

# L'extraction de la R.S , un exercice de style (part 1) ...

J.J. Delcourt Dr.Sc , email : [ionosphere.d23@skynet.be](mailto:ionosphere.d23@skynet.be) ; L Lejeune, email : [luclejeune061@gmail.com](mailto:luclejeune061@gmail.com).

**Abstract** : Sous le seuil des 10 KHz, soit dans le domaine des ULF et des ELF, la magnétosphère et l'ionosphère nous murmurent bien des secrets, mais leurs voix, bruissements, froissements, grésillements ou gazouillis sont ténues. Seules des oreilles aiguës peuvent en saisir et en interpréter le sens en éliminant les bruits ou les parasites qui les couvrent. L'extraction en temps réel et non à la suite d'une intégration sur plusieurs dizaines de minutes du fondamental de la résonance de Schumann est à la limite des possibilités technologiques et constitue de ce fait un exercice *académique* d'un certain intérêt.

## 1 Introduction et ordres de grandeur .

Dès la fin du XIX<sup>ème</sup> siècle, des physiciens ont pu, avec des moyens limités et sommaires, capter les signatures radioélectriques discrètes émises par la magnétosphère et l'ionosphère. Notre environnement électromagnétique n'était pas alors pollué par d'innombrables émissions qui s'étendent sur l'entièreté du spectre.

La situation a depuis considérablement évolué. La consommation électrique mondiale se chiffre pour 2010 à 21 431 TWh dont 1 852 représentent des pertes de distribution. La consommation française s'établit pour la même période à 513 TWh, et le 31 décembre 2011 à 18 heure locale, alors que les conditions météorologiques étaient clémentes, la puissance délivrée par le réseau était de 61 828 MW contre 102 100 MW le 8 février 2012 lors de la vague de froid de l'hiver 2011 – 2012.

Une partie des signaux qui nous intéressent occupe de manière connexe une bande spectrale. C'est le cas des whistlers, qui de manière restrictive sont étudiés entre 10 KHz et 100 Hz, ou des manifestations magnétosphériques telles que le chœur de l'aube qui s'étend de 20 à 1500 Hz. D'autres émissions telles que la résonance de Schumann ( $f_0 \cong 7$  Hz) ou les résonances de structure de la queue de la magnétosphère présentent une répartition en peigne selon les harmoniques d'une fréquence fondamentale. Sous le seuil des 5 Hz, on tombe dans le domaine des micropulsations magnétiques.

La valeur de la composante **E** attachée aux whistlers est en général comprise entre 6 et 80  $\mu\text{V/m}$ , et leur spectre de fréquence s'étend en première approximation de 300 Hz à 10 KHz, pouvant exceptionnellement atteindre 40 KHz [HEL 65]. Le nombre d'échos peut atteindre 50 ! Les valeurs standard quant à la résonance de Schumann dont la détection peut être considérée comme l'archétype de la manipulation difficile sont  $\mathbf{B} \approx 2$  pT et  $\mathbf{E} \leq 300$   $\mu\text{V/m}$ .

Pour les experts en télécommunications, les puissances attachées à ces signaux qui ne concernent pas leur signal utile, injectées à partir du monde extérieur dans l'antenne ou le capteur qui sert de source à leur chaîne de réception sont qualifiées de puissances de bruit externe. Il ne faut y voir qu'une facilité sémantique qui permet de distinguer ce qui intéresse l'expérimentateur de ce qui le gêne, l'avis du géophysicien étant exactement à l'opposé ...

Dans le monde extérieur au récepteur, on réservera, le terme de *bruit* aux émissions *naturelles* et le terme de *parasites* aux émissions, souvent structurées, de nature humaine.

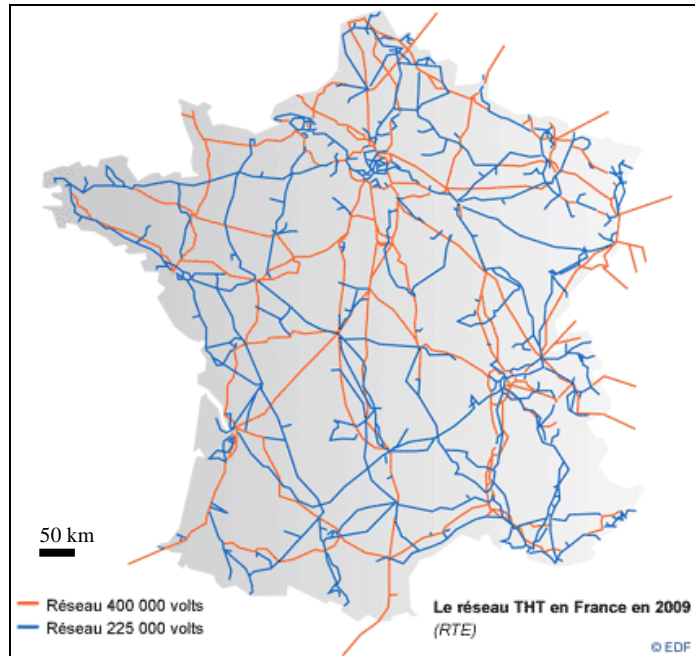
## 2 Parasites anthropiques .

Ils sont liés pour une bonne part à la distribution d'énergie électrique. En zone résidentielle, la situation peut se dégrader rapidement : systèmes thyristorisés, allumage de moteurs thermiques, fléau des ampoules à basse consommation, alimentations à découpage créant des harmoniques de rang élevé ... Ce type de parasites est lié à la densité de population et au niveau de vie familial.

## 2 Chuchotements ULF et ELF, un exercice de style

Pour ce qui concerne les réseaux européens, les nuisances sont essentiellement dues au 50 Hz et à ses harmoniques et au  $16\frac{2}{3}$  Hz soit le tiers de 50 Hz attachés au réseau de puissance de certains chemins de fer européens .

La longueur d'onde associée au 50 Hz est de 6 000 km . Les champs reçus le sont donc toujours dans la configuration de *champs proches* . Ces champs électromagnétiques sont de type réactif, et il n'existe pas de relation univoque entre les valeurs des composantes **E** et **B** qui ne correspondent pas aux critères de propagation des équations de Maxwell [DEL 11] . Il en résulte que les mesures de **E** et **B** sont empiriques et difficiles à interpréter . On trouvera figure 1 la répartition des 100 000 km de lignes THT de distribution sur le territoire métropolitain .



**Figure 1 : Réseau de distribution THT .** De manière grossière, on peut estimer qu'une ligne à 400 KV génère à une distance de 50 km un champ électrique **E** de 800  $\mu\text{V}/\text{m}$  et un champ d'induction **B** de 4,8 pT . Pour les lignes de 225 KV, les valeurs sont respectivement de 160  $\mu\text{V}$  et  $\approx 1$  pT , valeurs à revoir probablement à la baisse puisque les réseaux THT sont équilibrés . Les lignes de distribution locales en 220 V génèrent à 100 m de distance des champs respectivement de 30 mV/m et de 1 nT, la valeur du champ d'induction dépendant bien entendu du courant débité par la ligne . Les champs dus aux sources domestiques dans leur proche environnement sont fréquemment supérieurs à 50V/m et à 2  $\mu\text{T}$  . On en tirera les conclusions qui tendent à privilégier des sites de mesure autonomes, placés en pleine nature, à l'écart des villages, alimentés si possible par batteries, avec un minimum d'informatique .

On trouvera figures 2 le spectre électromagnétique enregistré au Laboratoire Souterrain à Bas Bruit situé sur le plateau d'Albion dans l'ancien site de tir de missiles stratégiques . Les caves profondes du site sont considérées comme une référence mondiale de laboratoire à faible bruit ambiant .

### 3 Où installer le capteur ?

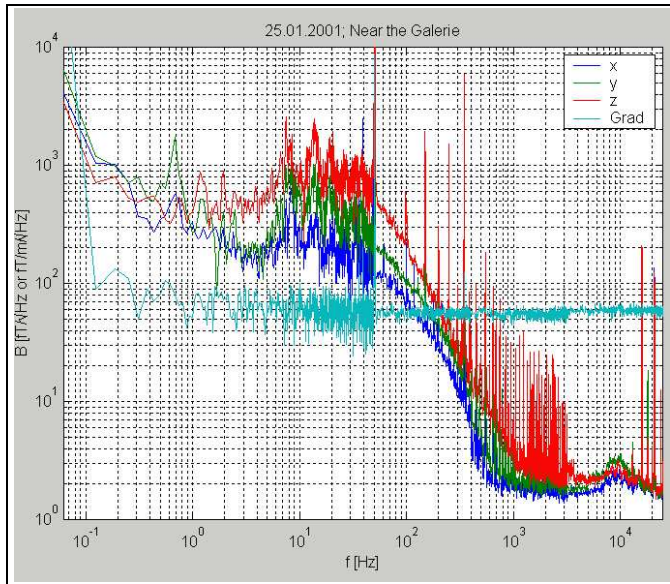
Certainement pas chez les concepteurs dont l'environnement électromagnétique est loin d'être optimal ...  
Plutôt dans un refuge ou près d'une station météo automatique .

Plutôt pas à côté d'un gros centre scientifique de haute montagne qui génère des parasites .

Attention en montagne aux stations de pompage et aux alimentations à découpage dans les refuges alimentés en solaire ...

La Corrèze, le Lot, la Dordogne, le massif du Ventoux, les Alpes de Haute Provence , l' Ariège (se méfier des extractions minières et des microcentrales électriques) , le Gers, les îles de la façade atlantique ...

