

# Peut-on transmettre un signal avec le seul champ électrique ?

Robert BERRANGER, F5NB

*Suite à un article sur le Web qui traitait la question d'une manière peu scientifique, l'idée m'est venue d'expérimenter le système "pour voir". Je vous livre ici les premiers résultats obtenus et les conclusions que j'en ai tirées. Cet article sur un sujet apparemment sans intérêt pratique vaut quand même par son côté didactique sur l'art de faire des mesures exploitables scientifiquement.*

## Préambule

- "Seul champ électrique" veut dire "champ électrostatique". Donc nous ne ferons intervenir que les tensions et nous ne nous occuperons pas de l'énergie.
- "Signal" sous-entend "transmission d'information".

Donc il s'agit de transmettre des informations électriques d'un point A à un point B sans l'aide de fils, uniquement par le champ électrostatique. La solution consistera à trouver à quelle distance maximum cela est possible en utilisant des moyens accessibles à l'OM.

Conditions pour l'étude de la transmission :

- Tensions utilisées compatibles avec la sécurité de l'OM
- Surface des électrodes en dessous du mètre carré
- Hauteur des électrodes à 20 m maximum au dessus du sol.
- Transmission "à vue" : liaison dégagée entre les électrodes et sur les trois autres côtés, à une distance supérieure à la hauteur au dessus du sol
- Les dimensions des électrodes seront suffisamment faibles devant les autres dimensions du système (distance entre elles, hauteur au dessus du sol, longueur d'onde du signal) pour que les électrodes soient considérées comme "iso-potentielles" et confondues avec leur point de symétrie.

## Propagation d'un champ électrostatique

Si le champ électrique lié au champ magnétique dans le champ électromagnétique n'existe qu'en cas de courant alternatif, et par suite qu'il est fonction de la fréquence, le champ électrostatique existe aussi bien en continu qu'en alternatif et alors son comportement est **apériodique**. Mais une tension continue ne peut transmettre une information que par modulation tout ou rien (2ASK), et alors c'est déjà de l'alternatif à une constante près. Pour séparer l'information de cette constante (tension moyenne continue) il faut le faire à l'aide d'une intégration. Alors il faudra une fréquence d'autant plus élevée que l'on voudra un plus grand débit d'information. Donc pour transmettre l'information on utilisera un signal sinusoïdal modulé en phase et un signal CW pour les mesures.

## Posons le problème

Couplons électrostatiquement deux électrodes distantes, l'une reliée à un générateur de tension et l'autre à un voltmètre. Nous obtenons le système de la figure 1.

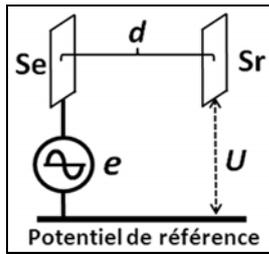


Figure 1 : Couplage électrostatique

Si le voltmètre qui mesure  $U$  a une impédance infinie, alors, quelles que soient les surfaces des électrodes  $Se$  et  $Sr$  et quelle que soit la distance  $d$ ,  $U$  sera égale à  $e$  s'il n'existe aucune capacité entre  $Sr$  et la référence. Vous me direz "tout va bien, la distance peut aller à l'infini". Tout doux cher OM ! en physique l'infini n'existe pas. On ne pourra pas construire un système plus simple que celui du modèle de la figure 2.

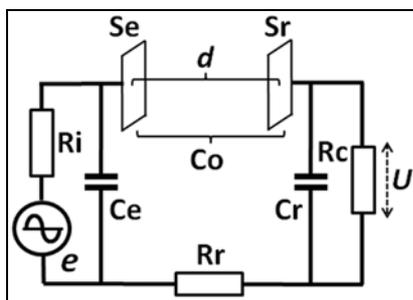


Figure 2 : Modèle réel du système

La référence est transmise par le sol qui est considéré pour les calculs comme une surface conductrice infinie.  $R_r$  est la résistance du sol (a peu d'effet en pratique).  $R_i$  est la résistance interne du générateur.  $C_e$  est la capacité de  $Se$  avec le sol et des câbles blindés de liaison. En pratique,  $R_i$  et  $C_e$  ne jouent aucun rôle dans la portée.  $R_c$  est la résistance interne du voltmètre et  $C_r$  est la capacité d'entrée du voltmètre, plus celle de l'électrode  $Sr$  avec le sol, plus celle de la liaison électrode-voltmètre.  $C_o$  est la capacité équivalente entre les électrodes  $Se$  et  $Sr$ . On peut regrouper  $C_r$  et  $R_c$  pour former l'impédance de charge complexe  $Z_c$ .

On voit alors que le circuit est du type passe-haut du premier ordre avec une fréquence de coupure  $F_c = 1 / (2\pi \cdot R_c \cdot C_r)$ . Il faudra que  $F_c$  soit en dessous de la fréquence de travail. Mais pas trop, car il faut filtrer les champs forts à 50 Hz qui eux, sont indépendants de notre distance  $d$ . Par ailleurs, dans la bande passante, on reçoit "tout ce qui traîne" dans les environs (en particulier à partir de ces alims à découpages que l'on trouve partout maintenant). Tout cela va nous amener des contraintes que nous allons voir plus loin.

L'atténuation de propagation en tension sera égale à  $Z_c / X_{C_o}$  ( $C_o \ll C_r$ ). Comme  $C_o$  va dépendre des surfaces  $Se$  et  $Sr$ , de la distance  $d$  entre elles et de leur hauteur au dessus du sol, il ne reste plus qu'à trouver les lois qui relient ces paramètres pour effectuer les calculs.

### Détermination des lois applicables

Si les électrodes  $Se$  et  $Sr$  étaient des surfaces planes et très proches l'une de l'autre ( $S \gg d^2$ ),  $C_o$  serait égal à  $[S \cdot 10^{-9} / (36\pi \cdot d)]$  avec  $S$  = surfaces égales des plaques  $Se$  et  $Sr$  et  $d$  = distance entre les plaques. Ces paramètres agissent sur des constantes qui dépendent entre autres de la permittivité (celle du vide pour l'air sec). Dès que  $d$  devient grand devant les dimensions des électrodes, il faut faire intervenir l'environnement, en particulier le sol <sup>(1)</sup>.

Alors la tension entre  $Se$  et le sol provoque un champ électrique qui, capté en partie par  $Sr$ , provoque une ddp entre  $Sr$  et le sol <sup>(2)</sup>.

### Calcul de Co

Nous utiliserons la loi de Coulomb pour définir le champ électrostatique en un point. Le champ électrique  $\mathbf{E}$  en un point  $\mathbf{M}$  est la force qui s'exercerait sur la charge positive unité (virtuelle) placée en ce point. Nous avons les relations suivantes :

Loi de Coulomb :

$$\vec{F} = \frac{1}{4\pi \cdot \epsilon \cdot \epsilon_0} \times \frac{q \cdot q'}{r^2} \text{ avec :}$$

$q$  et  $q'$  = ensembles de charges

$r$  = distance entre les charges  $q$  et  $q'$

$\epsilon$  = permittivité relative, = 1 dans l'air

$\epsilon_0$  = permittivité du vide =  $10^{-9}/36\pi$

Pour le calcul de  $\vec{E}$  :  $q' = 1$  et  $\vec{E} = \frac{\vec{F}}{q}$

Le champ électrique se réfère donc à un ensemble de charges unique  $q$  puisque la deuxième (au point  $M$ ) est fictive (non matérielle). Mais dans notre cas, nous n'avons pas une charge isolée. Elle fait partie d'un dipôle électrique soumis à la ddp du générateur (raisonnement similaire pour le voltmètre). Pour nous la référence est le sol. Pour calculer le couplage, il va falloir considérer les dipôles électriques que les électrodes font avec le sol.

### Champ électrique d'un dipôle électrostatique en espace libre

Considérons la figure 3.

