

Réseau Téléphonique Commuté

A. Oumnad

Réseau Téléphonique Commuté Publique

INTRODUCTION.....	4
Chapitre 1 : ORGANISATION DU RESEAU TELEPHONIQUE	4
1.1 Le réseau local.....	4
1.2 Le réseau Dorsal	6
1.2.1 La commutation	6
1.2.2 La transmission	6
Chapitre 2 : LE POSTE TELEPHONIQUE	8
2.1 Le poste téléphonique à cadran :	8
2.1.1 Envoi du numéro	9
2.1.2 Envoi de la parole	9
2.1.3 Le circuit de parole	9
2.1.4 Antiparasite	11
2.2 Poste téléphonique à clavier	11
2.2.1 Système impulsionnel.....	11
2.2.2 Système DTMF (<i>Dual Tone Multi Frequency</i>)	12
Chapitre 3 : LA LIGNE TELEPHONIQUE.....	13
3.1 Paramètres primaires :	13
3.2 Paramètre secondaire	13
3.2.1 Relation entre paramètres primaires et secondaires	14
3.2.2 Comportements asymptotiques.....	15
3.2.3 Simulation	15
3.3 Pupinisation des paires symétriques.....	16
3.4 Diaphonie	17
3.4.1 Para et Télé diaphonie	18
Chapitre 4 : TRAFIC TELEPHONIQUE.....	19
4.1 Introduction	19
4.2 Qualité de service :	19
4.3 Volume et densité de trafic	19
4.4 Heure chargée	20
4.5 Le Modèle d'ERLANG.....	20
4.5.1 Relation entre trafic, densité d'arrivé et durée moyenne	21
Chapitre 5 : LES COMMUTATEURS.....	23
5.1 Equipement d'abonné (SLIC: <i>Subscriber Line Interface Circuit</i>).....	24
5.2 Les joncteurs.....	25
5.3 L'explorateur de ligne d'abonné.....	26
5.4 Le distributeur	27
5.5 Auxilière de Réception des signaux DTMF.....	27
5.6 Le réseau de connexion.....	28
5.6.1 Les marqueurs	28
5.6.2 Matrice de connexion	28
5.6.3 Réseau maillé.....	28
5.6.4 Blocage interne	29
5.6.5 Réseau à blocage nul, réseau de Clos	30
5.6.6 Les réseaux de concentration	31
5.6.7 Les réseaux droits.....	32
5.6.8 Les réseaux repliés.	32
5.6.9 Structures classiques pour centre d'abonné	32
5.7 Les organes de commande	33

5.7.1	Fonction de traitement des appels.....	33
5.7.2	Fonction d'Exploitation et de maintenance.....	33
5.7.3	Les contraintes fondamentales d'une Unité de Commande (UC).....	34
5.8	Traitement d'un appel téléphonique.....	35
5.9	Signalisation Analogique intercentraux.....	36
5.9.1	Système de signalisation MF SOCOTEL.....	37
5.10	L'acheminement.....	39
5.10.1	Organisation Hiérarchique du réseau téléphonique.....	41
5.11	Le plan de transmission.....	42
5.11.1	La distorsion d'affaiblissement.....	43
5.11.2	Répartition des équivalents.....	43
Chapitre 6 : LE RESEAU Numérique Plésiochrone (PDH)		45
6.1	La numérisation du signal téléphonique.....	45
6.1.1	Aspects liés à l'échantillonnage.....	47
6.1.2	Reconstitution par interpolation et filtrage.....	49
6.1.3	Aspects liés à la quantification.....	50
6.1.4	Quantification non uniforme.....	53
6.1.5	Compression.....	55
6.2	Multiplexage.....	56
6.2.1	Verrouillage de trame.....	57
6.2.2	La signalisation.....	57
6.2.3	Niveaux hiérarchiques de multiplexage.....	58
6.2.4	Trame secondaire PDH selon la recommandation G744 de l'UIT.....	59
6.2.5	Structure de la trame Secondaire des MICs TN2 (Rec G742 de l'UIT).....	59
6.2.6	Structure des trames d'ordres supérieurs.....	60
6.2.7	La synchronisation dans un réseau numérique.....	60
6.2.8	Hiérarchie PDH utilisée aux USA.....	63
6.3	Transmission.....	63
6.3.1	Codage de ligne.....	64
6.4	Commutation numérique.....	65
6.4.1	Commutation spatiale multiplex (S).....	65
6.4.2	Commutateur temporel (T).....	67
6.4.3	Commutateur Numérique étendu temporel/spatial.....	68
6.4.4	Réseau à 3 étages TST.....	70
6.4.5	Structure d'un autocommutateur numérique.....	72
6.4.6	Cheminement d'un appel au sein d'un commutateur numérique.....	75

INTRODUCTION

Un réseau téléphonique est constitué de l'ensemble des organes nécessaires pour mettre en communication deux installations téléphoniques d'abonnés en utilisant les renseignements fournis par l'abonné demandeur (numérotation), maintenir celle-ci pendant toute la durée de conversation avec une qualité d'écoute satisfaisante, tout en supervisant cette communication pour détecter toute coupure ou raccrochage afin de libérer les organes qui ont servi à la réalisation de la liaison et en fin, de faire une taxation.

Le RTCP (*Réseau Téléphonique Commuté Public*) ou PSTN (*Public Switched telephone Network*) constitue un des plus grands réseaux au monde avec plusieurs centaines de millions d'abonnés.

Essentiellement analogique au départ, le réseau s'est progressivement numérisé mis à part la ligne d'abonné qui reste encore analogique. Pour les abonnés du RNIS, la ligne d'abonné a été aussi numérisée.

CHAPITRE 1 : ORGANISATION DU RESEAU TELEPHONIQUE

On peut considérer que le RTCP est constitué d'un réseau local (périphérique) et d'un réseau dorsal (*backbone*).

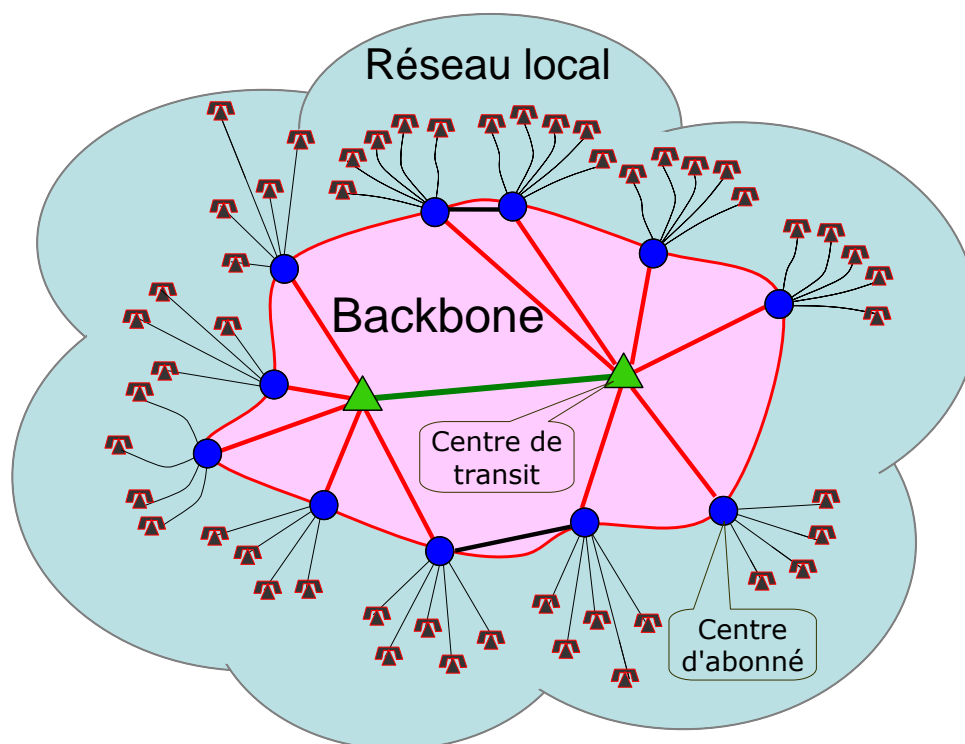


Figure 1.1 : Structure du RTCP

1.1 LE RESEAU LOCAL

Le réseau local ou réseau périphérique est constitué essentiellement des lignes d'abonnés qui sont constituées de paire de cuivre de diamètre 0.4 à 0.6 mm de diamètre.

La ligne téléphonique aussi appelée boucle locale relie le poste téléphonique de l'abonné au commutateur d'entrée dans le réseau backbone de l'opérateur, ce commutateur est appelé commutateur de rattachement ou commutateur d'abonné. Il se situe dans un bâtiment appelé central ou centre téléphonique (le terme centre sera souvent confondu avec le terme commutateur).

Pour faciliter le déploiement et l'exploitation du réseau périphérique, celui-ci est organisé comme indiqué sur la Figure 1.2

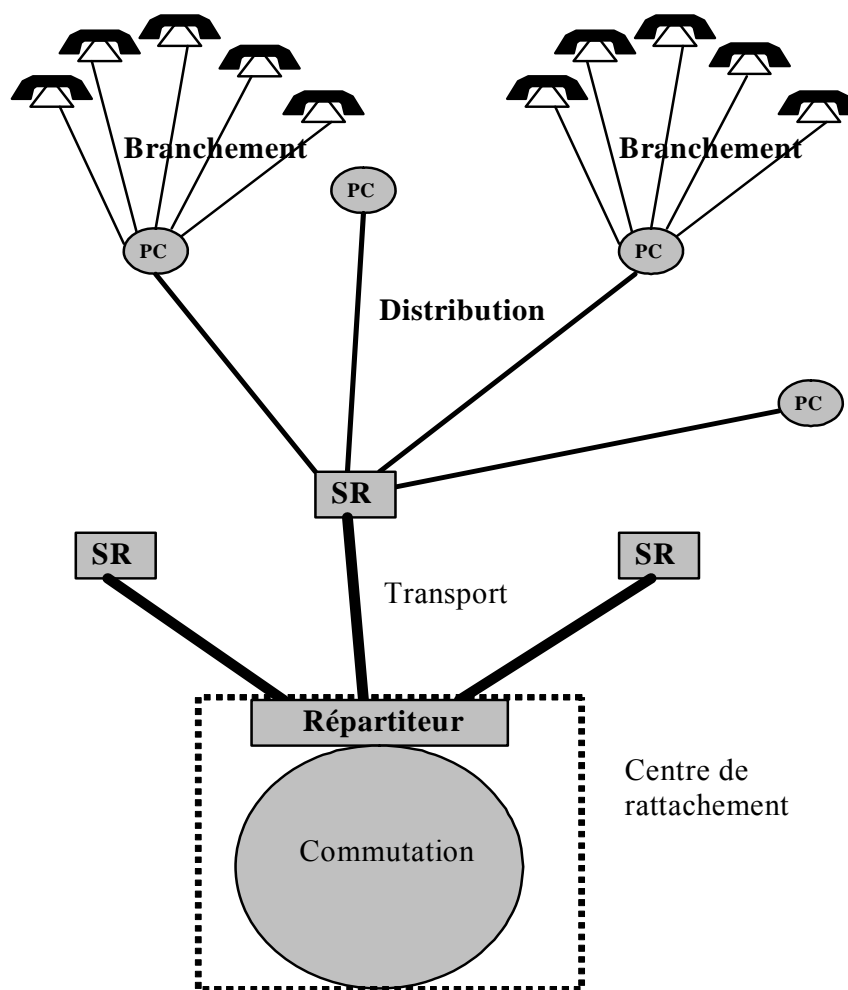


Figure 1.2 : Structure du réseau local

On distingue :

- **Les postes téléphoniques.**
- **Les câbles de branchement** : Ce sont des lignes bifilaires individuelles
- **Les points de concentration PC** : Ce sont des petites boîtes placées sur des poteaux ou dans des endroits réservés au sein des immeubles desservis. Les paires téléphoniques arrivent au PC sur des réglettes, des connexions amovibles les relient à d'autres réglettes sur lesquelles sont branchés les câbles de distribution. Le PC n'est rien d'autre qu'un mini répartiteur de petite capacité d'une à quelques dizaines de paires.
- **Les câbles de distributions** relient les points de concentration au sous Répartiteurs. Chaque câble contient un certain nombre de paires et leurs calibres sont généralement normalisés. On trouve des câbles de 14, 28, 56, 112, 244, 448 paires de calibres 0.4 ou 0.6 mm. Ces câbles peuvent être soit aériens, soit posé en plein terre (moins onéreux mais vulnérables) soit en canalisations souterraines équipées de regards de visite pour l'entretien.
- **Les sous répartiteurs SR** sont des "casiers" placés sur les trottoirs. Ils permettent de la même façon qu'un PC de regrouper les câbles de distribution vers les câbles de transport qui sont plus volumineux. Un SR peut connecter jusqu'à 1500 paires.
- **Les câbles de transport** sont similaires aux câbles de distribution avec des capacités plus élevée, 112 à 2688 paires. Ces câbles sont posés dans des conduites souterraines.
- **Le répartiteur général** constitue le point d'accès des lignes à l'autocommutateur. Les

lignes sont amenées sur des barrettes verticales dites têtes de câble verticales ou tous simplement "les verticales". Les points d'arrivés des lignes sur l'autocommutateur sont raccordées sur des réglettes horizontales. La liaison entre Verticales et Horizontales se fait au moyen de jarretières.

1.2 LE RESEAU DORSAL

Le réseau dorsal est constitué des commutateurs et des systèmes de transmission. Le réseau a une structure étoilée/maillée, mais avec l'arrivée de la hiérarchie SDH, le réseau a tendance à migrer vers une structure en anneau.

1.2.1 La commutation

Les commutateurs (centres) sont fonctionnellement de deux types, les centres **d'abonnés** et les centres de **transit**.

- Les centres **d'abonnés** sont les centres qui permettent le rattachement des abonnés. Ils sont différenciés en deux types:
 - Les **centres à autonomie d'acheminement CAA** qui sont capables d'analyser les numéros qu'ils reçoivent et les traduire en un itinéraire parmi ceux possibles pour acheminer la communication vers l'abonné demandé.
 - Les **centres locaux CL** qui ne sont pas capables d'analyser la numérotation ou ils sont seulement capables d'analyser les numéros des abonnés qu'ils desservent, les autres sont tous acheminés vers une seule direction. S'ils n'ont aucune intelligence et leur rôle se limite à la **concentration**, on les appelle aussi centres auxiliaires.
- Les centres de **transit** permettent de connecter les commutateur qui n'ont pas de liaison entre eux. Ceci permet d'avoir un réseau étoilé plus facile à gérer et moins onéreux. Les centres de transits sont aussi différenciés en deux types, les centres de transit secondaires et les centres de transit principaux. Les centres de transit permettant de connecter les réseaux de deux pays sont appelé centres de transit internationaux.

Remarque : un centre peut assurer simultanément la fonction de rattachement d'abonnés et de transit.

Comme on peut le constater sur la Figure 1.3, le réseau est découpé en zones; on distingue :

- Zone locale (ZL), c'est la zone desservie par un centre local.
- Zone à autonomie d'acheminement (ZAA), c'est la zone desservie par un centre à autonomie d'acheminement. Une ZAA qui englobe plusieurs CAA est dite zone à autonomie d'acheminement multiple ZAAM.
- Zone de transit secondaire ZTS, c'est la zone desservie par un centre de transit secondaire.
- Zone de transit principale ZTP, c'est la zone desservie par un centre de transit principal .

1.2.2 La transmission

Le réseau de transmission relie entre eux les différents commutateurs et fournit les ressources (systèmes et support) pour transporter le trafic entre les commutateurs.

Dans le central téléphonique, on trouve un **centre de transmission** qui est relié à un ou plusieurs autres centres de transmission par des lignes appelées circuit ou jonction. Pour fournir la capacité de transport nécessaires, plusieurs circuits sont utilisés et on parle de faisceau de circuit.

Avec la numérisation et le multiplexage, un seul circuit peut transporter plusieurs communications téléphoniques. Une ligne ayant un débit de 2 Mb/s transporte 30 communications. Nous verrons plus loin comment ces lignes sont multiplexées pour obtenir des lignes de capacité encore plus importantes.

Les médias de transmission utilisés sont le cuivre (paires torsadées, câble coaxial), la fibre optique et les faisceaux hertziens. La tendance actuelle va vers la fibre optique qui offre une capacité et une qualité de transmission élevée ainsi qu'une portée bien supérieure à celle du cuivre.

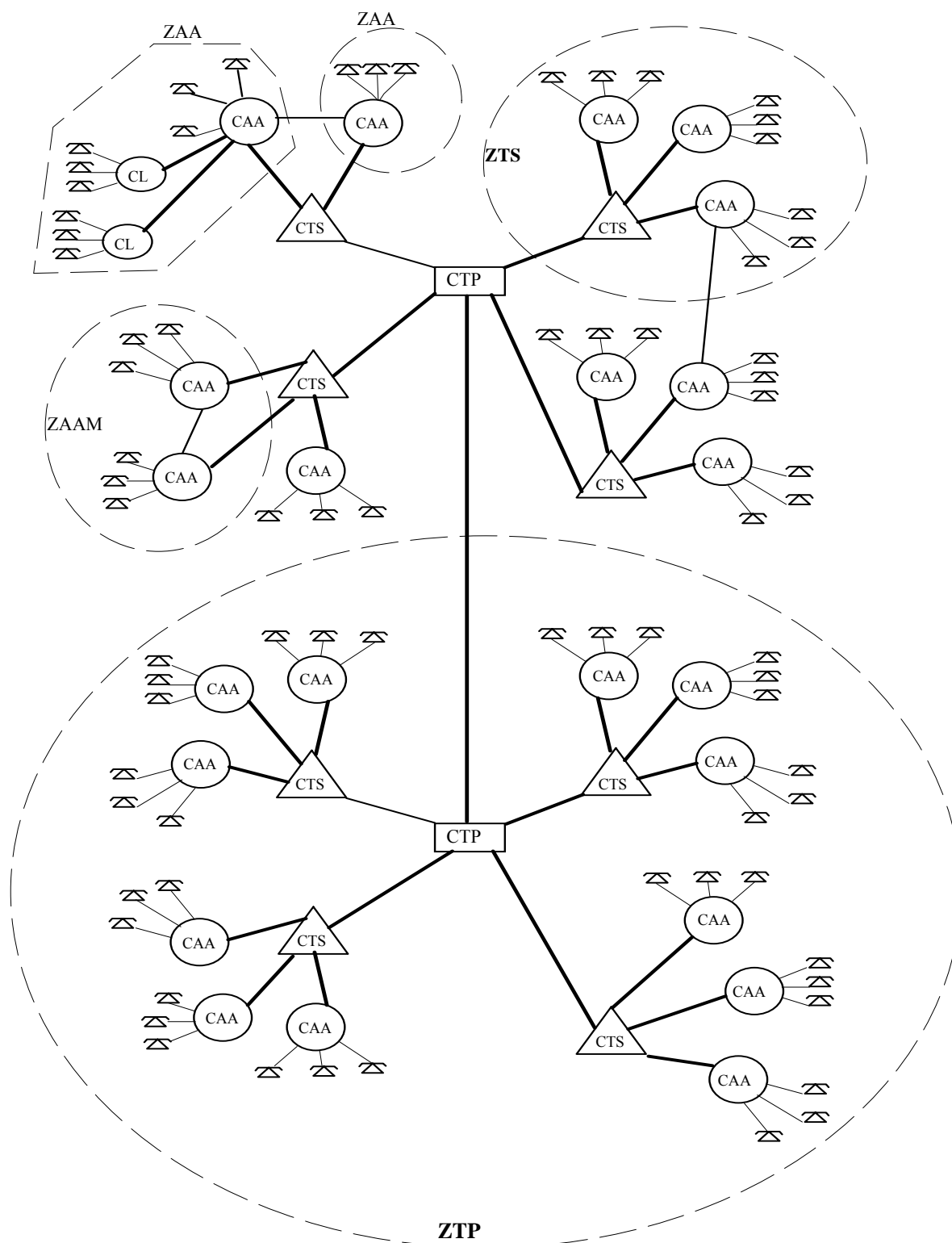


Figure 1.3 : structure simplifiée d'un tronçon du RTCP

Chapitre 2 : LE POSTE TELEPHONIQUE

Le poste téléphonique conventionnel, malgré sa simplicité apparente assure un nombre surprenant de fonctions dont voici quelques-unes :

- Il est hors de fonction quand le combiné est raccroché, néanmoins, une sonnerie est branchée en permanence sur la ligne permettant d'avertir l'abonné chaque fois qu'un appel lui est adressé.
- Une fois le combiné décroché, il indique que le poste est prêt à être utilisé en recevant une tonalité continue. Au cas où le combiné à été décroché pour répondre à un appel, il n'y aurait pas de tonalité mais le poste est directement relié à l'abonné demandeur.
- Il reçoit et génère la signalisation d'abonné comme la sonnerie, les différentes tonalités, les signaux de numérotation, le décrochage et le raccrochage.
- Il permet de transformer le signal acoustique (parole) en signal électrique qui sera transmis sur la ligne. Il transforme aussi le signal électrique reçu en signal acoustique.
- Il indique au centre de rattachement la fin de la communication quand l'abonné raccroche, lequel centre de rattachement avertira l'autre abonné en lui envoyant la tonalité de fin de communication.

2.1 LE POSTE TELEPHONIQUE A CADRAN :

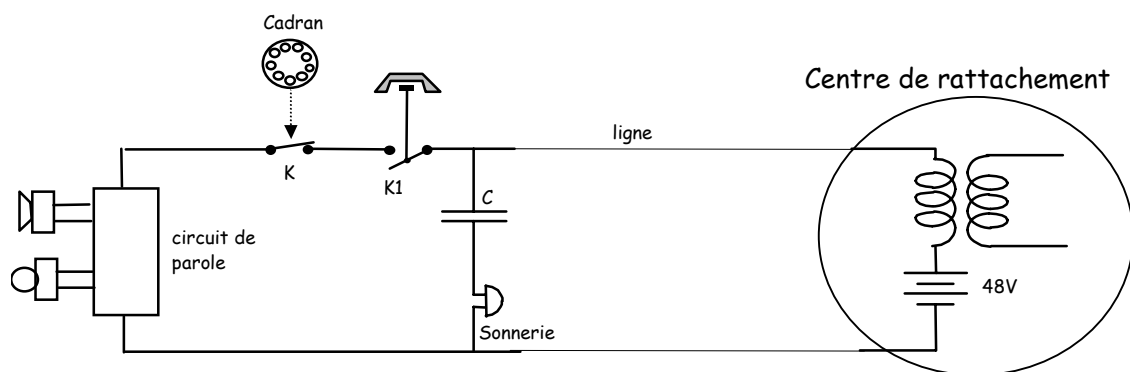


Figure 2.1 : Schéma simplifié D'un poste téléphonique

Quand le combiné est raccroché, K1 ouverts, seule la sonnerie est reliée à la ligne, La capacité C empêche le courant continu de circuler dans la ligne à travers la sonnerie. L'interrupteur K est fermé au repos, c'est lui qui permettra de composer le numéro, par l'ouverture et la fermeture de la ligne au rythme du retour du cadran.

Quand on décroche le combiné, l'interrupteurs K1 se ferme et un courant continue circule dans la ligne créant ce qu'on appelle La boucle de courant ou boucle locale. (locale entre l'abonné et son centre de rattachement). La valeur du courant de boucle I_o est de l'ordre de 25 à 40 mA, elle dépend de R_p , résistance (statique) équivalente de la boucle qui englobe :

- Le circuit de parole, constitué principalement d'une bobine et d'une résistance d'équilibrage
- La résistance de la ligne qui dépend de sa longueur
- La résistance équivalente des circuits traversés au niveau du centre de rattachement, essentiellement des bobines et des résistances de protection.

Le courant I_o informe le poste de rattachement (à l'aide d'un circuit de détection de courant de boucle non représenté sur le schéma) que l'abonné veut passer un appel, Le centre renvoie alors la tonalité d'invitation à numéroter pour informer l'abonné qu'il est prêt à recevoir le numéro.

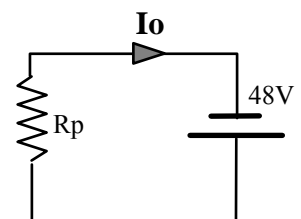


Figure 2.2 : Boucle de courant

2.1.1 Envoi du numéro

Le poste à cadran possède un disque mobile contenant 10 trous également espacés numérotés de 0 à 9. Pour composer un chiffre, on arme le cadran à partir du chiffre qu'on désire composer jusqu'à la butée puis on le relâche, le disque revient alors à sa position de repos sous l'action d'un ressort de rappel. C'est durant le retour que sera généré le train d'impulsion correspondant au chiffre composé. Cela par l'ouverture et la fermeture de la ligne par l'intermédiaire de l'interrupteur K un nombre de fois égal au chiffre composé.

Un cadran est caractérisé par sa vitesse de retour donc par le nombre d'impulsions générées par seconde et par le rapport de la durée d'ouverture BD sur la durée de fermeture MD. L'ordre de grandeur est de 10 impulsions par seconde avec un rapport BD/MD=2. Toute fermeture ($I = I_0$) nettement supérieure à 33 ms est considérée comme une séparation entre deux chiffres ou à une fin ou abandon de numérotation. Toute ouverture ($I = 0$) nettement supérieure à 66 ms est considérée comme un raccrochage.

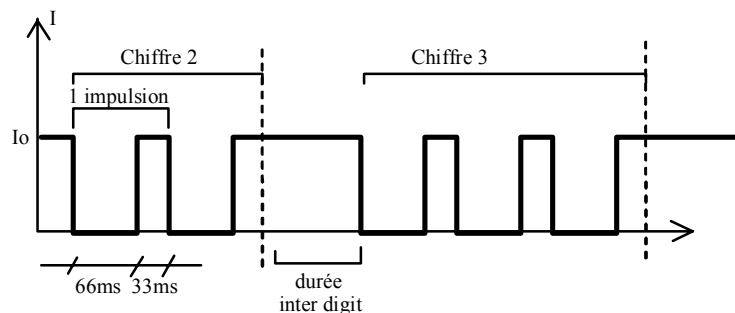


Figure 2.3 : Signal de numérotation impulsionnelle

2.1.2 Envoi de la parole

Tout simplement le courant de boucle est modulé par la voix. Dans le cas de l'utilisation d'un microphone à poudre de charbon, la modulation se fait grâce à la résistance variable du microphone. Le fait de parler devant la membrane, on comprime et décomprime la poudre de charbon qui se trouve dans une boule flexible, qui de ce fait, voit sa résistance varier au même rythme que la parole. On réalise ainsi une modulation du courant de ligne. $i(t) = U / R(t)$

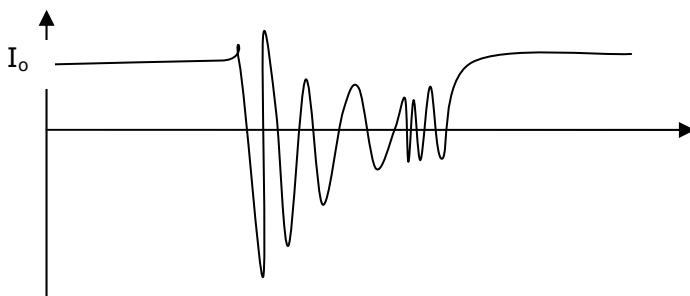


Figure 2.4 : modulation de I_0 par la parole

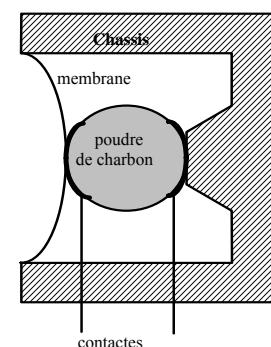


Figure 2.5 : microphone à charbon

2.1.3 Le circuit de parole

Le circuit de parole est constitué d'une bobine particulière sur laquelle sont branchés l'écouteur et le microphone constituant le combiné. Le rôle principal de cette bobine est d'adapter la ligne téléphonique (2 fils) au combiné (4 fils micro + écouteur). Elle est constituée d'un transformateur différentiel simplifié.

Le transformateur différentiel est un quadriporte sur lequel on peut montrer que si une terminaison se comporte comme générateur et si la terminaison opposée est chargée par une impédance égale à l'impédance de la première, alors une des deux terminaisons restantes présentera un affaiblissement important (+ de 20 dB) donc l'information sera aiguillée vers la terminaison restante.

La Figure 2.6 illustre l'utilisation d'un tel transfo dans un poste téléphonique. Le problème est que, dans un réseau téléphonique, la longueur des lignes varie d'un abonné à l'autre, l'impédance de la ligne Z_L n'est pas constante, il est donc impossible de définir une impédance d'adaptation Z_a qui réalise une adaptation parfaite, ce qui n'est d'ailleurs pas souhaitable car, dans ce cas, tout le signal issu du microphone serait acheminé vers la ligne et on aura un **antilocal** parfait alors que l'expérience montre qu'il y a un meilleur confort de conversation quand on entend "un peu" dans l'écouteur sa propre voix captée par le microphone.

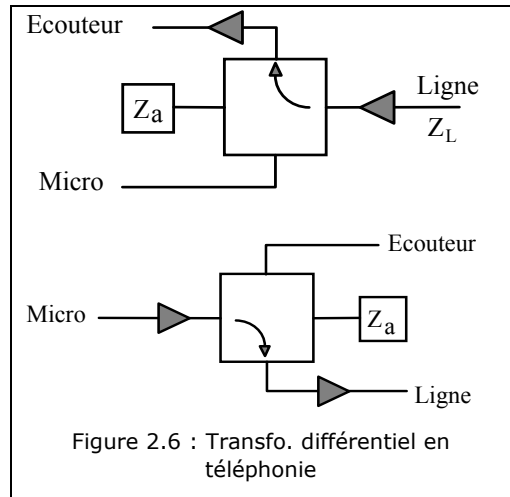


Figure 2.6 : Transfo. différentiel en téléphonie

Sur la Figure 2.7, On trouve la version simplifiée du transfo différentiel qu'on utilise dans les postes téléphoniques. Quand on parle dans le microphone, on génère les courants I_1 et I_2 , les enroulements N_1 et N_2 induisent dans l'enroulement N_3 des courants en opposition de phase, I_3 étant le courant résultant. Pour que l'adaptation (antilocal) soit parfaite, il faut que I_3 soit nul \Rightarrow :

$$\frac{N_1}{N_3} I_1 = \frac{N_2}{N_3} I_2 \quad (1)$$

Les impédances L_1 et L_2 des enroulement N_1 et N_2 sont négligeables devant Z_L et Z_a ($\sim 200\Omega$), la loi d'Ohm dans les deux boucles donne :

$$I_1 = \frac{V_g}{Z_L} \quad I_2 = \frac{V_g}{Z_a}$$

La relation (1) devient :

$$\frac{N_1}{Z_L} V_g = \frac{N_2}{Z_a} V_g \quad \text{d'où} \quad \boxed{\frac{N_1}{N_2} = \frac{Z_L}{Z_a}}$$

Différentes valeurs d'enroulements et d'impédances d'adaptation sont rencontrées sur les postes commercialisés. Les valeurs de la figure sont données à titre indicatif

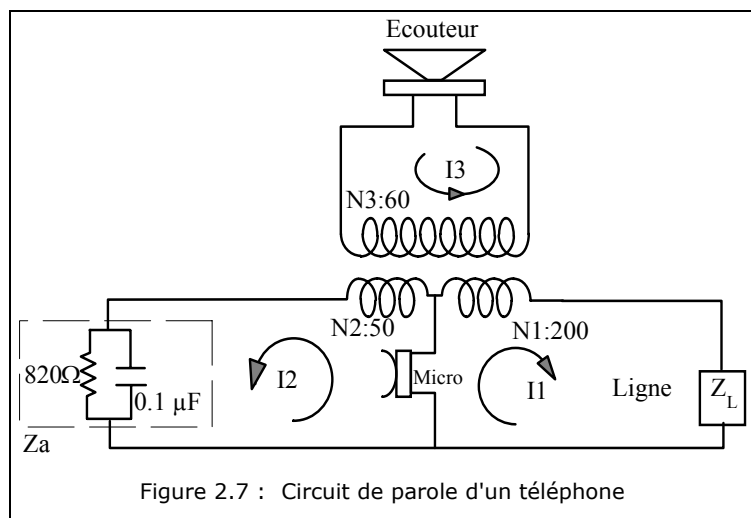


Figure 2.7 : Circuit de parole d'un téléphone

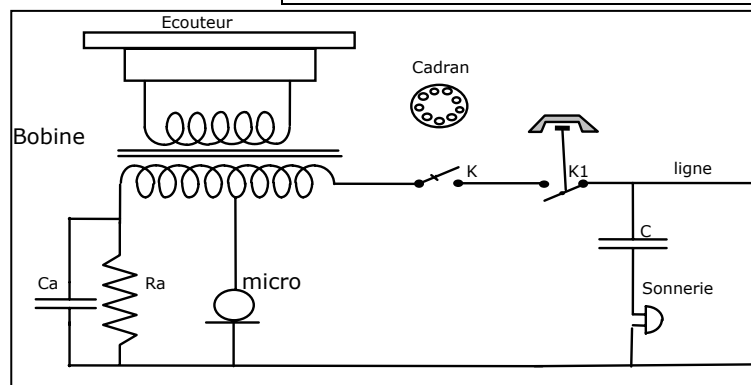


Figure 2.8 : poste téléphonique avec un circuit de parole à bobine

2.1.4 Antiparasite

Quand on compose le numéro, chaque fois que le cadran provoque l'ouverture du circuit, une surtension apparaît aux bornes de la ligne, qui se manifeste par des bruits indésirables sur l'écouteur, des retentissements de la sonnerie et elle risque de provoquer la destruction de différents organes du circuit de parole si on n'y prend pas garde. Cette surtension peut être

$$\text{évaluée ainsi : } V = L \frac{\Delta I}{\Delta t}$$

L est l'inductance résultante de tous les enroulements de la boucle d'abonné.

$$L \sim 250 \text{ mH} \quad , \quad \Delta I \sim 40 \text{ mA} \quad , \quad \Delta t \sim 20 \mu\text{s}, \text{ donnent } V = 500 \text{ V}$$

Pour remédier à ce problème, les concepteurs rajoutent des réseaux d'interrupteurs permettant d'isoler le circuit de parole pendant la numérotation ainsi que d'autre composant électronique de protection.

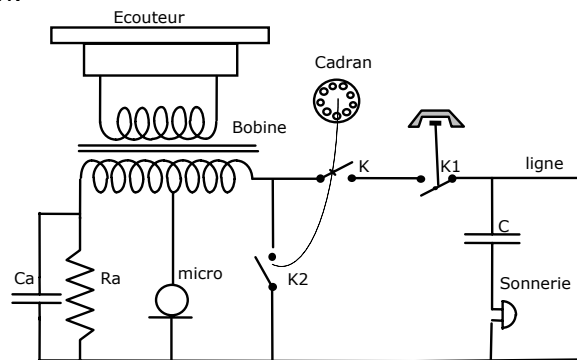


Figure 2.9 : protection du circuit de parole par un interrupteur

K2 fonctionnent en opposition avec K, ils se ferment dès l'ouverture de ce dernier court-circuitant le circuit de parole le protégeant ainsi des surtensions.