Dans les limites du possible, on privilégiera donc les loggers ou les enregistreurs "intelligents" qui peuvent dialoguer avec le monde extérieur .



**Figure 2 :** Relevé du bruit électromagnétique dans une galerie profonde du Laboratoire Southern Bas Bruit de Rustel, situation proche mais hors capsule d'isolation. Les niveaux sont en  $fT/(\text{Hz})^{1/2}$ . Le niveau de bruit est 100 fois plus faible que celui mesuré en surface sur la plateforme de l'héliport, lui-même 100 fois plus faible qu'en milieu urbain. Les pics à des fréquences discrètes sont générés par les équipements et les instruments en fonctionnement. Le second harmonique de la SR est clairement visible. En coupant les alimentations électriques, on gagne un facteur variant de 10 à 100 dans la bande de fréquence qui s'étend de 1 Hz à 100 Hz.

donc :

Alimentation électrique continue par batteries .

Problème de la dissémination des données ?

Faut-il disséminer ? Que disséminer ? En temps réel ou pas ?

- les données brutes préfiltrées avec marquage temporel ?
- un archivage des données préfiltrées avec marquage temporel ?
- données compressées ou non, selon quelles modalités ?

D'où ligne téléphonique et/ou internet ?

A partir du moment où l'expérimentateur est prêt à se séparer de son prototype, étant donné qu'à l'heure actuelle le prix d'une liaison internet se limite à la connexion au réseau ou au partage de cette dernière, on peut même, à condition de disposer sur place d'un technicien de maintenance, songer à délocaliser le système dans une sierra espagnole, aux Canaries, à Madère ou à ....

#### 4 Stratégie globale .

Les niveaux très faibles des champs à recevoir impliquent des capteurs et des têtes de détection qui s'accommodent mal d'un signal utile faible qui cohabite avec des signaux interférentiels de grande amplitude, limitant *de facto* l'utilisation d'un amplificateur à haut gain qui devrait faire émerger le signal utile. En zone résidentielle périurbaine, la dynamique du signal d'entrée peut atteindre facilement les  $10^6$  soit 120 dB<sub>(V)</sub> et le traitement digital du signal devrait faire appel à un ADC qui présente au moins une résolution de 20 bits tout en pouvant traiter des signaux de l'ordre du microvolt ! On pourrait songer à un système de capteurs en mode *diversity* ou en configuration gradiométrique qui s'intéresse au gradient du champ et non à sa valeur. On n'éliminerait cependant dans cette configuration que les "nuisances" lointaines qui font justement l'objet de nos mesures .

Il reste alors à filtrer, et le signal utile et les signaux parasites .

Dans le cas de la réception des whistlers, la seule possibilité est d'éliminer les parasites anthropiques liés au 50 Hz et de se placer en un lieu de réception *propre*. Dans le cas de la résonance de Schumann, on peut agir sur deux fronts puisque les signaux reçus ou à éliminer sont à fréquence approximativement constante. Toutefois, la source du signal utile n'étant pas discrète, les raies larges de la RS qui sont la somme de signaux approximativement à la même fréquence mais déphasés présentent toutes les caractéristiques temporelles du bruit de fond. On s'orientera donc après la tête d'adaptation d'impédance au capteur, de gain unitaire du moins dans le cas de la RS, vers un préfiltrage analogique du signal qui élimine les parasites liés aux systèmes de distribution électrique réduisant ainsi la dynamique du signal d'entrée. L'appel à des filtres passifs LC qui n'introduisent pas de bruit propre est terriblement malaisé pour des raisons d'encombrement et de réglage. On pourrait songer à des filtres réjecteurs en double T qui peuvent fournir une atténuation de 60 dB avec un  $Q \approx 50$  soit une largeur de bande passante de 1 Hz. Nous sommes ici confrontés à l'appariement des composants, résistances à 0,1 % et capacités au % dont les dérives thermiques, hors enceinte thermostatée, engendrent un glissement certes léger mais dommageable de la fréquence de réjection du Notch.

Le type de capteur sensible à la composante **E** ou **H** du signal a des répercussions sur le premier étage adaptateur et un étage prévu pour une mesure de la composante **H** n'est pas taillé pour s'adapter à un capteur de la composante **E**.

En effet, dans le cas de la RS, la bobine sensible à la composante **H** dont le poids dépasse fréquemment la vingtaine de kg, comprend plusieurs kilomètres de fil (souvent de l'ordre de 10 km) présentant une résistance intrinsèque de l'ordre de 10 K $\Omega$ . Cette résistance génère un bruit thermique. Si il est relativement aisé de trouver des amplificateurs opérationnels dont le niveau de bruit est inférieur à celui généré par le capteur, les performances de l'amplificateur au point de vue bruit s'accommodent mal d'une source de grande résistance interne ( $> 1\ 000\ \Omega$  source) et s'évanouissent sous le seuil des 100 Hz. On s'orientera quasi nécessairement vers un amplificateur opérationnel de type OP 07 - OP27.

Si le capteur est sensible à la composante **E**, il est constitué soit d'un brin vertical, soit d'un brin avec chapeau capacitif ou d'une électrode sphérique dont les impédances dans la bande des 10 Hz sont de l'ordre du G $\Omega$ . L'isolation du capteur est donc de première nécessité et l'impédance d'entrée de l'adaptateur devrait idéalement être 10 fois plus grande. A ce niveau de la réflexion, on aura soin d'éliminer dans la tête de réception tout coaxial présentant, outre un effet microphonique en cas de fixation douteuse, une capacité de l'ordre de 80 pF/m qui jouerait le rôle de diviseur impédanciel et donc de *signal killer*. La tête d'adaptation sera donc architecturée autour de MOS discrets ou de tubes dont la capacité parasite d'entrée sera la plus petite possible. La bonne pratique se rapprochera donc de celle de l'électrométrie.

La tête de réception et le filtrage des parasites anthropiques peut être unique et pour les signatures magnétosphériques et pour la RS. Les chaînes de traitement du signal qui suivent sont différentes, proches dans le premier cas d'une amplification *nettoyée* large bande de disons 100 Hz à  $\approx 10$  KHz et d'une amplification sélective en peigne pour la RS et les signatures de résonance magnétosphérique. Ce traitement peut être effectué en laboratoire *lointain*. Alors que le waterfall est l'outil indispensable pour étudier les signatures magnétosphériques et leur évolution fréquentielle, son intérêt est relativement secondaire dans le cas de la RS et se limite à montrer que les difficultés instrumentales ont été surmontées. En effet, l'étude de la RS passe par l'étude des raies une à une, amplitude, fréquence et largeur de bande difficilement appréhendables au travers de la visualisation en cascade.

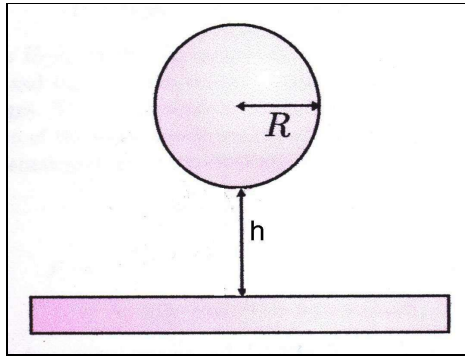
## 5 Résonance de Schumann, capteur de la composante E.

La propagation des ondes de la RS se fait en mode TEM dans la cavité sphérique Terre – région D. Autrement dit, à partir de la zone orageuse génitrice, l'onde se propage dans toutes les directions avec **H** ou **B** parallèle au sol et **E** vertical. L'étude de la composante **B** doit donc faire appel à deux bobines orthogonales E-W et N-S tandis que la composante **E** peut être prélevée par un brin vertical ou une électrode sphérique omnidirectionnels.

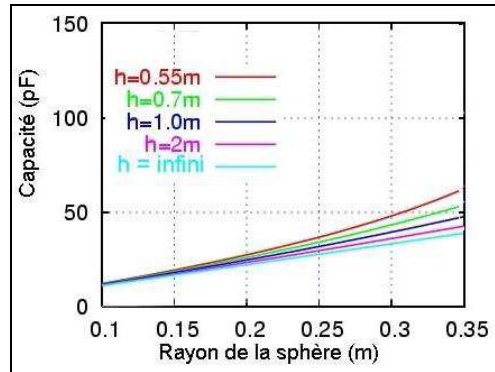
La littérature est particulièrement abondante quant aux capteurs inductifs. Une des références est le site [www.vlf.it](http://www.vlf.it) avec les réalisations de Renato Romero [ROM 11] qui n'ont rien à envier aux réalisations d'observatoires universitaires hors contexte de la prospection géophysique qui a des exigences spécifiques dans le domaine des ULF ELF. La capture de la composante **E** est à la portée d'expérimentateurs confirmés [RAU 09], [RE 06], [ROM 05].

Dans le domaine des ELF, les capteurs du champ **E** sont fréquemment réalisés à partir d'une sphère isolée située à au moins 2 m du sol pour s'abstraire de la présence d'ions près du sol et pour limiter les effets aérologiques. L'appréciation de la

valeur de la capacité d'une sphère conductrice placée au dessus d'un plan conducteur (figure 3) qui fait appel à la méthode des images est malaisée . Il en existe toutefois une version due à [HUD98] qui fournit une excellente approximation .