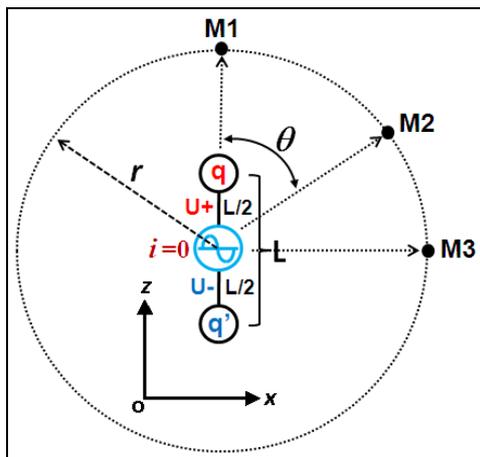


Figure 3 : Induction du dipôle électrostatique

Nous avons deux électrodes  $q$  et  $q'$  (potentiels complémentaires) reliés par deux fils infiniment fins à un générateur de f.é.m. Le courant étant nul, il n'y a pas d'induction électromagnétique.

Examinons le champ  $\mathbf{E}$  au point  $\mathbf{M1}$ .

Le champ  $\mathbf{E}'$  du à la charge  $q$  est lié à la distance  $d_1 = r - (L/2)$ . Et le champ  $\mathbf{E}''$  du à la charge  $q'$  est lié à la distance  $d_2 = r + (L/2)$ , donc plus faible et de signe opposé. Alors le champ  $\mathbf{E}$  au point  $\mathbf{M1}$  est égal à  $\mathbf{E}' - \mathbf{E}''$ .

Voyons l'évolution du champ  $\mathbf{E}$  en fonction de la distance  $r$  à partir de la loi de Coulomb :

1) Soient  $L = 1\text{m}$  et  $r = 10\text{m}$ .

Alors  $E' = K / (10 - 0,5)^2$ , soit  $E' = K/90,25$

Puis  $E'' = K / (10 + 0,5)^2$ , soit  $E'' = K/110,25$

Et  $\mathbf{E} = \mathbf{E}' - \mathbf{E}''$ , soit  $\mathbf{E} = K/20$

2) Soient  $L = 1\text{m}$  et  $r = 20\text{m}$ .

Alors  $E' = K / (20-0,5)^2$ , soit  $E' = K/380,25$

Puis  $E'' = K / (20+0,5)^2$ , soit  $E'' = K/420,25$

Et  $E = E' - E''$ , soit  $E = K/40$

Quand la distance  $r$  entre les électrode double, le champ maximum diminue de deux fois, soit une variation en  $1/r$ . Cette variation s'ajoute à la variation en  $1/r^2$  de la loi de Coulomb et alors pour un dipôle électrique le champ  $E$  varie en  $1/r^3$ .

Maintenant examinons le champ  $E$  au point  $M3$ . Dans ce cas, il est évident que les distances du point  $M3$  aux électrodes  $q$  et  $q'$  sont égales et alors le champ  $E$  est nul, quelle que soit la distance  $r$ .

Pour les points intermédiaires, comme  $M2$ , on admettra que la longueur du dipôle  $L$  est très petite devant  $r$  (source ponctuelle). On verra plus loin le cas où cette condition n'est plus remplie. Sinon, le champ  $E$  varie comme  $\cos(\theta)$  avec  $\theta = \arctan(x/z)$ , avec  $x$  = projection de  $r$  sur l'axe  $Ox$  et  $z$  = projection de  $r$  sur l'axe  $Oz$  (le système est de révolution autour du dipôle et l'axe  $Oy$  peut être confondu avec l'axe  $Ox$ ).

Quand on a un deuxième dipôle au point  $M2$ , il faut faire intervenir les angles relatifs que font les deux dipôles dans le plan  $xOz$ . Examinons la figure 4.

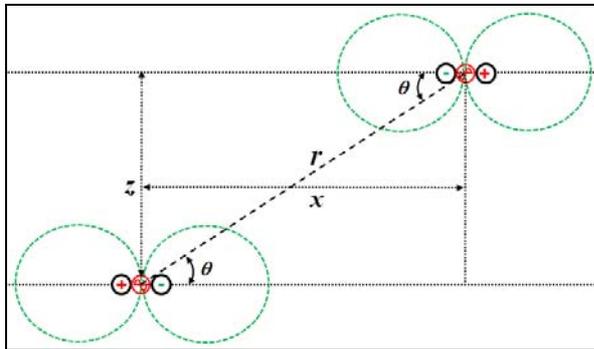


Figure 4 : Couplage entre deux dipôles électrostatiques

Les dipôles sont alignés sur l'axe  $Ox$  et leurs diagrammes inductifs sont figurés par les cercles en pointillés.

On voit alors que lorsque les dipôles sont alignés sur l'axe  $Ox$  ( $\theta=90^\circ$ ), le couplage est maximum. Quand les dipôles sont alignés sur l'axe  $Oz$  ( $\theta=0^\circ$ ), le couplage est nul. Et pour les cas intermédiaires, le couplage varie comme  $\cos^2(\theta)$  (composition des diagrammes de chaque dipôle). Tout ceci nous mène à l'expression suivante (formule 1) :

$$C_0 = \frac{\epsilon \cdot \epsilon_0 \cdot S}{4\pi \cdot r^3} \cos^2(\theta)$$

" $C_0$ " est la capacité équivalente du couplage entre les électrodes. " $1/(4\pi \cdot r^3)$ " est la loi de Coulomb appliquée au dipôle. " $\epsilon \cdot \epsilon_0$ " est la permittivité du milieu et  $S$  est la surface des électrodes (identique pour les deux).

Bien, me direz-vous, mais dans notre cas, il s'agit d'un monopôle perpendiculaire au sol et pas d'un dipôle. Peut-être, mais voyons ce qui se passe.

### *Champ électrique entre deux monopôles électrostatiques au sol*

Avez-vous entendu parler de la théorie des images ? On l'invoque pour calculer le champ  $E$  d'une antenne proche du sol <sup>[1]</sup>. C'est la même chose pour notre électrode.

La théorie des images dit que dans notre cas de champ  $E_s$ , lorsqu'un monopôle électrique est disposé perpendiculairement à une surface conductrice infinie, il se comporte comme un dipôle composé du monopôle au dessus de la surface et de son image (polarité inversée)

symétrique en dessous de la surface <sup>(3)</sup>. Voir la figure 5 qui repose le problème de la figure 4 en présence d'un sol idéal.

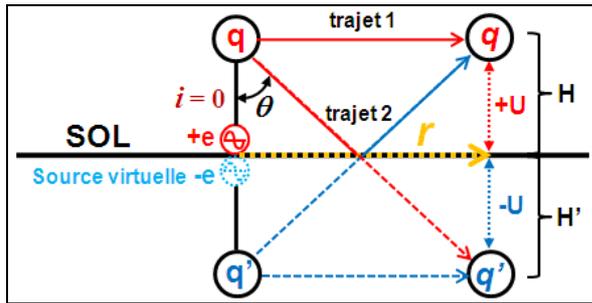


Figure 5 : Système en présence du sol

Par rapport au système de la figure 4, il faut introduire un facteur K qualifiant la réflexion apporté par le sol. Par ailleurs, partant d'une analogie avec le champ électromagnétique où la présence d'un sol réflecteur revient à multiplier par deux les tensions à l'émission et à la réception, il faut ajouter un facteur 4.

Ainsi le calcul de  $C_0$  (cf. formule 1 en espace libre) devient :

$$C_0 = K \cdot 4 \frac{\epsilon \cdot \epsilon_0 \cdot S}{4\pi \cdot r^3} \cos^2(\theta) \text{ avec :}$$

$1/4\pi \cdot r^3$  = loi de Coulomb appliquée au dipôle  
(q est proportionnel à S, comme C)

$\theta = \arctan(r/2H)$  avec :

H = hauteur des électrodes au-dessus du sol.

