

Deux utilisations du ferrite en Radio

Robert BERRANGER, F5NB

Cet article va traiter de l'utilisation du ferrite doux, d'une part pour obtenir des bobines à fort Q utilisées dans le filtrage et d'autre part, pour améliorer la sensibilité des antennes cadres. Pour ces dernières, je décris une suite d'expérimentations avec analyse des résultats qui permettent de mieux cerner les effets des différents paramètres de construction.

Ferrite ? Vous avez dit "ferrite" ?

Le matériau "ferrite" ⁽¹⁾ est une céramique magnétique composée d'oxydes de fer contenant un ou plusieurs cations bivalents (nickel, cadmium, zinc, magnésium, cuivre, etc.). Selon les types de cations on distingue deux sortes de ferrite :

- Les ferrites dits "durs".
- Les ferrites dits "doux".

Les ferrites "durs" sont utilisés pour faire des aimants permanents. Dans notre cas, nous nous intéresserons aux ferrites "doux". Les deux matériaux se ressemblent physiquement, mais on peut les reconnaître, soit en vérifiant qu'ils sont ou non des aimants, soit par leur forme. Sinon, on s'en apercevra au vu des résultats obtenus.

Pour les ferrites doux, nous allons envisager deux utilisations en radio ⁽²⁾.

1 - Augmentation du Q des bobines

On se propose de construire une bobine selon le cahier des charges suivant :

- Fréquence de travail : 137 kHz
- Self-induction $>1,7$ mH ($C_{\text{accord}} < 1$ nF)
- Facteur de qualité : 300 minimum à 137 kHz.
- Utilisation du mandrin à joues de la figure 1.

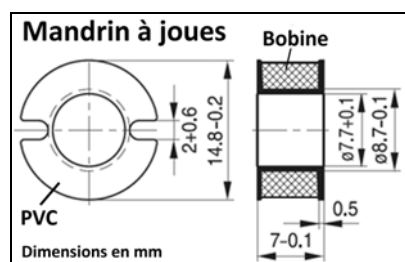


Figure 1 : Dimensions du mandrin utilisé pour les tests

1-1 Préambule : bobine à air

On utilise du fil divisé en cuivre émaillé de 10 brins dia 0,05 mm gainé soie (diamètre d'une spire = 0,3 mm). On bobine 200 spires et on obtient une bobine avec les caractéristiques calculées suivantes :

Self-induction $L = 368,4 \mu\text{H}$ ($C_{\text{accord}} = 3,66$ nF à 137 kHz)

Réactance X_L à 137 kHz = 317,1 Ω

Résistance ohmique à 137 kHz = 14,7 Ω

Q à 137 kHz : $317,1 / 14,7 = 21,6$

On ne tient pas le cahier des charges, ni en self-induction, ni en Q.

1-2 Utilisation d'un pot ferrite

D'abord un bref aperçu sur l'induction magnétique :

- Le champ magnétique \mathbf{H} produit par une bobine parcourue par un courant sinusoïdal s'exprime en ampères par mètre ou en Oersted (0,8 A/m).
- L'induction magnétique \mathbf{B} de la bobine en Webers par mètre carré est égale au champ magnétique \mathbf{H} multiplié par la perméabilité μ du milieu.
- Dans le vide, cette perméabilité appelée " μ_0 " est égale à $4\pi \cdot 10^{-7}$ (Henry/m).
- Un matériau magnétique est caractérisé par une perméabilité relative μ_r par rapport au vide, ce qui lui donne une perméabilité μ égale à $\mu_0 \times \mu_r$ (dans l'air, $\mu_r = 1$).
- Nous obtenons la formule générale de l'induction : $\mathbf{B} = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \mathbf{H}$.
- Or le coefficient de self-induction L en Henrys est proportionnel à l'induction \mathbf{B} .
- **Donc quand la bobine se trouve entièrement dans un milieu ayant un μ_r supérieur à 1, le coefficient de self induction L est augmenté de μ_r fois.**

1-3 Mécanisme de l'augmentation du Q de la bobine

Le Q d'une bobine à la fréquence F_0 est égal à sa réactance \mathbf{XL} (à F_0) divisée par sa résistance ohmique \mathbf{R} (à F_0). Si nous ne modifions pas le bobinage, \mathbf{R} restera constant, quel que soit le milieu. Alors si celui dans lequel se trouve la bobine a un μ_r qui augmente, \mathbf{L} augmentera dans les mêmes proportions et le \mathbf{Q} aussi. **Ceci bien sûr, tant que le milieu n'occasionnera pas lui-même des pertes qui limiteront le Q maximum du système.** Donc, il suffit de placer la bobine de la figure 1 dans un milieu constitué de ferrite doux ayant une perméabilité relative importante pour, *in fine*, augmenter \mathbf{L} et \mathbf{Q} dans les mêmes proportions, mais avec \mathbf{Q} limité par les pertes dans le ferrite à la fréquence de travail F_0 .

Pour l'exemple, insérons la bobine de la figure 1 dans un pot ferrite 18/11 du type "télécommunications" ayant les caractéristiques de la figure 2.

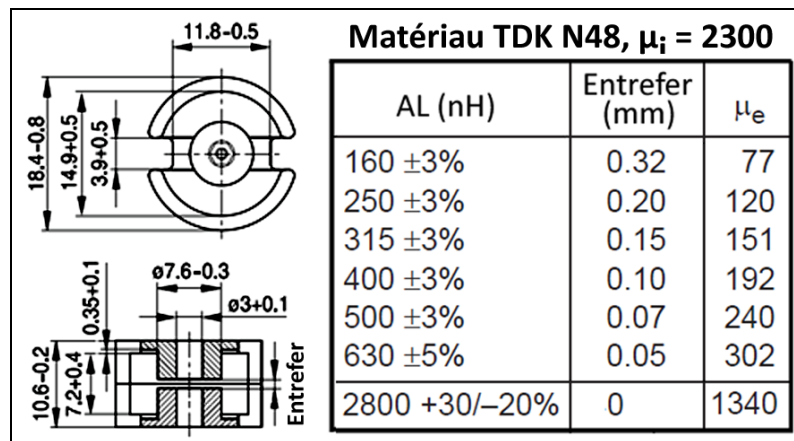


Figure 2 : Caractéristiques mécaniques et électriques d'un pot ferrite 18x11, TDK N48

