



Le mobile GSM





- 1- Le schéma fonctionnel du mobile en émission
- 2- Le schéma fonctionnel du mobile en réception
- 3- Le microphone à électret
- 4- Le traitement de la voix
- 5- Le principe du vocodeur
- 6- Le fonctionnement du vocodeur
- 7- La protection des données numériques
- 8- Le filtrage gaussien du signal binaire
- 9- La modulation MSK
- 10- La structure complète du modulateur GMSK
- 11- Allure des signaux TXI et TXI
- 12- La production de la porteuse modulée
- 13- Les signaux du modulateur
- 14- Les propriétés de la porteuse modulée
- 15- Maîtrise de l'encombrement spectral
- 16- La régulation de la puissance émise
- 17- Les signaux du mobile en émission
- 18- La réception des signaux de la base
- 19- Le traitement du signal à la réception
- 20- Exemple de circuit de réception
- 21- Les filtres à ondes de surface
- 22- Le problème des trajets multiples
- 23- L'égalisation du signal à la réception
- 24- Les signaux du mobile en réception
- 25- Exemple de structure d'un mobile bi-bande
- 26- Exemple d'anatomie d'un mobile bi-bande

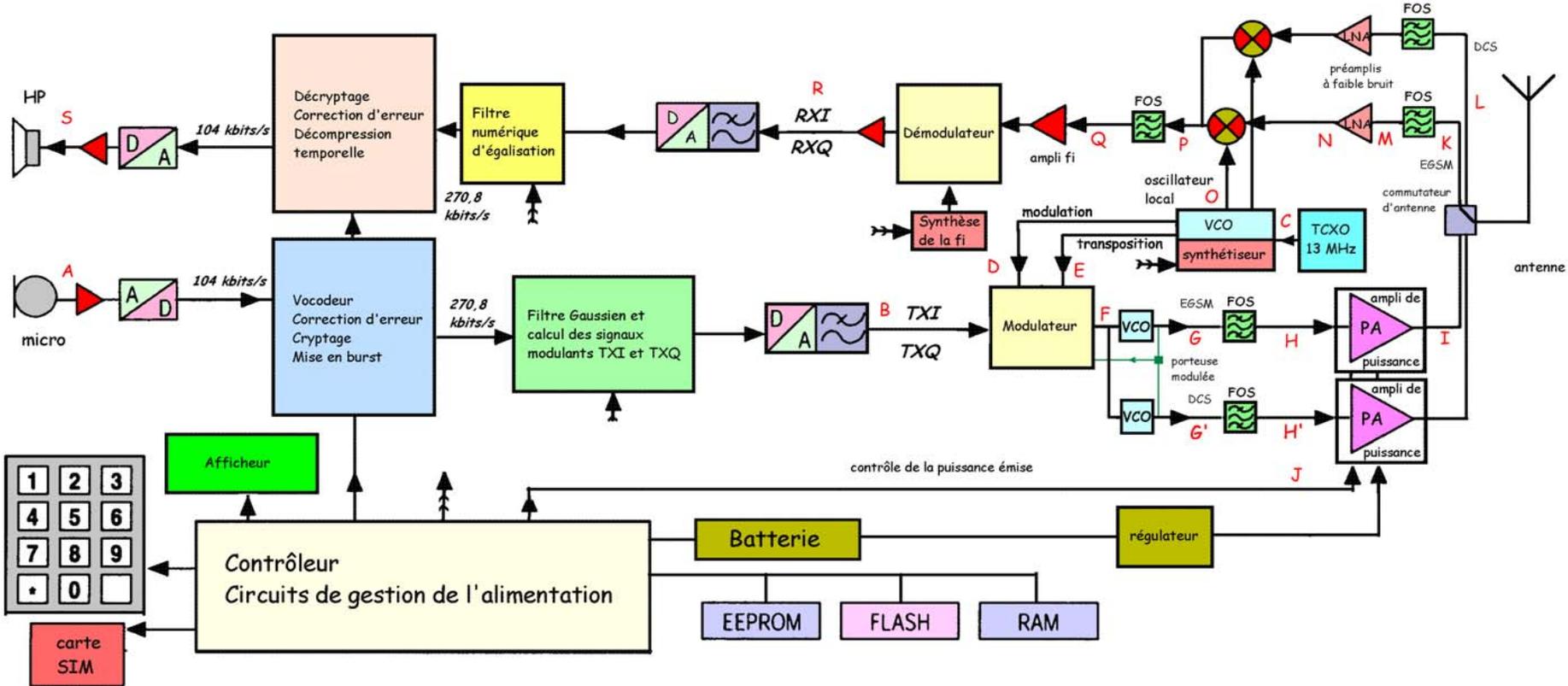


1- Le schéma fonctionnel du mobile en émission



A l'émission :

- le son est capté par le microphone (point A), puis entre dans le processeur de signal (DSP) par un convertisseur CAN
- le signal binaire est compressé par le vocodeur et crypté, puis les données regroupées en paquets de 155 bits de durée 577 μ s
- ces paquets (ou bursts) sont filtrés par un filtre gaussien, puis traités pour produire les signaux TXI et TXQ (point B)
- une porteuse auxiliaire (point D) est modulée par les signaux TXI et TXQ
- ce signal est transposé à la fréquence d'émission par un autre signal sinusoïdal (point E)
- le signal modulé (point G) sortant du VCO double GSM-DCS sera filtrée (point H), amplifié (point I) et envoyé sur l'antenne





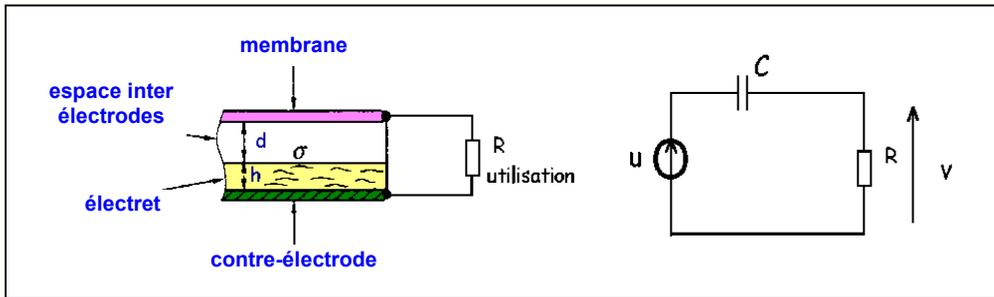
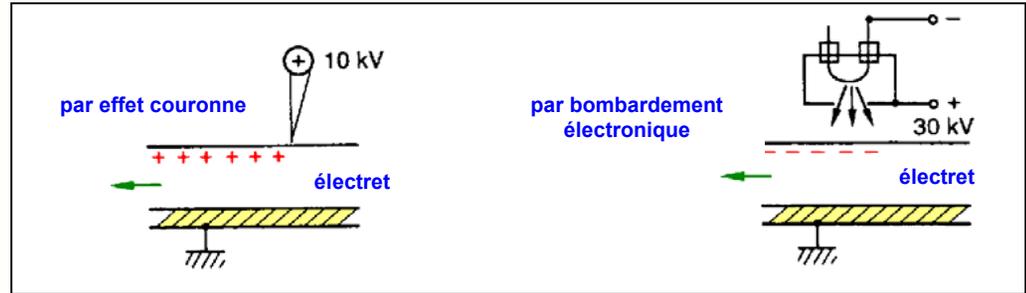
3- Le microphone à électret



L'électret est un diélectrique (Mylar ou Téflon) polarisé de façon permanente par bombardement électronique ou par effet couronne.

Ce diélectrique polarisé se comporte alors comme un condensateur qui reste chargé en permanence. Si la surface de la pastille d'électret est S et la charge portée Q, on a :

- densité surfacique $\sigma = Q/S$
- champ électrique $E = \sigma/\epsilon_0\epsilon_r$
- tension entre les faces $e = E.h = \sigma h/\epsilon_0\epsilon_r$



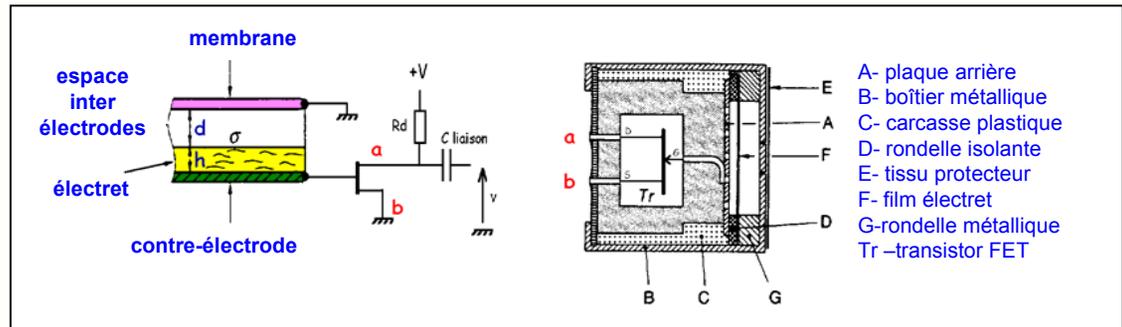
Dans un microphone, cette lame d'électret est placée entre la membrane et une contre-électrode fixe.

La tension alternative u apparaissant entre la membrane et la contre-électrode est proportionnelle à la variation x de la distance d liée à la vibration de la membrane :

$$u = \frac{\sigma h}{\epsilon_0(\epsilon_r d + h)} x$$

Cette tension u est fournie sous une impédance assez élevée ($Z_c \approx 100 \text{ M}\Omega$ à 100 Hz), ce qui pose des problèmes si la résistance d'utilisation R n'est pas très élevée.

C'est la raison pour laquelle le microphone à électret est toujours équipé d'un transistor à effet de champ qui joue le rôle d'adaptateur d'impédance.



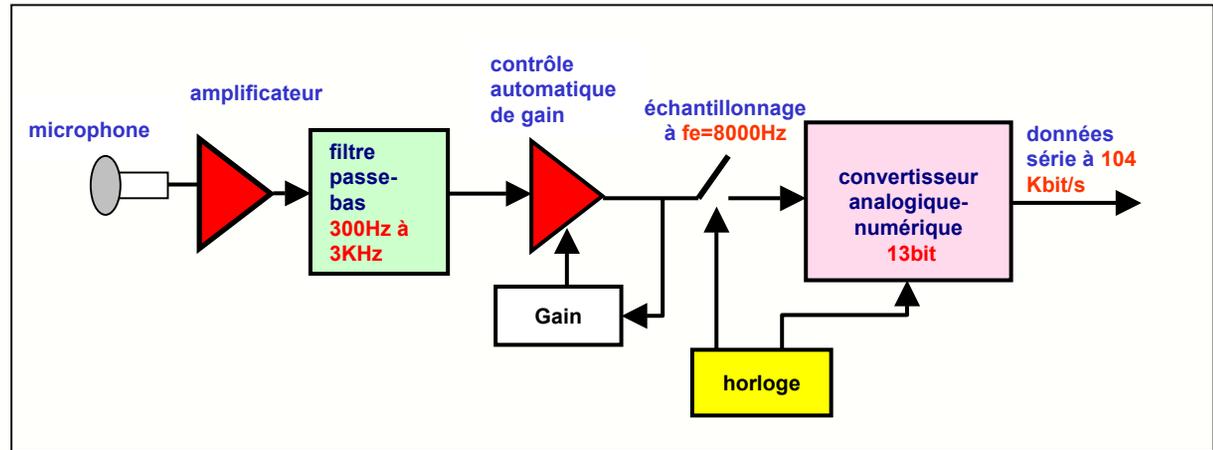


4- Le traitement de la voix



Dans le GSM la voix est digitalisée et traitée sous forme numérique par un processeur de signal :

- le son est capté par le microphone et amplifié
- il est échantillonné et transformé en échantillons binaires codés sur 13 bits par un CAN
- les mots binaires sont sérialisés avec un débit de $D=8000 \times 13 = 104 \text{ kbits/s}$

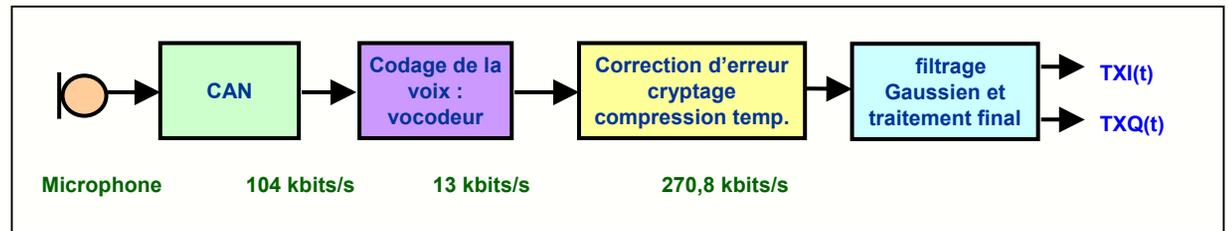


- ce signal binaire a un débit beaucoup trop important pour être transmis tel quel. Il va donc subir une diminution de débit importante grâce au **vocodeur GSM** qui abaisse le débit à 13 kbits/s
- les données numériques ainsi obtenues sont protégées par des **codes correcteurs d'erreurs** permettant de réparer à l'arrivée les erreurs de transmission qui ont pu s'introduire à la suite d'aléas de propagation ou de parasites

Son : parole à 344 kbits/s (fe=22 kHz)

Son : parole à 125 kbits/s (fe=8 kHz)

Son : parole à 13 kbits/s (GSM)



- l'application d'**algorithmes de cryptage** assure la confidentialité des communications
- les données sont enfin regroupées en paquets de 156 bits et de durée 577 μs pour la constitution de la trame

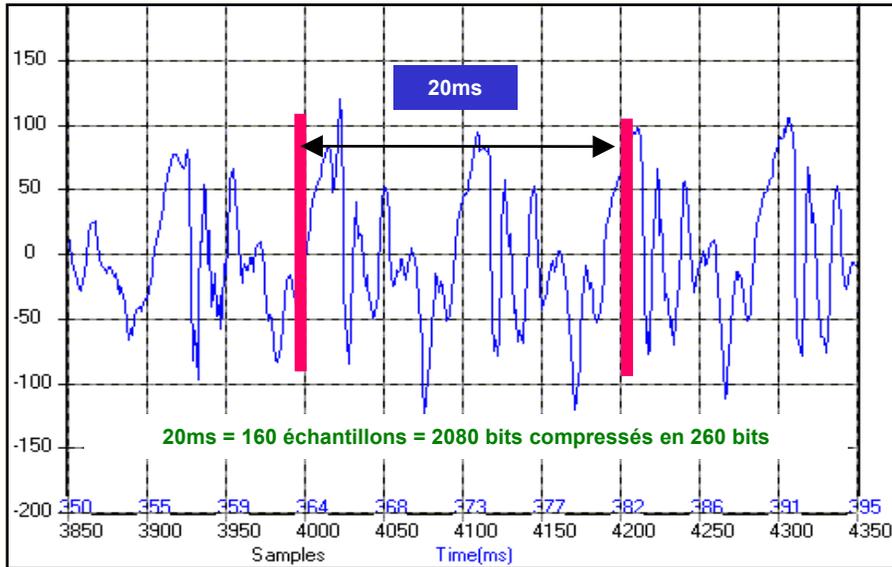
Après tous ces traitements, les données sortent regroupées en paquets de 156 bits sous la forme de 2 signaux analogiques TXI(t) et TXQ(t) et sont prêts à entrer dans les circuits d'émission pour moduler la porteuse.



5- Le principe du vocodeur



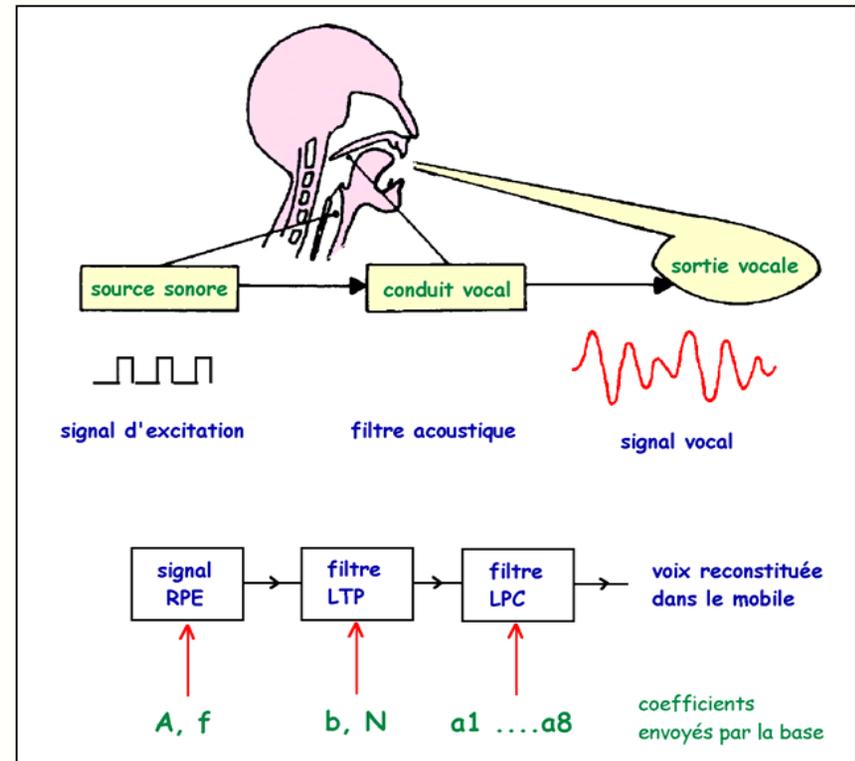
Pour traiter le signal vocal, le DSP découpe la voix numérisée en tranches de durée 20 ms, soit 160 échantillons codés sur 13 bits et donc 2080 bits.



- pour chacune de ces tranches de signal, le vocodeur modélise le conduit vocal sous la forme de deux filtres numériques en cascade : le **filtre Linear Predictive Coder** et le **filtre Long Term Prediction**.
- il détermine aussi 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 du GSM réduit par un **facteur 8** la quantité de données binaires nécessaires à la transmission de chaque tranche de voix tout en conservant une qualité satisfaisante.

Ce résultat est obtenu en modélisant l'appareil phonatoire humain qui 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.





6- Le fonctionnement du vocodeur



⇒ le filtre LPC est caractérisé par l'algorithme :

$$y_n = a_1 \cdot y_{n-1} + a_2 \cdot y_{n-2} + a_3 \cdot y_{n-3} + \dots + a_8 \cdot y_{n-8}$$

Les coefficients du filtre sont valables pour toute la tranche de 20 ms et codés sur 6 bits pour a₁ et a₂ sur 5 bits pour a₃ et a₄ , sur 4 bits pour a₅ et a₆ et sur 3 bits pour a₇ et a₈ , soit un total de 36 bits.