K = constante dépendant de la qualité du sol

K est égal à 1 avec un sol idéal. On pourrait penser qu'il est proportionnel au coefficient de réflexion du sol qui est toujours inférieur à 1, mais ici la réflexion du sol est soustractive. Donc K devrait être supérieur à 1 avec un sol réel (j'y reviendrai dans le chapitre "Estimation de la portée"). Il faut aussi tenir compte des pertes diélectriques liées au rapport entre la surface des électrodes et le carré de la hauteur (plus la surface des électrodes est importante, et plus il faut les surélever). Noter que le coefficient de réflexion du sol sera directement lié à sa permittivité qui elle-même est liée à sa teneur en humidité (plus le sol est humide, et plus le coefficient de réflexion approche l'unité). Noter aussi que la résistivité du sol ne joue aucun rôle ici car il n'y a ni courant, ni champ H.

Attention, cette formule ne tient pas compte du retard des potentiels, donc du déphasage qui intervient entre l'onde directe et l'onde réfléchi. Ce déphasage est lié à la différence entre le trajet2 et le trajet1 par rapport à la longueur d'onde. En pratique pour nous, la longueur d'onde sera toujours très grande devant la différence des trajets, et on pourra considérer que nous sommes dans des conditions iso-phases.

### Mise en œuvre du système

En examinant la figure 2, on pourrait se dire qu'il suffit de diminuer  $C_r$  et d'augmenter  $C_c$  (donc augmenter  $Z_c$ ) pour augmenter la tension à l'entrée du récepteur. Ceci est exact, mais ce qui nous intéresse dans le cas d'une réception d'information, ce n'est pas la valeur absolue, c'est le rapport Signal sur Bruit. Un premier problème réside dans le facteur de bruit du voltmètre. Celui-ci sera constitué d'un amplificateur qui amènera le niveau nécessaire pour une conversion analogique / digitale afin d'effectuer numériquement le traitement des informations. Cet ampli sera constitué d'un ou plusieurs amplis opérationnels choisis pour leur faible bruit. Par exemple l'OP213 d'Analog-Devices. Celui-ci a une impédance dynamique

d'entrée de  $1T\Omega$  en parallèle avec une capacité de 4 pF. Dans une bande de 1 Hz, il a une tension de bruit de 17 nV et un courant de bruit de 0,4 pA <sup>(4)</sup>. Le TéraOhm n'aurait un intérêt que pour le continu, mais à la fréquence envisagée de 20 kHz pour le démonstrateur, c'est la réactance de la 4 pF en parallèle avec la capa de Sr avec le sol qui va compter.

Le calcul du facteur de bruit en tension d'un AOP contre-réactionné n'est pas simple. Il est explicité dans l'annexe C.

Avec un TL072, la mesure a donné un bruit équivalent à l'entrée de l'AOP de 92nV/Hz. Mais ce ne sera pas lui qui limitera la sensibilité, ce sera le bruit de bande (QRM+QRN). Il faudra se caler sur une fréquence dégagée. Le champ électrique à 50 Hz sera prépondérant. Comme il peut être produit à une distance proche avec de forts niveaux (ligne THT), le préampli peut rapidement saturer si son gain est élevé. Mais il y a un moyen plus simple de régler le problème. Quand c'est le bruit de bande qui limite le rapport S/B, rien n'oblige à avoir une impédance très élevée car le rapport S/B n'augmentera pas (seul le niveau absolu augmentera). Alors on peut baisser l'impédance tant que le bruit en tension de l'AOP reste négligeable devant le bruit de bande <sup>[2]</sup>. On peut aussi filtrer le QRM avec un circuit accordé à l'entrée qui neutralise en même temps la capacité parallèle. Alors l'impédance sera celle de la bobine multipliée par le Q du circuit qui sera limité pour passer la bande requise par la modulation. Voir le schéma équivalent de l'ensemble sur la figure 6 (les valeurs renseignées sont celles d'une expérimentation).

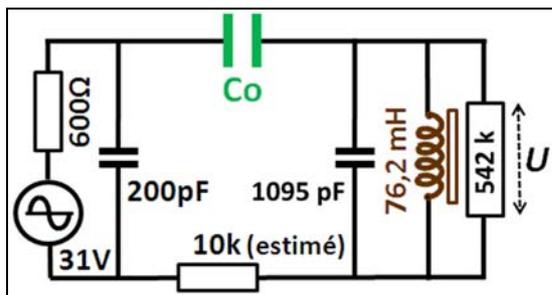


Figure 6 : Schéma pour le calcul et la simulation

### Calcul de l'affaiblissement

Pour l'exemple, nous nous servirons des valeurs mesurées lors d'une expérimentation sur table avec deux électrodes de  $71\text{ cm}^2$  à 1m de distance et à 60cm en moyenne du "mur" des appareils de mesure (voir photo en annexe D).

Pour calculer un affaiblissement, il faut déterminer l'impédance de charge  $Z_c$  (ici  $Z_c=R_c$ ) et la valeur de  $C_o$ .

Pour  $R_c$ , il faut mesurer la valeur de la bobine en tenant compte de sa capacité répartie qui est importante pour les bobines à cette fréquence (beaucoup de spires). Ensuite on mesure la fréquence de résonance  $F_o$  (en ajustant si besoin une capacité parallèle pour obtenir une  $F_o$  précise). On calcule alors la réactance de la bobine à  $F_o$ . Puis on mesure la bande passante  $B$  à -3 dB après avoir rapproché les deux électrodes pour avoir un bon rapport S/B. Alors  $F_o/B$  donne le  $Q$  et  $R_c = X_L \times Q$  (l'expression tient compte de l'impédance d'entrée du voltmètre). Pour  $C_o$ , on appliquera la formule théorique que nous avons vue avec un facteur  $K$  égal à 1. Ensuite les mesures donneront sans doute un  $K$  différent qu'on analysera en fonction du contexte.

Avec des électrodes (plaques C-I) de  $71\text{ cm}^2$  à une distance de 1m et à 60 cm de mon "mur" d'appareils de mesures, le calcul de  $C_o$  a donné 10,93 fF(femtoFarad). Ensuite, la mesure précise de  $L$  a donné 76,2 mH, en tenant compte de la capacité répartie de la bobine.

La fréquence de résonance étant de 17460 Hz, à partir de la formule de Thomson, nous obtenons  $C_r = 1095 \text{ pF}$ . La mesure de la bande passante à -3 dB est égale à 268 Hz, ce qui correspond à un Q de 65 (17460/268). Ensuite nous calculons  $X_L$  à la résonance =  $8359 \Omega$  ( $=X_L$ ). Alors  $R_c = X_{C_r} \times Q = 543 \text{ k}\Omega$ . Avec  $C_o = 10,93 \text{ fF}$ , le coefficient de couplage K est égal à  $C_o/C_r$ , soit 0,00001. Alors l'indice de couplage  $n$  qui est le facteur d'atténuation en tension est égal à  $K \times Q$ , soit  $n = 0,00065$ . Si la tension de sortie du générateur est de 31V, la tension lue sur le voltmètre devrait être de :  $31 \times 0,00065 = 20,15 \text{ mV}$ .

J'avais mesuré 25 mV à l'oscilloscope. C'était supérieur de 24% au calcul ( $K=1,24$ ). J'ai attribué cette différence à l'environnement, du fait que la principale surface réfléchive était située d'un seul côté de l'axe des électrodes et qu'il y avait la surface du sol à 1,1m (les réflexions ont un effet soustractif). Mais d'autres facteurs ont pu intervenir, y compris des incertitudes de mesure dues en particulier au bruit de bande à 17200 Hz. Une mesure refaite plus tard avec plus de soin à 57800 Hz a donné  $K=0,9$  (voir annexe B).

## Expérimentations

Je relate ici à titre d'exemple le cheminement de mes expérimentations qui ont conduit au raisonnement théorique décrit précédemment.

Attention, la formule du calcul de  $C_o$  que nous avons établie n'est valable que si l'on respecte les conditions requises concernant les rapports entre surface, distance et hauteur au dessus du sol. C'est pourquoi les mesures sur table seront à interpréter avec circonspection pour une extrapolation à longue distance.

