



La structure du mobile GSM



Jean-Philippe MULLER

Décembre 2000

Sommaire :

- 1- Le schéma fonctionnel d'un mobile GSM**
- 2- Le traitement numérique du signal à l'émission**
- 3- Le principe de base du vocodeur**
- 4- Le fonctionnement du vocodeur**
- 5- La protection des données numériques**
- 6- Le filtrage Gaussien du signal binaire**
- 7- La modulation MSK**
- 8- La structure complète du modulateur GMSK**
- 9- Oscillogramme des signaux TXI et TXQ**
- 10- La production de la porteuse modulée**
- 11- Maîtrise du spectre par contrôle du niveau émis**
- 12- La régulation de la puissance émise**

- 13- La réception des signaux de la station de base**
- 14- Le problème de la fréquence image**
- 15- Exemple de structure de réception**
- 16- L'égalisation du signal à la réception**
- 17- Le traitement numérique à la réception**

Annexe : exemple de structure complète d'un mobile

1) Schéma fonctionnel d'un mobile GSM :

De façon générale, on peut décomposer le mobile en 4 parties principales :

- le codage/décodage de la voix appelé aussi traitement en bande de base
- les circuits de modulation et d'émission
- les circuits de réception et de démodulation
- les circuits de contrôle (émission/réception, porteuse, puissance, alimentations ...)

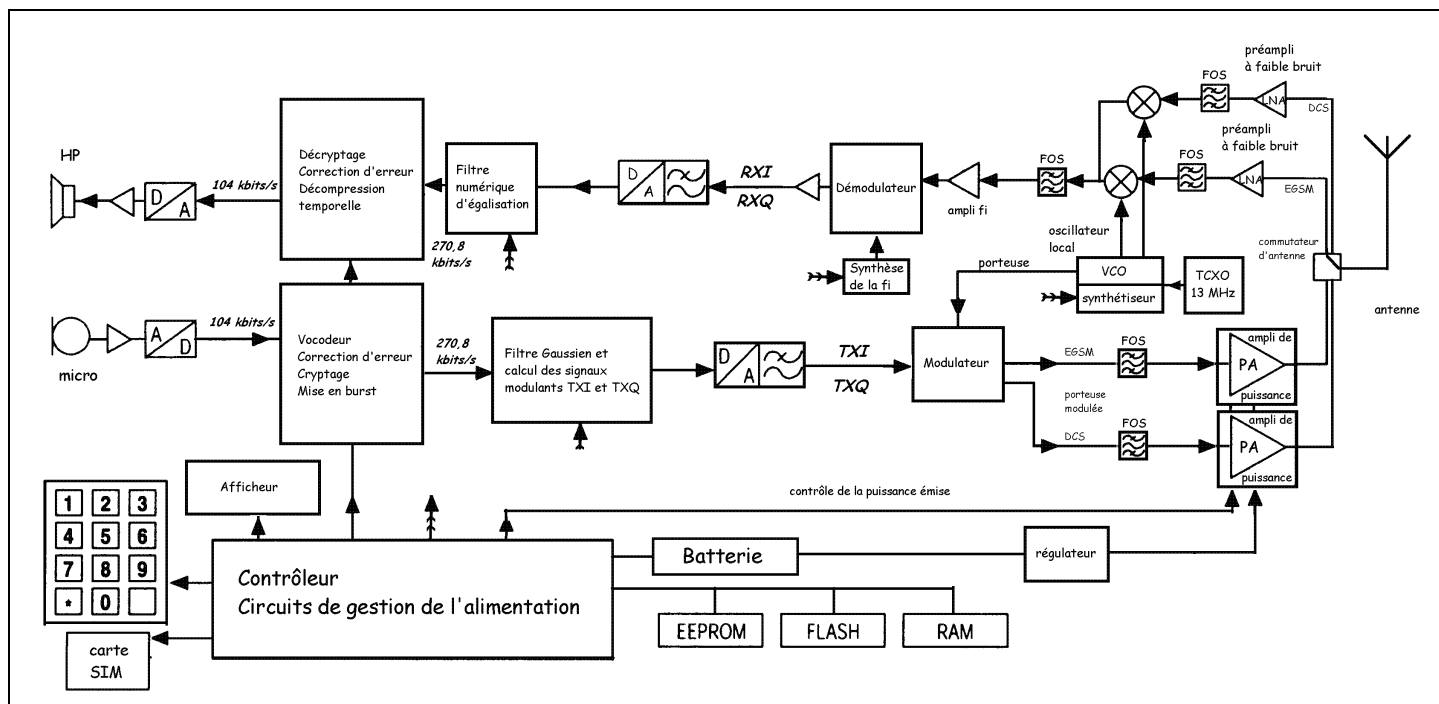


Figure 1. Structure générale d'un mobile GSM.

Pour une bonne compréhension des différents traitements du signal à l'émission et à la réception, nous allons suivre le signal du microphone jusqu'à l'antenne (émission), puis de l'antenne au haut-parleur (réception).

2) Le traitement numérique du signal à l'émission :

Le GSM est un téléphone numérique, la voix est donc digitalisée et traitée par un processeur de signal.

Les données numériques contenant le signal vocal subissent ensuite un traitement numérique qui les met sous une forme particulière (signaux TXI et TXQ) permettant la réalisation aisée du modulateur GMSK.

La totalité du traitement numérique du signal vocal est effectué actuellement par un seul circuit intégré qui se charge de l'ensemble des opérations, du microphone aux signaux TXI et TXQ.

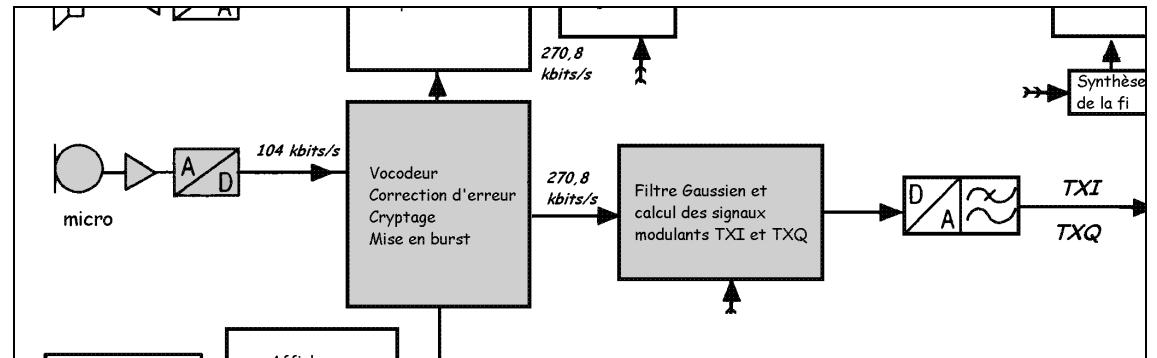


Figure 2. Codage et décodage de la voix dans le mobile GSM.

A l'émission, les opérations en bande de base sont les suivantes :

- le son est capté par le microphone qui fournit un signal analogique
- il entre dans le DSP par un convertisseur analogique-numérique
- le signal binaire est traité par le vocodeur, puis crypté et codé
- les données sont regroupées en paquets de 155 bits et de durée 577 μ s par trame de 4,6ms
- ces paquets (ou salves ou bursts) sont traités par un filtre Gaussien
- par calcul, on extrait enfin les signaux TXI et TXQ qui, après leur passage dans un CNA, attaqueront le modulateur

Dans le cas du GSM, on a choisi d'échantillonner le signal vocal à 8 kHz et de le coder sur 13 bits, ce qui nous donne un débit de base de 104 kbits/s.

Ce débit de base sera pratiquement doublé (environ 208 kbits/s) suite à l'introduction indispensable de :

- **codes correcteurs d'erreurs** permettant de réparer à l'arrivée les erreurs de transmission qui ont pu s'introduire à la suite d'aléas de propagation ou de parasites
- **algorithmes de cryptage** assurant une certaine confidentialité des communications

Sachant qu'un mobile partage le canal avec 7 autres mobiles, le signal numérique doit subir une compression temporelle, ce qui a pour conséquence un débit 8 fois plus grand soit environ 1,66 Mbits/s.

Une porteuse modulée par un signal numérique de débit D occupe au minimum une bande de largeur D, ce qui déborde très largement du canal attribué à une liaison GSM.

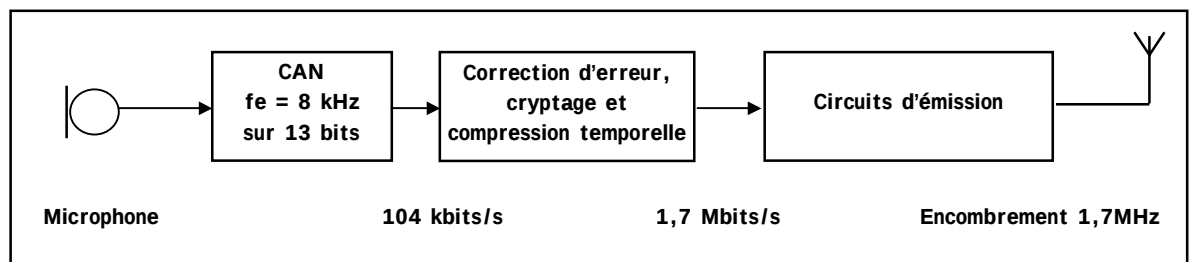


Figure 3. L'émission du signal non traité conduit à un encombrement spectral excessif

C'est la raison pour laquelle on a développé pour le GSM un système de codage de la voix particulier permettant de réduire le débit de base de 104 à 13 kbits/s : c'est le rôle du **vocodeur** ou **codec**.

3) Le principe de base du vocodeur :

Le vocodeur du GSM est assez performant puisqu'il permet de conserver une qualité satisfaisante du message vocal en réduisant par un facteur d'environ 8 la quantité de données binaires nécessaires à la transmission de ce message.

