

Transformateurs HF large bande à ferrites

Robert BERRANGER, F5NB.

Les transformateurs à noyaux ferrite sont très utilisés dans les amplis de puissance allant des VLF aux UHF et dans les alimentations à découpage. Parmi les OM qui bricolent, combien savent-ils comment leur système de transformateur fonctionne ? Peu importe, seul le résultat compte diront certains. Mais cela n'empêche pas de vouloir savoir "comment ça marche". Et ceux qui pensent que c'est un problème élémentaire déjà vu au passage de l'examen OM, vont peut-être avoir des surprises. Voir en annexe un exemple d'utilisation dans une boîte d'accord selon F5MIU.

Nous allons nous limiter au noyaux toriques et dérivés qui sont employés dans les transfos de puissance HF. Ces noyaux ferrite ont une perméabilité relative μ élevée, de l'ordre de plusieurs milliers (air = 1). Voir sur la figure 1 quelques échantillons.

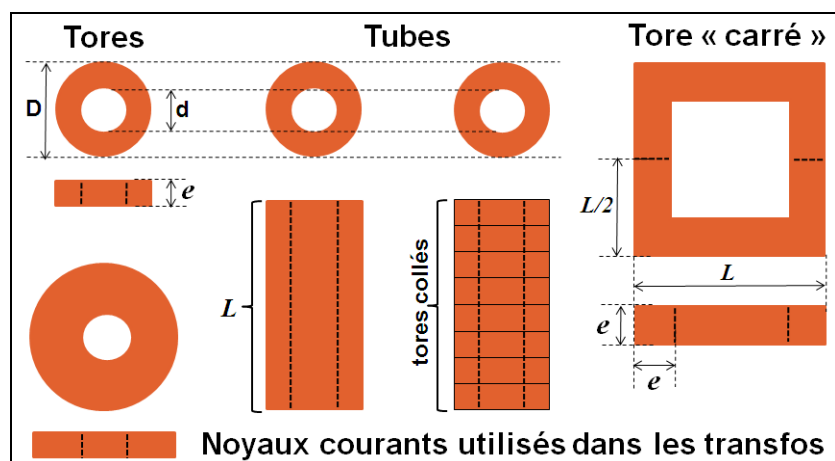


Figure 1 : Principaux noyaux ferrite dérivés du tore

Les tores et tubes circulaires sont principalement utilisés en HF et VHF. Le tore "carré" est utilisé de la VLF à la MF, principalement dans les alimentations à découpage. Il est composé de deux "U" accolés qui permettent un bobinage sur une carcasse, indépendamment du noyau. Voir sur la figure 2 les façons de bobiner ces noyaux.

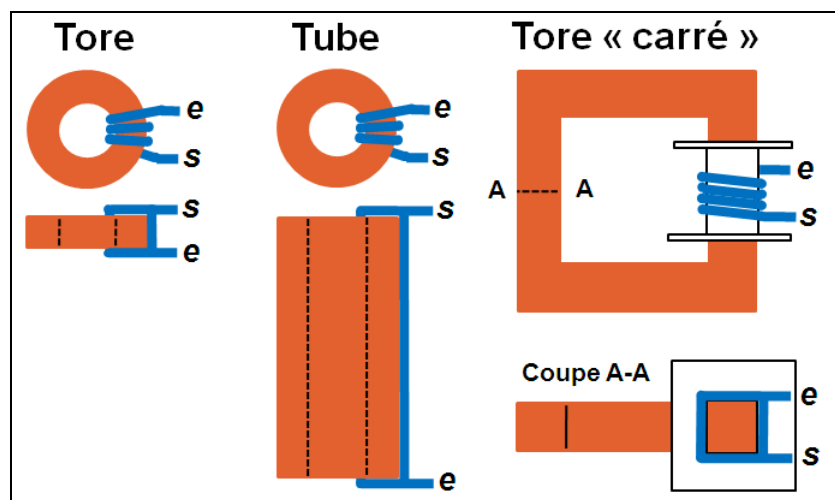


Figure 2 : Bobinage des principaux noyaux ferrite

Inductance spécifique d'un noyau ferrite

Pour calculer les transformateurs sur ferrite à forte perméabilité, on part de l'inductance spécifique (**AL**) du noyau utilisé. L'AL est le coefficient de self induction que présente une spire. Le connaissant, il suffit de le multiplier par le carré du nombre de spires pour avoir la self de son bobinage. Inversement, si l'on connaît la self et le nombre de spires on en déduit l'AL. Voir sur la figure 3 le résumé de la méthode pour déterminer l'inductance spécifique des tubes ferrite que l'on a dans ses fonds de tiroir.

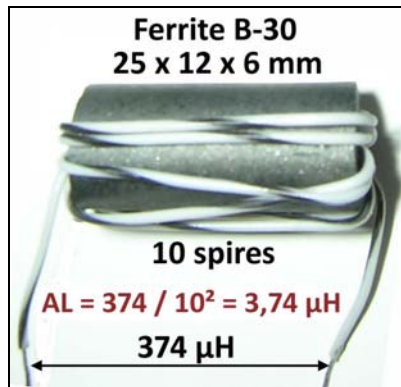


Figure 3 : Mesure de l'AL d'un tube ferrite

Ainsi le tube ferrite de la figure 3 a un AL de 3,74 μH ou 3,74 $\mu H/sp^2$. La mesure de l'AL et son utilisation sont d'autant plus précises que la perméabilité μ du ferrite est élevée.

Utilisation en transformateur

Nous nous limiterons aux transfo à deux enroulements : un primaire et un secondaire. Mais les manières de les bobiner seront valables pour des enroulements multiples. Voir ces manières sur la figure 4.