J'ai commencé l'expérimentation du système avec des électrodes en clinquant de  $6 \times 8 \text{ cm}$  ( $48 \text{ cm}^2$ ). Cette faible surface permet d'être relativement insensible à l'environnement de la manip (le corps n'avait plus du tout d'influence à une distance de 1m des plaques). Mon générateur BF délivre une f.é.m. de 31V càc avec une résistance interne d'environ  $600\Omega$ . Pour la lecture de la tension j'ai éliminé un voltmètre 40000 points qui était trop bruyant pour me rabattre sur mon oscilloscope qui a une sensibilité de 5mV/div et une impédance d'entrée de 1 M $\Omega$  en parallèle avec 20 pF. L'oscilloscope a aussi l'avantage de "voir" ce que l'on mesure.

Dans un premier temps, j'avais utilisé deux circuits accordés, l'un à l'émission et l'autre à la réception. Les deux bobines faisaient partie de transformateurs E-I de récupération en matériau ferrite 3C6. Il s'est avéré qu'à toutes les distances, il existait un couplage magnétique entre les transfos qui faussait les mesures. J'ai alors mis la bobine réception dans un boîtier en mu-métal. Nette amélioration, mais pas encore parfait. Finalement, j'ai supprimé le transfo de la source en branchant directement la plaque sur l'âme d'un câble coaxial en laissant la gaine "en l'air". A cette fréquence, elle procure un blindage électrostatique du fil de liaison.

J'ai conservé le blindage de la bobine réception qui a aussi un effet sur les champs parasites. Quand je supprime l'électrode réception, la tension est nulle à l'oscilloscope. La capacité d'accord est composée de la capa répartie de la bobine plus celle du coaxial de liaison, plus celle à l'entrée du scope, soit 705 pF en tout. L'accord se fait à 21720 Hz. Avec la résistance d'entrée du scope, le Q est de 31,5 (bande de 690 Hz). Voir le montage sur la figure 7 (noter que l'on aurait très bien pu mettre la bobine du côté oscilloscope).

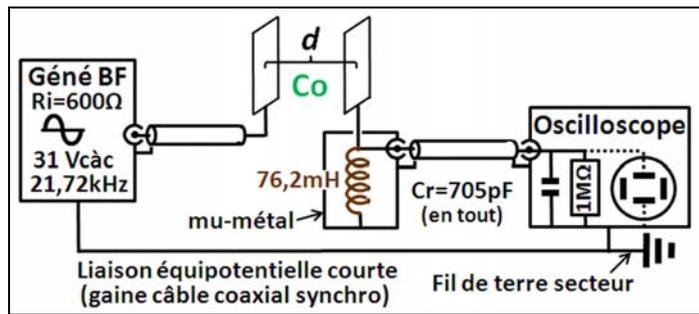


Figure 7 : Montage expérimental

J'ai fait des mesures à des distances de 50 cm, 71 cm et 1 m. Les tensions lues avaient une régression proche de  $1/d^3$ .

J'ai alors amélioré mon système pour pouvoir faire des mesures jusqu'à 6 m (distance dégagée d'un bout à l'autre du labo). J'ai augmenté la surface des plaques à  $2043 \text{ cm}^2$  et j'ai mis un préampli à TL071 à l'entrée de l'oscilloscope, ce qui a augmenté l'impédance en supprimant celle du scope. J'ai eu un problème de parasite qui tombait pile dans l'accord. Alors j'ai ajouté une capacité de  $1,87 \text{ nF}$  pour faire baisser la fréquence à  $17200 \text{ Hz}$ . La sensibilité a diminué mais le rapport S/B a nettement augmenté. Malgré tout, il reste un bruit de bande élevé qui poserait des problèmes pour faire des essais à grande distance. C'est un bruit très large bande dû à des impulsions ayant une récurrence de  $100 \text{ Hz}$ . Lorsqu'elles sont appliquées au filtre, celui-ci les transforme en porteuse à  $F_0$  modulée en amplitude à la fréquence de récurrence (réponse impulsionnelle du filtre) <sup>(5)</sup>.

Potentiel de référence : Mon géné BF n'a pas de connexion au fil de terre secteur, et l'alim de l'AOP non plus. Il faudrait la réaliser à l'aide d'un fil, mais la gainage du câble coaxial de synchro entre le géné et l'oscilloscope règle le problème. Noter que mon labo a une prise de terre séparée de celle de la maison (au pied du pylône). Ainsi le sol est au potentiel de référence, mais on ne l'utilise pas pour transmettre la référence. Sinon, ce ne serait pas un problème car la simulation montre qu'une résistance de terre de  $10 \text{ k}\Omega$  entre la source et la réception n'a pas d'influence (une énergie infime est demandée à la source).

La plaque source était en position fixe à une hauteur de  $1,15 \text{ m}$  du sol <sup>(6)</sup>. Dans un premier temps la plaque réception était posée sur un tabouret (trépied métallique avec assise planche en bois) à  $75 \text{ cm}$  du sol. Voici une première série de mesures en fonction de la distance (avec un gain de 50 apporté par le préampli) :

2 m :  $U = 6,6 \text{ V}$

3 m :  $U = 1,32 \text{ V}$

4 m :  $U = 0,3 \text{ V}$

Ces valeurs sont loin de celles attendues en extrapolant les mesures sur table. Par exemple, entre 2 et 4 m où le rapport en  $1/d^3$  devrait être de 8 au lieu de 22 ! Un simple raisonnement me dit que je n'ai pas fait attention aux hauteurs relatives des plaques au dessus du sol. Je déplace alors la plaque réception à 6 m, à une hauteur de  $1,2 \text{ m}$ . Et ...  $U = 200 \text{ mV}$ . Puis je remplace le tabouret par une version tout en bois et je surélève la plaque à  $1,2 \text{ m}$  de hauteur au-dessus du sol, à une distance de 4 m. Alors  $U = 640 \text{ mV}$ , à comparer aux  $300 \text{ mV}$  à  $75 \text{ cm}$  du sol. Maintenant entre 4 et 6 m le rapport est de 3,2 au lieu de 3,375 pour une atténuation en  $1/d^3$ . A ce stade de l'étude, j'attribuais la différence aux effets de l'environnement qui changent avec la distance, d'autant plus que la surface des plaques est grande.

J'ai refait ensuite une manip pour mesurer la variation de la tension reçue en fonction de la hauteur des électrodes au dessus du sol. J'ai pris des surfaces de  $71 \text{ cm}^2$  pour être moins sensible à l'environnement et des distances de  $1 \text{ m}$  et  $1,5 \text{ m}$  pour garder un bon rapport S/B. J'ai fait des mesures à des hauteurs de  $45 \text{ cm}$ ,  $61 \text{ cm}$ ,  $82 \text{ cm}$ ,  $1,06 \text{ m}$  et  $1,3 \text{ m}$  au dessus du sol. Elles m'ont permis de tracer les courbes de la figure 8.

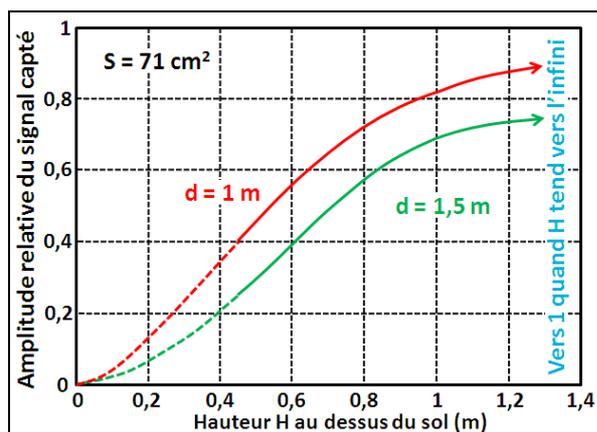


Figure 8 : Facteur lié au rapport d/H

Les valeurs mesurées correspondent aux valeurs théoriques avec une variation en  $\cos^2(\theta)$  et en prenant  $2H$  pour le calcul de  $\theta$ . D'ailleurs les valeurs en pointillé résultent d'un calcul. Les valeurs de  $K$  mesurées à  $H=1,3\text{m}$  sont de 1,38 pour la distance de 1m et de 1,66 pour la distance de 1,5m. La différence peut s'expliquer par le faible coefficient de réflexion du sol sous le labo (très sec) mais aussi par l'influence de l'environnement qui change quand on déplace les électrodes. En refaisant une mesure sur table pour les mêmes conditions, mais à 55 cm en moyenne d'un "mur" d'appareils de mesures reliés à la terre. On mesure  $K=0,903$  pour une distance de 1m (en calculant  $C_0$  pour une hauteur de 55 cm).