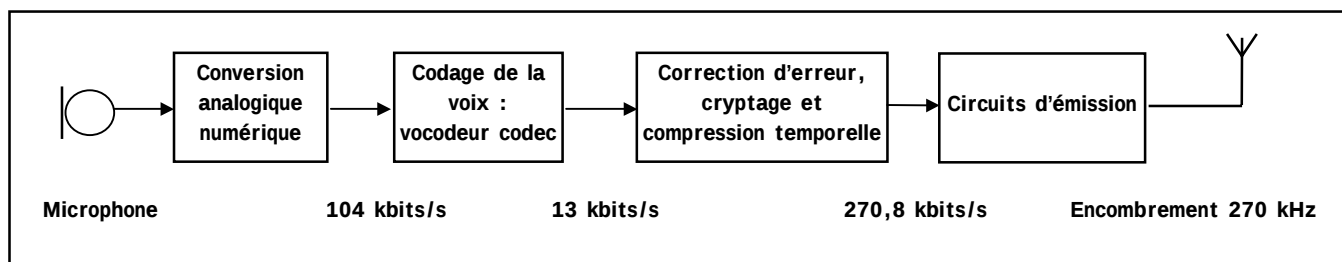
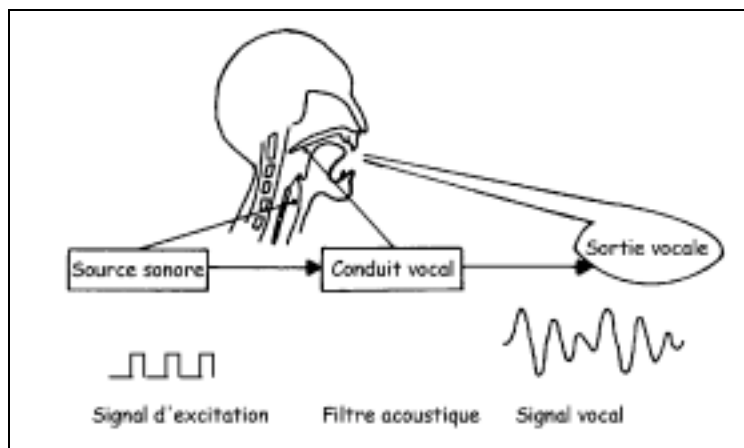


Figure 4. Réduction de débit apportée par le vocodeur

Les informations binaires sont complétées par des bits de contrôle et la séquence d'entraînement pour constituer le burst qui est caractérisé par un **débit à l'émission de 270,8 kbits/s** ce qui permet de faire tenir à peu près la porteuse modulée dans le canal de 200 kHz.

Le **vocodeur** utilise les propriétés du signal vocal pour réduire le débit numérique. L'appareil phonatoire humain peut être vu comme un filtre acoustique, dont les caractéristiques varient quand on parle, excité par un signal périodique provenant de la vibration des cordes vocales.

Figure 5.
L'appareil phonatoire humain.



Lorsqu'on parle dans le microphone d'un mobile GSM, le vocodeur découpe la voix numérisée en tranches de durée 20 ms, soit 160 échantillons codés sur 13 bits et donc 2280 bits.

Pour chacune de ces tranches de signal, le vocodeur modélise le conduit vocal sous la forme de deux filtres numériques en cascade, caractérisés chacun par leur algorithme:

- le filtre Linear Predictive Coder : $y_n = a_1y_{n-1} + a_2y_{n-2} + a_3y_{n-3} + a_4y_{n-4} + a_5y_{n-5} + a_6y_{n-6} + a_7y_{n-7} + a_8y_{n-8}$
- le filtre Long Term Prediction : $y_n = x_n - by_{n-N}$

et détermine le signal d'excitation RPE (regular pulse excitation) défini par son amplitude et sa fréquence qu'il faut mettre à l'entrée des filtres précédents pour reconstituer le signal de parole.

Le vocodeur va donc remplacer les échantillons du signal vocal par les paramètres des deux filtres et du signal d'excitation et ce sont ces paramètres qui seront transmis par radio vers la base.

La station de base mettra en oeuvre les deux filtres LPC et LTP, les attaquera par le signal d'excitation adéquat et pourra ainsi reconstituer le message vocal.

Ce processus est bien-sûr aussi mis en œuvre dans le mobile GSM lors de la réception d'un message de la station de base.

4) Fonctionnement du vocodeur :

Le signal d'excitation, décrit par les coefficients x et M , est actualisé 4 fois dans une tranche de 20 ms, ce qui correspond à 188 bits.

Les coefficients b et N du filtre LTP sont également actualisés 4 fois par tranche de 20 ms et codés sur 2 bits pour b et 7 bits pour N . cela correspond à 36 bits pour une tranche de 20 ms.

Les coefficients du filtre LPC sont valables pour toute la tranche de 20 ms et codés sur 6 bits pour a_1 et a_2 sur 5 bits pour a_3 et a_4 , sur 4 bits pour a_5 et a_6 et sur 3 bits pour a_7 et a_8 .

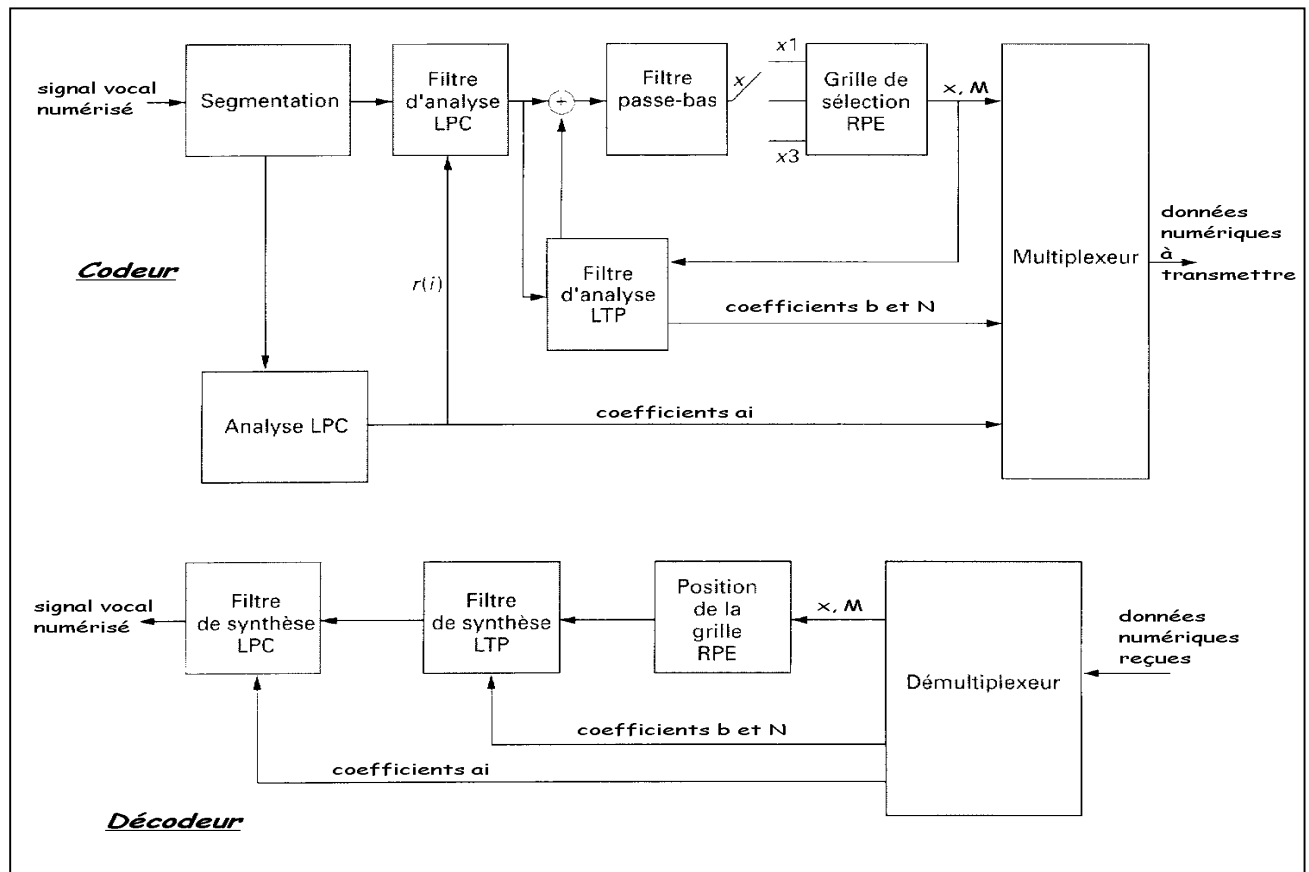


Figure 6. Structure du vocodeur à l'émission et à la réception.

Au cours d'une communication et pour chaque tranche de 20 ms, le mobile GSM transmet à son correspondant les valeurs a_i des paramètres du filtre LPC (36 bits), les coefficients b et N du filtre LTP (36 bits) et les caractéristiques du signal d'excitation RPE (188 bits). Cela nous donne **260 bits pour une tranche de 20 ms**, soit un débit de **13 kbits/s**.

On peut dire un peu schématiquement que le GSM ne transmet pas un signal vocal de grande qualité, mais un signal vocal grossier (RPE) et les paramètres d'un filtre numérique (LTP + LPC) qui reconstituera le signal vocal de qualité à partir du signal vocal grossier.

C'est dans la façon de réaliser cette analyse qu'on peut trouver des variantes et les algorithmes récents sont plus performants que ceux utilisés dans les premiers mobiles GSM (c'est cette amélioration de qualité qui est mise en avant dans la publicité pour le « son numérique Bouygues »).

5) La protection des données numériques :

Une fois le débit vocal compressé par le vocodeur, il faut protéger le signal numérique contre les erreurs de transmission.

Les 260 bits produits par le vocodeur toutes les 20 ms n'ont pas tous la même importance vis-à-vis de la qualité du signal vocal. C'est la raison pour laquelle ils sont groupés en 3 classes :

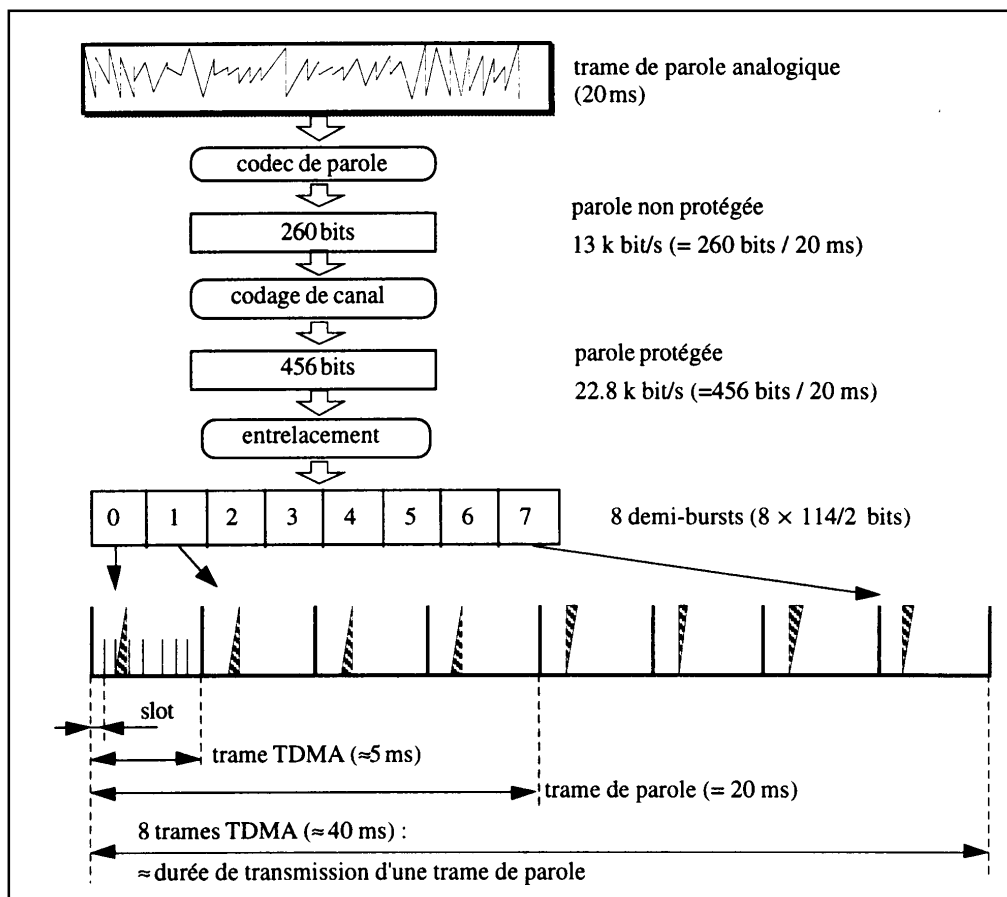
- 50 bits très importants
- 132 bits importants
- 78 bits peu importants

