

Antenne magnétique: 2^{ème} version pour la bande 80 m

par Werner Tobler HB9AKN

1. Introduction

Nous avons publié dans le *HBradio* N°5/2010 une réalisation personnelle d'antenne magnétique compacte pour la bande 80 m, utilisant du tube d'aluminium éloxé de 10 mm de diamètre, que l'on trouvait naguère pour la confection d'antennes de télévision. Ce matériel était fourni essentiellement par la firme Jaeger de Berne, et convenait parfaitement pour le but poursuivi. On pouvait alors, en récupérant les trombones de ces antennes prévues pour le canal 2 VHF, les écarter pour obtenir facilement les deux branches désirées pour confectionner une antenne magnétique compacte. Il ne restait alors qu'à établir les connexions nécessaires pour établir une double spire, et raccorder le dispositif d'accord et de couplage.

Il reste alors un problème essentiel, pouvoir se procurer les tubes nécessaires, et en cas de longueur insuffisante, pouvoir les souder ou les raccorder entre eux, afin d'obtenir la longueur totale nécessaire, indiquée sur le dessin.

Nous avons remarqué, en effet, qu'il n'est pas aisé, dans les grandes surfaces commerciales de matériel divers, de trouver ce qui correspond à nos désirs. La plupart du temps, les tubes sont trop courts, et d'un métal inconnu, donc pas facilement assemblables à l'aide de soudure ou autre.

Cet inconvénient m'a fait penser à une autre solution qui facilitera grandement la réalisation de l'antenne magnétique, l'emploi d'un tube PVC de forme circu-

laire de 1,6 m de diamètre dans lequel on introduit un fil de cuivre émaillé afin de réaliser les spires nécessaires. Chez moi, le tube trouvé a lui-même un diamètre de 31 mm. Il est alors très facile d'introduire dans ce tube deux spires de fil émaillé de 1,6 mm de diamètre, et de les raccorder au dispositif de couplage et d'accord. Chacun pouvant se procurer du fil émaillé, ainsi qu'un tel tube PVC, on évite ainsi un problème d'approvisionnement. Bien sûr, on perd, avec deux spires d'un diamètre de 1,6 m, l'avantage d'une antenne compacte.

Nous ne referons pas ici la théorie fondamentale des antennes magnétiques, le lecteur n'ayant pas lu la première description citée au début pourra s'y référer.

Un autre problème a cependant surgi avec cette nouvelle réalisation, celui des pertes supplémentaires provenant de l'effet pelliculaire dû à l'utilisation d'un fil de diamètre de 1,6 mm, et non plus d'un tube de 10 mm de diamètre. Les pertes allaient-elles être beaucoup plus grandes? Et si oui alors, de combien? Telle était la question.

L'effet pelliculaire aussi appelé effet Kelvin étant mal connu, c'était une occasion ici de parler de lui, en faisant premièrement un rappel théorique, et en montrant ensuite dans notre comparaison pratique, si les pertes occasionnées sont acceptables ou non, par rapport à notre première version.

L'amateur n'aimant pas les exposés théoriques pourra passer directement à la réalisation pratique au chapitre 4.

2. Rappel théorique concernant l'effet pelliculaire ou effet Kelvin

Un courant de haute fréquence ne circule pas avec la même intensité dans toute la section du conducteur comme cela est le cas avec un courant continu. Le courant HF produit un champ magnétique circulaire non seulement à l'extérieur du conducteur, mais également à l'intérieur de celui-ci. Ce champ magnétique intérieur repousse le courant HF à la surface du conducteur, ceci d'autant plus que la fréquence du courant est élevée. Il en résulte un écoulement du courant **sur la surface d'une couronne périphérique restreinte d'épaisseur α** , il en résulte un échauffement plus grand que si le conducteur était parcouru par un courant continu.