Il faudrait refaire des mesures en extérieur à plusieurs distances différentes pour pouvoir déterminer véritablement l'évolution de  $K$ .

Ensuite, j'ai refait la même manip, mais en gardant une hauteur fixe de 1,3m pour la plaque réception et en faisant varier la hauteur de la plaque émission. Puis inversement, avec la hauteur fixe pour la plaque émission. Dans les deux cas, la tension en réception reste quasi constante pour  $H$  variant de 1,3m à 0,82m. A 0,61m, elle commence à baisser de 10%. Sans doute, pour le cas où les plaques sont à des hauteurs différentes, faut-il remplacer l'expression  $\cos^2(\theta)$  Par  $\cos(\theta_E) \times \cos(\theta_R)$ , en prenant pour le calcul de  $\theta$  la hauteur de la plaque considérée.

### Estimation de la portée

On a vu que la portée sera surtout fonction du bruit de bande capté par l'électrode réception. Considérant que le bruit industriel dans les fréquences kilométriques diminue de 27 dB par décade, on aurait intérêt à travailler à une fréquence la plus élevée possible, tant que la distance de propagation reste faible devant la longueur d'onde (pour pouvoir négliger la phase).

Après changement de la bobine de réception, je suis passé d'une fréquence de 17200 Hz à une fréquence de 57800 Hz. Le bruit de bande a sérieusement baissé à l'oscilloscope et le phénomène de résonance avec les impulsions à 50 Hz est devenu négligeable. Le QRM principal est apporté par les stations d'Allouis et d'Europe1 qui ne sont pas assez filtrées par mon circuit accordé à l'entrée. Il faudrait faire suivre le préampli par un filtre de canal. J'ai donc utilisé mon analyseur de spectre pour séparer les brouilleurs du bruit de fond (voir annexe C).

Le bruit de fond "calme" avec une électrode R de 300 cm<sup>2</sup> est dans mon labo de 5,1  $\mu\text{V}/\text{Hz}$  à 57800 Hz, avec toutes les alimentations à découpage éteintes, un éclairage uniquement par incandescence et à plus de 20m des maisons alentour, y compris la mienne.

Nous avons maintenant tous les éléments pour faire un calcul de portée, hors parasites et hors brouilleurs. Nous nous fixerons une hauteur maximum des électrodes à 10 m au dessus du sol. Soit une largeur de canal de 100 Hz. Le bruit de fond est alors de  $51\mu\text{V}$ . Pour un rapport S/B de 20 dB, la sensibilité sera de  $510\mu\text{V}$ .

A 1m de distance et 1m de hauteur, avec une surface des électrodes de  $300\text{ cm}^2$  et avec  $K=1$ , on devrait avoir une tension reçue de  $238\text{ mV}_{\text{eff}}$  pour une tension émise de  $11\text{ V}_{\text{eff}}$ .

Supposons un rapport d/H constant. En conservant la tension de  $11\text{ V}$ , et avec une bande de 100 Hz, nous augmenterions la portée par la racine cubique de  $238 / 0,51$ , soit **8,72** fois.

On pourrait alors augmenter la fréquence à **137 kHz** (bande OM). Le rapport S/B en tension augmenterait dans un rapport de **2,1** environ entre 57 et 137 kHz. La portée augmentant comme la racine cubique du rapport S/B en tension, elle serait multipliée par **1,28**.

En portant la tension source à **2000 V<sub>eff</sub>** (encore jouable) nous augmenterions la portée de **5,7** fois. Si nous augmentions la surface des plaques à **1 m<sup>2</sup>**, nous augmenterions la tension de **3,3** fois à la réception, soit une augmentation de la portée de **1,48** fois.

Alors, la portée serait de :

$$1\text{m} \times 8,72 \times 1,28 \times 5,7 \times 1,48 = 94\text{ m.}$$

Mais attention, on suppose ici que  $\cos^2(\theta)$  n'a pas changé. A 1m pour une hauteur de 1m, il est de 0,8. A 94m pour une hauteur de 10m, il est égal à 0,0432, soit un rapport de 18,5 en tension, ce qui correspond à une diminution de portée de 2,65 fois, soit 35,47m. Mais alors  $\theta$  remonte et la portée aussi de 1,8 fois, soit 63,8m, etc. En poursuivant les itérations on trouve une portée de **53 m**.

Si l'on en restait là, cette portée ne pourrait être approchée qu'avec des plaques de **1m<sup>2</sup>** à une hauteur de **10m**, avec une tension de **2000 V<sub>eff</sub>**, une bande passante de **100 Hz** et en absence de parasites. Mais il reste une inconnue sur l'effet à longue distance du coefficient de réflexion du sol qui est soustractif ici car on reste à des distances bien inférieures à la demi onde. Il est probable que lorsque le coefficient de réflexion baisse, cela ait plusieurs effets :

- une baisse de **K** à une distance très proche,
- puis rapidement une augmentation de **K** avec une propagation qui tendrait à diminuer en  $1/d^2$  au lieu de  $1/d^3$ .
- la réflexion ne jouant plus qu'un faible rôle, le facteur en  $\cos^2$  disparaîtrait avec pour conséquence que la hauteur de l'électrode de réception perdrait rapidement son influence. Mais cela ne serait sensible qu'à partir d'une certaine distance qui ne pourrait être obtenue qu'avec une surface de l'électrode émission très grande, à une grande hauteur et avec des tensions très élevées. C'est le cas avec les stations LF de forte puissance qui utilisent des antennes avec un chapeau capacitif énorme et à une grande hauteur (voir annexe C, chapitre "bruit de bande").

J'ai alors eu l'idée d'appliquer mathématiquement cette hypothèse pour tracer les courbes de propagation que l'on aurait à une hauteur de 10 m avec une surface unité des électrodes, d'une part pour un coefficient de réflexion de 1 et d'autre part, pour un coefficient nul.

Formule employée pour un coefficient de réflexion de 1 :

$$C1 = \frac{4 \cdot 10^{-9}}{144\pi^2 \cdot r^3} \cos^2(\theta) \text{ avec } \theta = \arctan(r/2)$$

Formule employée pour un coefficient nul :

$$C2 = \frac{10^{-9}}{144\pi^2 \cdot r^2} \text{ (loi de Coulomb)}$$

Les résultats sont sur la figure 9 (noter les échelles Log).

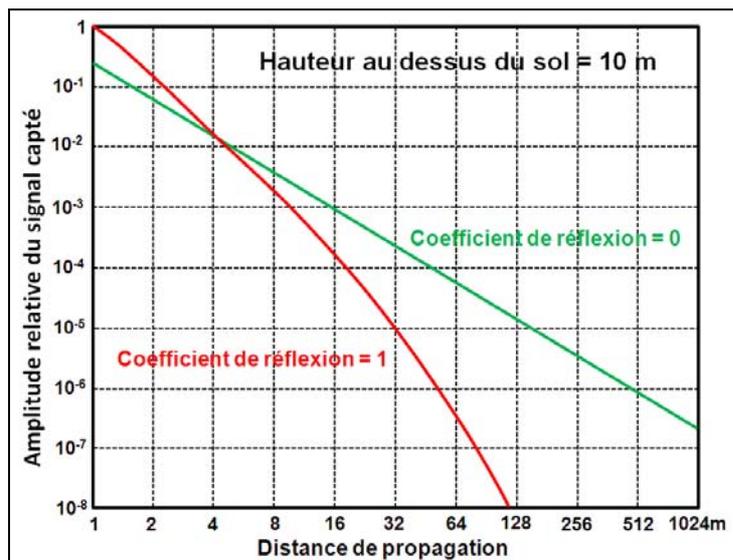


Figure 9 : Propagation en fonction du coefficient de réflexion.

