

Etude d'une antenne active GO/PO

SOMMAIRE

1. Introduction
2. Les bandes OM et les fréquences utilitaires en GO/PO
3. Antennes de type cadre à air et sur ferrite
4. Antenne fouet
5. Principe de l'étage d'entrée
6. Comparaison entre les antennes et choix de l'antenne
7. Electronique d'amplification et d'adaptation
8. Conclusion
9. Références

1. Introduction

Désirant voir le trafic OM sur 137 kHz (grandes ondes) et sur 475 kHz (petites ondes), et n'étant ni antenniste ni électronicien, j'ai regardé (voire étudié) un certain nombre de documents pour comprendre la réception sur ces bandes (l'émission viendra, peut-être, plus tard). Le but, ici, est de construire une antenne active (antenne + électronique d'amplification et d'adaptation au RX) simple, qui pourra alimenter mon transceiver TS440S, celui-ci ayant la bonne idée de descendre, en réception, jusqu'à 30 kHz.

Au-delà des bandes OM, on regardera quelles sont les transmissions susceptibles d'être décodées par les logiciels Multipsk/Clock en GO/PO, entre 60 et 518 kHz.

Cet article est donc aussi un résumé de ce que j'ai pu lire sur le sujet, d'où le grand nombre de références.

Après avoir présenté les transmissions en GO/PO, on va décrire les antennes de type cadre à air et sur ferrite puis l'antenne de type fouet vertical. On fera un choix parmi ces 3 antennes. Ensuite, on abordera l'aspect électronique.

Notations

Dans la suite du texte :

- le produit simple est noté « . » ou « x » ou n'est pas noté s'il n'y a pas d'ambiguïté,
- la racine carrée est notée \sqrt{x}
- "§" pour « paragraphe »
- [x] signifie « la référence numéro x », celle-ci se situant au chapitre « Références » situé tout à la fin de l'article.

Constantes et variables utilisées

- c : la vitesse (célérité) de la lumière = $3 \cdot 10^8$ m/s
- μ_0 : la perméabilité magnétique du vide = $4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$ H/m
- μ_r : la perméabilité magnétique relative (=1 pour l'air)
- f : la fréquence de la transmission ici $f=137000$ Hz
- λ : la longueur d'onde $\lambda=c/f$, ici $\lambda=2190$ m
- ρ : la résistivité du fil, ici $1,7 \cdot 10^{-8}$ $\Omega \cdot m$ pour le cuivre
- π : $\pi=3,1416$
- t : pour le temps (s)
- r_f : rayon du fil de cuivre utilisé
- D : diamètre de la boucle circulaire
- L : longueur d'un côté d'une boucle carrée
- N : nombre de boucles de l'antenne magnétique

2. Les bandes OM et les fréquences utilitaires en GO/PO

2.1 La bande OM « 137 kHz »

Elle est aussi appelée « bande des 2 kilomètres ». Elle est attribuée au service amateur mondial depuis l'an 2000. Elle s'étend de 135,7 kHz à 137,8 kHz (voir [1] pour le plan de bande). La puissance apparente rayonnée (PAR) est limitée à 1 W, avec une puissance maximale de l'émetteur de 500 W en France (la différence de puissance sera dissipée sous forme de chaleur par l'antenne).

Comme la puissance à l'émission est au maximum de 1 W et non de 800 kW comme pour l'émetteur d'Allouis (signaux horaires sur 162 kHz), il s'ensuit que les niveaux de réception sont extrêmement faibles. En conséquence, seuls sont utilisés les modes numériques à bande étroite (disons ≤ 10 Hz), décodables à des rapports signal sur bruit très faibles, comme, par exemple, le QRSS (CW lente).

Apparemment, il ne semble pas y avoir beaucoup de trafic sur cette bande (même la nuit). Il faut être très patient... A toutes fins utiles, on notera que, d'après ceux qui pratiquent cette bande, on entend plus de modes modernes comme le WSPR (récepteur calé sur 136 kHz), que de QRSS.

2.2 La propagation en ondes longues

Comme toutes les transmissions en ondes longues (et en-dessous), la transmission se fait uniquement par le sol en suivant la courbure de la Terre (voir [2]). C'est une propagation dite « par onde de surface » (entre le sol et la couche ionisée D de l'atmosphère). Cette transmission est renforcée la nuit. A l'émission, la polarisation (direction du champ électrique) doit être verticale, en effet une onde de polarisation horizontale serait rapidement absorbée par le sol. Donc une antenne d'émission verticale la plus haute possible serait idéale. A la réception, pour recevoir un champ électromagnétique maximum, l'antenne devra aussi présenter une polarisation verticale. Donc, un fouet, ou une antenne boucle dans le plan vertical sont des choix possibles.

A noter que du fait de l'aptitude des ondes longues à pénétrer le sol, cette bande est utilisée dans un système de transmission par le sol appelé « Nicola » et utilisé en spéléologie (voir [1] et [4]).

La portée, qui augmente avec la conductibilité de la surface, est de 1000 km, voire plus si la propagation se fait au-dessus d'eau salée.

Cependant, si on appelle « d » la distance entre émetteur et récepteur, il est à noter que le champ électrique reçu décroît en fonction de :

- $1/d$ à faible distance (décroissance normale en « champ lointain »),
- mais en $1/d^2$ à grande distance, du fait de l'absorption du sol.

Voir [3] §4.c et la figure 2 en [2], où la courbe passe d'une évolution linéaire à quadratique.

2.3 La bande OM « 630 m » (ou « 475 kHz »)

Il existe une autre bande OM, en PO, située entre 472 et 479 kHz et appelée « bande des 630 mètres ». Elle est ouverte aux OM à titre secondaire en France. Certains pays bénéficient d'une extension de cette bande. Les modes numériques utilisés sont les mêmes que ceux utilisés en 137 kHz.

Par contre, il y a plus de trafic qu'en 137 kHz, par exemple en WSPR (récepteur calé sur 474,2 kHz).

2.4 Les fréquences utilitaires en PO/GO

Si le but ici est, bien sûr, de recevoir les bandes OM 137 et 475 kHz, il est aussi, de façon plus large, de pouvoir décoder, soit avec le logiciel Clock pour les signaux horaires, soit avec Multipsk pour les autres signaux, les transmissions suivantes :

- 60 kHz : signaux horaires de MSF, JJY et WWWB
- 75 kHz : signal horaire de HBG
- 77,5 kHz : signal horaire de DCF77
- 128,1, 134,6 et 138,0 kHz : IEC 870-5
- 147,3 kHz : RTTY 50 bauds de DDH 47
- 162 kHz : signal horaire de l'ex France-Inter
- 198 kHz : signal horaire de la BBC
- entre 191 et 285 kHz : balises NDB (voir [24])
- entre 283,5 et 325 kHz : stations DGPS
- entre 490 et 518 kHz : NAVTEX.

3. Antennes de type cadre à air et sur ferrite

3.1 Introduction

On supposera, dans ce qui suit, que la fréquence à recevoir est de 137 kHz. Elle est située dans la bande OM GO.

En réception (et en émission également), vu la longueur d'onde λ ($\lambda=2190$ m), on n'a le choix qu'entre des antennes raccourcies, soit capacitives (fouet ou dipôle vertical), soit inductives (antenne cadre à air ou sur ferrite). Dans tous les cas, le rendement est très faible. Voir, à ce sujet, [5] à [8].

3.2 Directivité

Tant les antennes capacitives qu'inductives sont soumises aux composantes magnétique et électrique du champ électromagnétique, composantes qui rappelons-le sont en phase et situées dans un plan perpendiculaire à la direction de propagation (voir [9]).

La boucle magnétique est d'autant plus sensible à la composante magnétique que celle-ci traverse la boucle le plus perpendiculairement possible.

Ci-dessous, est donnée l'enveloppe de rayonnement d'un cadre circulaire (air ou ferrite). Pour un cadre de section carrée, l'enveloppe n'est pas aussi idéal (cf. [16]).