1-4 Perméabilité initiale

La perméabilité relative μ_r d'un ferrite est une valeur non mesurable directement. On calcule sa perméabilité initiale μ_i qui est égale en théorie à $(1/\mu_0) \times (\Delta B / \Delta H)$ (très faible amplitude du champ \mathbf{H}) en réalisant un montage particulier :

- μ_i est mesurée à $F = 10$ kHz, à partir de la self d'un tore du ferrite à caractériser de section rectangulaire avec des dimensions normalisées : $30 \times 20 \times 8$ mm ($\mathbf{D} \times \mathbf{d} \times \mathbf{e}$).
- Le tore est bobiné sur toute sa circonférence de \mathbf{N} spires contiguës (\mathbf{N} grand).
- Alors $\mu_i = (\mathbf{L} \cdot 10^9) / (\mathbf{c} \cdot \mathbf{N}^2)$ avec :

L en Henrys = self de la bobine (tenir compte de sa capacité répartie)
 c = self en nH d'une spire dans l'air = $0,46 \times \text{Log}(D/d)$ (dimensions du tore en mm)

1-5 Perméabilité effective

La perméabilité effective μ_e est toujours inférieure à la perméabilité initiale μ_i . Prenons par exemple le pot ferrite de la figure 2. Celui-ci n'est pas complètement fermé et les lignes de force magnétique qui entourent la bobine traversent à certains endroits des espaces où le ferrite est remplacé par l'air ou un matériau amagnétique. Ainsi au maximum on obtient une perméabilité effective de seulement 1340, pour une perméabilité initiale de 2300.

1-6 Inductance spécifique AL

L'AL est la self-induction en nH d'une seule spire. Ici, du fait d'une perméabilité élevée et d'une bobine compacte, la self-induction du bobinage obéit presque parfaitement à la loi du carré du nombre de spires N . Nous avons ainsi $L_{(nH)} \approx AL \times N^2$.

1-7 Introduction d'un entrefer

Nous voyons sur la figure 2 qu'en absence d'entrefer, si le μ_e est élevé, l'AL est très imprécis et par ailleurs, le coefficient de température est élevé lui aussi. Une solution consiste à créer un entrefer pour améliorer la précision de l'AL et la stabilité en température, ceci au détriment du μ_e . En contrepartie, en insérant un petit barreau de réglage dans le pot au niveau de l'entrefer, on a un moyen d'ajuster l'AL et par suite, la self induction. Le choix de la valeur de l'entrefer résultera d'un compromis entre les différents paramètres, dont le coefficient de température du condensateur d'accord fera partie.

1-8 Limites du système

Dans le choix d'un pot ferrite, nous allons nous heurter aux pertes dans le matériau qui augmentent avec la fréquence, d'autant plus vite que sa perméabilité initiale est élevée. Pour chaque matériau, il y a donc une fréquence optimale qui permet le plus fort Q. Voir sur la figure 3 un exemple de courbes ISO-Q pour un pot ferrite 18x11 LCC-Cofelec.

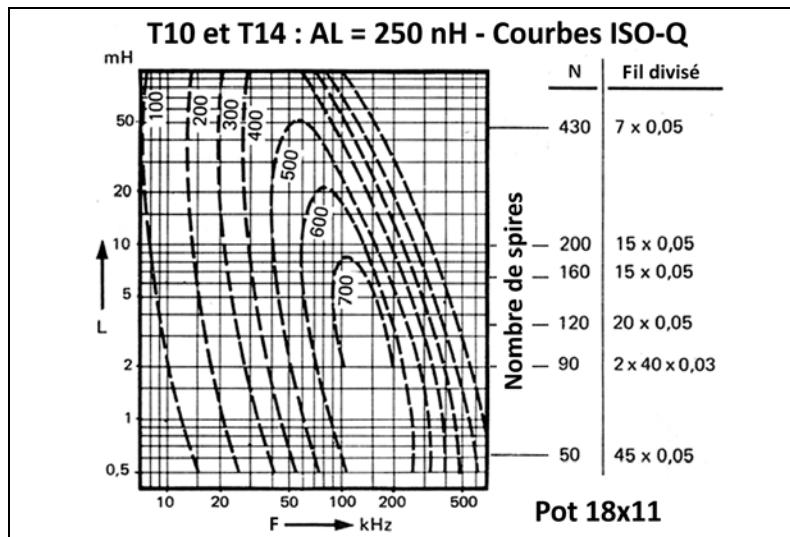


Figure 3 : Courbes ISO-Q pour les ferrites T10 et T14 LCC-Cofelec (Pot 18x11)

En dessous de la fréquence optimale (ici de l'ordre de 150 kHz), le Q augmente sensiblement comme la racine carrée de la fréquence (peu de pertes dans le ferrite et augmentation des pertes dans le fil par effet de peau). Au dessus de cette fréquence, le Q diminue assez rapidement au lieu d'augmenter, ceci à cause des pertes importantes par courants de Foucault

dans le ferrite. On remarquera que pour 137 kHz on peut espérer un Q légèrement supérieur à 700 pour une self inférieure à 8 mH. La différence entre les matériaux T10 et T14 réside dans leur coefficient de température qui se situe entre ± 50 ppm par $^{\circ}\text{C}$ pour le premier et entre +50 et +100 ppm par $^{\circ}\text{C}$ pour le second.

1-9 Application à notre bobine à air du § 1-1

En mettant notre bobine ($Q = 21,6$) dans un pot 18×11 TDK N48 ayant un AL de 250 et un μ_e de 120, nous obtenons une self de 25,2 mH. Le Q théorique devrait être de $21,6 \times 120 = 2592$, mais selon la figure 3, on ne peut espérer qu'un Q d'environ 600 à cause des pertes dans le ferrite. On peut modéliser celles-ci par une résistance en parallèle sur la bobine entraînant son propre Q et le Q final est la combinaison des deux Q : celui lié aux pertes dans le fil et celui lié aux pertes dans le ferrite ($Q = [Q_1 \times Q_2] / [Q_1 + Q_2]$). On peut estimer ici un facteur de qualité du ferrite entraînant un Q de 800 environ (faibles signaux).

2 - Miniaturisation des antennes cadre en réception 137 kHz

Avertissement : Parler d'antenne pour un cadre ferrite est quasiment un abus de langage. En effet, il serait impensable d'utiliser ces cadres pour faire de l'émission, tant leur rendement est faible (de l'ordre du **dix-millionième** pour la bande 137 kHz). Ils sont utilisables pour la **réception** des VLF-LF car à ces fréquences, le bruit de fond radioélectrique (bruit de bande) est très élevé et par conséquent le niveau des signaux utiles doit l'être également afin d'obtenir le rapport S/B nécessaire pour une bonne démodulation.