Pour  $U(\text{relatif})$ , la référence 1 correspond à  $[\cos^2(\theta) = 1]$  ( $U$  est proportionnel à  $C_0$  si les surfaces des électrodes sont très petites devant le carré de la distance, hypothèse vérifiée en pratique).

Nous voyons que pour une hauteur de 10m, les courbes se croisent vers 5m. Donc pour une hauteur de 1,3m, avec une distance de 1,5m et compte tenu que le sol sous mon labo est très sec, nous ne sommes sans doute plus strictement dans une propagation en  $1/d^3$ , ce qui expliquerait l'augmentation du facteur  $K$  avec la distance.

On voit alors que l'estimation de propagation que j'ai faite est sans doute minorée. Mais, compte tenu du bruit de bande, elle ne devrait pas dépasser une centaine de mètres ( $B=100$  Hz). Pour aller plus loin, il faudrait "booster" la surface de la plaque émission, sa hauteur et la tension appliquée.

Tout cela sera à confirmer par des mesures en extérieur "en vraie grandeur" et cela attendra le beau temps <sup>(7)</sup>. Pour l'instant, on peut déjà tirer quelques conclusions générales pour une application radioamateur :

- La tension à la réception est directement proportionnelle à la surface des électrodes planes (leur faible épaisseur n'est pas prise en compte).
- Elle diminue comme le cube de la distance avec un sol parfait
- Elle diminue en fonction du rapport entre la distance et la hauteur des électrodes au dessus du sol.
- A cause du bruit de bande que l'on ne peut pas supprimer, à partir d'une certaine surface de la plaque réception, son augmentation n'améliore plus le rapport S/B, donc la portée <sup>(8)</sup>.

Pour terminer, on peut se poser la question : "à quoi cela peut-il servir ?". Si l'on considère l'aspect "utilitaire", je répondrais : "à rien". Maintenant, si l'on considère l'aspect "apprentissage de l'expérimentation et de la mesure", je répondrais que cela est un bon sujet d'école et entre parfaitement dans le cadre des activités du radioamateur.

Alors, à vos fers à souder, et celui qui aura réussi la meilleure distance de propagation aura gagné ! Ce sera sans doute celui qui aura le moins de parasites. Rendez-vous dans six mois ...

## **Annexe A : Avantages et inconvénients de l'induction électrostatique**

L'avantage avec les couplages magnétiques et électriques, réside dans le fait qu'en théorie, seule l'énergie consommée par la charge est demandée à la source, contrairement à l'énergie rayonnée qui est fournie en pure perte, même sans charge. Mais avec l'induction, la source doit quand-même fournir une énergie réactive et subir des pertes diverses qui diminuent son rendement. Parmi les inconvénients spécifiques concernant l'induction électrostatique, il faut citer l'encombrement des électrodes, la nécessité de transmettre le potentiel de référence et les tensions élevées nécessaires pour espérer avoir un peu de portée. C'est pourquoi pour la RFID en HF on utilise le couplage magnétique <sup>(9)</sup>.

## **Annexe B : Environnement et facteur K**

Les essais en laboratoire ont bien montré l'influence de l'environnement. Avec des plaques de 48 cm<sup>2</sup> à une distance de 1m et à 60 cm d'une surface constituée des faces avants des appareils au potentiel de référence qui constituent une sorte de terre artificielle, quand on dispose une plaque conductrice à 10 cm sous les électrodes, si la plaque est isolée du commun, elle apporte une nette amélioration du couplage. Mais si elle est reliée au commun alors c'est une nette diminution du couplage. Cette constatation (difficile à mesurer avec précision) a été à l'origine des cogitations et expérimentations pour déterminer la loi qui permet de calculer Co en présence du sol.

J'ai refait ensuite d'autres expérimentations pour tenter d'expliquer les variations du K mesuré en fonction de l'environnement proche pour chaque manip. Pour cela j'ai pris des plaques de 71cm<sup>2</sup> à 1m15 de hauteur avec à la réception une nouvelle bobine dans un pot ferrite blindé avec un deuxième blindage mu-métal, ce qui a augmenté la fréquence de travail qui est devenue 57770 Hz. Cette augmentation de fréquence n'a pas d'effet sur le facteur K.

J'ai d'abord fait des essais à une distance de 1,5m avec la position de mon corps (isolé du sol). Si je me mets entre les plaques, le signal augmente, d'autant plus que je me mets perpendiculairement au trajet et que je rapproche mes mains des plaques. En me remplaçant par une plaque de 0,2 m<sup>2</sup> isolée (tenue au bout d'un bâton en bois pour ne pas influencer la mesure par mon corps), si elle est longitudinale au trajet, on a aussi une augmentation du signal alors que si elle est perpendiculaire, on a une diminution. Cela peut s'expliquer par le fait que le corps, comme la plaque, est iso-potentiel (le corps est conducteur avec un bon epsilon) alors quand la plaque est longitudinale, cela a pour effet de raccourcir le trajet 1, donc d'augmenter le signal. Cela est encore plus frappant quand je remplace la plaque par une règle en aluminium dont les extrémités sont très proches des plaques, mais sans les toucher. Ce phénomène serait très difficile à mettre en équation car cette dernière serait fonction de plusieurs rapports entre la distance, la hauteur, la surface des plaques et la forme du volume de l'objet conducteur inséré entre elles.

Ensuite j'ai regardé l'effet de la plaque longitudinale en l'écartant de l'axe de propagation. Alors le niveau augmente rapidement en se stabilisant à une distance un peu plus grande que la hauteur du système au dessus du sol.

L'effet s'explique en considérant un double trajet réfléchi dont les effets s'additionnent. Quand la longueur du deuxième trajet réfléchi dépasse celle du premier et compte tenu que la surface de réflexion est faible devant la première (le sol), il n'a quasiment plus d'effet.

J'ai fait ensuite les mêmes essais avec une distance de 1,1m. Mêmes phénomènes, mais avec des amplitudes plus grandes.

## Annexe C : Bruit thermique et bruit de fond de bande

### Détermination du bruit en tension, ramené à l'entrée d'un AOP.

Ce n'est pas simple à cause de la contre-réaction. Nous avons sur la figure 10 les différentes sources de bruit existant dans le montage classique d'un AOP en amplificateur non inverseur.

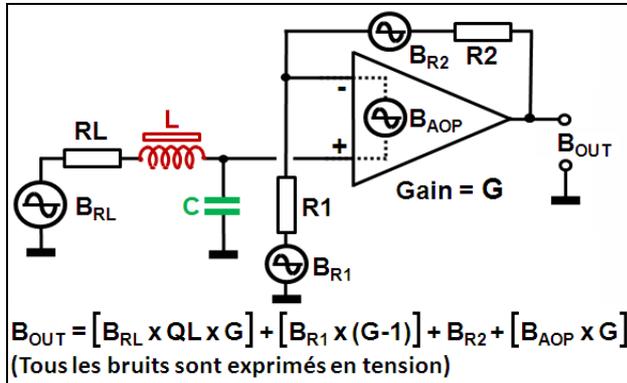


Figure 10 : Schéma équivalent pour le bruit avec un AOP contre-réactionné

Important : Tous les bruits thermiques s'additionnent (il arrive qu'on l'oublie).

La puissance du bruit généré par une résistance est égale à :

$P = K.T.B$ , avec :

$P$  = Puissance en Watts, mais généralement exprimée en dBm.

$K$  = constante de Boltzmann =  $1,3806488.10^{-23}$  (joules par Kelvins).

$T$  = température en Kelvins (température absolue).

$B$  = bande passante de l'appareil de mesure en Hz (bande de mesure).

En prenant une température de **288 K** (+15°C) et une bande de **1Hz**, la puissance de bruit est égale à **-174 dBm**. C'est la puissance de référence qui est prise pour exprimer un facteur de bruit.