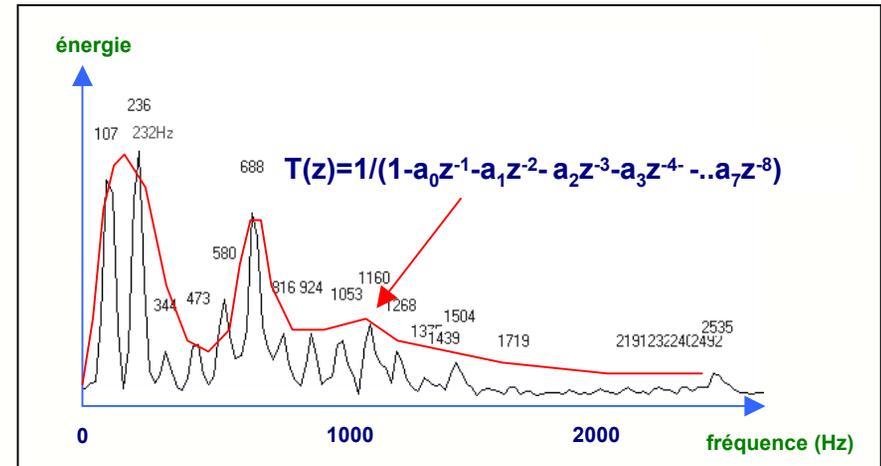
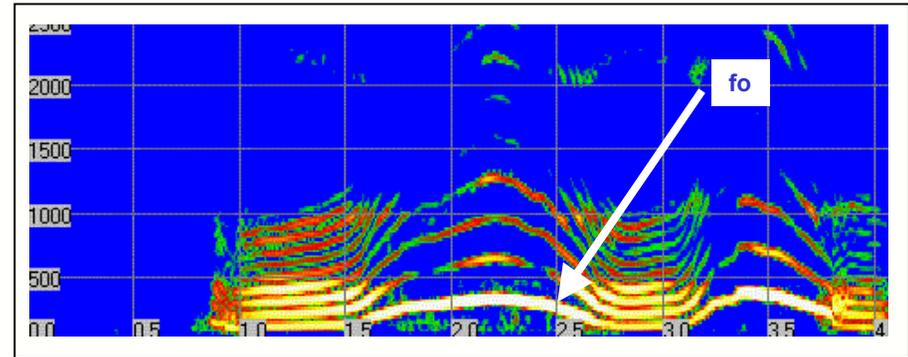
⇒ le filtre LTP permet de caractériser le fondamental fo de la voix qui varie au cours de la conversation et donne l'intonation au message sonore.

Son algorithme de calcul s'écrit :

$$y_n = x_n - b \cdot y_{n-N}$$

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

⇒ le signal d'excitation RPE est actualisé 4 fois dans une tranche de 20 ms, ce qui correspond à 188 bits.



Au cours d'une communication et pour chaque tranche de 20 ms, le mobile GSM transmet à son correspondant 260 bits, soit un débit de 260/20ms = 13 kbits/s.

Tous les mobiles GSM utilisent la même technique de compression, les algorithmes les plus récents sont simplement plus performants au niveau de la réparation des erreurs qui s'introduisent au cours de la transmission radio (c'est cette amélioration de qualité qui est mise en avant dans la publicité pour le « son numérique »)



7- 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.

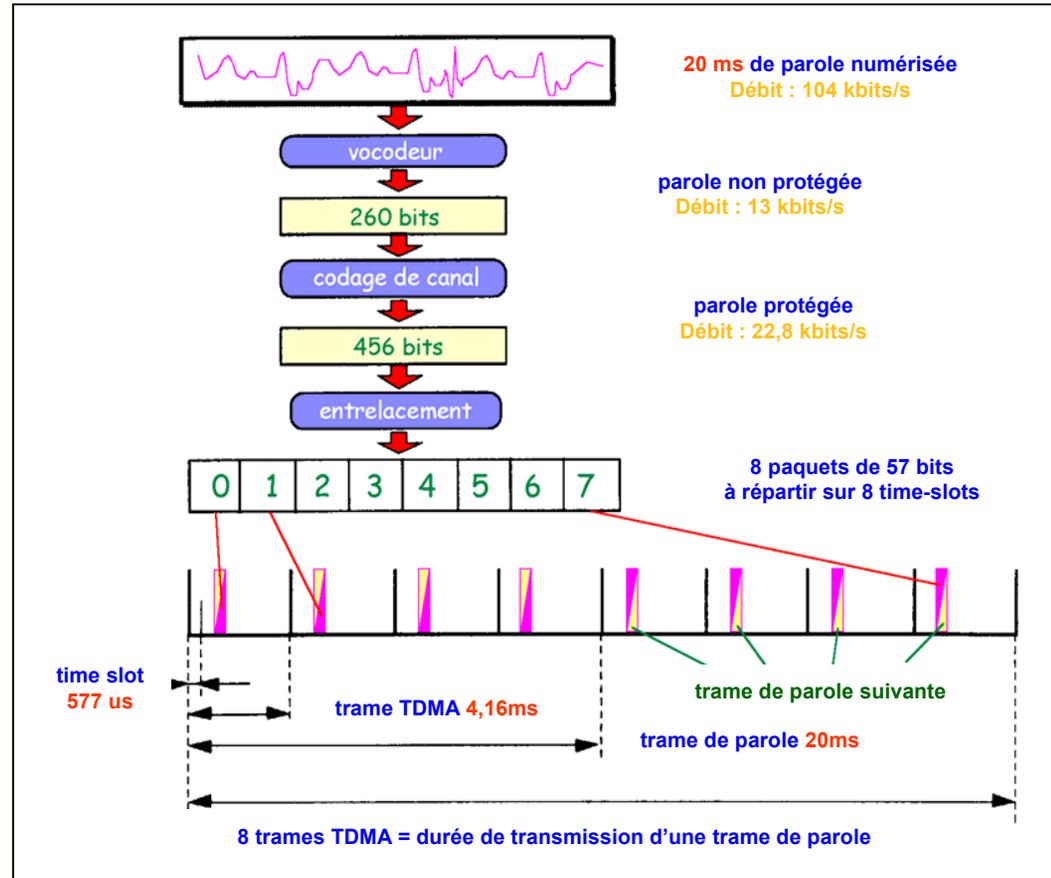
Les 260 bits produits par le vocodeur toutes les 20 ms n'ont pas tous la même importance vis-à-vis de la qualité du signal vocal et sont groupés en 3 classes :

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

⇒ les bits de la classe 1 sont 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 classes 2 et 3 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**.



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.



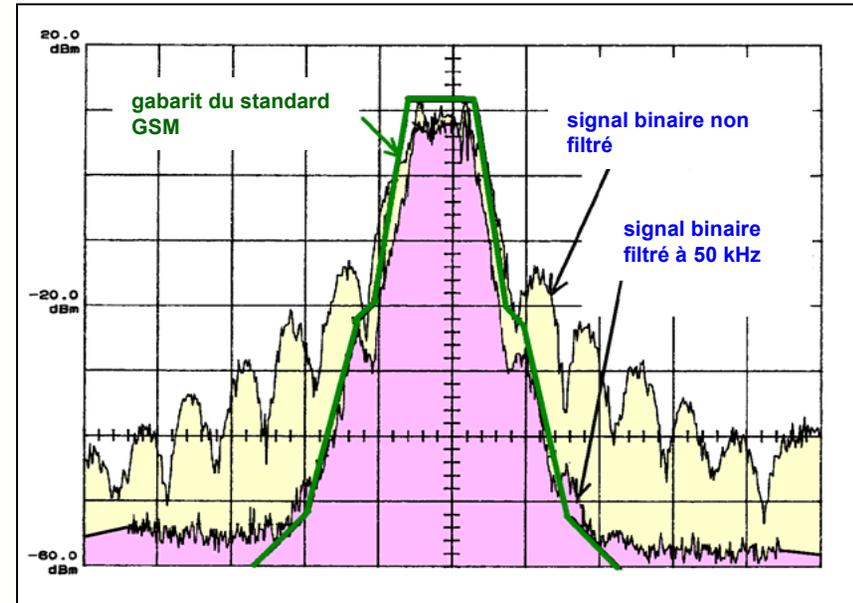
8- Le filtrage gaussien du signal binaire



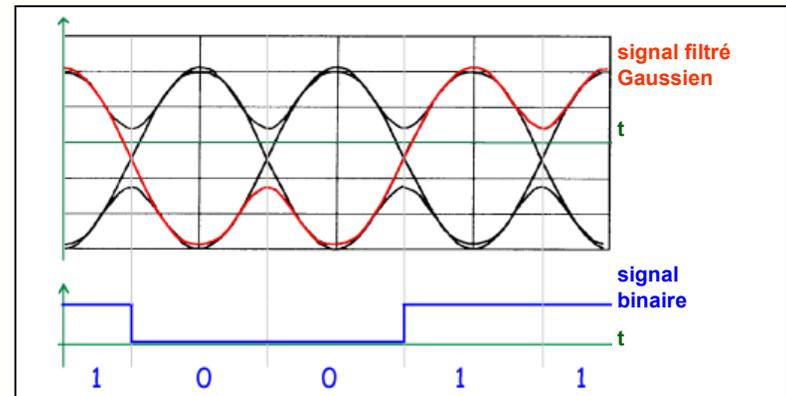
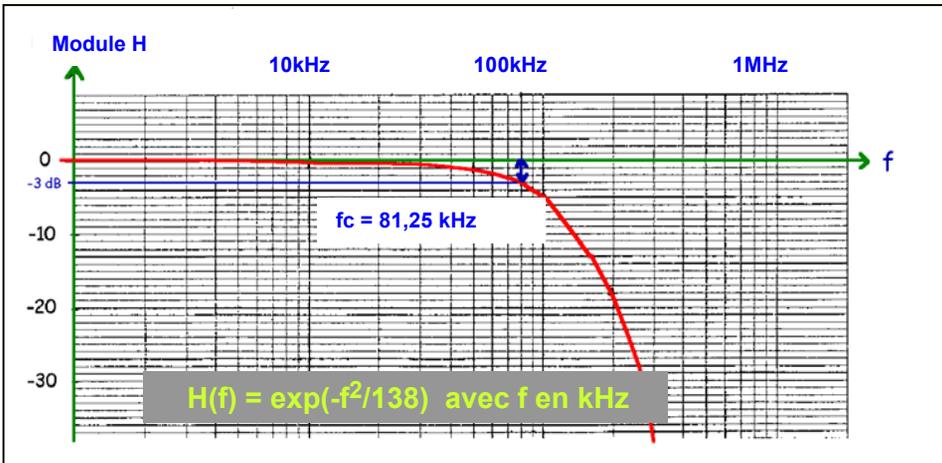
Si on module une porteuse par un signal numérique, l'encombrement spectral du signal RF obtenu est excessif si on ne filtre pas le signal binaire.

Exemple : signal binaire de type GSM

- débit $D = 270,8$ kbits/s
- indice de modulation $m = 0,5$
- filtrage passe-bas du deuxième ordre coupant à $f_c = 50$ kHz
- sans filtrage, le spectre sort du gabarit GSM
- avec un filtrage passe-bas non optimisé, le spectre du signal modulé tient à peu près dans le gabarit



Pour le GSM, le filtre utilisé est un passe-bas **gaussien** coupant à $f_c = 81,25$ kHz qui transforme les impulsions carrées du signal binaire en impulsions à profil gaussien en forme de « cloches ».



- diagramme de l'œil d'un signal numérique filtré par un filtre gaussien
- en pratique, ce signal est obtenu dans le mobile GSM par **concaténation** de formes gaussiennes en mémoire dans une ROM



9- La modulation MSK



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

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

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 + ou - 90° .

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

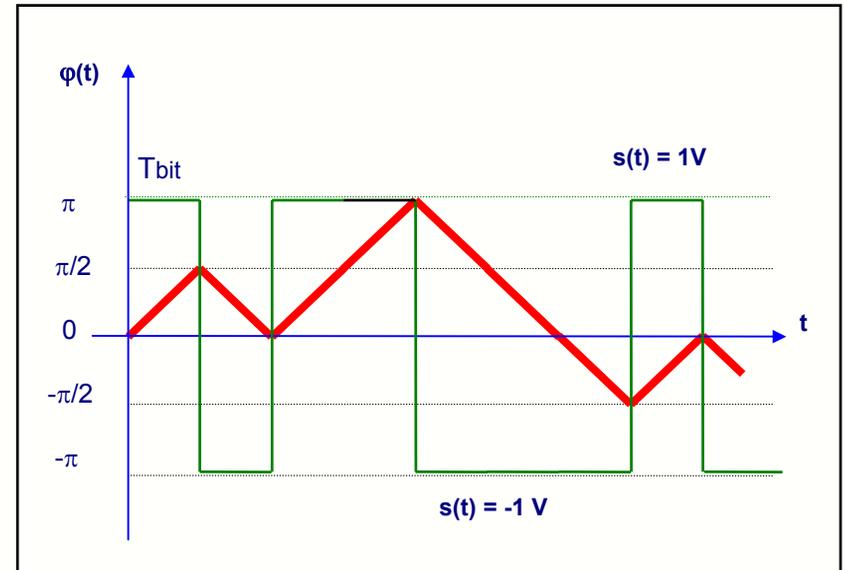
$$\begin{aligned} e(t) &= E \cos(\varphi(t)) \cdot \cos(\omega t) - E \sin(\varphi(t)) \cdot \sin(\omega t) \\ &= E \cos(\varphi(t)) \cdot \cos(\omega t) + E \sin(\varphi(t)) \cdot \cos(\omega t + \pi/2) \quad \text{soit} \end{aligned}$$

$$e(t) = TXI(t) \cdot \cos(\omega t) + TXQ(t) \cdot \cos(\omega t + \pi/2)$$

La structure du modulateur découle de cette équation :

- le signal binaire vaut +1 ou -1
- il est intégré pour avoir la phase $\varphi(t) = \pm \pi t / 2T_{\text{bit}}$
- le processeur calcule $TXI(t) = E \cdot \cos(\varphi(t))$ et $TXQ(t) = E \cdot \sin(\varphi(t))$
- les signaux I(t) et Q(t) sont multipliés par $\cos(\omega t)$ et $\sin(\omega t)$
- les signaux résultants sont additionnés et donnent :

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



Remarque : la fréquence instantanée $f(t)$ de la porteuse modulée s'écrit :

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

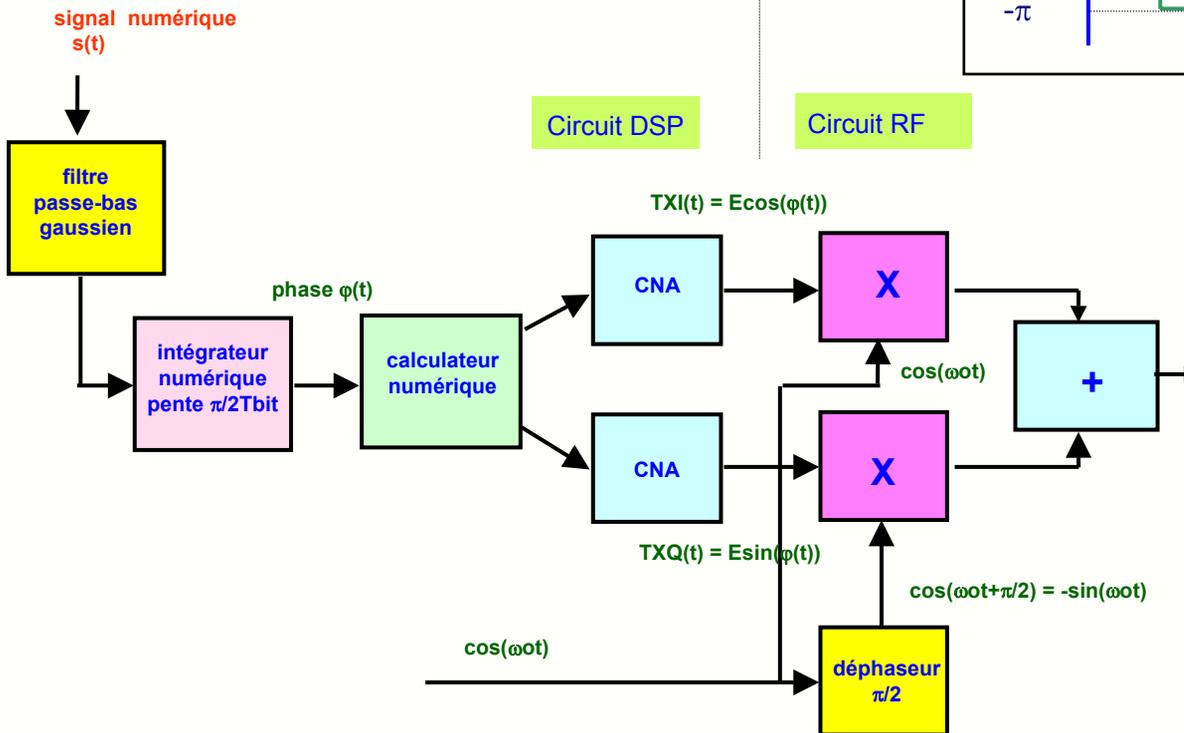
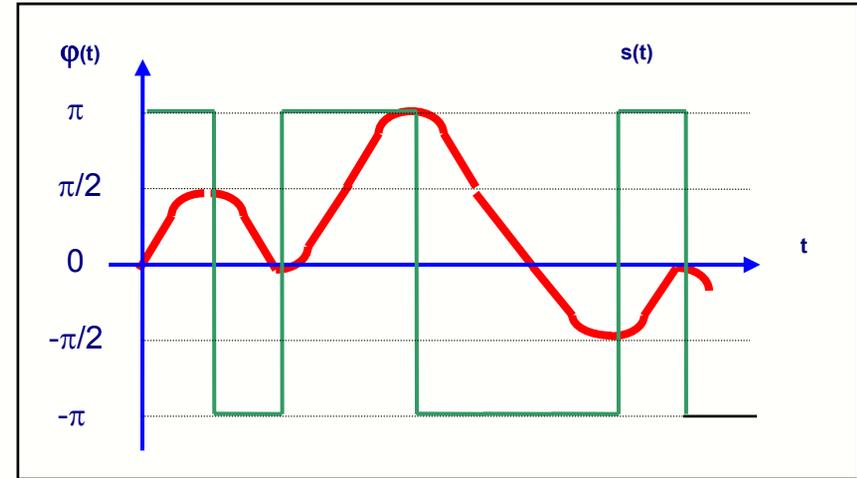
La modulation du GSM est donc aussi une modulation FM d'excursion $\Delta f = \pm 68 \text{ kHz}$, de fréquence modulante $F = 135,4 \text{ kHz}$ (séquence 10101010...) et d'indice de modulation $m = 0,5$ qui correspond à l'appellation **Minimum Shift Keying**

10- La structure complète du modulateur GMSK



Pour 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.