2-1 Quand peut-on parler d'antenne ?

On considère deux types de circuits réactifs : les circuits fermés à constantes localisées et les circuits ouverts à constantes réparties (dans l'espace). Nous avons vu un circuit réactif "fermé" avec l'utilisation d'un pot ferrite. En effet, la plus grande partie du champ magnétique produit reste confinée à l'intérieur du ferrite. Et les faibles "fuites" à l'extérieur du pot diminuent très rapidement comme le carré de la distance. Donc si le système génère une (très faible) induction magnétique à proximité, **il ne rayonne pas**.

Pour que le système rayonne, et donc qu'il reçoive, il faut que le circuit soit "ouvert", c'est-à-dire que dans notre cas, les lignes de force du champ magnétique se referment dans l'espace sur une distance **non négligeable** devant la longueur d'onde.

En conséquence pour une utilisation "antenne", la géométrie du noyau ferrite sera radicalement différente du pot ou du tore.

2-2 Le barreau ferrite

C'est la géométrie "ouverte" la plus simple et la plus efficace par rapport au volume de ferrite utilisé. Nous en avons un exemple sur la figure 4.

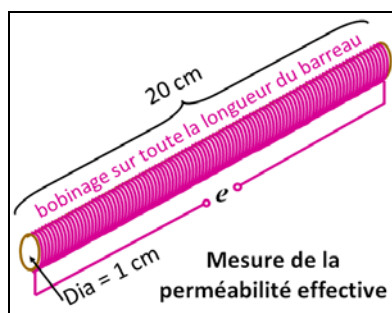


Figure 4 : Mesure de la perméabilité effective d'un barreau ferrite

Ici le barreau est bobiné avec un fil émaillé directement sur le ferrite, continûment sur toute sa longueur. Cette manière est utilisée pour mesurer la perméabilité effective μ_e du barreau. On s'aperçoit alors que celle-ci dépend fortement du rapport L/D entre la longueur du barreau et son diamètre. On constate que μ_e tend vers μ_i quand L/D tend vers l'infini et qu'il tend vers 1 quand L/D tend vers 0. Cette importante propriété est illustrée par les courbes de la figure 5.

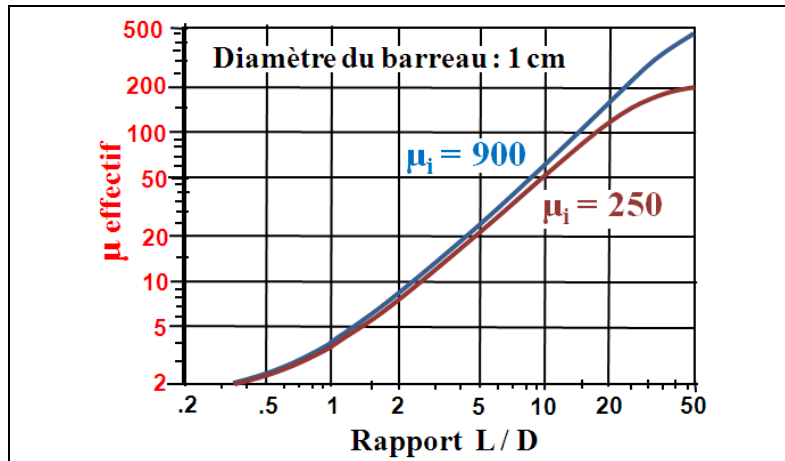


Figure 5 : Perméabilité effective en fonction du rapport L/D pour deux perméabilités initiales

Pour les rapports L/D inférieurs à 1, μ_e est très peu dépendant du μ_i du ferrite. Puis nous avons une plage où μ_e augmente sensiblement comme le rapport L/D , suivie d'une limitation qui apparaît d'autant plus vite que le μ_i est faible. **En conséquence, à diamètre constant, plus le μ_i du ferrite est élevé et plus le barreau devra être long pour pouvoir en profiter pleinement.** Mais pour chaque μ_i il y a une longueur optimale au-delà de laquelle les pertes dans le barreau augmentent plus vite que μ_e , diminuant ainsi l'efficacité du cadre.

2-3 Perméabilité apparente

Si l'on conçoit bien que plus le barreau est long et plus la perméabilité effective (μ_e) se rapproche de la perméabilité initiale (μ_i), il est moins évident (même si cela relève d'un processus physique identique) que plus la bobine est courte par rapport à la longueur du barreau et plus la perméabilité apparente (μ_a) du système se rapproche encore plus de la perméabilité initiale. Quand on est dans la partie sensiblement linéaire de la figure 5, le rapport μ_a/μ_e varie comme la racine cubique du rapport $L_{\text{barreau}} / L_{\text{bobine}}$. Noter que cela vaut pour une bobine placée au centre du barreau. Si l'on déplace la bobine vers une extrémité, le rapport μ_a/μ_e diminue. On a ainsi une possibilité de réglage, mais à condition que la bobine soit réalisée sur un mandrin coulissant, ce qui diminue la perméabilité effective en éloignant la bobine du barreau.

2-4 Mécanisme de l'augmentation de la sensibilité de l'antenne cadre ferrite.

Il y a deux manières de "mesurer" le signal de réception d'un cadre : soit en mesurant le courant de court-circuit que peut fournir le cadre, soit en mesurant la f.é.m. aux bornes du cadre. C'est cette deuxième méthode qui est employée habituellement avec les cadres ferrite. Dans ce cas, pour déterminer la sensibilité, nous utiliserons la notion de hauteur effective H_{EFF} de l'antenne cadre.

Soit e la f.é.m. à la sortie du cadre de la figure 4. Nous avons (cadre non résonnant) :

$e = E \times H_{\text{EFF}}$ avec : e en volts, E = champ électrique du champ E-M reçu en volts par mètres et H_{EFF} en mètres.

Sachant que pour un cadre, H_{EFF} est proportionnelle au nombre de spires, et en utilisant pour le champ E-M reçu le champ inductif B au lieu du champ E , la formule se transforme en :

$$e = B.S.N.\omega \text{ avec :}$$

e en volts

$$B \text{ en weber/m}^2 = \mu_0.\mu_a.H$$

S = surface des spires en m^2

N = nombre de spires

$$\omega = 2.\pi.F \text{ (F en Hz)}$$

L'induction B étant proportionnelle à la perméabilité apparente μ_a , la f.é.m. e augmente aussi comme μ_a .