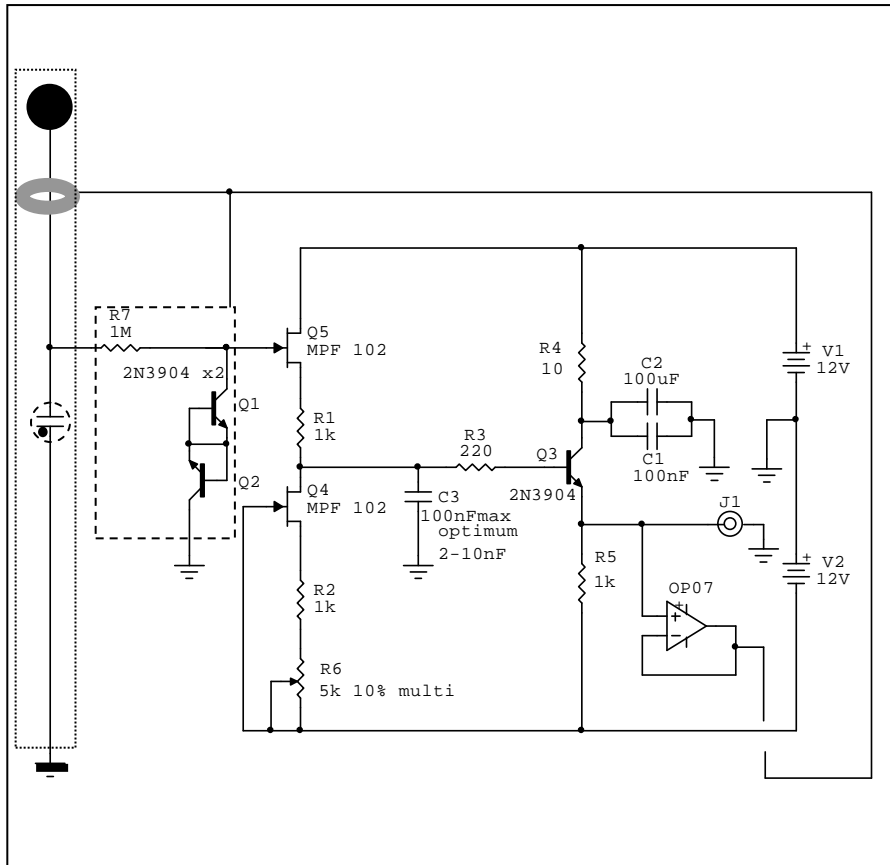
**Figure 3 :** Sonde capacitive servant à capter la composante **E** de la résonance de Schumann . Pour comparaison, la capacité moyenne d' un homme est d' approximativement 100 pF, celle d' une vache 200 pF, d' un bourdon à 1 cm de la sonde  $\approx 20$  fF pour une charge d' une trentaine de pC . La charge d' une goutte de pluie varie de 5 à 100 pC . Pour un rapport h/R compris entre 10 et 100, la valeur de la capacité évolue peu, ce qui laisse supposer que le bruit microphonique sera largement inférieur à celui d' un brin vertical peu haubané , avantage qui se paie d' une moindre valeur de C, de l' ordre de 2 pour un même développement vertical . Pour  $R = 10$  cm et  $h = 2$  m , on aura  $C = 11$  pF . Ces dimensions sont compatibles avec du matériel itinérant .



**Figure 4 :** évolution de la capacité d' un capteur sphérique en fonction du rayon et de la distance au sol . On remarquera que les modifications de hauteur pour les "petites" électrodes sont relativement sans influence et que l' augmentation de cette dernière ne sert qu' à se prémunir des effets aérologiques . En faisant un peu violence à la Physique, on peut en première approximation estimer que  $C_{(pF)} \approx R_{(cm)}$  . On méditera le fait qu' une excursion de tension de 1 $\mu$ V aux bornes d' un aérien présentant une capacité de 10 pF correspond à l' injection d' approximativement 60 électrons dans le gate du MOS de la tête d' adaptation !

On aura en MKS : 
$$C \approx 2 \pi \epsilon_0 R \left( 2 + \ln \left[ 1 + \frac{R}{h} \right] \right) \tag{1}$$

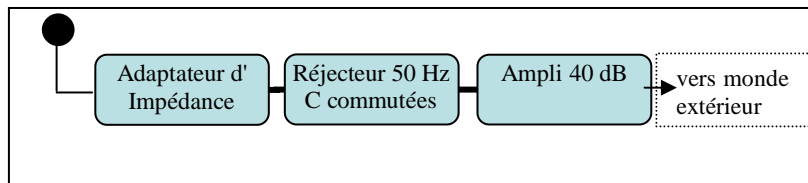
Si on part du capteur standard de 11pF ( $R = 10$ cm,  $h \approx 2$ m), son impédance associée à 10 Hz est d' approximativement 1,5 G $\Omega$  impliquant une isolation soignée du capteur et un adaptateur d'impédance performant . En faisant un passage par [JOH 13], on s' orientera vers une tête d'adaptation proche de celle développée par [SCO 01] (figure 5) . On peut échapper au classique support d' électrode en porcelaine en faisant appel à un anneau de garde placé sur un tubage en PVC faisant office de mat et de "radome" . Le capteur concentrique sera placé à une distance de l'ordre de 5 cm de la paroi du tube et fixé par le biais de vis et d'écarteurs de nylon rendant ainsi le système relativement immun aux précipitations modérées . Pour des raisons pratiques, la sphère peut être remplacée par un cylindre métallique monté de manière coaxiale dans le tubage . On peut prévoir une résistance de 1M $\Omega$  en série dans le fil de liaison du capteur qui, avec la faible capacité d'entrée du MOS jouera le rôle d'un passe bas élémentaire . Un petit éclateur au néon peut présenter de l'intérêt ou, à défaut, tranquilliser l'esprit . L'électronique peut être située à l'intérieur du capteur . Pour conserver la très haute impédance d'entrée du MOS Q5, son gate sera câblé "en l' air" et non sur le circuit imprimé de l'adaptateur afin d'éviter les fuites . On réservera le même soin aux connexions en relation avec ce gate . La facilité est de réaliser un petit CI spécialisé (entouré en tirets) qui est entouré d'un anneau de garde et isolé du circuit principal par une mince pellicule de verre obtenue à partir d'une lamelle pour microscopie .



**Figure 5 :** Schéma d'une tête d'adaptation d'impédance . On reconnaîtra le schéma d'un suiveur dont le gain est très légèrement inférieur à 1 . La résistance de "polarisation" du MOS de tête doit idéalement être supérieure à une quinzaine de  $G\Omega$  . On peut éventuellement remplacer cette résistance par deux transistors tête - bêche où les émetteurs et les bases sont reliées et qui doit voisiner 100 ou 200  $G\Omega$  . Le capteur est placé dans un tubage en PVC qui joue le rôle de radome de protection . Les courants de fuite sont limités par la présence d'un anneau de garde réalisé à partir d'un serflex.. La capacité  $C_3$  permet de limiter drastiquement la bande passante du montage . Le potentiomètre  $R_6$  de 5  $K\Omega$  permet de régler l'offset continu de la sortie . L'électronique est située à l'intérieur même du capteur .

**6 Le filtre réjecteur 50 Hz .**

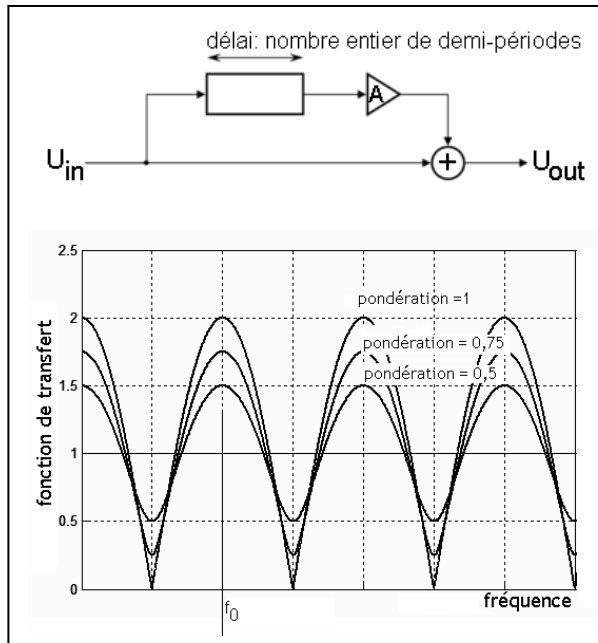
La solution la plus robuste consiste à atténuer de manière semi-analogique les nuisances dues à la fréquence du secteur et à ses harmoniques [PRA 07]. L'idéal est d'arriver à une atténuation de 60 dB qui permet en ambiance parasitée de ramener la dynamique du signal à moins de 80 ou 90 dB, autorisant ainsi un traitement éventuellement lointain du signal par le biais d'un ADC de 16 bits dont les vitesses d'échantillonnage sont superfétatoires pour les gammes de fréquence qui nous occupent . On s'orientera vers un filtre en peigne à capacités commutées à condition que le bruit propre de commutation ne contribue pas de manière significative au plancher de bruit de la tête de réception suivie d'un amplificateur (figure 6) .