Pour les calculs qui vont suivre, nous nous sommes référés à un ouvrage indiqué dans la référence bibliographique

3. Calculs pratiques

3.1 Calcul de la résistance R du fil en courant continu

L'expression classique de la résistance ohmique d'un conducteur circulaire pour un courant continu le traversant est:

$$R = \frac{\rho \cdot l}{A}$$

avec:

- R: résistance en Ω du conducteur
- ρ : coefficient de résistivité en $\Omega \cdot \text{mm}^2/\text{m}$ (cuivre $\rho = 0,018$)
- l: Longueur du conducteur en mètres
- A: section du conducteur en mm^2

La section A du conducteur vaut:

$$A = \pi \cdot \frac{d^2}{4}$$

avec:

- d: diamètre du conducteur en mm

Avec une longueur du conducteur de 10,05 mètres (2 spires avec un diamètre de 1,6 mètre) et un diamètre de 1,6 mm du conducteur on a donc:

$$R = \frac{4 \cdot \rho \cdot l}{\pi \cdot d^2} = \frac{4 \cdot 0,018 \cdot 10,05}{3,14 \cdot 1,6 \cdot 1,6} = 0,090 \Omega$$

3.2 Calcul de la résistance en HF

Pour la **résistance HF**, la surface de la section A entrant dans le calcul, sera **celle de la couronne périphérique d'épaisseur α** mentionnée plus haut,

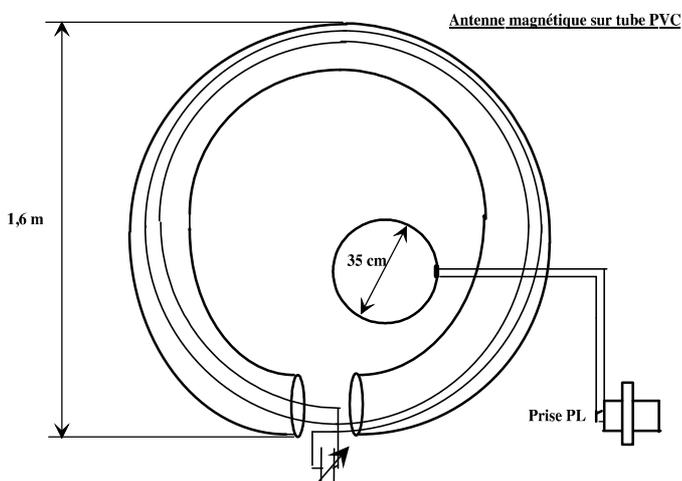


Figure 1: Dimensions géométriques

et non plus toute la section du conducteur.

On calcule l'épaisseur α selon l'expression suivante:

$$\alpha = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{\frac{\mu \cdot f \cdot 10^{-7}}{\rho}}}$$

avec:

- μ : Perméabilité (pour le cuivre $\mu = 1$)
- ρ : coefficient de résistivité en $\Omega \cdot \text{mm}^2/\text{m}$ (cuivre $\rho = 0,018$)
- f : Fréquence du courant en Hertz

Dans notre cas, pour $f = 3,65 \text{ MHz}$ on obtient $\alpha = 0,035 \text{ mm}$ d'épaisseur.

Cette valeur α , est, rappelons le, la valeur de la largeur de la couronne périphérique dans la surface de laquelle se propage le courant HF.

Remarque: L'épaisseur α , ne dépend pas du diamètre du conducteur mais surtout de f . La faible valeur de α obtenue par calcul, autorise les calculs qui vont suivre. Si on avait obtenu une plus grande valeur de α , il aurait fallu utiliser une autre méthode de calcul.

On a d'autre part:

$$R_{HF} = \frac{l \cdot \sqrt{8 \cdot \mu \cdot f \cdot \rho \cdot 10^{-7}}}{d}$$

avec:

- R_{HF} : résistance HF du fil en Ohms
- l : longueur du fil en mètre
- μ : perméabilité du fil. pour le cuivre $\mu = 1$
- ρ : coefficient de résistivité en $\Omega \cdot \text{mm}^2/\text{m}$ (cuivre $\rho = 0,018$)
- f : fréquence du courant en Hertz
- d : diamètre du fil en mm

Dans notre cas, pour $f = 3,65 \text{ MHz}$ on obtient $R_{HF} = 1,46 \text{ Ohms}$

Le même calcul mais pour du tube d'un diamètre de 10 mm utilisé dans notre première version, nous donnerait la valeur $R_{HF} = 0,235 \text{ Ohms}$

On remarque donc ici une légère différence par rapport à notre première version d'antenne.

Dans notre deuxième version, il faut encore ajouter la résistance R en continu de nos deux spires soit 0,09 Ohms on obtient alors:

$$R_{HF} = 1,46 + 0,09 = 1,55 \text{ Ohms}$$

Rapport des deux résistances HF des deux versions d'antenne: $1,46/0,235 = 6,21$

C'est dans cette résistance de 1,55 Ohms que sera dissipée par effet Joule (en chaleur) la puissance perdue.