2.2 POSTE TELEPHONIQUE A CLAVIER

2.2.1 Système impulsionnel

Il s'agit de poste à clavier permettant de simuler le fonctionnement du poste à cadran en générant des impulsions similaires. Ils sont donc utilisés avec le même type de carte d'abonné au niveau des centres téléphoniques.

Quand on appuie sur une touche, le générateur d'impulsion génère un signal qui va agir sur l'interrupteur de numérotation K1. On obtient ainsi sur la ligne un nombre d'impulsions égal au chiffre marqué sur la touche en respectant les temps de fermeture et d'ouverture en vigueur ($\sim 10 \text{ Hz}$, $BD/MD=2$).

La majorité des constructeurs de circuits intégrés proposent des circuits réalisant cette fonction.

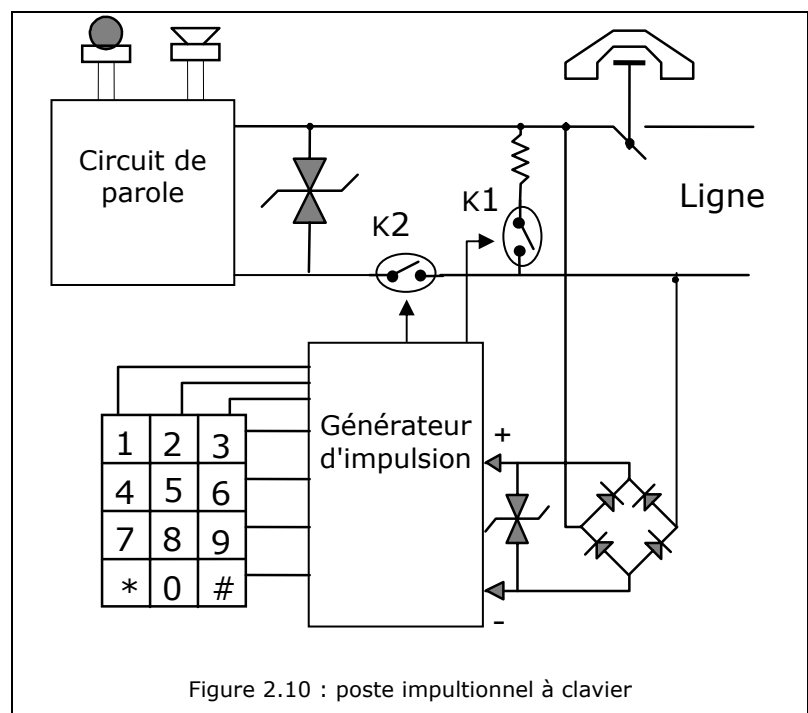


Figure 2.10 : poste impulsionnel à clavier

Avec ce genre de poste, l'opérateur peut actionner les touches à une cadence supérieure à la vitesse d'acheminement des numéros sur la ligne (*1 s pour le chiffre 0 par exemple*). Pour ne pas avoir une perte d'information, ces postes sont dotés d'une mémoire tampon d'une vingtaine de digits. Le dernier numéro tapé reste en mémoire même s'il y a raccrochage, il pourra être retransmis par l'action d'une touche spécifique (*redile*), ceci est particulièrement utile surtout quand on essaye d'avoir une ligne continuellement occupée.

L'alimentation de ces postes se fait par la ligne à travers un pont redresseur pour éviter le problème de polarité.

Ici aussi, il faut faire attention aux **surtensions**, pour cela, quand on appuie sur une touche :

- S1 s'ouvre pour isoler le circuit de parole le protégeant ainsi des surtensions. (*sur ce genre de poste, la bobine est souvent remplacée par un circuit électronique hybride*)
- S2 s'ouvre et se referme un nombre de fois égal à la touche actionnée.
- Une fois la numérotation du chiffre terminée, S1 est fermé et S2 reste ouvert.

Le générateur d'impulsion ainsi que les transistors réalisant K1 et K2 sont des composants haute-tension pour minimiser le risque de destruction par mauvaise protection contre les surtensions.

2.2.2 Système DTMF (*Dual Tone Multi Frequency*)

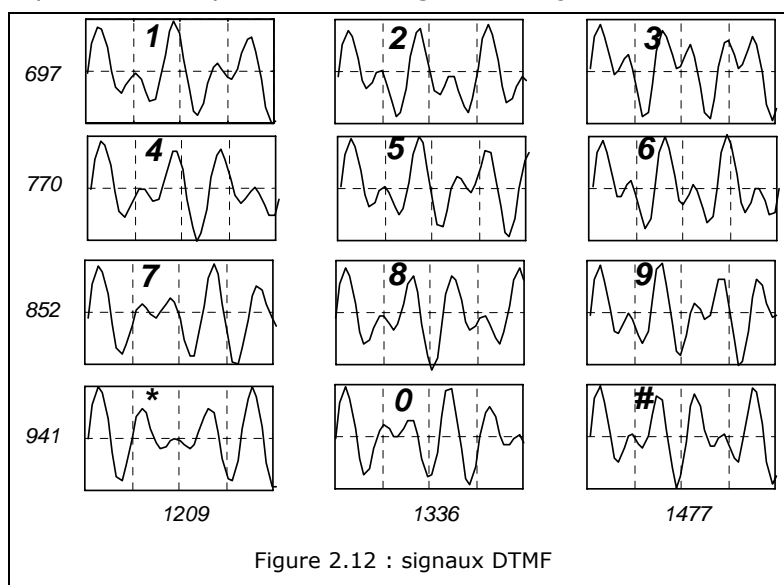
C'est le système à fréquence vocal qui consiste à envoyer la numérotation sous forme de signaux à deux harmoniques (*tones*) dans la plage de fréquence vocale [300 Hz, 3400 Hz]. A chaque touche correspond une combinaison d'une fréquence basse et une fréquence haute. On parle de signaux de numérotation "dans bande"

Le système DTMF ne fonctionne que si le centre de rattachement est équipé du système de détection et de reconnaissance de ces signaux. Pour discriminer ses signaux des signaux de parole, le système vérifie qu'une seule fréquence ligne et une seule fréquence colonne sont présentes, si d'autres fréquences sont présentes, le signal est rejeté.

	F1	F2	F3	
f1	1	2	3	697
f2	4	5	6	770
f3	7	8	9	852
f4	*	0	#	941
	1209	1336	1477	

Figure 2.11 : Fréquences DTMF

Des circuits intégrés ont été développés pour générer et détecter des signaux DTMF. Ces circuits procèdent à la division par des constantes prédéfinies la fréquence d'un oscillateur de base à fréquence stable. A chaque fois qu'une touche est actionnée, deux signaux de fréquence F_L et F_H sont générés. La somme de ces deux signaux produit le signal DTMF désiré.



Chapitre 3 : LA LIGNE TELEPHONIQUE

L'aspect le plus important qui nous concerne est le comportement de la ligne téléphonique dans le domaine fréquentiel. Dans ce qui suit, on supposera que la ligne est uniforme, ses caractéristiques locales sont identiques sur toute sa longueur.

La ligne se comporte comme un filtre de fonction de transfert H complexe. Cette fonction de transfert a un module A et une phase Φ .

Le module A nous informe comment les harmoniques du signal seront atténués en traversant la ligne. La phase Φ nous informe comment les harmoniques seront déphasés en traversant la ligne.

Pour ne pas avoir de Distorsion d'amplitude, il faut que tous les harmoniques constituant le signal soit atténués de la même façon. Pour cela, il faut que le module A de la fonction de transfert soit indépendant de la fréquence, soit :

$$A = \text{Cte.}$$

Pour ne pas avoir de Distorsion de phase, il faut que tous les harmoniques subissent le même retard en traversant la ligne. Nous savons qu'en traversant la ligne, un harmonique de fréquence f_0 subit un retard

$$T(f_0) = \frac{d\Phi}{df}(f_0)$$

Pour que tous les harmoniques subissent le même retard, il faut que la phase Φ de la fonction de transfert soit de la forme $\Phi = k f$, dans ce cas, tous les harmoniques seront retardés de k et on n'aura pas de distorsion de phase.

Il nous reste maintenant à définir les expressions de A et de Φ pour une ligne téléphonique de voir à quoi elles ressemblent.

3.1 PARAMETRES PRIMAIRES :

Ils dépendent de la coupe transversale de la ligne.

Un tronçon élémentaire de ligne de longueur dx peut être modélisé par le schéma ci contre.

$Z_1 = R + jL\omega \equiv$ Paramètres longitudinaux

$1/Z_2 = G + jC\omega \equiv$ Paramètres transversaux

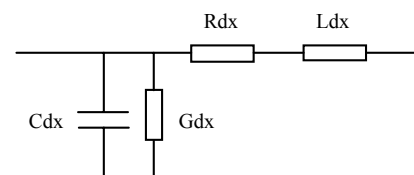


Figure 3.1 : Paramètres primaires d'une ligne

- R est la résistance linéique, en général exprimée en Ω/Km
- L est l'inductance linéique
- C est la capacité linéique liée à la permittivité du diélectrique qui isole les deux conducteurs.
- G est la perditance ou la conductance transversale due aux pertes diélectriques, son importance croit avec la fréquence selon la relation $G = \omega C \text{tg}\delta$ où $\text{tg}\delta$ et δ sont respectivement le facteur de perte et l'angle de perte du diélectrique.

En basse fréquence, on peut considérer que R est réelle et constante, mais lorsque la fréquence augmente, ceci n'est plus vrai à cause de l'effet de peau.

3.2 PARAMETRE SECONDAIRE

Les utilisateurs de ligne préfèrent caractériser les lignes par les paramètres dits secondaires directement mesurables et caractérisant la ligne d'une façon plus concrète.

Un des paramètres très utilisés est l'impédance caractéristique Z_c qui ne dépend pas de la longueur de la ligne mais seulement de sa forme transversale. Z_c donne la relation entre la tension et le courant en chaque point de la ligne $U_x = Z_c I_x$ (*ceci ne nous intéresse pas beaucoup dans la suite de ce cours*).

Un autre paramètre intéressant est le coefficient de propagation

$$\gamma = \alpha + j\beta$$

Ce paramètre avec ses composantes α et β nous informe comment le signal est atténué et déphasé en traversant la ligne :

α = Constante d'atténuation ou atténuation linéique en Np/Km (Np = Neper)

β = Constante de phase ou déphasage linéique

Pour une ligne uniforme de longueur x , le coefficient de propagation est :

$$\Gamma = \alpha x + j\beta x$$

La **fonction de transfert** H qui lie la tension de **sortie** (en un point x) $U(x)$ à la tension **d'entrée** $U(0)$ est directement liée au coefficient de propagation par la relation :

$$H = \frac{U(x)}{U(0)} = e^{-\gamma x} = e^{-\Gamma}$$

La fonction de transfert est complexe, elle a un module et une phase : $H = A e^{j\Phi}$

en identifiant avec :

$$H = e^{-\gamma x} = e^{-(\alpha + j\beta)x} = e^{-\alpha x} e^{-j\beta x}$$

- Le module de la fonction de transfert (gain en amplitude) est $A = e^{-\alpha x}$
- L'argument de la fonction de transfert (déphasage) est $\Phi = \beta x$

On voit bien que α intervient dans le gain (constante d'atténuation) et β dans la phase (constante de déphasage)

3.2.1 Relation entre paramètres primaires et secondaires

Il faut maintenant donner l'expression de γ en fonction des paramètres primaires de la ligne afin de pouvoir donner une évaluation de l'atténuation et du déphasage.

Dans le cas général d'une ligne avec perte,

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

La première constatation est que γ n'est pas constante mais dépend de la fréquence. La deuxième constatation est qu'il n'est pas possible de décomposer son expression sous forme $\alpha + j\beta$ afin de faire des investigations sur α et β séparément.

3.2.2 Comportements asymptotiques

Essayons de décomposer l'expression de γ en faisant des hypothèses de simplification. On considérant que la perditance est négligeable, examinons les cas suivants :

◆ $R \gg \omega L$ (Vraie en basse fréquence)

$$\gamma = \sqrt{j\omega RC} = \sqrt{\frac{j}{2}\omega RC} + j\sqrt{\frac{j}{2}\omega RC}$$

$$\alpha = \sqrt{\frac{j}{2}\omega RC} \quad \beta = \sqrt{\frac{j}{2}\omega RC}$$

On peut faire la conclusion suivante :

En basse fréquence, c'est-à-dire dans la bande téléphonique, l'affaiblissement et le déphasage varient comme \sqrt{f} , on aura donc une distorsion d'affaiblissement et de phase. Tous les harmoniques ne sont ni atténués ni déphasés de la même façon. En téléphonie classique (vocale) ces distorsions sont tolérées.

◆ $\omega L \gg R$ (Vraie en haute fréquence)

$$\gamma = \sqrt{-\omega^2 LC + j\omega RC} = j\omega\sqrt{LC}\sqrt{1 - j\frac{R}{\omega L}} \approx j\omega\sqrt{LC}\left(1 - j\frac{R}{2\omega L}\right)$$

$$\text{soit } \begin{cases} \alpha = \frac{R}{2}\sqrt{\frac{C}{L}} \\ \beta = \omega\sqrt{LC} \end{cases}$$

L'affaiblissement est indépendant de f , il n'y a pas de distorsion d'amplitude. Le déphasage linéique croît linéairement avec la fréquence, il n'y a donc pas de distorsion de phase.

3.2.3 Simulation

Pour vérifier les comportements asymptotiques ci-dessus, on peut recourir à l'évaluation de $\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}$ par ordinateur qui sait manipuler les nombres complexes.

Pour une ligne téléphonique bifilaire classique nous avons

$R \approx 267 \Omega/\text{km}$ (cuivre, 0.4 mm, 10 °C)

$C \approx 35 \text{ nF}/\text{km}$, (quel que soit le diamètre des conducteurs)

$L \approx 0.7 \text{ mH}/\text{km}$ (quel que soit le diamètre des conducteurs)

$\text{tg}\delta \approx 2.10^{-4}$ quelle que soit la fréquence (polyéthylène et polystyrène)

Avec ces données, si on considère une ligne de 1 km, on obtient les courbes ci-dessous.

On retrouve bien les comportements décrits :

- En basse fréquence : α et β varie en \sqrt{f}
- En haute fréquence, α est constante et β est linéaire en fonction de f

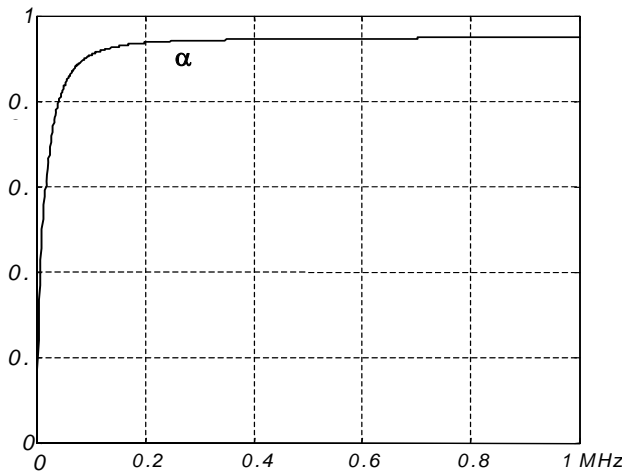


Figure 3.2 : constante d'atténuation

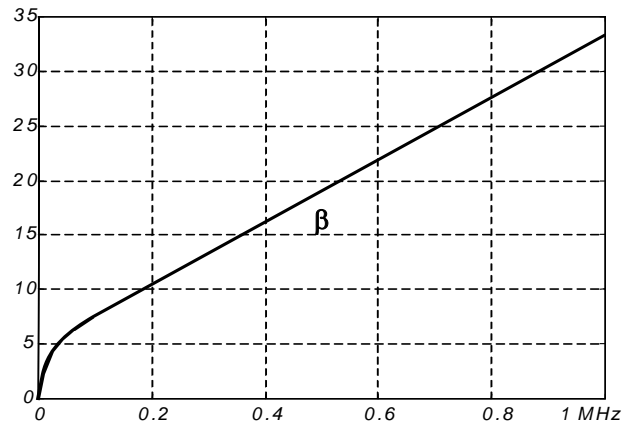


Figure 3.3 : constante de déphasage

Comme α et β dépendent de la fréquence, et que les constructeur de lignes doivent quand même donner des valeur indicatives, on a défini ce qu'on appelle des valeur composite qui sont mesurée à 800 Hz sur des lignes fermée sur 600 Ω . Ses grandeurs sont aussi appelées équivalent d'atténuation et équivalent de déphasage.

Voici quelques valeurs de la résistance linéique et l'affaiblissement linéique composite l'atténuation d'une paire symétrique.

Diamètre	R Ω /km10°C	α_{cp} 800hZ/600 Ω
0.4	267	2 dB/km
0.6	119	0.85
0.8	66.8	0.56
0.9	52.8	0.48
1.0	42.8	0.43
1.2	29.7	0.35
1.4	21.8	0.29
1.5	19.0	0.26

3.3 PUPINISATION DES PAIRES SYMETRIQUES

D'après ce qu'on vient de voir, les caractéristiques d'une ligne sont pratiquement idéales lorsque :

- $\omega L \gg R$.

La paire symétrique étant utilisée en basse fréquence, la seule possibilité pour vérifier cette condition est d'augmenter L . Dans les Années 1900, Pupin eut l'idée simple d'insérer dans la ligne des bobines d'induction discrètes à intervalles réguliers pour augmenter son inductance linéique. On parle alors de ligne pupinisée ou de ligne **chargée**.

La pupinisation ne permet pas une augmentation homogène de L car l'adjonction de bobines enlève à la ligne son caractère d'uniformité. Elle se comporte comme une suite de filtres passe bas. De ce fait, α ne reste constant que dans le domaine de fréquence limité par la fréquence de coupure f_c de ces filtres, au-delà, ce sont ces filtres qui vont atténuer le signal.

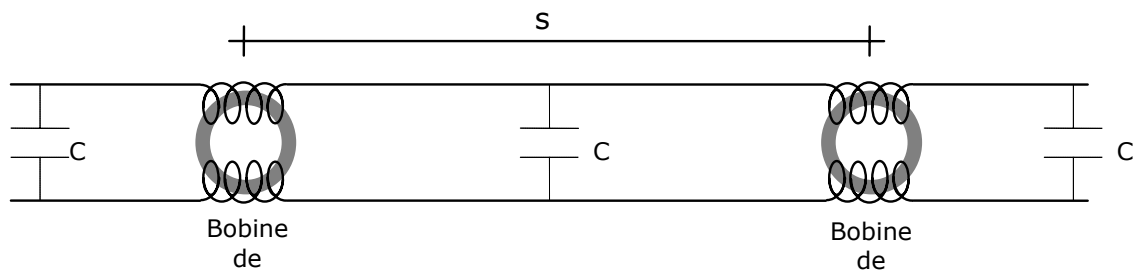


Figure 3.4 : Ligne chargée (pupinisée)

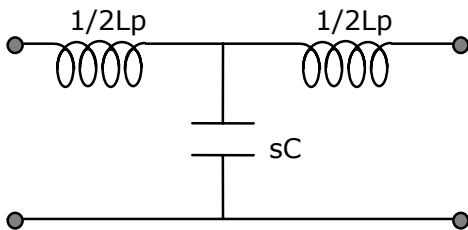


Figure 3.5 : Filtre de Pupin

$$f_c = \frac{1}{2\pi \sqrt{\frac{1}{2}L_p \frac{1}{2}sC}} = \frac{1}{\pi \sqrt{L_p sC}}$$

En pratique :

- Les lignes bifilaire de 0.4 mm une capacité linéique de l'ordre de 33nF/km
- On place des bobines $L_p = 85$ mH tous les 2 km
- On néglige l'inductance linéique propre de la ligne

On obtient une fréquence de coupure de l'ordre de :

$$f_c = 4.25 \text{ kHz}$$

d'où la courbe de la figure ci contre

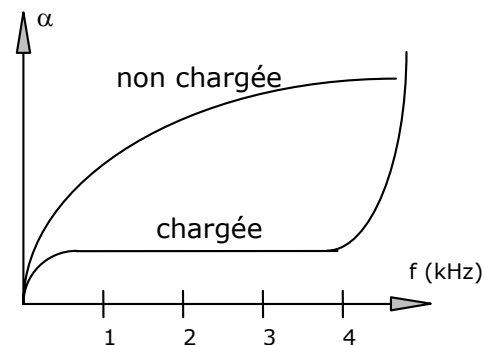


Figure 3.6 : atténuation sur un ligne pupinisée

3.4 DIAPHONIE

Un autre problème dont souffre la ligne bifilaire est la diaphonie. Lorsque deux lignes sont voisines, (deux lignes situées dans le même câble par exemple), une influence mutuelle s'exerce entre elles par le biais de 3 types de couplage.

- Couplage galvanique, dû à une résistance commune, ce phénomène apparaît notamment dans les centres de commutation à cause du retour commun par la terre.
- Couplage capacitif dû à la présence de capacité entre les conducteurs des deux lignes.
- Couplage inductif dû au champ magnétique de l'une des lignes qui traverse l'autre : couplage par inductance mutuelle.

Ces couplages dépendent de la configuration géométrique des conducteurs en particulier de leur proximité. En conséquence, une partie des signaux transmis sur l'une des lignes apparaît sur l'autre et réciproquement. Il en résulte une **diaphonie** d'autant plus gênante qu'elle est intelligible.

3.4.1 Para et Télé diaphonie

Bien que le phénomène soit réciproque, on va simplifier en considérant une ligne perturbatrice et une ligne perturbée.

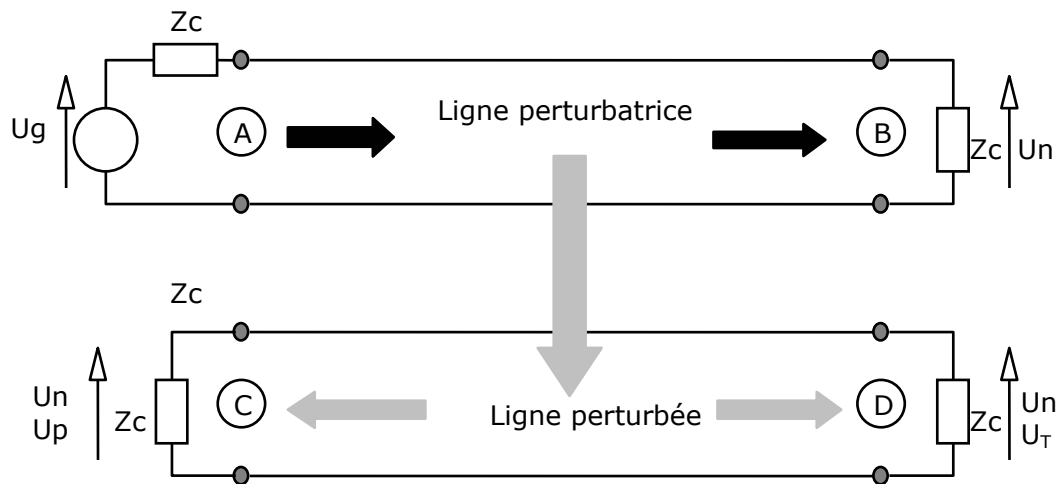


Figure 3.7 : Illustration de la diaphonie

Les signaux couplés en cours de route dans la ligne perturbée se propagent aussi bien vers l'extrémité éloignée que vers l'extrémité proche. On définit la Paradiaphonie et la Télédiaphonie comme :

- **PARADIAPHONIE** : C'est la diaphonie qui se manifeste à l'extrémité proche de la ligne perturbée, soit U_p sur le schéma.
- **TELEDIAPHONIE** : c'est la diaphonie qui se manifeste à l'extrémité éloignée de la ligne perturbée, soit U_T sur le schéma.

Pour évaluer la gêne due à la diaphonie on définit l'écart paradiaphonique et l'écart télédiaphonique qui mesurent le rapport entre le signal reçu normalement (U_n) et le signal reçu par couplage diaphonique

$$A_{xpo} = 20 \log \frac{U_n}{U_p} : \text{écart paradiaphonique}$$

$$A_{xto} = 20 \log \frac{U_n}{U_T} : \text{écart télédiaphonique}$$

CHAPITRE 4 : TRAFIC TELEPHONIQUE

4.1 INTRODUCTION

Considérons le réseau très simplifié suivant :

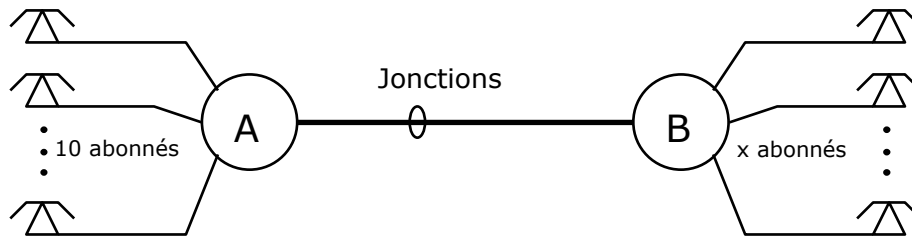


Figure 4.1 : faisceau de jonctions reliant deux commutateurs

10 lignes d'abonnés reliées au centre A. Le centre B est supposé plus grand. Pour simplifier, on considère qu'aucune communication n'est établie entre abonnés rattachés à A, par conséquent toutes les communications des abonnés de A transitent par des jonctions AB.

Si on observe pendant une heure les dix lignes d'abonnés, on obtient le graphique de la Figure 4.2 à partir duquel on peut faire les remarques suivantes :

- Les instants auxquels les appels apparaissent sont indépendants.
- Les communications ont une durée variable, on peut toutefois calculer une durée moyenne si on observe pendant un temps plus long.
- On peut constater que les lignes d'abonnés ne sont jamais occupées simultanément. Pour l'exemple de la figure, trois jonctions suffiraient pour écouler la totalité des communications.

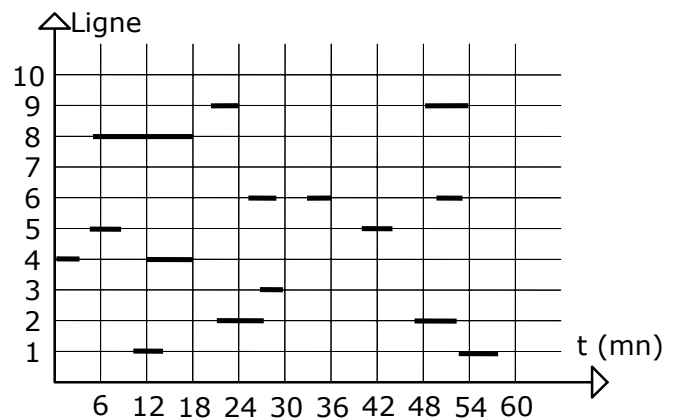


Figure 4.2 : Taux d'utilisation des lignes

Il paraît intuitif que la chance de trouver une jonction libre diminue d'autant plus que le nombre d'appels est grand et la durée moyenne de communication est longue. Nous allons essayer de dégager un certain nombre de paramètres qui nous permettront de déterminer le nombre de jonctions avec plus de rigueur.

4.2 QUALITE DE SERVICE :

Dès le moment où on accepte de ne pas mettre autant de jonctions que de lignes d'abonnés, apparaît la probabilité qu'un certain nombre d'appels ne seront pas satisfaits. On définit alors le taux de qualité comme :

$$r = \frac{\text{Nombre d'appel efficaces}}{\text{Nombre de tentatives d'appel}}$$

La majorité des systèmes téléphoniques existant de nos jours sont dits **systèmes avec perte**, c.a.d. que tout appel ne pouvant être satisfait est rejeté.

4.3 VOLUME ET DENSITE DE TRAFIC

Si on observe un ensemble de N organes pendant une durée T et on note pour chaque organe le temps t_i pendant lequel cet organe a été occupé. On définit le **volume de trafic** écoulé par cet ensemble d'organe pendant la durée T par :

$$V = \sum_i t_i$$

L'**intensité de trafic** désignée couramment par **TRAFIC** est égale au volume de trafic divisée par la durée d'observation.

$$A = \frac{V}{T} = \frac{1}{T} \sum_i t_i$$

Si les temps d'occupation et la durée d'observation sont exprimés dans la même unité, l'unité de trafic est alors l'**ERLANG**.

Dire qu'un abonné a un trafic de 0.1 Erlang signifie tout simplement que sa ligne est coupée 10% du temps. Ou encore, une ligne ayant un trafic de 0.05E est une ligne occupée (cumul) pendant 72 mn par jour ou pendant 3 mn par heure.

Dans une première approche on peut classer les abonnés comme suit:

- Abonné résidentiel (monsieur tout le monde) A = 0.03 à 0.07 E
- Abonné professionnel (PME, cabine publique ...)
- Abonné affaire (lignes groupées, grandes entreprises) A > 0.7 E

Le trafic offert par un ensemble d'abonnés ayant chacun un trafic A_i est égal à $A = \sum A_i$.

4.4 HEURE CHARGÉE

Si on observe à intervalle régulier, au cours d'une journée normale le nombre de communication en cours, au niveau d'un ensemble d'organes, on obtient généralement la courbe de la Figure 4.3.

On désigne par heure chargée l'heure pendant laquelle le volume de trafic est le plus important. C'est la mesure de trafic pendant cette heure qui permettra de déterminer le nombre d'organes nécessaire pour acheminer l'ensemble des communications avec un taux de qualité fixé. En général on observe pendant les cinq premiers jours du mois et on prend la deuxième plus forte valeur du trafic, on compare avec les douze mois précédents et on obtient ce qu'on appelle la VRM : Valeur représentative mensuelle.

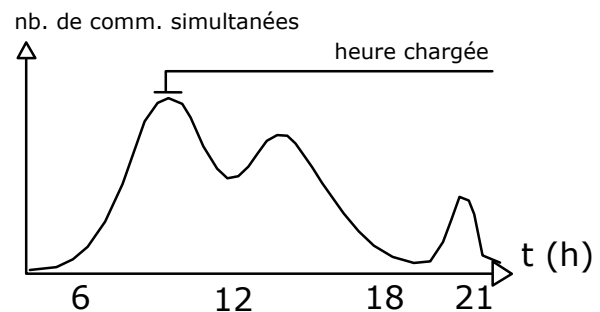


Figure 4.3 : Variation du trafic pendant une journée

4.5 LE MODELE D'ERLANG

Le modèle couramment utilisé pour le calcul du trafic est basé sur les hypothèses suivantes :

1) Le processus d'arrivé des appels est poissonnien :

- Il est très rare que deux appels ou plus arrivent pendant un même petit intervalle de temps.
- Le nombre n d'appels arrivant pendant un petit intervalle de temps $\tau = [t, t+dt]$ est proportionnel à la durée de celui-ci $n = \lambda \tau$, λ est une constante qui représente la densité d'arrivés des appels, soit le nombre moyen d'appels qui apparaissent pendant l'unité de temps.
- La probabilité pour qu'un appel apparaisse pendant un petit intervalle de temps $\tau = [t, t+dt]$ est indépendante de t et de tout ce qui s'est produit avant l'instant t .

2) La loi des durées est une loi exponentielle

On désigne par loi des durées $g(\tau)$ la loi qui détermine la probabilité

$$g(\tau) = e^{-\frac{\tau}{T}}$$

pour qu'un appel ai une durée supérieure à τ .

Si toutes ces hypothèses sont vérifiées, on peut alors utiliser le module établi par ERLANG, qui stipule que si un trafic A (trafic offert) est présenté sur un groupe de N organes, la probabilité de trouver i organes occupés est :

$$P_i = \frac{\frac{A^i}{i!}}{1 + \frac{A}{1!} + \frac{A^2}{2!} + \dots + \frac{A^N}{N!}}$$

La probabilité d'échec correspond à $i = N$, c'est ce qu'on appelle la formule d'Erlang avec perte ou la formule d'Erlang B

$$E_N(A) = \frac{\frac{A^N}{N!}}{1 + \frac{A}{1!} + \frac{A^2}{2!} + \dots + \frac{A^N}{N!}}$$

Il est plus commode de calculer $E_N(A)$ par récurrence surtout si on dispose de moyens de calcul informatiques :

$$\frac{1}{E_N(A)} = \frac{1 + \frac{A}{1!} + \frac{A^2}{2!} + \dots + \frac{A^N}{N!}}{\frac{A^N}{N!}}$$

$$\frac{1}{E_N(A)} = 1 + \frac{N}{A} \frac{1}{E_{N-1}(A)}$$

En général on cherche le nombre d'organes nécessaires pour écouler un trafic donné avec une qualité de service spécifiée. A titre d'exemple, pour 100000 abonnés de trafic 0.07E, il faut 7300 organes pour avoir une probabilité d'échec de 0.00001.

L'abaque de la Figure 4.4 donne le nombre d'organes pour des petites valeurs du trafic ($A < 30$) et ce, pour des probabilités d'échec comprises entre 0.5 et 0.0001.

4.5.1 Relation entre trafic, densité d'arrivé et durée moyenne

Si N est le nombre d'appels apparu pendant une durée T , λ la densité d'arrivé des appels, et θ leur durée moyenne on peut vérifier que $A = \lambda\theta$, en effet :

$$\theta = \frac{\sum \tau_i}{N} \quad \text{or} \quad N = \lambda T \Rightarrow \theta = \frac{\sum \tau_i}{\lambda T} = \frac{A}{\lambda}$$

$$A = \lambda \theta$$

Il s'ensuit que, dire qu'un trafic A est offert à un système signifie que ce système reçoit λ appels par unité de temps avec une durée moyenne des communications de θ .

Exemple :

- Quel est le trafic offert à un système qui reçoit 4 appels par minute avec une durée moyenne des appels de 3 minutes par appel ?
- Le trafic est $A = \lambda \theta = 4 \times 3 = 12$ Erlang.

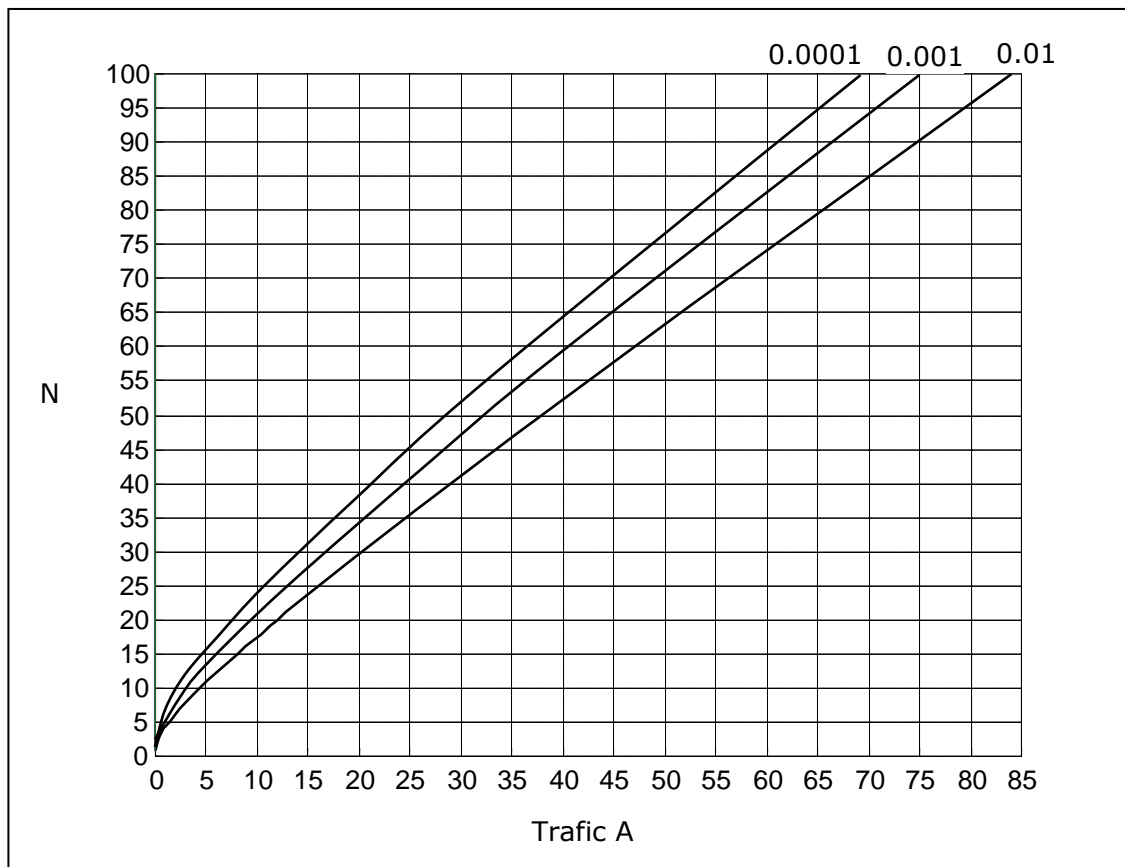


Figure 4.4 : Abaque d'Erlang

CHAPITRE 5 : LES COMMULATEURS

Les commutateurs, jadis manuels et aujourd'hui automatiques (autocommutateurs), constituent les nœuds du réseau téléphonique. Leur rôle est d'aiguiller les communications téléphoniques vers les destinations demandées.