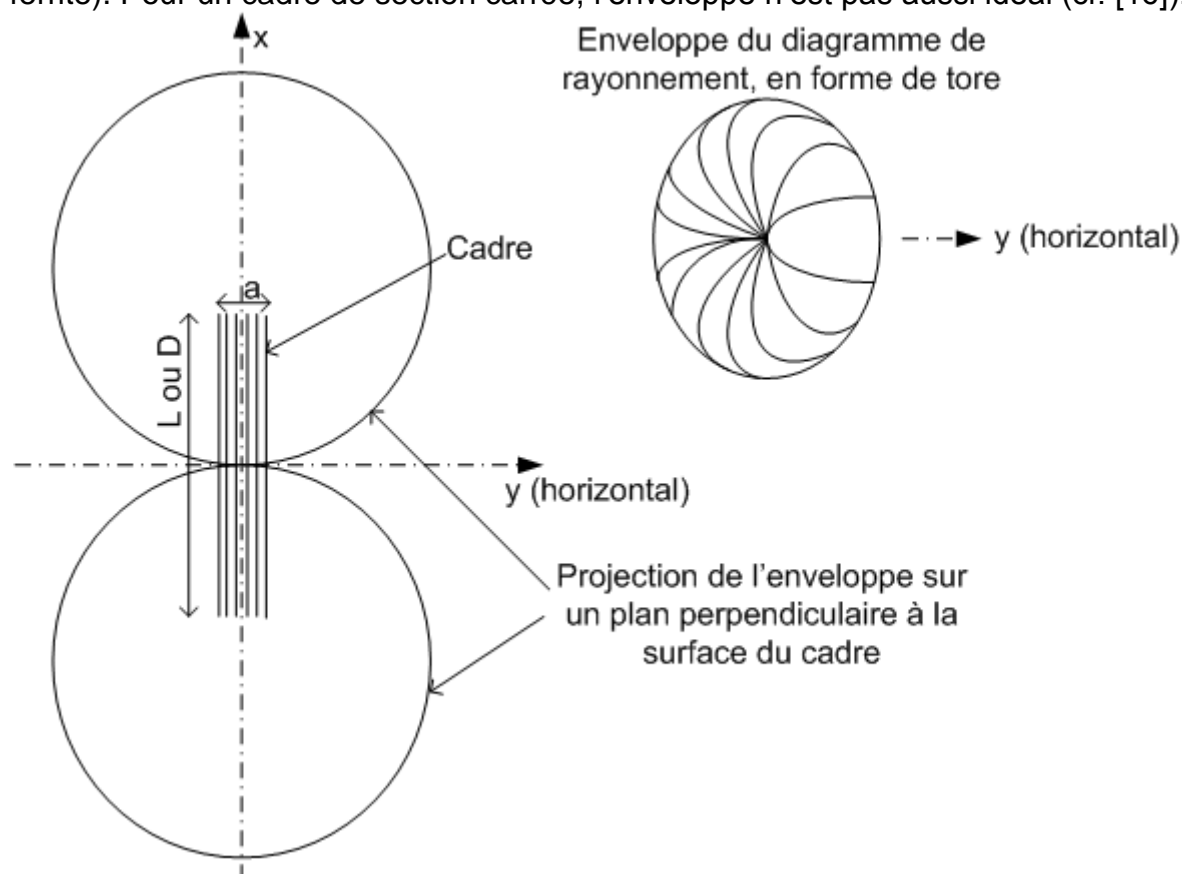


Figure 1

Il s'ensuit que la meilleure direction de réception est horizontalement, dans le plan de la boucle et qu'inversement si le plan de la boucle est perpendiculaire à la direction de propagation d'une transmission, la boucle ne la recevra pas.

Compte-tenu que le champ électrique reçu (E) est vertical, la boucle est nécessairement verticale. Placée à l'horizontale, le signal écouté devient très faible. Pour plus d'informations, voir [16].

3.3 Estimation de la tension induite sur l'antenne

Par exemple, si l'on prend une antenne du type cadre à air composée d'une spire carrée :

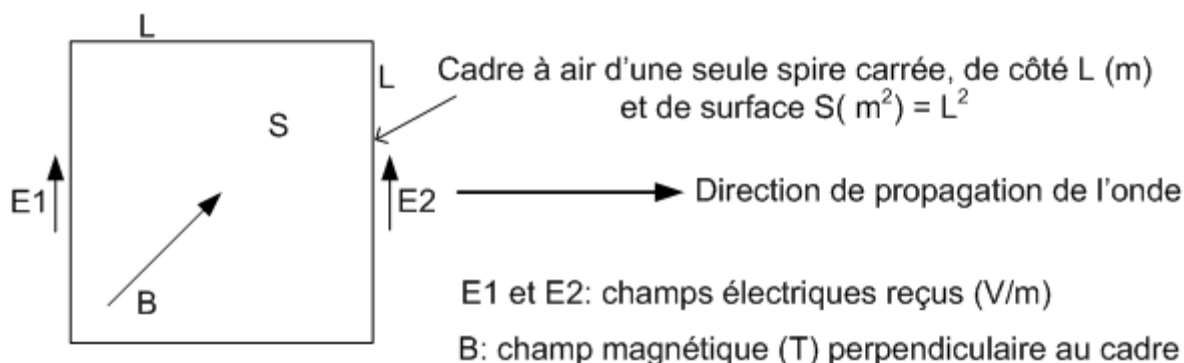


Figure 2

On suppose ici que les champs magnétique et électrique sont couplés, donc que l'antenne de réception se trouve hors de la zone de champ réactif soit donc à une distance supérieure ou égale à $\lambda/(2.\pi)$, donc à plus de 350 m de l'antenne d'émission. A cette condition, on a $E/B=c$ (dans le vide ou l'air).

Le signal étant sinusoïdal, on a $B=B0.\cos(2.\pi.f.t)$ et $E=E0.\cos(2.\pi.f.t)$ avec f la fréquence et t le temps.

Calcul de la fem (force électromotrice) « e » induite à partir du champ magnétique

On sait qu'en vertu de la loi de Faraday : $e = -d(\Phi)/dt$ avec Φ le flux magnétique (passant à travers de la spire) égal à $B.S.\cos(\theta)$

Comme dans notre cas de figure, B est perpendiculaire au cadre, il s'ensuit que $\cos(\theta)=1$.

Donc $e = -d(\Phi)/dt = -d(B.S)/dt = -S.d(B0.\cos(2.\pi.f.t))/dt = 2.\pi.f. B0.\sin(2.\pi.f.t).L^2 = E0. 2.\pi.f.\sin(2.\pi.f.t).L^2/c$ (car $B0=E0/c$)

Comme $f=c/\lambda$ il s'ensuit que $e = E0.2.\pi.\sin(2.\pi.f.t).L^2/\lambda$

En terme de tension efficace, on a $e_{\text{eff}} = E_{\text{eff}}.2.\pi.L^2/\lambda$ avec $E_{\text{eff}}=E0/\sqrt{2}$

Pour N spires, on a $e_{\text{eff}} = E_{\text{eff}}.2.\pi.N.S/\lambda$ (avec $S = L^2$).

Calcul de la fem (force électromotrice) « e » induite à partir du champ électrique

En fait, le calcul de la tension induite par le champ électrique est très complexe pour une boucle magnétique (voir [10] §3.3.1.4). Le calcul donné ci-dessous est simpliste mais permet de comprendre ce qui se passe. Il est donc donné pour information (d'où l'italique). Il s'appuie sur la figure 2.

Si le champ électrique $E1$ vaut $E1=E0.\sin(2.\pi.f.t)$ alors $E2=E0.\sin(2.\pi.f.t+\Delta\varphi)$, avec $\Delta\varphi$ le léger retard de phase de $E2$ par rapport à $E1$, du fait de la durée de parcours de L à la vitesse de la lumière. Donc $\Delta\varphi=2.\pi.f.L/c=2.\pi.L/\lambda$.