3.3 Calcul du coefficient de self induction L

Selon l'expression de Thompson donnée dans l'article de la première version avec $C = 40 \text{ pF}$ avec $f = 3,650 \text{ MHz}$, on a:

$$L = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f)^2 \cdot C} = \frac{1}{(6,28 \cdot 3,65 \cdot 10^6)^2 \cdot 40 \cdot 10^{-12}} = 47,5 \cdot 10^{-6} \text{ Henrys}$$

L = 47,5 micro Henrys

3.4 Calculs des pertes dans notre nouvelle version

Pour une puissance HF appliquée de 30 Watts.

On a, à la résonance:

$$Z = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L \cdot Q$$

avec:

- Z : impédance à la résonance en Ohms (Z est en réalité une résistance ohmique pure puisque nous sommes à la résonance)
- f : Fréquence de résonance en Hertz
- L : Coefficient de self induction en Henrys
- Q : facteur de qualité aussi appelé facteur de surtension sans unité.

Q est la résultante de Q_C , le facteur de qualité de la capacité d'accord, et de Q_L , le facteur de qualité de la bobine. Comme Q_L est de valeur bien inférieure à Q_C , on calculera donc les pertes dues uniquement à la bobine et on négligera les pertes du condensateur. Celui-ci peut être considéré comme parfait sur 80 mètres.

3.4.1 Calcul du facteur QL

On le sait, le grand facteur Q est le gros atout de l'antenne magnétique aussi bien pour obtenir une bonne sélectivité à la réception, que pour obtenir un bon rendement à l'émission.

On a:

$$Q_L = \frac{2 \cdot \pi \cdot f \cdot L}{R_{HF}}$$

On aura donc un facteur de qualité QL de 6,81 fois inférieur **avec notre**

deuxième version puisque l'on a une résistance R_{HF} supérieure de ce facteur, pour une même fréquence d'accord, et un même coefficient de self induction L ainsi qu'une même capacité d'accord.

On a:

$$Q_L = \frac{6,28 \cdot 3,65 \cdot 10^6 \cdot 47,5 \cdot 10^{-6}}{1,55} = 702,8$$

3.4.2 Calcul de l'impédance à la résonance

On a:

$$Z = 6,28 \cdot 3,65 \cdot 10^6 \cdot 47,5 \cdot 10^{-6} \cdot 702,8 = 765'593$$

Remarque: Cette impédance est en réalité une résistance ohmique pure, puisque nous sommes à la fréquence de résonance d'un circuit oscillant parallèle. Il n'y a donc pas de composante réactive.

3.4.3 Calcul du courant HF parcourant la self L

On applique une puissance HF de 30 Watts. On fait l'hypothèse que la totalité du courant parvenant au circuit oscillant parcourra la self, le facteur de qualité de la capacité d'accord étant bien supérieur.

On a:

$$I = \sqrt{\frac{P}{Z}} = \sqrt{\frac{30}{765'593}} = 0,00626 \text{ Ampères}$$

3.4.4 Calcul de la puissance perdue (deuxième version)

On a:

$$P = I^2 \cdot R_{HF} = (6,26 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 1,55 = 60,74 \cdot 10^{-6} \text{ Watts}$$

On a **avec notre première version** utilisant du tube de 10 mm de diamètre:

$$P = \frac{60,74 \cdot 10^{-6}}{6,21} = 9,78 \cdot 10^{-6} \text{ Watts de pertes}$$

3.4.5 Conclusion

Les pertes occasionnées par la réalisation de cette deuxième version d'antenne magnétique sont, certes plus importantes que pour la première réalisation, mais restent néanmoins très négligeables pour la bande 80 mètres.

Pour les bandes plus élevées, si l'on désire utiliser le même procédé de

construction, il faut refaire les calculs de pertes avec la même méthode.

4. Mesures

Le SWR mesuré, (Rapport d'ondes stationnaires) est identique à la première version; soit 1,2.