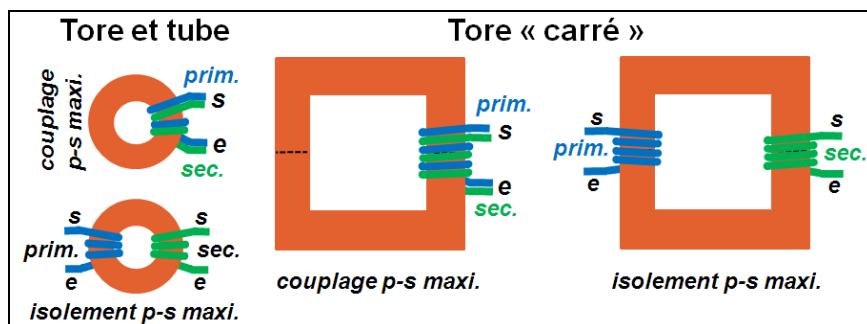


Figure 4 : Deux manières de bobiner les transfos à noyau ferrite

Une première façon de faire consiste à bobiner le primaire et le secondaire les plus serrés possibles (deux fils en main ou câble coaxial) et la deuxième au contraire à les espacer le plus possible. La première favorise un fort coefficient de couplage et la deuxième, un fort isolement en tension et une faible capacité parasite P/S. Ces deux manières influencent la bande passante du transfo.

Rappel de quelques notions fondamentales sur les transfos large bande

Nous ne nous étendons pas sur la question avec juste le rappel de quelques principes généraux :

- La fréquence de coupure basse d'un transformateur dépend de la self d'un enroulement qui doit présenter une impédance au moins cinq fois supérieure à l'impédance de charge ramenée sur cet enroulement. Noter que la phase tourne bien avant la réduction d'amplitude quand la fréquence diminue.
- Le coefficient de couplage K doit être très élevé pour pouvoir monter en fréquence. En effet il se traduit par la mise en série avec le primaire d'une self série (self de fuite) dont la valeur est égale à $L_P - (L_P \times K)$. Par exemple si $L=10\mu\text{H}$ et $K=0,99$, alors $L_{(\text{fuite})} = 100 \text{ nH}$. Noter qu'un K aussi élevé ne peut être obtenu qu'avec des noyaux ferrite et des enroulements primaire/secondaire coaxiaux.
- La capacité parasite entre primaire et secondaire perturbe aussi la réponse aux fréquences élevées, en phase et en amplitude. Son effet peut être compensé avec un bobinage coaxial dont l'impédance caractéristique est la moyenne géométrique entre impédance primaire et impédance secondaire.
- Le ferrite présente des pertes par courants de Foucault qui augmentent exponentiellement à partir d'une certaine fréquence.
- Concernant la saturation du noyau par augmentation des pertes d'induction, celles-ci augmentent avec la puissance et la diminution du nombre de spires par volt. L'effet se fait sentir aux fréquences basses.
- En augmentant la puissance, il est normal que la température dans le noyau ferrite augmente à cause des pertes inévitables. C'est pourquoi on recherche des ferrites qui ont un point de Curie élevé. Le point de Curie est la température au-dessus de laquelle le ferrite perd ses propriétés.

En conséquence, la bande passante dépend beaucoup de la qualité du ferrite. Certains types ont été développés pour les transfo HF de puissance à large bande. La mesure de l'AL ne suffit pas pour caractériser des noyaux inconnus.

Association de deux noyaux et noyaux types "deux trous"

Nous les avons sur la figure 5.

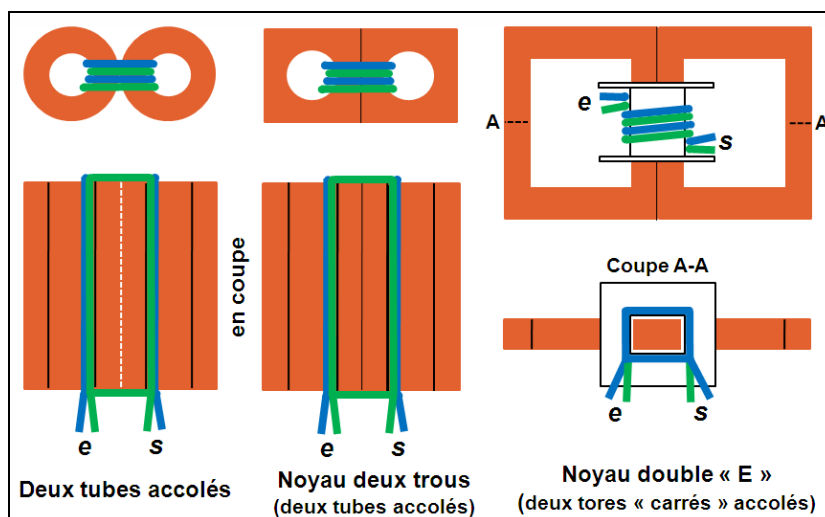


Figure 5 : Manière de bobiner les noyaux doubles et à deux trous pour un transfo à couplage P/S maximum

Le noyau "deux trous" se distingue des deux tubes cylindriques accolés par le fait que les deux tubes sont en contact sur une plus grande surface, au point qu'ils font partie d'un seul noyau. Idem pour le noyau "double E" qui est obtenu par la mise côte à côte de deux noyaux "double U".

Les bobinages de la figure 5 obéissent à la loi de l'AL, à condition que celui-ci ait été mesuré dans les mêmes conditions que le bobinage final. Nous avons ici des bobinages au coefficient de couplage maximum.

Qu'en est-il des bobinages avec isolement maximum ? Considérons la figure 6.