La tension induite par $E1$ est $e1=E1.L$ et celle induite par $E2$ vaut $e2=E2.L$.

Soit e la différence de tension induite : $e=e2-e1$

Après quelques calculs trigonométriques, on trouve :

$e \approx E0.\Delta\varphi.\cos(2.\pi.f).L = E0.2.\pi.\cos(2.\pi.f.t).L^2/\lambda$

En terme de tension efficace, on a $e_{\text{eff}} \approx E_{\text{eff}}.2.\pi.L^2/\lambda$

Cas particulier du cadre sur ferrite

La ferrite concentre les lignes de champ magnétique (voir [21] et [22]).

Schématiquement on a (en ignorant les discontinuités) :

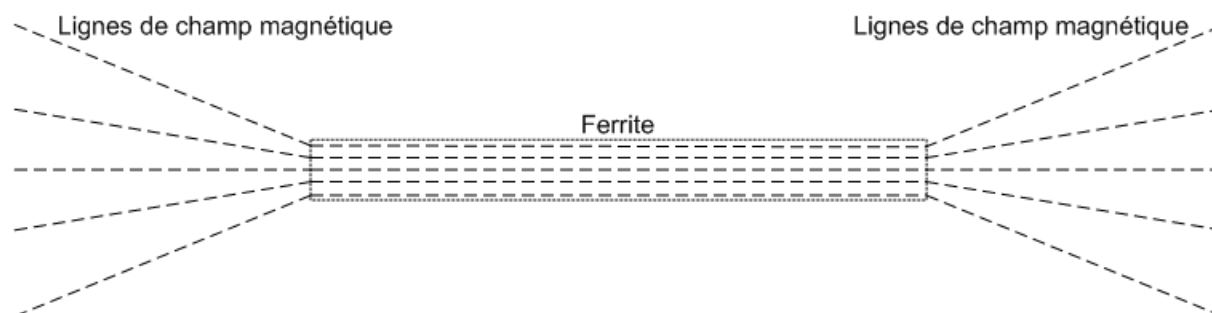


Figure 3

Cette concentration des lignes de champ est traduite par la perméabilité magnétique relative « μ_r » (=1 pour l'air et de 10 à plusieurs milliers pour les ferrites). Le champ magnétique B dans la ferrite est donc multiplié par μ_r .

Pour N spires bobinés autour de la ferrite, on a, in fine, $e_{\text{eff}} = E_{\text{eff}} \cdot 2 \cdot \pi \cdot N \cdot S \cdot \mu_r / \lambda$

3.4 Hauteur effective (H_{eff})

En réception, cette hauteur correspond à la longueur par laquelle il faut multiplier le champ électrique E_{eff} reçu pour obtenir la tension induite e_{eff} (voir [14]).

De ce qui précède on voit que $H_{\text{eff}} = 2 \cdot \pi \cdot S / \lambda$, pour une spire. Par exemple pour $S = 1 \text{ m}^2$, on obtient $H_{\text{eff}} = 2,87 \cdot 10^{-3} \text{ m}$, ce qui très faible.

On peut comparer cette hauteur à celle d'une antenne verticale $\lambda/4$ (donc de 547 m) : $H_{\text{eff}} = \lambda / (2 \cdot \pi) = 349 \text{ m}$.

Cela signifie que l'on reçoit avec une boucle de 1 m^2 une tension induite 121000 fois moins élevée que celle obtenue avec une antenne $\lambda/4$.

De façon plus générale, pour un bobinage de N spires, enroulé autour d'un matériau de perméabilité relative μ_r , on a : $H_{\text{eff}} = 2 \cdot \pi \cdot N \cdot \mu_r \cdot S / \lambda$ (voir aussi [15]).

Par exemple, pour un bobinage de 25 boucles de 1 m^2 , $H_{\text{eff}} = 7,17 \cdot 10^{-2} \text{ m}$.

3.5 Résistance de rayonnement (R_r)

Pour une boucle, un calcul précis (cf. [10] §3.3.1.4), tenant compte des impédances de rayonnement électrique et magnétique montre que pour des boucles de diamètre très inférieur à λ , le signal électrique est négligeable à basses fréquences, car la partie réactive de l'impédance de rayonnement électrique est énorme et bloque la fem d'origine électrique. On peut subodorer que ce doit être l'inverse pour un fouet court.

La résistance de rayonnement magnétique donnée par [10] peut, après quelques calculs, se mettre sous la forme mieux connue : $R_r = 31171 \cdot S^2 / \lambda^4$, avec S la surface de la boucle (m^2).

On rappelle que la résistance de rayonnement est proportionnelle à la puissance rayonnée par l'antenne, le reste de la puissance alimentant l'antenne étant consommée (sous forme de chaleur) dans la résistance de pertes (« R_p »).

Par exemple, pour une boucle de 1 m^2 , $R_r = 1,35 \cdot 10^{-9} \text{ ohm}$, ce qui est très faible.

De façon plus générale, pour un bobinage de N spires, enroulé autour d'un matériau de perméabilité relative μ_r ($=1$ pour l'air), on a d'après [15] : $R_r = 31171 \cdot (N \cdot \mu_r \cdot S)^2 / \lambda^4$
 Par exemple, pour un bobinage de 25 boucles de 1 m^2 d'un cadre à air, on a $R_r = 8,47 \cdot 10^{-7} \text{ ohm}$.

3.6 Résistance de pertes (Rp)

On va considérer ici que la perte principale correspond aux pertes ohmiques de l'antenne, en tenant compte de l'effet de peau. On néglige l'effet de proximité entre fils et les pertes dues à l'environnement proche de l'antenne.

On sait que la résistance R_p d'un conducteur de longueur L_f (m) et de section S_f (m^2) est égale à : $R_p = \rho \cdot L_f / S_f$ avec $\rho = 1,7 \cdot 10^{-8} \text{ } \Omega \cdot \text{m}$ pour le cuivre.

Pour une boucle de section carrée (voir figure 2), $L_f = 4 \cdot L \cdot N$ et pour une boucle circulaire de diamètre D : $L_f = \pi \cdot D \cdot N$

D'après [12] et [13], on a l'épaisseur de peau $\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \times f \times \mu_0}}$

A noter que δ vaut $1,77 \cdot 10^{-4} \text{ m}$ (ou $0,177 \text{ mm}$) à 137 kHz .

Soit « r_f » le rayon du fil utilisé. Si $\delta > r_f$ alors la section du fil à considérer est égale à $S_f = \pi \cdot r_f^2$, sinon $S_f = \pi \cdot (r_f^2 - (r_f - \delta)^2)$.

A ce niveau, connaissant $\rho \cdot L_f$ et r_f , on peut déterminer R_p .

Par exemple, pour un cadre carré de $1 \times 1 \text{ m}$ composée de 25 boucles de fil de rayon $r_f = 0,25 \text{ mm}$, on a $R_p = 9,46 \text{ ohm}$.

Pour un bobinage enroulé autour d'une ferrite, il faut aussi tenir compte de la résistance R_f correspondant, principalement, aux pertes par « courants de Foucault ». Celle-ci, intégrée à la résistance à R_p , fait baisser le facteur de qualité de l'inductance.

3.7 Rendement de l'antenne

Le rendement de l'antenne s'écrit $\rho = R_r / (R_r + R_p)$. Il est très faible pour une antenne courte (voir [6] et [11]).

Par exemple, pour un bobinage de 25 boucles d'un cadre à air de 1 m^2 , on a $\rho = 8,95 \cdot 10^{-8}$, ce qui est extrêmement faible.

3.8 Inductance et capacité parasite d'un bobinage

Pour le circuit accordé série élévateur de tension (voir figure 5), on a besoin d'estimer (à grosses mailles) l'inductance du cadre ainsi que sa capacité parasite répartie.