Important : **Le ferrite n'augmente pas la puissance reçue.** Il augmente la f.é.m. e parce qu'il multiplie la résistance de rayonnement R_r par le carré de μ_a (il y a une relation directe entre la hauteur effective et la résistance de rayonnement).

2-5 Utilisation de la résonance

Si nous mesurons la tension e du cadre de la figure 4 en fonction de la fréquence, du fait que celle-ci est au numérateur, e augmentera comme F , c'est-à-dire de 20 dB par décade, mais pas indéfiniment. En effet la capacité répartie de la bobine occasionnera une résonance du système à F_0 et au-delà, e diminuera d'autant plus vite que les pertes dans le ferrite augmenteront avec la fréquence. Pour la fréquence F_0 , e sera multipliée par le Q du circuit. Nous avons la courbe de réponse générique de la figure 6.

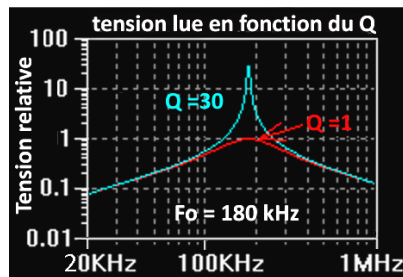


Figure 6 : Effet du Q sur la tension de sortie du cadre (dessin d'artiste)

Là aussi, la résonance n'augmente pas la puissance reçue. Si la tension augmente de Q fois, le courant diminue en conséquence entraînant une augmentation de l'impédance de Q fois au carré.

3 - Expérimentations

On trouve facilement dans les brocantes des anciens cadres ferrite de postes radio prévus pour les bandes PO et GO. Le barreau qui a été le plus couramment employé a une dimension de 200×10 mm avec un μ_i de l'ordre de 250 (cf. fig. 4 et 5). Mais je n'ai trouvé dans mes tiroirs qu'un ancien cadre ferrite PO-GO de $138 \times 7,8$ mm avec un μ_i inconnu.

3-1 Réalisation de référence

J'ai fabriqué un premier cadre avec ce barreau en bobinant au centre 100 spires en fil divisé de 10 brins de 0,05 mm. La largeur du bobinage est de 31 mm. J'ai ensuite procédé à une série de calculs et de mesures dont voici les résultats :

- rapport $L/D = 138 / 7,8 = 17,69$
- rapport $L_{\text{barreau}} / L_{\text{bobine}} = 4,45$
- Total des capacités pour l'accord : **1,649 nF**.
- Fréquence de résonance mesurée : **137,2 kHz**.
- Self induction : $L = 1 / C\omega^2 = 816 \mu\text{H}$
- Coefficient de surtension mesuré : $Q = 196$

- Self induction mesurée sur mandrin neutre ($\mu_r = 1$) : $L = 21,9 \mu\text{H}$
- En conséquence $\mu_a = 816 / 21,9 = 37,26$
- Au final, e est augmenté de $37,26 \times 196 = 7303$ fois
- Impédance du cadre = $137,17 \text{ k}\Omega$ à $137,2 \text{ kHz}$.

On peut s'étonner de la faible self induction obtenue. En effet, si l'on divise $816 \mu\text{H}$ par $10000 (N^2)$, on obtient un AL de $81,6 \text{ nH}$ et en divisant $81,6$ par $37,26$, on trouve $2,19 \text{ nH}$ pour la self (c) d'une seule spire bobinée en l'air, ce qui est beaucoup trop faible car le calcul donne $16,9 \text{ nH}$. Ceci est dû au fait que la bobine est trop allongée, ce qui entraîne une diminution du couplage entre (toutes) les spires. Nous y reviendrons.

En conséquence, on ne peut pas utiliser l'AL pour calculer la self de la bobine d'un cadre ferrite comme on le ferait pour un pot ferrite.

3-2 Calcul de la sensibilité

La sensibilité dépend du rapport S/B. Ici, il faut considérer trois sortes de bruits, le bruit de bande (industriel, atmosphérique et galactique), le bruit thermique apporté par les pertes dans le cadre et le bruit thermique apporté par le préampli. La somme de ces derniers doit être au minimum 10 dB sous le bruit de bande pour perdre moins de $0,5 \text{ dB}$ en sensibilité ⁽³⁾.

On comparera donc à l'entrée du préampli la f.é.m. e_a du bruit de bande avec la f.é.m. e_b correspondant à l'ensemble des bruits thermiques. Selon que e_a / e_b sera supérieur ou inférieur à 10 dB , la sensibilité sera supérieure ou inférieure au minimum requis. **La seule mesure de l'amplitude du signal ne suffit pas, il faut aussi mesurer l'amplitude du bruit.**

Noter que pour les calculs, tous les bruits sont exprimés pour une largeur de bande de 1 Hz .

3-3 Détermination de la f.é.m. équivalente de bruit thermique à l'entrée du préampli

Quelle que soit l'architecture du préampli, l'étage d'entrée sera obligatoirement constitué d'un transistor à effet de champ avec une impédance d'entrée très élevée ($>10 \text{ M}\Omega$) pour ne pas diminuer le Q du système.

Une solution consiste à fabriquer une sorte d'ampli opérationnel type JFET-PNP. J'ai utilisé PSpice pour faire une simulation avec un 2N3819, un 2N2907 et un 2N2222 (buffer) pour lesquels je dispose des modèles "Spice". Voir sur la figure 7 le schéma de simulation.

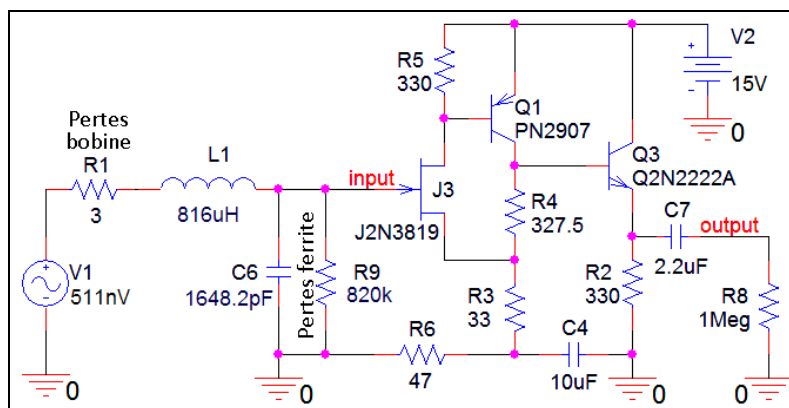


Figure 7 : Schéma P-Spice pour mesure du bruit thermique avec préampli à J-FET

R3 et R4 ont été ajustées pour obtenir un gain de 10 en tension (20 dB) et par ailleurs on a reporté les valeurs mesurées (self, fréquence, Q). L'impédance de sortie est égale à $2,35 \Omega$. Les courants du 2N2907 et du 2N2222 ont été poussés à 20 mA pour obtenir un IP3 élevé (résistance aux forts signaux non radioamateurs).