On distingue les commutateurs d'abonnés et les commutateurs de transit, certains commutateurs peuvent assurer les deux fonctions à la fois.

Un commutateur d'abonné peut assurer les fonctions suivantes :

- Liaison entre deux lignes d'abonné qui lui sont connectées, c'est une liaison locale.
- Connecter une ligne d'abonné vers une jonction reliée à un autre commutateur. C'est un appel sortant.
- Connecter une jonction provenant d'un autre commutateur vers une ligne d'abonné. C'est un appel entrant.

Un commutateur de transit réalise des connexions entre jonctions provenant de commutateurs distants, il réalise des liaisons de transit.

Un commutateur peut être analogiques ou numériques. Un commutateur analogique réalise une liaison physique entre une ligne entrante et une ligne sortante et ceci à l'aide de points de connexions métalliques ou électroniques.

Un commutateur numérique associe une voie temporaire sur un multiplex MIC à la communication entre deux abonnés et peut aiguiller une VT d'un MIC entrant vers une autre VT d'un MIC sortant.

Dans ce chapitre, nous nous contenteront d'étudier la commutation analogique, la commutation numérique sera vue un peu plus loin.

Il est difficile d'établir le schéma bloc d'un commutateur vu les différences architectures rencontrées dans la pratique. Le schéma ci-dessous présente un ensemble de blocs fonctionnel rencontrés sur tous les commutateurs.

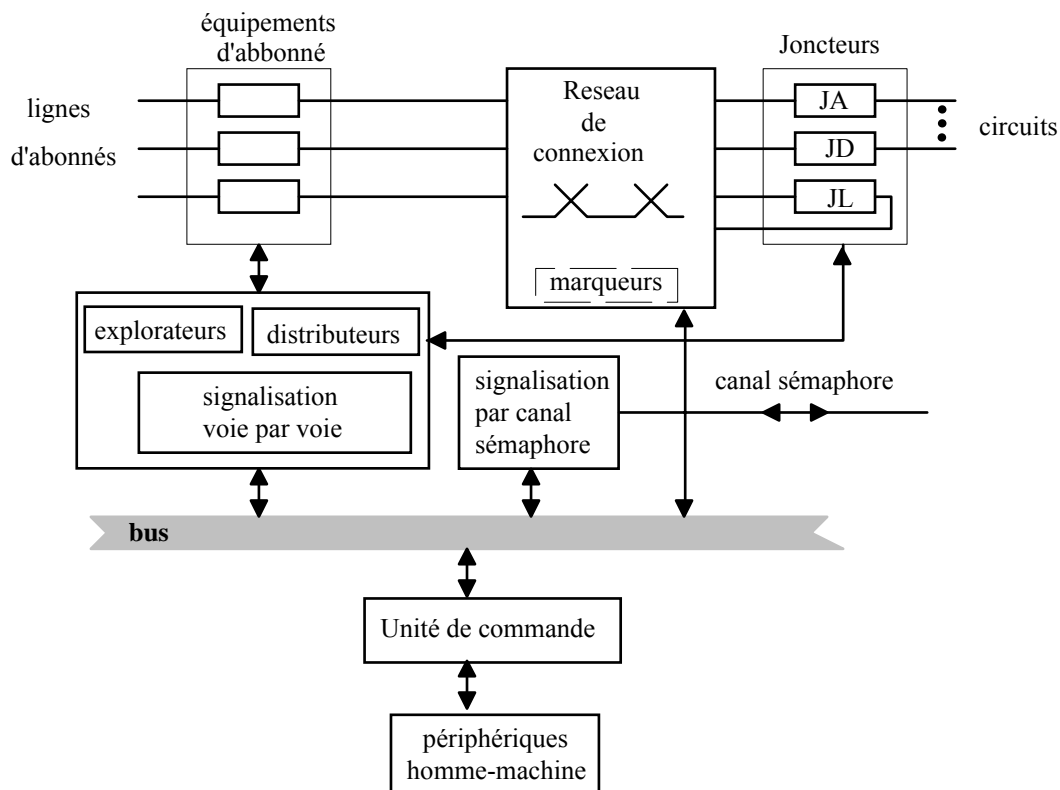


Figure 5.1 : structure fonctionnelle d'un autocommutateur

5.1 EQUIPEMENT D'ABONNE (SLIC: *SUBSCRIBER LINE INTERFACE CIRCUIT*)

L'équipement d'abonné ou équipement de ligne assure l'interface entre la ligne d'abonné et le reste des équipements du commutateur. Il est raccordé d'un coté au répartiteur général où arrivent toutes les lignes d'abonnés, et de l'autre aux équipements du commutateur qui on la charge de traiter les appels téléphoniques (alimentation, explorateurs, distributeurs matrice de connexion ...).

D'une manière générale, l'équipement d'abonné réalise les fonctions "BORSCHT" (*coding, Hybrid, Test*). Il est constitué des équipements qui réalisent les fonctions suivantes :

- **Battery feed** : Alimentation de la ligne d'abonné
- **Overvoltage protection** : Protection contre les surtensions
- **Ringing** : injection de la sonnerie sur la ligne
- **Signaling** : Interfaçer la ligne avec les auxiliaires de signalisation
- **Coding** : Numérisation du signal (cas d'un autocommutateur numérique).
- **Hybrid** : Interfaçage 2 fils / 4 fils pour la séparation du signal reçu est le signal émis.
- **Test** : Isolation de la ligne d'abonné dans un but de test

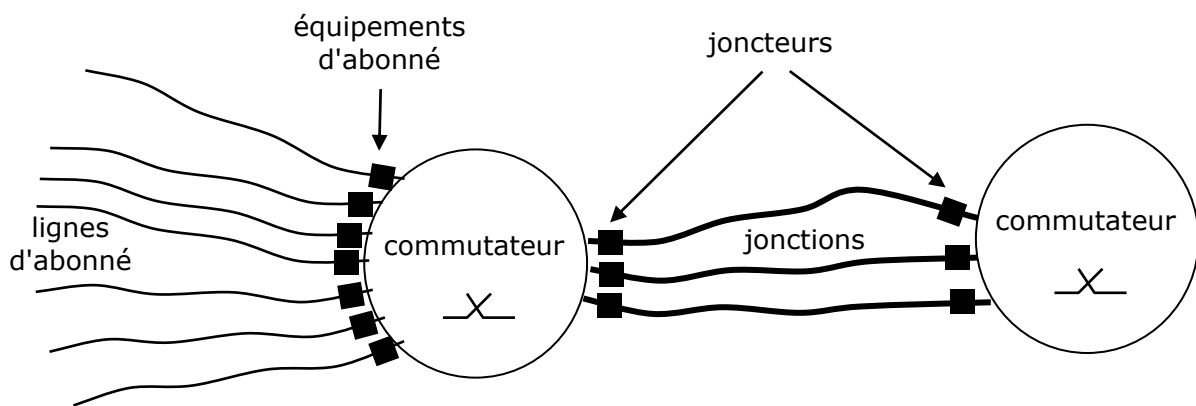


Figure 5.2 : équipements d'abonnés et joncteurs

Il est difficile de donner un schéma bloc général de l'équipement d'abonné car, il dépend beaucoup du type de commutateur auquel il est relié, essentiellement de la matrice de connexion et du type de signalisation d'abonné utilisé. Nous allons citer un certain nombre d'éléments qu'on trouve dans un EA.

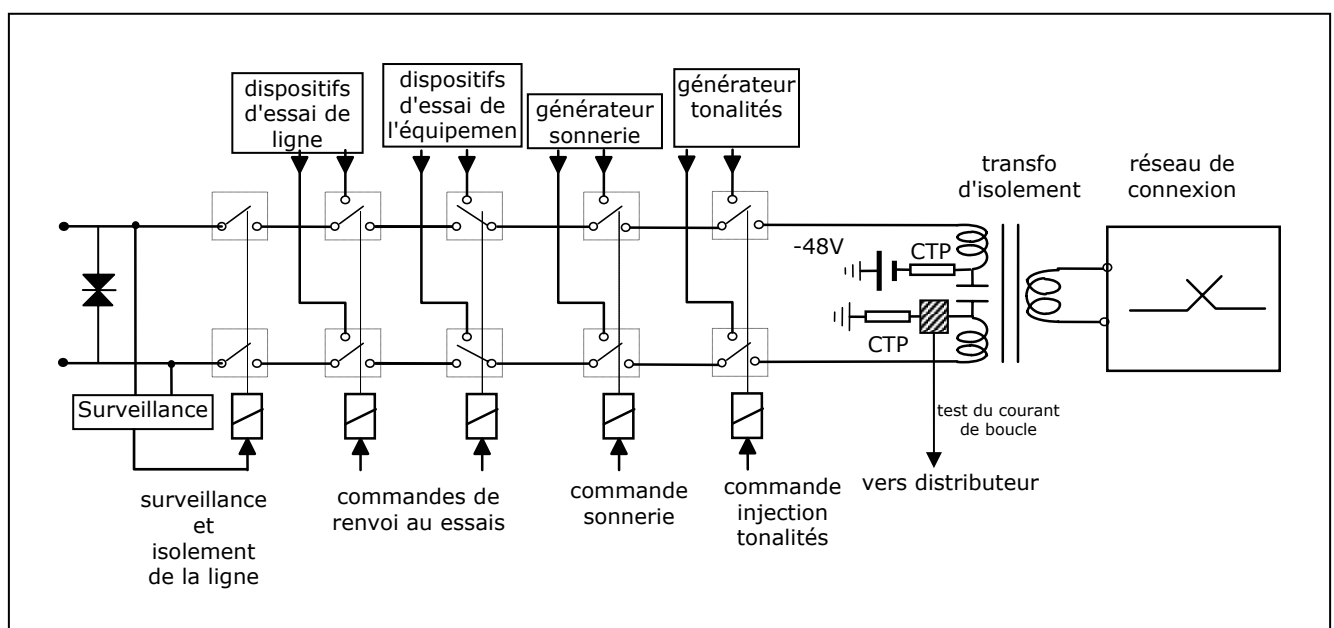


Figure 5.3 : équipement d'abonné

- Un système de protection contre la foudre
- Un système de surveillance contre les potentiels étrangers couplé à un relais d'isolement de la ligne.
- Les relais de renvoi aux essais de la ligne d'abonné d'une part et de l'équipement d'abonné lui-même d'autre part.
- Les relais d'injection de signaux hors bande, sonnerie (80V eff, 25 Hz), inversion de batterie et téléaxe, (seule l'envoi de la sonnerie est représenté sur la Figure 5.3.
- Des dispositifs supplémentaires de protection vis-à-vis des perturbations électriques (surtension, court circuit, potentiels étrangers, ...). A titre d'exemple, les CTP de la figure permettent de limiter le courant en cas de surtension ou de court-circuit.
- Alimentation permanente de la ligne aussi bien au repos qu'en conversation.
- Un point de test du courant de ligne pour la réception de tous les signaux hors bande (décrochage, raccrochage, numérotation impulsionnelle ...). Un exemple est illustré sur la Figure 5.4.
- Un transformateur pour isoler électriquement la ligne du réseau de connexion avec éventuellement un passage 2 fils - 4 fils suivant le mode de transmission utilisé dans le réseau de connexion (non représenté sur la figure).
- Dans le cas d'un commutateur numérique, on peut trouver une unité d'échantillonnage et de codage.

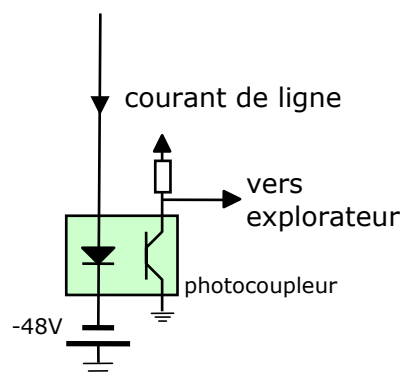


Figure 5.4 : détection de boucle par photocoupleur

Dans le cas d'un commutateur à réseau connexion **électromécanique**, des économies importantes peuvent être réalisées en renvoyant un certain nombre de fonction assuré par les équipements d'abonné vers les joncteurs qui sont des éléments partagés et leur nombre est bien plus faible que celui des EA. En effet, avec un tel réseaux de connexion, des courants relativement forts (500 mA sous 48 V) peuvent être acceptés sans entraîner de détérioration, ainsi le courant de sonnerie (25 Hz, 80 Veff) ,le courant d'alimentation de la ligne d'abonné et d'autres signaux peuvent être émis par un joncteur à travers le réseau de connexion.

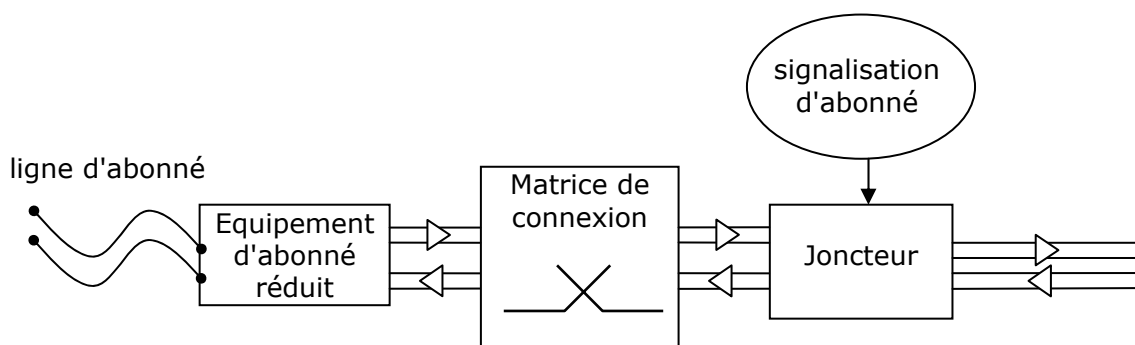


Figure 5.5 : utilisation des joncteurs pour traiter la signalisation d'abonné

Les équipements d'abonnés sont (souvent) groupés par 16 (éventuellement plus) sur une carte dite carte d'abonné. Cette carte possède des équipements communs aux 16 EA.

5.2 LES JONCTEURS

D'une façon similaire aux équipements d'abonnés, les joncteurs assure l'interface entre les commutateurs et les jonctions (Figure 5.2). C'est à ce niveau qu'est injectée la signalisation entre commutateurs (signalisation Intercentraux). La signalisation elle-même étant générée et traitée par des auxiliaires de signalisation.

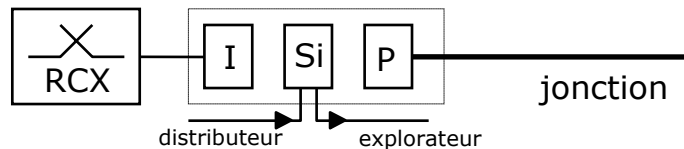


Figure 5.6 : joncteur générique

- **P** : Module de protection
- **Si** : module de signalisation intercentraux, constitué essentiellement de points de tests et de points de distribution.
- **I** : module d'isolement qui sépare les différents courants véhiculés sur la jonction et le réseau de connexion pour éviter toute confusion d'interprétation par le module de signalisation.

Comme cité précédemment, dans le cas d'un commutateur électromécanique, la signalisation d'abonné peut être prise en charge par les joncteurs. Le joncteur peut alors avoir la structure suivante, **Sa** est le module de signalisation d'abonné

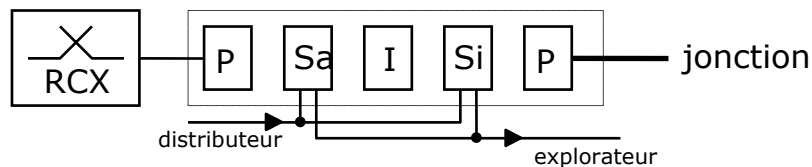


Figure 5.7 : Joncteur pour réseau de connexion électromécanique

5.3 L'EXPLORATEUR DE LIGNE D'ABONNE

L'explorateur d'abonné a pour rôle principal d'explorer cycliquement, un par un, tous les équipements d'abonné dont il a la charge. Lorsqu'un changement d'état remarquable intervient sur l'équipement d'abonné examiné, il interrompt son exploration, en avertit l'unité de contrôle, puis il reprend son exploitation à l'endroit où elle s'est arrêtée. A partir des informations recueillies au niveau des équipements d'abonnés, l'explorateur doit distinguer les états fondamentaux dans lesquels peut se trouver la ligne d'abonné, comme :

- Raccroché
- En appel (décrochage)
- Connecté (à un joncteur à travers le réseau de connexion)
- En faux appel (décroché mais non connecté)
- Fin de faux appel
- Fin de communication (raccrochage)

Les états "en appel", "fin de faux appel" et "fin de communication" sont des états remarquables susceptibles d'initialiser une transaction dans l'unité de commande.

Dans le cas général, un explorateur est construit autour d'un microcontrôleur permettant la détermination du nouvel état logique de chaque ligne d'abonné en fonction de l'état précédent et du nouvel état de l'équipement d'abonné. Une mémoire permet de stocker l'état logique de chaque ligne d'abonné calculé à la suite de chaque exploration.

Avec l'évolution de la microélectronique, les explorateurs sont devenus des sous systèmes suffisamment développés capable de soulager l'unité de contrôle d'un certain nombre de tâches périphériques.

5.4 LE DISTRIBUTEUR

Après avoir traité les données issues de l'explorateur, l'unité de commande est alors à même de réagir sur la périphérie téléphonique par l'envoi d'ordres "périphériques", cette opération constitue la distribution. Une opération de distribution consiste le plus souvent à faire adresser et basculer un relais afin d'injecter une signalisation (hors bande ou dans bande) dans la ligne. La Figure 5.8 montre un exemple de point de distribution.

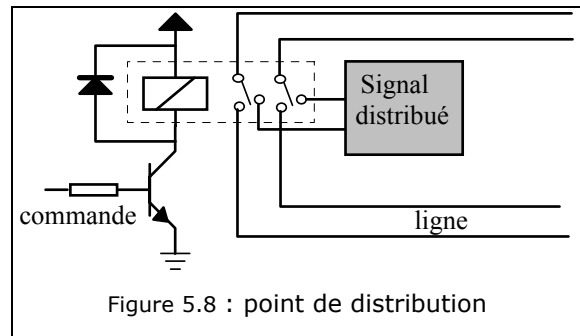


Figure 5.8 : point de distribution

5.5 AUXILIERE DE RECEPTION DES SIGNAUX DTMF

La Figure 5.9 représente une structure classique d'un récepteur DTMF tenant compte de la spécificité de ce code qui est d'avoir un groupe de fréquence haute et un groupe de fréquences basses. Les deux filtres passe haut et passe bas permettent de séparer les deux harmoniques constituant le signal. Le CAG assure un niveau constant à l'entrée des filtres passe bande. Ces derniers permettent de déterminer l'harmonique présent. Les détecteurs de crête donne une estimation de la puissance instantanée dans la bande du filtre correspondant. Les comparateurs à hystérésis permettent d'obtenir un signal logique (binaire). Une logique de décodage plus au moins élaborée effectue le décodage en vérifiant la validité du code à savoir que deux et seulement deux harmoniques doivent exister un dans chaque groupe.

D'autres méthodes peuvent être rencontrées pour la détection des fréquences. On peut citer les boucles à verrouillage de phase dans les quelle l'asservissement en phase de l'oscillateur du décodeur sur le signal incident permet une détection synchrone des deux harmoniques. On trouve aussi des circuits à comptage qui ont donné lieu à des réalisations en circuits intégrés (Figure 5.10). Le principe est d'utiliser deux périodemètres numériques, un par groupe de fréquence, donnant le temps moyen entre passage par zéro du signal d'entrée ce qui exige un signal convenablement filtré à l'entrée de la partie numérique. La décision est effectuée selon la valeur numérique de la période en prenant un certain nombre de précautions pour s'assurer de la validité du code.

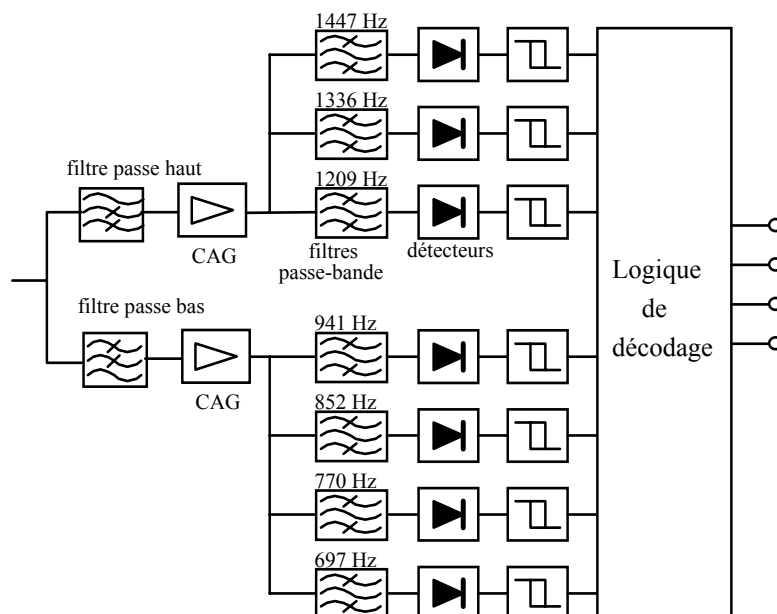


Figure 5.9 : Réception des signaux DTMF par filtrage

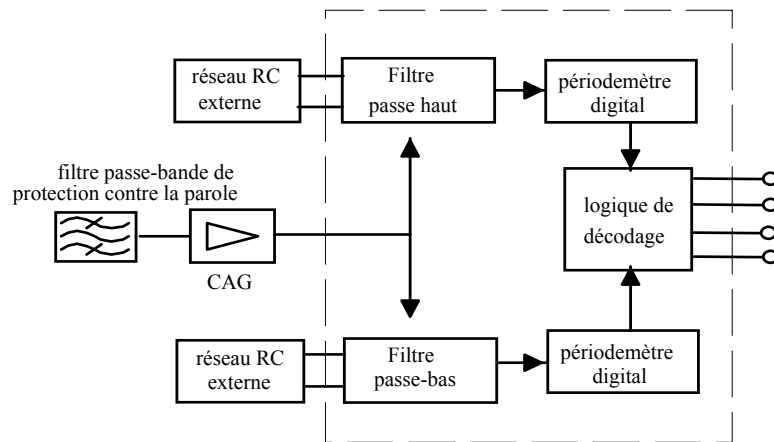


Figure 5.10 : Réception des signaux DTMF par comptage

5.6 LE RESEAU DE CONNEXION

Le réseau de connexion est la partie du commutateur qui permet de connecter les ligne appelante avec les lignes appelée. En plus de la matrice de connexion, il possède en général ses propres organes de commande qu'on appelle marqueurs.

5.6.1 Les marqueurs

Ce sont les organes qui assurent la mise en place d'un itinéraire dans le réseau de connexion pour satisfaire un appel donné. Leur rôle est d'une part, la désignation (marquage) des points de connexion à établir à partir des informations binaires décrivant l'itinéraire, et d'autre part, l'envoi des commandes de mise en place de l'itinéraire ainsi marqué à la matrice de connexion. La recherche de l'itinéraire est effectuée dans la mémoire de l'unité de commande et cette dernière fournit aux marqueurs les informations décrivant l'itinéraire. La recherche peut aussi être réalisée par les marqueurs eux même, l'unité de commande se contentant alors à indiquer le point d'entrée et le point de sortie à relier.

5.6.2 Matrice de connexion

L'élément de base d'un réseau de connexion est le **point de connexion**. Jadis constitué de composants électromagnétiques comme le relais à tige, le point de connexion est aujourd'hui constitué de composants électroniques comme les transistor MOS.

Les points de connexion sont assemblés en matrice permettant à tout instant de relier n'importe quelle entrée à n'importe quelle sortie, on dit que c'est une matrice à blocage nul.

5.6.3 Réseau maillé

Si on veut commuter N lignes d'entrée avec M lignes de sortie, il faut une matrice de $N \times M$ points de connexions. L'impossibilité économique, voir pratique de construire de telles (grandes) matrices si le nombre de lignes à commuter est important nous amène à construire des réseaux de connexions à base de matrices de petite taille reliées en cascades. On obtient ce qu'on appelle un **réseau maillé** à plusieurs étages.

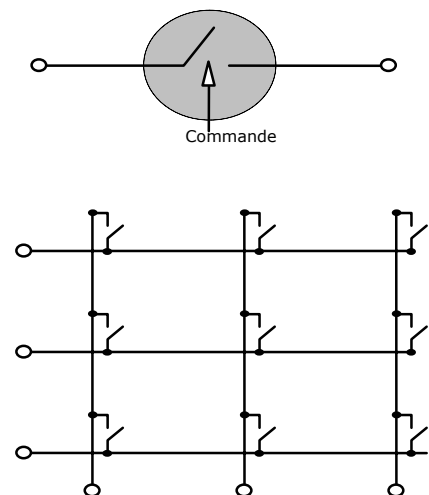


Figure 5.11 : point et matrice de connexion

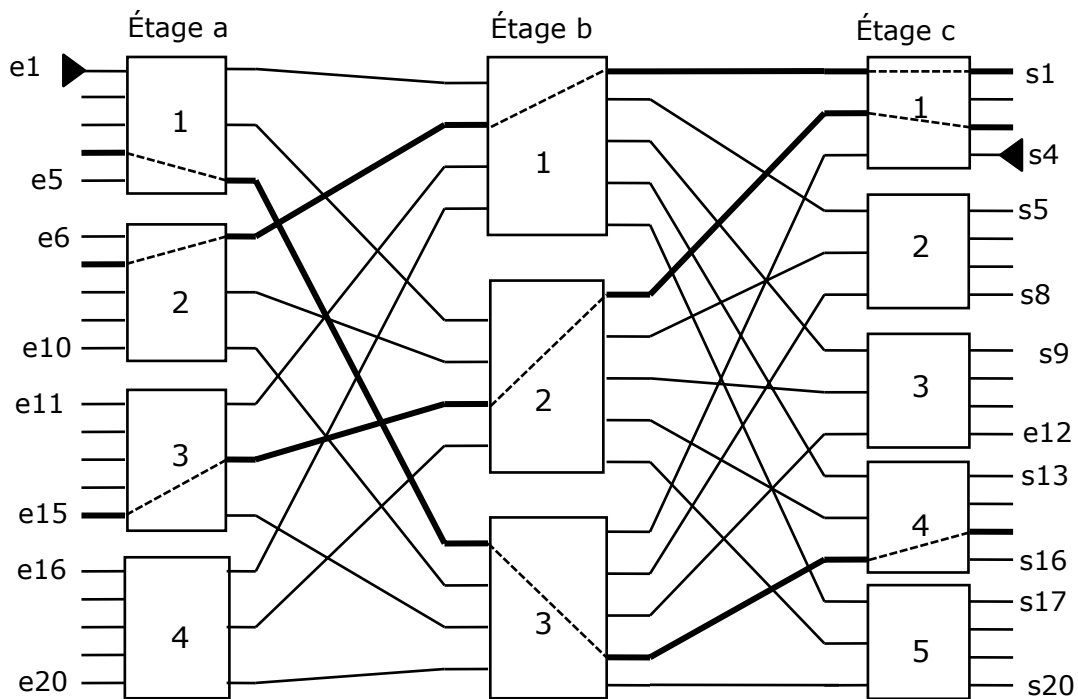


Figure 5.12 : réseau maillé à 3 étages

La règle d'assemblage des matrices dans un réseau maillé est simple. Un étage contient autant de matrices que chacune des matrices de l'étage précédent possède de sorties, ses matrices doivent avoir chacune autant d'entrées qu'il y a de matrices sur l'étage précédent.

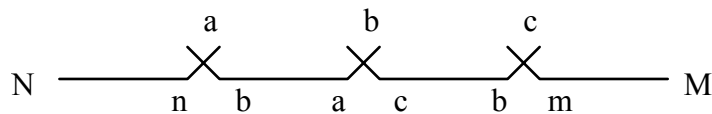
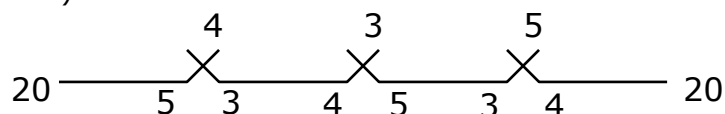


Figure 5.13 : représentation schématique d'un réseau maillé à 3 étages

Sur l'exemple de la Figure 5.12, on a 20 entrées et 20 sorties, on prend par exemple au premier étage 4 matrices à cinq entrées chacune et seulement 3 sorties pour diminuer 5 nombre des matrices du 2^{ème} étage ($a=4, n=5, b=3$). Cela nous donne 3 matrices à 4 entrées en 2^{ème} étage, si on choisit de prendre 5 sorties pour ces matrices on aura 5 matrices 3 x 4 au dernier étage ($c=5, m=4$).



Les réseaux maillés peuvent faire économiser un nombre important de points de connexion par rapport à la matrice unique mais ils introduisent une possibilité de blocage interne. Le nombre de connexions nécessaires dans la cas d'une matrice unique est $N \times M$, il est égal à :

$a \cdot (n \cdot b) + b \cdot (a \cdot c) + c \cdot (b \cdot m)$ dans un réseau maillé. Pour l'exemple de la Figure 5.12, on a :

Matrice unique $\rightarrow 20 \times 20 = 400$ pc

Réseau maillé $\rightarrow 4 \cdot 15 + 3 \cdot 20 + 5 \cdot 12 = 60+60+60 = 180$ pc

On a réalisé un gain de 220 pc.

5.6.4 Blocage interne

Considérons le réseau de la Figure 5.12 à un instant où les communications E4-S15, E7-S1 et E15-S3 sont en cours, on peut vérifier sur le schéma que la connexion e1-s4 n'est pas

possible car, pour réaliser cette connexion, 3 chemins sont possibles, on passe soit par la matrice b1 soit par b2 soit par b3. Le premier chemin n'est pas possible car la liaison entre b1 et c1 est occupée par la communication e7-s1, le deuxième chemin n'est pas possible car la liaison entre la matrice b2 et c1 est occupée par la communication e15-s3, le troisième chemin est aussi interdit car la liaison entre la matrice a1 et la matrice b3 est occupée par la communication e4-s15, on a donc un blocage.

5.6.5 Réseau à blocage nul, réseau de Clos

On a vu que le nombre de chemins possibles pour relier une entrée à une sortie d'un réseau maillé est égal au nombre de matrice du 2^{ème} étage (réseau à 3 étages). Prenons le cas d'un réseau à N entrées et M sorties. Les matrices du premier étage A ont n entrées et celle du dernier étage C ont m sorties.

Supposons qu'à un instant donné, n-1 entrées-sorties d'une matrice Ai sont occupées, m-1 entrées-sorties d'une matrice Cj sont occupées. Dans le plus mauvais cas, les communications de Ai occupent n-1 matrices distinctes des m-1 matrices occupées par les communications de Cj. Si l'on désire relier la dernière entrée libre de Ai à la dernière sortie libre de Cj, il est nécessaire d'avoir

$$(n-1) + (m-1) + 1 = n+m-1$$

matrices dans le deuxième étage B pour trouver un chemin de la matrice Ai vers la matrice Cj. C'est la condition d'avoir un réseau à blocage nul dit aussi réseau de Clos.

Le nombre de points de connexion est :

$$a \cdot (n \cdot b) + b \cdot (a \cdot c) + c \cdot (b \cdot m)$$

avec

$$a = N/n, \quad b = n+m-1, \quad c = M/m$$

on obtient :

$$\text{Nombre de points de connexion} = (n+m-1)\left(N + M + \frac{NM}{nm}\right)$$

Si on reprend notre exemple où on avait N=M=20 avec n=5 et m=4, le réseau de Clos aurait la structure de la Figure 5.15(a). Le nombre de points de connexion est de 480, on remarque qu'il est supérieur au nombre de connexion d'une matrice unique. Rassurons-nous, les réseaux de Clos offre aussi un gain en points de connexion, il suffit que N et M ne soient pas trop faibles et que les valeurs de m et n soient correctement choisies. On remarque par exemple que pour une matrice 320×320 le nombre de points de connexions d'un réseau de Clos est égal à 31.5% de celui d'une matrice unique, dans le cas d'une matrice 1000×1000, ce pourcentage tombe à 17.6%.