Inductance

Pour un cadre à air on peut utiliser la formule pratique suivante issue de [17] (ce document propose également un procédé de fabrication d'un élégant cadre à air):

$L_{\text{boucle}} = \frac{S \times N^2}{\sqrt[3]{a \times 12}}$ avec L_{boucle} en μH , S la section de la boucle en dm^2 et « a » la longueur transverse de la bobiné en cm (voir la figure 1).

On trouvera d'autres formules plus complexes et, peut-être, plus précises en [10] §3.3.1.2 et [15].

Pour une antenne ferrite, on pourrait utiliser $L_{boucle} = \frac{\mu_0 \times \mu_r \times S \times N^2}{a}$ mais cette formule est peu précise car le μ_r « apparent » n'est pas connu. La formule $L_{boucle} = \frac{A l \times N^2}{10^9}$ issue de [23] semble plus précise. Ici L_{boucle} est en H. $A l$ est l'inductance spécifique, donnée en [23], en fonction du barreau de ferrite.

Capacité parasite

D'après une formule issue de [15], la capacité parasite peut s'estimer à:

$$C_{boucle} = 0,397 \times \sqrt[3]{\frac{2,63 \times 10^6 \times w^4}{a}}$$

Avec C_{boucle} en pF, $w = L$ ou D (en m) et a (en m) suivant la figure 1.

Par exemple, pour un bobinage carré de 1x1 m composée de 25 boucles bobinées sur $a=2$ cm, on a $L_{boucle}= 4100 \mu\text{H}$ et $C_{boucle}=202$ pF.

A noter que pour ces valeurs, la fréquence de résonance « fr » du bobinage est égale à $f_r = 1/(2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_{boucle} \cdot C_{boucle}}) = 174200$ Hz. Celle-ci (f_r) doit être supérieure à la plus grande fréquence visée.

3.9 Résistance aux parasites

Comme montré en [18], le niveau de bruit naturel ou de bruit lié à l'activité humaine augmente quand la fréquence baisse. A 137 kHz, le niveau de bruit extérieur est donc élevé et particulièrement en ville. A noter que le bruit lié à l'activité humaine est principalement un bruit d'origine électrique et non magnétique, dont on reçoit l'induction électrostatique, en champ proche. Comme l'antenne boucle est peu sensible au champ électrique, il s'ensuit que cette antenne est relativement protégée contre ce type de bruit. Voir [19] à ce sujet. Par la suite, on considèrera que cette antenne est insensible au bruit d'origine humaine, en ville. A noter qu'en champ lointain, il n'y a pas de protection contre le bruit (quel que soit son origine), car il appartient alors au champ électromagnétique.

4. Antenne fouet

Cette antenne verticale fait l'objet d'un article en [5], dont on reprend les principaux résultats.

La directivité est naturellement omnidirectionnelle dans le plan horizontal, et nulle verticalement.

La hauteur effective de cette antenne est égale à $H_{eff}=L/2$, si L est la hauteur du fouet. Donc la tension induite est égale à $e_{eff}= E_{eff} \cdot L / 2$

La résistance de rayonnement est égale à $R_r=40 \cdot \pi^2 \cdot (L / \lambda)^2$

La capacité parasite est de : $C_{fouet} = \frac{20 \times \pi \times L}{\ln\left(\frac{2 \times L}{R_f}\right) - 1}$ avec R_f le rayon du fouet

La résistance de pertes (R_p) peut être calculée comme pour l'antenne boucle en remplaçant L_f par L . Elle est négligeable (comme R_r).

L'inductance d'un conducteur rectiligne et donc du fouet (L_{fouet}) est de $1 \mu\text{H/m}$. Elle est également négligeable.

Par exemple, pour un fouet de $1,5 \text{ m}$ et de rayon moyen égal à 2 mm , on trouve $H_{\text{eff}}=0,75 \text{ m}$, $R_r=0,18 \text{ mohm}$, $C_{\text{fouet}}=15 \text{ pF}$, $L_{\text{fouet}}=1,5 \mu\text{H}$ et $R_p=11,9 \text{ mohm}$. Cette antenne se résume donc à un générateur e_{eff} sur la capacité C_{fouet} .

Le fouet est principalement sensible au champ électrique et donc au bruit industriel et domestique en ville. C'est son principal défaut en réception.

5. Principe de l'étage d'entrée

5.1 Pour l'antenne fouet

L'antenne est considérée comme un générateur de tension induite e_{eff} suivi de l'impédance propre de l'antenne. Comme proposé en [5], la réactance capacitive de l'antenne fouet n'est pas compensée par une inductance. La bande passante est donc très large, ce qui a l'avantage de ne pas nécessiter de réglage de fréquence.

On utilisera un préamplificateur adaptateur d'impédance. Pour simplifier, on fera l'hypothèse que l'entrée du signal se fait sur un transistor MOS FET dont l'impédance d'entrée est constituée d'une capacité C_e d'environ 4 pF et d'une résistance de $1 \text{ T}\Omega$, en parallèle. On ignorera la résistance de $1 \text{ T}\Omega$. On supposera que l'impédance de sortie du préamplificateur est très inférieure à celle de l'antenne, soit 50 ohm . L'étage d'entrée en amont du récepteur est donc le suivant.

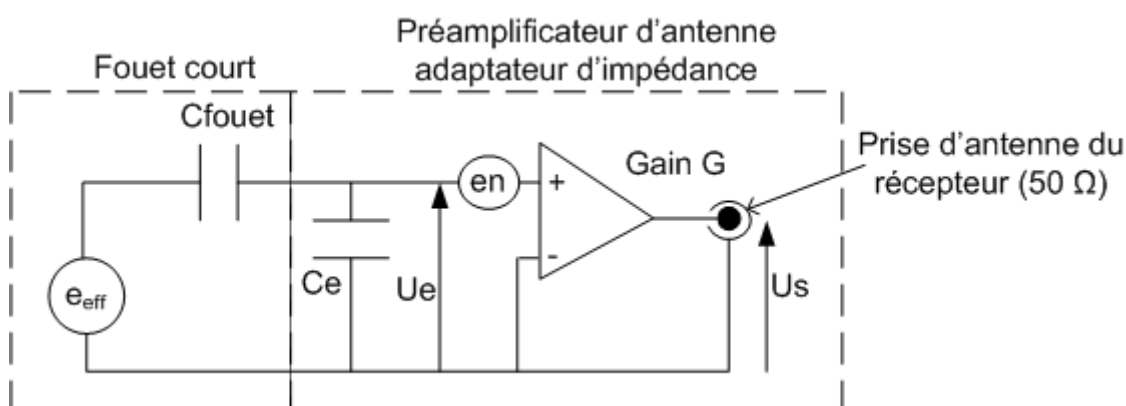


Figure 4

En sortie du diviseur capacitif, la tension du signal (QRSS dans notre cas) U_e vaut $U_e = e_{\text{eff}} \cdot C_{\text{fouet}} / (C_{\text{fouet}} + C_e)$ soit $U_e = e_{\text{eff}} \cdot 0,79$ dans notre exemple.

A noter que la tension de bruit induite par l'antenne n'est pas réduite par l'atténuateur C_{fouet}/C_e .

« en » représente le bruit du MOS FET qui dépend de f . A 137 kHz , on a environ $4 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, soit 12 nV pour une bande passante de 10 Hz . Ce bruit sera intégré au bruit électronique du récepteur.

A noter que pour un MOS FET, le courant de bruit est négligeable.

Le préamplificateur sera supposé pouvoir amplifier le signal avec un gain « G » compris entre 1 (suiveur de tension) et 10 (20 dB).