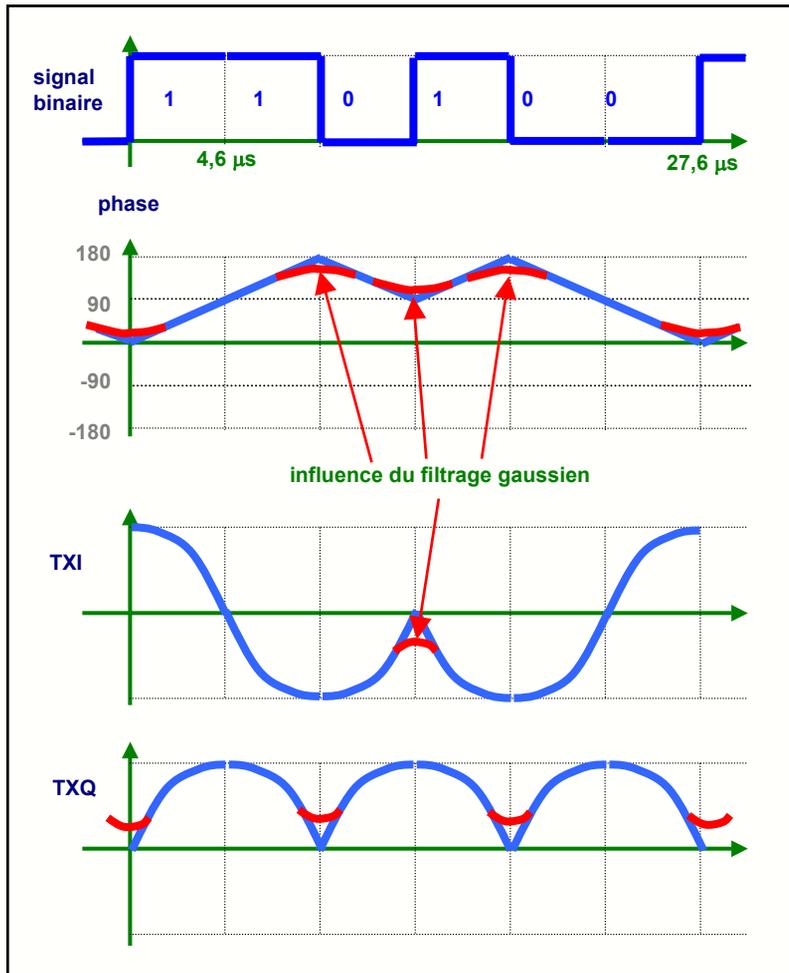
▪ à cause de ce filtrage gaussien, la modulation ne s'appelle plus **MSK** mais **GMSK** (Gaussian Minimum Shift Keying).

▪ ce modulateur GMSK se trouve pour moitié dans le DSP et pour moitié dans le circuit RF.

▪ 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 !)

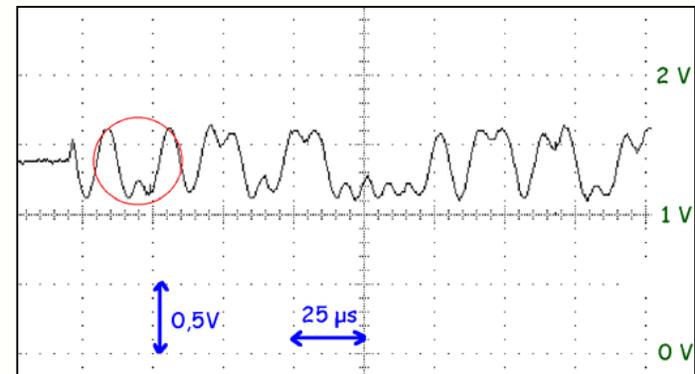


11- Allure des signaux TXI et TXQ



En partant du signal binaire transmis, on peut facilement tracer l'allure des signaux TXI et TXQ attaquant le modulateur :

- la phase $\varphi(t)$ est l'intégrale du signal binaire
- les signaux TXI et TXQ sont calculés à partir de la phase :
$$\text{TXI} = \cos\varphi(t) \text{ et } \text{TXQ} = \sin\varphi(t)$$
- le filtrage gaussien va arrondir les transitions

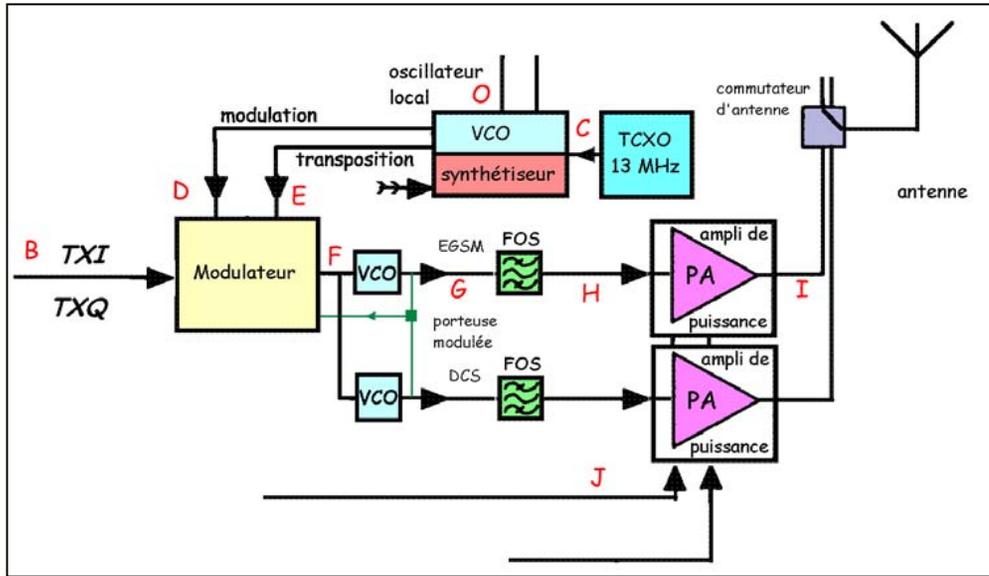


Oscillogramme du signal TXI

On retrouve sur cet enregistrement la séquence « 110100 » du tracé théorique.



12- La production de la porteuse modulée



Dans un mobile GSM, la production de la porteuse modulée se fait presque toujours en deux temps :

- un signal auxiliaire (point D) est modulé en GMSK par les informations binaires TXI et TXQ
- ce signal est transposé dans le canal d'émission par un second signal issu du synthétiseur (point E)

Exemple d'un mobile réel :

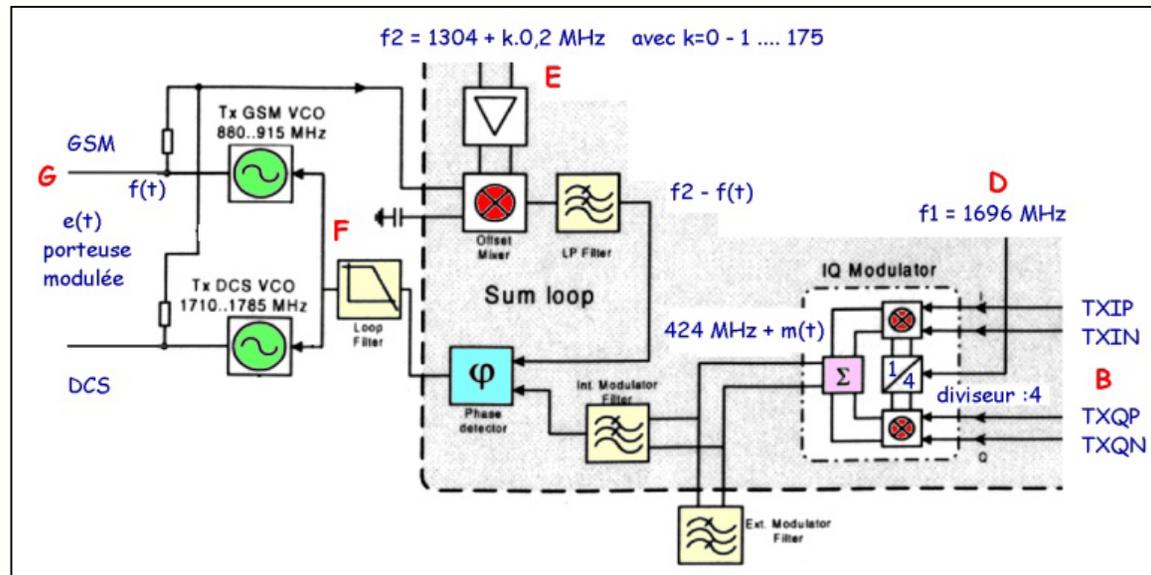
- un oscillateur produit le 1696 MHz
- un diviseur par 4 produit deux signaux à 90°
- le 424 MHz est modulé par TXI et TXQ
- le signal e(t) est transposé vers le bas par f2

La PLL assure l'égalité des fréquences des 2 signaux appliqués à son entrée, soit :

$$f_2 - f(t) = 424 + m(t) \quad \text{d'où}$$

$$f(t) = f_2 - 424 - m(t) = 1304 + k \cdot 0,2 - 424 - m(t)$$

$$\text{et enfin : } f(t) = 880 + k \cdot 0,2 - m(t)$$



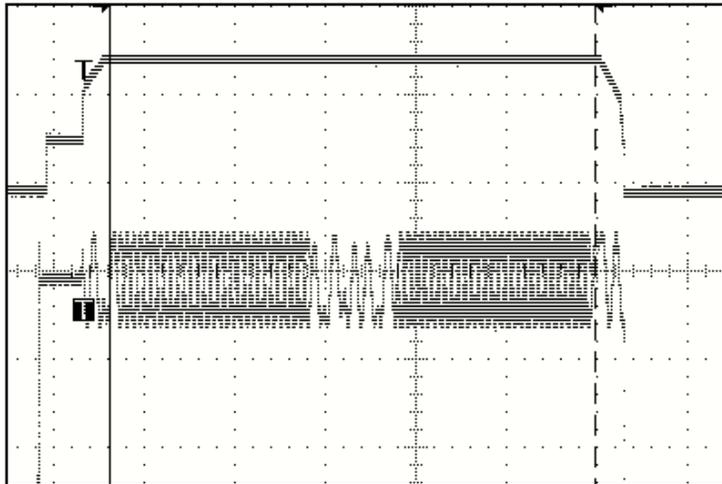
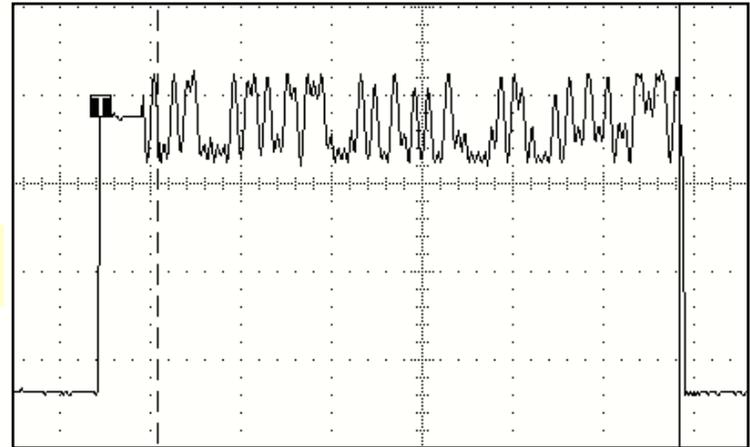


13- Les signaux du modulateur



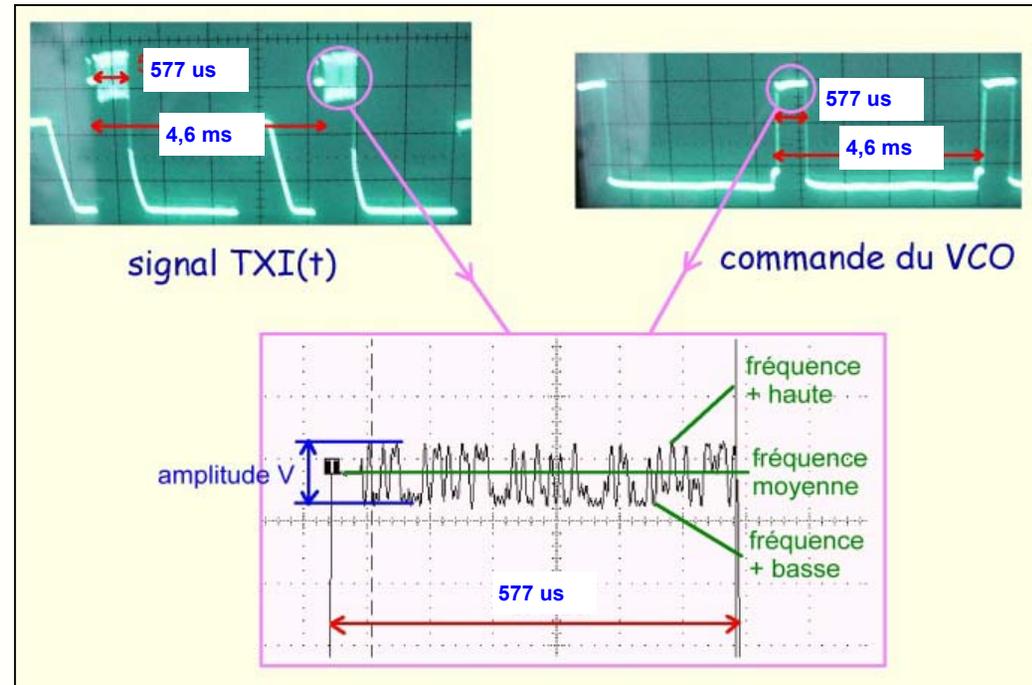
Les seuls signaux accessibles à la mesure dans la partie RF des mobiles actuels sont les signaux TXI et le signal de commande du VCO double produisant les porteuses modulées GSM et DCS.

- l'oscillogramme du signal TXI met en évidence l'action du filtre gaussien sur le signal numérique



- si on superpose les salves , on constate que les bits de la « training sequence » restent invariables

- les variations du signal TXI (500mV) se retrouvent sur le signal de commande du VCO, avec une amplitude beaucoup plus faible (quelques mV) vu la faible excursion en fréquence souhaitée (± 68 kHz)



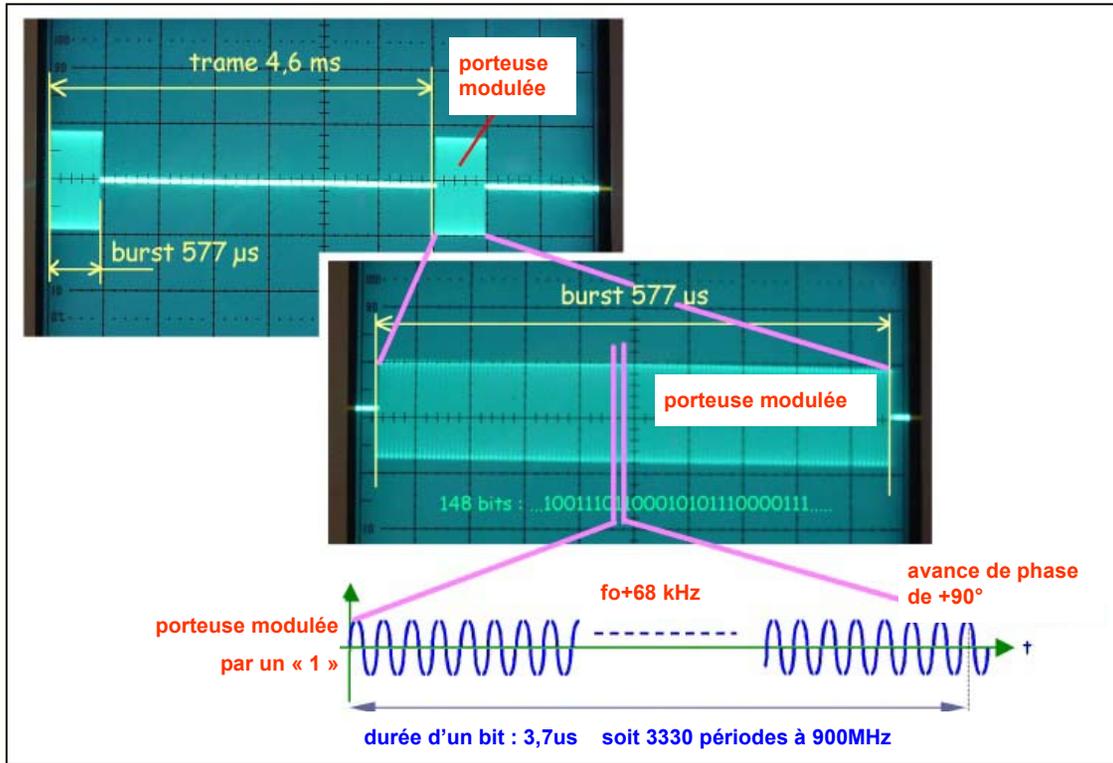
14- Les propriétés de la porteuse modulée



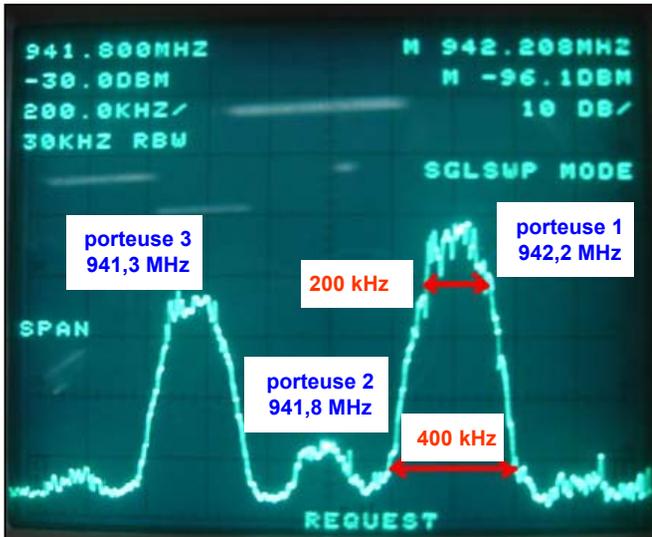
La porteuse émise est modulée en phase ou en fréquence et la fréquence instantanée s'écrit :

$$f(t) = f_0 \pm 1/4T_{bit} = f_0 \pm 68 \text{ kHz}$$

- la transmission d'un « 1 » se traduit par une augmentation de fréquence (+ 68 kHz)
- la transmission d'un « 0 » se traduit par une diminution de fréquence (- 68 kHz)
- les variations de fréquence sont progressives à cause du filtre gaussien
- la porteuse se déphase progressivement jusqu'à arriver à +90° à la fin de la durée du bit, c'est à dire au bout de 3,7 microseconde
- un bit dure environ 3330 périodes à 900 MHz



Oscillogramme de la porteuse modulée



Le spectre de cette porteuse modulée présente une largeur de 200 kHz à -10 dB et de l'ordre de 400 kHz à -40 dB en-dessous du maximum.