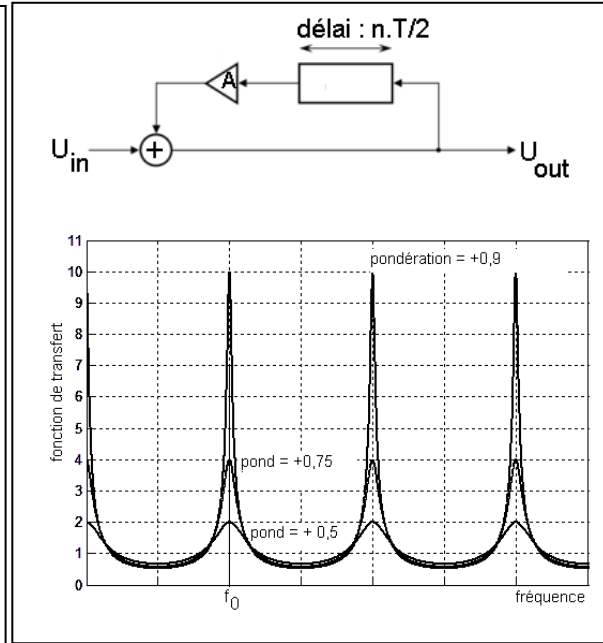
**Figure 6 :** Synoptique de l'électronique proche du capteur . Si le traitement du signal est proche, il consistera en un CAN 16 bits ou en un logger intelligent

Choix de la méthode de réjection du 50 Hz et de ses harmoniques .

Il existe plusieurs familles de filtres qui, par comparaison de signaux décalés temporellement d'un nombre pair ou impair de demi-périodes du fondamental, peuvent faire émerger ou disparaître un spectre en peigne . Plutôt que d'atténuer le spectre dû aux parasites réseau dont les raies sont fixes, on peut au contraire le sélectionner et ensuite le soustraire de manière réfléchie de l'ensemble du spectre parasite et bruité . Par opposition aux filtres numériques, les filtres analogiques ne peuvent travailler qu'en temps réel et le *nettoyage* du signal ne peut se faire qu'en tenant compte du passé du signal avec d'éventuels coefficients de pondération : un signal ancien est *a priori* moins intéressant qu'un signal récent .... Les signaux numérisés, peuvent quant à eux être facilement mémorisés, et on peut pour un signal situé au milieu de la mémoire, au prix d'un décalage dans la *livraison* de ce dernier, tenir compte de son évolution passée et future ...

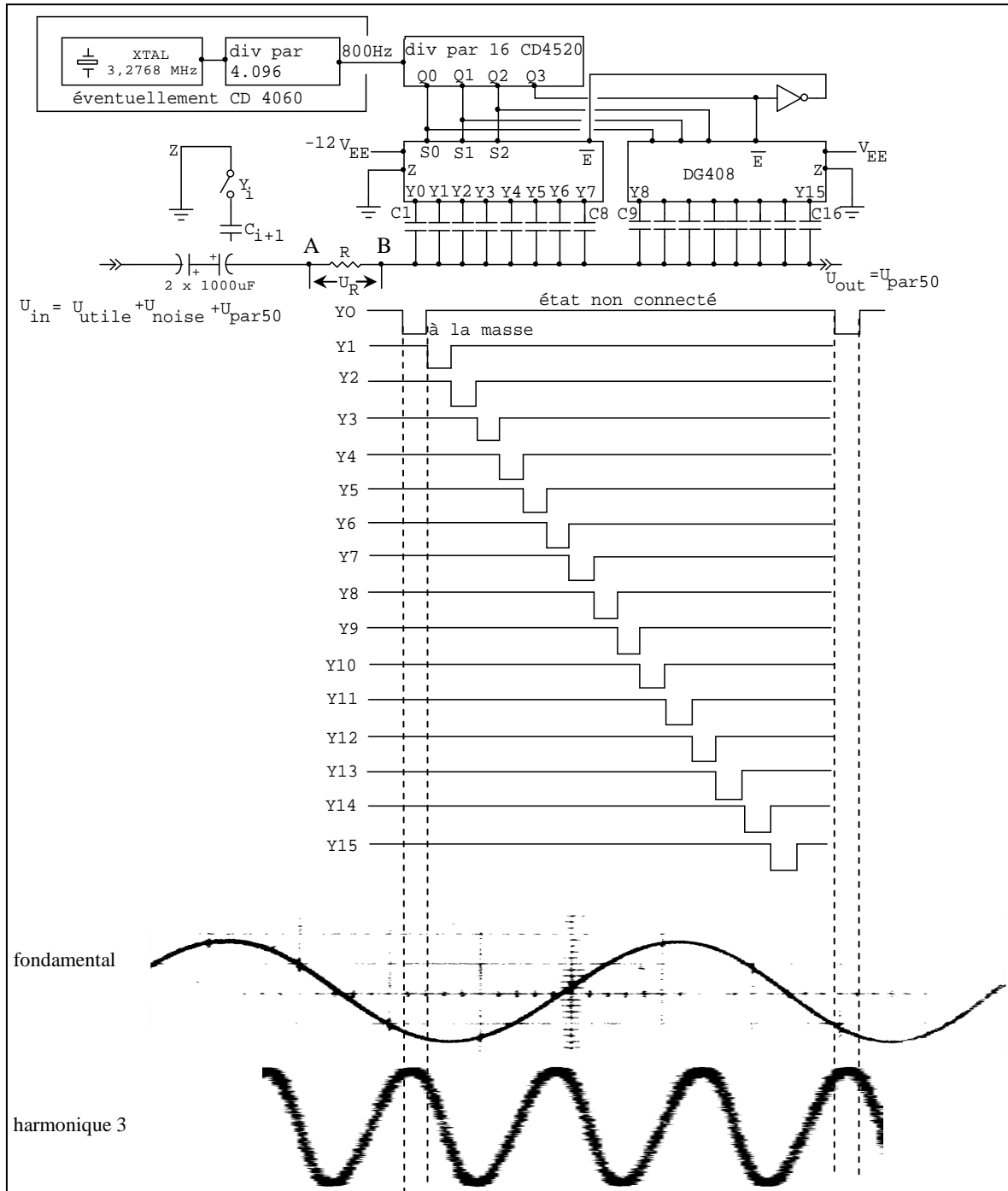
Les trois principaux types de filtres en peigne .

**Figure 7 :** Filtre en peigne à anticipation . On effectue la somme entre le signal actuel et le signal retardé . La fréquence d' horloge d' attaque des retards centrés sur des BBD permet de répartir les échantillons analogiques sur l' totalité d' un cycle de signal utile . On dispose à l' heure actuelle de registres analogiques de 4 096 cellules . La fréquence minimale de rafraîchissement de la plupart des "plus longs" circuits est de 10 KHz autorisant, au prix d'une distorsion de quelques pourcents, le traitement de 0,25 seconde de signal( cfr fig.15) . Si, plutôt que d' utiliser un amplificateur de gain  $+A$  on utilise un amplificateur de gain  $-A$ , la courbe de la fonction de transfert est translatée, un minimum remplaçant un maximum . Le gain maximal est évidemment de 2 . L'amplificateur de gain  $A$  et le sommateur peuvent être fusionnés .



**Figure 8 :** Filtre en peigne à rétroaction . La rétroaction impose que le filtre ne soit pas inconditionnellement stable . On limitera par prudence le gain de l' amplificateur à une valeur de l' ordre de 0,8 . Comme dans le cas des filtres à anticipation, le changement de signe du gain correspondant à un retard temporel fictif de une demi-période translate la courbe de la fonction de transfert . En jouant sur la fréquence d' horloge et sur le signe du gain  $A$ , on peut ne pas transmettre de composante continue .

8 Chuchotements ULF et ELF, un exercice de style





◀ **Figure 9** : Filtre centré sur un échantillonneur moyennneur multicanal analogique . Le système est architecturé autour d'une batterie de condensateurs connectés séquentiellement à une résistance  $R$  , formant ainsi des intégrateurs à périodes d'intégration connexes . Si la fréquence de mise en service des capacités est un multiple entier de la fréquence d'entrée du signal, le couple  $RC_i$  intègre toujours le même échantillon  $i$  d'un cycle de signal . Il en va de même pour les harmoniques du fondamental, mais on ne restituera correctement que ceux dont l'ordre est inférieur ou égal au demi nombre de cellules  $RC_i$  ( théorème de Shannon ) . En effet, deux cellules connexes doivent sélectionner de manière constante deux échantillons situés à minima pour l'un dans l'alternance positive de l'harmonique, et de manière symétrique pour l'autre dans l'alternance négative .

Les autres signaux présenteront des phases différentes lors du processus d'intégration et généreront statistiquement une réponse nulle . Avec un intégrateur pris au sens mathématique du terme, ce circuit n'aurait pas la faculté d'oubli, et la valeur de sa sortie dépendrait de toutes les valeurs des échantillons passés . Il n'en va pas de même d'un circuit intégrateur RC dont la valeur de la tension de sortie ne "se souvient" que des valeurs d'échantillons situés dans un passé récent n'excédant pas quelques constantes de temps . On fera un passage obligé par [AUV xx], [OUA 92] et [GIG 79] . On se trouve devant un filtre à  $N$  chemins où la constante de temps de chaque cellule est égale à  $N.R.C$  puisque chaque capacité n'est chargée que durant un  $N^{\text{ième}}$  de période avec  $N$  le nombre de capacités . On peut montrer que la largeur de bande  $\Delta f$

autour de chaque harmonique vaut  $\Delta f = \frac{1}{\pi.N.R.C}$  ( donc le  $Q = \pi.N.R.C.f$  augmente avec le rang de l'harmonique ) .

