 29, 30, 35,  
 39, 93, 101, 134, 377  
 station, 131, 165, 192, 194, 206, 207, 208,  
 215, 217, 219, 221, 383  
 syndrome, 252, 254, 255, 262  
 synthétiseurs, 19, 21  
 système  
 d'énergie, 210, 213  
 de communication, 129, 132, 134, 136,  
 210, 214, 219  
 de contrôle d'altitude et d'orbite, 210  
 de guidage-repérage, 210, 212  
 de transmission, 129, 130, 134, 165,  
 193, 200, 206, 210, 231, 233

- hertzien, 193, 222
  - maître, 210, 213
- T**
- tableau
    - effectif, 145, 153
    - standard, 253, 257
  - taux
    - d'arrivée, 290
    - d'erreur, 188, 231, 232, 239
    - de code, 244
  - TDM, 276, 284, 287, 288
  - télécopieur, 345, 349, 353
  - téléinformatique, 165, 177, 316
  - téléphonie cellulaire, 371
  - télétexte, 144, 318
  - télex, 141
  - terminal, 130, 131, 141, 145, 159, 165, 168, 313, 314
  - TL, 322
  - TNA, 321
  - TNR, 322
  - topologie, 171, 192, 216, 327
  - trafic
    - de routage, 386
    - de service, 386
    - de signalisation, 386
    - utile, 386
  - trame, 175, 220, 221, 287, 288, 290, 292, 330, 331
  - transducteur, 87
  - transmetteur, 88
  - transmission
    - à large bande, 92, 93
    - analogique, 86, 232, 286, 311
    - arythmique, 89
    - asynchrone, 83, 88, 89, 140
    - binaire, 86, 87
    - de données, 83, 129, 168, 175, 194, 206, 231, 311
    - de l'information, 13, 28, 30, 56, 58, 63
    - en bande de base, 92, 93, 192, 311
    - numérique, 86, 88, 129, 133, 141, 158, 171, 188, 207, 232, 233, 312, 313
    - parallèle, 90, 91
    - par modulation, 93
    - sérielle, 90, 91
    - synchrone, 83, 88, 138
- V**
- vecteur, 9, 12, 15, 49
  - vidéotex, 144, 324
  - vitesse, 6, 8, 17, 38, 39, 52, 54, 55, 56, 58, 59, 64, 65, 70, 138





Achévé d'imprimer en novembre 1992  
sur les presses de  
l'Imprimerie d'édition Marquis Ltée à Montmagny



LA TRANSMISSION DE DONNÉES EST DEVENUE UNE PRATIQUE COURANTE DANS DIVERSES SPHÈRES DE L'ACTIVITÉ ÉCONOMIQUE. ELLE CONSTITUE UN ASPECT IMPORTANT DE LA GESTION DE L'INFORMATION TANT STRATÉGIQUE QU'OPÉRATIONNELLE. AUSSI SERT-ELLE DE BASE À LA TÉLÉMATIQUE ET AUX RÉSEAUX D'ORDINATEURS DONT L'UTILISATION TEND À SE GÉNÉRALISER.

*TÉLÉCOMMUNICATIONS ET TRANSMISSION DE DONNÉES* VISE ESSENTIELLEMENT À INITIER LE LECTEUR AUX PRINCIPES DE LA TRANSMISSION DE L'INFORMATION NUMÉRIQUE. EN PARTICULIER, IL ABORDE LES NOTIONS DE BASE DE LA PROPAGATION ET DU TRAITEMENT DES SIGNAUX, LA CARACTÉRISATION DES SYSTÈMES DE TRANSMISSION DE DONNÉES, LES TECHNIQUES DE MODULATION ET DE PARTAGE DE LIGNES, L'IDENTIFICATION DES SOURCES D'ERREURS DE TRANSMISSION ET LE TRAITEMENT DE CES ERREURS. EN GUISE D'APPLICATIONS, IL PRÉSENTE LES RÉSEAUX NUMÉRIQUES À INTÉGRATION DE SERVICES (RNIS), LES TÉLÉCOPIEURS ET LES SYSTÈMES CELLULAIRES. C'EST DONC UN MANUEL QUI S'ADRESSE À TOUS CEUX ET CELLES QUI S'INTÉRESSENT À L'UTILISATION DES TÉLÉCOMMUNICATIONS À DES FINS DE TRANSMISSION DE DONNÉES.

**SAMUEL PIERRE** EST PROFESSEUR D'INFORMATIQUE À LA TÉLÉ-UNIVERSITÉ DEPUIS 1988. DÉTENTEUR D'UN DOCTORAT (PH. D.) EN GÉNIE ÉLECTRIQUE DE L'ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL, IL A DÉJÀ PUBLIÉ PLUSIEURS LIVRES ET ARTICLES SCIENTIFIQUES, DONT UN LUI A VALU EN 1989 LE PRIX *SLIGOS-AVIGNON* DE LA MEILLEURE COMMUNICATION DE RECHERCHE APPLIQUÉE. SES DOMAINES DE RECHERCHE SONT L'INTELLIGENCE ARTIFICIELLE ET LES RÉSEAUX TÉLÉ-INFORMATIQUES.

**MARC COUTURE** EST PROFESSEUR À LA TÉLÉ-UNIVERSITÉ DEPUIS 1986; IL Y A PRÉPARÉ DES COURS DE PHYSIQUE (MÉCANIQUE, ASTRONOMIE) ET DE DIDACTIQUE DES SCIENCES. IL EST DÉTENTEUR D'UN DOCTORAT (PH. D.) EN PHYSIQUE DE L'UNIVERSITÉ LAVAL. SES TRAVAUX DE RECHERCHE SE SITUENT DANS LE DOMAINE DE L'OPTIQUE ET DES LASERS; ILS PORTENT SUR LES PROPRIÉTÉS DU RAYONNEMENT NOTAMMENT SON INTERACTION AVEC LES SURFACES COMPOSANTES OPTIQUES.

ISBN 2-7624-0467-3 (Télé-université)  
ISBN 2-212-08762-4 (Eyrolles)