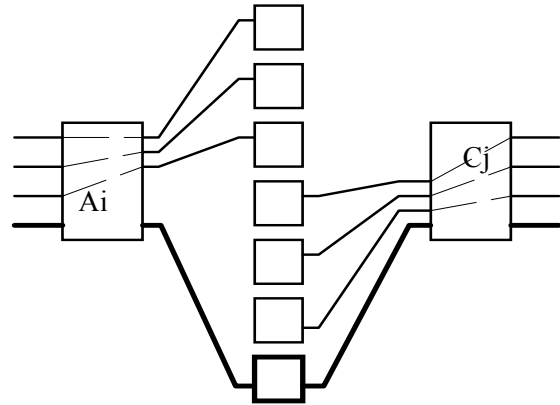


Figure 5.14 : règle de Clos

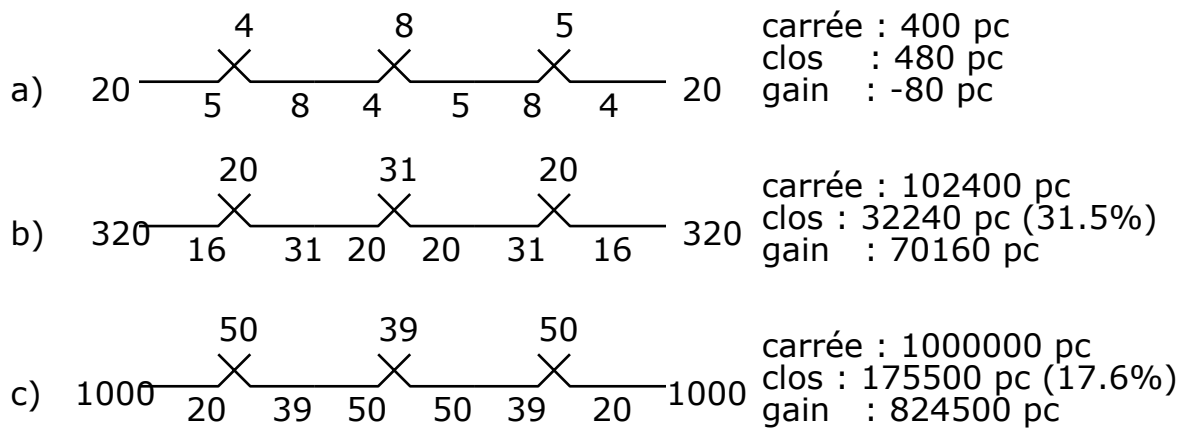


Figure 5.15 : exemples de réseaux de clos

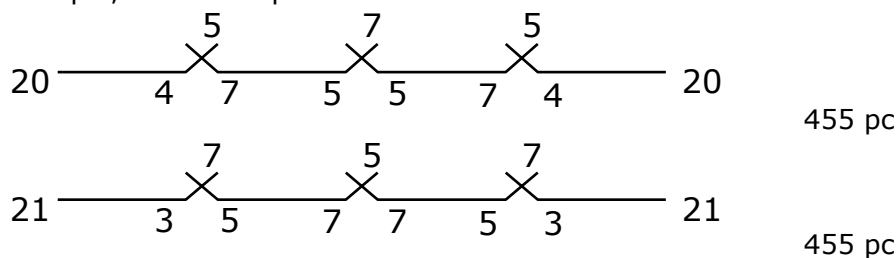
Pour $M=N=320$, $n=m=16$, on obtient un réseau de 20 matrices 16×31 à l'étage A, 31 matrices 20×20 à l'étage B et 20 matrices 31×16 à l'étage C. Le nombre de point de connexion est de 32240 alors qu'il est de 102400 dans le cas d'une matrice unique.

On montre que pour M et N fixées, la valeur de n et m qui minimisent le nombre de points de connexion est donnée par :

$$n = m = \sqrt{\frac{N.M}{N+M}}$$

Il faut évidemment prendre une valeur de n qui divise N et une valeur de m qui divise M . On peut aussi augmenter légèrement les valeur de N et M quitte à avoir des entrées/sorties non utilisées.

Pour notre exemple, la valeur optimale de n et m doit être voisine de 3.16



5.6.6 Les réseaux de concentration

Nous avons vu dans le chapitre sur le trafic que le nombre de lignes d'abonné arrivant sur un commutateur est bien plus important que le nombre de jonction au départ de celui-ci. Pour optimiser le fonctionnement du réseau de connexion et réduire son coût de développement, on la décompose en deux blocs, un réseau de concentration et un réseau de brassage.

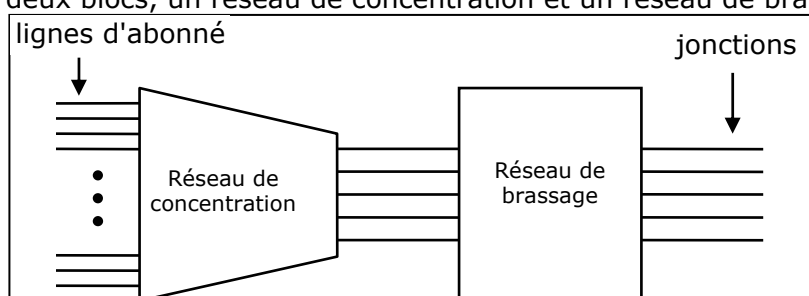


Figure 5.16 : Réseaux de concentration et de brassage

Le taux de concentration dépend du trafic des abonnés, il est généralement compris entre 4 et 8. Il est obtenu à l'aide du modèle d'Erlang en fonction du taux de borage que l'on décide de tolérer.

5.6.7 Les réseaux droits.

Les réseaux droits qui peuvent être unidirectionnels ou bidirectionnels sont des réseaux qui permettent la connexion entre deux groupes de terminaisons (entrée/sortie) situées sur les deux cotés opposés du réseau.

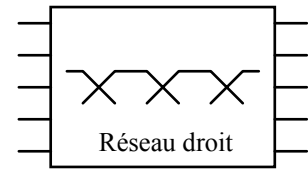


Figure 5.17 : réseau droit

Sur les réseaux unidirectionnels, les entrées se trouvent d'un coté et les sorties de l'autre. L'acheminement du trafic se fait dans un seul sens. Sur les réseaux bidirectionnels, l'acheminement du trafic peut se faire dans les deux sens. On peut trouver des entrées ou des sorties sur les deux cotés du réseau.

5.6.8 Les réseaux repliés.

Les réseaux repliés sont des réseaux sur lesquels tout les accès se présentent sur un même coté avec possibilité d'établir une connexion entre deux quelconques de ces accès. Ils sont constitués d'un réseau droit sur lequel on a rajouté des liaisons supplémentaires.

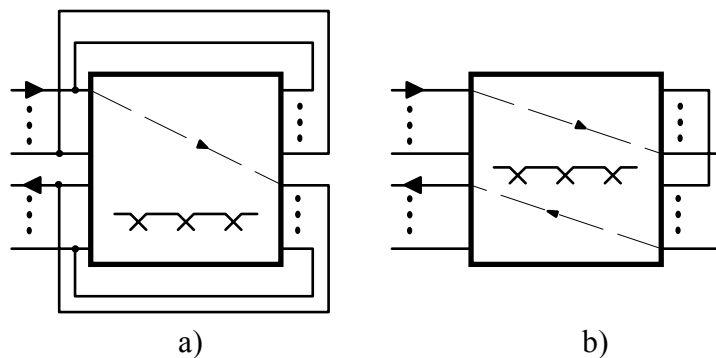


Figure 5.18 : Réseaux repliés. a) sorties vers entrées, b) par les sorties

5.6.9 Structures classiques pour centre d'abonné

Un centre d'abonné ou centre de rattachement est un centre de commutation auquel sont rattachées les lignes d'abonnés. Cela n'empêche pas qu'il puisse réaliser des liaisons de transits entre une jonction d'arrivé et une jonction de départ.

La Figure 5.19 montre un autocommutateur constitué d'un concentrateur (ESL : Elément de Sélection de Ligne) droit bidirectionnel et d'un réseau de brassage (ESG : Elément de Sélection de Groupe) droit unidirectionnel replié. Le système AXE (suède) est constitué d'un réseau de ce type.

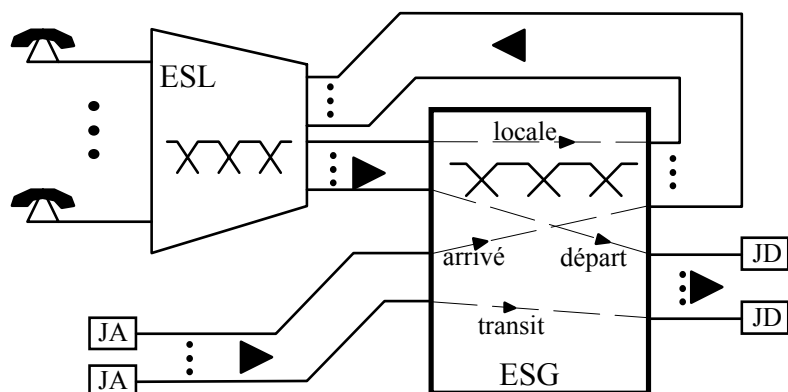


Figure 5.19 : commutateur à réseau de brassage droit unidirectionnel

La Figure 5.20 montre un autocommutateur constitué d'un concentrateur et d'un réseau de

brassage bidirectionnels. Le système Metaconta (USA) est constitué d'un réseau de connexion de ce type.

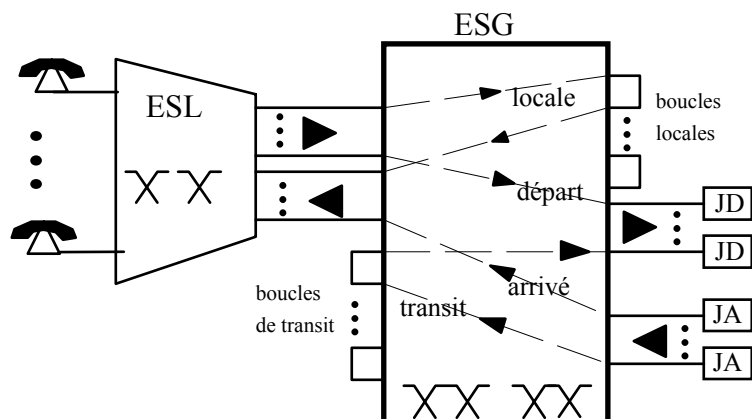


Figure 5.20 : commutateur à réseau de brassage droit bidirectionnel

5.7 LES ORGANES DE COMMANDE

Parmi les fonctions principales assurées par l'unité de commande d'un commutateur, on trouve

5.7.1 Fonction de traitement des appels

Dite aussi fonction de commutation, son rôle est l'acquisition des états des lignes d'abonnés et des jonctions, de gérer l'échange et l'analyse de signalisation, d'étudier les acheminements et enfin de commander et de superviser les opérations de connexion.

On peut considérer la structure générale du système de commande comme répartie en deux niveaux pour accomplir la fonction de commutation :

Un premier niveau dit niveau périphérique traite les fonctions exploration, de distribution et de marquage. Ce premier niveau est caractérisé par :

- La simplicité des traitements et de leur spécificité qui font que les organes utilisés peuvent être câblés ou microprogrammés.
- La modularité du matériel en vue de limiter les conséquences d'une panne et pour faciliter les extensions. La modularité porte par exemple sur 512 abonnés, 1024 points de tests ou de distribution ou 256 points de connexions.

Les organes physiques de ce premier niveau peuvent être spécialisés par fonctions (explorateur, distributeurs, marqueurs), ou être capables d'assurer toutes les fonctions mais chargés de traiter un nombre réduit d'éléments.

Un deuxième niveau de commutation assure le traitement des données fournies par le niveau précédent. C'est la partie intelligente. Elle s'occupe de l'enchaînement des tâches d'établissement et de rupture d'une communication. Ce niveau qui connaît, à chaque instant, l'état de tous les éléments du système et distribue les ordres aux périphériques téléphoniques est le véritable noyau de la structure de commande. C'est en général un grand ordinateur avec un "gros" logiciel spécialisé en commutation.

5.7.2 Fonction d'Exploitation et de maintenance.

L'exploitation permet de gérer l'évolution du réseau en surveillant constamment son fonctionnement et en mesurant le trafic en différents points ce qui permet de rajouter ou de supprimer des organes au sein du commutateur ou des faisceaux de circuits afin que le réseau soit le plus optimisé possible (offre une très bonne qualité de service pour des coûts d'investissement raisonnables).

La fonction de maintenance a pour rôle la détection et la localisation des défaillances des

équipements constituant le réseau.

Les fonctions d'exploitation et de maintenance apparaissent comme des fonctions annexes devant la fonction principale qui est la fonction de commutation. Souvent leur mise en œuvre s'est faite à travers des équipements spécifiques indépendants de l'unité de commande vu que ces fonctions présentent des caractéristiques très différentes des fonctions de commutation. Avec les centres de commutation électroniques récents, ces fonctions ont été "intégrées" dans l'unité de commande et en constituent même une partie très importante.

5.7.3 Les contraintes fondamentales d'une Unité de Commande (UC)

Parmi les contraintes principales d'une UC on trouve :

☎ La capacité du système ou sa puissance de traitement en temps réel qui peut être représentée par le nombre maximal d'appel à l'heure chargée que le système de commande est susceptible de traiter avec les normes de qualité de service fixées. Cette valeur limite dépend de tout un tas de facteurs dont :

- ① L'architecture du système : Tâches plus au moins centralisées, modularité, parallélisme ...
- ① Le calculateur : Type d'architecture, Horloge, capacité en RAM, temps d'accès disques, adaptation à la commande de processus externes...
- ① Le logiciel : Performance des algorithmes de recherche d'itinéraires, nombre d'instruction exécuté pour traiter un appel ...
- ① L'environnement : Type d'appels, nombre d'abonnés ...

L'expérience montre que la limite de traitement de l'UC est atteinte avant celle de la capacité en Erlang du réseau de connexion.

☎ La permanence de service qui peut être représentée par la disponibilité D du système. Si on note MTBF: le temps moyen de bon fonctionnement (entre deux pannes) et MTTR: le temps moyen de réparation, on définit D comme :

$$D = \frac{MTBF}{MTBF + MTTR}$$

L'indisponibilité est $I = 1 - D$

$$I = \frac{MTTR}{MTBF + MTTR}$$

Pour un organe doublé on a:

$$MTBF_d = \frac{MTBF^2}{2MTTR}$$

La disponibilité devient :

$$D_d = \frac{MTBF^2}{MTBF^2 + 2MTTR^2}$$

L'indisponibilité devient

$$I_d = \frac{2MTTR^2}{MTBF^2 + 2MTTR^2} \approx \frac{2MTTR^2}{MTBF^2}$$

Les pannes peuvent être matérielles ou logicielles, seules les premières peuvent être "calculables", la connaissance du taux de défaillance $\lambda=1/MTBF$ individuel d'un composant ou d'un sous équipement permet de calculer la fiabilité **prévisionnelle** globale du commutateur en faisant des hypothèses sur le MTTR. Il n'y a pas de modèle analogue pour ce qui concerne le logiciel.

Pour augmenter la disponibilité des commutateurs, il faut :

- ① Augmenter le MTBF en faisant des études systématiques de qualité sur tous les composants et les sous équipements qui constituent le système, pratiquer des redondances sur tous les équipements sensibles et vitaux.
- ① Diminuer le MTTR par l'amélioration de la maintenabilité du système en multipliant des points d'accès test, en disposant de logiciels de test et de localisation des pannes, en formant un personnel qualifié, en utilisant des logiciels à reconfiguration automatique...

Exemple :

On dispose d'un calculateur dont MTBF=2000 h, MTTR=3 h

L'indisponibilité prévisionnelle est $I=1.5 \cdot 10^{-3}$ soit 524h tout les 40 ans

Si on double ce calculateur I devient $4.5 \cdot 10^{-6}$ soit 1.6 h tous les 40 ans.

☎ Adaptations avec l'existant et possibilité d'évolution. Les réseaux téléphoniques sont souvent très hétérogènes. Vu l'importance des investissements, on ne peut pas se permettre le luxe de tout remplacer chaque fois qu'on développe de nouvelles techniques modernes et performantes, on voit donc cohabiter du numérique de l'électromécanique de la fibre optique ... Cet aspect doit donc être pris en compte lors de l'étude d'un commutateur.

5.8 TRAITEMENT D'UN APPEL TELEPHONIQUE

Les opérations exécutées par un autocommutateur pour le traitement d'un appel téléphonique sont réparties dans le temps en différentes phases. Prenons l'exemple de l'abonné A qui appelle l'abonné B.

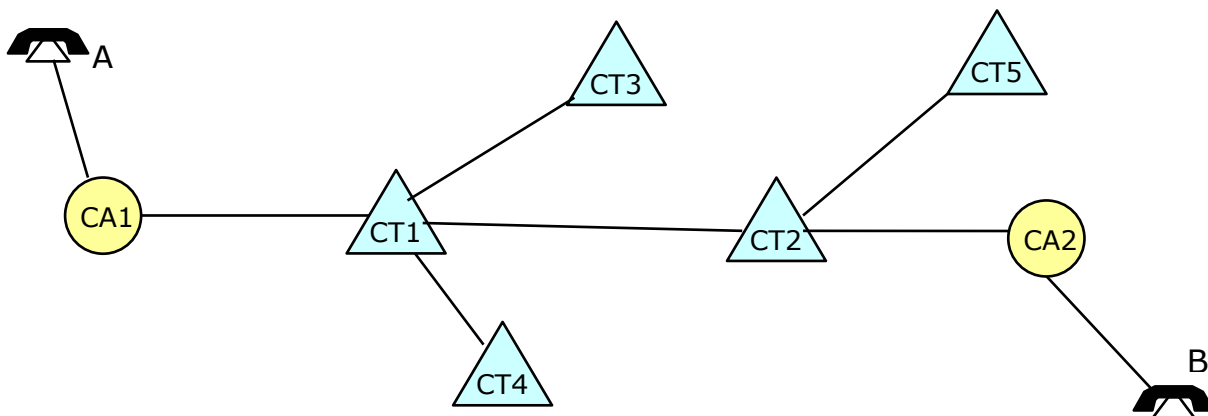


Figure 5.21 : établissement d'une communication

1) la présélection :

C'est la phase qui sépare le moment où l'abonné demandeur décroche et le moment où il reçoit la tonalité d'invitation à la numérotation. En gros, cette phase consiste à détecter le décrochage, identifier la ligne, branchement d'un auxiliaire de numérotation et l'envoi de la tonalité d'invitation.

2) Réception de la numérotation et sélection :

Durant cette phase, CA1 reçoit et enregistre le numéro, l'analyse et détermine que l'appel doit être orienté vers CT1, Il prend alors un circuit libre parmi ceux allant vers CT1, et cherche un itinéraire interne dans le réseau de connexion permettant de connecter la ligne de A vers le circuit sectionné.

3) la signalisation

Durant cette phase, CT1 va dialoguer avec CT2 pour l'informer du circuit qui a été choisi et lui transmet une demande d'appel. Après une phase présélection au niveau de CT1, CA1 lui envoie le numéro de B. les étapes précédentes vont se répéter de proche en proche jusqu'à ce CA2 reçoit le numéro de B.

L'ensemble des signaux échangés et leur protocole constituent la **signalisation réseau ou signalisation intercentraux**.

4) l'arrivé

CA2 reconnaît B comme un de ses abonnés et connecte le circuit venant de CT2 vers la

ligne d'abonné de B, achevant ainsi la mise en place d'un circuit de bout-en-bout entre A et B, l'ensemble des opérations exécutées jusqu'à présent constitue la phase d'établissement d'appel (le "call setup"). CA2 envoie le courant de sonnerie sur la ligne d'abonné de B et émet en arrière une tonalité de sonnerie vers A.

5) Réponse de B

Si B décroche, l'évènement est relayé en arrière jusqu'à CA1 par la signalisation du réseau : on passe alors en **phase de communication** (phase active de l'appel). L'appel est dit efficace car on démarre la taxation...

6) supervision.

Pendant la phase de communication, les centres CA1 et CA2 supervisent la communication pour détecter le raccrochage de A ou de B.

7) Libération

Lorsqu'une des 2 parties A ou B raccroche, le circuit établi entre A et B est libéré (ou relâché) : c'est la **phase de libération** du circuit qui à nouveau met en oeuvre la signalisation. La taxation est aussi arrêtée.

5.9 SIGNALISATION ANALOGIQUE INTERCENTRAUX

Le traitement de la signalisation analogique à basses fréquences entre commutateurs se fait par l'intermédiaire de circuits terminaux appelés joncteurs et d'autres auxiliaires réservés à cet effet. La signalisation peut être échangée soit **voie par voie** où chaque jonction véhicule sa propre signalisation, soit par **canal sémaphore** où une liaison commune à plusieurs jonctions est spécialisée dans le transport de la signalisation. Dans les deux méthodes, les informations à transmettre sont les mêmes et les signaux sont soit dans bande soit hors bande.

Les signaux **dans bande** sont les signaux dont la bande passante est incluse dans la bande téléphonique, ce sont en général des signaux multifréquences semblables aux signaux DTMF utilisés par la signalisation d'abonné.

Les signaux **hors bande** sont des signaux comme la rupture ou le rétablissement du courant de boucle, l'inversion de polarité ou le changement d'état (impédance) de la ligne.

C'est toujours le commutateur d'arrivé (distant) qui alimente la ligne par une tension continue U , et le commutateur de départ ferme la ligne sur une impédance R . Les signaux vers l'avant sont réalisés par changement de la valeur de R (f , F , o) donc du courant de boucle alors que les signaux vers l'arrière sont réalisés par inversion de la polarité de U .

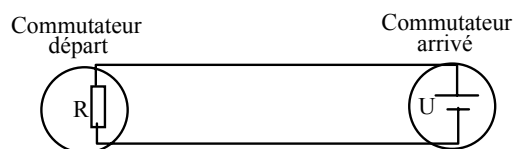


Fig. 5.1 :

Quel que soit le support ou le type de signalisation, les signaux sont transmis soit pendant des durées fixes bien déterminées, soit il y a asservissement sur un accusé de réception. La transmission d'un signal dans ce dernier cas se fait de la façon suivante :

- Le centre de départ A émet un signal X vers le centre d'arrivé B, il ne coupe pas la transmission.
- Quand le centre B reçoit le signal X, il l'analyse et émet un signal accusé de réception Y vers A, il ne coupe pas la transmission.
- Quand A reçoit l'accusé de réception Y, il arrête l'émission de X.
- Quand B détecte l'arrêt de X, il arrête d'émettre Y.

La nature des signaux à transmettre et leur complexité varient suivant la phase de la communication en cours. Les systèmes de communication voie par voie distinguent classiquement, d'une part les **signaux de lignes**, relativement peu nombreux, dont certains doivent pouvoir être transmis à n'importe quel moment de la communication, d'autre part les **signaux d'enregistreurs** qui permettent la transmission des informations plus élaborées dans la seule phase d'établissement de l'appel.

Les signaux de lignes :

On trouve toujours sous ce nom, les signaux relatifs à l'engagement de la jonction entre autocommutateurs comme, les signaux de prise, de libération, de supervision (réponse et raccrochage du demandé), et parfois certains signaux relatifs à l'état de la ligne du demandé. Les signaux de ligne sont le plus souvent transmis hors bande.

Les signaux d'enregistreurs :


Ses signaux tiennent leurs noms de la technique de commutation électromécanique dans laquelle l'établissement d'un appel à travers un autocommutateur fait appel à un équipement appelé enregistreur capable de recevoir la numérotation. Les signaux d'enregistreurs comportent en général :

- Des signaux de demande chiffre
- Des signaux de numérotation
- Des signaux indiquant l'aboutissement de la tentative d'établissement d'appel.

Les signaux d'enregistreur sont le plus souvent transmis dans bande sous forme de signaux multifréquences (MF) qui utilisent un jeu de 5 à 6 fréquences qui, combinées deux à deux, permettent de constituer 10 à 15 combinaisons distinctes. Un chiffre est transmis par une combinaison de deux fréquences, l'émission peut être soit de durée fixe (50 à 60 ms par exemple), soit asservie à la détection d'un accusé de réception.


5.9.1 Système de signalisation MF SOCOTEL

Ce système comporte deux types de signalisation : une signalisation hors bande dite signalisation de ligne et une signalisation dans bande dite signalisation d'enregistreur.

 La signalisation de ligne est du type changement d'état. L'extrémité d'arrivée alimente le circuit, l'extrémité de départ fait varier l'intensité du courant de boucle en présentant différentes valeurs d'impédance. (f) pour boucle faible, (F) pour boucle forte et (o) pour boucle ouverte. L'extrémité d'arrivée alimente la ligne de deux manières différentes, (N) terre sur fil a et batterie sur fil b. (P) : terre sur fil b et batterie sur fil a.

Information	Sens	Boucle	Alim
Contrôle disponibilité	A←B	F	N
Prise	A→B	f	N
Contrôle de prise	A←B	f	P
Réponse du Ddé	A←B	f	N
Raccrochage du Ddé	A←B	f	P
Fin	A→B	o	N

Tableau 5.1 : Signalisation de lignes du système MF Socotel

 La signalisation d'enregistreur est du type multifréquences. Son rôle est de communiquer au centre suivant la suite de la numérotation permettant de déterminer la suite du chemin jusqu'à l'abonné demandé. Un signal enregistreur est constitué d'une combinaison de deux fréquences choisies parmi $f_0 = 700$ Hz, $f_1 = 900$ Hz, $f_2 = 1100$ Hz, $f_4 = 1300$ Hz, $f_7 = 1500$ Hz, l'accusé de réception est assuré par l'envoi d'un signal à un harmonique $f_c = 1900$ Hz.

A chaque combinaison de fréquence correspondent 3 significations différentes, a,b,c vers l'avant et A,B,C vers l'arrière. Un signal reçu est interprété selon la catégorie courante, si on veut qu'il soit interprété dans une autre catégorie, il faut d'abord transmettre le signal de changement de catégorie. C'est le centre d'arrivée qui envoie le premier signal, ce signal est toujours une information de code A. Les tableaux 1 et 2 illustrent la signification des signaux.

Les signaux sont transmis sous forme asservie, la fréquence de contrôle est émise comme accusé de réception à chaque signal reçu correctement.

L'exploitation de la signalisation se fait de bout en bout : dans ce mode d'exploitation, l'autocommutateur de départ transmet successivement à chaque centre de transit, les seules informations qui lui sont nécessaires pour effectuer la sélection d'une jonction sortante. Une fois cette sélection effectuée, ce commutateur de transit passe en position de conversation (transparent), et l'autocommutateur de départ continue la signalisation avec le centre situé en aval du centre de transit déjà "traité".

Combinaison 2 parmi 5	CODE A code de sélection	CODE B état du demandé	CODE C identification du Ddr
f0 + f1	A1: envoyez le signal d'accès et les 2 ou 4 premiers chiffres	B1: demandé libre avec taxation	C1: Envoyez la catégorie du demandeur est 4 premiers chiffres de son numéro national (ABPQ)
f0+f2	A2: envoyez les derniers chiffres	B2: demandé libre sans taxation	C2: envoyez les 4 derniers chiffres du Ddr (MCDU)
f1+f2	A3: passage au code B	B3: demandé coupé	C3: passage au code B
f0+f4	A4: passage au code C	B4: passage en conversation	C4: passage au code A
f1+f4	A5: envoyez la catégorie du demandeur	B5	C5
f2+f4	A6: Transit normal	B6	C6
f0+f7	A7	B7	C7
f1+f7	A8	B8	C8
f2+f7	A9: encombrement	B9	C0
f4+f7	A0	B0: abonné absent	

Tableau 5.2 : Code de signaux d'enregistreurs - Signaux en arrière

Combinaison (2 parmi 5)	Code d'accès (informations préliminaires)	Code numérique	Code des catégories de l'abonné demandeur
f0 + f1	a1: régional	b1: chiffre 1	c1: abonné à cadran
f0+f2	a2	b2: chiffre 2	c2: abonné à cadran avec justification de compte
f1+f2	a3 : national	b3: chiffre 3	c3: abonné absent
f0+f4	a4	b4: chiffre 4	c4: abonné "non identifiable"
f1+f4	a5: appel à 2 chiffres	b5: chiffre 5	c5
f2+f4	a6	b6: chiffre 6	c6: abonné à clavier
f0+f7	a7	b7: chiffre 7	c7: abonné à clavier avec justification de compte
f1+f7	a8	b8: chiffre 8	c8: passage en code supplémentaire de catégorie
f2+f7	a9	b9: chiffre 9	c9: cabine de nuit
f4+f7	a0	b0: chiffre 0	c0: opératrice

Tableau 5.3 : Code de signaux d'enregistreurs - Signaux en avant

Exemple :

Un abonné de Safi demande le 05 789654 à Fes. La communication se fait à travers un centre de transit à Casa.

	Safi	Casa	Fes
Disponibilité	(F)	(N)	
Prise	(f)	(N)	
réponse	(f)	(P)	
IT	(f)	$\leftarrow A1(f_0+f_1)\leftarrow$	(P)
Accès (national)	(f)	$\rightarrow a3(f_1+f_2)\rightarrow$	(P)
chiffre 0	(f)	$\rightarrow b_0(f_4+f_7)\rightarrow$	(P)
chiffre 5	(f)	$\rightarrow b_5(f_1+f_4)\rightarrow$	(P)
Disponibilité		(F)	\rightarrow
Prise		(f)	\rightarrow
réponse		(f)	\leftarrow
transit	(f)	$\leftarrow A6(f_2+f_4)\leftarrow$	(P)
IT	(f)	$\leftarrow A1(f_0+f_1)\leftarrow$	(P)
Accès (régional)	(f)	$\rightarrow a1(f_0+f_1)\rightarrow$	(P)
chiffre 7	(f)	$\rightarrow b_7(f_0+f_7)\rightarrow$	(P)
chiffre 8	(f)	$\rightarrow b_8(f_1+f_7)\rightarrow$	(P)
chiffre 9	(f)	$\rightarrow b_9(f_2+f_7)\rightarrow$	(P)
chiffre 6	(f)	$\rightarrow b_6(f_2+f_4)\rightarrow$	(P)
IT	(f)	$\leftarrow A2(f_0+f_2)\leftarrow$	(P)
chiffre 5	(f)	$\rightarrow b_5(f_1+f_4)\rightarrow$	(P)
chiffre 4	(f)	$\rightarrow b_4(f_0+f_4)\rightarrow$	(P)
Passage code B	(f)	$\leftarrow A3(f_1+f_2)\leftarrow$	(P)
Libre/taxation	(f)	$\leftarrow B1(f_0+f_1)\leftarrow$	(P)
.....	(f)	\leftarrow tonalité appel 425Hz 1.7-3.3 \leftarrow	(P)
\rightarrow appel			
Réponse Ddé	(f)		\leftarrow
<div style="border: 1px solid black; padding: 5px; display: inline-block; margin: 10px 0;">Conversation</div>			
Rac du Ddé	(f)		\leftarrow
Fin	(o)		\rightarrow
libération	(o)		\leftarrow

5.10 L'ACHEMINEMENT

Si le réseau téléphonique était purement maillé, il y aurait beaucoup de chemins possibles pour acheminer le trafic entre un centre et un autre. Les algorithmes de recherche de chemins optimaux entre deux centres peuvent être assez compliqué à mettre en œuvre.

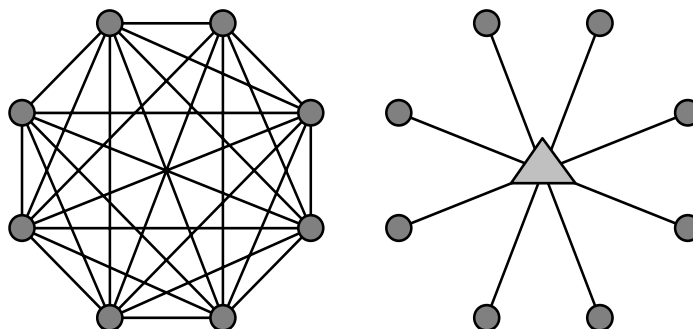


Figure 5.22 : réseau maillé et réseau étoilé

Si par contre le réseau était purement maillé, il y aurait un seul chemin possible entre un centre et un autre et il n'y aurait pas lieu de parler d'acheminement.

Il suffit d'observer la Figure 5.22 pour constater qu'il n'est pas envisageable de concevoir un RTC maillé. (Imaginer s'il fallait tirer des faisceaux de circuits entre un commutateur et tous les autres commutateurs du monde, et répéter le même traitement pour tous les autres)

Le RTC est donc essentiellement un réseau **étoilé**. Chaque centre d'abonné est connecté à un centre de transit qui lui permet de se connecter à d'autres centres d'abonnés en passant éventuellement par d'autres centres de transit (voir aussi la Figure 1.3).

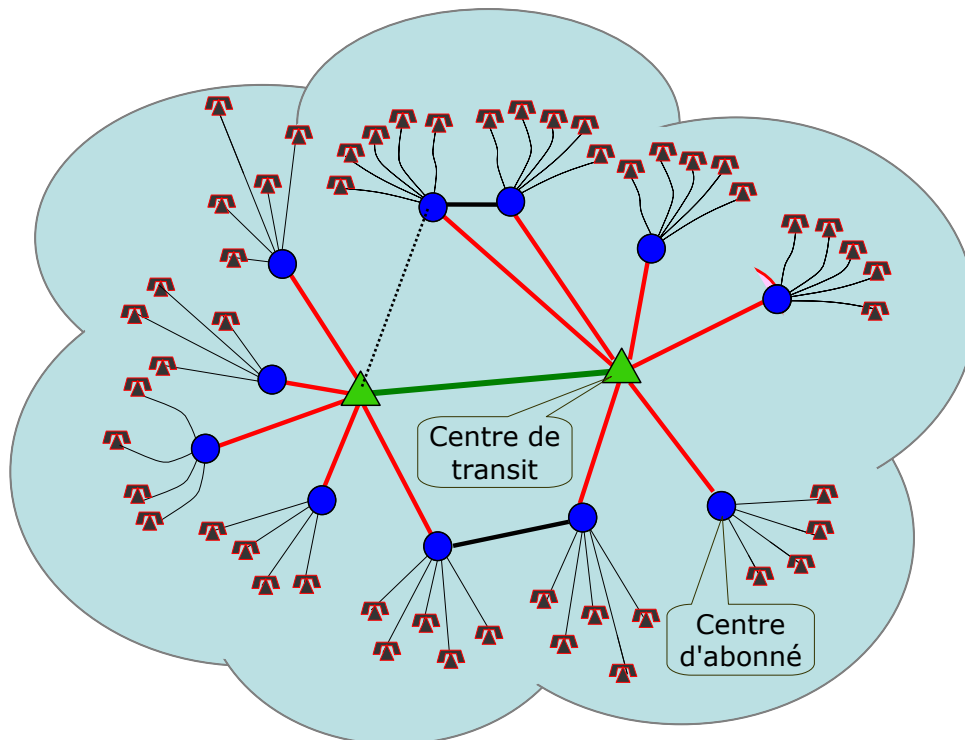


Figure 5.23 : Structure du RTCP

L'avantage de cette architecture n'est seulement de rendre possible l'interconnexion de tous les centres téléphoniques mais elle permet d'améliorer le rendement des infrastructures téléphoniques, en effet :

L'efficacité (rendement) d'un faisceau de circuits est définie par $E=A/N$, A est le trafic véhiculé par le circuit et N est le nombre de lignes constituant le circuit. Comme la courbe d'Erlang qui donne N en fonction de A est une courbe concave (Figure 4.4), on peut facilement vérifier que l'efficacité d'un faisceau est d'autant meilleure que le trafic véhiculé est important.

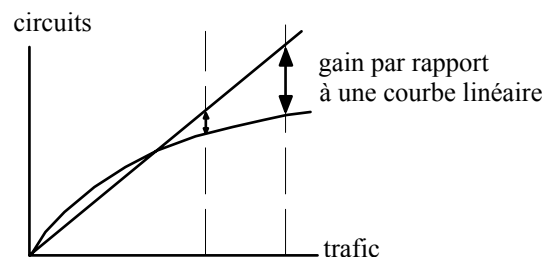


Figure 5.24 : efficacité d'un faisceau de circuits

Trafic A	% échec	Circuits N	Efficacité
10	1%	18	0.55
100	1%	117	0.85
1000	1%	1029	0.97

Tableau 5.4 : illustration de la variation de l'efficacité

Sur un réseau étoilé, le faisceau de circuit qui connecte un centre d'abonné à son centre de transit transporte **tout** le trafic de ce centre d'abonné, c'est donc un gros faisceau qui aura une bonne efficacité. Ce n'est pas le cas d'un réseau maillé, car vu sa nature, il est constitué d'une multitude de "petits" faisceaux directs écoulant peu de trafic, leurs coût est donc plus élevé puisque leurs efficacité est plus faible.