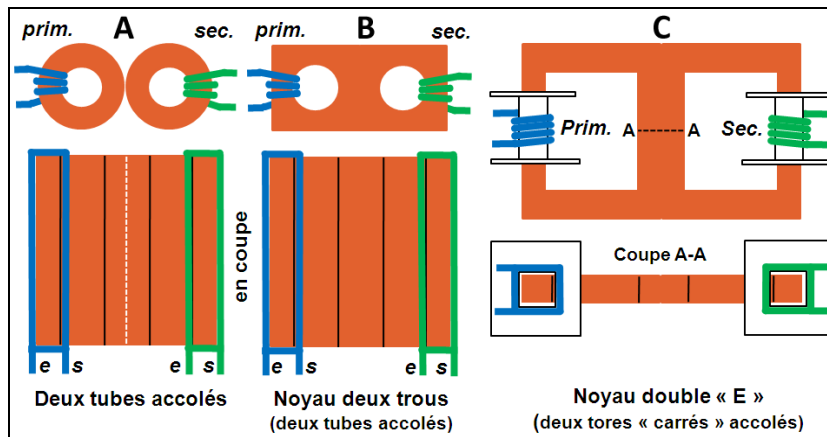


Figure 6 : Est-ce une manière possible de bobiner ces transfos pour un isolement P/S maximum ?

La légende de cette figure pose une question au lecteur. Pour y répondre, il peut expérimenter ces trois systèmes, mais on peut le faire directement en appliquant les deux principes suivants que nous allons développer :

- 1 Le flux d'induction magnétique emprunte le chemin le plus court et sa densité est proportionnelle à la perméabilité μ du milieu traversé.
- 2 En conséquence, seule la traversée d'un noyau ferrite à fort μ compte pour la détermination de la self-induction d'une boucle (d'une spire).

La figure 7 illustre ces deux principes fondamentaux.

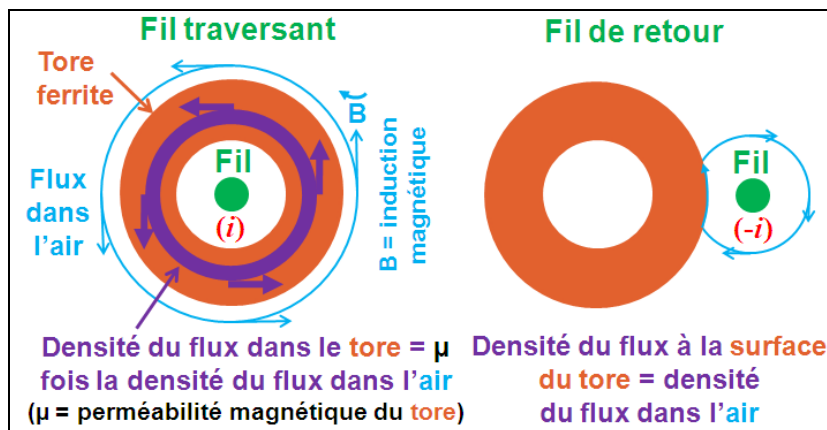


Figure 7 : Flux d'induction magnétique générés par un tour de fil sur un tore ou un tube ferrite

Grosso modo on peut dire qu'à l'extérieur du tore, le flux magnétique a une valeur μ fois moindre que dans le tore. Idem pour le tube et les circuits dérivés. Ainsi sur la figure 6-A, le flux magnétique généré par le primaire ne traverse que très très peu le secondaire. Si on connecte le primaire sur une source de tension et le secondaire sur une charge, la tension aux bornes de celle-ci sera très faible bien que le rapport de transformation apparent soit de 1/1. Oui, me direz-vous, mais dans les cas B et C de la figure 6, il y a du ferrite commun entre les deux enroulements. Je répondrai que le flux du primaire se referme par le chemin le plus court, c'est-à-dire par le ferrite entre les deux trous et très peu dans le plus éloigné. Alors dans ces cas-là, moins de 10% de la tension se retrouve aux bornes du secondaire (< 1% de la puissance transmise).

Maintenant, une autre question :

Considérant le circuit C de la figure 6, que faut-il y ajouter pour que le couplage primaire-secondaire soit maximum ? C'est-à-dire que si l'on connecte une source de tension de 1V au primaire et une résistance au secondaire, la tension aux bornes de celle-ci sera bien de 1V (sur la figure 6-C elle serait bien inférieure au dixième de volt). La réponse est dans la figure 8.

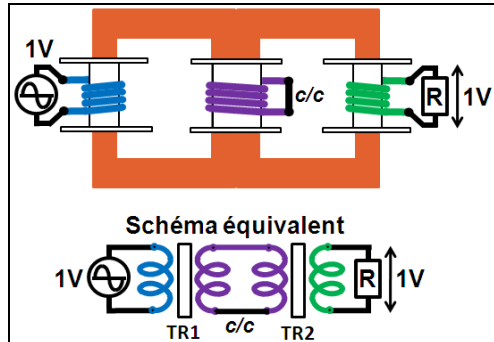


Figure 8 : Méthode pour coupler les enroulements extérieurs d'un transfo "double E"

Non, ne vous exclamez pas. La bobine du milieu qui semble en court-circuit ne va pas se mettre à fumer. En réalité, on a vu que l'on a deux noyaux double U accolés. Alors la bobine du milieu constitue en fait **deux** bobinages qui passent **successivement spire après spire** dans les **trous** des **deux** noyaux. Ainsi nous avons obtenu le schéma équivalent en bas de la figure 8.

Et si nous remplaçons le court-circuit par une résistance variable ? Alors nous aurions obtenu un couplage variable. J'ai fait des mesures avec le système de transfos de la figure 10 (dans l'annexe A) et les résultats sont sur la figure 9.