Spectre de la porteuse modulée

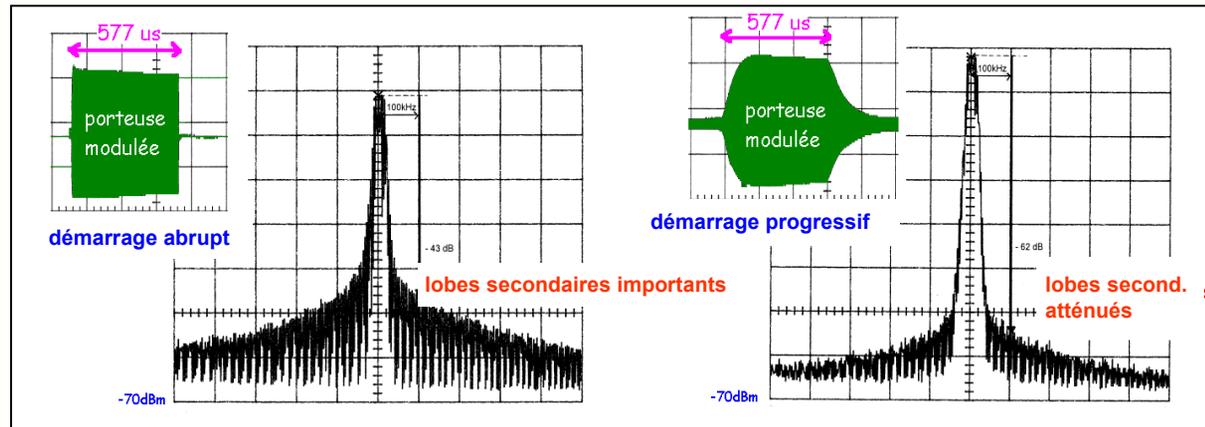


15- Maîtrise de l'encombrement spectral



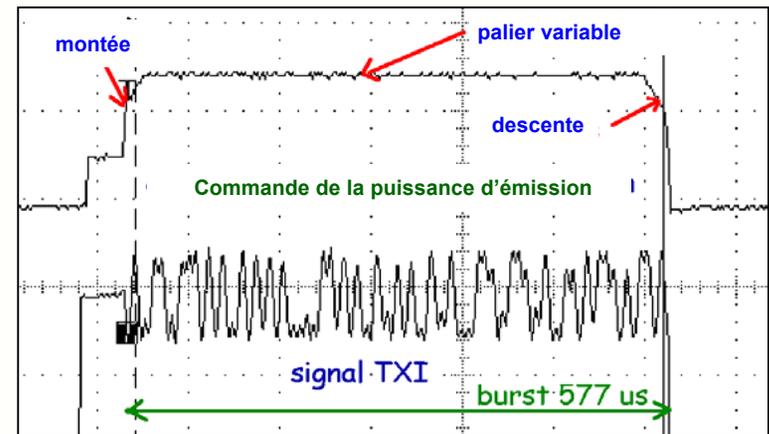
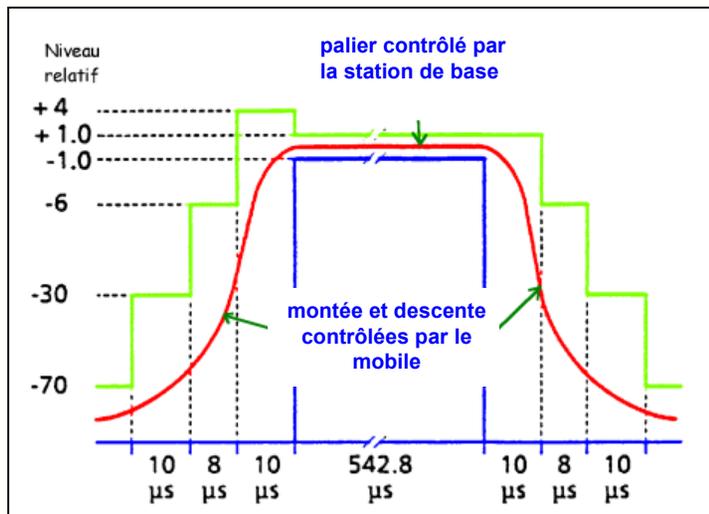
Le mobile GSM émet les données numériques sous forme de **salves** ou burst de durée **577 μ s**.

Le caractère discontinu de cette émission est à l'origine d'un nouvel **élargissement du spectre** si on ne prend pas de précautions particulières.



Une **montée progressive** de l'émission permet de limiter l'encombrement spectral du signal modulé

- la norme GSM prévoit un gabarit de montée en puissance lors de l'émission d'un burst
- si le profil de montée n'est pas bien ajusté, le spectre du téléphone déborde du canal, et risque de perturber d'autres mobiles
- l'ajustage de la montée et de la descente fait l'objet d'une calibration précise de chaque mobile à la fabrication





16- La régulation de la puissance émise

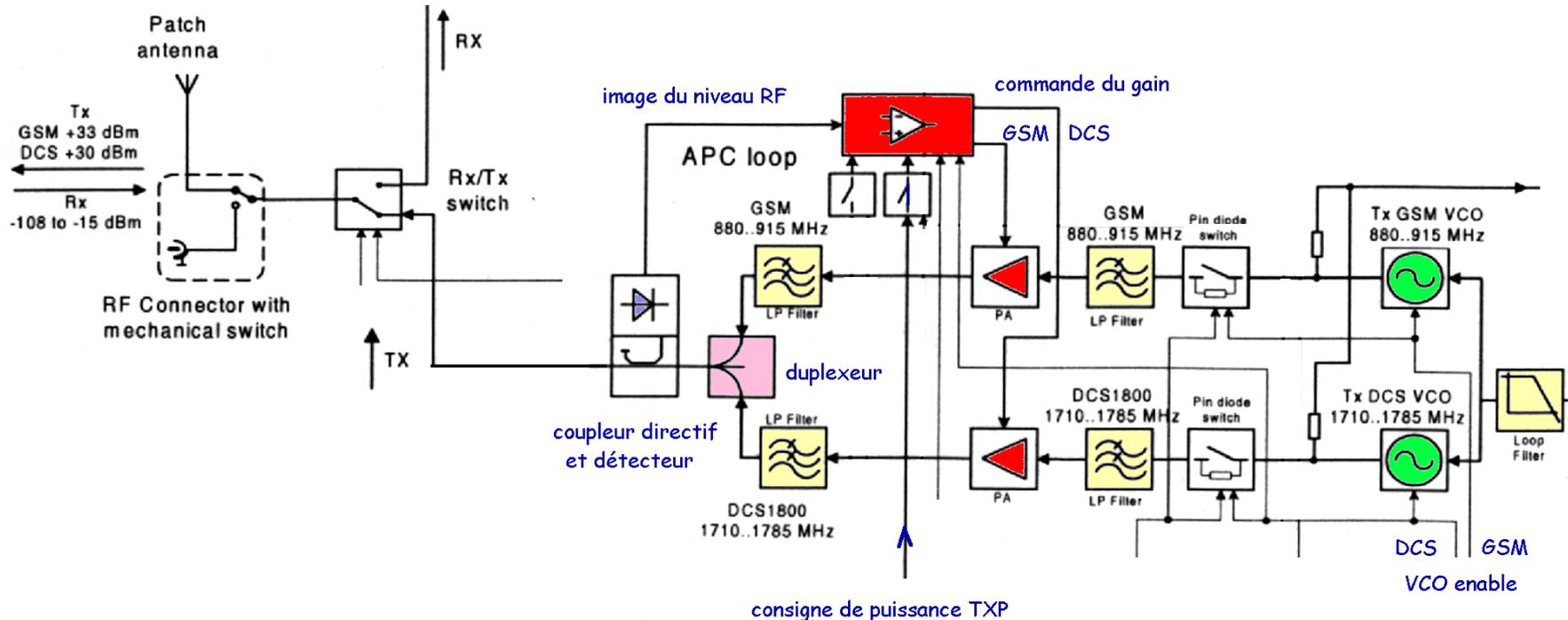


Le contrôle de la puissance est utile pour 2 raisons :

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

La puissance émise par un mobile varie :

- de 2W (33dBm) à 3,2mW (5 dBm) pour le GSM
- de 1W (30 dBm) à 2 mW (3 dBm) pour le DCS
- elle est réglable par paliers de 2 dBm.

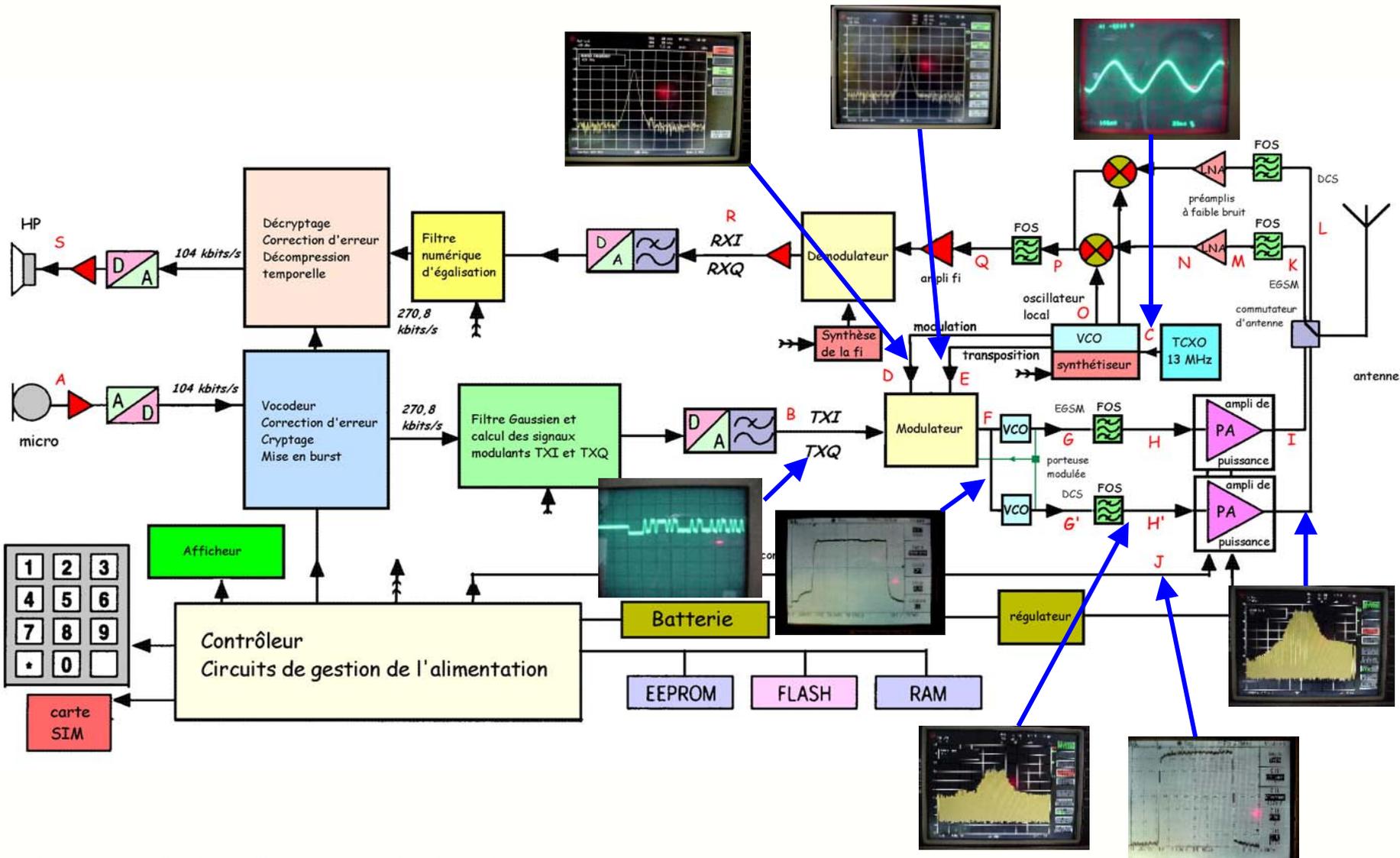


La boucle APC (Automatic Power Control) est chargée de la régulation :

- les porteuses GSM et DCS sont réunies par le duplexeur
- le coupleur directif suivi du détecteur permet d'avoir une mesure du niveau RF
- la boucle compare le niveau RF à la consigne TXP élaborée par le mobile (pour les fronts) et par la base (pour le palier) et agit sur le PA



17- Les signaux du mobile en émission



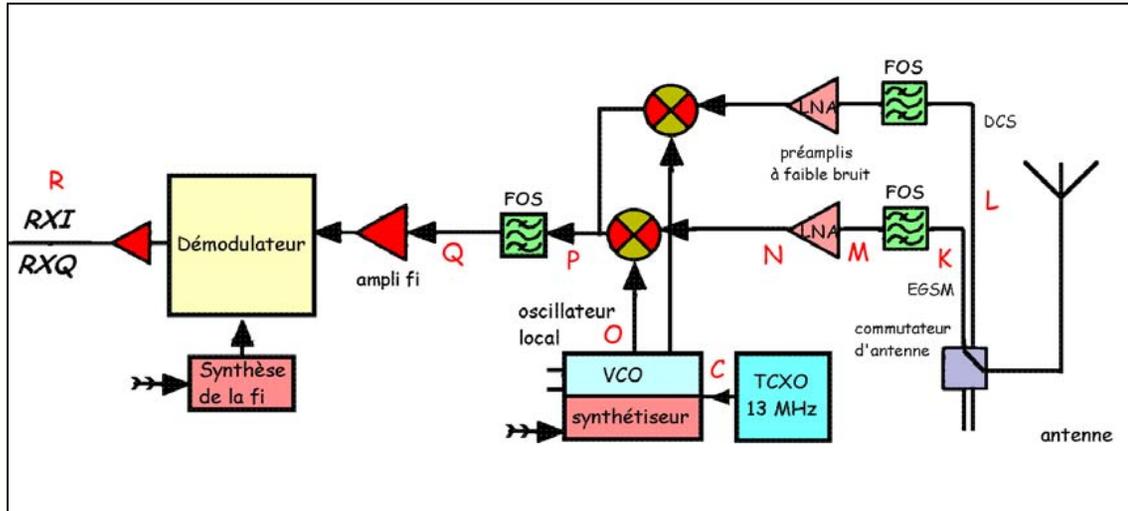
Les vues agrandies des oscillogrammes sont données en Annexe



18- La réception des signaux de la base



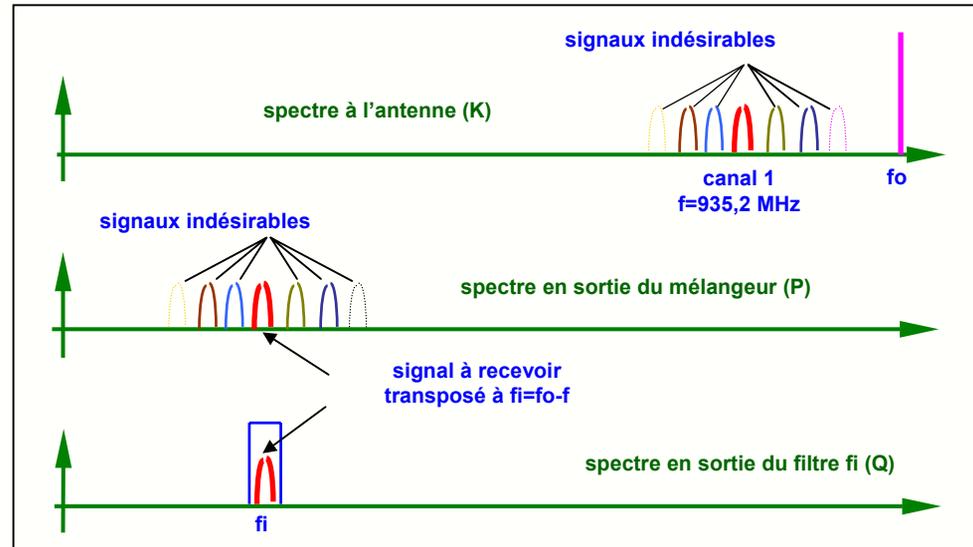
Dans le téléphone mobile, une structure à changement de fréquence permet de sélectionner le signal de la BTS à recevoir :



- l'antenne reçoit les émissions de la station de base (point K), les niveaux pouvant varier entre -15dBm et -108 dBm
- les filtres d'entrée GSM et DCS éliminent les signaux indésirables (point M) (émissions TV, DECT, mobiles GSM ...)
- les amplificateurs LNA à faible bruit assurent une première amplification (point N)

Une structure à changement de fréquence permet de sélectionner le canal utilisé pour la communication avec la base pour la bande GSM comme pour la bande DCS :

- un mélangeur transpose les signaux reçus vers la fréquence f_i (point P) par mélange avec l'oscillateur local (point O)
- le signal est isolé par le filtre f_i (point Q) qui supprime les signaux indésirables et en particulier les canaux adjacents
- pour jouer son rôle, ce filtre f_i à onde de surface doit avoir un gabarit précis, le plus rectangulaire possible
- une fois le signal de la BTS isolé, il sera amplifié avec un gain contrôlé (PGC) qui garantit des niveaux constants pour RXI et RXQ
- le démodulateur I/Q récupère RXI et RXQ (point R)

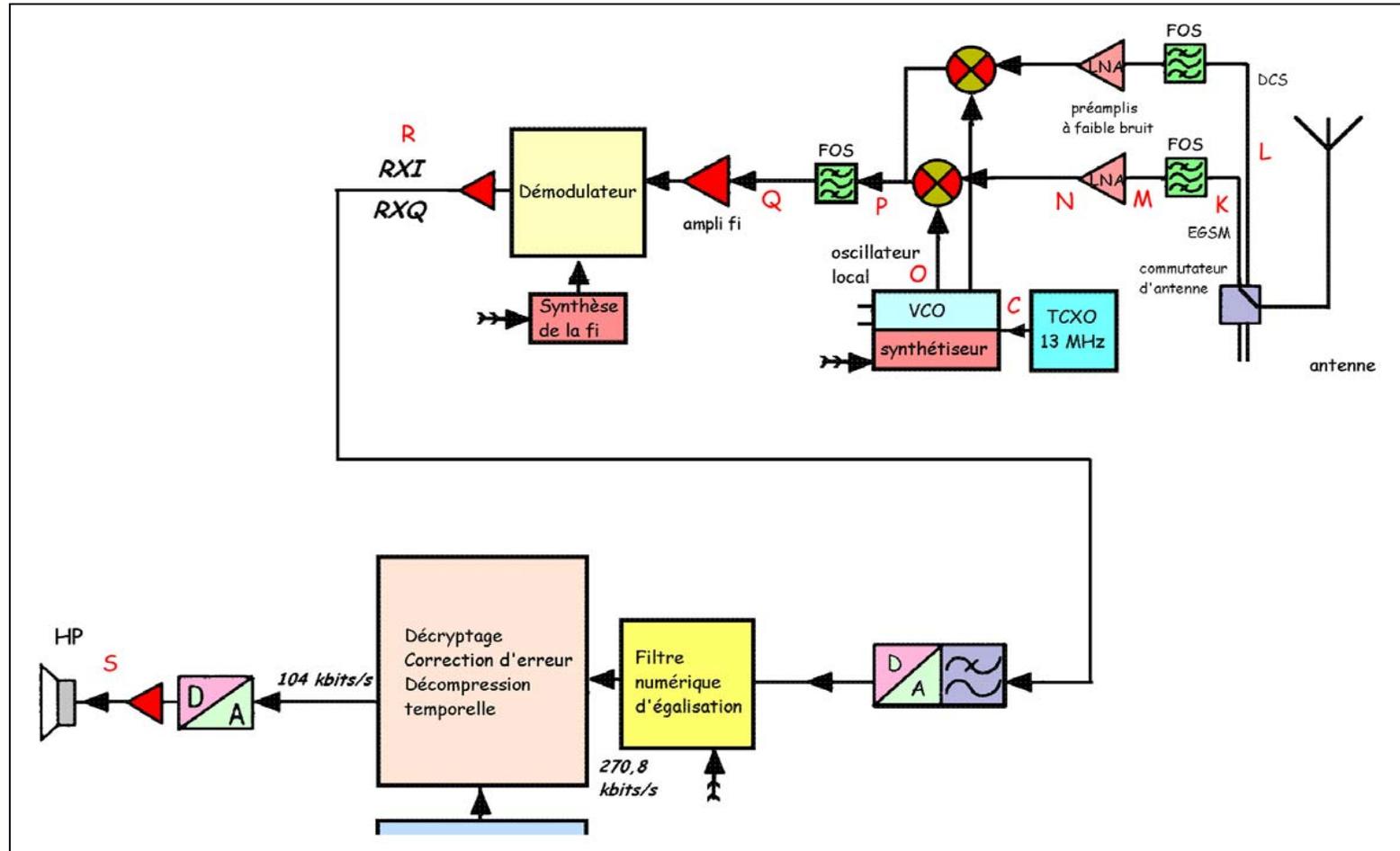




19- Le traitement du signal à la réception



- les signaux IQ sont amplifiés, filtrés par un filtre passe bas, puis entrent dans le DSP par un CAN
- le filtre d'égalisation compense les déformations liées à la propagation dues aux échos et aux trajets multiples du signal
- les données binaires sont extraites des signaux RXI et RXQ par un dispositif de prise de décision logiciel
- elles sont décryptées et subissent la décompression temporelle
- le vocodeur restitue le signal binaire vocal qui est converti en analogique par le CNA et envoyé sur le haut-parleur (point S)