Les bits de la première catégorie sont particulièrement bien protégés contre les erreurs par un codage convolutionnel introduisant une certaine redondance, et des bits de vérification permettant la détection des erreurs et la demande de retransmission du signal erroné.

Les deuxièmes et troisièmes classes sont respectivement moins bien ou pas du tout protégées contre les erreurs de transmission.

A l'issue de cette protection contre les erreurs de transmission, le débit binaire aura augmenté et sera passé de 13 kbits/s à **22,8 kbits/s**.

Figure 7.
Répartition d'une
tranche de
parole dans les
time-slots.



Pour protéger les données durant la transmission, elles sont réparties dans 8 time-slots, mélangées aux données de la tranche précédente et de la tranche suivante.

Le message vocal a été numérisé, le débit a été compressé par le vocodeur, et les données numériques résultantes ont été protégées contre les erreurs, cryptées et entrelacées.

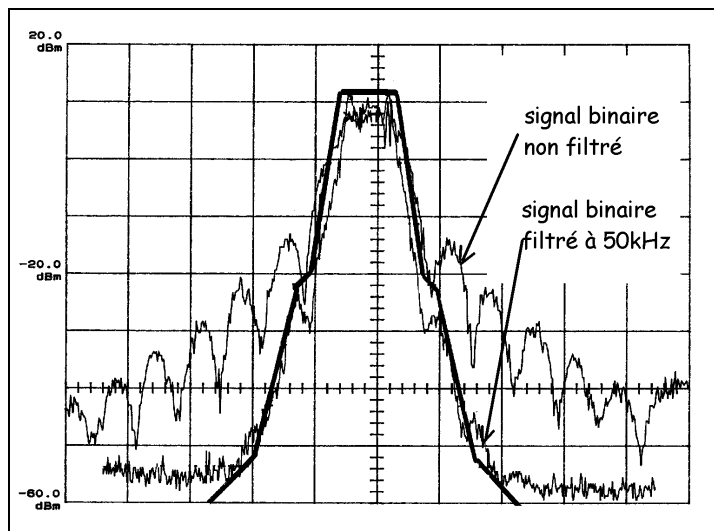
Elles sont maintenant prêtes à moduler la porteuse.

6) Le filtrage Gaussien du signal binaire :

Lorsqu'on module une porteuse par un signal binaire, l'encombrement spectral du signal RF obtenu est toujours excessif à cause des fronts du signal binaire.

C'est pourquoi, dans tous les systèmes de communication numérique et le GSM ne fait pas exception, la forme du signal binaire à transmettre est toujours dégradée, et ce quel que soit le type de modulation utilisé. Le signal binaire sera restitué à l'arrivée par un dispositif logiciel de prise de décision.

Figure 8.
Spectre d'une
porteuse modulée
en fréquence par
un signal binaire
non filtré et filtré

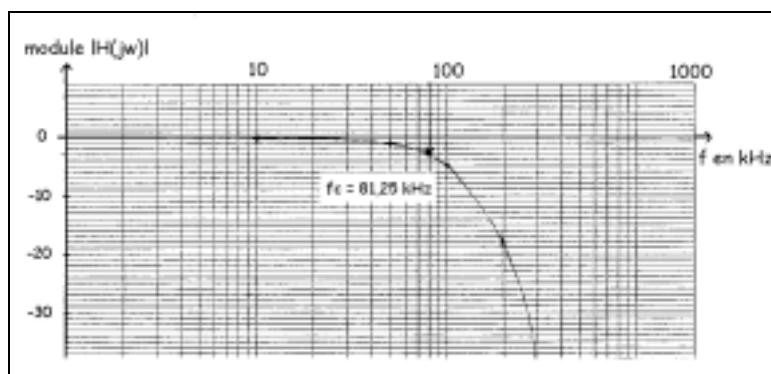


- signal binaire de type GSM
- débit $D = 270,8$ kbits/s
- indice de modulation $m = 0,5$
- filtrage du deuxième ordre
- $f_c = 50$ kHz

On peut constater que, même avec un filtrage passe-bas non optimisé, le spectre du signal modulé tient à peu près dans le gabarit d'un signal GSM.

Dans le cas spécifique du GSM, on utilise un filtrage passe-bas d'un type particulier : le **filtre passe-bas gaussien**, qui est un filtre numérique transformant les impulsions carrées du signal binaire brut initial en impulsions en forme de « cloches » assez arrondies.

Figure 9.
Courbe de
réponse du filtre
Gaussien du
GSM.



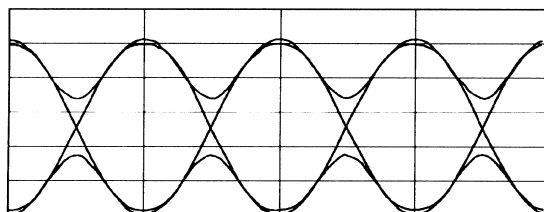
Transmittance du
filtre gaussien:

$$H(f) = \exp(-f^2/138)$$

avec f en kHz

Le diagramme de l'œil correspondant à un signal numérique filtré par un tel filtre gaussien montre bien que les fronts raides ont disparu et ont été remplacés par des impulsions arrondies.

Figure 10.
Allure du signal
binaire filtré par
un filtre
Gaussien.



Ce signal représente les variations de la fréquence de la porteuse émise par le GSM.

Il est obtenu dans le mobile GSM non pas par filtrage du signal binaire, mais par **concaténation** de formes gaussiennes en mémoire dans une ROM.

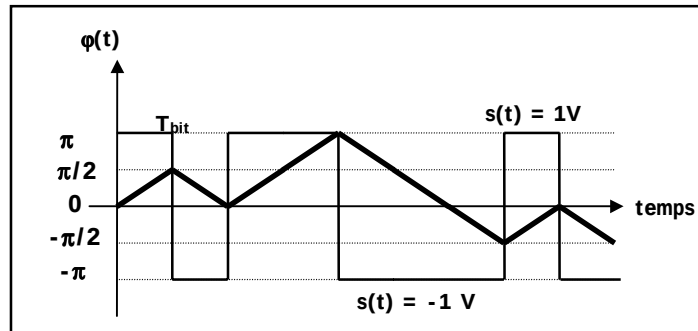
7) La modulation MSK :

Le mobile GSM émet une porteuse de fréquence f_0 modulée en fréquence ou en phase qui s'écrit, si on fait abstraction du filtrage gaussien :

$$e(t) = E \cos(\omega_0 t + \varphi(t)) \quad \text{avec} \quad \begin{aligned} \varphi(t) &= \pi/2 T_{\text{bit}} \quad \text{si on transmet un « 1 »} \\ \varphi(t) &= -\pi/2 T_{\text{bit}} \quad \text{si on transmet un « 0 »} \end{aligned}$$

Pendant la durée d'un bit, la phase évolue linéairement avec une pente positive ou négative suivant la valeur du bit, et prend à la fin de la transmission du bit la valeur très particulière de $\pm \pi/2$.

Figure 11.
Evolution de la
phase de la
porteuse dans
la modulation
MSK



Si on développe l'expression ci-dessus, on trouve :

$$\begin{aligned} e(t) &= E \cos(\varphi(t)) \cdot \cos(\omega_0 t) - E \sin(\varphi(t)) \cdot \sin(\omega_0 t) \\ &= E \cos(\varphi(t)) \cdot \cos(\omega_0 t) + E \sin(\varphi(t)) \cdot \cos(\omega_0 t + \pi/2) \end{aligned}$$

qui peut s'écrire : $e(t) = TXI(t) \cdot \cos(\omega_0 t) + TXQ(t) \cdot \cos(\omega_0 t + \pi/2)$

La structure produisant le signal modulé est directement inspirée du résultat précédent :

- le signal binaire est intégré par un intégrateur numérique pour obtenir $\varphi(t)$: $\varphi(t) = \pm \pi/2 T_{\text{bit}}$
- le processeur calcule le cosinus et le sinus : $TXI(t) = E \cdot \cos(\varphi(t))$ et $TXQ(t) = E \cdot \sin(\varphi(t))$
- les signaux $I(t)$ et $Q(t)$ sont multipliés par la porteuse à ω_0 et la même porteuse déphasée de $\pi/2$
- les signaux résultants sont additionnés et donnent la porteuse modulée :

$$e(t) = E \cos(\varphi(t)) \cdot \cos(\omega_0 t) + E \sin(\varphi(t)) \cdot \cos(\omega_0 t + \pi/2) = E \cos(\omega_0 t + \varphi(t))$$

Le principal avantage de cette structure par rapport à l'utilisation d'un VCO est qu'elle produit un signal modulé à partir du signal issu d'un oscillateur à fréquence fixe.

On pourra donc obtenir une excellente stabilité de la porteuse f_0 qui vient d'un étage synthétiseur de fréquence stabilisé par l'oscillateur à quartz 13 MHz de référence.