Pourquoi alors trouve-t-on quelques faisceaux directs entre centres d'abonnés ?

Lors du dimensionnement d'un réseau il faut tenir compte du coût de transport et aussi du coût de commutation. Dans certains cas (pour des raisons de proximité et de trafic très élevé par exemple), il est intéressant (sur le plan économique) de garder un faisceau direct entre deux centre d'abonné, tout en améliorant son efficacité en diminuant son nombre de circuits. Ceci augmente la probabilité d'échec, mais le trafic qui ne peut être acheminé est véhiculé ou **débordé** à travers du centre de transit. La pose d'un faisceau direct est toujours le résultat d'une étude pour justifier sa rentabilité.

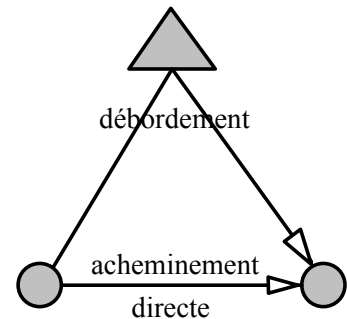


Figure 5.25 : chemin direct et chemin de débordement

En définitive, le RTCP est un réseau étoilé partiellement maillé.

Les centres de transit sont interconnectés entre eux en suivant la même logique. Deux centres de transits peuvent être reliés soit directement soit à travers un autre centre de transit de niveau supérieur selon une architecture étoilée. La situation va dépendre fortement de l'étendue du réseau et de sa densité ce qui fait que les architectures vont varier sensiblement d'un pays à un autre mais on retrouvera toujours une structure hiérarchique.

5.10.1 Organisation Hiérarchique du réseau téléphonique

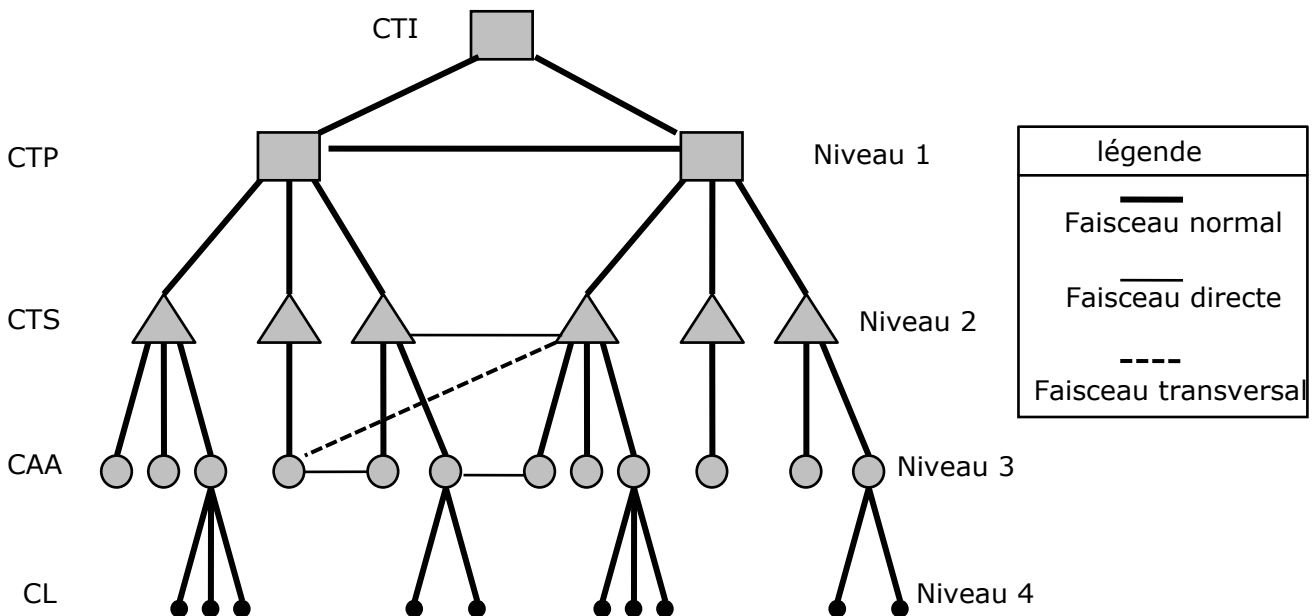


Figure 5.26 : Structure Hiérarchique à 4 niveaux

CL : Centre Local
 CAA : Centre à Autonomie d'Acheminement
 CTS : Centre de Transit Secondaire
 CTP : Centre de Transit Principal
 CTI : Centre de Transit International

Les faisceaux normaux sont obligatoires et assurent l'universalité du service, une communication peut toujours parvenir à un demandé quelconque en empruntant une suite de faisceaux normaux et de centres de transit

Les faisceaux directs relient les centres de même niveau hiérarchique

Les faisceaux transversaux relient des centres indépendamment de la stricte hiérarchie du réseau.

La création des faisceaux directs et transversaux repose sur des considérations économiques et qualitatives (désaturation des commutateurs de transit, rapidité et simplicité d'établissement des communications...). A la différence des faisceaux normaux, son dimensionnement est tel qu'il a un rendement élevé quitte à avoir une probabilité de perte élevée du moment qu'on pourra pratiquer des débordements par les faisceaux normaux en cas de trafic offert important.

Dans le cas d'un réseau hiérarchique pur, on ne peut parler d'acheminement puisqu'il existe un chemin unique qui relie deux abonnés différents. En pratique tous les réseaux possèdent des faisceaux directs et des faisceaux transversaux, de ce fait, le rôle de l'acheminement et de choisir parmi tous les chemins possibles pour établir une communication. La règle d'acheminement est simple car on a réduit le nombre de choix à 2. L'acheminement se fait pas par pas, au niveau de chaque centre, on applique la même règle :

On essaye d'abord de passer par le faisceau direct, si celui-ci est saturé ou inexistant, on pratique un débordement par le faisceau normal.

5.11 LE PLAN DE TRANSMISSION

La qualité d'une liaison téléphonique dépend essentiellement de l'intensité sonore parvenant jusqu'à l'oreille du destinataire. Cette intensité dépend :

- du rendement du transducteur d'émission (microphone)
- du rendement du transducteur de réception (écouteur)
- de l'affaiblissement A_{eq} du système de transmission global entre les deux transducteurs

L'affaiblissement introduit par un tronçon dépend de l'impédance sur laquelle celui-ci est fermé. Pour cela, on a défini **l'équivalent d'affaiblissement** qui représente l'affaiblissement introduit par une ligne si elle est attaquée par un générateur d'impédance interne 600Ω et de fréquence 800 Hz et fermée sur une impédance de 600Ω .

L'équivalent d'un tronçon est directement mesurable, alors que l'équivalent d'un poste téléphonique ne peut être qu'estimé car, d'un côté la puissance est acoustique, de l'autre elle est électrique. L'équivalent des postes est alors estimé par rapport à l'équivalent de référence d'un poste étalon, le NOSFER (*Nouveau Système Fondamental pour la détermination des Equivalents de Référence*), installé dans les laboratoires de l'IUT à Genève et dont chaque pays possède un exemplaire. Il est composé d'un émetteur, d'un récepteur de très haute stabilité et d'une ligne d'affaiblissement variable présentant une impédance caractéristique de 600Ω . La comparaison est vocale est auditive entre 2 opérateurs expérimentés. Le principe est le suivant :

L'opérateur émetteur prononce continuellement la même phrase normalisée en commutant à chaque fois entre le NOSFER et le poste à mesurer. L'opérateur qui reçoit règle la ligne téléphonique variable jusqu'à avoir la même impression sonore. L'affaiblissement obtenu A_{eq} représente l'écart d'affaiblissement du poste mesuré par rapport à celui du NOSFER. Le poste est dit meilleur que le NOSFER si $A_{eq} < 0$, il est moins bon si $A_{eq} > 0$. Les équivalents à

l'émission et à la réception n'ont pas de raison d'être égaux, les technologies des microphones et des écouteurs étant très différentes. Des valeurs typiques sont 8 à 9 dB à l'émission et 1 à 2 dB à la réception.

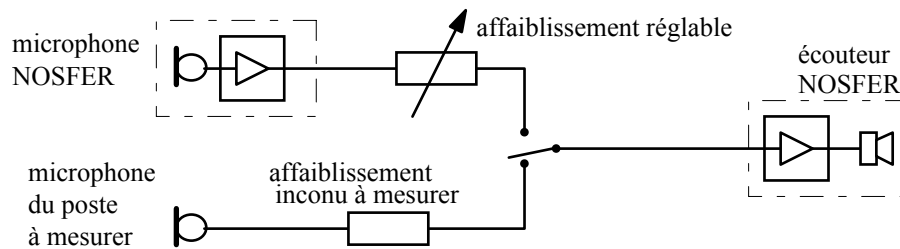


Figure 5.27 : mesure de l'affaiblissement équivalent à l'émission d'un poste téléphonique

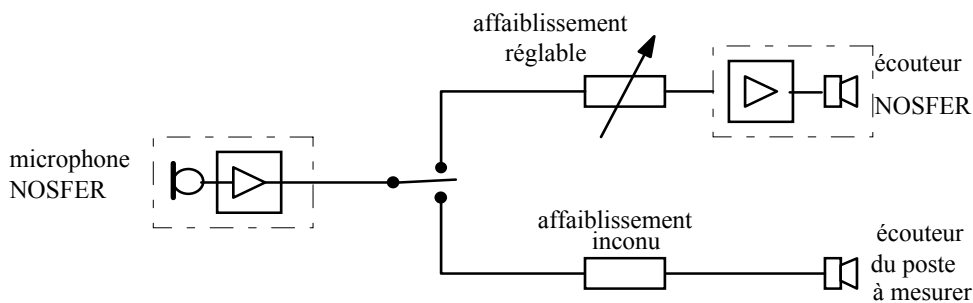


Figure 5.28 : mesure de l'affaiblissement équivalent à la réception d'un poste téléphonique

5.11.1 La distorsion d'affaiblissement

L'équivalent étant mesuré à une fréquence fixe de 800 Hz, Il est important de s'intéresser à la distorsion d'affaiblissement dans la bande 300-3400 Hz. Elle influe sur l'intelligibilité des communications et la qualité de service. En pratique, on sait que l'affaiblissement augmente avec la fréquence.

On a alors définit la distorsion d'affaiblissement comme : **Distorsion = aff(3400) - aff(800)**

L'ITU a fixé la valeur maximale de la distorsion d'affaiblissement à 26 dB dont 9.5 dB en ZAA et 11.5 dB en ZU.

5.11.2 Répartition des équivalents

L'ITU a limité l'équivalent d'affaiblissement autorisé lors d'une communication quelconque à **36 dB**. Il a aussi spécifié qu'une communication ne doit jamais comporter plus de **14 tronçons** (à partir des centres locaux) dont **6 au maximum dans le réseau international**. L'équivalent dans un tronçon international ne doit pas dépasser **0.5 dB**.

Afin de permettre la planification des réseaux nationaux l'équivalent de référence est réparti comme suit :

- Réseau national coté émetteur y compris le rendement du microphone $A_{eq} \leq 21$ dB
- Réseau international $A_{eq} \leq 3$ dB
- Réseau national coté récepteur y compris le rendement de l'écouteur $A_{eq} \leq 12$ dB

Les pays répartissent les équivalents d'affaiblissement à l'intérieur de leur réseau national selon à plan de transmission propre à chaque pays.

On dispose donc de 33 dB (21 + 12) à ventiler dans la partie nationale. Plus un équipement a un affaiblissement faible, plus il est coûteux. Donc pour des raisons économiques, il vaut mieux avoir le matériel le moins cher (donc l'équivalent le plus élevé) dans les parties les plus

nombreuses, c'est à dire les parties terminales. Voici un exemple de répartition :

- ☎ 1.5 dB à l'émission et à la réception entre le poste d'abonné principal un poste d'abonné secondaire qui lui serait attaché
- ☎ 16 dB à l'émission entre le poste principal et son CAA de rattachement. (CAA non compris, centre local éventuel compris)
- ☎ 3.5 dB à l'émission ou à la réception pour traverser un CAA, répartiteur compris. Cette atténuation est due surtout à la transformation 2 fils - 4 fils
- ☎ Une atténuation nulle à l'émission ou à la réception dans la partie 4 fils du réseau : du CAA de départ (non compris) jusqu'au CAA d'arrivé (non compris), CTS et CTP compris.
- ☎ 7 dB à la réception entre le CAA (non compris) et le poste d'abonné principal (compris). (Centre local éventuel compris).

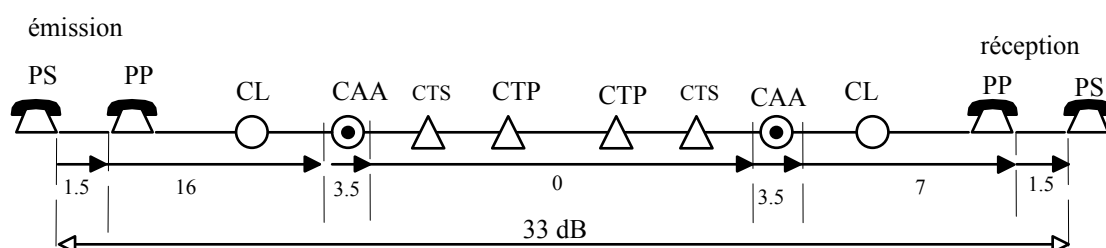


Fig. 5.2 : Exemple de plan de transmission national

CHAPITRE 6 : LE RESEAU NUMERIQUE PLESIOCHRONE (PDH)

A partir des années 60, la transmission numérique appliquée à la téléphonie a connu un essor considérable grâce au progrès technologique. Le signal téléphonique est par essence analogique, il est convertit en numérique par une opération d'échantillonnage et codage. Cette conversion nécessite une largeur de bande supplémentaire considérable pour réaliser la transmission numérique. En effet, alors qu'une voie téléphonique analogique occupe par convention une largeur de bande de 3.1 kHz, la même voie sous forme numérique nécessite un débit de 64 kb/s.

Pour transporter simultanément plusieurs voies téléphoniques sur le même support, les voies numériques à 64 kb/s sont regroupés par multiplexage. On obtient ce qu'on appelle communément des lignes MIC (*Multiplexage d'impulsion codée*) qui sont des lignes transportant un signal numérique obtenu par échantillonnage et codage du signal parole suivi d'un multiplexage temporel (TDMA).

Le terme **PDH** (*Plesiochronous Digital Hierarchy*) utilisé pour qualifier le réseau téléphonique actuel fait référence à un réseau numérique où tous les commutateurs disposent d'horloges quasi synchrones afin de pouvoir mener à bien les opérations de transmission et de commutation.

La transmission numérique présente des avantages certains comme :

- La possibilité de régénérer le signal même en présence de perturbations importantes, avec une qualité de transmission (exprimée par le taux d'erreur) très correcte. On tire ainsi un parti favorable de milieux et circonstances très critiques pour la transmission analogique (affaiblissement et distorsion importantes, bruit, diaphonie)
- Du point de vue économique, la meilleure utilisation des milieux de transmission grâce à l'opération de multiplexage numérique. Cet intérêt devient plus marqué avec l'évolution technologique vers des circuits intégrés plus complexes et moins chers.
- La forme numérique se prête bien à la coexistence de données de sources différentes. Ceci fait du réseau téléphonique un vrai réseau multimédia où transitent des informations de toute nature, voix, image, vidéo et données informatiques de toute sorte. Ceci a ouvert la voie au Réseau Numérique à Intégration de Services RNIS.

6.1 LA NUMERISATION DU SIGNAL TELEPHONIQUE

Le signal parole est un signal continu, il est défini à tout instant t et sa valeur à un instant t peut prendre toutes les valeurs comprises entre une tension $-V_{\max}$ et $+V_{\max}$.

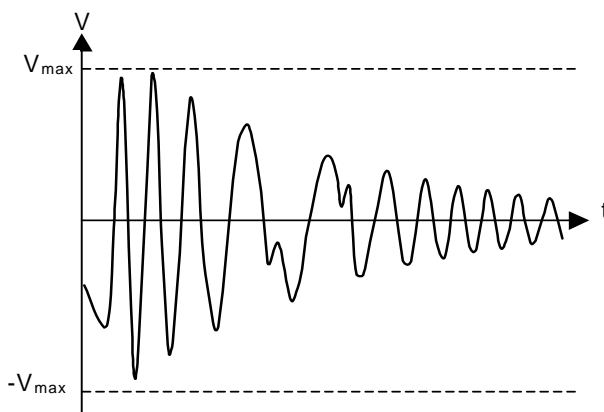


Figure 6.1 : signal continu

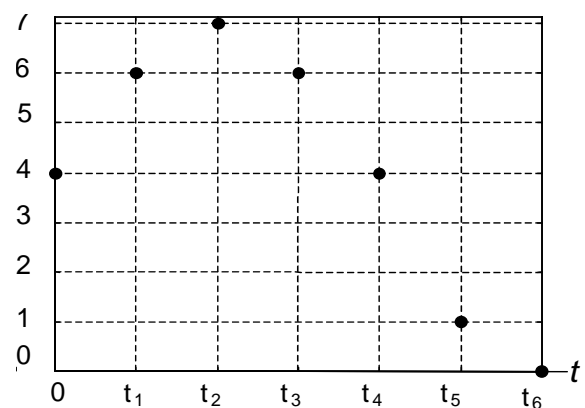


Figure 6.2 : signal numérique

Un signal numérique un signal défini seulement pour un certain nombre d'instants que l'on choisit de préférence périodique. La valeur du signal pour chacun de ces instants ne peut prendre elle-même que des valeurs discrètes.

Pour obtenir un signal numérique à partir d'un signal analogique, on procède en deux étapes;

- Etape d'**échantillonnage**

Pendant cette étape, on va échantillonner le signal analogique au rythme d'une fréquence d'échantillonnage f_e . $T_e = 1/f_e$ est la période d'échantillonnage.

On obtient un **signal échantillonné** défini seulement aux instants $t_i = nT_e$.

Il est clair que si les instant d'échantillonnage sont trop espacés, il y aura perte importante d'information.

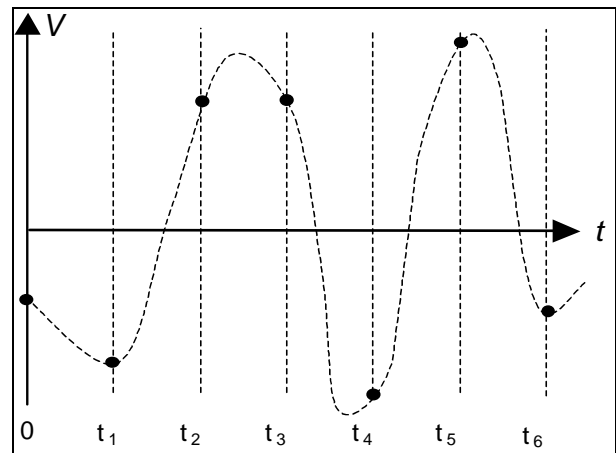


Figure 6.3 : échantillonnage d'un signal analogique

- Etape de **quantification**

Pendant cette étape, dite aussi étape de codage, on va discrétiser la valeur du signal, c.a.d. qu'on va lui affecter une valeur numérique codée en binaire sur un nombre de bit donné.

Si la valeur du signal est codée sur n bits, elle ne peut prendre que 2^n valeurs entières différentes. Si le signal évolue entre deux limites $-V_{max}$, $+V_{max}$ on définit le pas de

$$q = \frac{2V_{max}}{2^n}$$

quantification par :

A un instant d'échantillonnage t_i , la valeur numérique $N(t_i)$ du signal peut être définie de deux façons :

- On prend la valeur numérique immédiatement inférieure à $\frac{V(t_i)}{q} \rightarrow$ **troncature**

- On prend la valeur numérique la plus proche de $\frac{V(t_i)}{q} \rightarrow$ **arrondi**

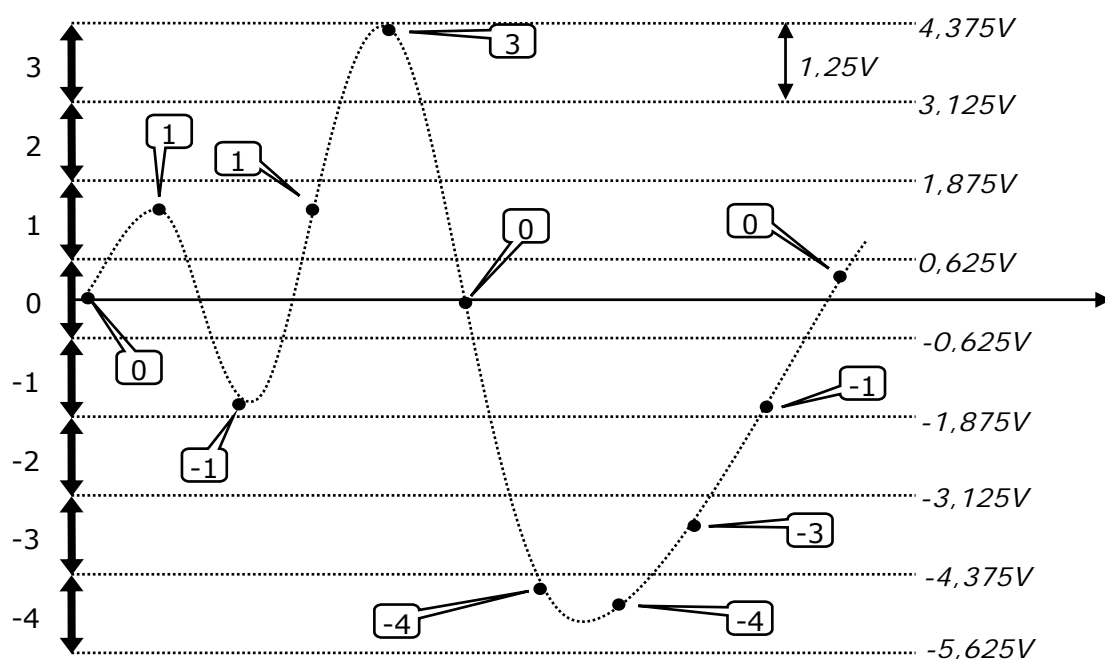


Figure 6.4 : codage sur 3 bits

La reconstitution du signal est obtenue par la relation :

$$V(t_i) = N(t_i) \times q$$

On peut vérifier sur la figure ci-dessus que l'erreur de quantification (arrondi) est au plus égale à $q/2$. Mais au voisinage de V_{\max} , cette erreur peut atteindre q du fait que l'on ne peut pas représenter le nombre +4 sur 3 bits. Pour remédier à ce problème il suffit de faire de sorte que la limite V_{\max} soit supérieure de $q/2$ par rapport à la vraie valeur maximum du signal. Une autre méthode consiste à décaler le signal analogique de $q/2$ vers le bas avant de le quantifier, à la réception, le signal reconstitué est de nouveau décalé de $q/2$ vers le haut

6.1.1 Aspects liés à l'échantillonnage

La reconstitution d'un signal échantillonné se fait par interpolation. la qualité du signal reconstitué dépend de la fréquence d'échantillonnage et du type d'interpolation choisie

Il paraît évident d'après les figures ci-dessous que plus la fréquence d'échantillonnage est élevée, plus la reconstitution du signal est précise. D'un autre côté, augmenter la fréquence d'échantillonnage d'une façon trop importante, générera beaucoup trop de données et sera trop coûteux en mémoire de stockage et en bande passante pour la transmission, il faut donc trouver un compromis. Il est clair que le compromis sur la fréquence d'échantillonnage dépendra de la méthode d'interpolation, on peut facilement vérifier qu'avec une interpolation par steps, il faut un échantillonnage bien plus fin pour arriver à une précision de reconstitution similaire à celle de l'interpolation cubique.

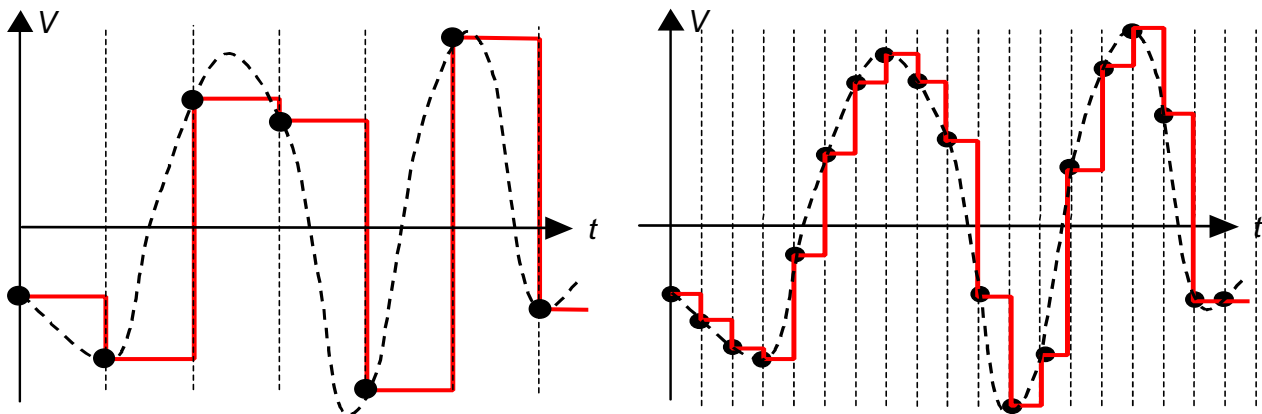


Figure 6.5 : interpolation par steps pour 2 valeurs de f_e

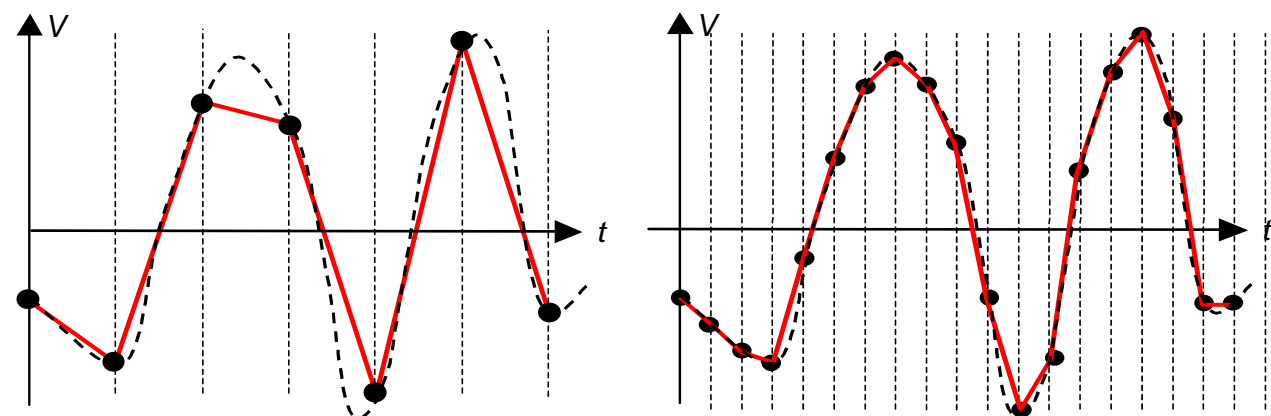
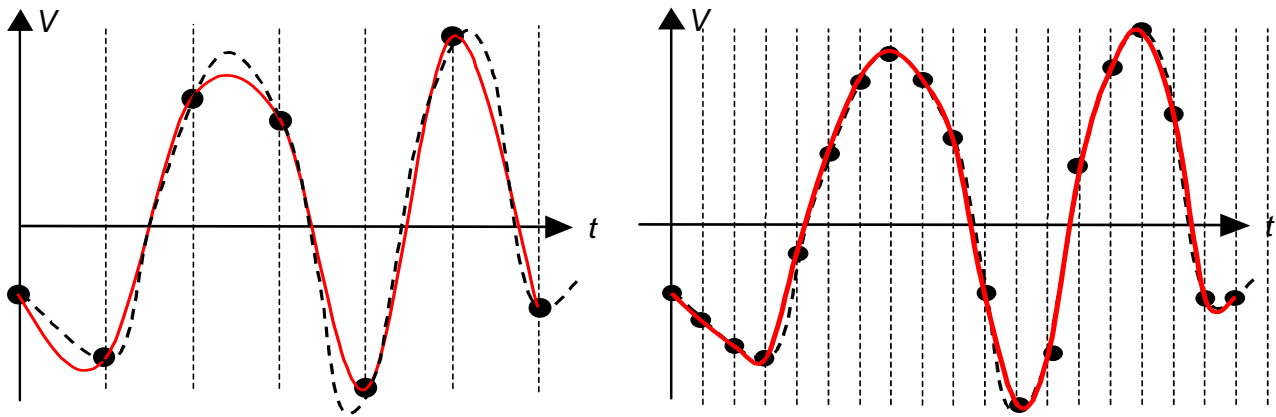


Figure 6.6 : interpolation linéaire pour 2 valeurs de f_e

Figure 6.7 : interpolation cubique pour 2 valeurs de f_e

6.1.1.1 Théorème d'échantillonnage

On démontre qu'un signal peut être reconstitué avec exactitude à partir de ces échantillons à condition que la fréquence d'échantillonnage respecte la condition de Shannon :

$$f_e \geq 2 f_{max}$$

La détermination de la valeur du signal pour un instant t_0 compris entre deux instants d'échantillonnage nT_e et $(n+1)T_e$ se fait en additionnant à l'infini des fonctions d'interpolation de Shannon de type :

$$f(t) = \text{sinc}\left(\frac{t}{T_e}\right) = \frac{\sin\left(\frac{t}{T_e}\right)}{\frac{t}{T_e}}$$

Chaque fonction est centrée sur l'instant kT_e et ayant l'amplitude $V(kT_e)$.

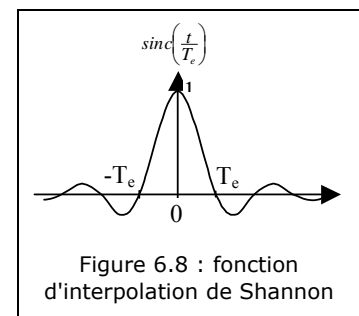


Figure 6.8 : fonction d'interpolation de Shannon

$$V(t_o) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} V(kT_e) \text{sinc}\left(\frac{t-T_e}{T_e}\right)$$

Dans la pratique, on ne peut évidemment pas sommer jusqu'à l'infini, mais comme la fonction sinus cardinal décroît assez rapidement, il suffit de sommer un nombre N pas trop grand (une dizaine) de fonctions sinc de part et d'autre de l'instant considéré. si par exemple on désire calculer la valeur

$$V(t_o) = \sum_{k=n-N}^{n+N} V(kT_e) \text{sinc}\left(\frac{t-T_e}{T_e}\right)$$

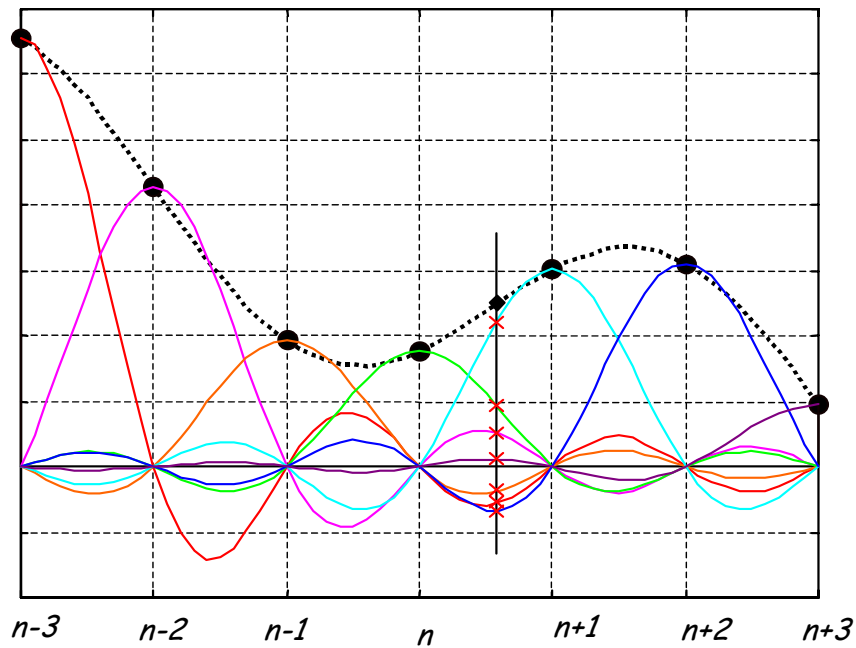


Figure 6.9 : Interpolation de Shannon

Ce type d'interpolation est peu utilisé dans la pratique car trop gourmand en temps de calcul.

6.1.2 Reconstitution par interpolation et filtrage

Le plus souvent, on se contente d'une interpolation par steps suivi d'un filtrage passe bas. L'avantage de cette méthode est qu'elle ne nécessite aucun traitement numérique sophistiqué, elle est réalisée simplement par deux composants électroniques, un Convertisseur Analogique Numérique est un filtre passe bas. Le signal obtenu colle assez bien avec le signal d'origine, il est juste un peu décalé dans le temps d'une durée inférieure à la période d'échantillonnage.

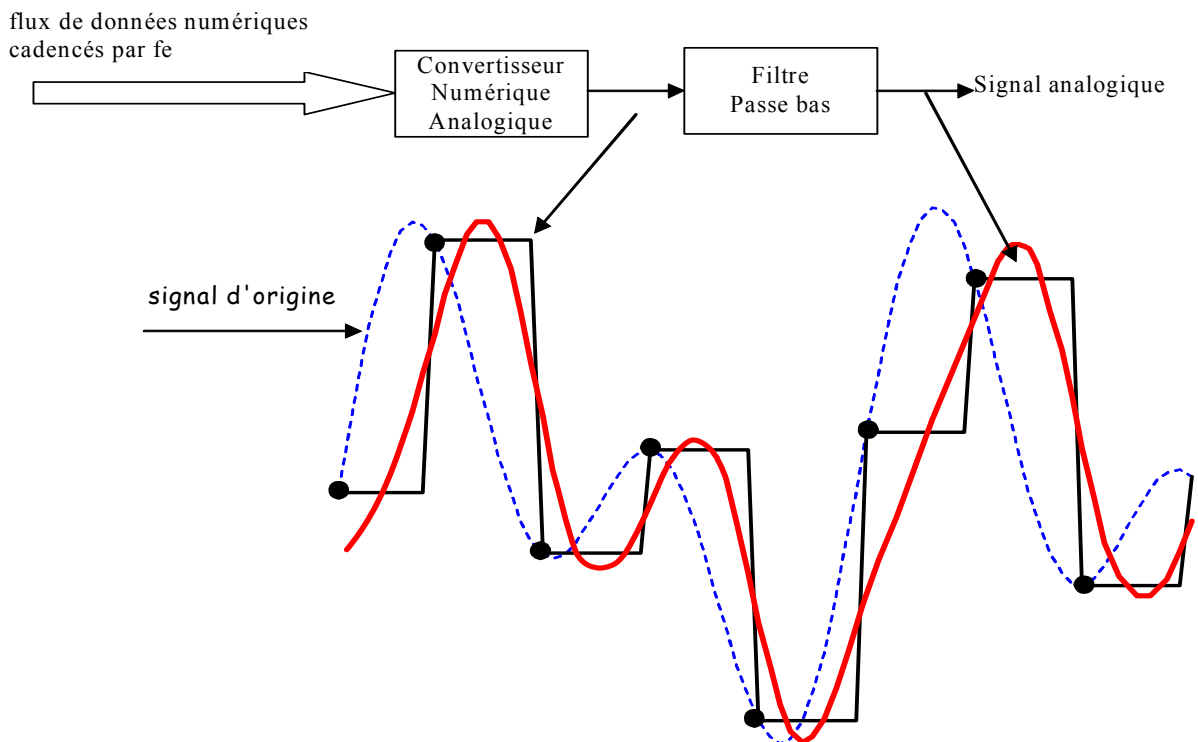


Figure 6.10 : reconstitution par interpolation et filtrage

6.1.3 Aspects liés à la quantification

Nous avons vu précédemment que lors de la quantification, on peut commettre une erreur d'arrondi qui peut atteindre $q/2$ ($1/2$ pas de quantification).