Ici, la tension de bruit thermique e_b mesurée par le simulateur à la sortie "output" est de $479,66 \text{ nV/Hz}$, soit une tension **équivalente** de bruit de $47,97 \text{ nV/Hz}$ aux bornes du cadre (point "input"). La tension de bruit **réelle** à ses bornes est de $47,85 \text{ nV/Hz}$. Nous avons donc

une dégradation du bruit par le préampli de $20\text{Log}(47,97/47,85) = 0,022 \text{ dB}$, ce qui veut dire que le bruit amené par le préampli est 20 dB sous le bruit thermique du cadre. Notre préampli est largement suffisant dans ce cas là.

3-4 Calcul de la f.é.m. du bruit de bande à l'entrée du préampli

Concernant le bruit de fond radioélectrique, l'UIT publie les courbes de la figure 8.

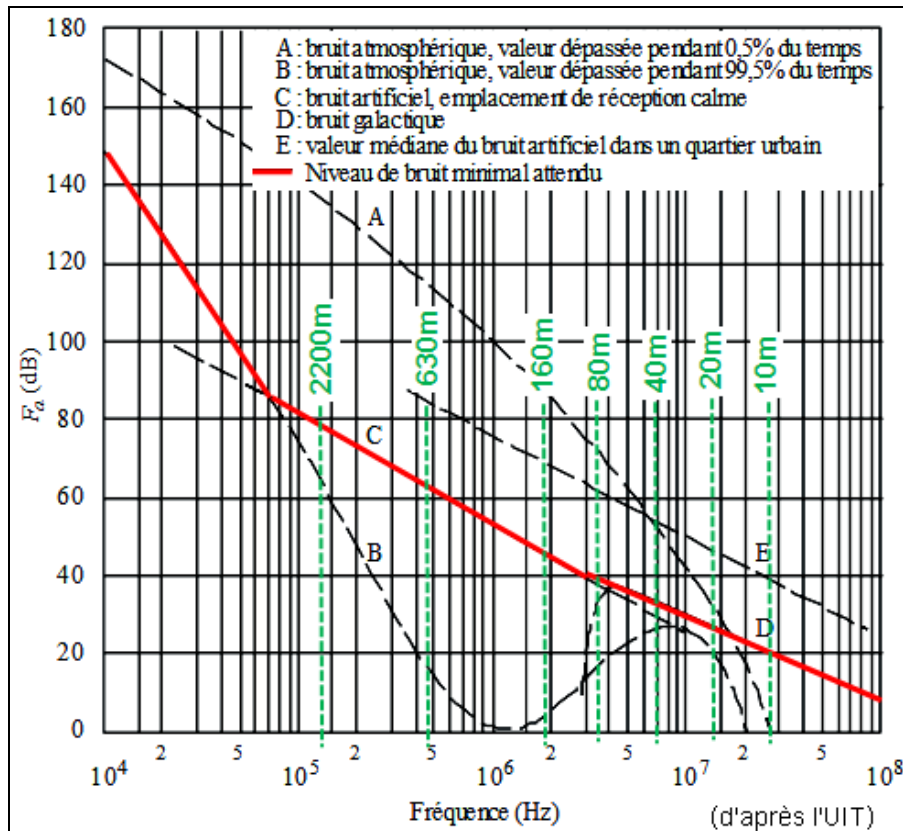


Figure 8 : Facteur F_a du bruit de fond radioélectrique en fonction de la fréquence selon l'UIT

La f.é.m. e_a du bruit de bande développée aux bornes d'un cadre accordé est égale à :

$$e_a = E_a \times H_{\text{EFF}} \times Q$$

Le champ de bruit E_a en $\text{dB}_{\mu\text{V}}/\text{m}$ au niveau d'un cadre proche du sol est égal à :

$$E_a = F_a + 10 \text{Log}(B) + 20 \text{Log}(F) - 95,5 \text{ avec :}$$

F_a = Facteur du bruit de bande minimal attendu en dB selon l'UIT

B = bande passante en Hz (ici, calculs faits pour $B=1\text{Hz}$),

F en MHz (fréquence de travail).

Par ailleurs, la Hauteur effective est égale à :

$$H_{\text{EFF}} = (2\pi/\lambda) \cdot S \cdot \mu_a \cdot N, \text{ avec :}$$

H_{EFF} et λ en mètres

S = surface d'une spire en m^2

N = Nombre de spires

3-4-1 Calcul de la sensibilité

A 137,2 kHz, selon l'UIT le facteur minimal attendu du bruit de bande F_a est égal à 78 dB, ce qui nous donne un champ de bruit E_a de 18,34 nV/Hz/m.

Par ailleurs $H_{\text{EFF}} = 0,000794 \text{ m}$ et $Q = 196$. Alors $e_a = 18,34 \times 0,000794 \times 196 = 2,854 \text{ nV/Hz}$.

A comparer avec le bruit thermique e_b du préampli de 47,85 nV/Hz, ce qui nous fait -24,5 dB au lieu des +10 dB de marge, soit un manque de sensibilité de -34,5 dB !

4 - Amélioration de la sensibilité ?

Pour améliorer la sensibilité, il est nécessaire d'augmenter le niveau **mesuré** du bruit de bande et/ou de diminuer les bruits thermiques du cadre et du préampli.

Pour augmenter le niveau mesuré du bruit de bande, il faut :

- 1 - Augmenter la hauteur effective. Pour cela, on peut augmenter la section du barreau, sa perméabilité apparente et le nombre de spires. Ces paramètres étant interdépendants obligent à trouver un compromis.
- 2 - Augmenter le Q, c'est-à-dire diminuer les pertes dans le fil. Noter que l'augmentation de la perméabilité apparente augmente également le Q qui est limité par ailleurs à cause des pertes dans le ferrite.

Nous avons sur la figure 9 les courbes mesurées avec le simulateur qui montrent la variation du rapport e_a/e_b en fonction des pertes dans le cadre (perméabilité apparente constante).