5.2 Pour les antennes de type cadre à air et sur ferrite

L'antenne est considérée comme un générateur de tension induite e_{eff} suivi de l'impédance propre de l'antenne, composée de la résistance de pertes R_p , de l'inductance du cadre L_{boucle} , cet ensemble étant mis en parallèle avec la capacité parasite répartie C_{boucle} (voir [15]). La réactance inductive est compensée par la capacité C_v , comme proposée en [7] et [15], de telle façon que le circuit $L_{\text{boucle}} / (C_{\text{boucle}} + C_v + C_e)$ soit accordé, grâce à C_v , sur la fréquence f de 137 kHz. Le coefficient de qualité Q de l'inductance est égal à $Q = L_{\text{boucle}} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f / R_p$. La bande passante $B_{-3\text{dB}}$ reçue est donc étroite et égale à $B_{-3\text{dB}} = f / Q$.

Ce circuit élève aussi la tension (de signal et de bruit) puisqu'à la résonance on a $U_e / e_{\text{eff}} = Q$.

Dans notre exemple du §3, on obtient $Q = 376$ donc $B_{-3\text{dB}} = 364$ Hz.

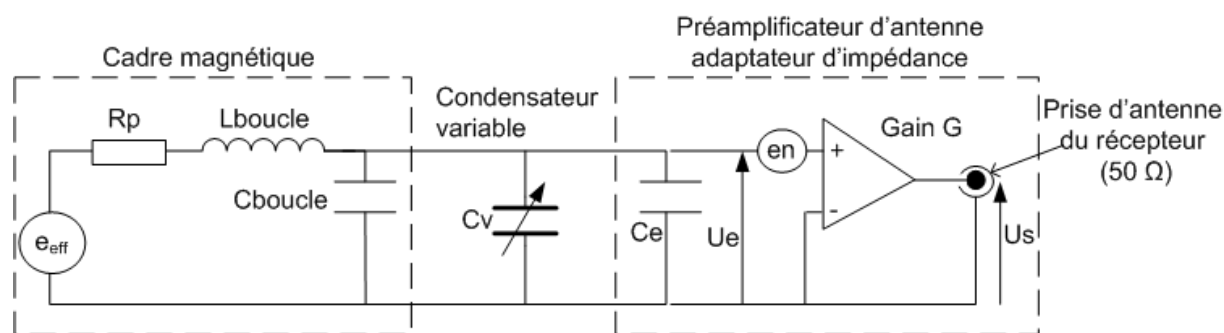


Figure 5

6. Comparaison entre les antennes et choix de l'antenne

6.1 Niveaux des sources de bruit

Bruit de bande

Dans [20], on trouve une formule donnant le niveau de bruit, en terme de champ électrique, pour une courte antenne verticale :

$$N_{\text{bb_par_m}} (\text{dB}\mu\text{V/m}) = F_a + 10 \cdot \log(B) + 20 \cdot \log(f) - 95,5$$

On supposera que cette formule s'applique aussi à une antenne cadre.

F_a vaut 75 dB en zone calme mais 100 dB en ville. B est la bande passante en Hz. f vaut 0,137 MHz.

Pour B on choisit 10 Hz, car cette largeur de bande correspond à la largeur nécessaire au mode QRSS 1 (CW lente).

Le niveau de « bruit de bande » en $\mu\text{V/m}$ est donc de :

- $N_{\text{bb_par_m}} = -27,8$ dB $\mu\text{V/m}$ soit 0,041 $\mu\text{V/m}$ en zone calme
- $N_{\text{bb_par_m}} = -2,88$ dB $\mu\text{V/m}$ soit 0,718 $\mu\text{V/m}$ en ville.

Ceci s'applique sûrement pour un fouet. Pour un cadre, on peut considérer que le niveau du bruit de bande est égal à 0,041 $\mu\text{V/m}$ (41 nV/m), c'est-à-dire celui en zone calme, quel que soit l'endroit, en supposant que le cadre est effectivement totalement insensible au bruit industriel et domestique, en ville.

Dans la suite, on considérera que l'antenne est installée en zone calme
($N_{bb_par_m} = 41$ nV/m).

Bruit électronique

Il est indiqué dans la documentation du TS-440S que la sensibilité du récepteur en USB, entre 100 et 150 KHz, est de 2,5 μ V pour 10 dB de rapport signal sur bruit interne, probablement sur une bande de 2,2 KHz. Partant de là, on peut estimer que le bruit généré par le récepteur sur une bande de 10 Hz est de 53 nV.

Comme le bruit généré par le préamplificateur est de 12 nV, le bruit total « électronique » est de $N_{be} = 54$ nV ($= \sqrt{53^2 + 12^2}$).

Bruit global

Une fois déterminé le niveau du bruit de bande N_{bb} en μ V, on déterminera le bruit global N_b (bruit de bande + bruit électronique) en μ V : $N_b = \sqrt{N_{bb}^2 + N_{be}^2}$

6.2 Niveau minimum de signal pour un décodage QRSS 1 au niveau du récepteur

Pour décoder le mode QRSS 1, le rapport signal sur bruit minimum (« S/B min ») est de -20 dB rapporté à une bande de 3 KHz. Rapporté à la bande de 10 Hz, le rapport S/B min doit être égal à 3. Donc le niveau minimum du signal ($N_{s_{min}}$) (en terme de puissance) doit être 3 fois plus grand que le niveau de bruit global (N_b), sur la bande de 10 Hz considérée. Il s'ensuit que $N_{s_{min}} = 3 \times N_b$.

6.3 Champ électrique minimum pour un décodage QRSS 1 avec un fouet court

A partir de ce qui précède, on peut écrire, au niveau de l'entrée du récepteur :

- le niveau de bruit de bande reçu par le fouet est égal à :
 $N_{bb}(nV) = N_{bb_par_m} \times H_{eff} \times G$ (avec $N_{bb_par_m} = 41$ nV, $H_{eff} = L/2$ et G le gain en tension du préamplificateur). On pourra donc déterminer N_b puis $N_{s_{min}}$,
- le signal (QRSS 1 supposé) reçu par le fouet est égal à , avec Eff_QRSS le champ électrique en nV/m reçu au niveau de l'antenne :
 $N_s(nV) = Eff_QRSS \times H_{eff} \times C_{fouet} / (C_{fouet} + C_e) \times G$

De $N_{s_{min}}$, on déduit le champ électrique minimum au niveau de l'antenne, pour décoder du QRSS 1 : $Eff_QRSS_{min} = 2 \times N_{s_{min}} \times (C_{fouet} + C_e) / (L \times C_{fouet} \times G)$

Avec l'exemple du §4, on trouve :

- si $G=1$: $N_{bb}(nV) = 30,7$ nV, $N_b = 62$ nV, $N_{s_{min}} = 186$ nV, $Eff_QRSS_{min} = 315$ nV/m,
- si $G=10$: $N_{bb}(nV) = 307$ nV, $N_b = 312$ nV, $N_{s_{min}} = 937$ nV, $Eff_QRSS_{min} = 158$ nV/m. Le gain G permet d'abaisser le seuil de décodage (Eff_QRSS_{min}), ceci jusqu'à 156 nV/m pour un gain infini.

Valeur limite

Si le fouet est très grand, C_{fouet} devient très supérieur à C_e . Alors on tend vers :
 $N_b = 41 \times L/2 \times G$, $N_{s_{min}} = 61,5 \times L \times G$ puis $Eff_QRSS_{min} = 123$ nV/m

Conclusion : avec un grand fouet et/ou un grand gain, le seuil de décodage du QRSS 1 peut être assez proche de 123 nV/m. Cependant, comme cette antenne ne présente pas de sélectivité, le niveau d'entrée au niveau du récepteur peut être élevé, avec le risque éventuel d'une distorsion par saturation. Mais si l'on réduit le gain et la hauteur du fouet, le seuil de décodage augmente, d'où un compromis à faire.