Remarque importante :

Si on calcule la fréquence instantanée $f(t)$ de la porteuse modulée, on trouve :

$$\omega(t) = d\theta(t)/dt = d[\omega_0 t + \varphi(t)]/dt = \omega_0 \pm \pi/2 T_{\text{bit}} \quad \text{et donc} \quad f(t) = f_0 \pm 1/4 T_{\text{bit}} = f_0 \pm 68 \text{ kHz}$$

La modulation du GSM peut aussi être vue comme une modulation de fréquence caractérisée par

- une excursion en fréquence de $\Delta f = \pm 68 \text{ kHz}$
- une fréquence de signal modulant $F = 1/2 T_{\text{bit}} = 135,4 \text{ kHz}$ (pour une séquence 1010101010...)
- un indice de modulation $m = \Delta f/F = 0,5$

Cette valeur de $m=0,5$ correspond en modulation de fréquence à l'appellation **Minimum Shift Keying**.

8) La structure complète du modulateur GMSK :

Pour tenir compte de ce que nous avons vu précédemment, à savoir limiter les lobes secondaires dans le spectre du signal émis, il convient de filtrer le signal binaire $s(t)$ par un filtre numérique de type gaussien qui arrondit les flans du signal binaire.

Les variations de phase ne seront donc plus linéaires avec une pente qui est fonction de la valeur du bit transmis, mais plus progressives.

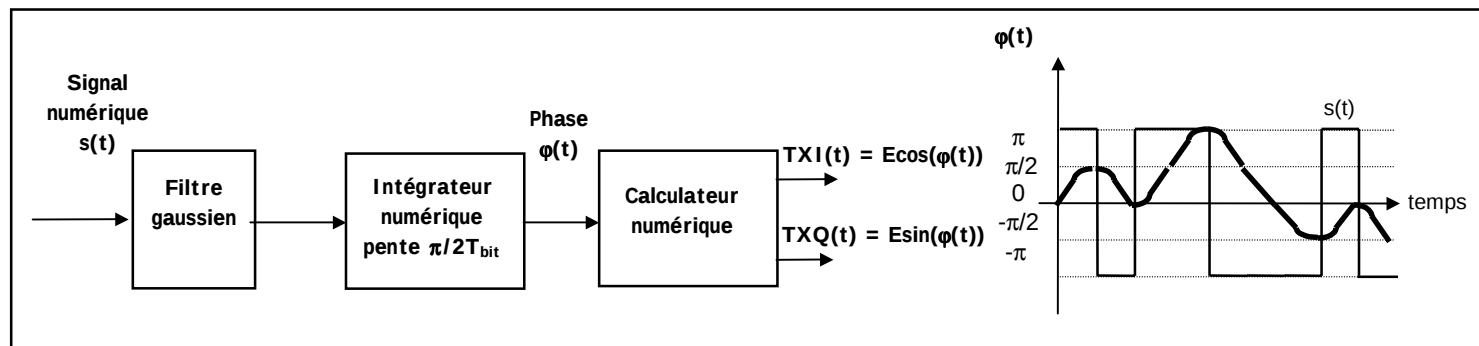


Figure 12. Influence du filtre Gaussien sur la courbe de phase

A cause de ce filtrage gaussien, la modulation ne s'appelle plus **MSK** mais **GMSK** (**G**aussian **M**inimum **S**hift **K**eying).

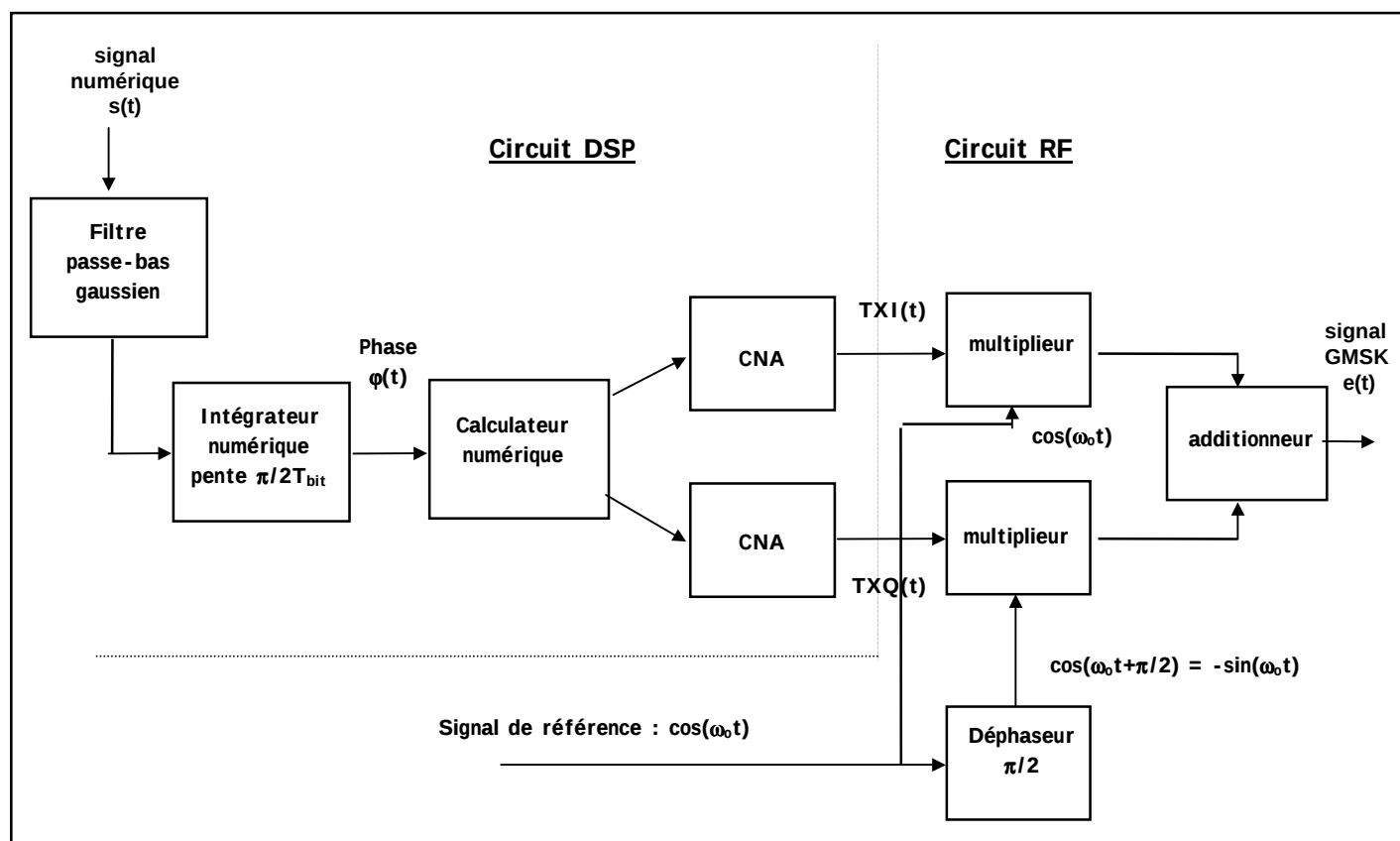


Figure 13. Le modulateur GMSK complet

Ce modulateur GMSK se trouve physiquement :

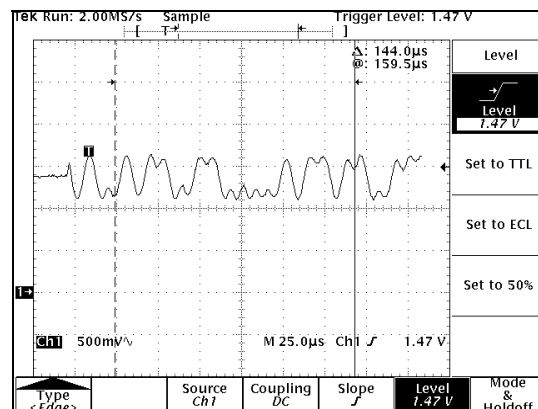
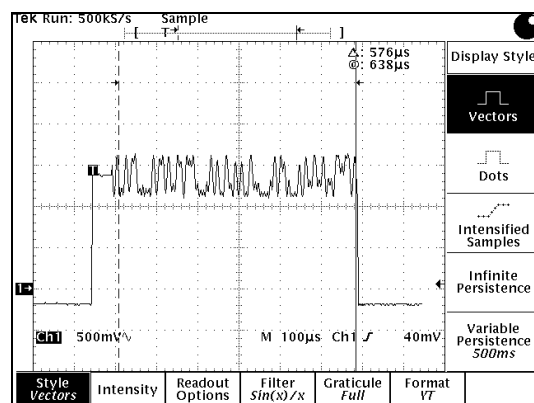
- pour moitié dans le circuit de traitement numérique (DSP) qui effectue tous les traitements allant du codage de la voix jusqu'au calcul des signaux TXI et TXQ
- pour moitié dans le circuit RF qui produit les porteuses GSM et DCS modulées

Les signaux TXI et TXQ qui sortent des CNA du DSP se trouvent donc à l'interface entre le traitement numérique et RF et peuvent être visualisés (... en attendant le GSM en un boîtier !)

9) Oscillogramme des signaux TXI et TXQ :

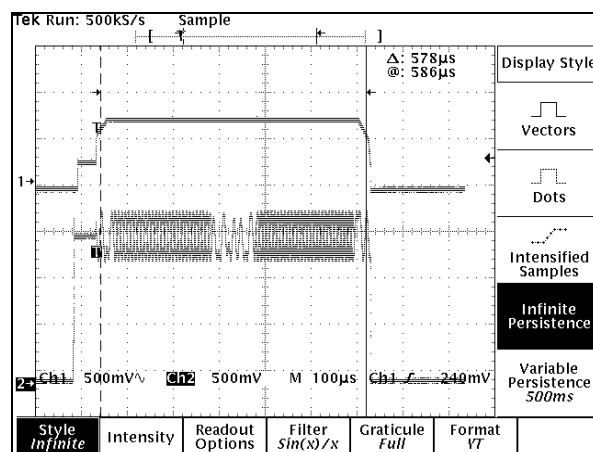
L'oscillogramme des signaux TXI et TXQ met en évidence l'action du filtre gaussien sur le signal numérique. Une vue dilatée de ce signal montre bien le caractère très « arrondi » du signal attaquant le modulateur.

Figure 14.
Allure du signal
TXI .