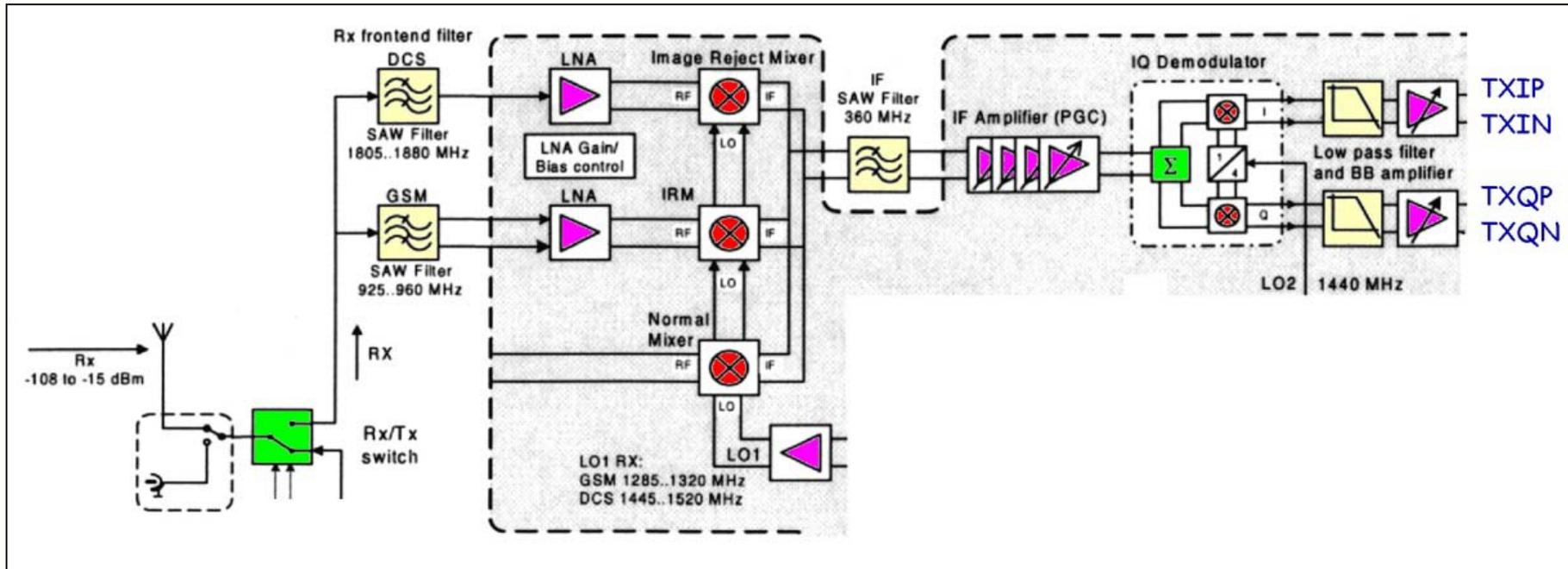




20- Exemple de circuit de réception



- le **commutateur d'antenne** (Rx/Tx switch) commute l'antenne vers les circuits d'émission ou de réception
- les filtres d'entrée sont des **filtres à onde de surface** appréciés pour leurs faibles pertes d'insertion et une bonne atténuation des fréquences images
- l'**amplificateur LNA (Low Noise Amplifier)** apporte une première amplification de 17 à 18 dB (ajustée par le DSP) et compense les pertes d'insertion dues aux filtres, connecteur RF et switches



- les **mélangeurs** du circuit RF permettent de faire la transposition en fréquence des signaux reçus vers la fi
- l'**amplificateur fi** a un gain contrôlé par le DSP avec une dynamique 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 360 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)

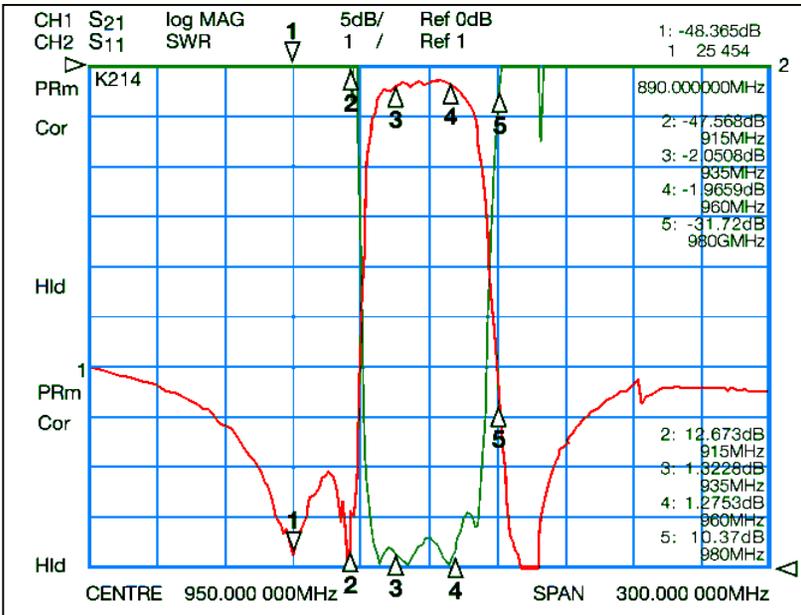
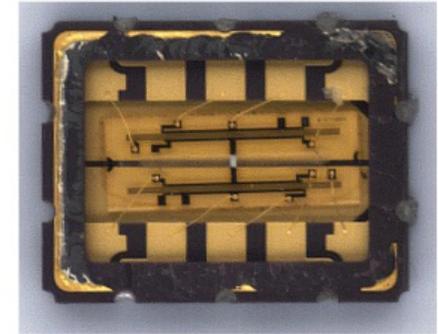
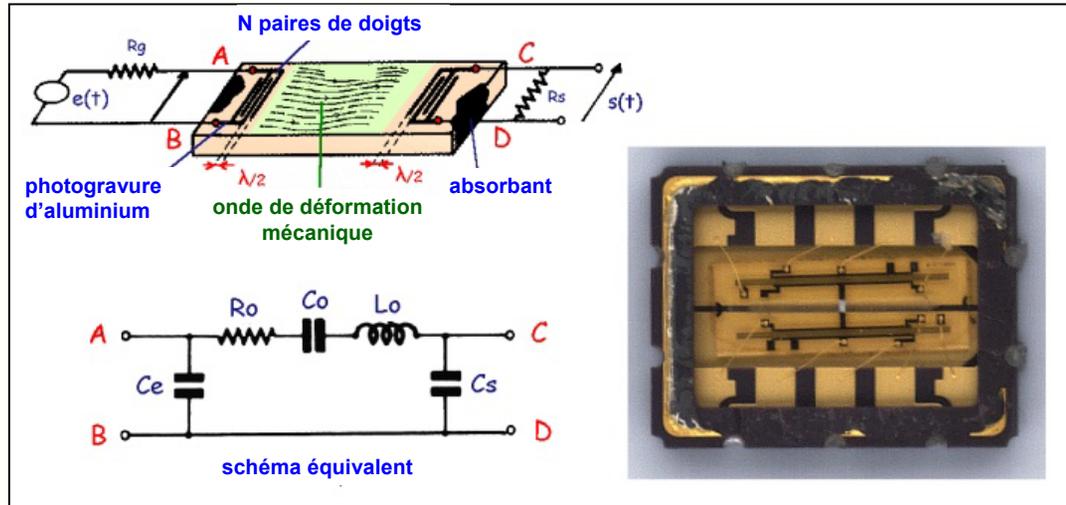


21- Les filtres à onde de surface



Pour des équipements produits en grande série comme le GSM, il n'est pas envisageable d'utiliser des filtres à composant discrets, trop sensibles aux dispersions sur les valeurs

- on utilise donc des **Filtres à Onde de Surface** ou **Surface Acoustic Wave** ajustés en usine et pouvant être implantés sur la carte sans réglage
- les FOS sont réalisés sur un substrat piézo-électrique à base de niobate de lithium (LiNbO_3) sur lequel on a imprimé quelques paires de doigts imbriquées, espacés de $d=\lambda/2$



Courbe de réponse d'un filtre d'entrée GSM-réception

Lorsqu'on applique un signal entre ces électrodes :

- le matériau piézo-électrique se contracte et cette déformation mécanique se propage en surface (d'où l'appellation onde de surface) jusque sous le peigne de réception
- la déformation est alors transformée en signal électrique par effet piézo-électrique inverse.
- la vitesse de propagation dans le matériau est d'environ 3500 m/s, ce qui donne un écartement à $f_i = 360$ MHz de $d = v/2f_i = 4,86$ micromètres
- à cette fréquence le transfert entre peigne d'entrée et de sortie sera maximal et ce filtre se comporte alors comme un circuit résonant série

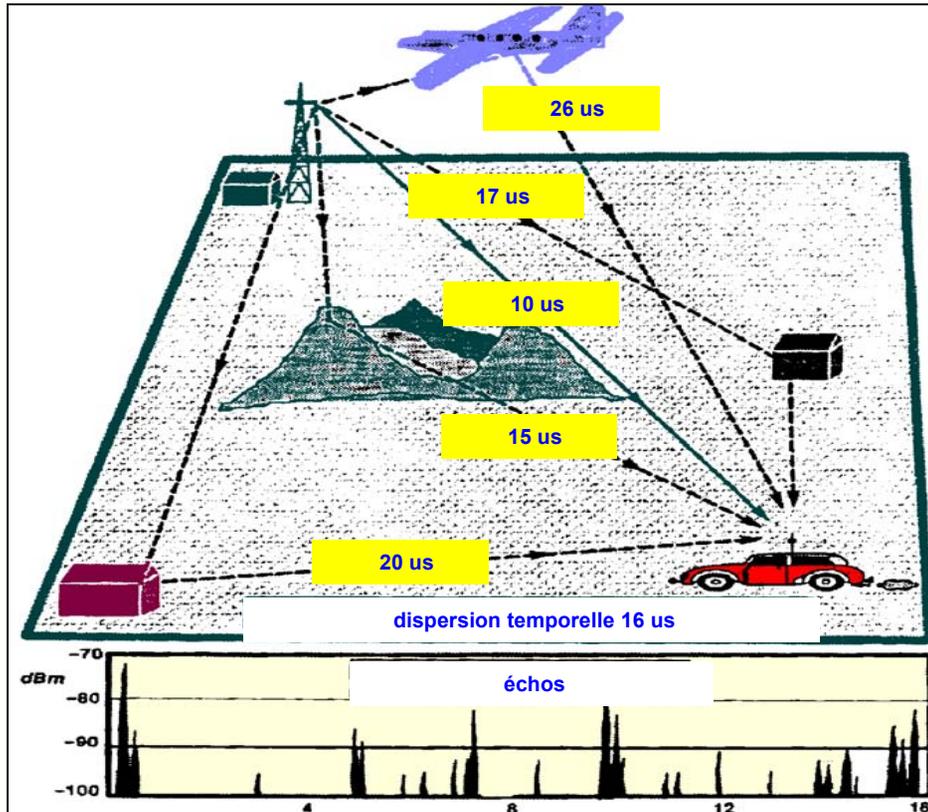
⇒ en jouant sur la longueur et le nombre des branches des peignes émetteur et récepteur, on peut modifier la forme de la courbe de réponse et obtenir des filtres sélectifs dont la courbe de réponse est satisfaisante



22- Le problèmes des trajets multiples



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'est pas affectée par la réflexion sur un obstacle fixe
- à la réception, les signaux RXI et RXQ correspondant au signal principal sont donc mélangés avec des échos caractérisés par des retards et de niveaux variables
- il en résulte une **déformation** des signaux RXI et RXQ à l'origine d'erreurs de transmissions et donc d'une dégradation de la qualité

Remarques :

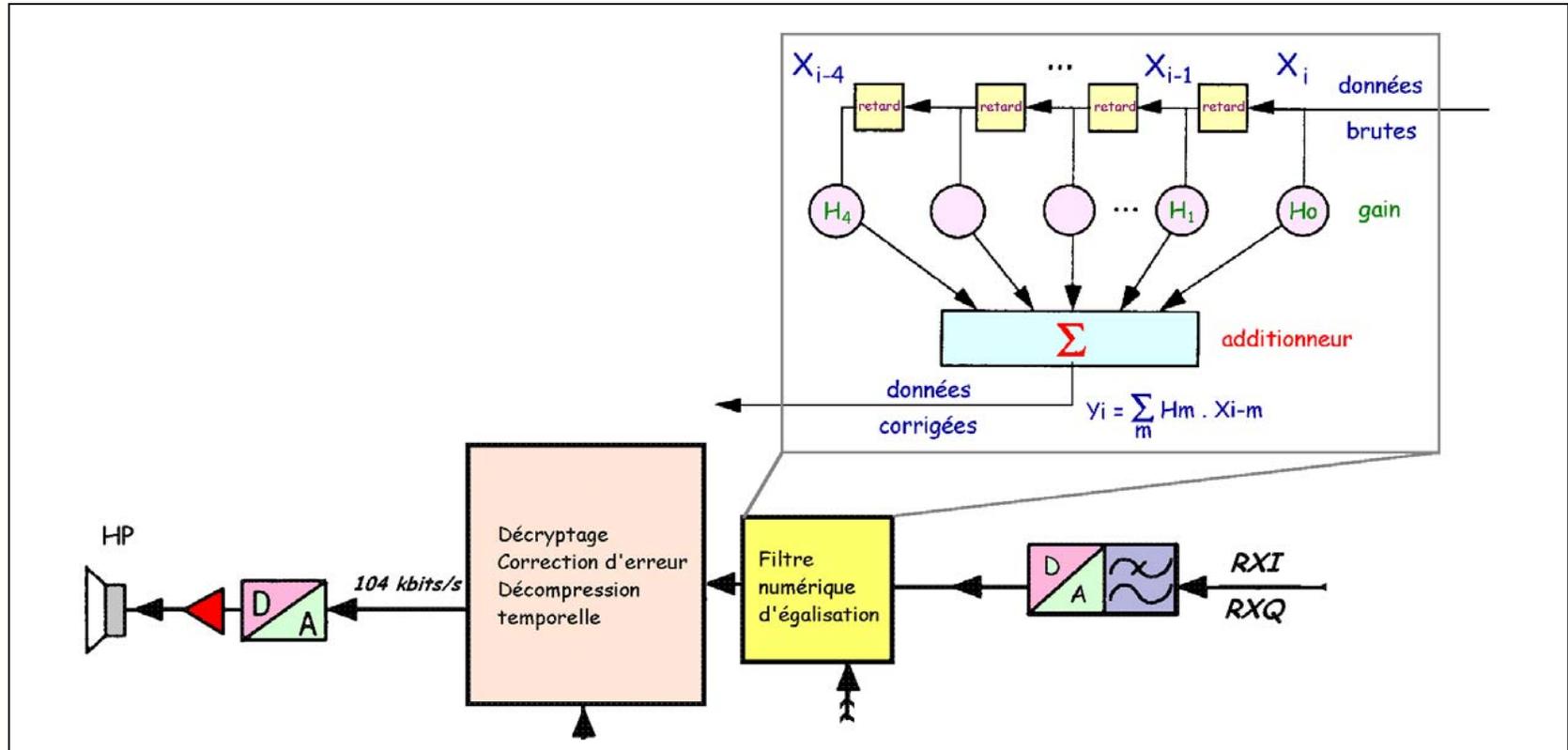
- ce problème des trajets multiples est habituel dans tous les systèmes travaillant à des fréquences supérieures à quelques centaines de MHz
- il est plus sensible en **environnement urbain** où les réflecteurs (immeubles, structures métalliques, végétation humide ...) sont omniprésents



23- L'égalisation du signal à la réception



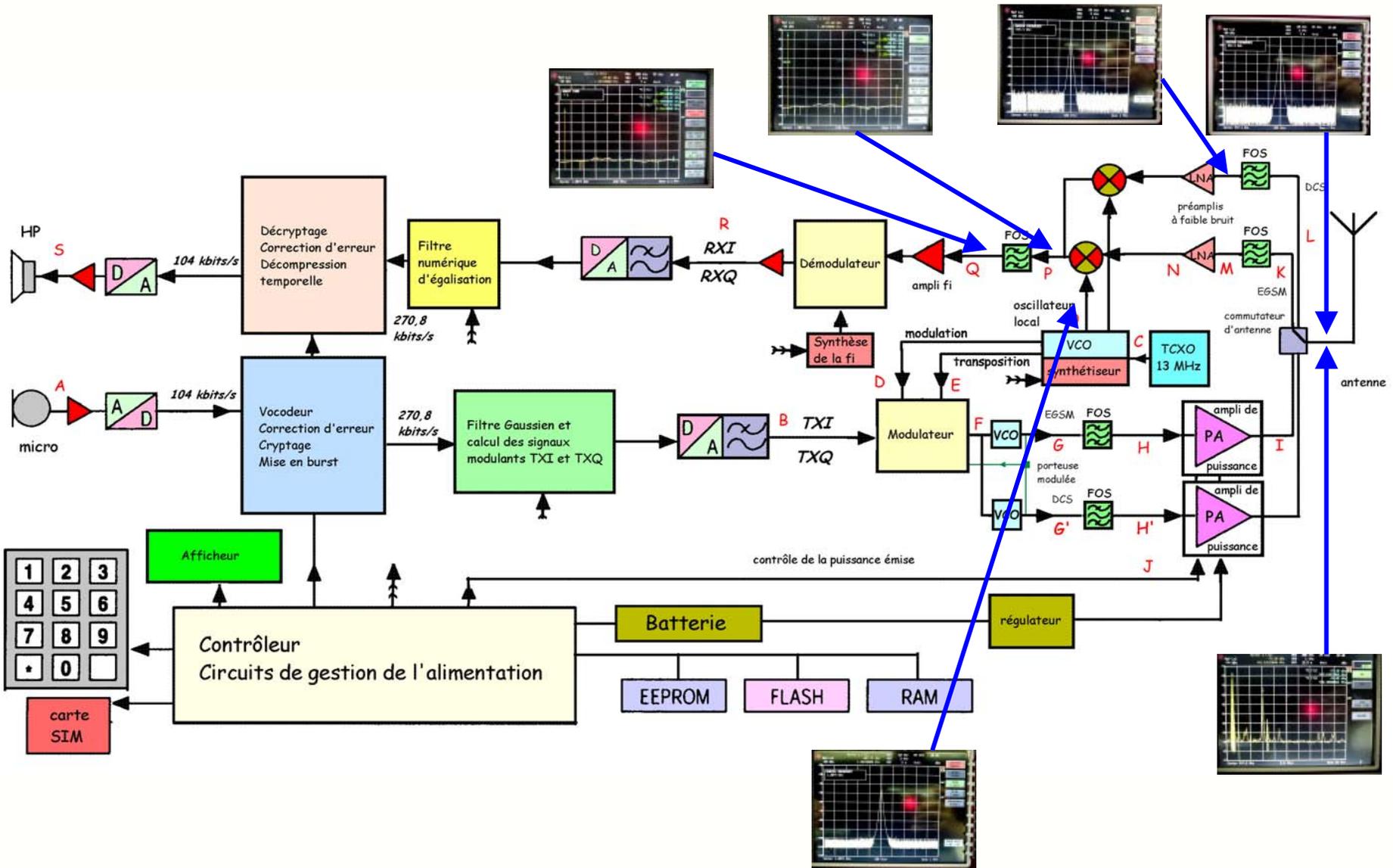
Pour résoudre le problème des échos, le canal de transmission, qui est l'espace entre l'antenne d'émission et de réception, est modélisé sous forme d'un **filtre numérique non-récurrentiel** :