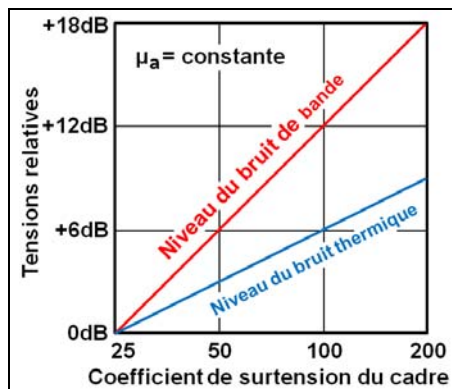


Figure 9 : Q du cadre : Effets sur le rapport en tension entre bruit de bande et bruit thermique

On voit qu'il n'y a pas de miracle : moins le cadre aura de pertes et meilleures seront ses performances.

4-1 Première modification du bobinage

On se propose de diviser par deux le nombre de spires en bobinant une couche de 50 spires avec le même fil de 10 brins de 0,05 mm sur une longueur de 16 mm. Normalement l'augmentation de deux fois du rapport $L_{\text{barreau}} / L_{\text{bobine}}$ devrait entraîner une augmentation du μ_a de 1,27 (racine cubique de 2). Par ailleurs on espère conserver le Q.

4-1-1 Résultats

Nous obtenons par rapport à la première réalisation :

- N est divisé par 2.
- Rapport $L_{\text{barreau}} / L_{\text{bobine}} = 8,63$
- Accord à 137,2 kHz avec $C = 5272$ pF
- Donc $L = 255,23$ μH (divisée par 3,2).
- Q mesuré = 130 (divisé par 1,51)
- Self induction mesurée sur mandrin neutre ($\mu_r = 1$) : $L = 10,42$ μH (divisée par 2,1)
- Nouveau $\mu_a = 255,23 / 10,42 = 24,49$ soit une diminution de 1,52 fois (!)
- Alors e est diminuée de $0,5 \times (24,49 \times 130) / 7303 = 4,59$ fois
- Impédance du cadre = 28603 Ω à 137,2 kHz (divisée par 4,79)

La nouvelle perméabilité apparente est paradoxale. Elle a baissé d'un facteur de 1,52 alors qu'elle devrait avoir augmenté dans un rapport compris entre 1 et 1,27 (racine cubique de 2) selon notre position sur la courbe de la figure 5 (limitation quand le rapport $L_{\text{barreau}} / L_{\text{bobine}}$ augmente trop). Examinons les résultats.

Quand on double le nombre de spires en doublant la longueur du bobinage, on obtient :

- La self sur mandrin neutre augmente de 2,1 fois
- La self sur barreau ferrite augmente de 3,2 fois

En conséquence la perméabilité apparente augmente de $3,2/2,1 = 1,52$ fois et c'est bien ce que l'on constate ($37,26/24,49=1,52$). Cela veut dire que dans notre cas, le rapport $L_{\text{barreau}} / L_{\text{bobine}}$ n'aurait aucune action sur la perméabilité apparente parce que l'on serait dans la partie limitée de la courbe de la fig. 5 ? Ou alors la formule liée à ce rapport serait à interpréter ? Nous y reviendrons.

4-1-2 Calcul de la sensibilité

Le bruit de bande minimal attendu est inchangé avec un champ de bruit E_a de **18,34** nV/Hz/m. La hauteur effective H_{EFF} est maintenant de **0,000261** m et le Q mesuré de 130. Alors $e_a = 18,34 \times 0,000261 \times 130 = \mathbf{0,623}$ nV/Hz. A comparer avec le nouveau bruit thermique e_b du préampli (mesuré au simulateur) de **22,07** nV/Hz (l'impédance à son entrée a été divisée par 4,79), ce qui nous donne -31 dB au lieu de -24,5 dB, soit une diminution de 6,5 dB avec une baisse de la sensibilité qui passe à -41 dB ! Ce n'est pas une solution.

4-2 Deuxième modification du bobinage

On se propose de doubler le nombre de spires bobinées en une seule couche de 200 spires avec le même fil de 10 brins de 0,05 mm (longueur = 63 mm).

4-2-1 Résultats

Nous obtenons par rapport à la première réalisation :

- N est multiplié par **2**.
- Rapport $L_{\text{barreau}} / L_{\text{bobine}} = \mathbf{2,19}$
- Accord à 137,2 kHz avec $C = \mathbf{514}$ pF ($C_{\text{répartie}}$ négligeable).
- Donc $L = \mathbf{2,618}$ mH (multipliée par **3,2**).
- Q mesuré = **225** (multiplié par **1,15**)
- Self induction mesurée sur mandrin neutre ($\mu_r = 1$) : $L = \mathbf{43,2}$ μH (multipliée par **2**)
- Nouveau $\mu_a = 2618 / 43,2 = \mathbf{60,6}$ soit une augmentation de **1,63** fois
- Alors e est augmentée de $2 \times (60,6 \times 225) / 7303 = \mathbf{3,73}$ fois
- Impédance du cadre = **839,5** k Ω à 137,2 kHz (multipliée par **7,218**)

Ces valeurs confirment celles de la première modification. La perméabilité apparente a augmenté de 1,63 fois, soit $\approx 3,2/2$. Mais le Q n'a augmenté que de 1,15 fois, sans doute à cause de l'effet des pertes dans le ferrite. Donc là aussi on contredit l'effet théorique de l'augmentation du rapport $L_{\text{barreau}} / L_{\text{bobine}}$. Pourtant il doit bien se produire à cause de la longueur finie du barreau, mais pour un rapport compris entre 1 ($\mu_a = \mu_e$) et 2 environ (dépend sans doute du μ_i). Donc il y aurait un rapport optimal aux alentours de 2, dépendant du rapport L/D et du μ_i du barreau. On voit bien là la complexité du système où les formules sont inter-dépendantes et ne sont valables que dans des limites particulières .

4-2-2 Calcul de la sensibilité

Le bruit de bande minimal attendu est inchangé avec un champ de bruit E_a de **18,34** nV/Hz/m. La hauteur effective H_{EFF} est maintenant de **0,004547** m et le Q mesuré de 225. Alors $e_a = 18,34 \times 0,004547 \times 225 = \mathbf{18,76}$ nV/Hz. A comparer avec le nouveau bruit thermique e_b du préampli mesuré de **119,8** nV/Hz (l'impédance à son entrée a été multipliée par 7,218), ce qui nous fait **-16,1** dB au lieu de -25,7 dB. Nous avons gagné **9,6** dB.