Avec une résistance  $R$  de  $20\text{ K}\Omega$  et des capacités de  $1\ \mu\text{F}$ , on aura à  $50\text{ Hz}$  :  $Q = \pi.16.20.10^3 \cdot 1.10^{-6} \cdot 50 \approx 50,2$  et  $\Delta f \approx 1\text{ Hz}$  . L'avantage essentiel du filtre est de pouvoir sélectionner un signal sur base de la fréquence d'horloge et donc, théoriquement, de ne pas présenter de dérive . La réalisation du filtre est soumise à quelques contraintes technologiques . Supposons que nous désirions sélectionner la raie parasite à  $50\text{ Hz}$  et ses sept premiers harmoniques afin de soustraire ce spectre du spectre parasite – bruité . On va utiliser un multiplexeur analogique à 16 voies . On pourrait songer à un CD/HC/HCT 4067 où le canal est sélectionné sur 4 bits par e.g. un 74 HC 93 . Le problème est lié au signal analogique qui évolue de manière symétrique par rapport au potentiel  $0\text{V}$  . Or, le 4067 ne peut traiter que des entrées analogiques dont l'évolution est située dans la fourchette  $0\text{V} \rightarrow U_{\text{alim}}$  . Il faut donc recentrer le signal analogique entre ces limites par le biais d'un petit transfo et d'une alimentation secondaire de polarisation ... On préférera remplacer le multiplexeur analogique 16 voies par deux multiplexeurs 8 voies qui offrent plus de possibilités . En effet, les CD/HC/HCT 4051 offrent la possibilité de fixer une tension de fourchette basse négative telle que la différence  $U_{\text{alim}} - V_{\text{EE}}$  n'excède pas  $10\text{V}$  pour les HC/HCT tandis que pour la famille CD xx elle est de  $20\text{ V}$  . Le VISHAY DG408 offre le maximum de possibilités avec une fourchette analogique qui s'étend de  $-15$  à  $+15\text{ V}$  . La fréquence d'attaque du compteur BCD qui commande les multiplexeurs est donc de  $800\text{ Hz}$  (  $50.16$  ) qu'on peut obtenir à partir d'un oscillateur centré sur un quartz d'horlogerie à  $3,2768\text{ MHz}$  suivi d'un diviseur par  $2^{12}$  constitué d'un CD/HC/HCT 4040 ou d'un CD4060 .

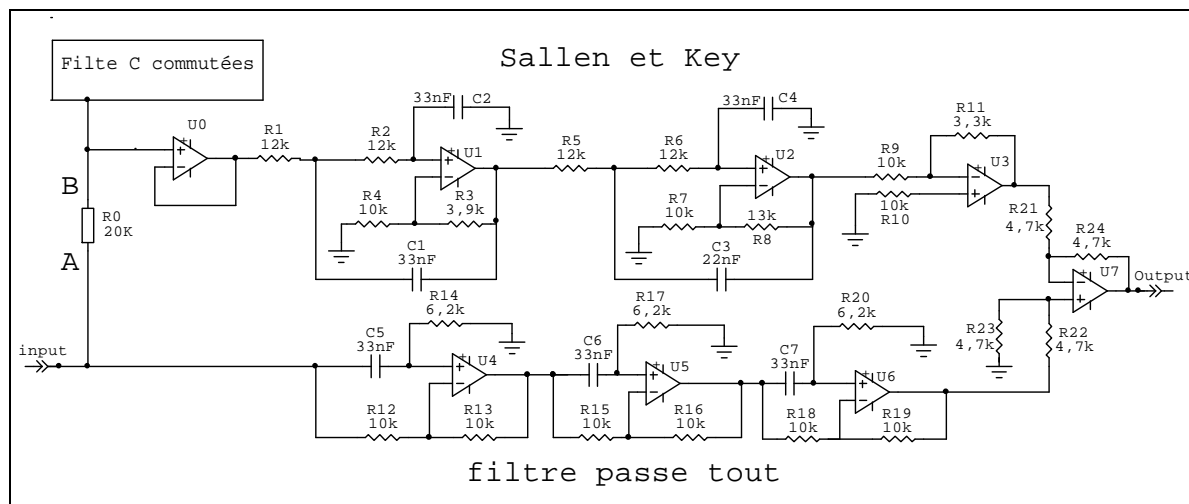
Si  $U_{\text{utile}}$  est le signal qui nous intéresse ( les raies de la résonance de Schumann ),  $U_{\text{noise}}$  le bruit non anthropique extérieur et  $U_{\text{par50}}$  les parasites dus au réseau, on a :

$$U_{\text{in}} = U_{\text{utile}} + U_{\text{noise}} + U_{\text{par50}} = U_R + U_{\text{par50}} \text{ et } U_R = U_{\text{utile}} + U_{\text{noise}}$$

Les deux capacités de  $1\ 000\ \mu\text{F}$  évitent le report d'un éventuel potentiel continu qui serait intégré sur toutes les capacités et amplifié par la suite . La tension aux bornes de  $R$  est donc théoriquement nettoyée des parasites dus au secteur . Toutefois, le multiplexeur génère un signal parasite à  $800\text{ Hz}$  et ses multiples . On prendra donc des précautions en se plaçant aux bornes de la résistance . On placera en B, soit du côté filtre  $50\text{ Hz}$ , un filtre passe bas dont la fréquence de coupure est de l'ordre de  $200\text{ Hz}$  de manière de ne retirer de  $U_{\text{in}}$  que le spectre parasite inférieur à  $400\text{ Hz}$  . Le filtre n'agit d'ailleurs que sur les harmoniques du  $50\text{ Hz}$  dont l'amplitude diminue avec le rang . Cette manière de procéder n'obère donc pas la potentialité d'utiliser le récepteur pour l'écoute des whistlers . La phase du signal de sortie du filtre LP varie évidemment avec la fréquence . On compensera cette dérive en plaçant en A un filtre passe - tout qui présente la même évolution de phase que le passe - bas jusque  $600\text{ Hz}$  . En effet, s'agissant ici de soustraire un signal de l'autre, il est impératif que les glissements de phase en fonction de la fréquence soient identiques . Cette contingence sur les phases implique entre autre que le passe - bas ne soit pas tout à fait optimal, le critère principal étant l'appariement des phases . Le filtre  $50\text{ Hz}$  sera placé seul dans une enceinte blindée . .

Les filtres .

Le filtre passe – bas est une structure de Sallen et Key du quatrième ordre centré sur des valeurs de capacités et de résistances courantes puisqu' il existe des latitudes dans le gabarit qui n'est pas très contraignant . Le passe – tout est un passe – tout à trois cellules dont le gain est scrupuleusement égal à 1 . On trouvera les schémas et les fonctions de transfert dans les figures 10 et 11 .



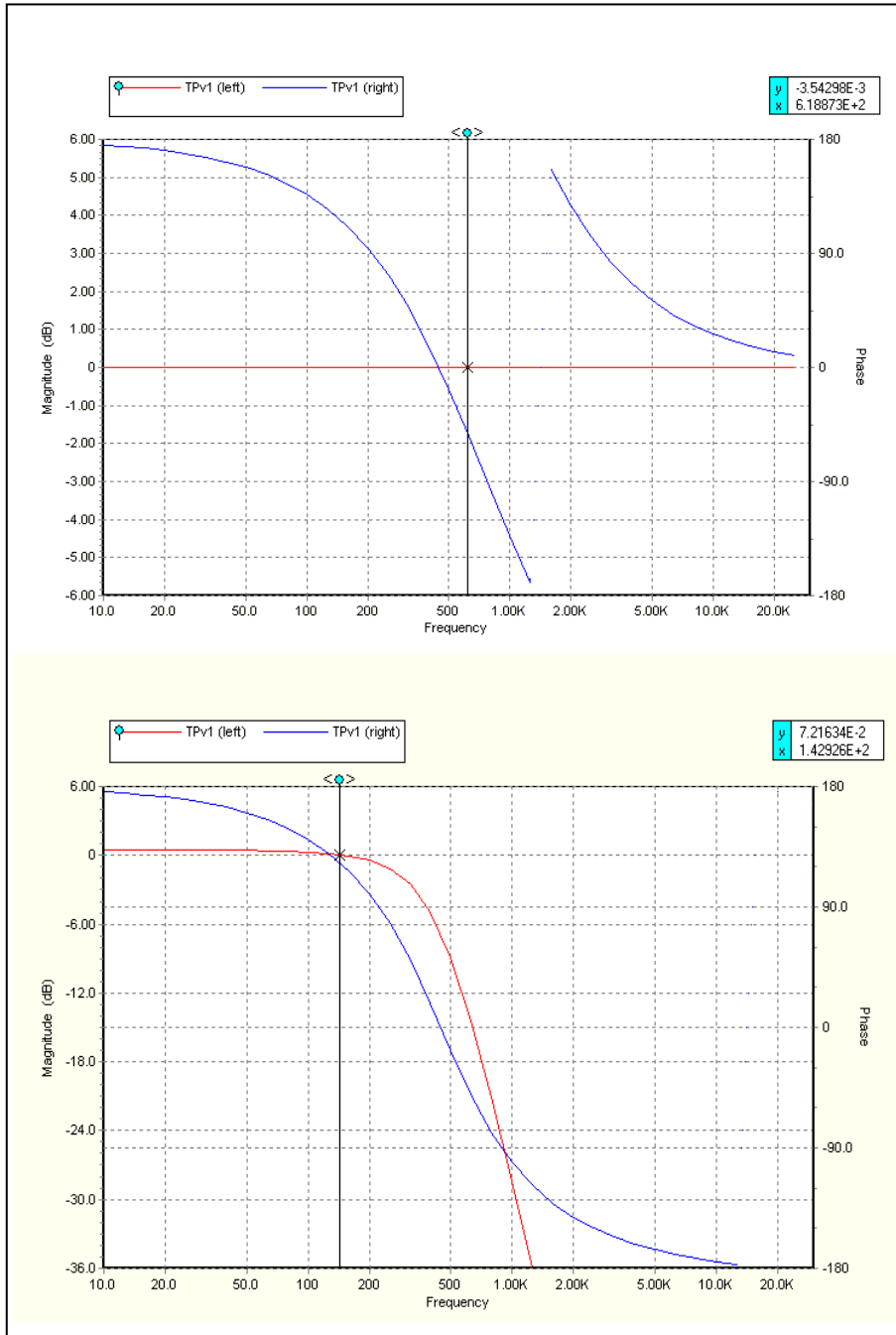
**Figure 10 :** Soustraction du spectre parasite 50 Hz du spectre du signal utile . Les valeurs des résistances d' entrée étant fixées par la fonction de transfert du filtre LP, on choisira des OP 27-OP 07 comme amplificateurs . Dans un but d' appariement, on peut remplacer dans le passe – tout les capacités  $C_{5,6,7}$  par des  $1 \mu\text{F}$  et les résistances  $R_{14,17,20}$  par des  $200 \Omega$  . Le filtre de Sallen et Key ainsi que le passe – tout seront montés dans une enceinte blindée différente de celle du filtre à capacités commutées . Les alimentations seront soigneusement découplées . Les résistances seront des métal – film . La sortie sera connectée à un ampli de 40 dB architecturé autour de deux OP07. L'amplificateur suiveur U0 permet de ne pas shunter la capacité i en charge par l' impédance d'entrée du filtre de Sallen et Key .