- les échos sont détectés et identifiés par la BTS à partir de la déformation de la **séquence d'apprentissage** au milieu du burst
- la BTS en déduit les paramètres du canal (nombre, importance des échos) et modélise le canal comme un filtre numérique
- elle envoie au mobile les paramètres du **filtre égaliseur** qui aura le comportement inverse de celui du canal de transmission
- moyennant un certain retard lié au traitement, le mobile pourra ainsi se débarrasser de la plupart des échos
- les amplitudes H_i des différents échos peuvent varier rapidement, surtout si on se déplace en environnement urbain
- le contrôle du canal doit donc se faire en permanence, d'où l'existence d'une séquence d'apprentissage dans chaque burst



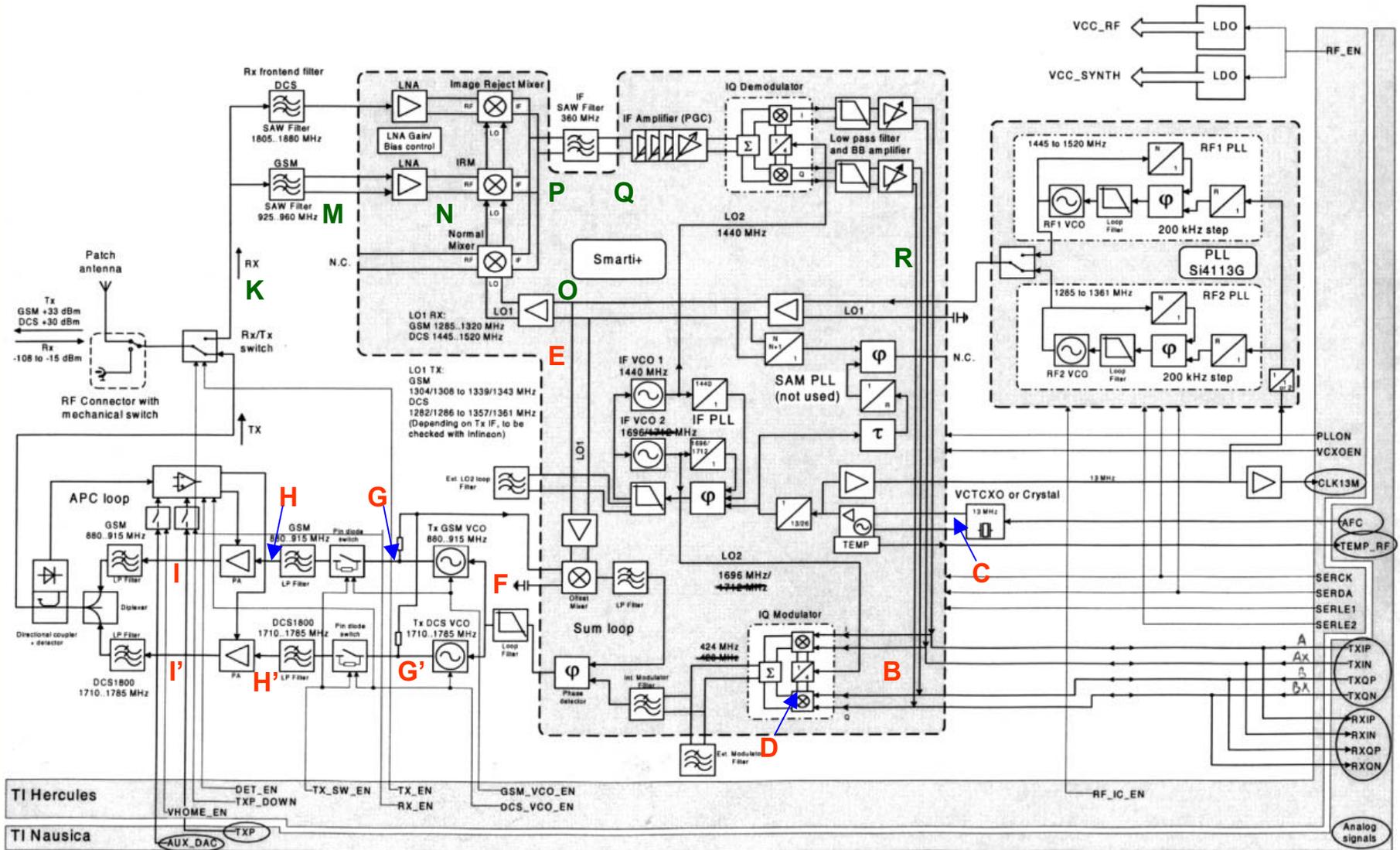
24- Les signaux du mobile en réception



Les vues agrandies des oscillogrammes sont données en Annexe



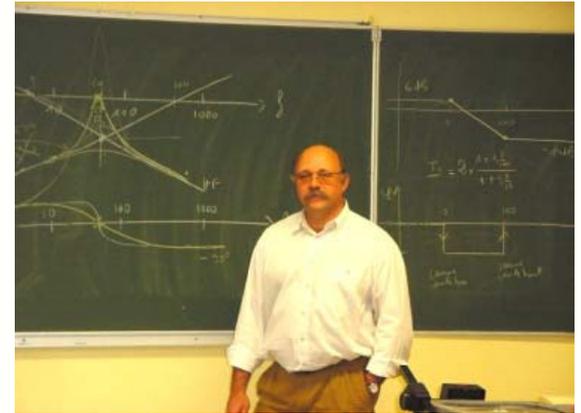
25- Exemple de structure d'un mobile bi bande





26- Exemple d'anatomie d'un mobile bi bande





Vieille maison alsacienne



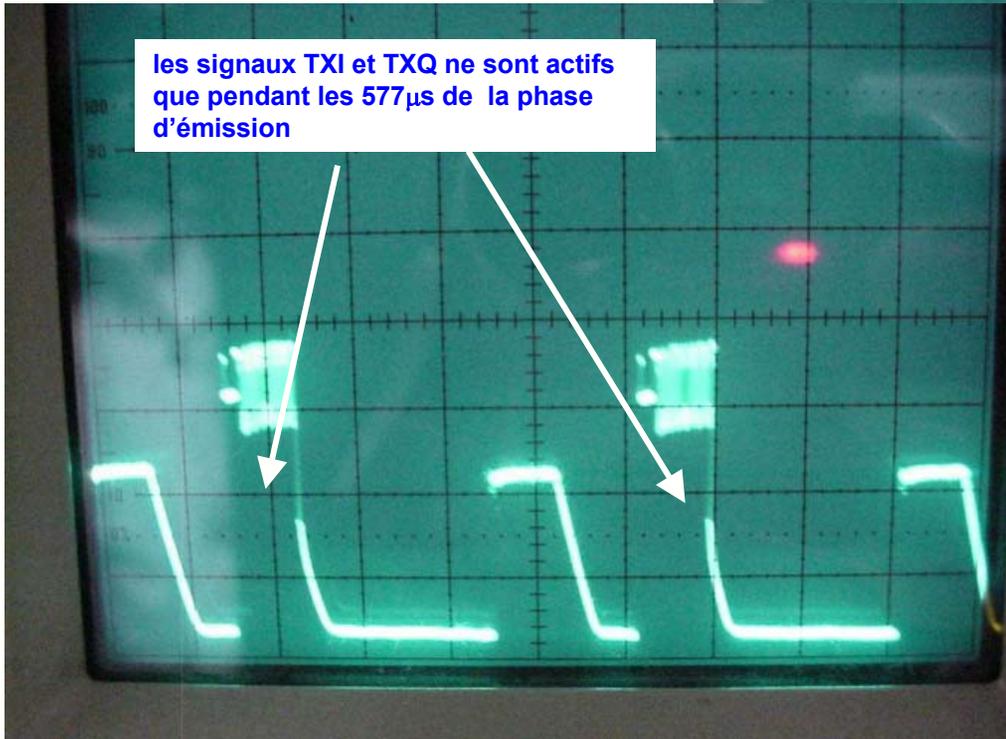
FIN



Le signal TXI

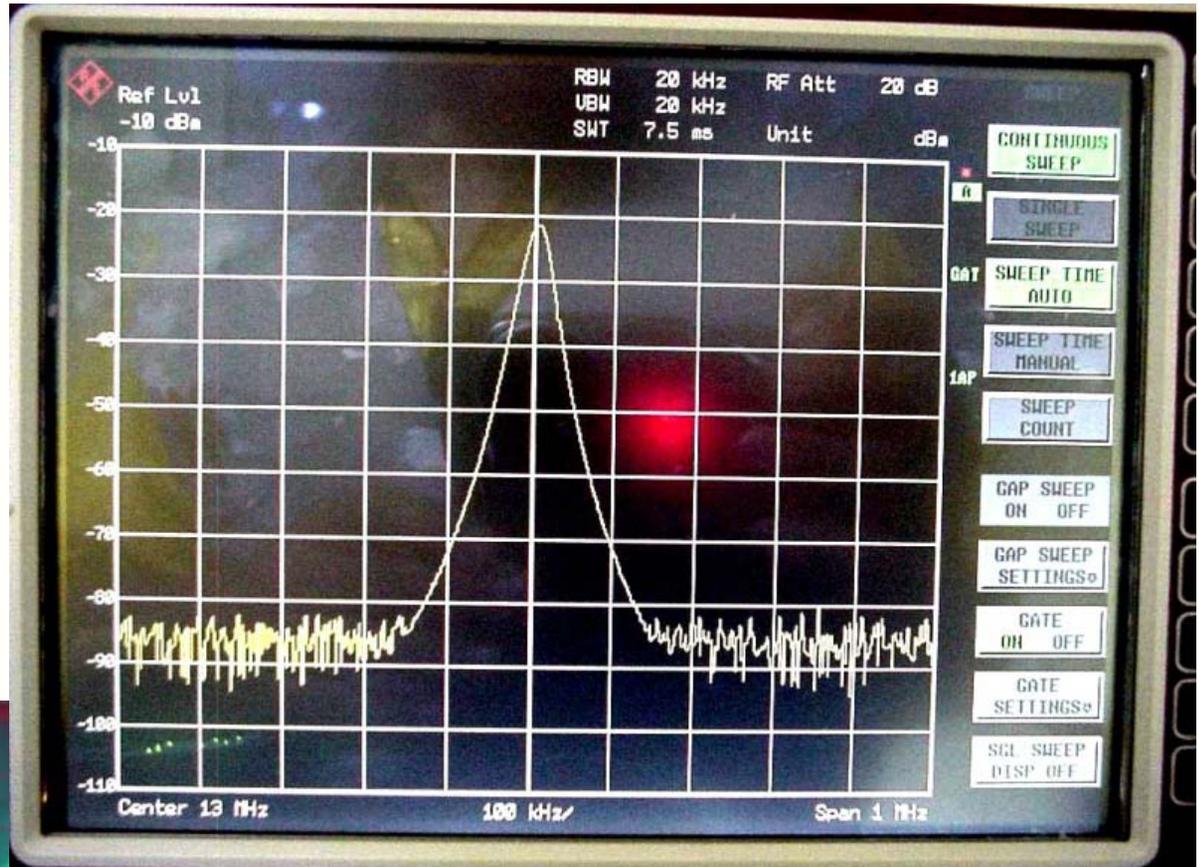


les signaux TXI et TXQ ne sont actifs que pendant les 577 μ s de la phase d'émission





Le signal de référence du TCXO 13 MHz



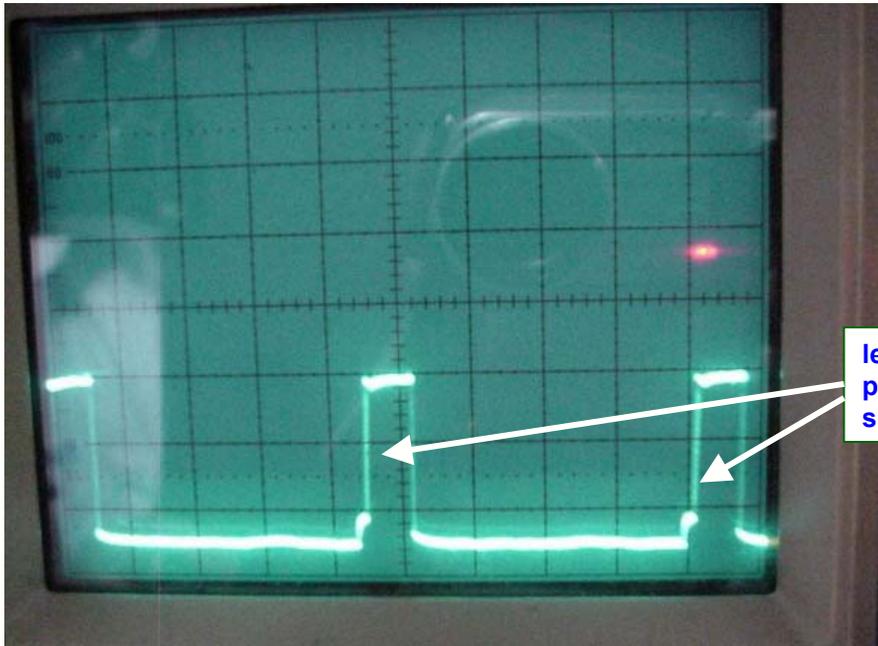
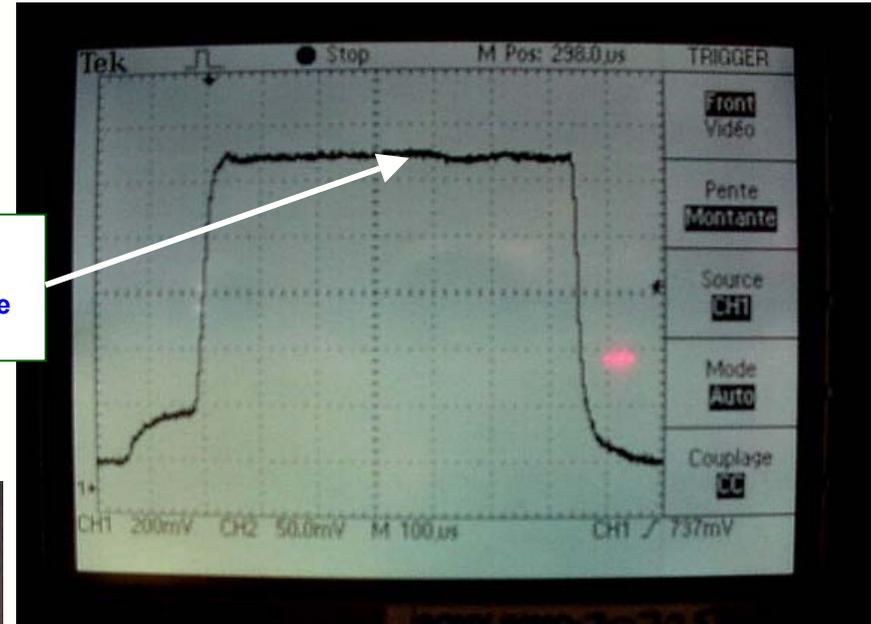
Le signal n'est pas rigoureusement sinusoïdal