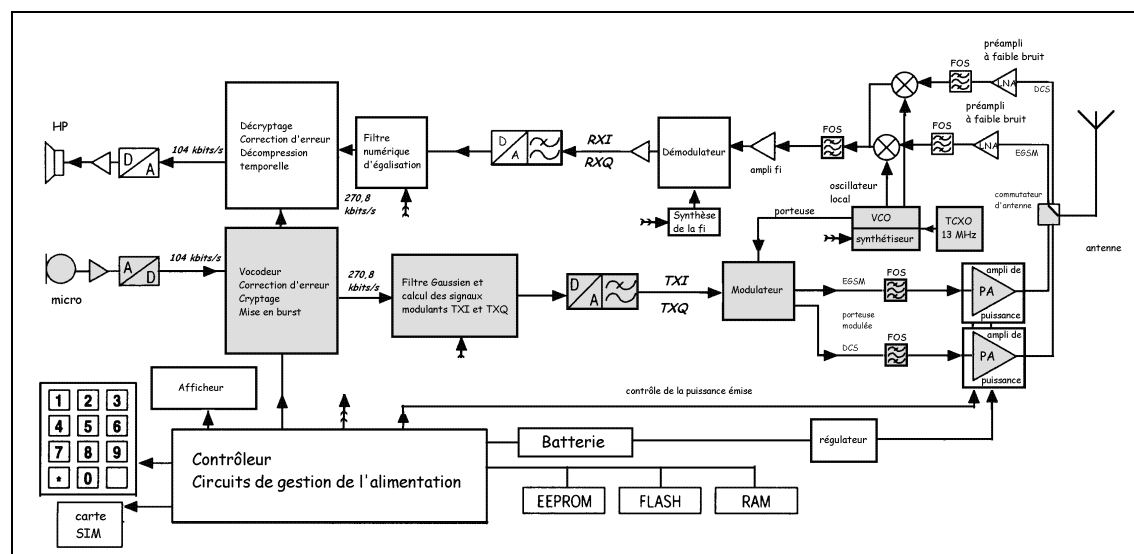
Lorsqu'on superpose un grand nombre de salves, on peut constater que les bits de la « training sequence » restent bien invariables, comme d'ailleurs les bits de garde.

Figure 15.
Superposition de
salves TXI.



Les signaux TXI et TXQ se ressemblent, et les variations de ces deux signaux produisent la variation de fréquence correspondante de la porteuse.

Figure 16.
Les étages
d'émission dans
un mobile GSM.



10) La production de la porteuse modulée :

Dans un mobile, la porteuse est rarement modulée directement par les signaux TXI et TXQ porteurs de l'information. Diverses configurations sont utilisées par les différents constructeurs de mobiles.

Dans l'exemple ci-dessous, c'est un signal de fréquence $f = 195$ MHz (pour la bande GSM) qui est modulé en GMSK. Ce signal est produit par la boucle de synthèse LO2.

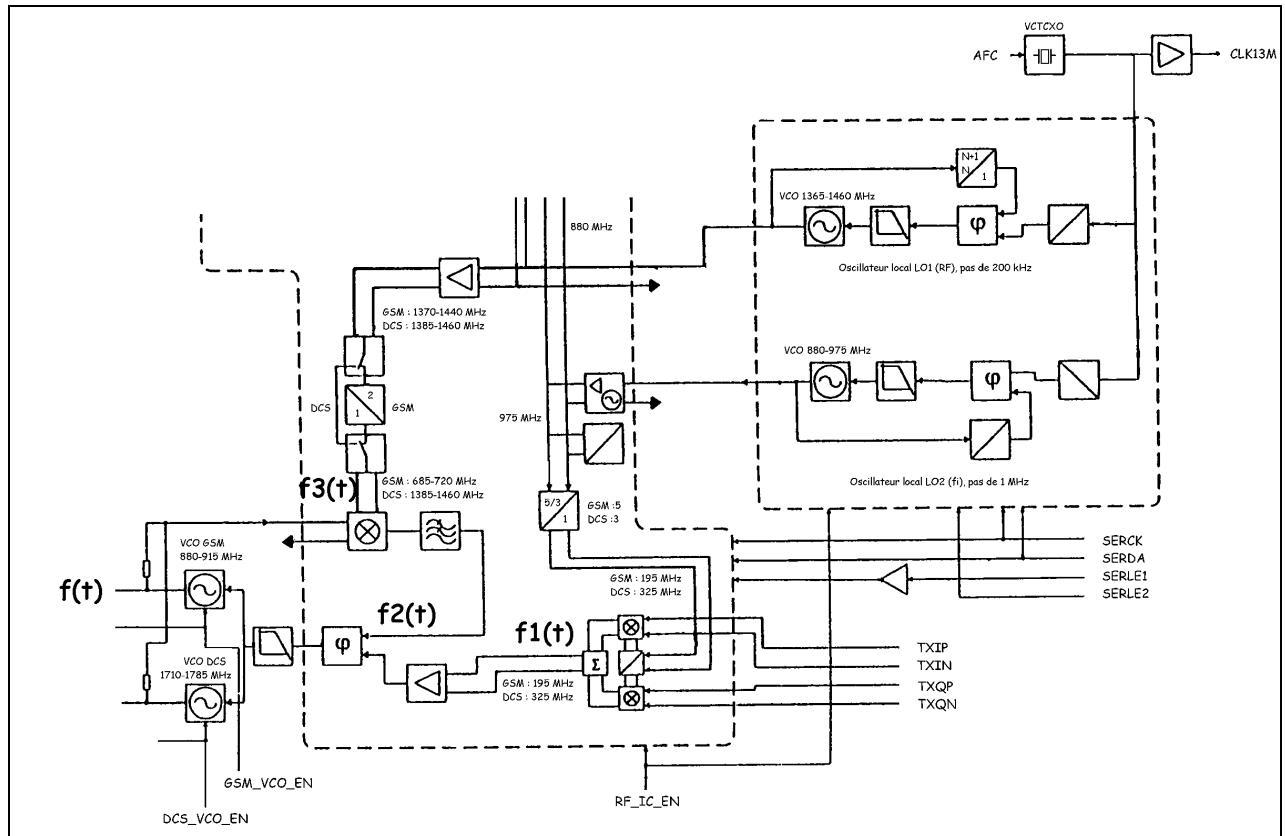


Figure 17. Les circuits de production de la porteuse modulée

Le signal en sortie du modulateur a donc une fréquence (en MHz) qui s'écrit :

$$f_1(t) = 195 + k.s(t) \quad \text{si } s(t) \text{ est le signal modulant}$$

Ce signal est injecté dans le comparateur de phase de la PLL de production de la porteuse, en même temps que le signal de fréquence $f_2(t)$.

Ce signal de fréquence $f_2(t)$ est la partie basse du mélange entre le signal de sortie du VCO produisant la porteuse GSM et le signal fabriqué par la boucle de synthèse LO1.

$$f_2(t) = f(t) - f_3(t) = f(t) - [685 + n.0,2]$$

Lorsque la boucle de synthèse de la porteuse fonctionne, on a égalité entre les fréquences à l'entrée du comparateur de phase, soit $f_1(t) = f_2(t)$:

$$f_1(t) = 195 + k.s(t) = f_2(t) = f(t) - [685 + n.0,2] \quad \text{d'où}$$

$$f(t) = 195 + k.s(t) + 685 + n.0,2$$

soit

$$f(t) = 880 + n.0,2 + k.s(t)$$

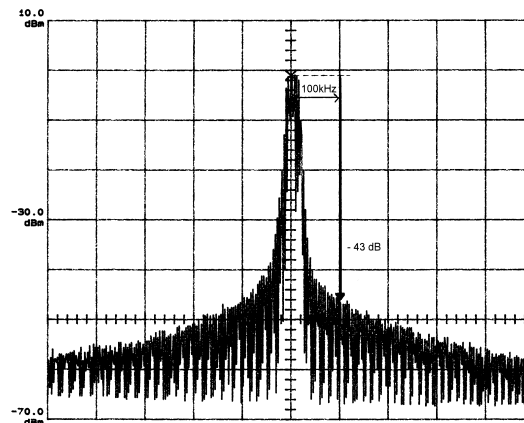
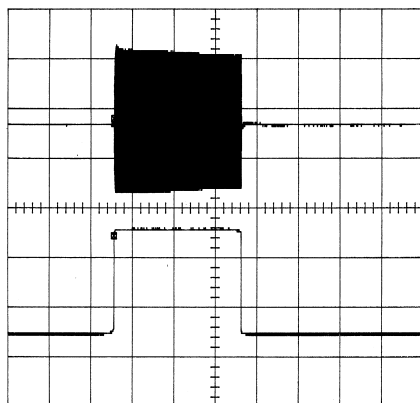
On obtient bien une porteuse modulée en fréquence, à une fréquence déterminée par la valeur du paramètre n lié aux diviseurs du synthétiseur LO.

11) Maîtrise du spectre par contrôle du niveau émis :

Dans le standard GSM le temps est divisé en trames de durée 4,615 ms qui sont elles-mêmes divisées en 8 intervalles de temps (time slot) qui durent chacun 577µs.

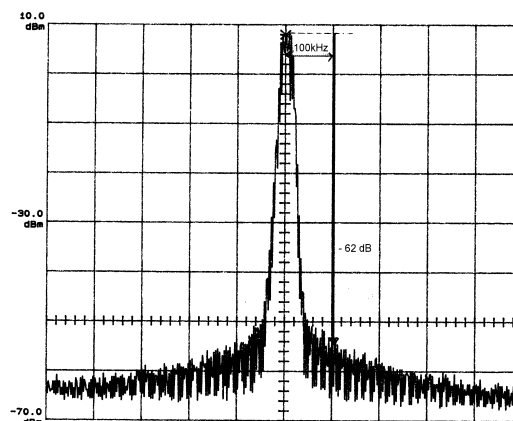
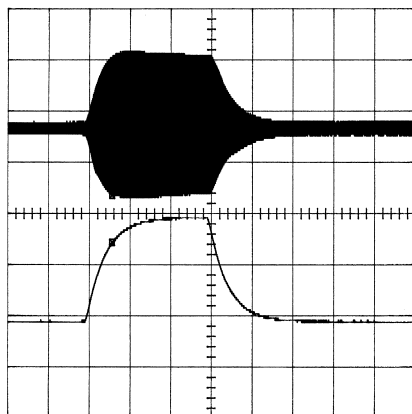
Ce poste GSM émet donc les données numériques sous forme de salves ou burst de durée 577µs et le caractère discontinu de cette émission est à l'origine d'un nouvel élargissement du spectre comme le montrent les figures ci-dessous :

Figure 18.
Spectre d'une
porteuse en
salve.



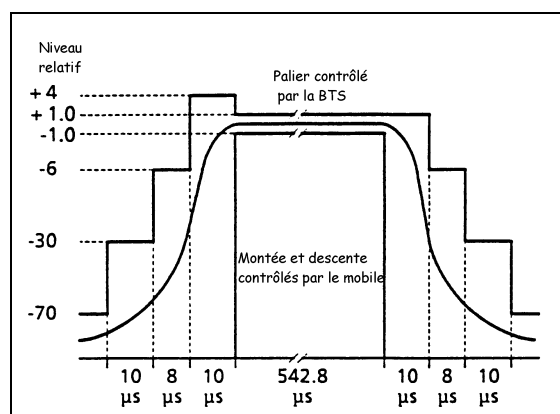
Si on introduit un temps de montée et de descente en puissance du signal, le niveau des lobes latéraux est considérablement abaissé.