4-3 Troisième modification du bobinage

Et si l'on conservait les 200 spires avec le même fil de 10 brins de 0,05 mm bobinées cette fois-ci en deux couches sur une longueur de 31 mm ? Entre les deux couches, pour faciliter le bobinage, on intercale une épaisseur de 0,1 mm de ruban adhésif.

4-3-1 Résultats

Nous obtenons par rapport à la première réalisation :

- N est multiplié par 2.
- rapport $L_{\text{barreau}} / L_{\text{bobine}} = 4,45$ (inchangé)
- Accord à 137,2 kHz avec $C = 370$ pF. $C_{\text{répartie}} = 34,22$ pF, soit $C_{\text{accord}} = 404,22$ pF
- Donc $L = 3,33$ mH (multipliée par 4,08).
- Q mesuré = 148 (divisé par 1,32)
- Self induction sur mandrin neutre ($\mu_r = 1$) : $L = 81,14$ μH (multipliée par 3,7)
- Nouveau $\mu_a = 3330 / 81,14 = 41$ soit une augmentation de 1,1 fois
- Alors e est augmentée de $2 \times (41 \times 148) / 7303 = 1,66$ fois
- Impédance du cadre = 424,8 k Ω à 137,2 kHz (multipliée par 3,1)

Ici la self du cadre est multipliée par 4,08, ce qui semble une erreur de mesure puisque le rapport maxi est de 4. Peut-être est-ce dû à l'apparition d'une forte capacité répartie. Le rapport entre les selfs de $4,08/3,7 = 1,1$ se retrouve dans l'augmentation du μ_a . Pour la diminution du Q, cela pourrait être dû à l'éloignement de la ferrite de la deuxième couche du bobinage. Tout cela n'augure pas une grande augmentation de la sensibilité.

4-3-2 Calcul de la sensibilité

Le bruit de bande minimal attendu est inchangé avec un champ de bruit E_a de 18,34 nV/Hz/m. La hauteur effective H_{EFF} est maintenant de 0,001747 m et le Q mesuré de 148. Alors $e_a = 18,34 \times 0,001747 \times 148 = 4,742$ nV/Hz. A comparer avec le nouveau bruit thermique e_b du préampli mesuré de 84 nV/Hz (l'impédance à son entrée a été multipliée par 3,1), ce qui nous fait -24,97 dB au lieu de -25,7 dB. Nous n'avons gagné que 0,73 dB. C'est peu et je ne pense pas que bobiner 400 spires sur deux couches puisse encore se faire car la résonance propre du système devrait passer en dessous de 137,2 kHz (résonance de la self avec la capacité répartie). Et par ailleurs je pense que le Q ne devrait pas augmenter significativement.

4-4 Quatrième modification du bobinage

Il s'agit en fait de la bobine GO d'origine du cadre de récupération. Elle est bobinée sur mandrin avec un fil plein dia 0,2 mm. Le bobinage est du type multi-couches, mais en utilisant une machine spéciale qui permet de réduire au maximum la capacité répartie. Le résultat est le même que si l'on divisait le mandrin en une multitude de compartiments bobinés en série. C'est une méthode de bobinage impossible à réaliser à la main. Voir la photo de cette bobine sur la figure 10.



Figure 10 : Bobine GO du cadre d'origine

Le nombre de spires a été calculé à partir de la mesure de la résistance en continu de la bobine.

4-4-1 Résultats

Nous obtenons par rapport à la première réalisation :

- N est multiplié par 3,8 (380 spires).
- rapport $L_{\text{barreau}} / L_{\text{bobine}} = 9,5$ (augmenté de 2,14)
- Accord à 137,2 kHz avec $C = 224$ pF. $C_{\text{répartie}} = 5$ pF, soit $C_{\text{accord}} = 229$ pF
- Donc $L = 5,876$ mH (multipliée par 7,2).
- Q mesuré = 165 (divisé par 1,19)
- Self induction sur mandrin neutre ($\mu_r = 1$) : $L = 302,48$ μ H (multipliée par 13,8)
- Nouveau $\mu_a = 5876 / 302,48 = 19,43$ soit une diminution de 1,92 fois
- Alors e est augmentée de $3,8 \times (19,43 \times 165) / 7303 = 1,67$ fois
- Impédance du cadre = 835,8 k Ω à 137,2 kHz (multipliée par 6,093)

4-4-2 Calcul de la sensibilité

Le bruit de bande minimal attendu est inchangé avec un champ de bruit E_a de 18,34 nV/Hz/m. La hauteur effective H_{EFF} est maintenant de 0,00254 m et le Q mesuré de 165. Alors $e_a = 18,34 \times 0,00254 \times 165 = 7,688$ nV/Hz. A comparer avec le nouveau bruit thermique e_b du préampli mesuré de 120 nV/Hz (l'impédance à son entrée a été multipliée par 6,1), ce qui nous fait -23,9 dB au lieu de -25,7 dB. Nous n'avons gagné que 1,8 dB. Ce n'est pas là non plus la solution d'autant que le bobinage est quasiment impossible à réaliser par un OM.

4-5 Récapitulation

- 100 sp en 1 couche. Sensibilité = -34,5 dB (référence).
- 50 sp en 1 couche. Sensibilité diminue de 6,5 dB (-41 dB).
- 200 sp en 1 couche. Sensibilité augmente de 9,6 dB (-24,9 dB).
- 200 sp en 2 couches. Sensibilité augmente de 0,73 dB (-33,8 dB).
- 380 sp bobine GO Broadcast. Sensibilité augmente de 1,8 dB (-32,7 dB).

C'est donc la deuxième modification qui emporte le suffrage. Mais nous sommes encore loin du compte !

4-6 Ultime amélioration de la sensibilité ?

En prenant un barreau de 200 \times 10 mm ayant un μ_i de 900 avec de faibles pertes et en y bobinant 300 spires en fil divisé de 20 brins de 0,05 mm sur une seule couche, plus un préampli très faible bruit, on pourrait espérer que notre cadre ferrite soit acceptable pour un QRA en ville avec un bruit de bande urbain élevé. Mais pour un QRA à la campagne (plus faible bruit de bande), il serait sans doute encore insuffisant.