6.4 Champ électrique minimum pour un décodage QRSS 1 avec un cadre à air

A partir de ce qui précède, on peut écrire, au niveau de l'entrée du récepteur :

- le niveau de bruit de bande reçu par le cadre est égal à :
 $N_{bb}(nV) = N_{bb_par_m} \times H_{eff} \times G$ (avec $H_{eff} = 2 \cdot \pi \cdot N \cdot \mu_r \cdot S / \lambda$ et $\mu_r = 1$) . On pourra donc déterminer N_b puis $N_{s_{min}}$,
- le signal (QRSS 1 supposé) reçu par le cadre est égal à, avec Eff_QRSS le champ électrique en nV/m reçu au niveau de l'antenne :
 $N_s(nV) = Eff_QRSS \times H_{eff} \times Q \times G$

De $N_{s_{min}}$, on déduit le champ électrique minimum au niveau de l'antenne, pour décoder du QRSS 1 : $Eff_QRSS_{min} = N_{s_{min}} / (H_{eff} \times Q \times G)$

Avec l'exemple du §3, on trouve :

- si $G=1$: $N_{bb}(nV)=1107$ nV, $N_b=1108$ nV, $N_{s_{min}}=3323$ nV, $Eff_QRSS_{min}=123,1$ nV/m.
- si $G=10$: $N_{bb}(nV)=11065$ nV, $N_b=11065$ nV, $N_{s_{min}}=33196$ nV, $Eff_QRSS_{min}=123,0$ nV/m (la limite est de 123 nV/m pour un gain infini).

Ici la valeur limite est aussi de 123 nV et le gain de 10 n'a pas d'intérêt. De plus, il n'y a pas de risque de distorsion car l'antenne est sélective.

Conclusion : avec un cadre de dimension raisonnable, sans besoin d'amplification et sans risque de distorsion, on est proche du seuil minimum de 123 nV pour décoder du QRSS 1.

6.5 Champ électrique minimum pour un décodage QRSS 1 avec un cadre à ferrite

Les formules de calcul de $N_{bb}(nV)$ et de $N_s(nV)$ sont les mêmes que pour le cadre à air sauf que μ_r est supérieur à 1.

De façon à pouvoir comparer le cadre sur ferrite avec le cadre à air, on supposera que l'inductance est égale à celle du cadre à air soit 4,1 mH.

La ferrite sera supposée être la référence « R33-0.37-400 » de [23] avec un $Al=62$, une section S de $0,694 \text{ cm}^2$ et une longueur a de 10,2 cm. En partant de

$L_{boucle} = \frac{Al \times N^2}{10^9}$ (cf. §3.8), le nombre de tours est de

$$N = \sqrt{10^9 \times L_{boucle}(H) / Al} = 257.$$

En partant de $L_{boucle} = \frac{\mu_0 \times \mu_r \times S \times N^2}{a}$ (cf. §3.8) on peut déduire que le μ_r

« apparent » vaut : $\mu_r = \frac{L_{boucle} \times a}{\mu_0 \times S \times N^2} = 72,6$ (pour un μ_r théorique de 600).

Cboucle est négligeable (<1 pF).

La résistance R_f due aux « courants de Foucault » est supposée égale à 20Ω , en série avec l'inductance. A ce propos, on préférera les ferrites de section en « trèfle » plutôt que les barreaux pleins (voir [8] à ce propos).

Le fil, supposé de diamètre $0,25$ mm, introduit une résistance de $2,6 \Omega$ (très optimiste vis-à-vis de mesures faites sur d'anciens bobinages).

Au final R_p vaut $22,6 \Omega$ ($20+2,6$).

Le facteur de qualité Q est de 156 à 137 kHz donc $B_{-3dB}=879$ Hz.

Avec cet exemple, on trouve :

- si $G=1$: $N_{bb}(nV)=24$ nV, $N_b=59$ nV, $N_{s_{min}}=177$ nV, Eff_{QRSS} min= 306 nV/m.
- si $G=10$: $N_{bb}(nV)=237$ nV, $N_b=243$ nV, $N_{s_{min}}=730$ nV, Eff_{QRSS} min= $126,1$ nV/m (la limite est de 123 nV/m pour un gain infini).

Il n'y a pas de risque de distorsion par saturation car l'antenne est sélective.

Conclusion : on obtient les mêmes résultats qu'avec un cadre à air, si on amplifie le signal.

6.6 Choix de l'antenne

Avec du gain et une bonne hauteur, l'antenne fouet peut fonctionner au minimum du seuil de décodage. Ses avantages sont :

- la non-nécessité de régler une fréquence,
- son absence de directivité horizontale.

Elle est donc d'un emploi simple.

Ses inconvénients sont :

- le risque de distorsion car il n'y a pas de sélectivité,
- sa sensibilité au bruit industriel et domestique, en zone urbaine.

Pour un cadre magnétique, les inconvénients et avantages sont inversés par rapport à l'antenne fouet.

Ses inconvénients sont :

- la nécessité de régler une fréquence (celle du circuit accordé). Cependant, cette sélectivité permet de limiter le niveau du signal + bruit,
- sa directivité horizontale qui oblige l'utilisateur à diriger cette antenne.

Son principal avantage est son absence de sensibilité au bruit industriel et domestique, en zone urbaine (donc en champ proche).

Le cadre sur ferrite est aussi bon que le cadre à air, à condition d'amplifier le signal. De plus, il est peu encombrant et donc facilement orientable.

In fine, le choix de l'auteur, qui vit en ville, se porte sur un cadre ferrite.

A noter qu'à la campagne, le choix pourrait se porter sur un fouet.

7. Electronique d'amplification et d'adaptation

7.1 Schéma général

Sur Internet, on trouvera différents schémas d'antenne active, par exemple en [21] et [24].

L'auteur propose, ci-dessous, le schéma général de son antenne active.

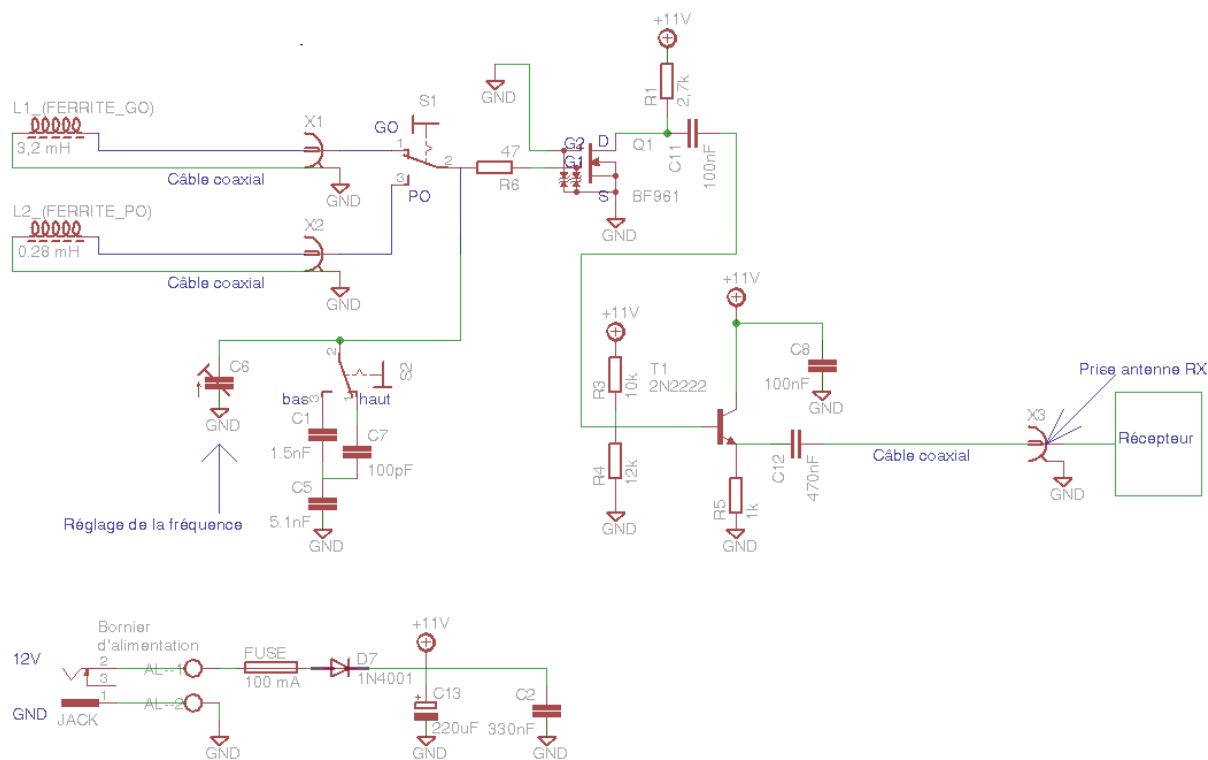


Figure 6

Le but est de couvrir la bande radio entre 60 à 518 kHz. On ne peut le faire qu'avec deux bandes (GO/PO), chacune divisée en deux blocs de fréquences (« bas » / « haut »).