Figure 19.
Spectre d'une
porteuse en
salve à
transitions
progressives.



Comme précédemment au niveau du signal binaire, une montée progressive de l'émission permet de limiter l'encombrement spectral. C'est la raison pour laquelle la norme GSM prévoit un gabarit de montée en puissance lors de l'émission d'un burst.

Figure 20.
Gabarit de montée
et descente en
puissance du GSM.



Pour une occupation spectrale minimale, la forme exacte de la courbe de montée et de descente en puissance a une grande importance et fait l'objet d'une calibration précise dans les mobiles. Ce profil est défini par la consigne appliquée au dispositif de régulation du niveau RF.

12) La régulation de la puissance émise :

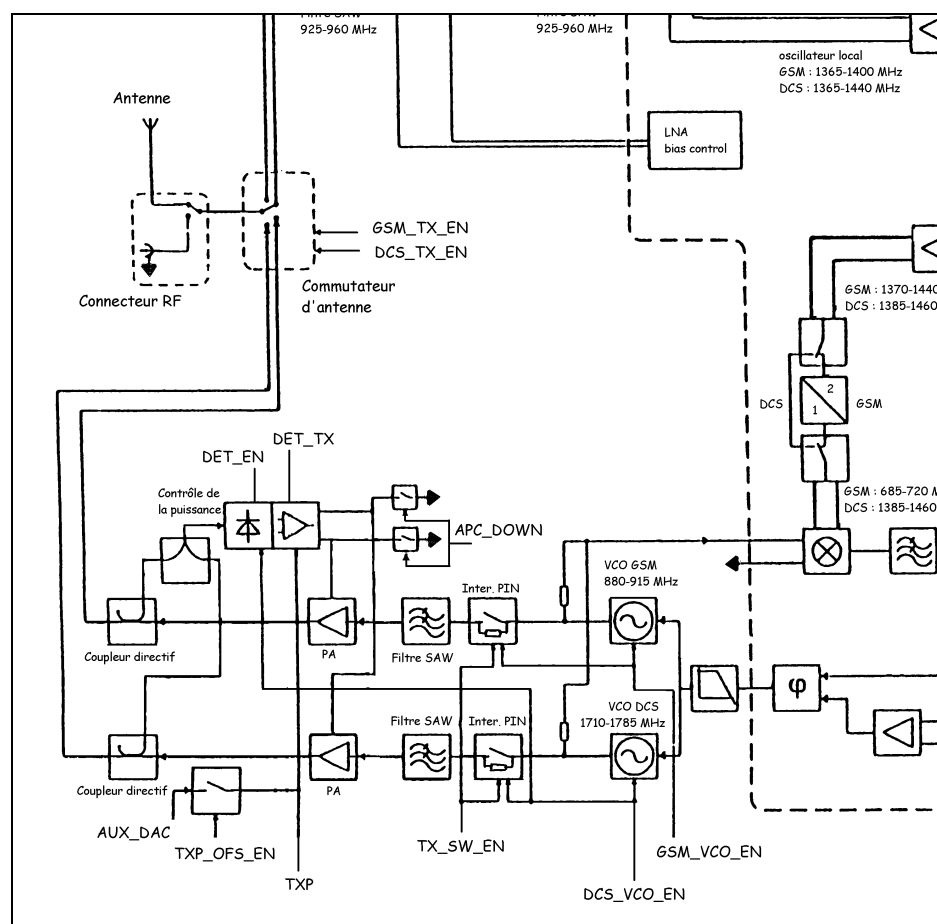
La puissance maximale que doivent fournir les PA (Power Amplifier) sont 2W pour le GSM (33dBm) et 1W pour le DCS (30 dBm). L'alimentation des PA est reliée directement à la batterie ce qui veut dire que celle ci doit être capable de fournir le courant maximum nécessaire pendant un burst.

Le rendement des PA étant d'environ 50%, ils doivent pouvoir évacuer une énergie non négligeable à l'origine de l'échauffement du mobile.

Ce contrôle de la puissance est indispensable pour 2 raisons :

- en phase d'émission, la puissance est régulée à une valeur juste suffisante par la station de base pour une liaison sans erreurs et une consommation minimale
- en début et fin d'émission, la forme de la montée et de la descente de la puissance est contrôlée par le circuit de gestion du mobile, pour un encombrement spectral minimal

Figure 21.
Les circuits de
contrôle de la
puissance émise.



La boucle APC (Automatic Power Control) est composée de plusieurs éléments :

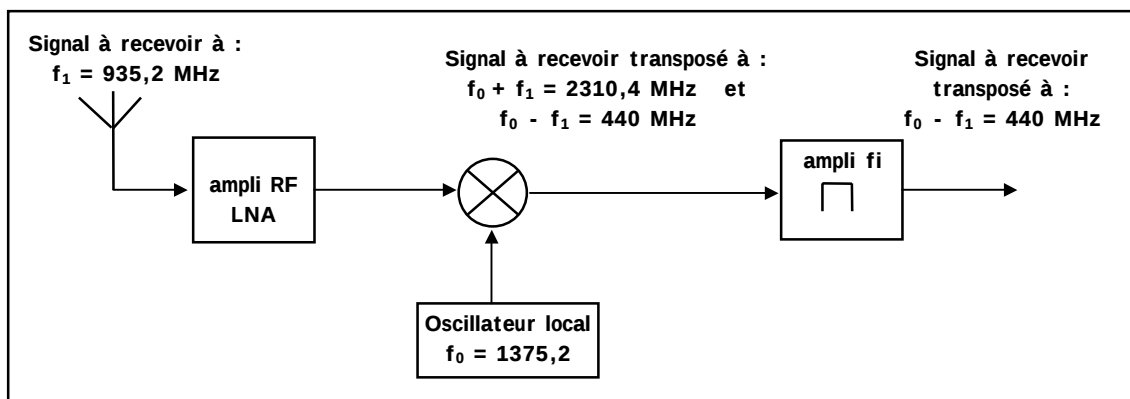
- coupleur directionnel, il permet de mesurer par couplage le niveau de sortie des PA, il joue donc le rôle de capteur dans la boucle de régulation. Il introduit une perte d'environ 0,3dB sur le signal de sortie, l'adaptation d'impédance est donc très importante.
- Level control, ensuite par le jeu d'un duplexeur et d'un comparateur, le signal de sortie est comparé à une consigne TXP générée par le circuit de contrôle de la puissance. Puis, grâce à une « charge pump » on transforme cette erreur en une tension Vc, tension de contrôle du PA.

13) La réception des signaux de la station de base :

Dans le téléphone mobile, une structure classique à changement de fréquence permet de sélectionner le signal de la BTS qu'on souhaite recevoir.

Prenons un exemple appliqué au EGSM, avec des fréquences à recevoir allant de **925 MHz** à **960 MHz**, un espacement entre les canaux de **200 kHz**, et une fréquence intermédiaire de filtre **$f_i = 440$ MHz**

Figure 22.
Exemple de
réception du
canal 1.



Si on désire recevoir une émission de la station de base à $f_1 = 935,2$ MHz, on pourra placer l'oscillateur local à :

$$f_0 = f_1 + f_i = 1375,2 \text{ MHz} \quad \text{ou} \quad f'_0 = f_1 - f_i = 495,2 \text{ MHz}$$

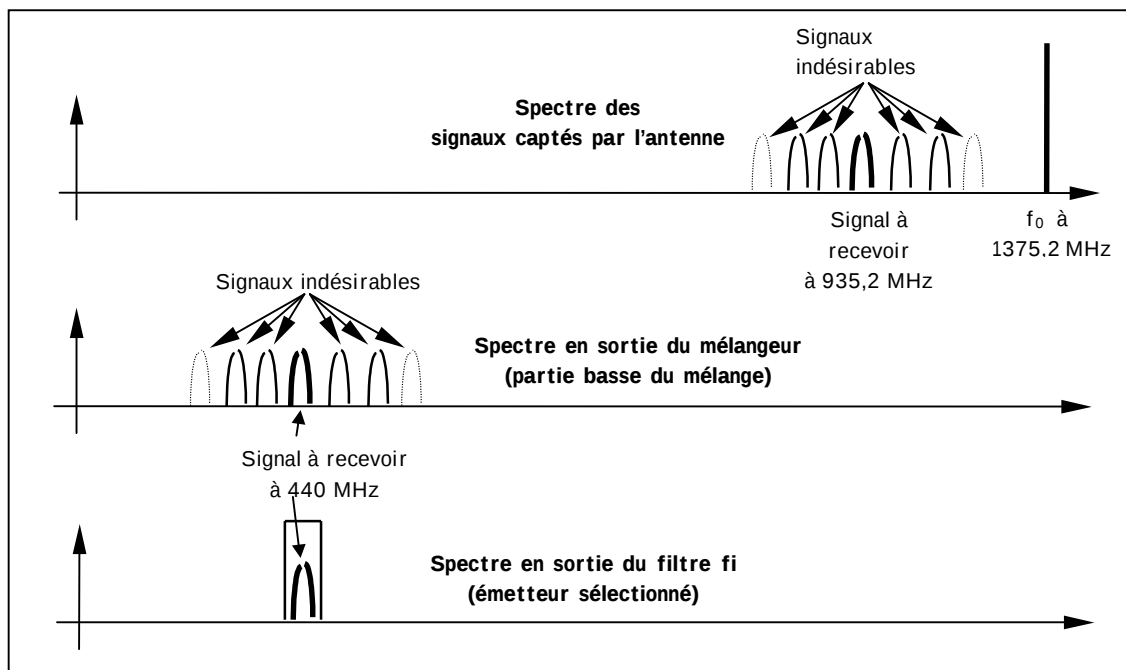
Dans le GSM, c'est la première solution qui a été retenue, soit : $f_0 = f_1 + f_i = 1375,2$ MHz

En sortie du mélangeur, l'émission visée se retrouve transposée à deux fréquences qui sont :

$$f_0 + f_1 = 2310,4 \text{ MHz} \quad \text{et} \quad f_0 - f_1 = 440 \text{ MHz}$$

Tous les signaux captés par l'antenne subissent la transposition en fréquence par mélange avec l'oscillateur local et se retrouvent donc tous au voisinage de la fréquence intermédiaire.

Figure 23.
Spectre des signaux
dans la chaîne de
réception et rôle du
filtre f_i .



Le filtre de fréquence intermédiaire a donc un rôle fondamental car il assure la **sélectivité du récepteur**.