### 7 Le monde extérieur et la gestion du signal .

Une fois le signal et le bruit non anthropique amplifiés, on peut les traiter de manière analogique ou digitale . Le traitement optimal du signal ne peut se faire qu'après avoir répondu en suivant Auvray *op.cit* à une batterie de trois questions en se souvenant que le bruit instrumental est élevé dans la bande de fréquence considérée :

1. Le signal est-il un bruit inconnu noyé dans un autre bruit inconnu ?
2. Le signal est-il un signal périodique noyé dans un bruit ?
3. Le signal est-il périodique, de forme inconnue mais de période connue ?

qui sont loin d'être triviales dans le cas de la RS . En effet, il est patent que les signaux attachés à la RS sont partie intégrante du bruit et que leurs caractéristiques spectrales sont, amplitude mise à part, identiques . Dès lors, les filtrages, aussi subtils soient-ils, sont quasi impuissants à faire émerger la RS . La seule solution consiste, en tenant compte d'une propriété tenue du signal à mettre en évidence une causalité entre deux morceaux de spectre disjoints dans le temps .



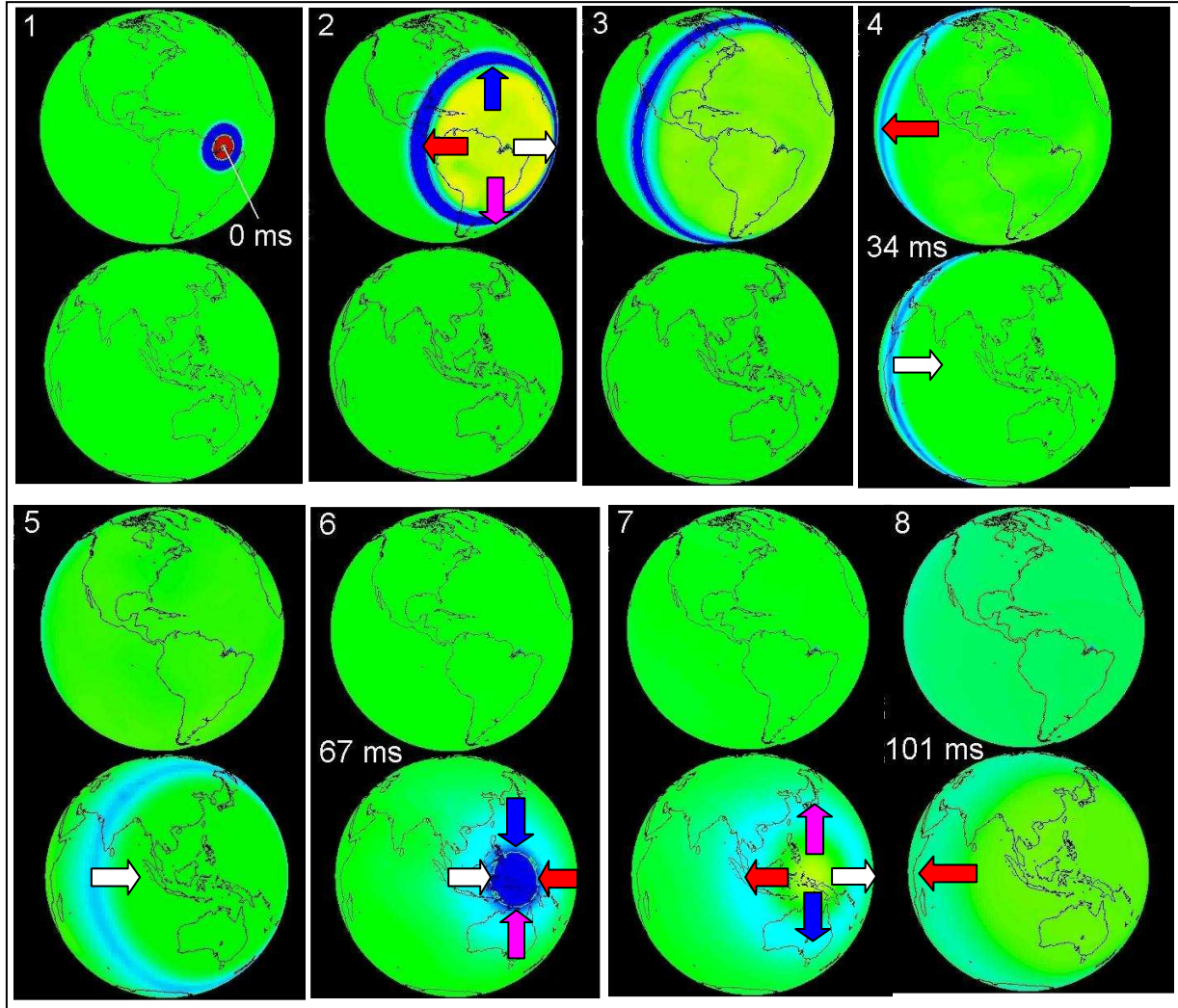
**Figure 11 :** Fonctions de transfert du filtre passe – tout (haut) et du filtre passe – bas (bas) . Tensions de sortie en rouge, phases en bleu . Jusque 800 Hz, les écarts de phase sont de l' ordre de quelques degrés . On pourrait obtenir une réponse du filtre de Sallen et Key plus anguleuse, au prix d'une légère surtension d'une fraction de dB . Elle se paie malheureusement d'une évolution du déphasage qui se marie moins facilement avec celui du passe – tout . On remarquera le gain scrupuleusement unitaire de ce dernier . La phase du passe – tout continue à évoluer au-delà de 1,25 KHz pour tendre vers 0° dans le voisinage de 24 KHz au prix d'un demi-cycle de retard supplémentaire sans réelle importance puisque les signaux que l' on soustrait sont largement atténués .

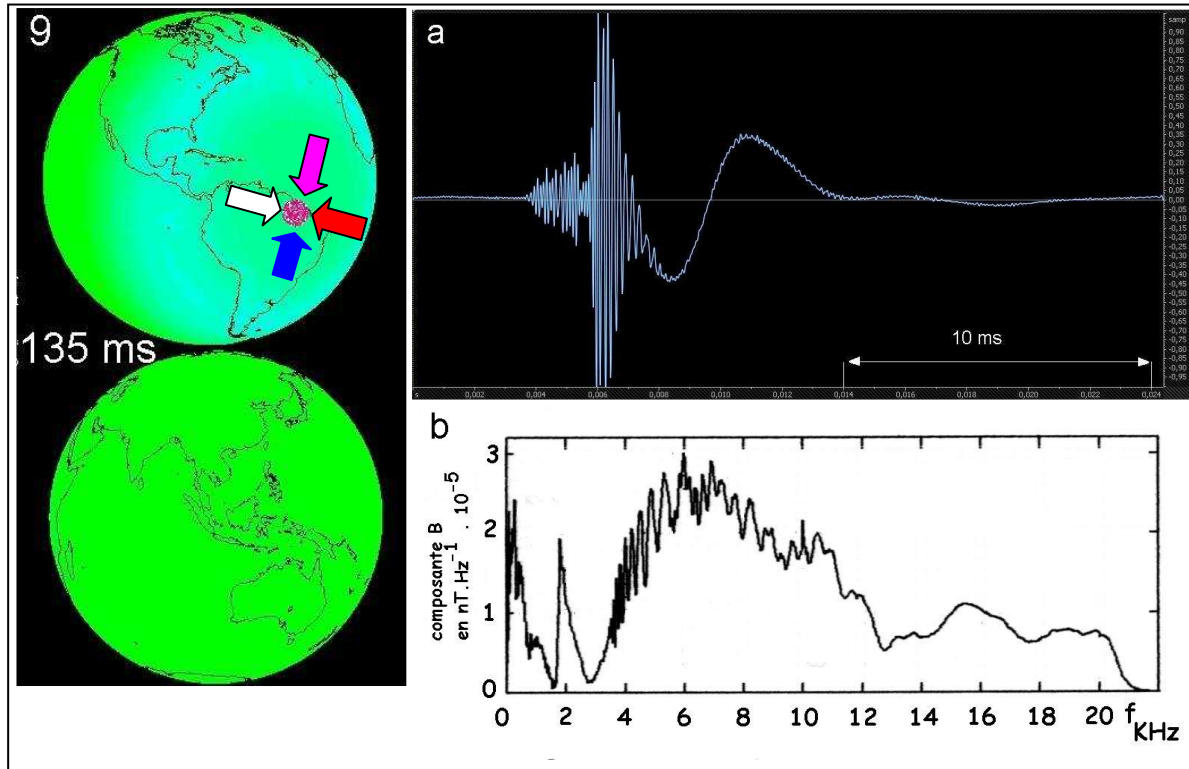
Autrement dit, on cherchera à établir une autocorrélation entre ce qu'est le signal à un instant donné et ce qu'il sera *probablement* à un instant privilégié du futur ; on tente en quelque sorte d'extraire un semblant de structure du bruit ...