Si nous nous intéressons à la tension de bruit aux bornes de la résistance, la formule ci-dessus devient :

$$U_B = \sqrt{K.T.B.R} \quad (U = \sqrt{W.R})$$

Ce qui est intéressant, c'est que la tension de bruit est proportionnelle à la racine carrée de la valeur de la résistance. Cela va entraîner comme conséquence que lorsque la tension utile est liée à la valeur d'une résistance, il y a intérêt à augmenter cette dernière car le bruit n'augmentera que comme la racine carrée de l'augmentation de la tension. Mais attention, les résistances de forte valeur (>100kΩ) génèrent un bruit bien plus important que K.T et nécessitent un voltmètre avec une impédance d'entrée plus grande, ce qui limite le procédé. Par ailleurs, quand la tension utile est liée à un rapport entre deux résistances, ces dernières devront avoir une valeur la plus faible possible. Et là, c'est le courant débité qui augmente et limite le procédé.

Quand l'impédance interne de la source est élevée devant les autres résistances du circuit, comme dans notre cas, c'est le bruit de la source qui est primordial. Quand l'impédance de la source est faible, alors ce sont les autres résistances du circuit qui auront le plus d'influence. Et naturellement il faut dans tous les cas ajouter le bruit intrinsèque généré par le circuit actif. Donc ici, le facteur de bruit sera peu dépendant du gain de l'AOP alors que dans un MMIC, ce sera l'inverse (le gain est lié à une résistance de contre-réaction). Ainsi tel MMIC avec un gain de 11 dB aura un fb de 6,5 dB et tel autre avec un gain de 35 dB aura un fb de 1,5 dB.

C'est pourquoi aussi dans des LNA du type "Norton" réputés pour leur faible bruit, la contre-réaction n'est pas effectuée par des résistances, mais par un transformateur.

### **Calcul du bruit thermique par Hz de bande**

On ré-intègre le bruit dans R2 à l'entrée de l'ampli. Alors cela revient à doubler la résistance R1. Nous avons :

$$R_c = 675700 \Omega,$$

$$R1, R2 = 2 \times R1 = 102 \Omega,$$

$$B_{AOP} = 17 \text{ nV/Hz}.$$

$$K.T = 1,38E^{-23} \times 288 = 0,397E^{-20}.$$

$$\text{Pour le bruit de L, nous avons } B_{RL} = 0,397E^{-20} \times 675700 = 2682E^{-18}$$

$$\text{et alors } U = \text{racine de } 2682E^{-18} = 51,8 \text{ nV/Hz}$$

$$\text{Pour le bruit de R1 + R2, nous avons } B_{R1,R2} = 0,397E^{-20} \times 102 = 0,04E^{-18}$$

$$\text{et alors } U = \text{racine de } 0,04E^{-18} = 0,2 \text{ nV/Hz (négligeable)}$$

Alors le bruit total ramené à l'entrée de l'AOP est égal à  $17 + 51,8 + 0,2$ , soit  $69 \text{ nV/Hz}$ .

### **Bruit mesuré à l'analyseur de spectre avec préampli 20 dB**

Bande de mesure = 250 Hz.

Le bruit est à -97 dB sous une référence égale à  $84,9 \text{ mV}_{\text{eff}}$ , ramenée à l'entrée de l'AOP.

Cela nous fait  $1,2 \mu\text{V}$  à multiplier par 1,216 (+1,76dB lié au fait que la bande passante n'est pas carrée), soit  $1,46 \mu\text{V}$  dans une bande de 250 Hz, donc  $92,3 \text{ nV/Hz}$ .

La différence (rapport de 1,33) n'est pas énorme et valide le processus de calcul. Une partie peut être mise sur le compte du bruit en courant qui n'est pas spécifié pour le TL072 et qui prend de l'importance pour des hautes impédances de source.

Par ailleurs, le rapport (Bruit mesuré / Bruit du préampli de l'A-S) est de l'ordre de 10 dB seulement, ce qui amène une sur-mesure de 0,6 dB. L'analyseur de spectre n'est pas fait pour les faibles facteurs de bruit surtout quand il a quarante ans de vie, comme le mien. Mesurer des valeurs de bruit supérieures aux calculs est assez courant. Le contraire aurait été plus surprenant.

### **Mesure du bruit de bande**

Je l'ai mesuré avec une électrode de  $300 \text{ cm}^2$  afin d'être au minimum 20 dB au dessus du bruit thermique. Voir sur la figure 11 le spectre du bruit de bande à Rambouillet entre 10 kHz et 110 kHz le 10/03/2017 à 14H30 TU.

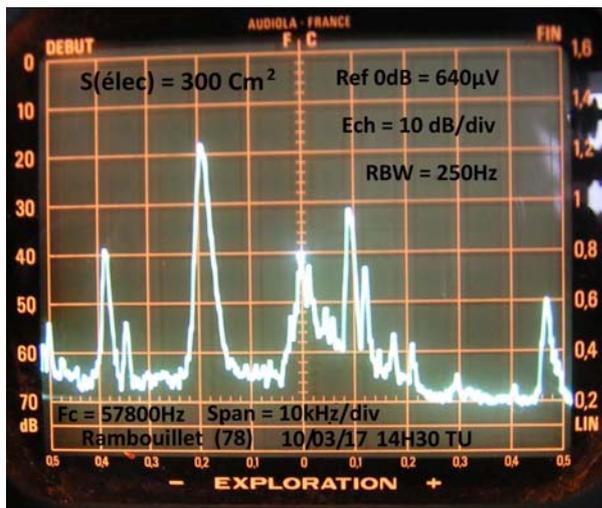


Figure 11 : Bruit de bande à Rambouillet, le 10/03 à 14H30 TU

Noter que le filtre de réception atténue de 42 dB à 40 kHz (gros brouilleur) et de 37 dB à 75 kHz (espace apparemment calme). Alors à cet endroit, le bruit de bande est à  $-68 \text{ dB} + 37 = -31 \text{ dB}$  sous la référence de  $640 \mu\text{V}$ , soit  $18 \mu\text{V}$  pour une plaque de  $300 \text{ cm}^2$ . Le brouilleur à 40 kHz arrive lui à un niveau de 1 mV (!) et à 57800 Hz (notre fréquence de travail) le brouillage est à un niveau de  $5,1 \mu\text{V}$ . C'est probablement le bruit de fond. Le spectre filtré par le circuit accordé est complètement faussé en amplitude. Il faudrait le convoluer avec la réponse du filtre pour avoir la réalité (ce que j'ai fait).

Sachant que le bruit de bande est de  $5,1 \mu\text{V}/\text{Hz}$  et que le bruit thermique est de  $92 \text{ nV}/\text{Hz}$ , soit à  $-34,9 \text{ dB}$ , son influence n'est déjà plus sensible avec une plaque de  $300 \text{ cm}^2$ . On voit alors que le bruit thermique du préampli n'est pas un problème et que s'il était mauvais, il suffirait d'augmenter la surface de la plaque réception.

J'ai refait un spectre à 18H TU (début de la nuit). Les brouilleurs ont diminués de 15 dB à 22 kHz et de 30 dB à 40 kHz. Par contre une porteuse est apparue dans la bande du filtre à +10 dB au dessus du bruit de fond.

N-B : Il y a également une fluctuation du bruit de fond de bande en fonction de l'heure, de la saison, et du bruit atmosphérique (orages). L'activité industrielle a aussi son influence.

Le seul avantage d'augmenter la surface de la plaque réception serait d'augmenter les niveaux absolus pour éviter d'avoir besoin de trop de gain ensuite. Mais attention à la saturation si on est proche d'une station VLF.

Je développe tout ceci parce que ce sont les mêmes principes qui prévalent pour les liaisons par rayonnement électromagnétique <sup>[2]</sup>.

J'ai été étonné que l'on reçoive si bien les stations radio de la bande GO et les émissions dans la bande LF, alors qu'en théorie on ne capte que le champ électrostatique qui devrait diminuer au minimum en  $1/d^2$ . J'ai alors repensé à un phénomène de propagation par onde de sol qui est mis à profit par l'antenne Beverage. Elle utilise la propriété liée au sol qui amène une inclinaison de la polarisation verticale du champ électrique émis par une antenne verticale au sol. Alors la composante H qui apparaît d'autant plus que l'on est proche du sol induit une tension dans la longue antenne Beverage. Le rendement est déplorable, c'est pourquoi on n'utilise la Beverage qu'en réception et surtout pour sa directivité <sup>[3]</sup>.