Les valeurs des inductances (GO : 3,2 mH et PO : 0,28 mH) sont celles relevées sur la ferrite utilisée par l'auteur.

Ce schéma s'inspire du dernier schéma de [21], en utilisant ce que l'auteur avait sous la main. L'alimentation en 12 V est supposée stabilisée. Apparemment, ce préamplificateur fonctionne à partir de 5 V et jusqu'à, au moins, 13,8 V stabilisé.

Le 1^{er} transistor MOSFET (BF961) fonctionne en source commune (amplificateur) avec la grille G2 à 0 V. Dans cette configuration, il n'y a pas de déformation du signal (ni saturation). Le deuxième transistor, bipolaire (2N2222), fonctionne en collecteur commun (suiveur de tension).

Le gain global en tension du préamplificateur (G) est d'environ 3.

Les deux câbles coaxiaux (50 ou 75 Ω) entre la ferrite et le commutateur GO/PO forment un blindage jusqu'à la boîte métallique contenant l'électronique. Ils ne doivent pas être trop grand ($\leq 0,5$ m), car ils introduisent une certaine capacité

(environ 40 pF par m de câble coaxial), qui se met en parallèle du CV (C6). Par contre, la longueur du câble coaxial en sortie du préamplificateur n'est pas critique.

Pour le bloc de fréquences bas (commutateur sur « bas »), on a la capacité du CV (21 à 522 pF) mise en parallèle avec C1 et C5 en série (qui forme une capacité de 1,16 nF).

Pour le bloc de fréquences haut (commutateur sur « haut »), on a la capacité du CV mise en parallèle avec C7 de 100 pF (en fait avec C7 et C5 en série).

Avec ces valeurs d'inductance et de capacité, on trouve expérimentalement :

- GO / bloc bas : 60 à 82 kHz,
- GO / bloc haut : 81 à 202 kHz,
- PO / bloc bas : 199 à 272 kHz,
- PO / bloc haut : 268 à 551 kHz.

L'amplificateur est très sélectif car le facteur de qualité est d'environ 115 en position « bas » et autour de 55 en position « haut ».

Vu la simplicité de l'électronique, l'auteur a soudé les composants sur deux morceaux de plaque à bandes cuivrées (l'un pour l'alimentation, l'autre pour le préamplificateur).

Cette antenne active a été comparée avec un fouet vertical de 1,5 m (branché directement sur le récepteur), en réception de DCF77, au niveau rapport signal sur bruit (mesuré par Multipsk). La différence est de 20 dB en faveur de l'antenne active. Le signal horaire de DCF77 est donc décodable par Clock avec l'antenne active mais ne l'est pas avec le fouet.

Conseil : le niveau d'entrée devra être diminué par le « mixer » (table de mixage) Windows, de façon à ne pas saturer le signal et obtenir un bon décodage.

La photo suivante montre à quoi ressemble extérieurement cette antenne active, avec le PC et le récepteur, le programme Clock décodant les trames horaires de France-Inter. L'antenne active est installée sur un support tournant. Le CV, trop grand n'a pas pu être mis à l'intérieur du coffret métallique. Il est relié au commutateur GO/PO par un petit câble coaxial.

Le signal audio (à niveau constant) du récepteur est transmis à l'entrée « Microphone » du PC, le niveau étant réglé par le « mixer » Windows.

Bien sûr, l'antenne active devra être installée à l'extérieur ou, à tout le moins, à l'intérieur mais collé contre la vitre (sauf pour France Inter qui semble être reçu dans n'importe quelle condition, même face à un mur...).



Nota à propos de l'échec de l'utilisation des AO (Amplificateurs Opérationnels)
L'auteur a essayé de remplacer le BF961 par un AO (TL081) en amplificateur non inverseur puis de remplacer le 2N2222 par un AO en suiveur de tension. Dans tous les cas, l'AO génère une auto-oscillation.

7.2 Autres schémas

On peut aussi utiliser un préamplificateur prêt à l'emploi, comme celui proposé à cette adresse : https://www.radioelec.com/preamplificateurantennerecepteurpogo-xml-354_384-1303.html

Ci-dessous, on voit le schéma de l'antenne active intégrant ce préamplificateur.

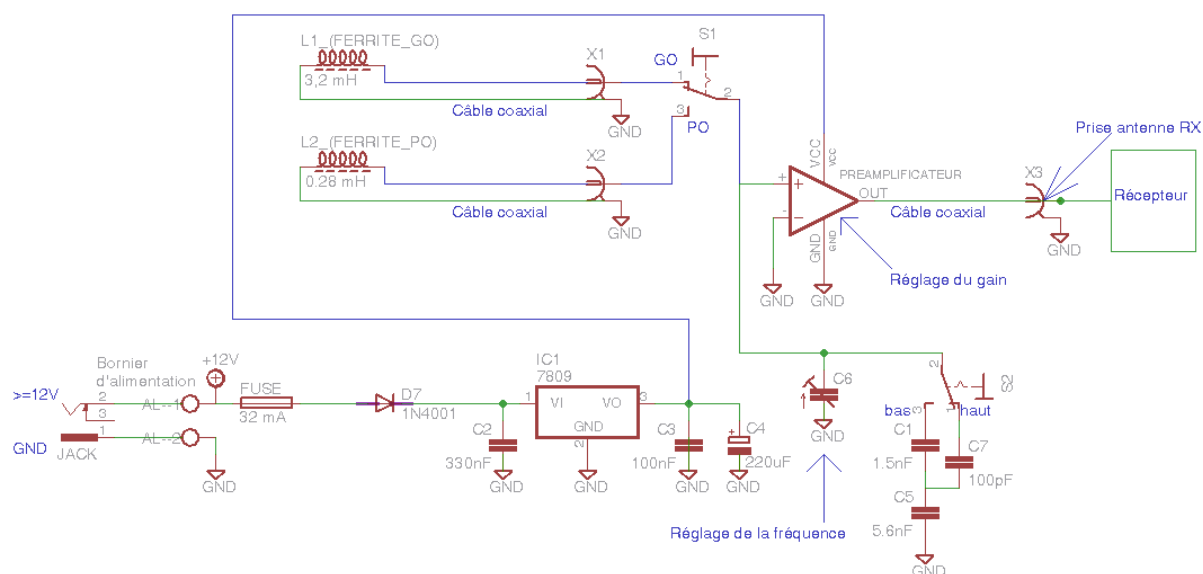


Figure 7

L'impédance d'entrée de ce préamplificateur ne semble pas très importante, ce qui limite le facteur de qualité Q du circuit accordé à 27, à 137 kHz pour le schéma ci-dessus, la bande passante à -3 dB étant de 5 kHz, valeur qui reste correcte. Par contre, le gain en tension de l'amplificateur est important : jusqu'à 200 fois (!).

L'alimentation en 9 V stabilisée à partir d'une tension de 12 V minimum est standard. A noter que si l'on dispose d'une tension stabilisée extérieure entre 5 et 12 V, on peut se passer des composants C2 et IC1.

A noter, qu'auparavant, le schéma suivant avait été testé. Il était utilisé des diodes Varicap au lieu d'un CV et de condensateurs en parallèle.