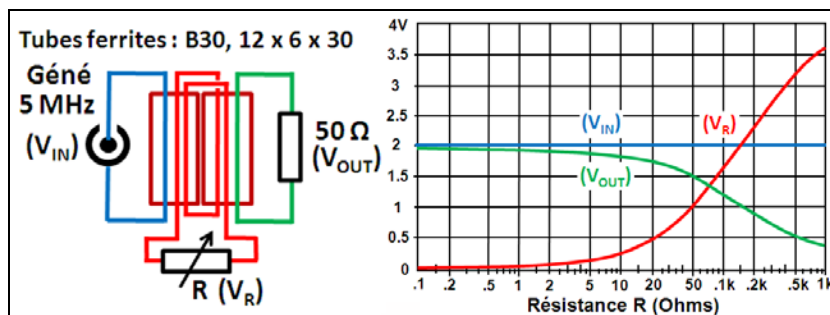


Figure 9 : Couplage de deux tubes ferrite à l'aide d'un enroulement commun

Si nous augmentons le nombre de spires rouges, l'effet sera de décaler les courbes sur la gauche de l'échelle de la résistance (R plus faible pour un même couplage).

Ceci terminera la partie principale de cet article, en principe accessible à tous. Pour ceux qui voudraient aller plus loin, voir en annexe A un cas d'application avec un retour sur la boîte d'adaptation antenne de F5MIU.

Annexe A : Retour sur la boîte d'adaptation antenne de F5MIU.

N-B : Cette partie a été écrite pour répondre aux questions que m'ont posées quelques OM, suite à la parution de l'article de F5MIU dans Radio-REF de juillet 2018.

F5MIU a utilisé successivement plusieurs transfos du plus simple au plus compliqué, mais pour faciliter la compréhension du principe, je partirai d'un transfo pour version asymétrique. Nous verrons ensuite ce qui change avec une version symétrique.

Voir d'abord sur la figure 10 le principe de base de sa boîte d'adaptation en version asymétrique.

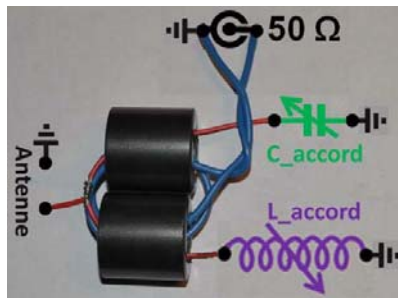


Figure 10 : Principe de base de la boîte d'adaptation de F5MIU (version asymétrique)

A partir de l'antenne, nous avons un passage (1 spire) dans un tube allant sur un CV et en **parallèle** un passage (une spire) dans l'autre tube allant à une self à roulette (fils rouges). Puis nous avons deux passages en **série** dans les deux tubes (fil bleu). En appliquant les règles que nous avons vues précédemment dans cet article, nous obtenons le schéma de simulation (A) de la figure 11 (simulateur P-Spice).

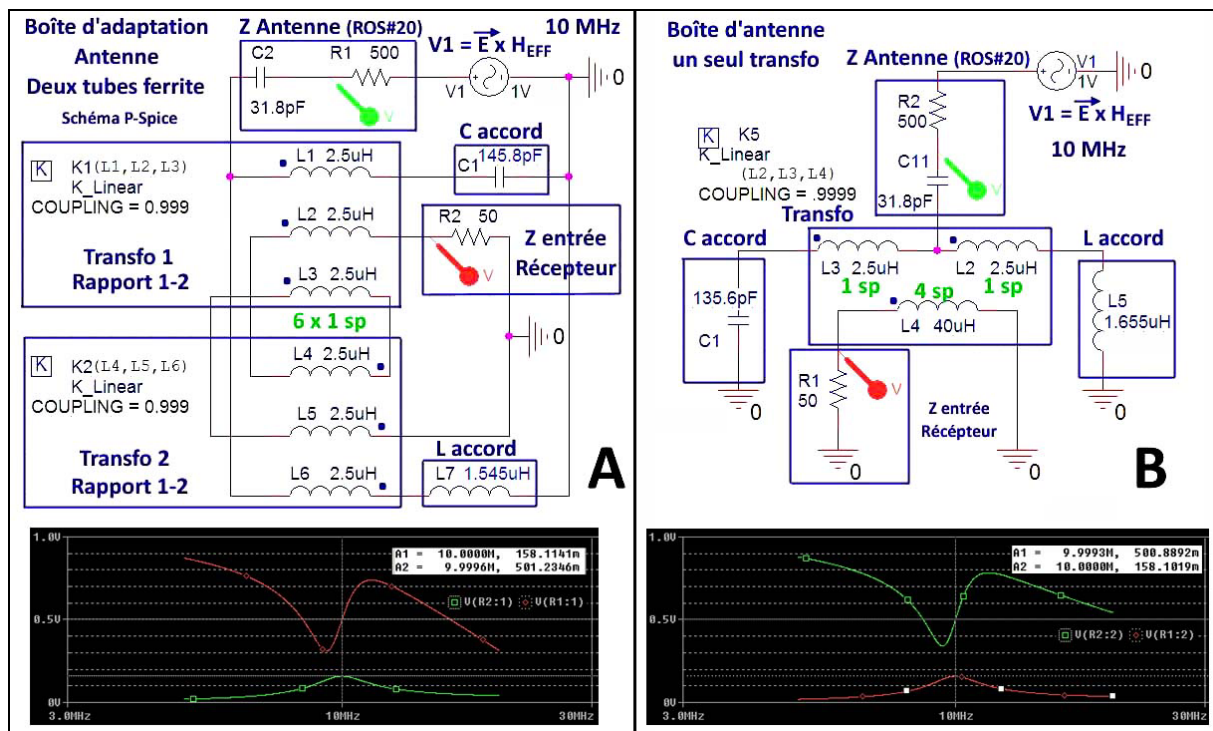


Figure 11 : Schéma de simulation (A) correspondant à la fig. 10 et version simplifiée (B) à un seul transfo. Les résultats sont relativement proches pour adapter la même impédance d'antenne ($ROS \approx 20$)

N-B : Nous nous sommes placés en mode réception car le fonctionnement est plus facile à analyser. Par ailleurs, nous avons suivi scrupuleusement le bobinage de la figure 10. Mais nous aurions pu remplacer $L2 + L3$ d'une part et $L4 + L5$ d'autre part par des enroulements de $10 \mu H$ sans rien changer au résultat car si 1 spire = $2,5 \mu H$, 2 spires = $10 \mu H$ (ici l'AL d'un tube est de $2,5 \mu H$).