Voyons ce qui se passe ici.

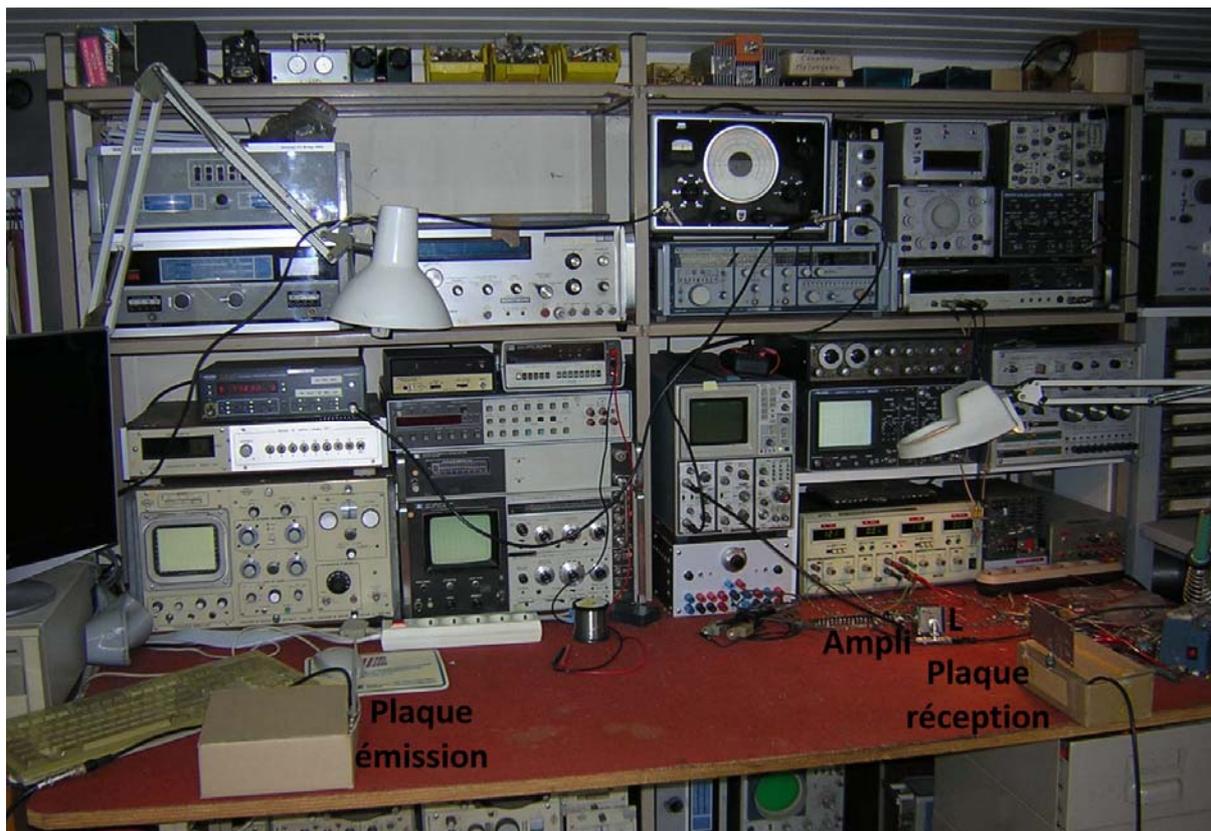
Le champ électrique du rayonnement électromagnétique émis par l'antenne émission diminue d'abord en  $1/d^2$  (champ réactif) puis après une distance d'une longueur d'onde environ, en  $1/d$  (champ actif). Son diagramme de rayonnement varie en  $\sin(\theta)$  au lieu de  $\cos(\theta)$  pour le champ électrostatique. Au ras du sol, il apparaît une composante horizontale qui est perpendiculaire au dipôle que fait la plaque réception avec son image (imparfaite) dans le sol. Alors au-delà d'une certaine distance, ce champ E (qui n'existe qu'avec un rayonnement électromagnétique) diminuant en  $1/d$ , prendrait l'avantage sur la propagation en  $1/d^2$ . Cela expliquerait que l'on reçoive les stations radio si loin de l'émetteur et si proche du sol.

Nous avons donc trois zones de propagation en présence du sol :

Une zone assez courte où la propagation diminue en  $1/d^3$ , une zone plus étendue où elle diminue en  $1/d^2$ , et au-delà, une troisième zone où elle diminue en  $1/d$ , mais seulement pour un champ électromagnétique en polar V se propageant par onde de sol.

## **Annexe D : Ma table de manip**

Voici la photo de ma table de manip :



Tous les appareils sont reliés à la terre. Quand je parle de "terre artificielle", je n'exagère pas.

## Bibliographie

Sur le site "blog.f6krk.org" :

- [1] "Théorie des images" (1) et (2), catégorie "Comment ça marche?"
- [2] "Hauteur efficace d'une antenne", catégorie "Comment ça marche ?"
- [3] "L'antenne Beverage", catégorie "Articles F5NB"

## Notes

- (1) On peut constater que l'on a quitté le domaine du champ confiné (dans un condensateur) pour entrer dans le domaine du champ libre quand, avec deux électrodes de  $6 \times 8 \text{ cm}$  à  $1 \text{ m}$  de distance, la tension récupérée ne change pas lorsqu'on tourne les plaques sur leur axe (qu'elles soient face à face ou dans le prolongement l'une de l'autre).
- (2) Ne pas utiliser pour l'explication un transfert de charges entre les plaques  $S_e$  et  $S_r$  en s'appuyant sur le concept du "courant de déplacement". Ce concept est purement mathématique et on aurait du mal à imaginer un déplacement de charges dans un diélectrique constitué par le vide. C'est le champ électrique qui transfère l'énergie dans un condensateur. Des charges qui s'accumulent dans un conducteur (sous l'action d'une f.é.m.) provoquent un champ électrique et un conducteur qui "baigne" dans un champ électrique est sujet à une accumulation de charge (générant une d.d.p.).
- (3) L'effet "miroir" a lieu quand le vecteur champ  $E$  est parallèle au sol, ce qui se produit en électromagnétisme pour un doublet  $H$  et en électrostatique pour un dipôle  $V$ .

- (4) *Il faut multiplier le bruit par Hz par la racine carrée de la bande du canal en Hz.*
- (5) *Pour comprendre le phénomène de la réponse impulsionnelle, imaginons une cloche de très bonne qualité (Q élevé) accordée sur 2 kHz. A l'aide d'un petit maillet en bois, frappons cette cloche régulièrement toutes les 100 ms. Alors nous entendrons un son à 2 kHz modulé en amplitude par du 10 Hz. Aucun filtre passe-bande ne supprimera ce son à 2 kHz généré par des impulsions à 10 Hz.*
- (6) *Il s'agit bien du sol réel de mon jardin, situé à 10 cm sous le plancher de mon labo.*
- (7) *Les mesures en laboratoire n'ont pas été inutiles. Elles ont permis d'affiner le protocole des mesures à faire en extérieur, car maintenant, on sait ce que l'on cherche (il est beaucoup plus facile de "bidouiller" sur un coin de table qu'en extérieur).*
- (8) *Nous avons la même problématique que pour les antennes de réception dans les bandes basses HF avec la notion de "Hauteur efficace optimale" <sup>[2]</sup>.*
- (9) *Un défaut majeur du couplage électrostatique est la nécessité de disposer d'un potentiel de référence alors que ce n'est pas le cas pour un couplage magnétique. Par ailleurs, il varie en  $1/d^3$  alors qu'il varie seulement en  $1/d^2$  avec le couplage magnétique. Pour l'OM, je ne vois guère que deux cas d'utilisation du couplage électrostatique : c'est quand il est combiné avec un couplage magnétique dans une Yagi à couplage capacitif et dans le coupleur à lignes d'un ROSmètre (hormis tous les cas de couplages par condensateurs localisés).*