Le problème avec le signal parole est que la différence de niveau entre les sons voisés et les sons non voisés peut être très importante.

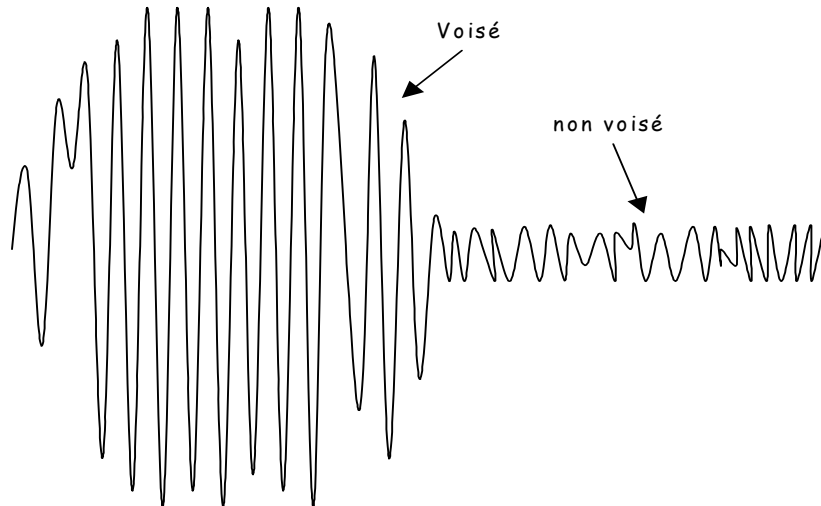


Figure 6.11 : allure d'un signal vocal

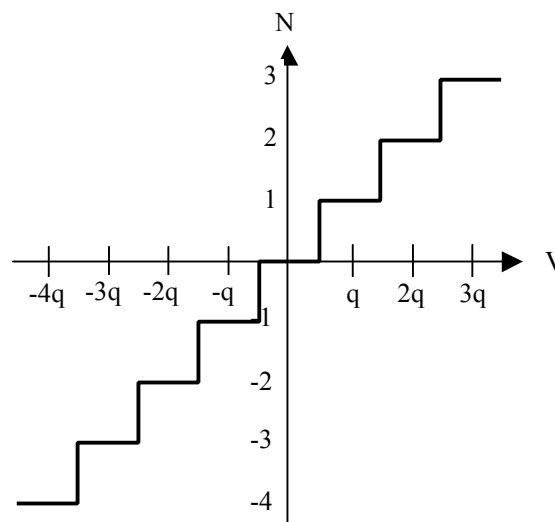


Figure 6.12 : Quantificateur uniforme

Comme on utilise un pas de quantification uniforme et que celui-ci est défini en fonction de la valeur max du signal, sa valeur sera bien adaptés pour les signaux de forte amplitude mais sera trop grande pour la quantification des signaux à faible niveau. En d'autres termes, si on note A_{max} l'amplitude max des signaux voisés et a_m l'amplitude max des signaux non voisés,

L'erreur de quantification max pour les deux types de signaux sera égale à $e_q = \frac{q}{2} = \frac{2A_{max}}{2^n \times 2}$,

l'erreur relative pour chacun des deux signaux sera :

- son voisé : $e_{qr} = \frac{e_q}{A_{max}}$
- son non voisé : $e_{qr} = \frac{e_q}{a_m}$

a_m étant bien plus faible A_{max} , l'erreur de quantificateur relative des sons non voisés est bien plus importante que celle des son voisés.

(Faire une erreur de 1 DH sur 1000 DH est mois grave que de faire une erreur de 1DH sur 10 DH)

Exemple :

Prenons le cas du quantificateur de la figure ci-dessous,

$V_{max} = 5V$, $n = 4$, $\Rightarrow q = 0.625$

Calculons l'erreur de quantification pour deux valeurs $V1 = 4.68$ et $V2 = 0.32V$

$V1 = 4.68$ sera codée par $N1 = 7$ car $\frac{4.68}{0.625} = 7,488$

à la restitution on récupérera $V1r = 7 * 0.625 = 4.375 \Rightarrow$ erreur = $4.68 - 4.375 = 0.305$

L'erreur relative est $\frac{0.305}{4.68} = 0.065$ soit une erreur de 6.5 %

Pour $V2$ on aura :

$V2 = 0.32$ sera codée par $N2 = 1$ car $\frac{0.32}{0.625} = 0.512$ qu'on arrondit à 1

À la restitution on récupérera $V2r = 1 * 0.625 = 0.625 V \Rightarrow$ erreur = 0.305

L'erreur relative est $\frac{0.305}{0.32} = 0.95$ soit une erreur de 95 %

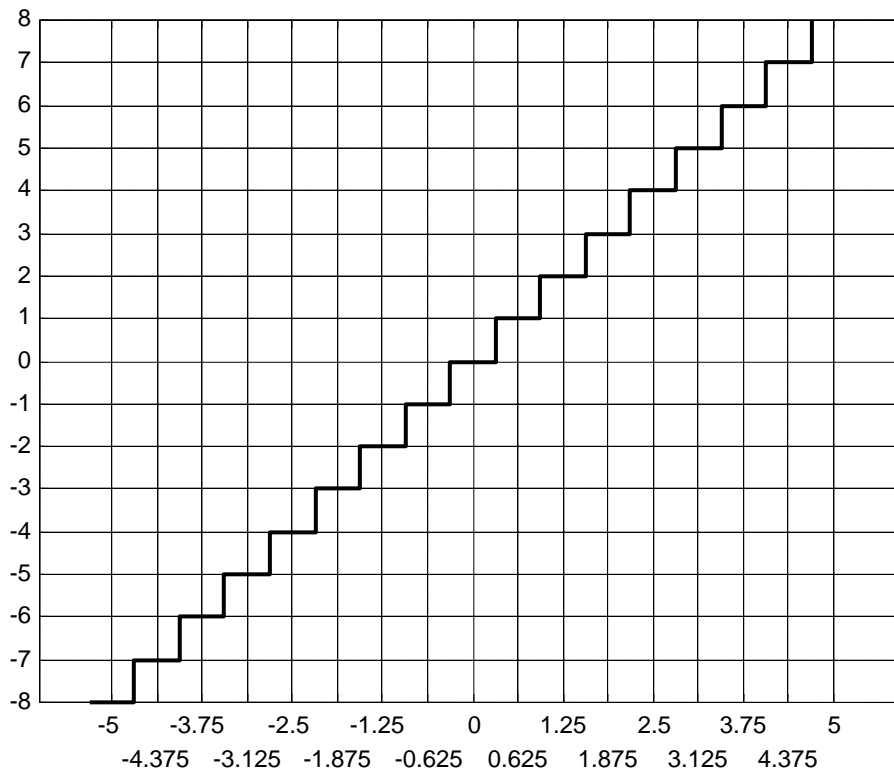


Figure 6.13 : Exemple de quantificateur uniforme ($V_{max}=5$, $n = 4$)

L'erreur de quantification se manifeste comme un signal parasite qui s'ajoute sur le signal d'origine. On l'appelle bruit de quantification.

Le rapport Signal/Bruit est un paramètre précieux qui permet de juger la qualité de la

numérisation d'un signal.

Si on note: $x(n)$: signal à l'entrée du quantificateur
 $y(n)$: signal quantifié à la sortie du quantificateur
 $e(n) = y(n) - x(n)$

Le rapport Signal à bruit de quantification est défini par : $\frac{S}{B_q} = 10 \log \frac{\sigma_x^2}{\sigma_e^2}$

σ représente la variance d'un signal, c'est une mesure de son niveau d'amplitude. σ^2 est la valeur moyenne du carré du signal : $\sigma_x^2 = \overline{x^2}$, $\sigma_x = \sqrt{\overline{x^2}}$

Pour un quantificateur uniforme sur n bits, on démontre que :

$$\frac{S}{B_q} = 6n + 4.77 - 20 \log \frac{A_{max}}{\sigma_x}$$

A_{max} est la dynamique du quantificateur.

Pour un signal sinusoïdal d'amplitude A , $\sigma_x = \frac{A}{\sqrt{2}}$, le rapport signal à bruit de quantification

devient :

$$\frac{S}{B_q} = 6n + 1.8 - 20 \log \frac{A_{max}}{A}$$

Si on calibre le quantificateur ou l'amplitude du signal afin d'avoir $A_{max} = A$, le rapport signal à bruit prend sa valeur maximum : $\frac{S}{B_q} = 6n + 1.8$

Pour une quantification sur $n = 8$ bits, on aura un rapport signal à bruit de 49.8 dB

Pour un signal vocal, le niveau d'un son voisé peut être de 10 à 30 fois supérieur à celui d'un son non voisé. Le terme $20 \log \frac{A_{max}}{A}$ peut donc varier de 20 à 30 dB entre les deux types de signaux.

Exemple :

$n = 8$ bits , $A_v = 4.8\text{V}$, $A_{nv} = 0.25 \text{ V}$, $A_{max} = 5 \text{ V}$

- $\frac{S}{B_q}(\text{voisé}) = 48 + 1.8 - 20 \log \frac{5}{4.8} = 49.4 \text{ dB}$
- $\frac{S}{B_q}(\text{non voisé}) = 48 + 1.8 - 20 \log \frac{5}{0.25} = 24 \text{ dB}$

Conclusion :

Lors de la quantification d'un signal non uniforme (comme le signal vocal) dans lequel se succèdent des tronçons à fort niveau et des tronçons à faible niveau, les faibles niveau sont mal quantifiés et produisent un rapport signal à bruit de quantification médiocre (20 à 30 dB inférieur à celui des signaux à fort niveau).

6.1.4 Quantification non uniforme

Le remède qui vient à l'esprit pour remédier au problème du bruit de quantification est d'essayer de quantifier les faibles signaux avec un pas plus fin que celui des forts signaux. de cette façon on peut avoir la même erreur de quantification relative pour des signaux de différents niveaux et obtenir ainsi un rapport signal à bruit constant.

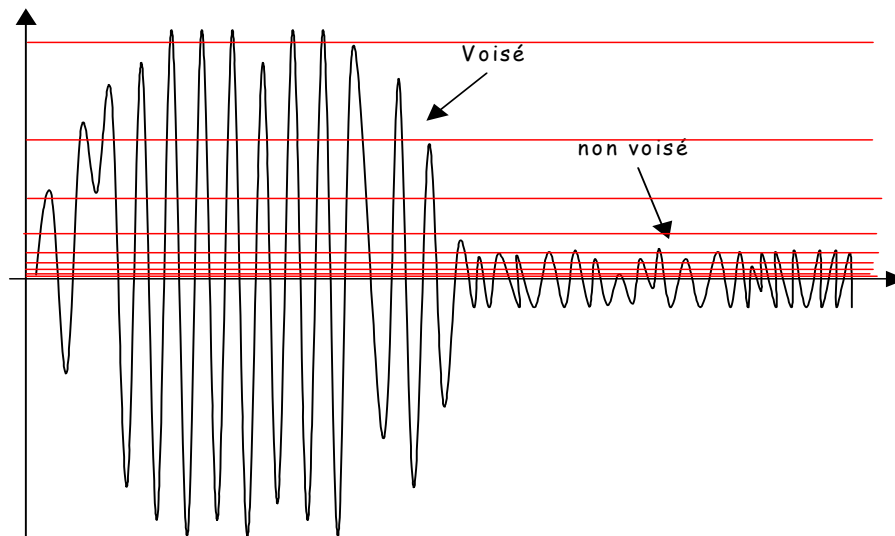


Figure 6.14 : Utilisation d'un pas de quantification non uniforme

On démontre que pour avoir un Rapport signal à bruit constant (indépendant du niveau du signal), il faut que le pas de quantification augmente d'une façon logarithmique,

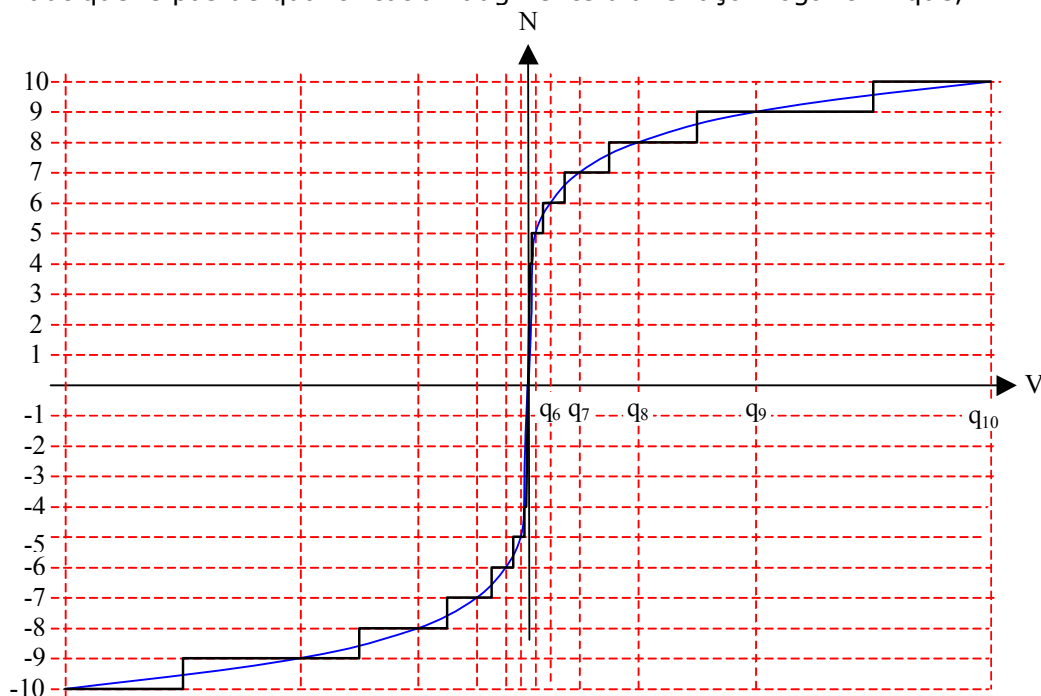


Figure 6.15 : Quantificateur logarithmique

- En Europe, on a adopté la loi A

$$\begin{cases} y = \frac{A}{1 + \ln(A)} x & \text{pour } x < \frac{1}{A} \\ y = \frac{1 + \ln(Ax)}{1 + \ln(A)} & \text{pour } x > \frac{1}{A} \end{cases} \quad \text{avec } A = 87.5$$

- Aux Etats Unis, on a adopté la loi μ

$$y = \frac{\text{Ln}(1 + \mu x)}{\text{Ln}(1 + \mu)} \quad \text{avec } \mu = 255$$

(Si on trace les deux lois on s'aperçoit qu'elles sont quasiment superposées, les choix différents relèvent plus de considérations stratégiques que scientifiques)

On démontre qu'avec un quantificateur du type loi μ , le rapport signal à bruit est de la forme :

$$\frac{S}{B_q} = 6n + 4.77 - 20 \log (\text{Ln}(1 + \mu)) - 10 \log \left[1 + \left(\frac{A_{\max}}{\mu \sigma_x} \right)^2 + \sqrt{2} \left(\frac{A_{\max}}{\mu \sigma_x} \right) \right]$$

On constate que le rapport signal à bruit n'est pas constant comme on l'aurait espéré mais on peut vérifier qu'il dépend beaucoup moins du terme $\frac{A_{\max}}{\sigma_x}$ que dans le cas du quantificateur uniforme.

La figure ci-dessous permet de comparer un quantificateur uniforme avec un quantificateur non uniforme. On remarque que pour le quantificateur non uniforme, le rapport signal à bruit reste quasiment constant [36 – 38 dB] pour un niveau de signal variant entre A_{\max} à $A_{\max}/100$

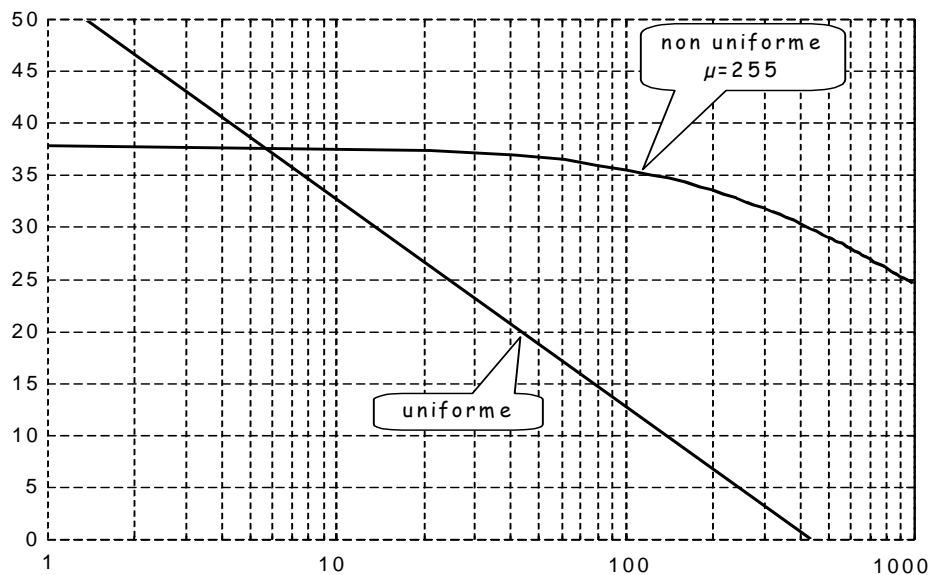


Figure 6.16 : rapport signal bruit en fonction de $\frac{A_{\max}}{\sigma_x}$ d'un quantificateur sur 8 bits

6.1.5 Compression

La quantification non uniforme avec une loi logarithmique est équivalente à une quantification uniforme du signal préalablement "comprimé" avec un amplificateur logarithmique. L'amplification logarithmique consiste à amplifier les faibles niveaux afin qu'ils soient correctement quantifiés avec un pas uniforme. Les lois de compression utilisées sont la loi A en Europe et la loi μ aux Etats Unis

A la réception le signal est décomprimé par les lois de compression inverse ou loi de décompression.

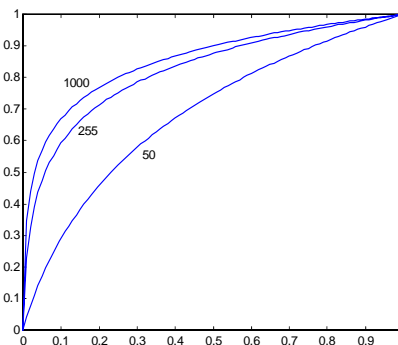


Figure 6.17 : loi de compression μ

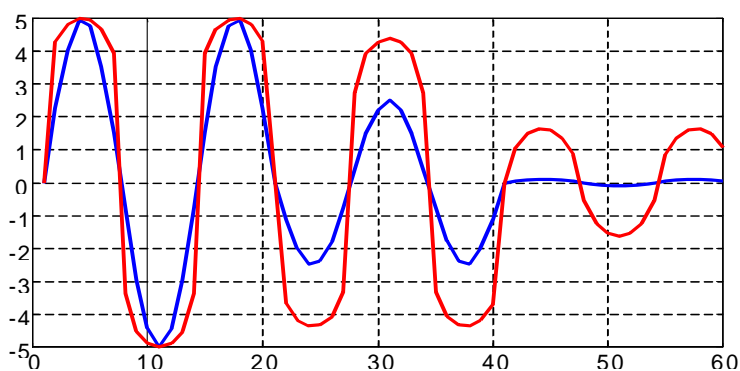
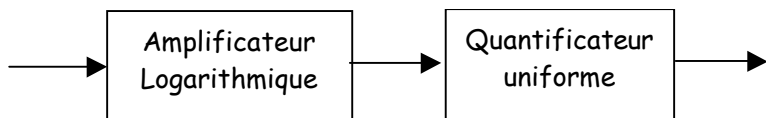
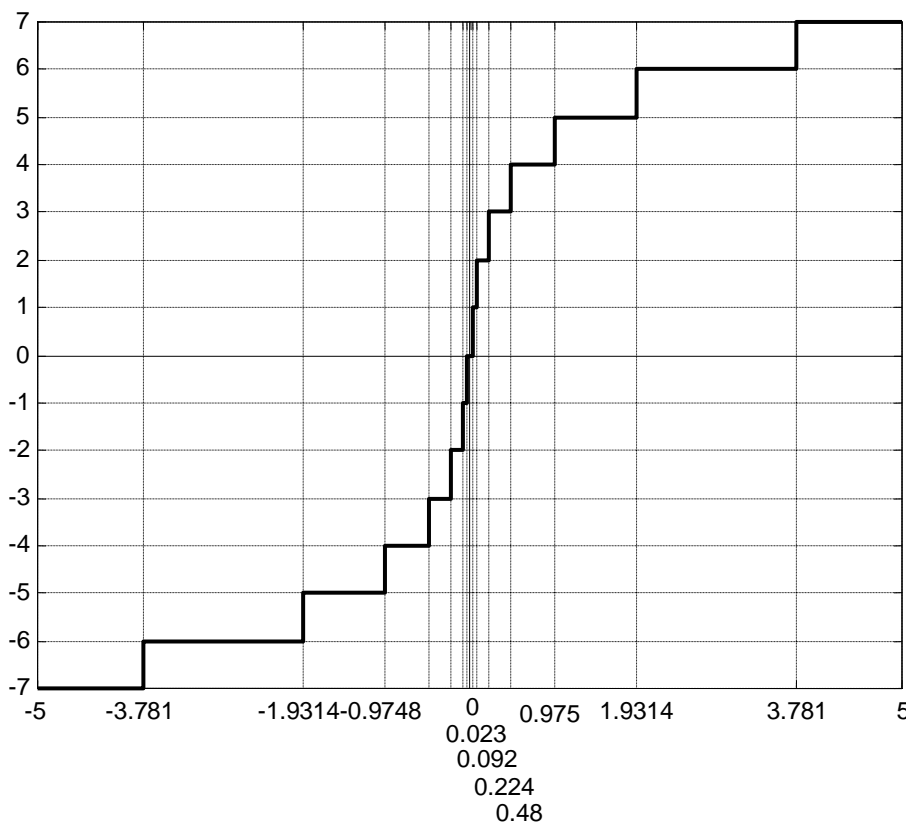


Figure 6.18 : Signal comprimé avec la loi μ ($u = 255$)



N	V
0	0
1	0.0467
2	0.1369
3	0.3114
4	0.6487
5	1.3009
6	2.5619
7	5.0000

Tableau donnant la correspondance entre les tensions et leurs valeurs numériques

Figure 6.19 : exemple d'un quantificateur logarithmique ($\mu=100$, $n = 4$, $A_{max} = 5V$)

Exemple :

Essayons de calculer l'erreur pour deux valeurs, une forte et une faible, et comparons avec l'exemple du quantificateur uniforme.

$V_1 = 3.781$ V, Le quantificateur lui fait correspondre $N_1 = 6$,
 À la reconstitution, la valeur reconstituée sera $V_{1r} = 2.5619$ (voir tableau),
 Erreur $e_1 = 1.22$ V, erreur relatives est $1.22 / 3.781 = 0.32$

$V_2 = 0.092$, Le quantificateur lui fait correspondre $N_1 = 1$,
 À la reconstitution, la valeur reconstituée sera $V_{2r} = 0.0467$ (voir tableau),
 Erreur $e_2 = 0.0453$ V, erreur relatives est $0.0453 / 0.092 = 0.49$

On s'aperçoit que la différence entre les erreurs relatives est moins importante que dans le cas du quantificateur uniforme.

On remarque aussi que ses erreurs sont encore assez importantes, rassurons nous, c'est parce qu'on a pris $n=4$ (pour la visibilité du dessin), dans la réalité, on travaille avec $n = 8$ ce qui donne 128 pas de quantification dans l'intervalle $[0V, 5V]$, les erreurs sont alors beaucoup plus faibles.

6.2 MULTIPLEXAGE

Echantillonner à 8 kHz revient à prendre un échantillon tous les 125 μ s. Pour transmettre l'information issue d'une seule ligne, il faut transmettre 8bits tous les 125 μ s ce qui fait une cadence de $8/125 \cdot 10^{-6} = 64$ kb/s. Les moyens technologiques de nos jours permettent des transmissions à des débits beaucoup plus élevés (> 600 Mb/s). On a donc pensé à transmettre plusieurs communications téléphoniques sur le même support grâce à un multiplexage dans le temps.

Pour un premier niveau de multiplexage on a adopté une cadence de transmission de 2048 kb/s. La transmission d'un échantillon dure donc $8 / 2.048 \cdot 10^6 = 3.9$ μ s. Si on transmet à ce débit l'information issue d'une seule ligne, le système va chômer la quasi-totalité du temps, car après avoir transmis un échantillon pendant 3.9 μ s, il doit attendre $125-3.9=121.1$ μ s l'arrivée de l'échantillon suivant. Alors au lieu d'attendre, on transmet les échantillons venant d'autres lignes téléphoniques. On peut ainsi à la cadence 2048 kb/s transmettre les informations issues de $125 / 3.9 = 32$ lignes différentes.

L'intervalle de temps de 125 μ s est appelé **trame**. Chaque Intervalle de Temps de 3.9 μ s sera appelée **IT**, chaque IT constitue un canal de communication à 64 kb/s.

La ligne multiplexée de débit 2.048 Mb/s transportant 32 IT est appelée **Multiplex** ou MIC. Le standard prévoit que 30 IT transporteront des communications téléphoniques, les 2 IT restantes transporteront les informations de synchronisation et de signalisation.

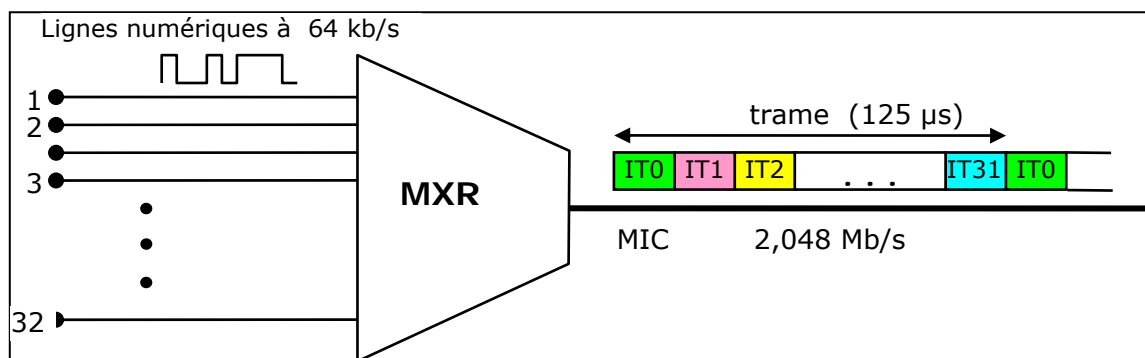
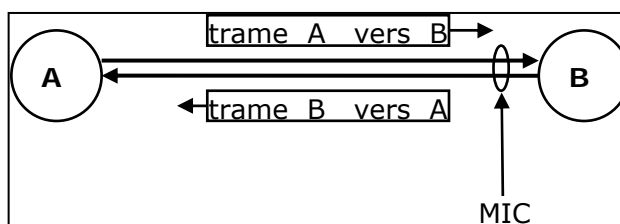


Figure 6.20 : Multiplexage numérique temporel

6.2.1 Verrouillage de trame



Lorsque une trame est émise par une machine A vers une machine B, deux principes importants doivent être respectés pour que la réception se face correctement, le verrouillage et la synchronisation. (nous parlerons de la synchronisation un peu plus loin)

Pour que le récepteur puisse identifier les ITs, il doit savoir où commence la trame au bit près. Sans cela il n'y a aucun moyen de distinguer où commence une IT et où s'arrête une autre, il ne peut pas non plus savoir à quelle communication correspond une IT. Pour cela il faut que l'émetteur puisse indiquer au récepteur le début de la trame ($A \rightarrow B$) et qu'il puisse aussi l'avertir sur une éventuelle perte de verrouillage sur la trame entrante ($B \rightarrow A$). Pour cette raison la voie IT0 a été réservée pour transporter un mot de verrouillage appelé **AT** : **Alignement de trame**. Puisqu'on a réservé une seule IT pour transporter les deux messages ci-dessus, on procède comme suit :

Pour indiquer le Début de la trame, l'émetteur met $AT = x0011011$ dans l'IT0 des trames paires, sur les trames impaires, AT est égal à $x1Axxxx$. le bit A est utilisé comme alarme de perte de verrouillage. En fonctionnement normal, il est toujours placé à 1, en cas de perte de verrouillage sur la liaison entrante, le transiever le positionne à 1 (sur les trames sortantes) pour indiquer à l'autre extrémité qu'il y a une perte de verrouillage. Par sécurité le verrouillage n'est considéré comme perdu qu'après 3 alarmes successives.

6.2.2 La signalisation

Dans le mode de signalisation voie par voie, chaque ligne transporte sa propre signalisation. Ici on a décidé de réserver l'IT16 pour la signalisation, mais une IT ne contient que 8 bits, ce qui est insuffisant pour signaler l'état des 30 voies. Il est donc nécessaire d'utiliser plusieurs IT16 successifs dans plusieurs trames successives. Il a été choisi arbitrairement 4 bits pour transmettre l'état de chacune des voies. Par conséquent l'IT16 (8 bits) ne peut transmettre que la signalisation de 2 voies à la fois. Il faudra donc attendre que quinze trames soient transmises pour que l'ensemble des états des 30 voies soient complètement signalés. Mais comment savoir à quelle paire de voie téléphonique correspond la signalisation transportée par une IT16 donnée. On a décidé alors d'organiser les trames en multitrames de 16 trames chacune. La première trame de la multitrames sera repérer par un mot de verrouillage de multitrames AMT placé à l'IT16. On peut ainsi numéroter les trames suivantes et reperer la signalisation de chaque voie sans problème. La figure ci-dessous montre la structure des 16 trames constituant une multitrame.

- L'IT0 de toutes les trames porte le mot Alignement de Trame **AT**.
- Les IT 1 à 15 et 17 à 31 portent les Voies Téléphoniques VT1 à VT15 et VT16 à VT30
- L'IT16 de la trame 0 porte le mot Alignement de Multitrame **AMT**.
- L'IT16 de la trame n porte les signalisations de la VT_n et de la VT_{n+15}

Remarquons qu'une multitrame entière (2ms) transporte à peine 4 bits de signalisation correspondant à une voie téléphonique donnée.

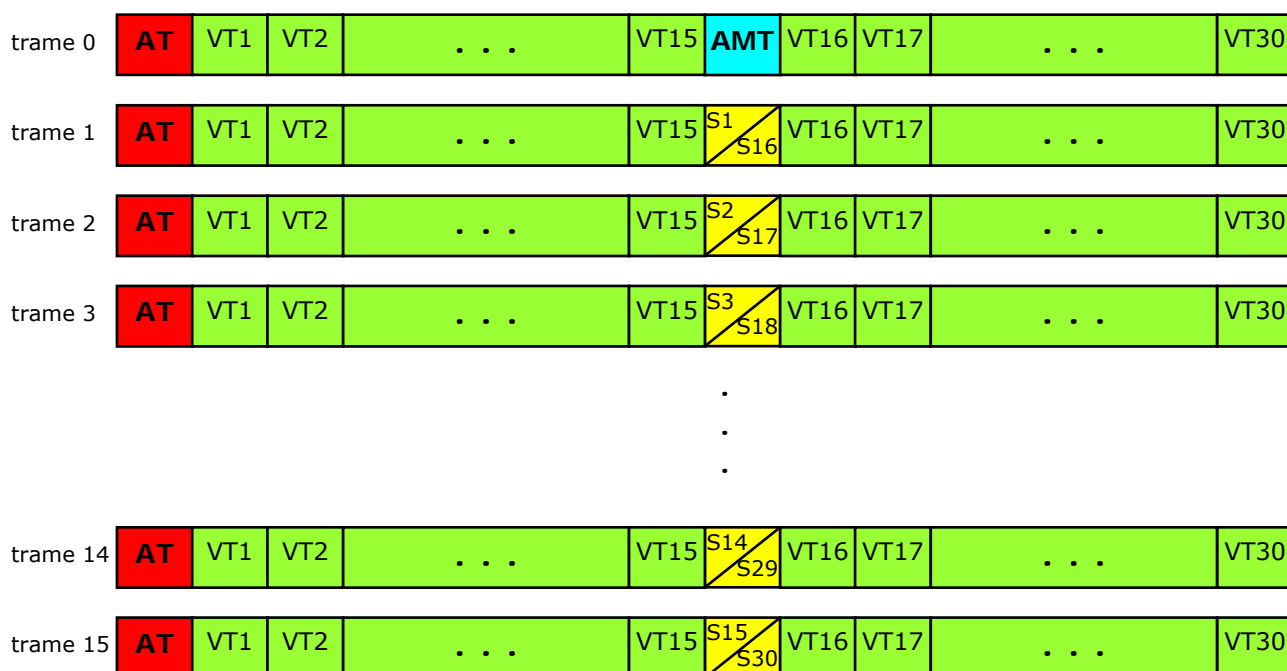


Figure 6.21 : structure des trames des MIC primaire du système européen

6.2.3 Niveaux hiérarchiques de multiplexage

Nous venons de décrire le multiplex numérique primaire TN1 ou E1 dont le rôle est de multiplexer 30 voies à 64kbit/s. Par ce procédé on divise par 30 le nombre de câbles à poser. Cependant cela reste largement insuffisant notamment dans le cas de réseaux urbains, et cela est encore moins suffisant pour des réseaux nationaux ou transatlantiques. Il est nécessaire donc de monter davantage en débit en multiplexant à des niveaux supérieurs. On a choisi de regrouper les multiplex 4 par 4 pour obtenir un multiplex de niveau supérieur.

L'ensemble des multiplex de différents niveaux (ordre) s'appelle une hiérarchie. Cette hiérarchie de multiplex successifs est dite PDH (Plésiochrone Digital Hiérarchy). Le multiplexage au niveaux supérieurs se fait bit à bit et non pas mot par mot. Les systèmes de multiplexages de la hiérarchie plésiochrone traitent chaque affluent de manière totalement transparent comme des flux de bits dont ils ignorent la structure. Le Tableau 6.1 donne le détail des différents niveaux de la hiérarchie PDH européenne.