Le signal de commande du VCO



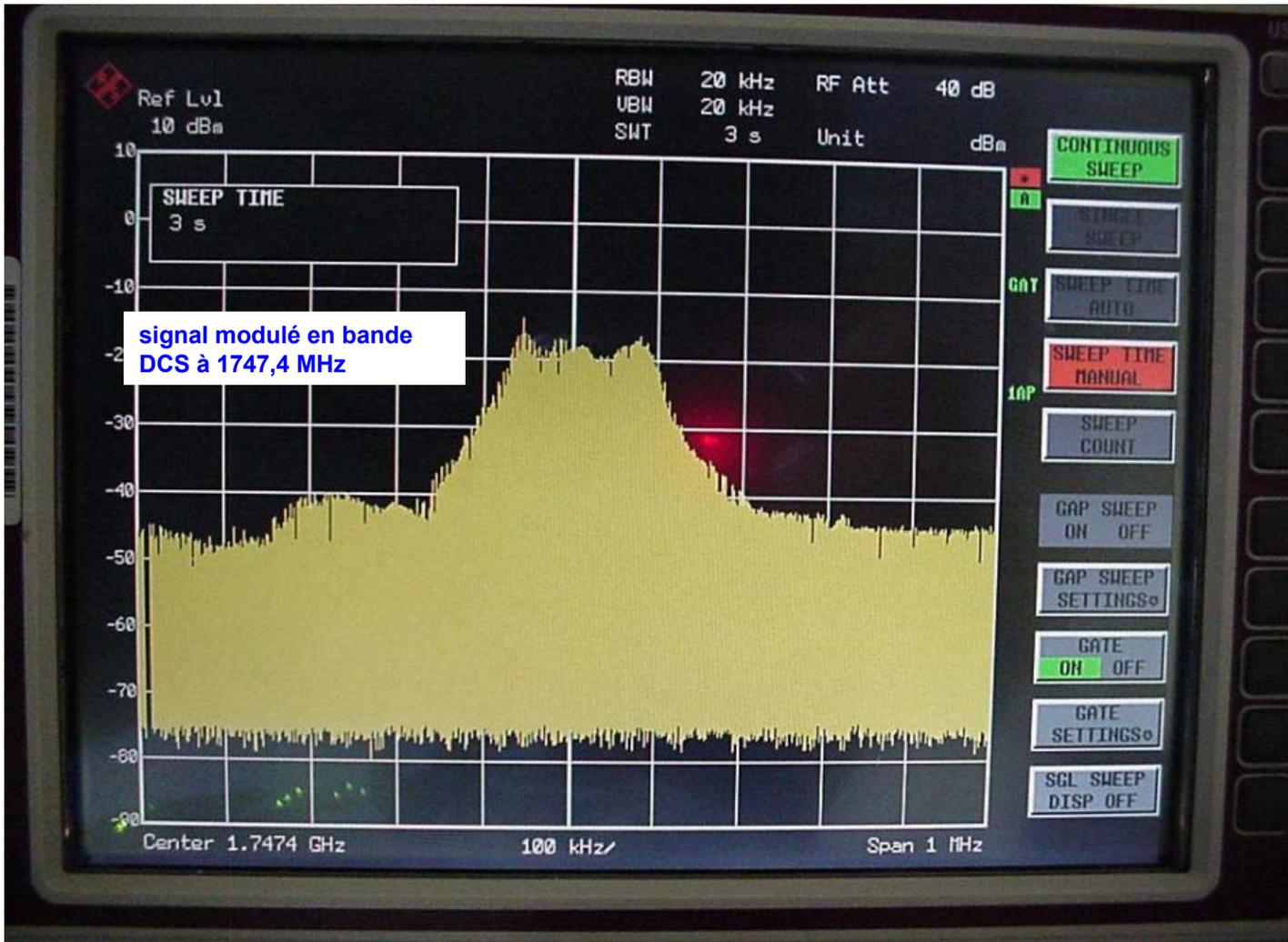
Les variations de la tension de commande du VCO sont trop faibles (quelques mV) pour être visibles



le VCO ne fonctionne que pendant les 577 μ s du time-slot d'émission

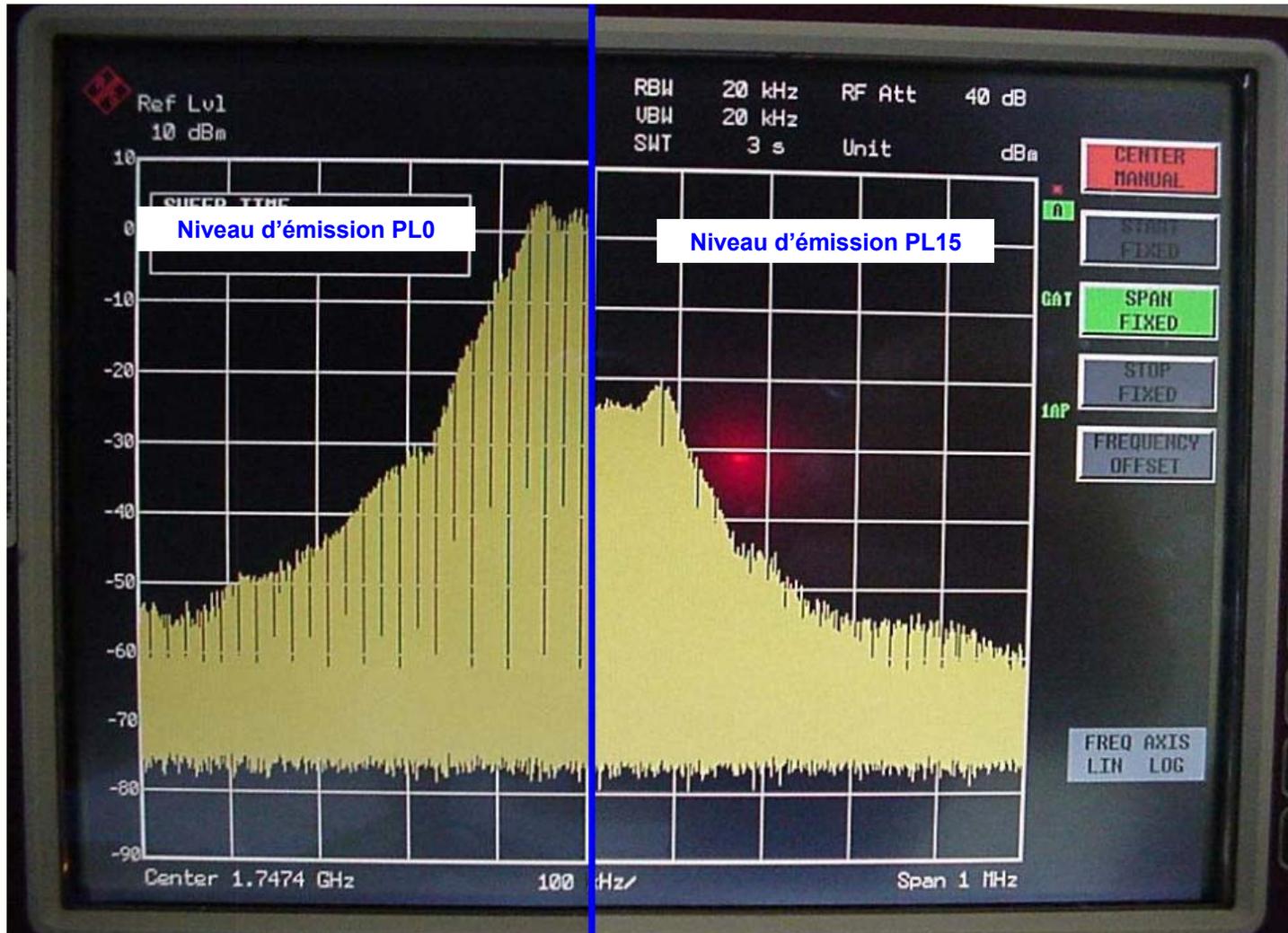


Le signal modulé DCS en sortie du VCO



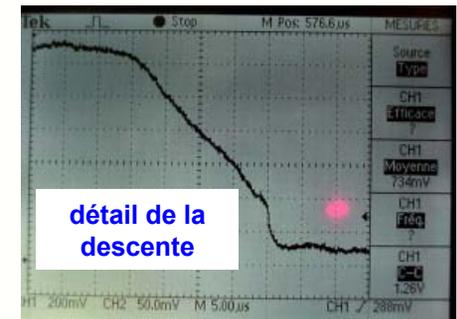
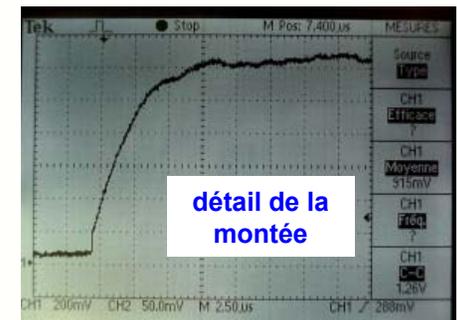
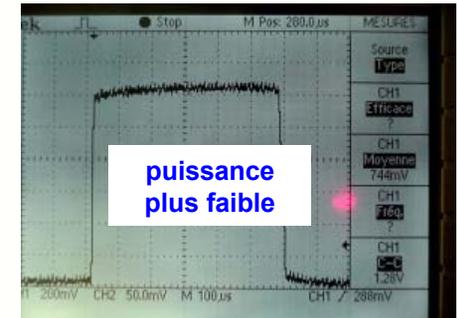
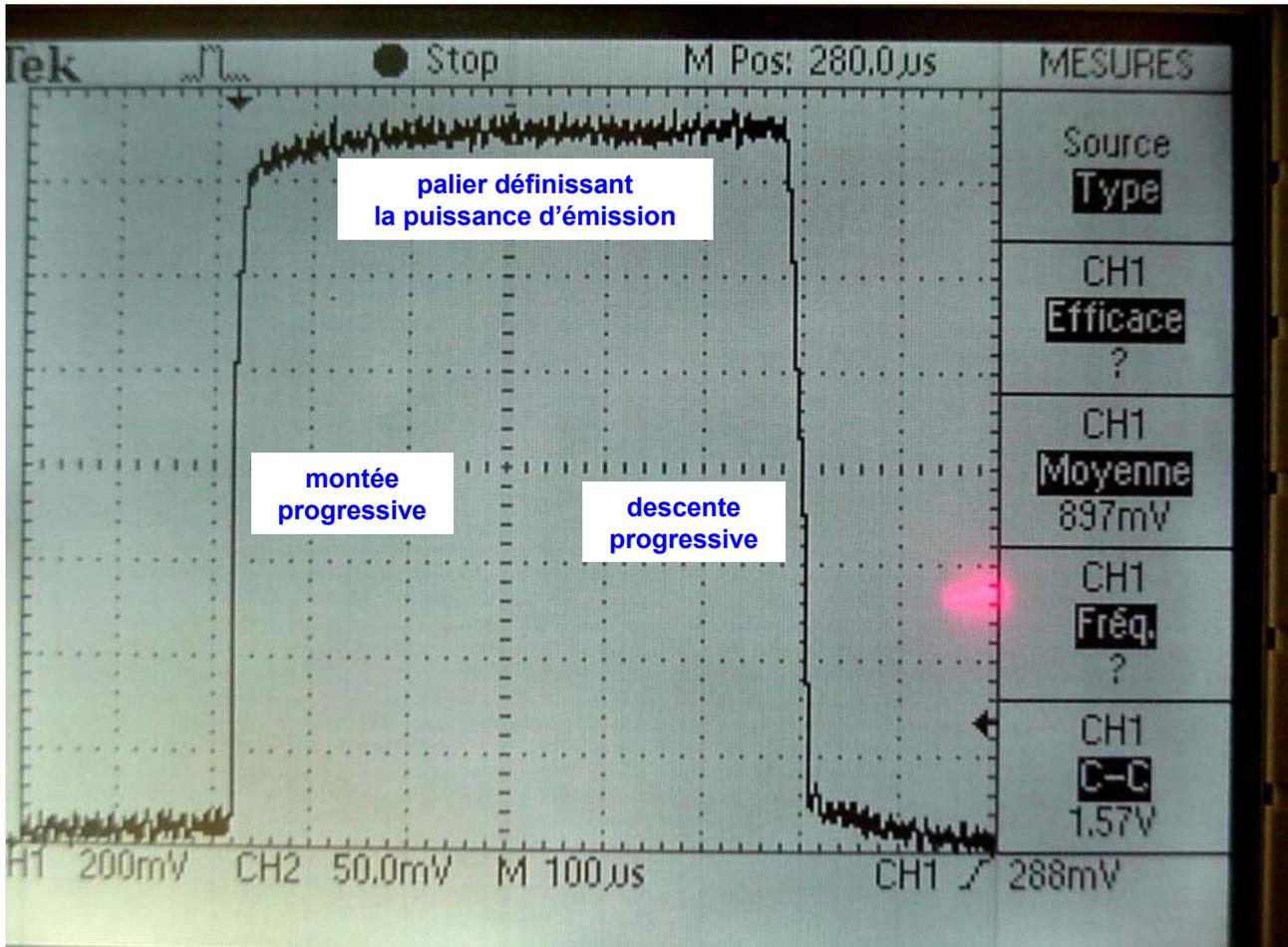