L'impédance d'antenne prise ici est égale à $500\Omega -j500\Omega$ ($ROS \approx 20$) ce qui, à 10 MHz, nous fait une résistance de 500Ω en série avec un condensateur de $31,8 \text{ pF}$ ⁽¹⁾.

L'adaptation sera parfaite quand la puissance dissipée dans $R2$ (entrée récepteur = 50Ω) sera égale à celle dissipée dans $R1$ ($R_{ant} = 500 \Omega$) ⁽²⁾. Alors ici (source de 1V), pour une même puissance, la tension de la sonde verte sera de $0,5 \text{ V}$ ($P_{(R1)} = 0,5 \text{ mW}$) quand la tension de la

sonde rouge sera de 0,158 V ($P_{(R2)} = P_{(R1)}$). C'est bien ce que nous observons sur les graphiques de la fig.11 ⁽³⁾.

Sur le schéma (B) de la figure 11, les deux tubes ferrite ont été remplacés par un seul. Alors si les enroulements en série avec L_{acc} et C_{acc} ont toujours une spire (2,5 μ H), l'enroulement en série avec la charge a maintenant 4 spires (40 μ H). Les valeurs de L_{acc} et C_{acc} sont différentes de 7%. Cela est dû à la différence de couplage des enroulements du transfo L1 - L6 (A) d'une part et L2 - L3 (B) d'autre part. Ces derniers sont couplés directement (un seul tube ferrite) alors que L1 et L6 sont couplés par l'intermédiaire de L2, L3, L4 et L5 (deux tubes ferrite), comme nous l'avons vu dans l'article.

Une autre différence entre les schémas A et B réside dans la puissance transmissible qui double avec deux tubes ferrite (mais c'est évident).

Analyse du fonctionnement (schéma B)

Commençons par remplacer les selfs L2 et L3 par des résistances de 6,25 Ω . Ce sont les impédances ramenées par le transfo quand il est chargé par 50 Ω . Par ailleurs on supposera que les courants dans les deux résistances sont égaux et en opposition de phase (remis en phase par le transfo), ce qui ne serait vrai que pour des impédances purement ohmiques. On aura donc une erreur entre calcul simplifié et simulation si les réactances sont différentes pour L_{acc} et C_{acc} .

Donc nous avons une antenne ayant une impédance interne de 500 Ω -j500 Ω débitant dans une impédance de 6,25 Ω -j $X_{C_{acc}}$ en parallèle avec une impédance de 6,25 Ω +j $X_{L_{acc}}$. L'adaptation sera parfaite quand les parties réactances s'annuleront et que la puissance dissipée dans les deux 6,25 Ω sera égale à celle dissipée dans la 500 Ω .

Comme, vues de la charge, les résistances de 6,25 Ω sont en série, il faut considérer que les branches L_{acc} et C_{acc} sont en série aussi. Nous avons donc un circuit **série** composé de L_{acc} et C_{acc} en série avec 12,5 Ω , circuit série dont la fréquence de résonance est décalée (ici à 10,578 MHz) pour compenser la partie réactance de l'impédance d'antenne.

Voyons maintenant les courants. Le courant de source dans la 500 Ω est de 1 mA (0,5 mW). Pour une puissance égale dans 12,5 Ω , le courant doit être de 8,944 mA. Or apparemment, le courant de 1 mA traverse les deux branches. Alors d'où viennent les mA qui manquent ? La réponse est dans le coefficient de surtension Q du circuit série formé de L_{acc} et C_{acc} qui ici, du fait que nous avons un circuit série, est en réalité un coefficient de sur-courant de 8,944 ⁽⁴⁾.

Vérifions : $Q_{L_{acc}} = X_{L_{acc}} / 6,25 = 16,868$ et $Q_{C_{acc}} = X_{C_{acc}} / 6,25 = 19,059$. Soit un Q du circuit de $(16,868 \times 19,059) / (16,868 + 19,059) = 8,949$, à diviser par deux pour obtenir la bande passante finale car nous avons une source adaptée, soit 4,47 ⁽⁵⁾. Si, sur le graphe (rouge) de la tension aux bornes de la charge de 50 Ω de la figure 11-B, nous mesurons la bande passante à -3dB, nous trouvons 2,2715 MHz, soit un Q apparent de $10 / 2,2715 = 4,402$, différent de 1,5% des 4,47 théoriques. Cela est dû à la simplification que nous avons vue au début (courants égaux dans les deux branches, si réactances complémentaires).

Pour résumer :

- En **décalant** la fréquence d'accord de L_{acc} et C_{acc} , on compense la partie réactive de l'impédance à adapter.
- Pour modifier le rapport entre les parties actives, il suffit de diminuer ou d'augmenter **conjointement** les réactances de L_{acc} et C_{acc} , ce qui modifie le Q et donc le rapport entre les courants source-charge.

On voit alors que l'on n'a qu'une seule solution pour les valeurs de L_{acc} et C_{acc} pour un rapport de transformation donné (ici 2). Si le rapport double, $Z_{(L1)}$ et $Z_{(L2)}$ sont divisées par quatre, les courants et les Q multipliés par deux et les réactances de L_{acc} et C_{acc} divisées par deux. Ceci

est strictement valable si Z_{ant} est résistive pure, sinon la fréquence d'accord se décale un peu. Ici il faut diviser X_L par 1,942 et X_C par 2,056.