Ordre du multiplex	ligne	Σ débits entrant	surdébit introduit IT kb/s	surdébit hérité IT kb/s	surdébit total IT kb/s	débit utile IT kb/s	débit total IT kb/s
TN1	E1		2 128	-	2 128	30 1920	32 2048
TN2	E2	128 IT 8192 kb/s	4 256	8 512	12 768	120 7680	132 8448
TN3	E3	528 33792	9 576	48 3072	57 3648	480 30720	537 34368
TN4	E4	2148 137472	28 1792	228 14592	256 16384	1920 122880	2176 139264
TN5	E5	8704 557056	124 7936	1024 65536	1148 73472	7680 491520	8828 564992

Tableau 6.1 : Niveaux Hiérarchiques PDH pour l'Europe

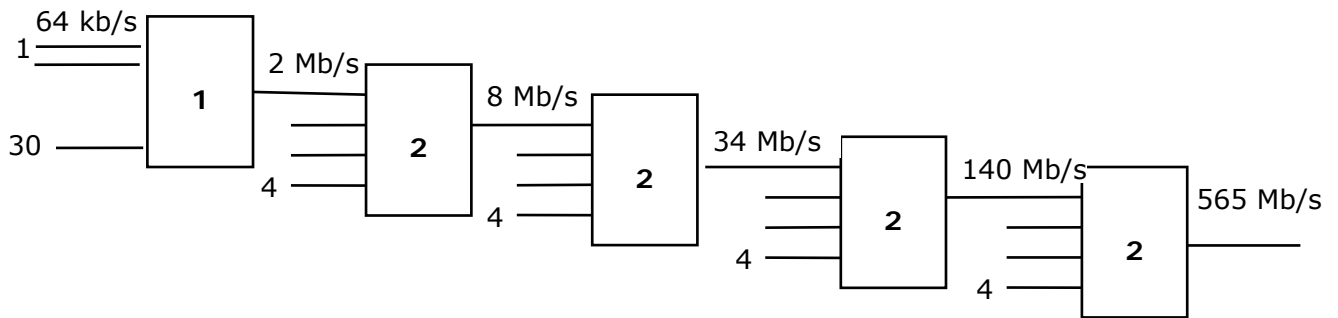


Figure 6.22 : Hiérarchie des multiplex numériques

6.2.4 Trame secondaire PDH selon la recommandation G744 de l'UIT

Ce système est utilisé quand il s'agit de multiplexer exclusivement des voies téléphoniques. Le multiplexage est synchrone, il est supposé que toutes les horloges des canaux affluents sont synchrones, il n'y a donc pas de dispositif de justification. Les 4 affluents sont multiplexés **octet par octets** et 4 IT de services sont introduites. On obtient une trame de $4 \times 32 + 4 = 132$ IT. La durée de la trame est $125 \mu s$ ce qui donne un débit de 8448 kb/s . La trame est organisée comme suit :

- Une IT de verrouillage de trame : 11100110 (les 8 premiers bits d'un total de 14)
- 4 IT accueillant les 4 mots AT des 4 affluents
- 4 x 7 IT accueillant les 7 premières VT des 4 affluents entrelacées IT par IT
- Une IT de rechange (*Spare Time Slot*)
- 4 x 8 IT accueillant les 8 VT suivantes des 4 affluents
- Une IT contenant 6 bits de verrouillage de trame (100000) et 2 bits réservés
- 4 IT accueillant les IT16 des 4 affluents
- 4 x 7 IT accueillant les 7 VT suivantes des 4 affluents
- Une IT de rechange (*Spare Time Slot*)
- 4 x 8 IT accueillant les 8 VT suivantes des 4 affluents



6.2.5 Structure de la trame Secondaire des MICs TN2 (Rec G742 de l'UIT)

Ce système est utilisé quand il s'agit de multiplexer des voies numériques où l'on ne peut pas se permettre de perdre des bits à cause de l'anisochronisme de réseau téléphonique.

Il s'agit d'un multiplexage **bit par bits** des affluents TN1 avec justification positive qui suppose que le débit de sortie du multiplexeur peut occasionnellement devenir légèrement supérieur à la somme des 4 débits affluents auquel cas on ajoute un bit de bourrage appelé bit de justification. (Nous parlerons de la justification dans le paragraphe sur la synchronisation)

La longueur de la trame est de 848 bits et sa durée est voisine de $100.4 \mu s$. Le débit est de 8448 kb/s . On remarque que la durée de la trame ne correspond pas à la trame d'échantillonnage des affluents ($T_e = 125 \mu s$). Le multiplex secondaire ignore la structure des rames primaires et ne considère que des flux de bits.

La trame est constituée de 4 groupes de 212 bits chacun.



Figure 6.23 : Structure d'une trame secondaire (G742)

Le premier groupe est structuré de la façon suivante :

- Un mot de verrouillage de trame de 12 bits, 1111010000AR, les bits A et R sont des alarmes

- 4 x 50 bits constitués des 50 premiers bits des 4 affluents

Les trois groupes suivants sont structurés de la façon suivante :

- un ensemble de 4 bits d'indication de justification dont nous expliquerons la signification plus loin.
- 4 x 52 bits constitués des 52 bits suivants des 4 affluents

6.2.6 Structure des trames d'ordres supérieurs

Les trames des multiplex supérieurs sont construites d'une manière similaire à la trame secondaire.

6.2.7 La synchronisation dans un réseau numérique

Lors de la constitution d'un multiplex d'ordre n à partir de trames d'ordre $n-1$, on est confronté au problème d'anisochronisme des affluents. En effet, les trames à grouper proviennent d'équipement terminaux géographiquement distincts et dont les horloges ont des fréquences voisines (affluents plésiochrones) mais dont les phases relatives sont quelconques et même variables car les lignes ont des temps de propagation différents et dépendant de la température.

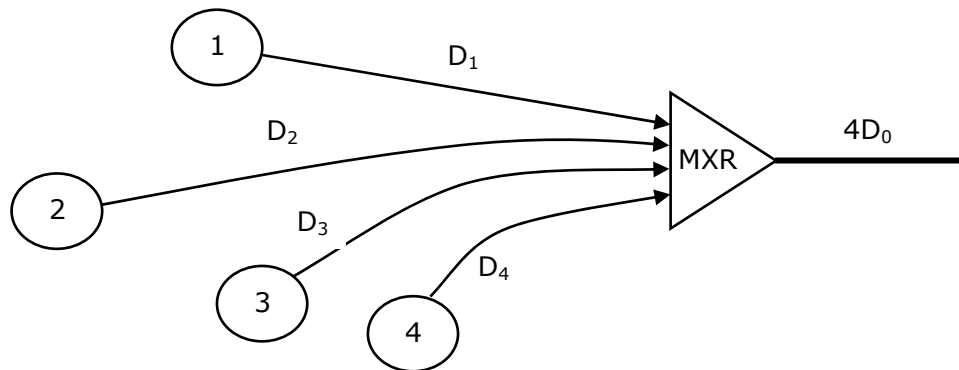


Figure 6.24 : Constitution d'un multiplex à partir de 4 affluents anisochrones

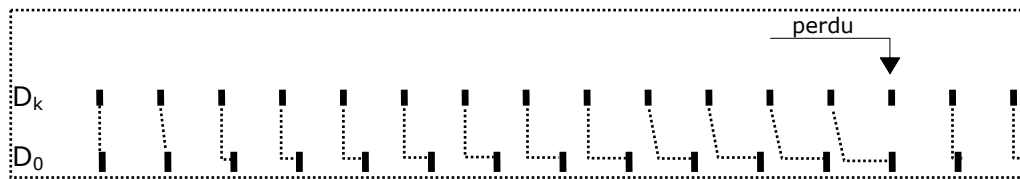
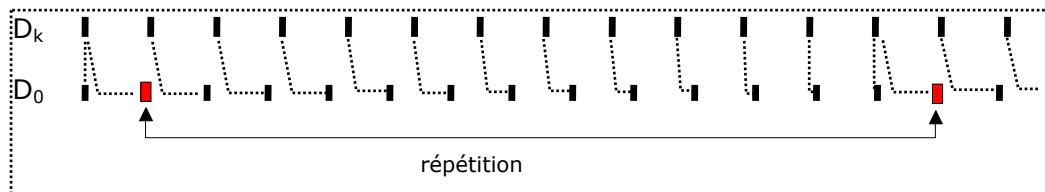
Les techniques de synchronisation sont nombreuses et varient d'un équipement à un autre. Cependant, la technique la plus courante est celle qui consiste à utiliser pour chaque affluent, une mémoire tampon capable de mémoriser une trame entière. Les mécanismes de synchronisation sont assez complexes. On peut toutefois simplifier les choses en disant que chaque influent (k) écrit dans sa mémoire à son rythme propre (D_k) (horloge récupérée). Les mémoires tampon sont ensuite lues au rythme de l'horloge locale (D_0) du multiplexeur qui sera l'horloge de base pour le traitement et la transmission. On arrive ainsi à compenser les décalages temporels $\Delta t \leq T_e$ entre l'instant d'inscription d'un mot dans la mémoire et l'instant de sa lecture.

L'utilisation de la mémoire tampon permet d'aligner les trames mais ne résout pas le problème des débits incidents légèrement différents. On peut constater sur les figures ci-dessous que dans le cas $D_k > D_0$, le décalage Δt va en augmentant et il arrive un moment où il dépasse T_e , un nouveau mot est inscrit dans la mémoire avant que le précédent n'ait pu être lu, ce dernier est définitivement perdu. Inversement dans le cas $D_k < D_0$, Δt va en diminuant et il arrive un moment où la lecture devrait se faire avant l'inscription, c'est alors le mot précédent qui sera lu une 2^{ème} fois. Une perte ou répétition d'information est appelée **glissement**, elle se produit avec une périodicité T_s qui dépend de la différence relative des débits.

$\frac{D_0 - D_k}{D_k}$	T_s
10^{-3}	0,125 s
10^{-6}	2' 05"
10^{-9}	1,45 jour
10^{-12}	3,96 ans

Tableau 6.2 : glissement en fonction de la différence relative des débits

$$T_s = T_e \frac{D_k}{|D_0 - D_k|}$$

Figure 6.25 : perte d'un bit (ou un mot) dans le cas $D_k > D_0$ Figure 6.26: Répétition d'un bit (ou un mot) dans le cas $D_k < D_0$

6.2.7.1 Synchronisation par justification

En téléphonie, perdre un échantillon de temps en temps n'a guère d'influence sur la qualité du signal. Surtout qu'avec un réseau plésiochrone, la période de glissement est rendue très importante.

Le réseau téléphonique d'aujourd'hui transporte beaucoup de données numériques, et dans ce cas, la perte ou la répétition d'un mot peut avoir des conséquences très fâcheuses.

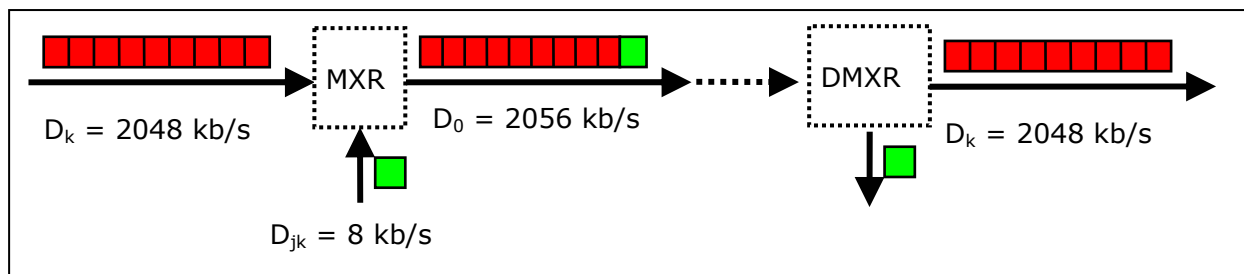
Pour éviter le problème des glissements, on utilise la synchronisation par justification qui consiste à insérer de temps en temps (ex. dans chaque trame) un bit de bourrage dans le plus rapide des deux flux à synchroniser (D_0 ou D_k).

exemple :

D_k : 2048 kb/s. Dans une durée de 125 μ s, cet affluent peut inscrire 256 bits dans la mémoire tampon

D_0 : 2056 kb/s. A ce rythme, on peut lire 257 bits dans 125 μ s. on prend 256 bits dans la mémoire tampon et on complète par un bit de justification (bourrage).

A l'arrivée, on se débarrasse des bits de justification et on retrouve le flux d'origine

Figure 6.27 : continuité des débits ($D_0 = D_k + D_{jk}$)

Si les débit D_k et D_0 étaient constants, l'insertion d'un bit de justification ne poserait pas de problème particulier car, placé toujours au même endroit de la trame, le démultiplexeur n'a pas de mal à le repérer et l'extraire du flux.

Si D_k et D_0 varient dans le temps, (pour simplifier supposons que c'est D_k qui varie), les choses se compliquent un peut. Prenons l'exemple précédent et considérons D_k peut varier

entre 2048 kb/s et 2056 kbs. Si $D_k = 2048$ kb/s, le multiplexeur doit placé un bit de bourrage à la position de justification, par contre si $D_k = 2056$ kb/s, les deux débit sont égaux et on n'a pas besoin de bit de bourrage, le multiplexeur doit donc placer un bit d'information dans la position de justification. Avec ce genre de situation, il faut absolument avertir le démultiplexeur si le bit de justification est un bit de bourrage ou un bit d'information. Cela se fait à l'aide d'un bit supplémentaire que le multiplexeur insère dans la trame qu'on appelle bit d'**indication de justification** C_{kj} . Vu l'importance de ce bit, on essaye de le protéger contre les erreurs de transmission, une méthode simple consiste à le transmettre plusieurs fois, s'il y'a erreur sur une occurrence, les autres seront correcte et le démultiplexeur procède à une décision majoritaire. On général, pour chaque affluent k , on insère 3 bits de justification C_{k1} , C_{k2} et C_{k3} . La combinaison 111 indique une justification, la combinaison 000 indique une absence de justification.

Da ce qui précède, on a admis implicitement que $D_0 > D_k$, ce qui conduit à compléter les trames de l'affluent k par des bits de justification pour former les trames du flux sortant. Cette opération s'appelle **justification positive**. On peut aussi faire l'inverse dans le cas $D_k > D_0$, c'est-à-dire de retrancher des bits de justification préalablement placé dans les trames de l'affluent k . Cette opération s'appelle **justification négative**. On peut aussi combiner les deux procédés.

6.2.7.2 Cas de la trame secondaire

On a vu que le multiplex secondaire a un débit de 8448 kb/s. Il est construit à partir de 4 affluents primaires de débit nominal $D_k = 2048$ kb/s. La trame contient 848 bits et a une durée $T=100,37879$ μ s. La figure ci-dessous montre l'emplacement des bits de justification et d'indication de justification. Les affluent sont numéroté de 1 à 4

C_{ki} est le bit d'indication numéro i de l'affluent k

J_k est le bit de justification de l'affluent k

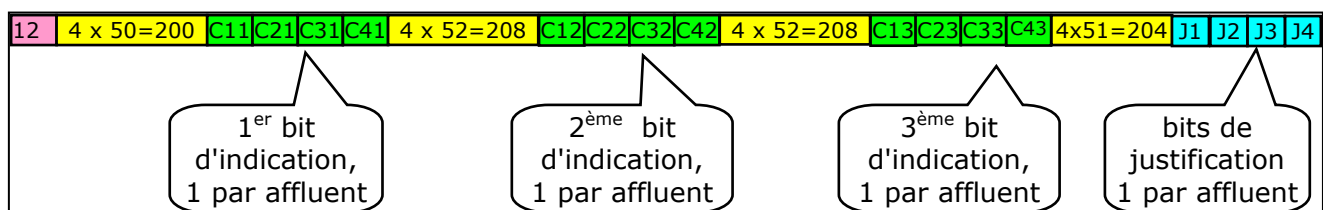


Figure 6.28 : détail de la trame secondaire

Coté affluent :

- débit nominal $D_k = 2048$ kb/s
- pendant une trame T (100.4 μ s), un affluent apporte 205 bits
- Le 4 affluents apporteront $205 \times 4 = 820$ bits d'information

Coté multiplex secondaire

- Si on enlève les 12 bits de verrouillage et les 12 bits d'indication de justification, il reste 824 bits d'information.
- Le débit d'information est donc $4D_0 = 824/100.378 \mu$ S = 8209 kb/s
- Le débit d'information réservé à un affluent est $D_0 = 2052$ kb/s
- Ce qui correspond dans la trame à 206 bits

Pour adapter les débits entrant et sortant D_k et D_0 , les 4 dernier bits de la trame sont réservé à des bits de justification, chacun pour un affluent. Pour chaque affluent, on a 205 bits d'information et un bit de justification.

En réalité, à $D_k = 2048$ kb/s, l'affluent k apporte 205.575575 bits par trame.

Il faut chercher le nombre de trames N au bout duquel on aura un nombre de bits entier égal à $n \times 205 + m \times 206$. (n trames sans justification et m trames avec justification)

Cela revient à chercher un multiple **entier** 0.575575. On trouve $33 \times 0.575575 = 19$. Cela signifie q'au bout de 33 trames, l'affluent k apporte $33 \times 205 + 19$ bits soit $14 \times 205 + 19 \times 206$ bits. En moyenne, tout les 33 trames, 14 partent avec justification et 19 sans justification.



Figure 6.29 : exemple d'une trame secondaire avec justification sur l'affluent 1 et 3

6.2.8 Hiérarchie PDH utilisée aux USA

Ordre	Ligne	IT utiles	Débit utile kb/s	Débit total Kb/s
DS-1	T1	24	1536	1544
DS-1C = 2 DS-1	T1C	48	3072	3152
DS-2 = 4 DS-1	T2	96	6144	6312
DS-3 = 7 DS-2	T3	672	43008	44736
DS3-C = 2 DS-3	T3C	1344	86016	91053
DS-4 = 6 DS-3	T4	4032	258048	274175
DS-4C = 2 DS-4	T4C	8064	516096	655120

Tableau 6.3 : Hiérarchie PDH américaine

6.3 TRANSMISSION

Tous les milieux de transmission conviennent pour les systèmes numériques.

- **Paire symétrique**

La paire symétrique convient assez bien pour les systèmes numériques à 2 Mb/s (ligne E1). On utilise une ligne 4 fils, une paire pour chaque sens. Le facteur limitatif est la diaphonie entre paire du même câble de transport.

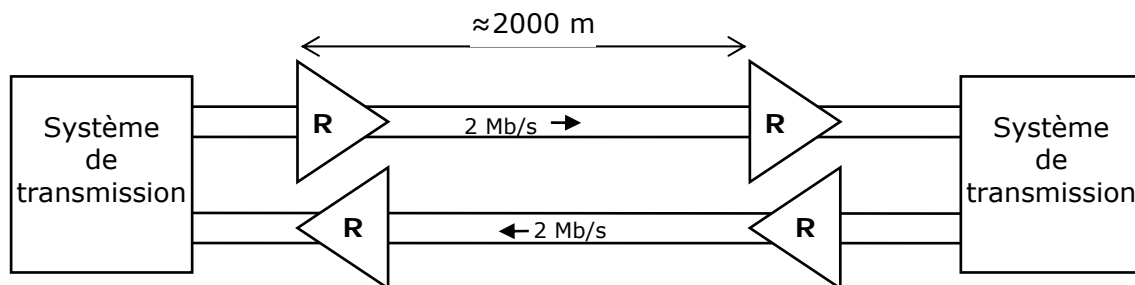


Figure 6.30 : Ligne de transmission E1 sur paire symétrique

- **Paire coaxiale**

Milieu quasiment idéal pour la transmission numérique (comme pour la transmission analogique) du fait de sa très faible distorsion de phase et de ses excellentes qualités diaphoniques. Le câble coaxial peut servir de support au numérique de 8 Mb/s à 565 M/s

- **Faisceau hertzien**

Les systèmes numériques 2 Mb/s se prêtent bien aux transmissions par faisceau hertzien. Les signaux sont transposés par modulation FSK ou PSK dans la bande de fréquence adéquate (1 ... 22 GHz). Pour la transmission par satellite, les systèmes numériques sont intéressants pour un accès multiple que ce soit FDMA (une porteuse par système) ou TDMA.

- **Fibre Optique**

La fibre optique est parfaitement bien adaptée pour la transmission numérique essentiellement pour les hauts débits. La portée de transmission sans régénérateur est très élevée comparée au support de cuivre.

6.3.1 Codage de ligne

La transmission de signaux numérique se fait en bande de base. L'information à transmettre est une suite de 1 et de 0 qui peut être représentée par une grande variété de signaux physiques. Il faut donc trouver la représentation (codage) la plus adaptée. Parmi les exigences de la transmission numérique sur ligne on peut citer :

- Le signal doit avoir une composante continue nulle afin qu'il puisse traverser sans être dégradé les équipements qui ne laissent pas passer le continu comme les transformateurs d'isolement au niveau des régénérateurs.
- Le signal doit avoir suffisamment de transition pour permettre la récupération de l'horloge et la synchronisation au niveau du récepteur.
- Eviter le domaine des basses fréquences où les distorsions linéaires sont particulièrement importantes.
- Limiter l'extension du spectre vers les hautes fréquences où l'affaiblissement et la diaphonie sont importants.

6.3.1.1 Le code AMI (*Alternate Mark Interchange*)

C'est le codage de ligne utilisé pour les systèmes primaires et secondaires au USA.

L'élimination de la composante continue est obtenue par l'utilisation d'un signal à 3 niveaux.

- Le 0 est codé par un signal nul
- Le 1 est alternativement par un signal positif et négatif de largeur :
 - 1 bit \Rightarrow AMI/NRZ
 - $\frac{1}{2}$ bit \Rightarrow AMI/RZ

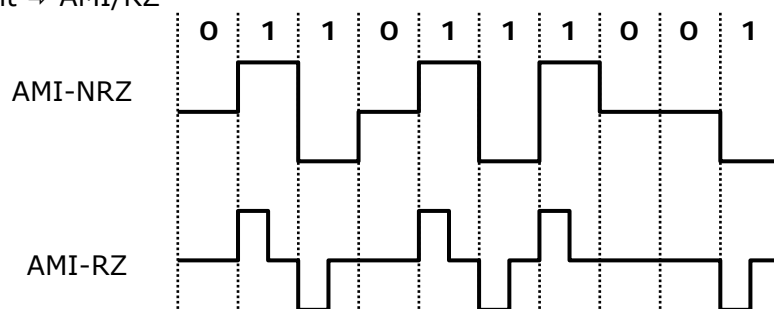


Figure 6.31 : Codes AMI

6.3.1.2 Le code HDB3

C'est le codage de ligne utilisé pour les systèmes primaires et secondaires en Europe.

Avec le code AMI, une longue suite de 0 peut priver le récepteur de toute information de synchronisation. Le code HDB3 est une amélioration du code AMI pour remédier aux problèmes de récupération d'horloge. Il consiste à remplacer le quatrième 0 d'un groupe de quatre 0 par un 1. Pour que ce dernier puisse être identifié à la réception et être interprété comme un zéro, on lui donne une polarité en violation de la loi d'alternance. En respectant cette règle, on remarque que si deux bits V (Viols) successifs sont séparés par un nombre pair de 1, ils sont de même polarité ce qui peut de nouveau engendrer une composante continue. On remplace alors le premier 0 du groupe par un faux 1 appelé bit de bourrage (B) qui respecte la règle de polarité.

Au niveau du récepteur, la règle de décision est simple, c'est toujours le bit V qui permet de localiser une suite de quatre 0 : $000V \Rightarrow 0000$, $B00V \Rightarrow 0000$

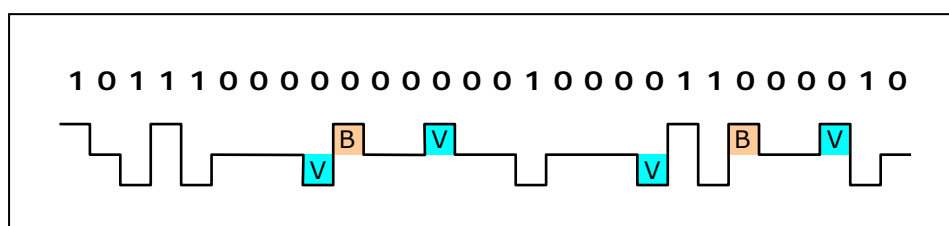


Figure 6.32 : code HDB3

6.4 COMMUTATION NUMERIQUE

Le rôle d'un commutateur numérique est de commuter les IT d'un multiplex entrant vers ceux d'un multiplex sortant. Nous savons bien sûr que chaque IT représente un canal à 64 kb/s correspondant à une communication téléphonique.

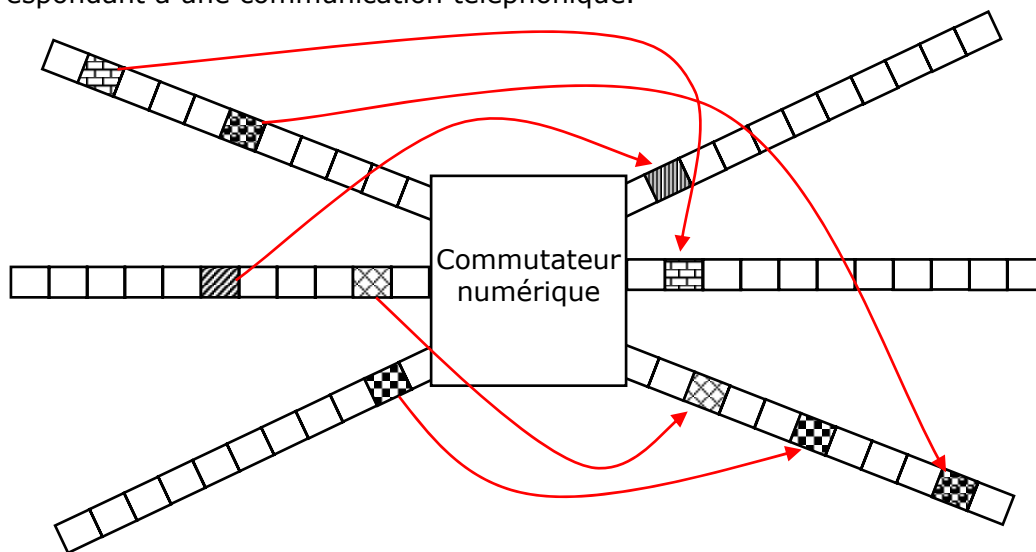


Figure 6.33 : commutation numérique

On distingue deux types de commutation numérique, la commutation spatiale (S) et la commutation temporelle (T).

6.4.1 Commutation spatiale multiplex (S)

Ce type de commutateur est dit spatial car il fonctionne comme une matrice de commutation analogique, seulement la configuration de connexion change après chaque intervalle de temps IT. Il en résulte qu'une IT d'un multiplex entrant peut être aiguillée vers n'importe quel multiplex sortant mais elle garde la même position dans la trame de sortie.

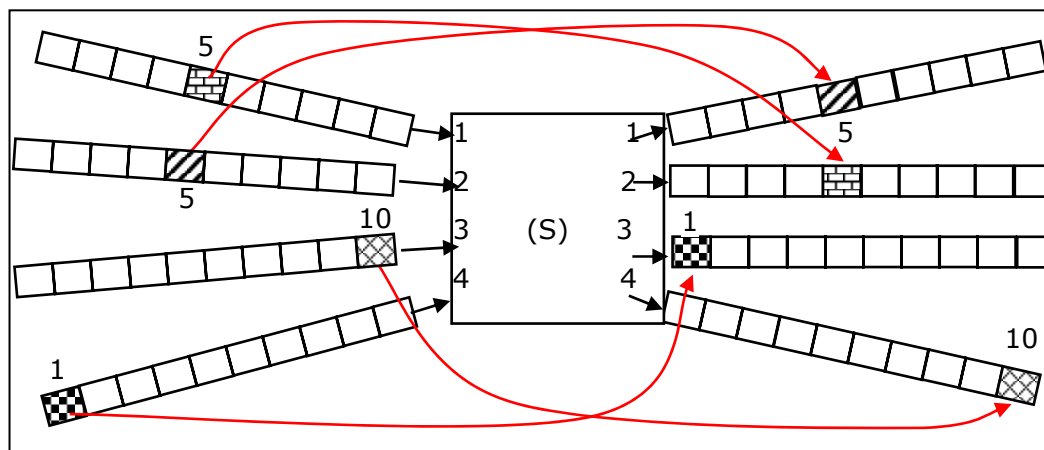


Figure 6.34 : commutation numérique de type S

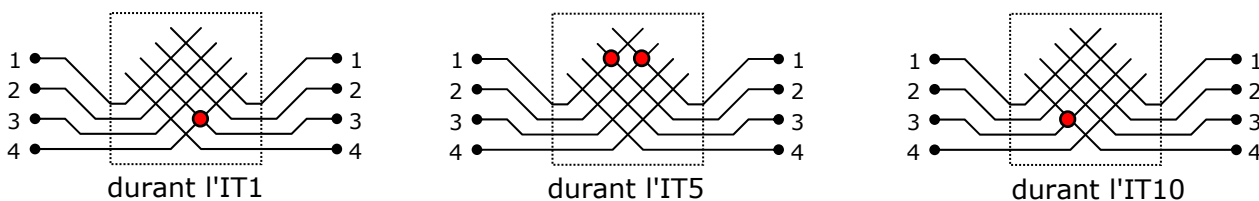


Figure 6.35 : illustration des connexions pour l'exemple précédent

La Figure 6.36 montre l'exemple d'un commutateur numérique S 4x4, il est constituée de 4 blocs contenant chacun un multiplexeur 1 parmi 4 et une mémoire circulante de 32 mots de 2 bits dite mémoire de commande. La lecture d'une façon séquentielle des mots contenus dans la mémoire de commande permet d'adresser l'entrée du multiplexeur qui sera connectée à la sortie et cela durant une fenêtre temporelle 'IT'. On dit que c'est une matrice commandée par la sortie car le contenu de la mémoire MC_n définit le contenu du multiplex sortant MS_n . Il existe des matrice commandée par l'entrée, dans ce cas, le contenu de la mémoire MC_n définit la destination des ITs du multiplex entrant ME_n . La mise à jours de la mémoire se fait continuellement par l'unité de commande de l'autocommutateur (non représenté sur la figure).

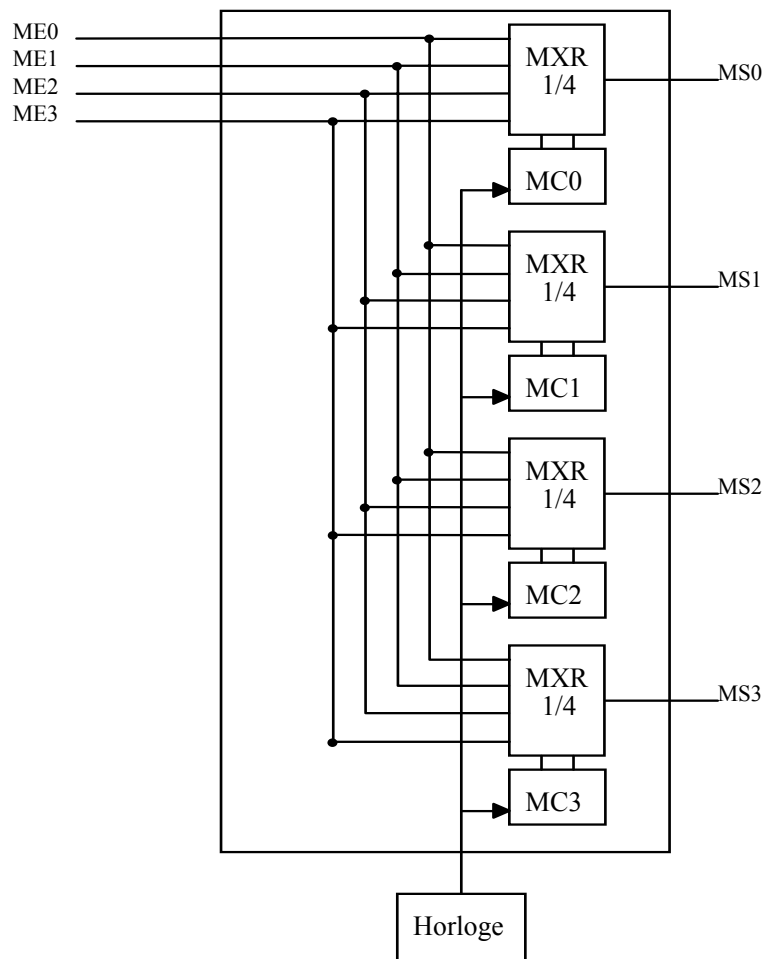


Figure 6.36 : Matrice spatiale multiplex 4 x 4

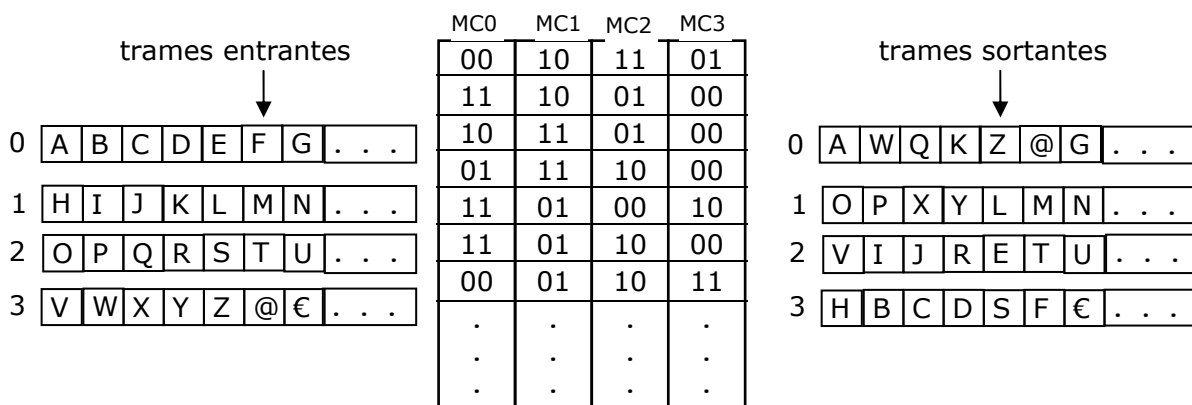


Figure 6.37 : illustration du fonctionnement d'un commutateur Spatial

6.4.2 Commutateur temporel (T)

Contrairement au commutateur spatial dans lequel chaque IT conserve sa propre position temporelle au sein de la trame, le commutateur temporel est capable de modifier la position temporelle des ITs entre les multiplex entrants et les multiplex sortants (*Time Slot Interchange*). On les appellera indifféremment commutateur ou matrice de type T ou TSI.