5 - Conclusion

En résumé, cet article avait pour but de montrer que les domaines de l'induction et du rayonnement étaient radicalement différents et entraînaient une utilisation différente d'un noyau ferrite. Montrer aussi qu'avec une antenne cadre ferrite, on ne pouvait espérer une certaine performance qu'avec une bonne géométrie du noyau, le bon matériau pour la fréquence de travail envisagée (grande perméabilité apparente et minimum de pertes), la bonne méthode de bobinage et un faible bruit du préampli de lecture. Nous avons vu que l'inter-action entre ces différents paramètres est complexe et le résultat peu prévisible. Il est indispensable d'expérimenter pour trouver le meilleur compromis et avoir une idée des performances espérées. Nous avons vu également que cette expérimentation ne pouvait se

faire que "sur table" en utilisant un simulateur de circuits (Spice) pour la détermination du bruit thermique du système ⁽⁴⁾. Il faut bien comprendre que la seule mesure du niveau de sortie du récepteur sur un signal reçu à partir d'une source quelconque ne peut suffire pour connaître les performances de son cadre ferrite. Seul le rapport Signal/Bruit importe (tous les bruits).

Par ailleurs, le niveau du bruit de bande attendu utilisé habituellement est celui de l'UIT et il est prévu pour étudier des bilans de liaisons avec plus de 99% de fiabilité. C'est le cas en radiodiffusion avec pour conséquence des puissances d'émission importantes. Pour un radioamateur qui se contente d'un seul DX pour être heureux, une fiabilité inférieure à 1% suffit, d'où un besoin accru de sensibilité. Bien sûr, la plupart du temps, le bruit de bande étant bien plus élevé, un cadre sans prétention pourrait peut-être suffire, mais avec une puissance limitée à 1W (PAR) en émission, la portée s'en trouverait réduite ⁽⁵⁾. Aucun espoir de DX ! Il faut bien comprendre que si les cadres pour la radiodiffusion semblent fonctionner, c'est parce que les puissances d'émission sont énormes (PAR de 2 MW pour l'ancien émetteur d'Alouis) car il est impossible de faire entrer une antenne gigantesque dans un récepteur miniaturisé !

ANNEXE 1 : Comparaison avec une antenne émission

Vouloir construire un cadre ferrite performant se comprend si l'on se contente d'écouter la bande 137 kHz, mais pour un OM qui veut trafiquer, le mieux est encore d'utiliser son antenne émission.

A1-1 Caractéristiques de l'antenne émission

Soit une antenne composée d'un pylône isolé de 12 m de haut relié à son sommet à quatre brins H en croix de 50 m de longueur (chapeau capacitif).

Le contrepoids dans le sol est composé de 8 radians enterrés de 50 m de long en étoile.

L'adaptation à 50 Ω est réalisée par une bobine série de 1855 μH et une bobine parallèle de 30,7 μH. Les pertes totales sont estimées à 15 Ω (dont 10 Ω dans le sol). C'est une excellente réalisation radioamateur qui nécessite quand-même un hectare de terrain ⁽⁶⁾ ! Voir le schéma électrique du système antenne sur la figure 11 (schéma P-Spice à partir d'une simulation NEC-Win Pro).

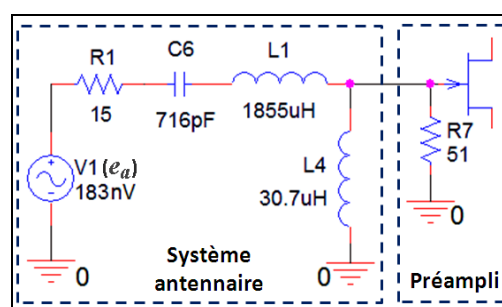


Figure 11 : Schéma électrique du système antenne décrit dans l'annexe 1

A 137,2 kHz, l'impédance du système antenne est ici de $47,6 \Omega + j0$ (ROS 1,05). Comme il est relié par un câble coaxial 50 Ω au transceiver, il est nécessaire en réception de le charger par une résistance de 51 Ω à l'entrée du préampli. Cette résistance fait chuter la tension de deux fois et augmente le bruit thermique, mais nous verrons que nous avons de la marge ⁽⁷⁾.

A1-2 Résultats.

Compte tenu du chapeau capacitif, la hauteur effective est de 10 m au lieu de 6 m pour un simple fouet de 12 m (conséquence de l'augmentation du courant moyen dans le fouet).

En émission à 137,2 kHz, ce système antennaire a une résistance de rayonnement de 16,6 m Ω , soit un rendement de 0,11%. Ceci veut dire que l'on rayonnera la PAR autorisée de 1 W en lui injectant 554 W ! (554 = 1/0,0011/1,64, dans lequel 1,64 = gain du dipôle et *grosso modo* du monopôle en polar V sur un sol standard).

En réception, en partant d'un F_A de 78 dB et avec une H_{EFF} de 10 m, nous obtenons un bruit de bande e_n de 183 nV/Hz, ce qui entraîne 1665 nV en sortie du préampli. Une mesure du bruit thermique de sortie avec le simulateur donne 30,87 nV/Hz, soit 34,64 dB sous e_n , ce qui nous apporte une bonne vingtaine de dB de marge. De quoi espérer un cas exceptionnel de très faible bruit de bande pour réaliser le DX de sa vie d'OM !

Pour joindre l'auteur : "f5nb@r-e-f.org"

Notes

- (1) *Noter le masculin. Le mot "Ferrite" au féminin désigne une variété allotropique de fer utilisée dans certains alliages.*
- (2) *L'emploi du ferrite dans les transformateurs large bande a été traité dans l'article "Transformateurs HF large bande à ferrites" paru dans R-REF de janvier 2019.*
- (3) *Le bruit du rapport S/B est la somme du bruit de bande et du bruit thermique. Si ce dernier est plus faible de 10 dB minimum, alors il ne reste que le bruit de bande sur lequel on ne peut pas agir.*
- (4) *Sans simulateur, il faut disposer d'une cage de Faraday pour pouvoir éliminer le bruit de fond radioélectrique (bruit de bande).*
- (5) *Pour un bruit de bande 24 dB plus élevé et pour un même champ rayonné par l'OM correspondant, la portée est réduite de 16 fois.*
- (6) *Avec 2000 m² seulement, on peut se contenter d'une antenne en T avec deux nappes comme chapeau capacitif et un plan de sol réduit. Le prix à payer est une baisse de rendement qu'il faudra compenser par une puissance accrue de l'émetteur.*
- (7) *On pourrait supprimer la résistance de 51 Ω en mettant le préampli dans le système antennaire, mais cela compliquerait beaucoup les commutations E/R.*