Et inversement si le rapport est divisé par deux.

Maintenant que se passe-t-il si la partie réelle de Z_{ant} devient de plus en plus faible ? Alors le Q diminue de plus en plus et devient inférieur à 1. On ne parle plus de "surcourant", mais de "sous-courant". Par ailleurs, l'approximation que nous avons faite avec des courants égaux dans les deux résistances de $6,25 \Omega$ devient de plus en plus fautive ⁽⁶⁾.

Version symétrique

La boîte d'adaptation asymétrique ayant une séparation galvanique entre primaire et secondaire permettrait aussi d'adapter des antennes symétriques en prenant la précaution d'insérer dans la liaison au transceiver un balun en courant 1/1. Mais F5MIU a expérimenté une version symétrique que nous allons analyser. Nous avons sur la figure 12 le schéma équivalent de sa boîte avec le schéma de simulation. Ces schémas (identiques) sont conformes au coupleur symétrique de F5MIU en tenant compte de ce que nous avons lu précédemment dans cet article ⁽⁷⁾.

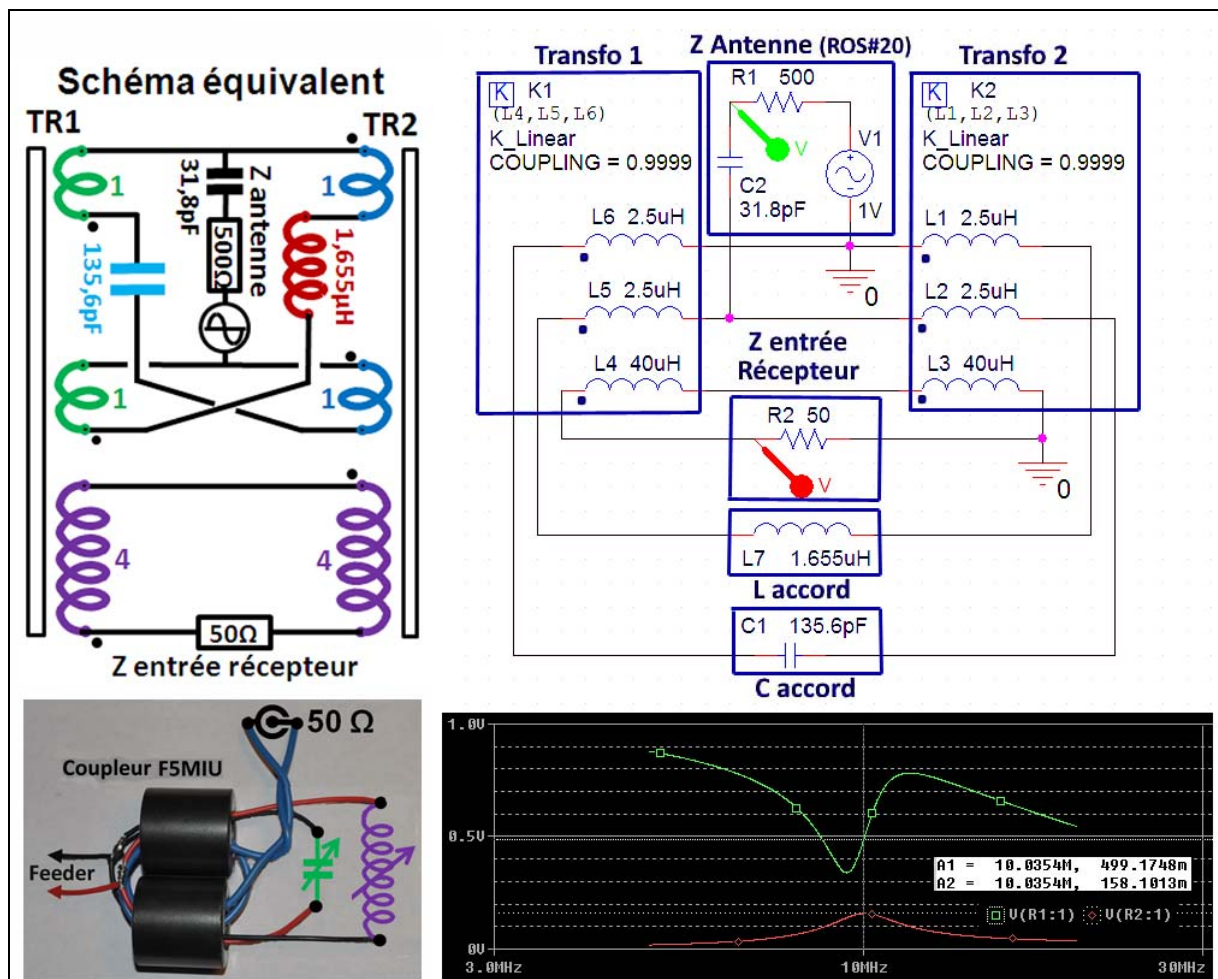


Figure 12 : Simulation de la boîte d'adaptation antenne de F5MIU, version symétrique

Cette figure est pleine d'enseignements. En particulier on remarquera que fonctionnellement la version symétrique avec double ferrite n'est pas la symétrisation de la version asymétrique à double ferrite (fig.11-A) mais de la version asymétrique à simple ferrite (fig.11-B). Cela est

confirmé par le fait que nous avons les mêmes résultats pour les deux versions en ce qui concerne les valeurs de C_{acc} et L_{acc} (comparer le schéma de la fig.12 à celui de la fig.11-B) ⁽⁸⁾. Alors, quelles sont les différences entre les versions asymétrique et symétrique ? Tout d'abord on remarquera que les nombres de spires ont doublé, ce qui veut dire des selfs quadruplés pour les enroulements, donc une bande passante s'étendant plus bas de deux octaves. Par contre, les selfs de fuite ayant quadruplé aussi, cela va restreindre la bande passante vers le haut, mais moins que l'octave. Naturellement, la puissance transmissible sera doublée pour la version symétrique car deux tubes ferrites.