14) Le problème de la fréquence image :

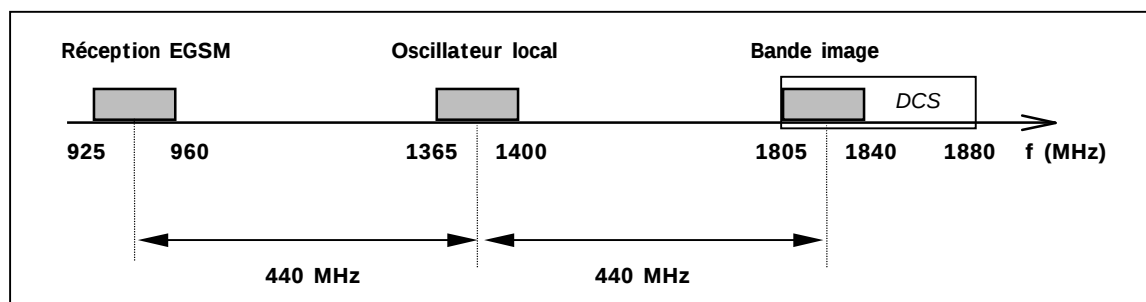
La structure précédente, presque idéale, a néanmoins un petit inconvénient, à savoir que 2 émetteurs seront reçus pour une valeur donnée de l'oscillateur local f_0 .

Par exemple, si on veut recevoir une émission de la station de base à $f_1 = 935,2$ MHz on réglera la fréquence de l'oscillateur local à $f_0 = 1375,2$ MHz. Malheureusement, la fréquence $f'_1 = f_0 + f_1 = 1815,2$ MHz mélangée à $1375,2$ MHz tombera aussi à 440 MHz.

Cette deuxième fréquence f'_1 est appelée **fréquence image de f_1** . On voit que l'émetteur est séparé de son image par un intervalle égal à $2.f_i$.

La bande de fréquences reçues par un GSM a donc une **bande image** qui se trouve à $2.f_i = 880$ MHz au dessus de la bande de réception du GSM et qui tombe dans la gamme des fréquences DCS émises par les stations de bases.

Figure 24.
Position de la
bande image
du EGSM.

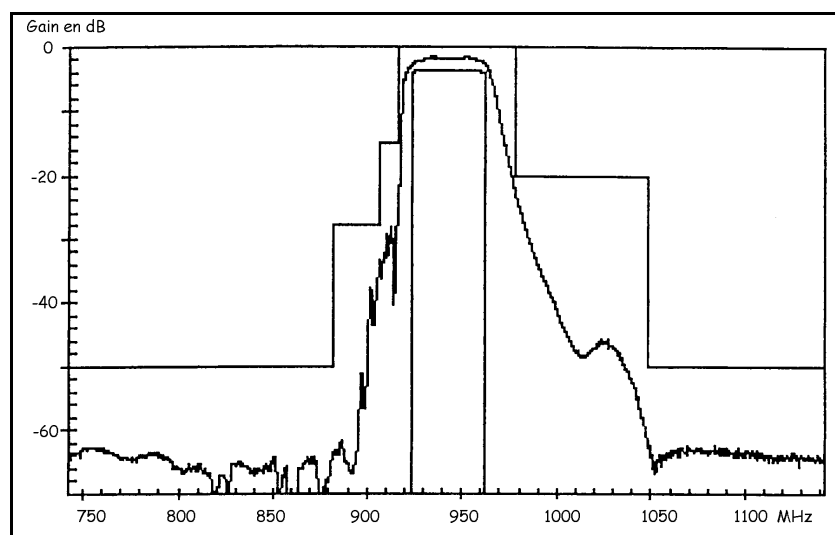


Pour éliminer le risque bien réel de réception des signaux parasites provenant d'un éventuel émetteur DCS situé dans la bande image, celle-ci doit être filtrée dès l'entrée du récepteur.

C'est le rôle du **filtre de bande** placé entre l'antenne et le mélangeur et centré au milieu de la bande à recevoir soit à une fréquence de: $f_{centrale} = 942,5$ MHz.

Les filtres de bande sont des **filtres à Onde de Surface** (FOS ou Surface Acoustic Wave) et plus récemment céramiques ajustés en usine et pouvant donc être implantés directement sur la carte sans réglage.

Figure 25.
Exemple de
filtre de bande
destiné au GSM.



15) Les circuits de réception d'un mobile :

Le **commutateur d'antenne** (antenna switch) comporte 4 positions correspondant à RX, TX et GSM, DCS. Il est constitué d'un duplexeur et joue le rôle également de filtre passe bas.

Pour les fréquences GSM on utilise un **filtre à onde de surface** apprécié pour ses faibles pertes d'insertion et une bonne atténuation des fréquences images.

Cependant pour certains harmoniques gênants en DCS il n'assure pas une atténuation suffisante, c'est pour cela qu'en DCS on a un **filtre diélectrique**.

L'**amplificateur LNA (Low Noise Amplifier)** à faible bruit de gain $G = 17$ à 18 dB est là pour apporter une première amplification du signal et compenser toutes les pertes d'insertion dues aux filtres, connecteur RF et switchs. Il est composé d'un transistor bipolaire dont le courant de base est contrôlé par le circuit intégré RF pour une compensation en température.

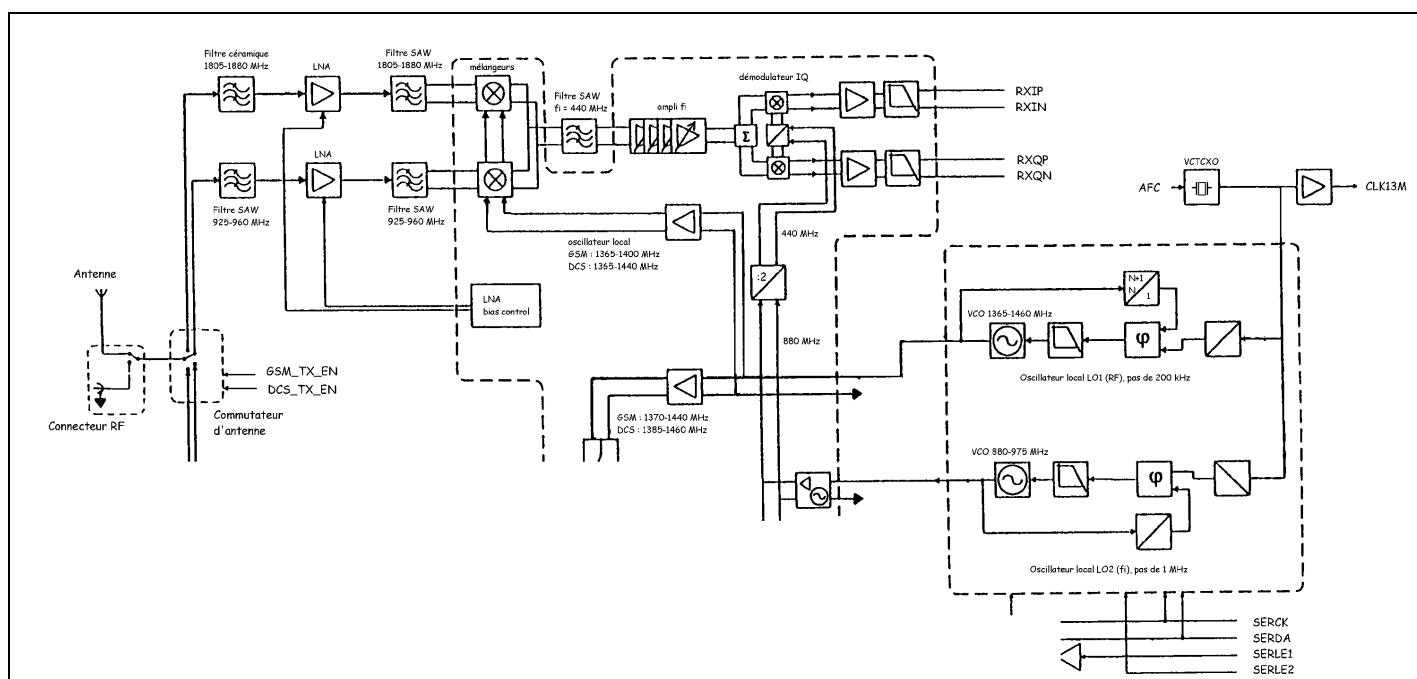


Figure 26. La structure complète de la partie réception d'un mobile.

Les filtres à ondes de surface en sortie des LNA sont utilisés principalement pour supprimer les signaux d'interférences avant mixage et le bruit généré par l'amplification du LNA.

Les **mélangeurs** du circuit RF permettent de faire la transposition en fréquence des signaux reçus vers la fi. Les points critiques de ces mixers sont le gain, le bruit propre et la linéarité.

L'**amplificateur fi** PGC permet de garantir des niveaux constants pour les signaux RXIP/N et RXQP/N en entrée du circuit de traitement numérique du signal sachant que les niveaux à l'antenne sont éminemment variables (-40dBm à -110 dBm).

Le gain de cet ampli est contrôlable (Power Gain Control) et variable de -22dB à +40 dB par pas de 2dB.

Le **démodulateur I/Q**, récupère les signaux RXI et RXQ après mélange avec une fréquence de 440 MHz venant de l'oscillateur local LO2. Le fonctionnement de ce démodulateur est parfaitement symétrique par rapport au fonctionnement du modulateur.

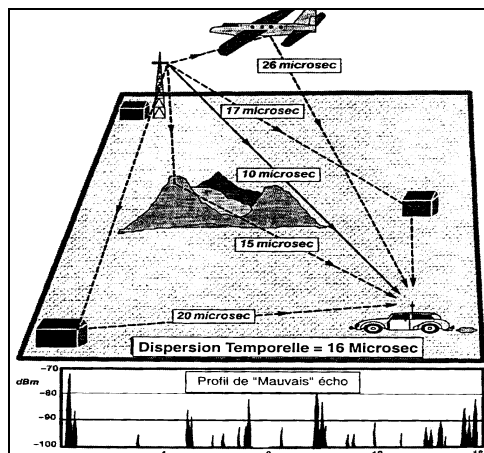
Les signaux IQ sont ensuite amplifiés et filtrés par un filtre passe bas à $f_c = 130$ kHz (fréquence de l'information).

16) L'égalisation du signal à la réception :

En sortie de l'étage de démodulation on dispose de signaux analogiques RXI et RXQ assez dégradés du fait des aléas de propagation et des réflexions de l'onde sur les obstacles naturels et les immeubles.

Chaque réflexion parasite est caractérisée par son niveau et son retard, la fréquence n'étant pas affectée par la réflexion sur un obstacle fixe.

Figure 27.
Les trajets multiples dans une liaison base-mobile.