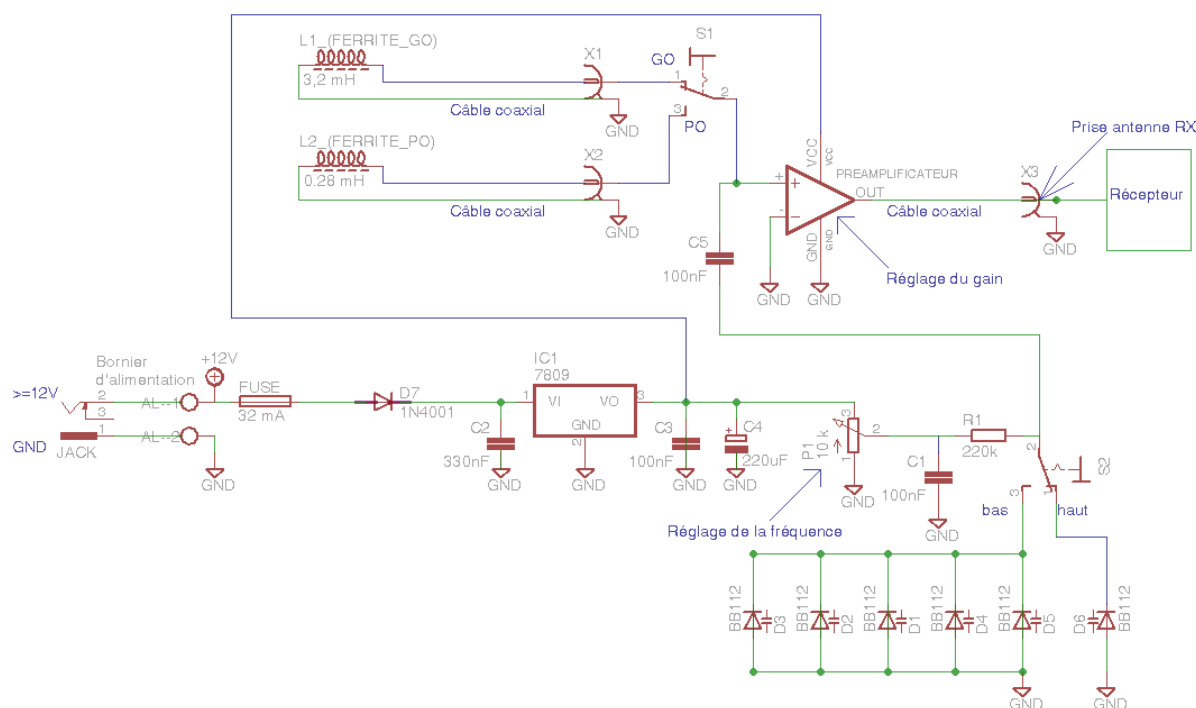


Figure 8

Ces diodes permettent :

- une commande à distance de la fréquence,
- d'avoir n'importe quelle étendue de réglage de fréquences, en fixant le nombre de diodes Varicap en parallèle.

L'inconvénient des diodes Varicap est que le circuit accordé est plus amorti comparé à un CV : $Q=14$ à 137 kHz pour les diodes Varicap contre 27 pour le CV.

8. Conclusion

En ville, une antenne active basée sur une ferrite est bien adaptée pour recevoir et décoder les transmissions en GO/PO. Un cadre à air devrait faire aussi bien (voire mieux) qu'une ferrite, mais l'auteur n'a pas testé cette possibilité.

A la campagne (absence de bruit lié à l'activité humaine), un simple fouet vertical suffit peut-être, mais cela n'a pas été vérifié non plus.

Cette antenne doit être connectée à une électronique permettant :

- l'amplification du signal,
- l'adaptation de la forte impédance du circuit accordé à l'entrée 50Ω du récepteur.

9. Références

- [1] « Bandes des 2 kilomètres » par Wikipédia
https://fr.wikipedia.org/wiki/Bande_des_2_kilom%C3%A8tres
- [2] « L'onde de sol » par F5ZV
<https://f5zv.pagesperso-orange.fr/RADIO/RM/RM10/RM10E05.html>
- [3] « Notions d'antennes et propagation » par Jean-Jacques Laurin
<https://ocpm.qc.ca/sites/ocpm.qc.ca/files/pdf/P29/8a.pdf>
- [4] « Le sol et les ondes radio » par F5ZV
<https://f5zv.pagesperso-orange.fr/RADIO/RM/RM10/RM10E06.html>
- [5] « L'antenne active – Fouet court » par F5NB et le radio-club F6KRK
https://blog.f6krk.org/wp-content/uploads/2013/10/Antenne_active_Fouet.pdf
- [6] « L'antenne active – Petite boucle » par F5NB et le radio-club F6KRK
https://blog.f6krk.org/wp-content/uploads/2013/11/Boucle_active_V2.pdf
- x [7] « L'antenne active – Cadre à air » par F5NB et le radio-club F6KRK
https://blog.f6krk.org/wp-content/uploads/2013/12/Cadre_air.pdf
- [8] « L'antenne active – Cadre ferrite » par F5NB et le radio-club F6KRK
https://blog.f6krk.org/wp-content/uploads/2014/01/Cadre_ferrite.pdf
- [9] « Les ondes électromagnétiques » par F5ZV :
<https://f5zv.pagesperso-orange.fr/RADIO/RM/RM10/RM10B01.html>
- [10] « Capteur de champ magnétique : optimisation dans la bande 10kHz – 100MHz pour applications spatiales » par Frédéric SZEREMETA
<https://hal.archives-ouvertes.fr/tel-02139520/document>
- [11] « Impédance au point d'alimentation d'une antenne » par F5ZV :
<https://f5zv.pagesperso-orange.fr/RADIO/RM/RM08/RM08a/RM08a09.html>
- [12] « L'effet de peau ou effet pelliculaire (skin effect) » par F5ZV :
<https://f5zv.pagesperso-orange.fr/RADIO/RM/RM23/RM23I/RM23i01.html>
- [13] « Effet de peau » par Wikipédia :
https://fr.wikipedia.org/wiki/Effet_de_peau
- [14] « La hauteur effective d'une antenne » par le radio-club F6KRK
<http://blog.f6krk.org/wp-content/uploads/2012/02/Hauteur-effective.pdf>
- [15] « Théorie des antennes cadres magnétiques » par Lionel LOUDET

<https://sidstation.loudet.org/antenna-theory-fr.xhtml#theory>

[16] « La boucle dite « magnétique » par F5NB et le radio-club F6KRK
https://blog.f6krk.org/wp-content/uploads/2013/11/Boucle_magn%C3%A9tique.pdf

[17] « Fabrication d'un cadre PO/GO pour poste batteries européen » issu du site Cfp-Radio : <http://www.cfp-radio.com/realisations/rea61/cadre-pogo-01.html>

[18] « Le bruit radioélectrique externe au récepteur » par F5ZV :
<https://f5zv.pagesperso-orange.fr/RADIO/RM/RM04/RM04c06.html>

[19] « Loop antenna » par Wikipédia :
https://en.wikipedia.org/wiki/Loop_antenna

[20] « Bruit radioélectrique » recommandation UIT-R P.372-12 :
https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.372-12-201507-S!!PDF-F.pdf

[21] « Antenne ferrite » par Olga Novel et Michel Terrier :
<http://www.michelterrier.fr/radiocol/detail2009/antenne-ferrite.htm>

[22] « Une antenne pour les ondes longues 50 à 200 kHz » par F5RCT :
<http://f1rhr.free.fr/jms/antvlf.pdf>

[23] « Ferrite rods, bars, plates, and tubes » :
<https://hamwaves.com/amidon/2/2-35.pdf>

[24] « Les VLF et la bande 137 kHz » par F6HCC
<http://f6hcc.free.fr/vlf137.htm>