5. Réalisation pratique

(voir figure 1 et photo 1)

Celle-ci est beaucoup plus aisée à réaliser que la première version compacte. Il suffit de trouver un bon gros tube PVC d'au moins 3 cm de diamètre extérieur, pouvant former une grosse spire de 1,6 m de diamètre. Ce genre de tube abonde sur les chantiers ou dans les stocks des électriciens. Le tube Simalen orange des électriciens ne convient pas, car il manque de rigidité étant d'un diamètre trop faible. Il existe peut être du tube Simalen de plus gros diamètre. On donnera la préférence à un gros tube bien rigide, dans lequel on pourra enfiler les deux spires de fil de cuivre pour confectionner la bobine. On fera passer ensuite les deux extrémités des deux spires à travers la paroi du tube PVC, très près de l'ouverture du tube, et on bloquera ces extrémités bien tendues à l'aide de douilles à vis, de façon à bien fixer les spires dans le tube. On placera dans l'ouverture du tube une barrette de plexiglas qui fixera le tout d'une façon rigide.

On pourra fixer au tube PVC, à l'endroit de l'ouverture, une plaque en plexiglas supportant le condensateur d'accord

ainsi que la prise PL d'alimentation coaxiale HF sur laquelle sera soudée et connectée la spire de couplage.



Photo 1: Vue générale de l'antenne magnétique compacte 80 m

5.1 Fixation de l'antenne

Nous l'avons dit, dans cette deuxième version, nous perdons l'avantage du faible encombrement, mais gagnons en facilité de construction et matériel disponible. Pour la fixation, une possibilité intéressante est la suspension du tube PVC à un support laissant aussi la possibilité d'orienter l'antenne sur 180 degrés. Une rotation complète n'est pas nécessaire puisque le rayonnement se fait des deux côtés dans la direction du plan du tube.

6. Conclusion

Rappelons une fois de plus, l'énorme avantage d'une antenne magnétique par rapport à une antenne verticale. En plus de la directivité toujours utile, le fait de ne pas avoir besoin d'un contre poids **constitue un avantage majeur** surtout en mobile et aussi dans un immeuble locatif où l'on ne peut, bien souvent pas tirer facilement un fil parvenant à une prise de terre, digne de ce nom. Les radars qu'on utilise avec une verticale, ne remplissent pas entièrement cette tâche. Voir à ce sujet notre article consacré aux mesures faites sur une antenne verticale 18 AVT de HYGAIN. De plus, l'antenne magnétique aura un comportement bien supérieur à l'égard du TVI du fait du haut facteur Q qui atténuera beaucoup les harmoniques. Tous ces avantages n'ont pas passé inaperçus lors du dernier conflit mondial dans lequel les services allemands l'ont largement utilisée.

Si nous avons pu aider l'amateur à réaliser cette fois, une antenne dont le matériel est facilement disponible, nous aurons atteint notre but.

Werner, HB9AKN

Référence bibliographie

Electronique et Radioélectricité, Tome 2 de Georges Thalman, Edition SPES Lausanne

Malheureusement, c'est un ouvrage ancien que l'on ne trouve vraisemblablement plus en librairie. Je reste à la disposition du lecteur voulant obtenir des photocopies.



TR 432 H - Großsignalfester Transverter
für das 70 cm Band

www.db6nt.com

KUHNE electronic
MICROWAVE COMPONENTS

Kuhne electronic GmbH | Scheibenacker 3 | 95180 Berg

Unser TR 432 H wird erwachsen...

- Vollständig neu überarbeitetes Design mit neuen Features
- Großsignalfester Empfangspfad mit einem Ausgangs IP3 von +30 dBm
- SFDR von 98 dB bei einer Systembandbreite von 3 kHz
- Bestens gerüstet für WSJT und EME dank 10 MHz Referenz Frequenz Eingang
- Endstufe mit eingebauter Schutzschaltung
- Mit den meisten Transceivern mit Transverter Interface kompatibel
- Einstellung der Sendeleistung mit TX Power Poti an der Frontplatte

TR 6 SW – Transverterwahl auf Knopfdruck

Die „SWITCH UNIT“ TR 6 SW bildet die Schnittstelle zwischen Transceiver und mehreren Kuhne electronic Transvertern.

- Bis zu 6 ZF Kanäle verwendbar
- Für Transceiver mit getrennten oder kombinierten ZF Anschlüssen
- Steuert die PTT Eingänge der angeschlossenen Transverter
- Fernsteuerbar

Details zum TR 432 H und zur TR 6 SW
„SWITCH UNIT“ auf der HAM Radio, Stand A1-310.
Wir freuen uns auf Ihren Besuch!

Feb. +49 (0) 92 93 - 369 939 | info@kuhne-electronic.de