A ce moment de la discussion, une question intéressante se pose : "sur quelle durée est-il licite d'établir une corrélation ? " qui débouche *de facto* sur la question de l'opportunité d'un enregistrement continu ou discret ...

Signalons enfin que le traitement analogique offre quelques possibilités intéressantes par le biais d'un changement de fréquence qui, à condition d'utiliser un *mélangeur* performant, permet de translater le spectre utile vers le haut, là où le bruit instrumental diminue, et de faire appel comme fréquence intermédiaire à un filtre à diapason dont la bande passante est plus petite que le Hertz [DEL11\*]. Cette manière de procéder, par opposition à la précédente, est non causale et se limite à mesurer dans une tranche de spectre une augmentation légère du niveau de bruit .

Il ressort de ces considérations qu'une extraction *intelligente* de la RS passe par une connaissance de sa genèse .





**Figure 12** : de 1 à 9: modélisation de la propagation d'un front d'onde ELF rayonné par une décharge orageuse située à l'embouchure de l'Amazonie . On notera la convergence antipodale dans la région des Iles de la Sonde suivie 67 ms plus tard d'une convergence dans la région d'émission . Réalisé à partir d'une vidéo présentée par J.J. Simpson et A. Taflove lors du IEEE Antenna and Propagation Symp. Columbus June 2003.

a : oscillogramme de la composante **E** d'un spheric . Enregistrement Jean Louis Rault .Campagne 2009 Bretagne . Traitement par filtre numérique passe-bas  $f_c = 11$  KHz afin d'éliminer les résidus d'émetteurs VLF . Aérien cylindrique de 1m et de 10 cm de diamètre situé à 1,5 m du sol .

b : spectre moyenné de 59 sphériques dont l'origine est au Kansas et enregistrés à Stanford Californie, source : S.A. Cummer Thesis Stanford University Aug. 1997: *Lightning and ionospheric remote sensing using VLF-ELF radio atmospherics* .

## 8 La genèse de la RS

Sur le globe, il y a à tout instant en moyenne 2 000 orages simultanés . Les décharges orageuses par le biais du canal ionisé de l'éclair assimilable à une antenne verticale de quelques kilomètres parcouru par des courants de crête de l'ordre de 30 KA créent des impulsions électromagnétiques très intenses ( $E \approx 4\,000$  V/m) d'une dizaine de  $\mu s$  . Leur spectre radioélectrique s'étend des ELF aux UHF avec des maxima locaux dans la bande des 10 KHz ainsi que sous le KHz (figure 12) .

La composante ELF résultante se propage dans la cavité Terre – région D en mode TEM (formellement  $TM_0$ ) qui est un mode qui autorise la propagation à la vitesse de la lumière, sans atténuation et sans dispersion ( $v_{\text{phase}} = v_{\text{groupe}} = c$ ) de toutes les fréquences aussi faibles soient-elles, donc y compris sous la fréquence de coupure du "guide d'onde" . La répartition

géométrique des composantes **E** et **B** du champ est orthogonale à la direction de propagation et aux parois du "guide" quand elles existent (cavité sphérique) et est similaire à la propagation en espace libre ou par le biais d'une *strip line*. L'orthogonalité simultanée des vecteurs **E** et **B** par rapport aux parois implique que la propagation ne se fasse pas par réflexion sur ces dernières. On ne se trouve donc pas devant un guide d'onde au sens habituel du terme. On peut en effet montrer qu'un mode TEM ne peut se propager dans un guide creux mais qu'il implique l'existence de deux conducteurs séparés. Pour ce qui nous concerne, le front d'onde est toujours localement vertical, orthogonal à la direction de propagation avec **E** vertical et **B** horizontal.

En moyennant de manière brute la hauteur de la couche D de jour et de nuit, on peut estimer que la longueur du guide d'onde Terre – région D est proche de 40 450 km et qu'une onde ELF la parcourt, presque sans atténuation, en approximativement 135 ms.

Le premier front d'onde associé constituant une onde progressive se déplace de manière divergente en suivant des parcours orthodromiques et il se manifeste aux antipodes une augmentation sensible dans les niveaux de réception (figure 12). Après franchissement de cette zone, et après avoir parcouru l'entièreté de la cavité (*long path*), les fronts d'onde convergent dans la zone source. Durant un temps limité, ils donnent alors naissance à un phénomène de résonance pour autant que leur fréquence l'autorise et que l'oscillation de la source soit toujours existante. L'existence d'un spectre sous le seuil du KHz implique l'existence aux différentes fréquences de plusieurs cycles ELF. Tous ces signaux à fréquences discrètes présentent des propagations orthodromiques qui, au bout d'approximativement 135 ms convergent dans la zone d'émission. Parmi ces signaux, ceux dont la longueur d'onde est égale ou est un sous multiple de la longueur de la cavité vont donner

naissance à un phénomène de résonance dont le fondamental est à  $f_0 \approx \frac{300 \cdot 10^3}{40450} \approx 7,5 \text{ Hz}$ .

et les fréquences harmoniques en mode de propagation sphérique de la RS s'établissent alors [NIC 02] avec  $n = 0$  (fondamental rang 1), 1 (premier harmonique rang 2), 2 (second harmonique rang 3), 3... à

$$f_n = f_0 \cdot \sqrt{n \cdot (n+1)} \text{ plutôt que } f_n = f_0 \cdot (n+1) \quad (2)$$

La cavité est loin d'être optimale. En première approximation si on estime que le sol est un conducteur correct, la région D présente quant à elle une conductivité variable avec le temps qui est du même ordre de grandeur que celle des roches ignées ! Cette mauvaise conductivité d'une des parois de la cavité implique que la vitesse de phase ne soit pas constante dans l'ensemble de cette dernière et le fondamental s'établit à  $\approx 7,8 \text{ Hz}$  et les harmoniques à une valeur plus élevée, e.g.  $\approx 14 \text{ Hz}$  et  $\approx 21 \text{ Hz}$  pour les rangs 2 et 3.

Sur le lieu d'émission, la cavité Terre – ionosphère joue ainsi le rôle d'un filtre à anticipation identique à celui décrit dans la figure 7. L'effet antipodal est peu marqué en Europe puisque son antipode est situé au Sud de la Nouvelle Zélande et que les orages se développent surtout en zone tropicale continentale.

Aux 2 000 cellules orageuses actives simultanément sur l'entièreté du globe on peut associer approximativement 100 éclairs par seconde qui, en moyenne, génèrent chacun en un laps de temps d'approximativement une seconde 3 arcs nuage – sol accompagnés chacun de leur impulsion électromagnétique. Les impulsions électromagnétiques discrètes et les phénomènes résonants associés émergent donc d'un continuum généré soit localement par les cellules orageuses d'approximativement  $2\,000 \text{ km}^2$ , soit à des distances beaucoup plus grandes.

Pour un observateur situé en un endroit quelconque plutôt que dans la zone génitrice, les champs mesurés le long d'un unique parcours orthodromique (il n'y a plus convergence) sont la somme du signal direct et du signal qui a suivi le trajet antipodal complémentaire. Le retard existant entre les deux ébranlements est une image de la distance orthodromique séparant la source du lieu d'enregistrement. Le processus de sommation implique malheureusement la coalescence des champs véhiculés par plusieurs modes harmoniques. Une étude statistique détaillée montre que le coefficient de qualité des raies spectrales est de l'ordre de 6.