Côté pertes, cela devrait s'équilibrer, les avantages et les inconvénients des deux versions se neutralisant.

Il devient difficile d'imaginer un rapport de transformation supérieur à 2, car il nécessite déjà 4 spires au secondaire. Mais on peut facilement avoir des rapports de 1,5 (3 sp), 1 (2 sp) et 0,5 (1 sp). C'est d'ailleurs ce que fait F5MIU (rapports 0,5, 1 et 2 par commutation). Noter que l'on peut avoir les mêmes commutations avec la version asymétrique de la figure 11-B.

Avec une symétrie parfaite pour la version symétrique (en principe pas besoin de balun), un autre avantage réside dans le fait que maintenant le couplage entre les deux branches L_{acc} et C_{acc} est toujours parfait, ce qui n'était pas le cas avec la version A de la figure 11.

Conclusion

Il existe beaucoup d'architectures de boîtes d'adaptation antennes plus ou moins spécialisées. Alors un schéma apparemment universel est tentant et c'est le mérite de F5MIU d'être sorti des sentiers battus.

Maintenant, ce système d'adaptation est-il aussi universel qu'il en a l'air ? Là est la question. On me dira qu'il suffit d'expérimenter car c'est l'un des buts du radioamateurisme. Mais l'expérimentation sur table demande beaucoup de rigueur dans la méthode et dans les mesures. On ne peut pas se contenter de tests sur des impédances résistives pures pour en déduire un fonctionnement sur l'ensemble des impédances complexes que l'on peut rencontrer. Par ailleurs les essais sur ses propres antennes ne représentent que des cas particuliers plus ou moins composés de valeurs inconnues.

C'est pourquoi, l'utilisation en première instance d'un simulateur permet de dégrossir le problème et de voir d'une part, "comment ça marche" et d'autre part, de savoir où l'on va. On verra par exemple qu'avec certaines impédances jugées comme "pires cas", la solution donnée par le simulateur sera irréaliste avec des valeurs $<10\text{pF}$ ou $>1000\text{pF}$ pour la capacité d'accord, ou $<50\text{nH}$ et $>200\text{μH}$ pour la self d'accord. Il faudra alors recourir à des commutations de composants, comme avec les autres boîtes d'adaptation ⁽⁹⁾.

Avec l'utilisation de transfos ferrites large bande, se pose également le problème des pertes dans le ferrite et de son échauffement. Les pertes seront fonction de l'impédance de l'antenne et un essai avec une antenne particulière ne préjugera pas des pertes avec un autre aérien. Mais il ne faut pas se focaliser sur les pertes. 10% de pertes ne font que 0,46 dB, soit 1/13^{ème} de point S. Par contre l'échauffement qu'elles apportent au ferrite peut atteindre le point de curie entraînant un dysfonctionnement du système. Ainsi, il est raisonnable avec les tubes ferrites du genre de ceux employés par F5MIU de limiter la puissance à une centaine de watts, même si dans certains cas ils pourraient supporter 1 kW. Pour cette puissance, il est difficile industriellement de fabriquer des tubes ferrite plus volumineux, alors on emploie un empilement de tores collés, comme pour le transfo de la figure 13.

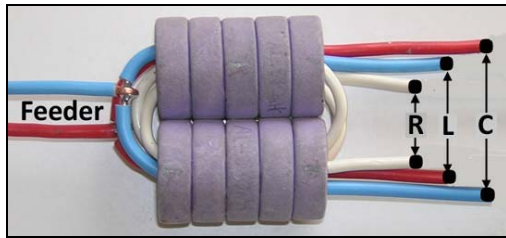


Figure 13 : **Transfo 1 kW (deux empilements de 5 tores 24×14×7,5 mm)**

Pour finir, quelques compléments :

Au simulateur, nous obtenons les mêmes résultats pour L_{acc} et C_{acc} si d'une part, on remplace l'impédance de l'antenne par son admittance, soit pour la fig.12 un condensateur de 15,91 pF en parallèle sur une résistance de 1001 Ω avec une source de courant et d'autre part, en transférant la source (tension ou courant) côté 50 Ω (mode émission) ⁽¹⁰⁾.

J'ai simulé puis réalisé le schéma de la figure 14 pour un ROS de 10 et une fréquence de 3,5 MHz avec les valeurs de C_{acc} et L_{acc} déterminées lors de la simulation ⁽¹¹⁾.

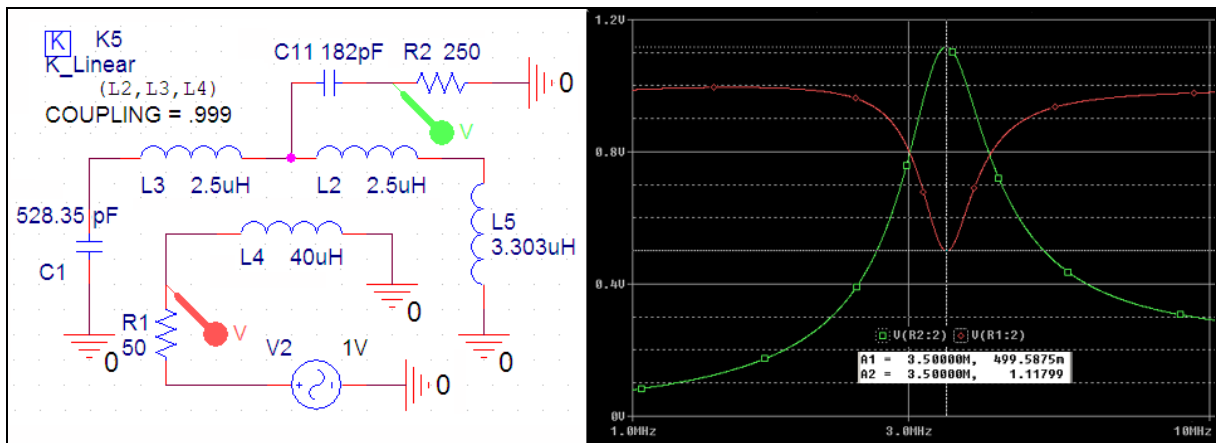


Figure 14 : **Schéma de simulation de la maquette utilisée pour faire des mesures de validité (pleine largeur)**