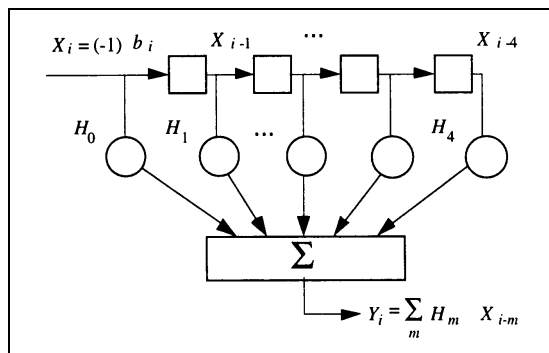


Le signal principal et les échos sont traités par le récepteur et sont démodulés. On retrouve donc en sortie du récepteur les signaux RXI et RXQ correspondant au signal principal qui se mélangent avec des signaux identiques caractérisés des retards et des niveaux variables.

Le résultat est une déformation des signaux RXI et RXQ et cette déformation peut être évidemment à l'origine d'erreurs de transmissions et donc d'une dégradation de la qualité.

Pour trouver une solution à ce problème, on considère que le canal de transmission, qui est l'espace entre l'antenne d'émission et de réception, se comporte comme un filtre numérique non-récurrent.

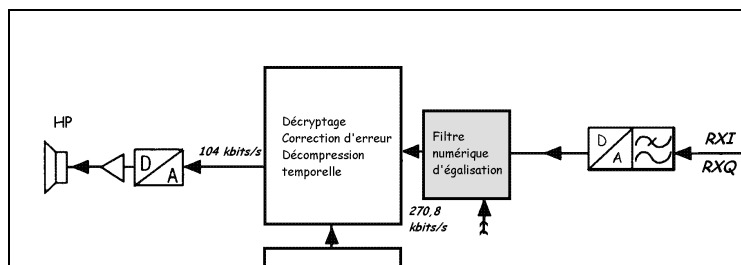
Figure 28.
Structure du filtre modélisant les trajets multiples à un instant donné.



Les amplitudes H_i des différents échos peuvent varier rapidement, surtout si on se déplace en environnement urbain, et sont déterminés par la station de base à partir de la déformation de la **séquence d'apprentissage** placée au milieu du burst.

Celle-ci en déduit les paramètres du canal de transmission (nombre et importance des échos) et envoie les paramètres nécessaires à un **filtre égalisateur** placé entre le démodulateur et le traitement numérique.

Figure 29..
La place du filtre d'égalisation dans le mobile.



Les échos dépendant de la position du poste GSM, le contrôle du canal de transmission doit se faire en permanence, d'où l'existence d'une séquence d'apprentissage dans chaque burst.

17) Le traitement numérique à la réception :

Les signaux RXI et RXQ sortant de l'étage de réception entrent dans le DSP par un CAN

- le filtre d'égalisation compense les déformations liées à la propagation
- les données binaires sont ensuite extraites des signaux RXI et RXQ par un dispositif de prise de décision logiciel
- elles sont décryptées et subissent la décompression temporelle
- le vocodeur reçoit ces données et restitue le signal binaire vocal à l'aide du signal d'excitation et des 2 filtres LPT et LTC
- ce signal binaire est converti en analogique par le CNA, amplifié et envoyé sur le haut-parleur

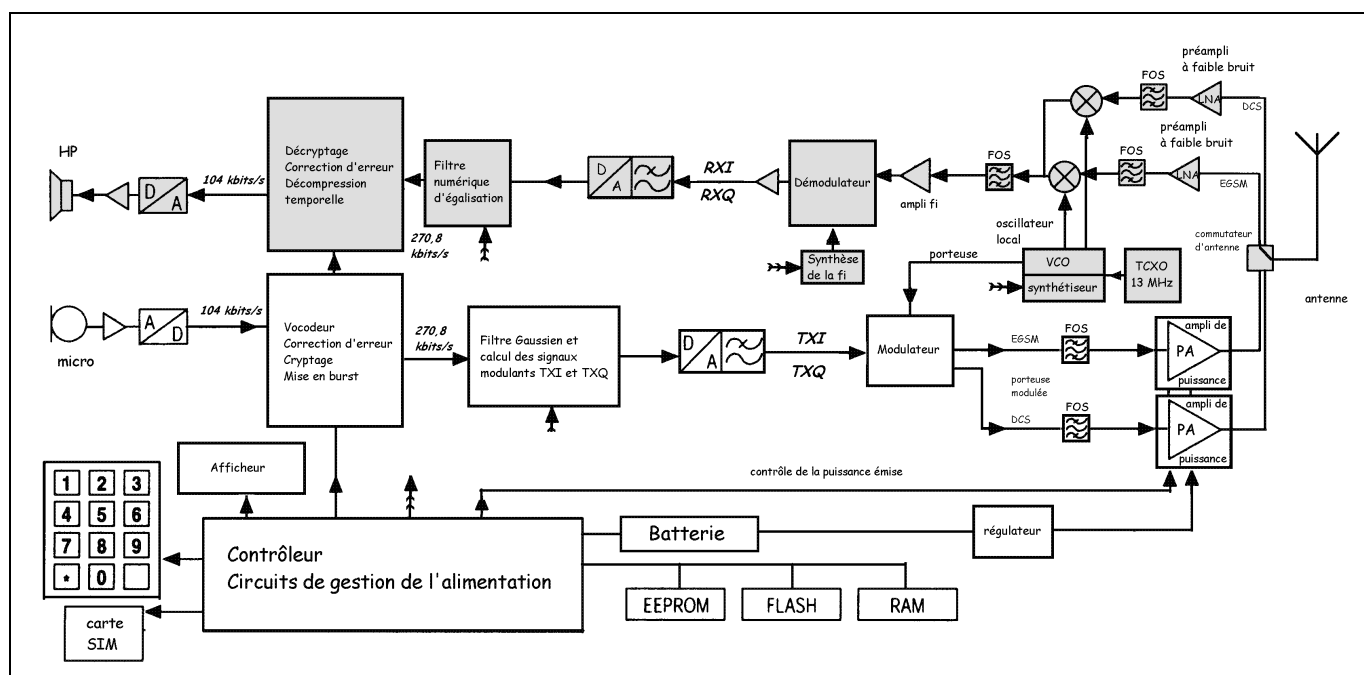
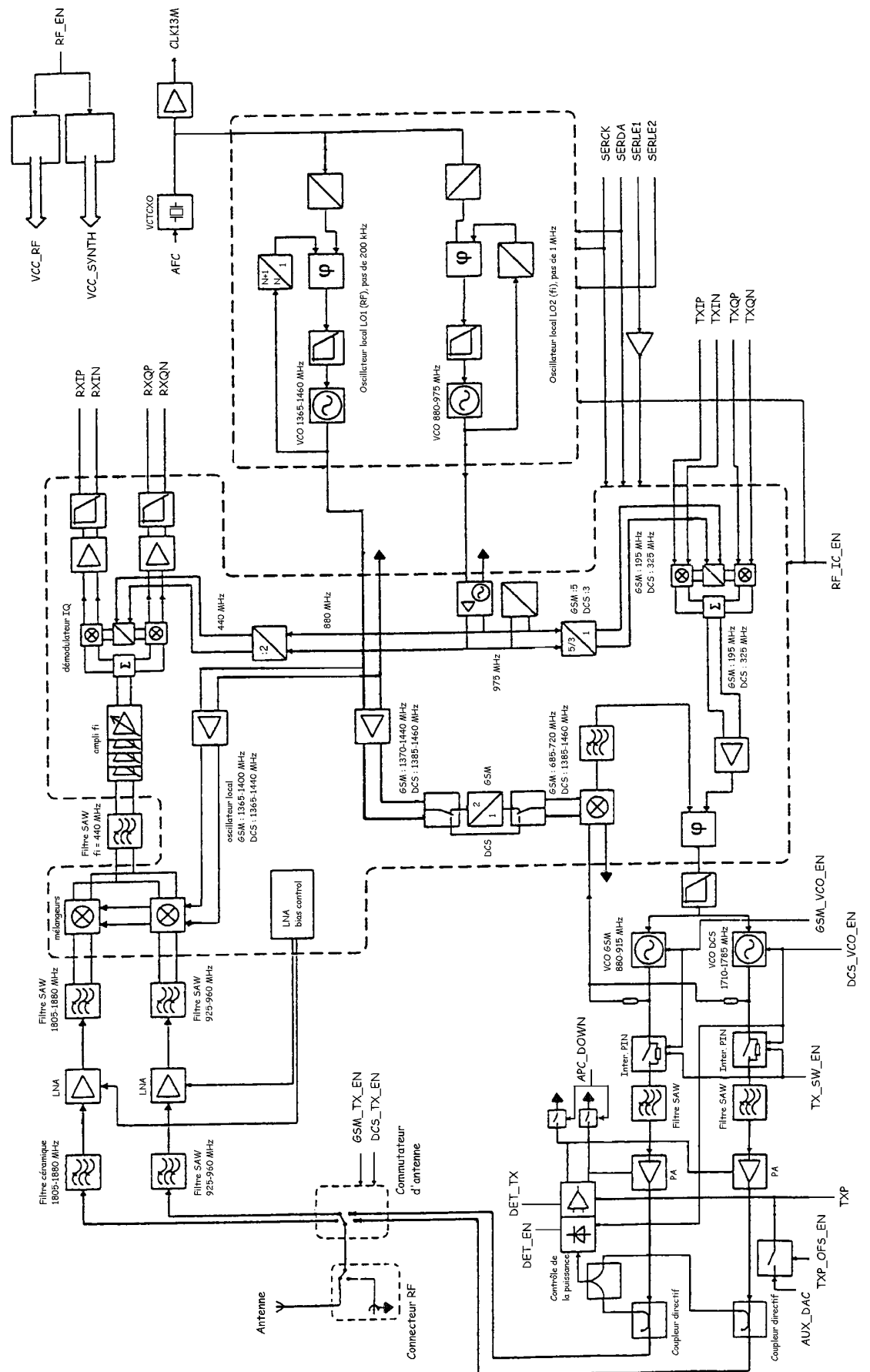


Figure 30. La structure complète de la partie réception d'un mobile.

Annexe : exemple de schéma fonctionnel des circuits RF d'un mobile





Merci pour l'intérêt que vous portez à mon travail. J'espère que le cours que vous avez téléchargé répond à votre attente.

Si, malgré le soin qui a été apporté à la rédaction de ce document, vous constatez l'existence d'erreurs, merci de me les signaler par Email à jean-philippe.muller1@wanadoo.fr

Comme toute œuvre intellectuelle, ce document est protégé par le Copyright et son usage est réservé à une utilisation personnelle.

Techno Assistance Formation

1, rue du Capitaine Pilleux

68720 ZILLISHEIM

Site : <http://www.ta-formation.com>