La description très générale évoquée *supra* suggère qu'il est difficile de faire appel à un filtre à anticipation qui couvrirait plus de trois ou quatre cycles de RS. Le procédé est toutefois plus efficace qu'une détection synchrone qui ne s'intéresse qu'à un échantillon par cycle non stable dans le temps. A identique capacité de  $1 \mu\text{F}$ , l'échantillonneur moyennneur multicanal (figure 9) devrait être accompagné d'une résistance de l'ordre de  $200 \text{ K}\Omega$  pour obtenir une bande passante de  $0,1 \text{ Hz}$ , ce qui porte la constante de temps à 3,2 secondes correspondant à 22 cycles de RS ... Ce filtrage peut néanmoins présenter de l'intérêt dans la détection des *Q bursts* qui naissent de décharges paroxystiques et qui génèrent des signaux d'amplitude dix

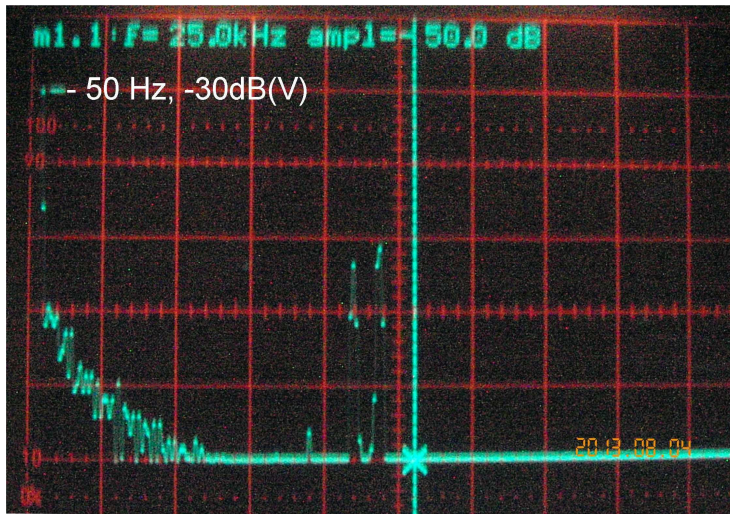
fois plus grande que le continuum de Schumann (*Schumann background*) . Localement, ces Q bursts sont associés à des sprites et des elves ( *e.g.* [DEL 10] ) et génèrent des spectres qui peuvent s'étendre au-delà de l'harmonique 16.

On remarquera d'autre part que le filtre à anticipation où l'opération de sommation serait remplacée par une opération de multiplication ouvre la voie à la fonction d'autocorrélation par le biais d'une intégration ( système homomorphique) .

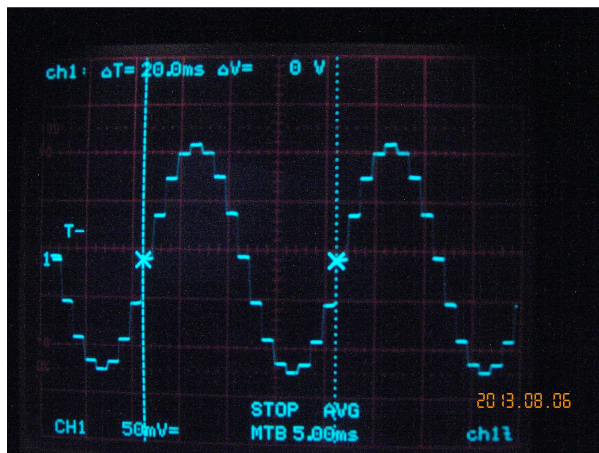
Bien que la démarche sorte du cadre du présent article, on peut remarquer que la genèse même du phénomène de la RS qui est le résultat d'une relation entre une onde générique et sa descendance temporelle suggère une analyse par *ondelettes* (corrélation par fragments entre une onde mère dite *ondelette analysante* taillée sur mesure et signal réel) plutôt que par transformée de Fourier .

## 8 Mesures : Filtrage des raies anthropiques

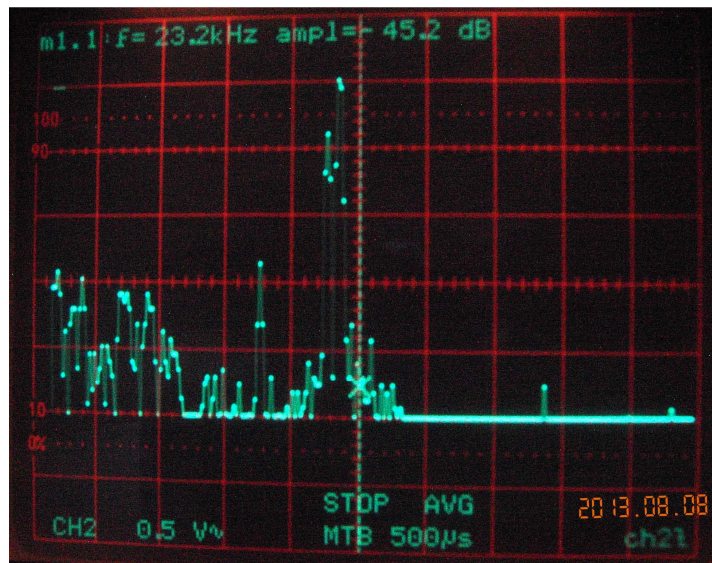
### 8a : dans le domaine VLF



**Figure 13** : spectre VLF à la sortie de l'adaptateur d'impédance de l'aérien . Echelle verticale 10 dB<sub>(V)</sub> par carré, échelle horizontale 5 KHz par carré . Au moment de la mesure, seules étaient présents dans le cluster d'émetteurs européens FTA Sainte Assise 20 900 Hz et HWU Rosnay 22 600 Hz . Le niveau des porteuses est à - 20 dB<sub>(V)</sub> par rapport à la raie 50 Hz qui sert de référence (trait horizontal, en haut à gauche de l'écran) . Le filtrage du spectre LF-MF est obtenu par le biais de la capacité C<sub>3</sub> de l'adaptateur d'impédance . Mesure faite en zone péri - industrielle .



**Figure 14** : test en laboratoire de l'échantillonneur qui permet de sélectionner la raie 50 Hz qui sera soustraite du signal en provenance de l'adaptateur d'impédance de l'aérien [point B de la figure 9]. Avant l'opération de soustraction le signal sera filtré afin d'éliminer le bruit d'échantillonnage . Bande passante du filtre, 0,9 Hz .



**Figure 15 :** spectre VLF à la sortie du filtre centré sur l'échantillonneur moyennneur multicanal après soustraction des raies anthropiques et filtrage (sortie figure 10).

L'émetteur de Ramsloh à 23 400 Hz est en maintenance, et la raie qui sert de référence automatique 0 dB est celle de HWU Rosnay (22 600 Hz). La seconde raie importante est celle de Sainte Assise FTA (20 900 Hz).

Le résidu 50 Hz est à  $-30 \text{ dB}_{(V)}$  par rapport à la porteuse de HWU. On comparera à la figure 13. Les conditions de propagation des deux jours d'enregistrement sont identiques avec un éclaircissement des X solaires largement inférieur à  $10^{-6} \text{ W.m}^{-2}$ .

### Bibliographie :

- [AUV xx] J. Auvray : *Traitement des signaux*, Techniques de l'Ingénieur .  
point d'entrée : <http://iutlpa.u-strasbg.fr/~montaned/R305.pdf>
- [DEL10] J.J Delcourt. L. Lejeune : *Murmures ionosphériques, techniques de réception sous le seuil des 100 KHz* .  
Ellipses collection Technosup 2010
- [DEL 11] Delcourt J.J. : *Les dessous vaporeux des équations de Maxwell*, placé dans la bibliothèque du site  
[http://fr.groups.yahoo.com/group/fr\\_LW\\_group/](http://fr.groups.yahoo.com/group/fr_LW_group/) , feb 2011 .
- [DEL11\*] Delcourt J.J. : *Une FI à diapason piézoélectrique, un microtome pour les VLF* , cfr bibliothèque du site
- [GIG 79] Gignoux M. : *Capture automatique, poursuite et reconnaissance de la forme d'un signal périodique très largement variable et noyé dans le bruit* . Centre d'études Nucléaires de Grenoble . Septième colloque sur le traitement du signal et ses applications . Mai-juin 1979 .  
point d'entrée : <http://documents.irevues.inist.fr/handle/2042/10397>
- [HEL 65] Helliwell Robert.A. : *Whistlers and related Ionospheric Phenomena* . Stanford University Press 1965
- [HUD 98] S. Hudlet *et al.* Eur.Phys.J. B2,5 , 1998
- [JOH 13] R. Johnson : *Physics 160 Lecture 13*: point d'entrée <http://scipp.ucsc.edu/~johnson/phys160/lecture13.pdf>
- [OUA 92] El Oualkadi A. *Analyse comportementale des filtres à capacités commutées pour les radiocommunications* .  
Thèse de Doctorat Ecole Supérieure d' Ingénieurs de Poitiers , décembre 2004  
Point d'entrée : [http://laji.univ-poitiers.fr/THESES/ahmed\\_el\\_oualkadi.pdf](http://laji.univ-poitiers.fr/THESES/ahmed_el_oualkadi.pdf)
- [PRA 07] Helen Prance *et al.*: *Hardware comb filter enhances dynamic range and noise performance of sensors in noisy environments* . Review of scientific instruments **78** , 074701 , 2007
- [RAU 09] Rault J-L : *On the potential meteors ELF/VLF radiations. Perseids 2009 campaign* . point d'entrée :  
[http://articles.adsabs.harvard.edu/cgi-bin/nph-iarticle\\_query?2010JIMO...38..67R&data\\_type=PDF\\_HIGH&whole\\_paper=YES&type=PRINTER&filetype=.pdf](http://articles.adsabs.harvard.edu/cgi-bin/nph-iarticle_query?2010JIMO...38..67R&data_type=PDF_HIGH&whole_paper=YES&type=PRINTER&filetype=.pdf)