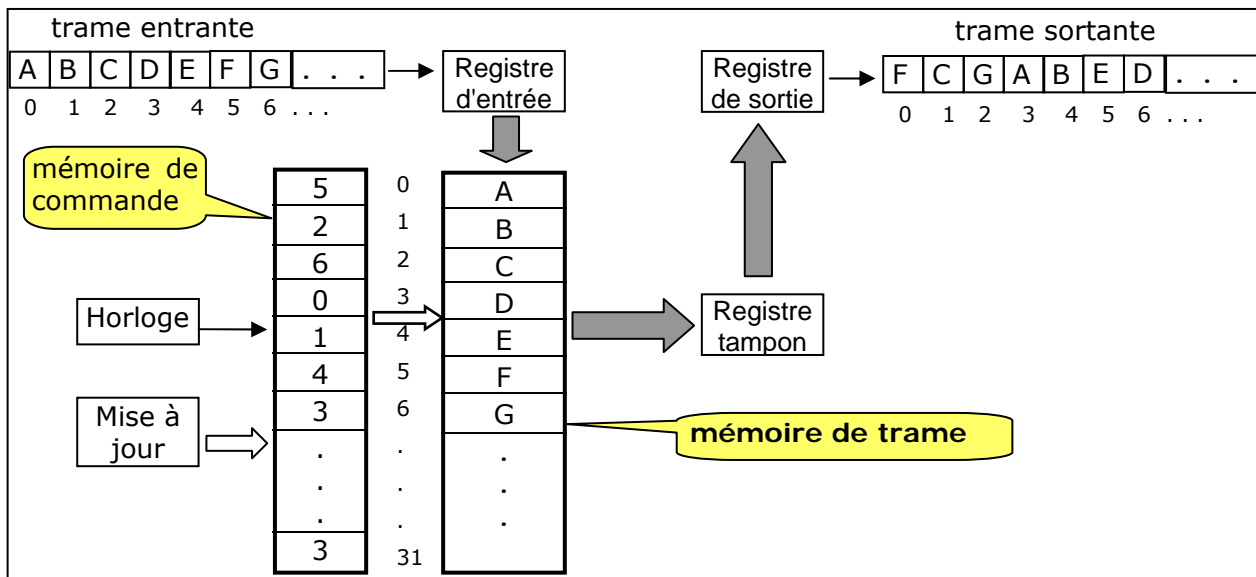


Figure 6.38 : commutateur temporel pur

Le fonctionnement de ce commutateur repose essentiellement sur :

- Une mémoire de trame capable de mémoriser une trame entière du flux incident, sa capacité est donc de 32 mot de bits. Le mot adressé par la mémoire de contrôle est placé sur la sortie.
- Une mémoire de contrôle contenant 32 mots avec lesquels on ira séquentiellement adresser la mémoire de trame. Pour pouvoir adresser 32 positions, un mot de cette mémoire est constitué de 5 bits. C'est une mémoire circulante, on change sont mot de sortie au début de chaque IT à l'aide d'une impulsion d'horloge. La mise à jour de cette mémoire se fait par l'unité de contrôle chaque fois qu'il y'a une nouvelle communication qui s'installe sur le multiplex entrant.
- un registre tampon qui permet de stocker temporairement une IT (mot de 8 bits)
- Les registres d'entrée et de sortie sont de simples registres à décalage qui assurent la conversion série parallèle et parallèle série. Car les multiplex transporte les données en série, c'est-à-dire bit après bit.

Le fonctionnement est le suivant :

Le registre d'entrée recopie en permanence les IT reçus dans la mémoire de trame sans s'occuper de ce que font les autres éléments. L'écriture et cyclique, les ITs de chaque nouvelle trame écrasent les ITs de la précédente.

De la même façon, le registre de sortie recopie en permanence (au rythme de 2048 kb/s) le contenu du registre de sortie sans se préoccuper des autres éléments.

Pendant l'IT n° n , on prépare dans le registre tampon l'IT qui partira sur le multiplex sortant pendant l'IT suivante (matrice commandée par la sortie). Pour ce faire, on envoie une impulsion à la mémoire de contrôle qui se place sur la position $n+1$, le mot contenu dans cette position est envoyé sur le bus d'adresse de la mémoire de trame. L'IT contenue dans la position adressée est placée dans le registre tampon et on attend. A la fin l'IT courante on recopie le registre tampon dans le registre de sortie qui commencera aussitôt à le transmettre sur le multiplex de sortie.

6.4.3 Commutateur Numérique étendu temporel/spatial

En combinant 4 matrice T, on peut obtenir un commutateur qui permet de réaliser une commutation spatiale tout en ayant la possibilité *d'interchager* la position chronologique des ITs. (Figure 6.39)

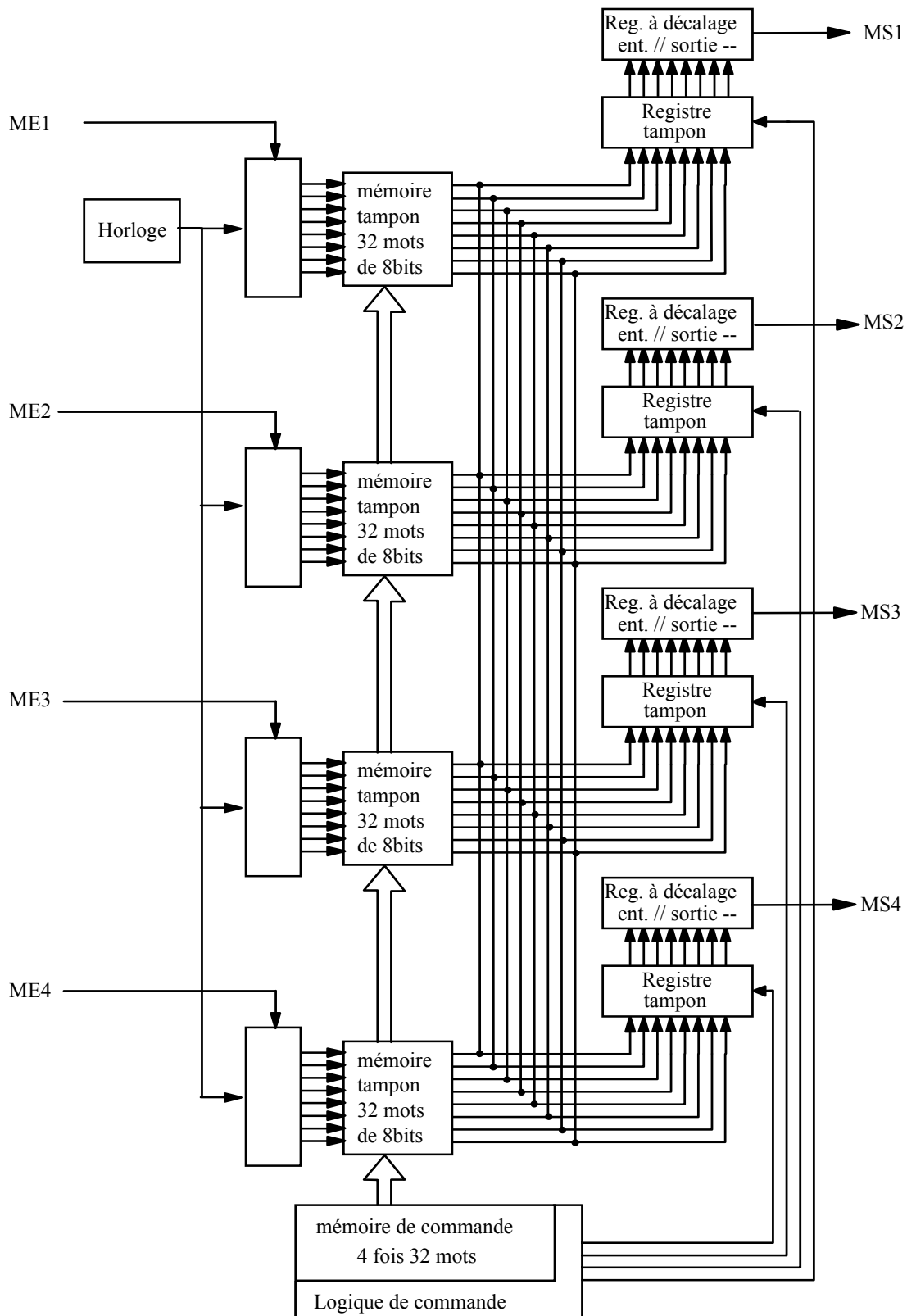


Figure 6.39: Commutateur étendu temporel/spatial

Son fonctionnement est tout à fait similaire à celui la matrice T sauf qu'ici, pendant un intervalle de temps donné, il faut préparer les ITs qui partiront dans les 4 multiplex de sortie. On découpe alors l'intervalle de temps en 4 subdivisions, et s'occupe ainsi des 4 multiplex un après l'autre. à la fin de l'intervalle de temps, on repie simultanément les 4 registres tampons dans les registres de sortie et on recommence.

La Figure 6.40 illustre l'exemple très simplifié d'un système où les trames n'ont que 4 ITs. Avec les 4 mémoires de trame, on a 16 ITs à adresser donc la mémoire de contrôle contient 16 mots de 4 bits, les 2 bits de gauche permettent de sélectionner une mémoire de trame, les 2 autres permettent d'adresser à l'intérieur de la mémoire sélectionnée.

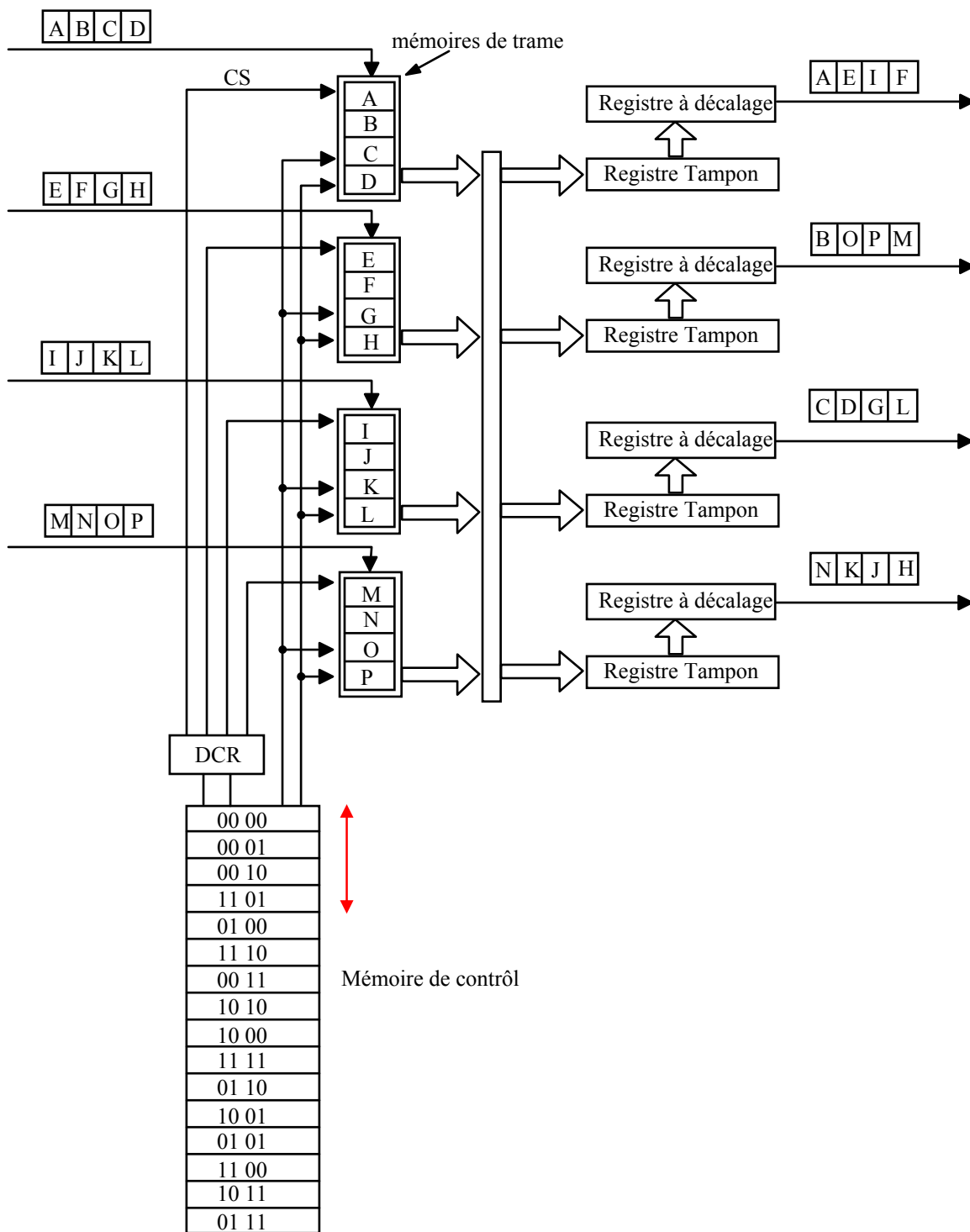


Figure 6.40 : Exemple de commutateur 4 x 4 avec des trames de 4 VT

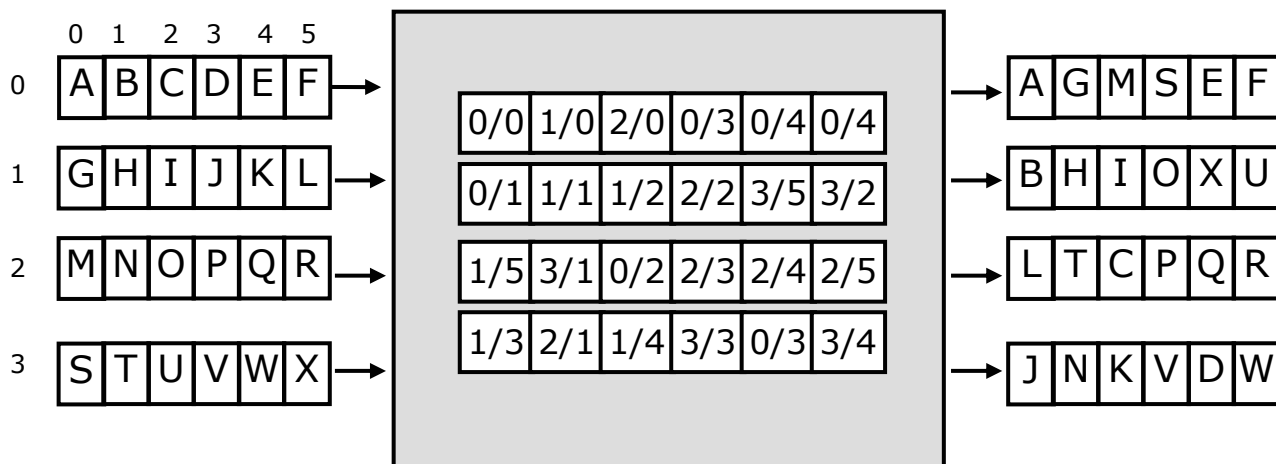


Figure 6.41 : présentation simplifiée de la mémoire de commande

6.4.4 Réseau à 3 étages TST

Une alternative à la matrice étendue citée au paragraphe précédent consiste à construire des réseaux maillés à l'aide de matrices T et de matrice S. Beaucoup de structures différentes existent, cependant la structure TST semble être la plus utilisée.

La structure TST (ou l'une de ces dérivées TSⁿT) est "un peu" l'équivalent du réseau maillé Spatial (analogique) à 3 étages de clos. On utilise aussi bien des réseaux TST à blocage nul que des réseaux à faible blocage interne (inférieur à 10⁻⁶). La Figure 6.42 montre le schéma de principe, on y distingue :

- Un étage de commutateurs temporels réalisant le TSI (*time slot interchange*). Chaque commutateur reçoit un multiplex de n voies à l'entrée et dessert un multiplex de m voies à la sortie. Si le nombre de voies total à l'entrée du commutateur TST est N, on aura $k = N/n$ matrices TSI dans cet étage.
- Un étage de commutation Spatial constitué d'un seul commutateur $k \times k$ de type S.
- Un étage de commutateurs temporels constitué de k commutateur TSI à m voies d'entrée et n voies de sorties.

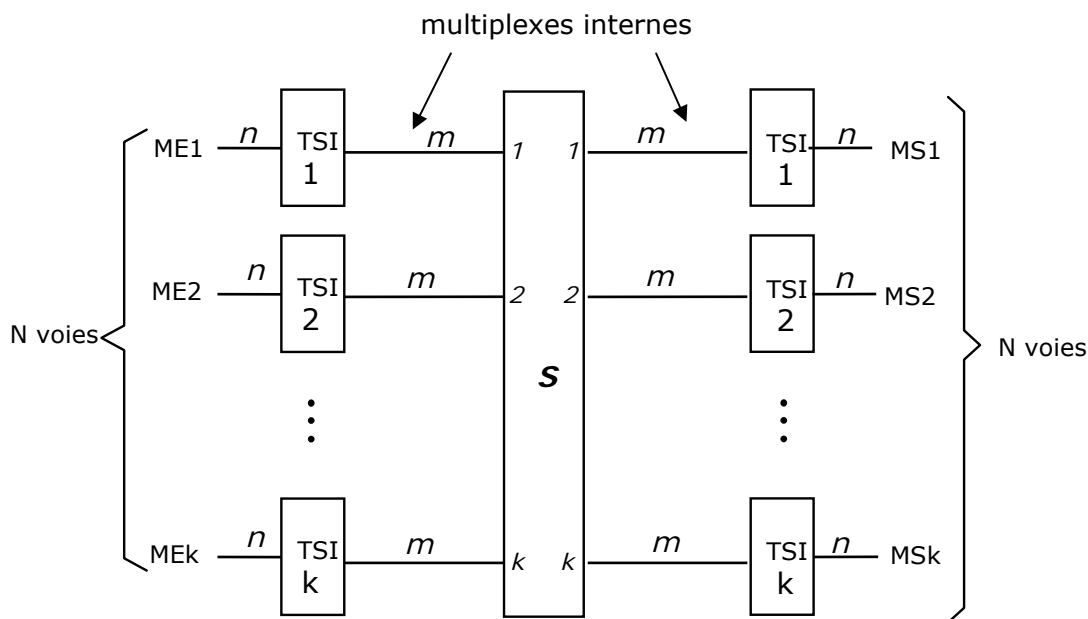


Figure 6.42 : Schéma de principe d'un commutateur TST

Dans le cas où $n = m$, on peut vérifier que ce type de réseau introduit un blocage interne. La figure ci-dessous illustre un exemple de 2 trames internes. Les VT représentées en gris sont les voies occupées. Si une nouvelle communication destinée à MS2 arrive sur ME1, le commutateur TSI 1 peut la placer sur les VT 9, 10, 11, 12 ou 13, mais la matrice S ne peut pas changer la position d'une voie temporelle, et les voies temporelles de même ordre sont déjà occupées, on a une situation de blocage.

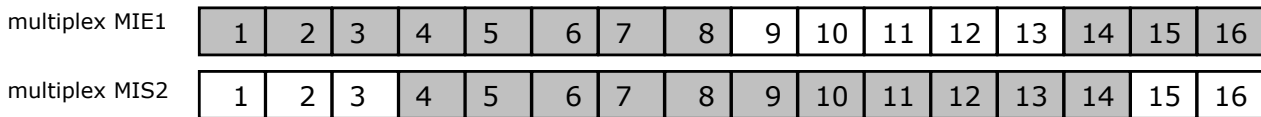
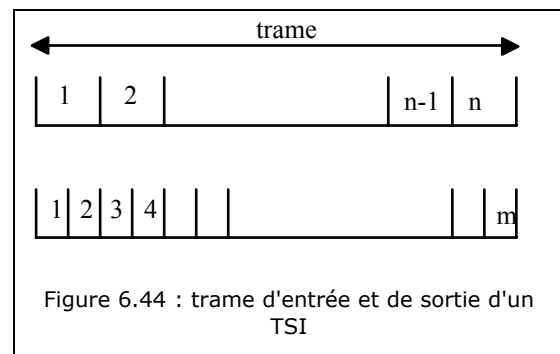


Figure 6.43 : illustration du blocage interne possible avec un réseau TST

Pour diminuer le blocage interne d'un réseau de connexion numérique TST, le nombre m des voies sur les multiplexes internes doit être supérieur au nombre n de voies des multiplexes externes.. Cela signifie évidemment que le débit binaire au niveau des multiplexes internes sera supérieur. Ce point est illustré sur la Figure 6.44.



Le cheminement d'un échantillon dans un réseau de commutation TST est assez simple, si l'on désire aiguiller une voie du multiplexe d'entrée ME1 vers une voie du multiplexe de sortie MS4k

- L'échantillon entre dans la matrice TSI_1 sur une voie α ($1 \leq \alpha \leq n$)
- Il en sort sur une voie β ($1 \leq \beta \leq m$), ce qui est toujours possible tant que $m \geq n$.
- Le commutateur spatial aiguille l'échantillon sur son multiplexe de sortie k , l'échantillon conserve sa position β . Remarquons que ceci n'est pas toujours possible car la position β (de sortie) peut très bien être occupée par une communication venant d'une autre entrée.
- L'échantillon entre dans TSI_k sur la voie β et en sort sur une voie γ ($1 \leq \gamma \leq n$).

Une simple analyse montre que si $m = 2n - 1$, le réseau obtenu sera à blocage nul, en effet, supposons qu'à un instant donné $(n-1)$ des n voies d'entrée d'un TSI d'entrée sont occupées, et par conséquent occupent $(n-1)$ voies de sortie de ce TSI. Supposons aussi que $(n-1)$ parmi n voies de sortie de ce TSI sont occupées, elles occupent par conséquent $(n-1)$ des m voies d'entrée de ce TSI. Dans le plus mauvais cas, les deux groupes de $(n-1)$ voies occupées peuvent être différents (les premiers sont aiguillés vers d'autres TSI de sortie et les seconds proviennent d'autres TSI d'entrée). Dans ces conditions, si un appel arrive sur la $n^{\text{ème}}$ voie qui reste libre à l'entrée, et que cet appel est destiné au TSI de sortie $n^{\circ} i$, alors pour que la connexion puisse être réalisée, il faut avoir une voie supplémentaire sur les multiplexes internes, $m = (n-1) + (n-1) + 1 = 2n - 1$, c'est la condition de blocage nul, elle est illustrée sur la Figure 6.45.

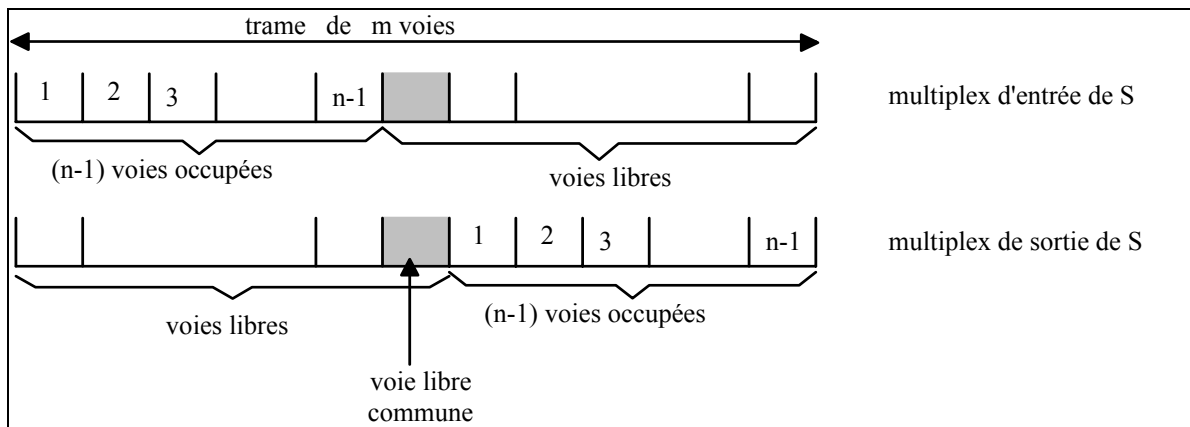


Figure 6.45 : Condition de blocage nul dans un réseau de connexion TST

Exemple : Réseau TST 960 x 960

$N = 960$, $n = 120$, $m = 239$, $k = 8$.

On remarque qu'il y a une simplification considérable par rapport à un réseau de commutation spatial analogique qui aurait pas loin de 10^6 points de connexion dans le cas d'une matrice unique et quelque 168000 points de connexion dans le cas d'un réseau de Clos.

6.4.5 Structure d'un autocommutateur numérique

La Figure 6.47 représente une décomposition fonctionnelle typique d'un autocommutateur numérique.

- L'unité de raccordement d'abonné URA assure la fonction de BORSHT, la concentration du trafic, la numérisation et le multiplexage temporel des signaux. L'architecture de cette unité dépend d'un constructeur à l'autre et ne cesse d'évoluer avec l'évolution de la microélectronique la baisse des prix et l'augmentation des performances ces circuits numérique. On peut par exemple trouver des URA avec un circuit de numérisation pour chaque ligne d'abonné et la concentration se fait entièrement par des multiplex numériques.
- L'unité de raccordement de multiplex assure
 - L'adaptation électrique avec les lignes multiplex.
 - Le démultiplexage (éventuel) des multiplex supérieurs en multiplex primaires.
 - La synchronisation des signaux reçus sur l'horloge du commutateur.
 - Le codage/transcodage de ligne (HDB3) pour les multiplex éloignés.
 - Le brassage des MIC sur les différents commutateurs constituant le premier étage de la matrice de connexion.
 - Le traitement de la signalisation qui consiste en l'extraction/injection de la signalisation de l'IT16 et de son échange avec le processeur de traitement des appel de l'unité de commande.
- La matrice de connexion numérique est constituée de plusieurs étages de commutateurs temporels et spatiaux (Exemple : réseau TST).
- L'unité de distribution des signaux horloges et d'une grande importance car les différentes unités fonctionnent en synchronisme, Cette unité fournit toutes les horloges élémentaires permettant de réaliser les différentes étapes nécessaires à la commutation des voies temporelle. Pour ce qui concerne la base de temps locale, elle peut être régénérée à partir des signaux numériques incidents, cette solution n'est pas très valable car les signaux proviennent de nœuds de commutation distincts. La solution la plus adoptée consiste à synchroniser l'ensemble du réseau et le rendre **Plésiochrone** (réseau PDH) en insérant une horloge atomique à chaque nœud du réseau. Le taux de glissement des signaux et ainsi rendu négligeable (1 bit par mois).

La figure ci-dessous illustre un module élémentaire de numérisation. Il est constitué d'un

translateur 2 fils/4 fils, et des paires filtres émission/filtre de réception, échantillonneur/bloqueur, Quantificateur/CNA, Compression logarithmique/Expansion logarithmique. Dans certains cas on trouve une paire supplémentaire Inversion bits paires/ Inversion bits paires pour faciliter la récupération d'horloge au cas où le codage de ligne seul ne le permet pas (AMI).

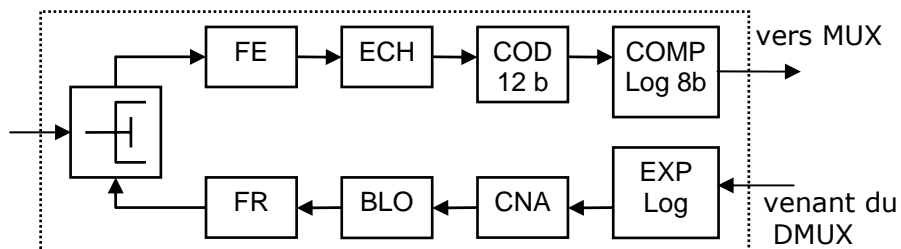


Figure 6.46 : module de numérisation

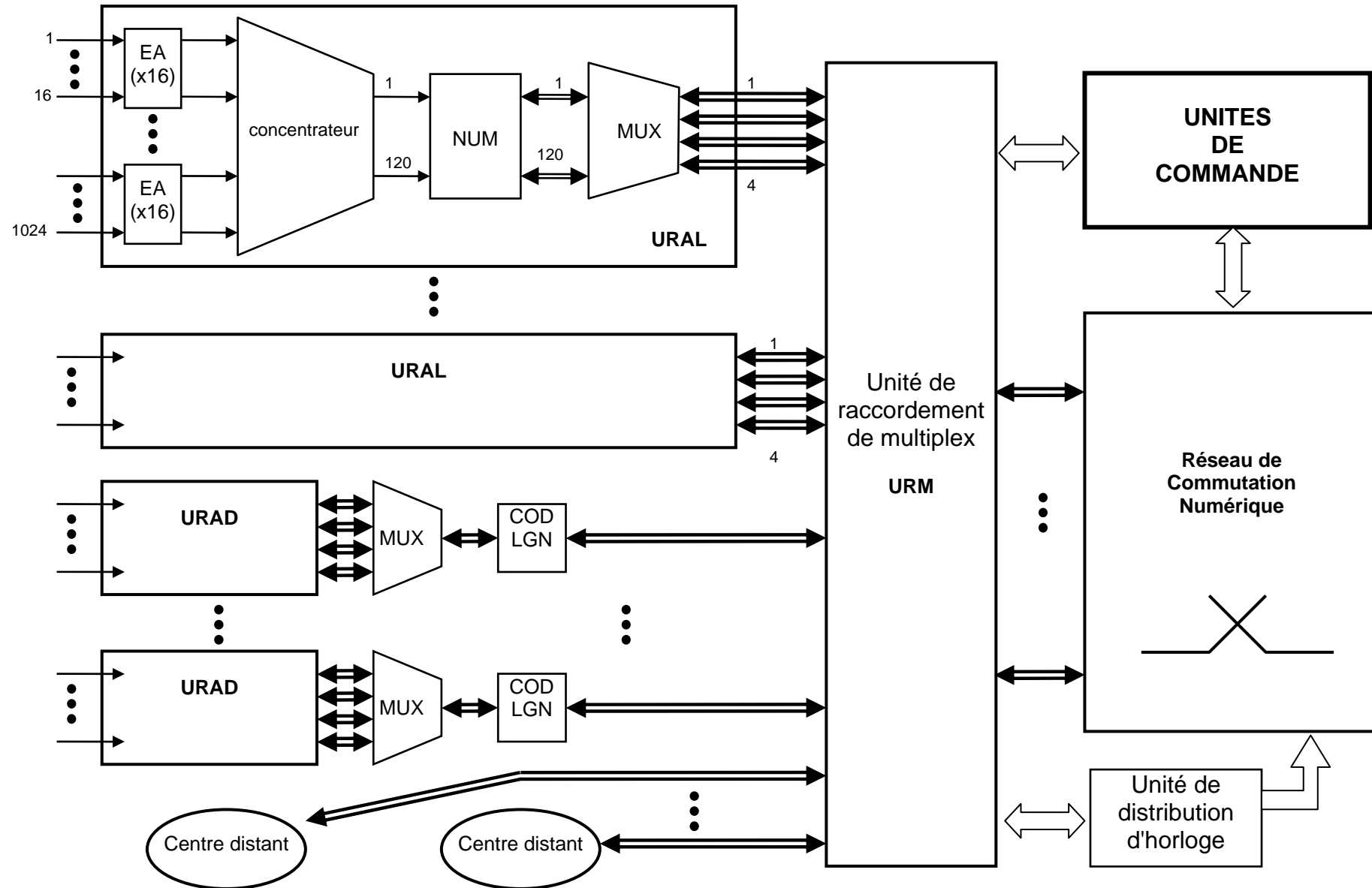


Figure 6.47 : Exemple fonctionnel d'un centre abonné/transit

6.4.6 Cheminement d'un appel au sein d'un commutateur numérique

La Figure 6.48 montre un exemple d'acheminement pour une communication locale entre deux abonnés reliés à la même URA et affectés au même multiplex. L'IT4 est affectée à l'abonné A et l'IT8 à l'abonné B. La matrice de connexion interchange les IT4 et IT8 comme indiqué sur la figure.

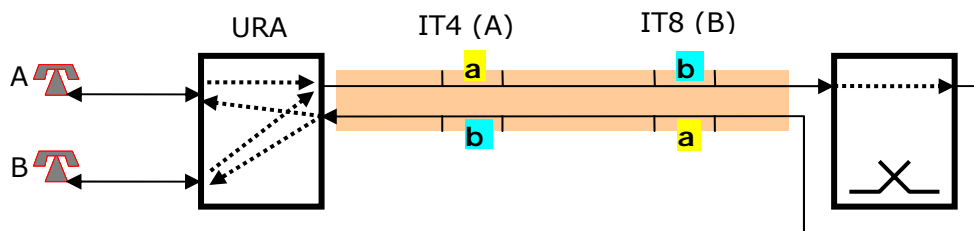


Figure 6.48 : appel local, même URA même multiplex

La Figure 6.49 montre un exemple d'acheminement pour une communication locale entre deux abonnés reliés à la même URA et affectés et affecté chacun à un multiplex différent

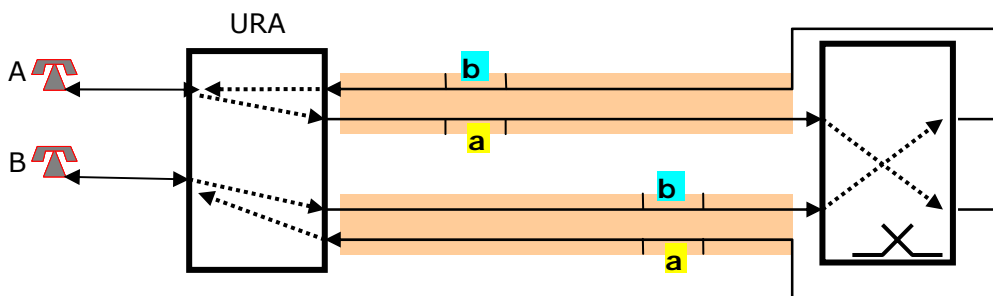


Figure 6.49 : appel local même URA, multiplex différents

La Figure 6.50 montre un exemple d'acheminement pour une communication entre deux abonnés reliés à des URA différentes. Les URAs peuvent être locales ou distantes.

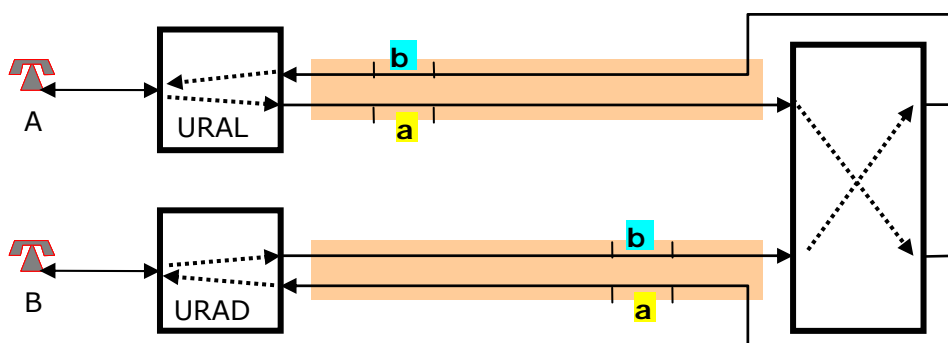


Figure 6.50 : appel entre 2 URA différentes (locales ou distantes)

La Figure 6.51 montre une communication entre deux abonnés reliés à des centres distants.

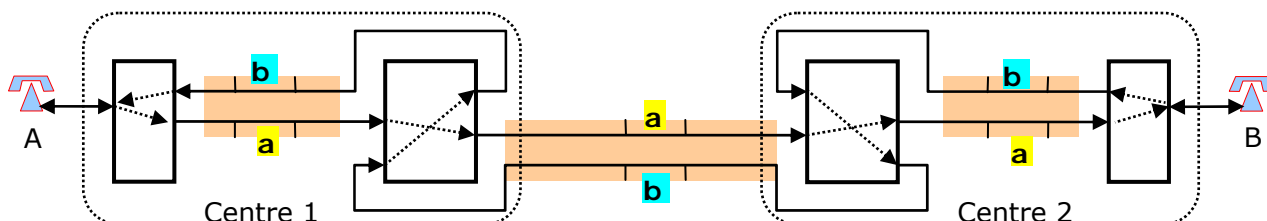


Figure 6.51 : communication entre abonnés reliés à 2 centres distants