La sortie de l'ampli de puissance en bande DCS



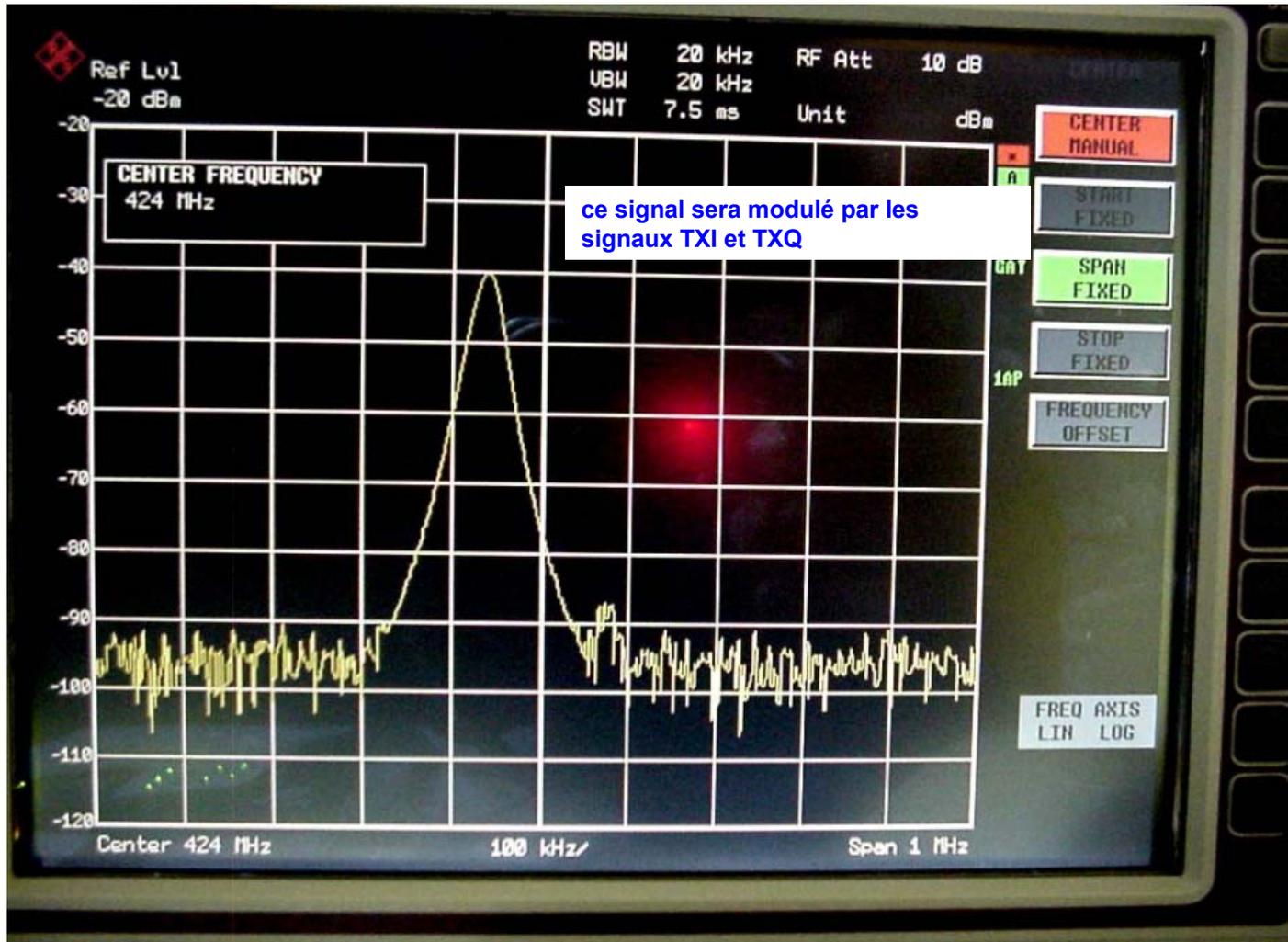


La commande de l'ampli de puissance





Le signal de modulation à 424 MHz

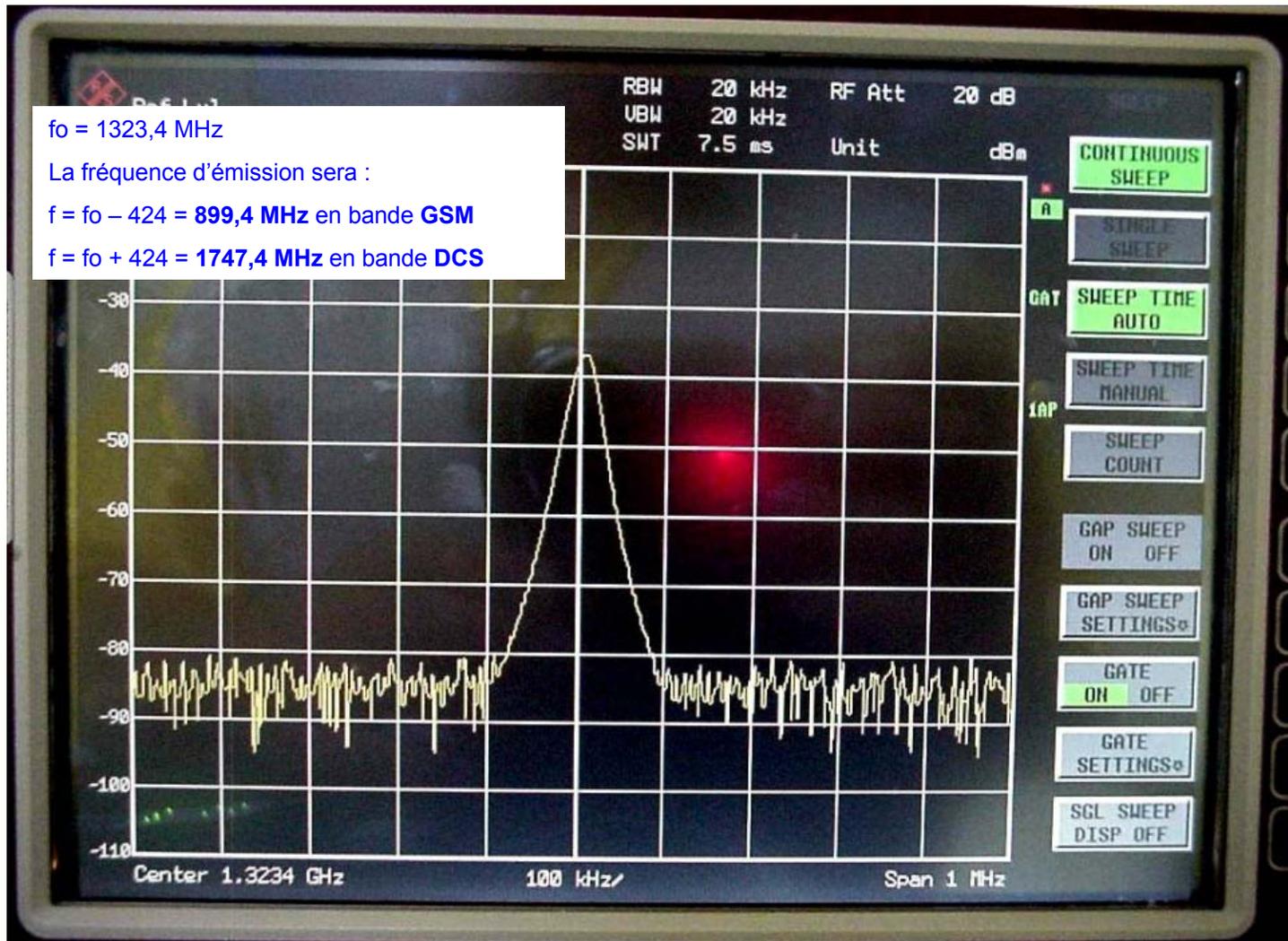




Le signal de transposition

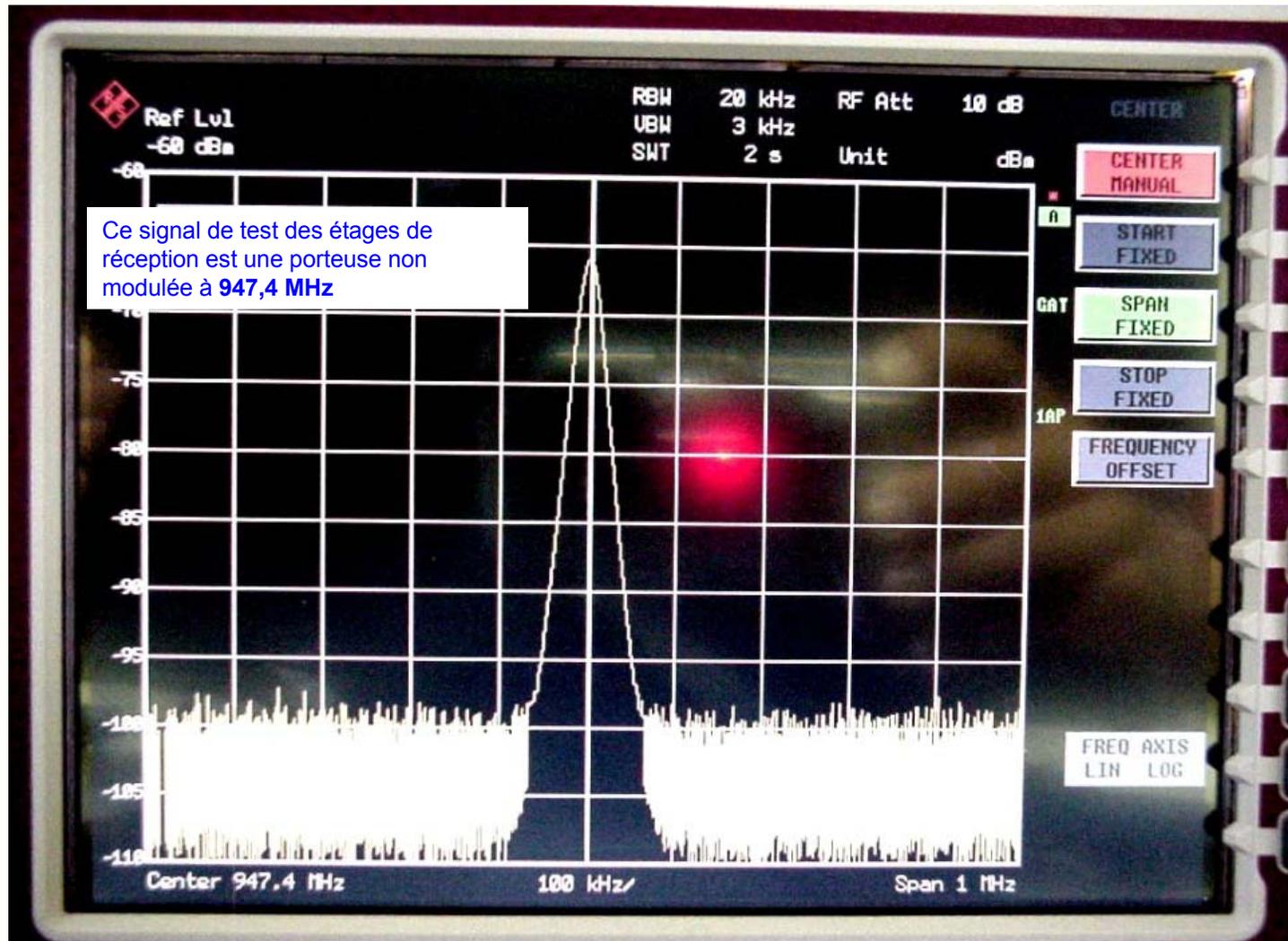


$f_0 = 1323,4 \text{ MHz}$
La fréquence d'émission sera :
 $f = f_0 - 424 = 899,4 \text{ MHz}$ en bande **GSM**
 $f = f_0 + 424 = 1747,4 \text{ MHz}$ en bande **DCS**



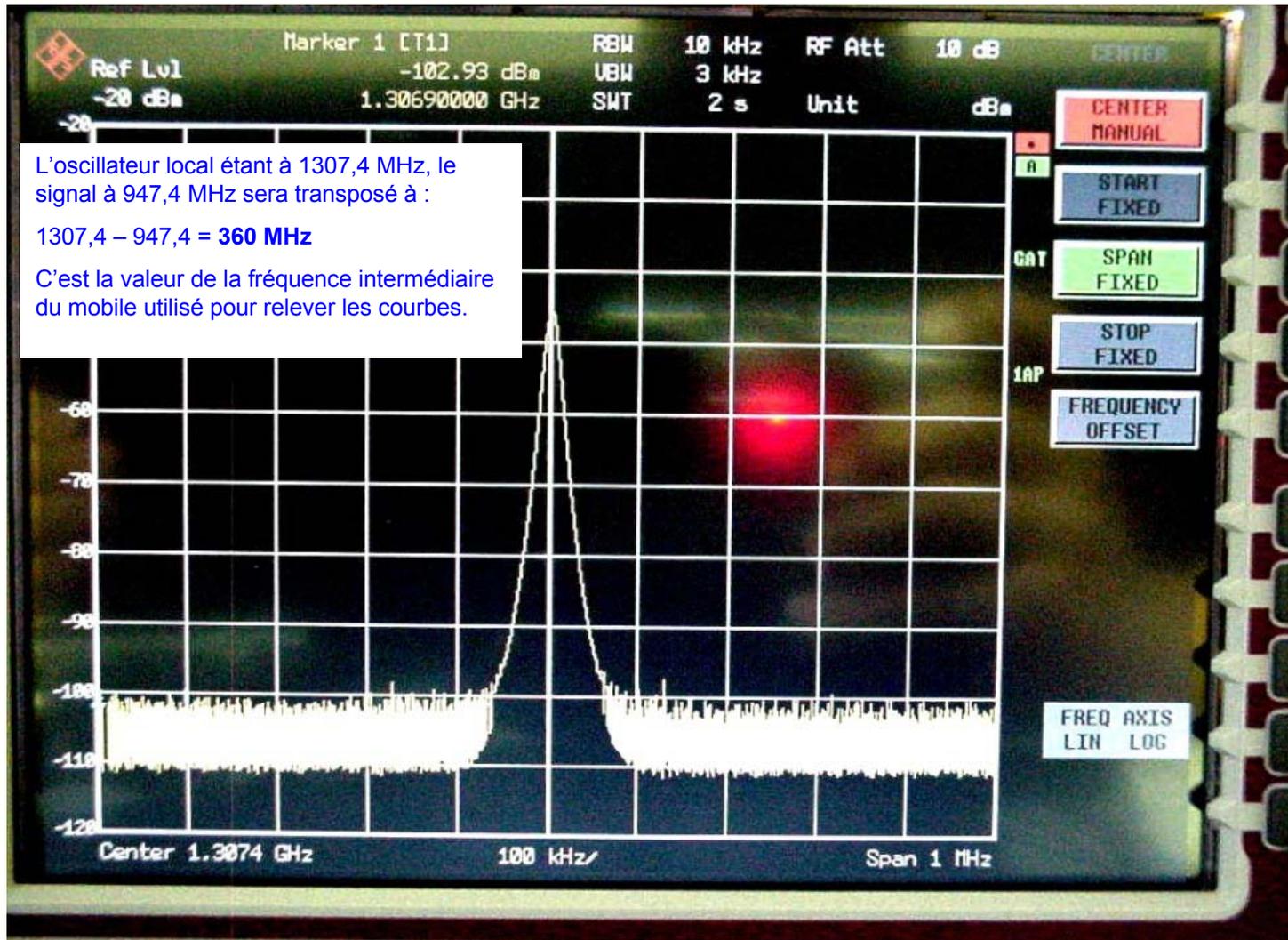


Le signal de test de réception





Le signal de l'oscillateur local



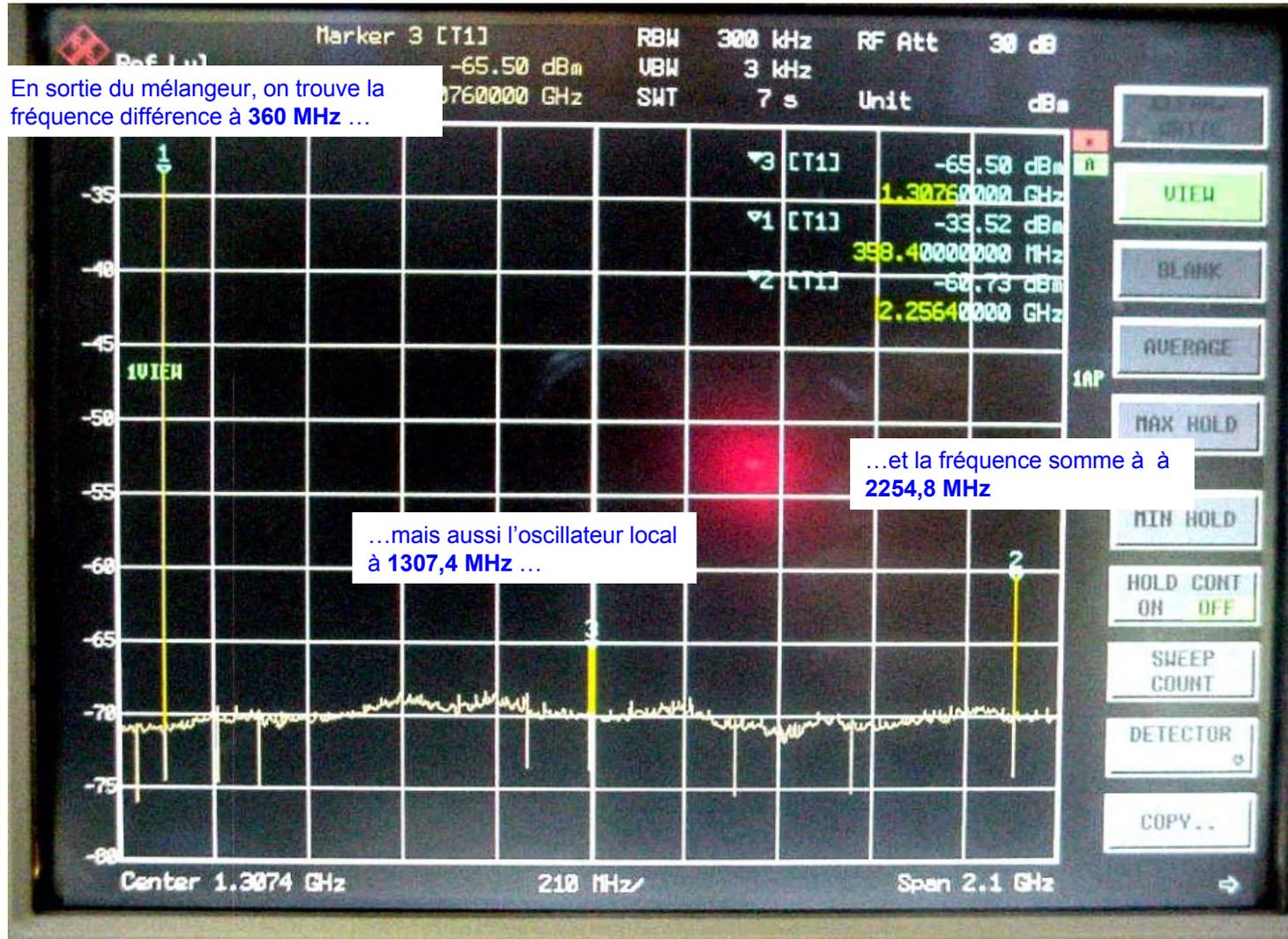
L'oscillateur local étant à 1307,4 MHz, le signal à 947,4 MHz sera transposé à :
 $1307,4 - 947,4 = 360 \text{ MHz}$
C'est la valeur de la fréquence intermédiaire du mobile utilisé pour relever les courbes.



Le signal en sortie du mélangeur



En sortie du mélangeur, on trouve la fréquence différence à 360 MHz ...

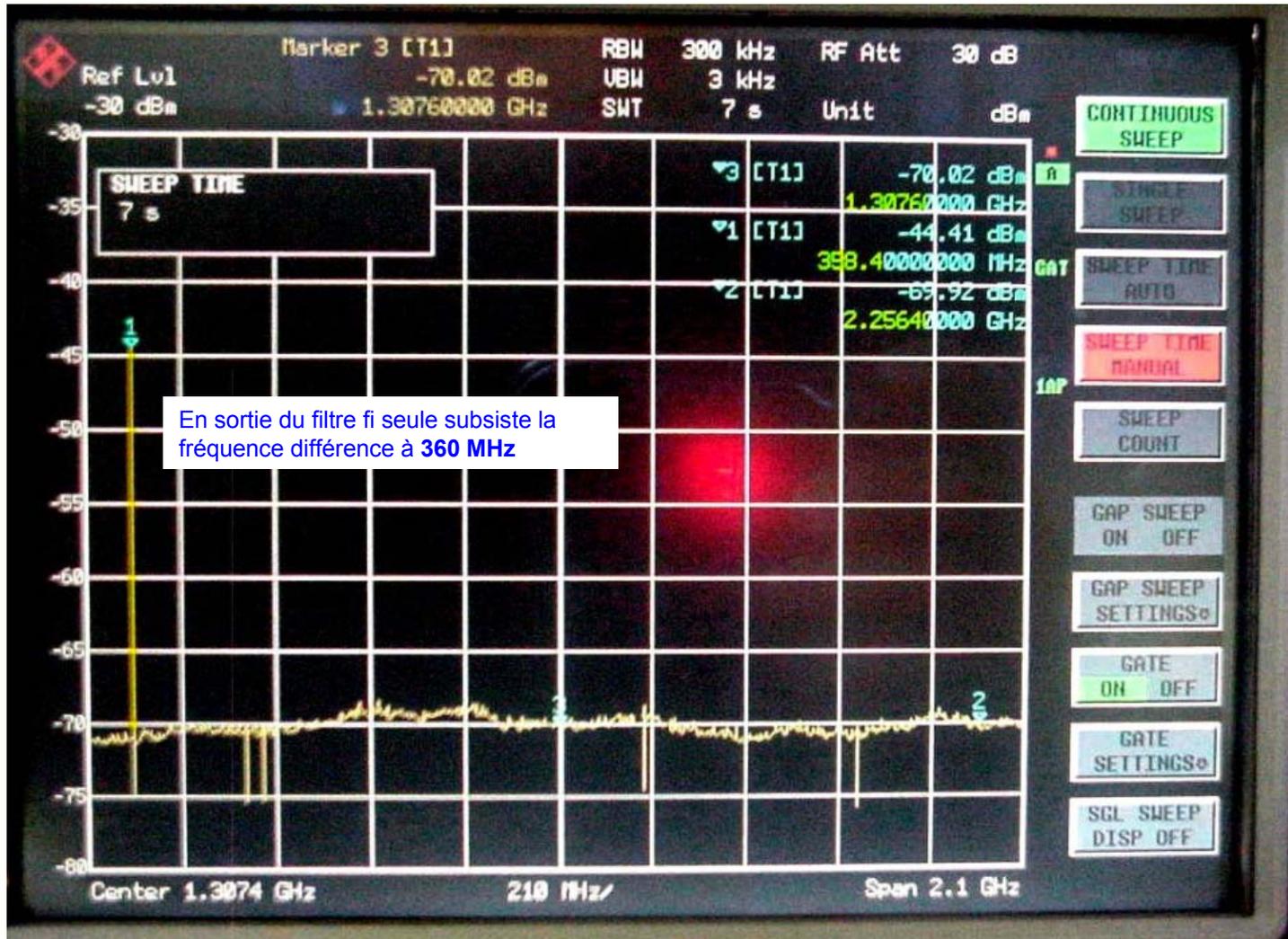


...et la fréquence somme à 2254,8 MHz

...mais aussi l'oscillateur local à 1307,4 MHz ...

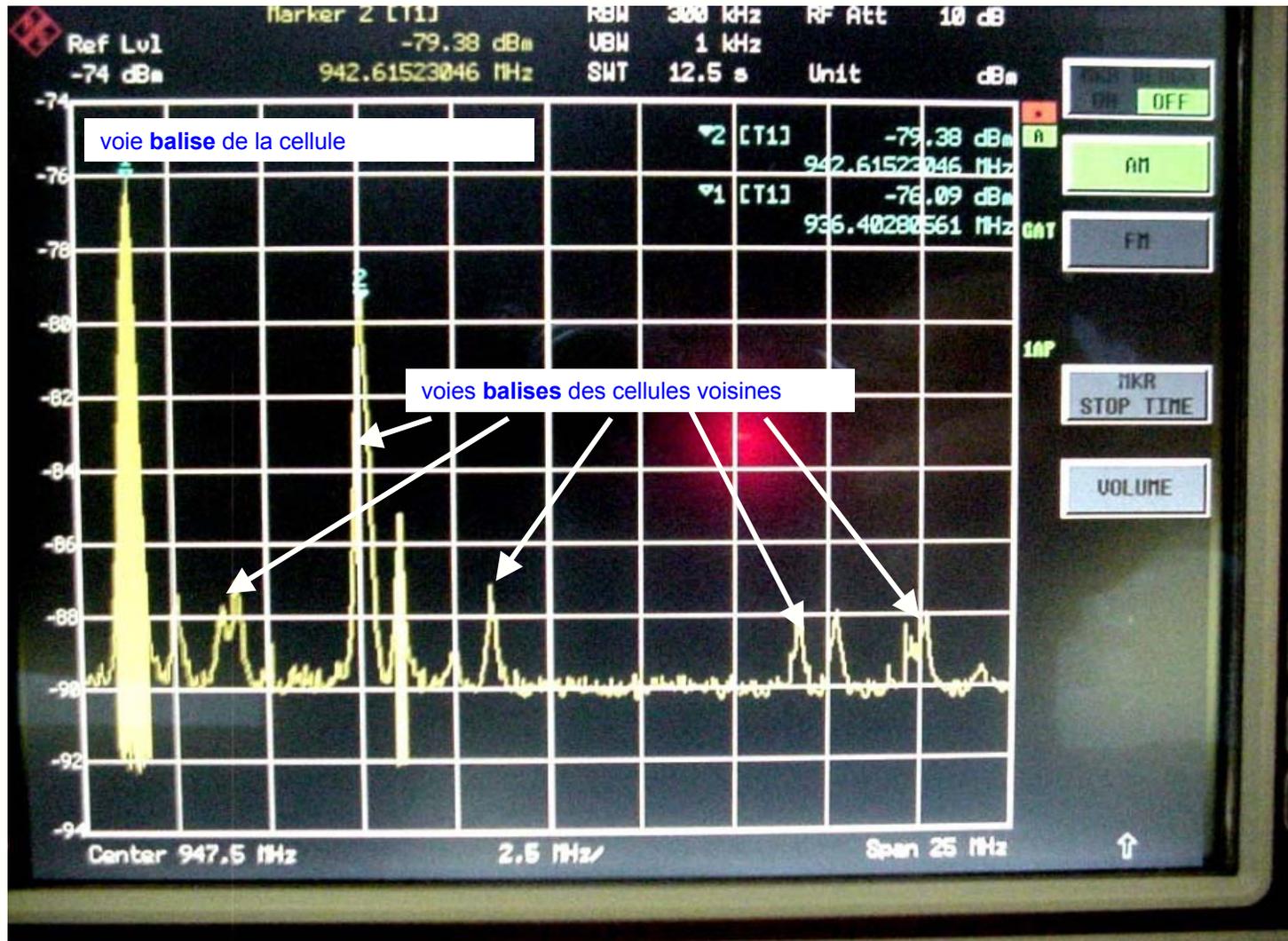


La sortie du filtre fi





Le signal réel à l'antenne (bande GSM)





Le signal de test de réception filtré