La fréquence d'accord était 1% en dessous de 3,5 MHz, c'est-à-dire dans la plage d'imprécision des mesures de la bobine et des condensateurs. Les pertes qui étaient de 0,3 dB étaient dues principalement au mauvais Q de la bobine d'accord (self moulée). Les pertes ne sont pas prises en compte par le simulateur ⁽¹²⁾.

Ces résultats, très proches de la simulation, valident le raisonnement effectué sur le principe de fonctionnement du transformateur. On peut ainsi utiliser le simulateur pour examiner les cas d'impédances limites afin de prévoir les commutations nécessaires en fonction de son matériel.

Enfin, pour terminer, on soignera l'implantation de la boîte d'adaptation en évitant les couplages non désirés et en minimisant les capacités et les selfs parasites dues au câblage. Mais ceci est valable pour toutes les boîtes d'accord.

Bibliographie

Je ne citerai que les articles publiés dans Radio-REF dont je me souviens. Nous avons les "Comment ça marche" sur les circuits réactifs :

- Ceux sur la mesure des impédances parus de juillet à octobre 2014 .
- Ceux sur l'adaptation parus de janvier à mai 2016 .

Puis les articles concernant la boîte de filtres de F6AJL, parus de janvier à mars 2016. Ces articles sont également téléchargeables sur le blog de F6KRK (blog.f6krk.org) dans les catégories "Buletins/Gazettes" puis "Comment ça marche " ou "Articles membres" puis "F5NB".

Notes

- (1) J'ai choisi ces valeurs que je considère comme l'un des pires cas pour un ROS de 20.
- (2) Nous sommes ici dans un cas "idéal" d'adaptation où l'impédance ramenée par la boîte d'adaptation est égale à l'impédance conjuguée de la source. Dans ce cas, nous avons un rendement de 50%. C'est le cas de l'antenne où la tension à vide à ses bornes est égale au champ électrique (V/m) du champ E-M multiplié par la **hauteur effective** de l'antenne (m). Mais la tension aux bornes de la partie réelle de la charge n'est que la moitié de la tension à vide. Elle est égale au champ E multiplié par la **hauteur efficace** de l'antenne. Ainsi quand l'antenne est parfaitement adaptée, sa hauteur efficace est la moitié de sa hauteur effective. Noter que dans le cas de l'antenne, la puissance non transmise est re-rayonnée, moins les pertes, évidemment. Dans le cas où c'est l'émetteur qui est la source, on ne peut pas se permettre d'avoir un rendement d'adaptation de 50%. Celui-ci sera de 100% pour une source ayant une résistance interne nulle (source de tension parfaite) ou une résistance interne infinie (source de courant parfaite). Alors l'adaptation consistera à présenter une impédance de charge à l'émetteur égale à son impédance de charge optimale, pour que l'émetteur travaille dans les meilleures conditions pour son rendement et sa sécurité. La seule différence émission/réception dans ces conditions idéales ($R_i=0$ ou ∞) se retrouverait dans la bande passante du système antennaire (comprenant la boîte d'adaptation) qui serait deux fois plus large en réception, comme nous le verrons plus loin.
- (3) $P = V^2/R$. Ainsi $0,5^2 / 500 = 0,158111^2 / 50$.
- (4) Le coefficient de **surtension** Q n'est conforme à son nom que pour un circuit oscillant parallèle. Pour un circuit série, il s'agit en réalité d'un coefficient de "**surcourant**". Ce courant qui semble provenir de nulle part est en fait le courant que s'échangent le condensateur et la bobine, grâce à une énergie stockée dans le circuit au démarrage du système. L'énergie transmise met donc un certain temps à s'établir puis à s'évacuer à l'arrêt du système.
- (5) C'est la bande passante qui est multipliée par deux, le Q du circuit restant inchangé. La bande passante du système dépend de la résistance interne de la source. Elle est comprise entre F/Q pour une source de tension pure ou une source de courant pure et $2F/Q$ pour une source adaptée comme ici.
- (6) Pour une impédance d'antenne de $5\Omega -j5\Omega$, nous obtenons un Q du circuit de 0,632. Or avec une source adaptée, la bande passante mesurée correspond à un Q de 0,554. La différence est maintenant de 14%. De fait, pour être complet, il faut tenir compte aussi de la différence de phase entre les courants qui s'écarte (diminution) d'autant plus de 180° que le Q est faible.
- (7) Excepté que pour garder le rapport de transformation de la version asymétrique, il faut maintenant bobiner quatre tours pour l'enroulement commun (L3 et L4).
- (8) La différence n'est que de 0,3% pour la fréquence d'accord. Elle serait plus importante si nous avions des coefficients de couplage plus faibles (ici $K=0,9999$)
- (9) Inutile de vouloir à tout prix adapter des impédances extrêmes. Si le problème se rencontre, par exemple avec une antenne Lévy particulière, alors il suffira sans doute de modifier la longueur de la ligne de quelques dizaines de centimètres pour entrer

dans la plage d'adaptation de la boîte. Par ailleurs, se souvenir que si une ligne a une perte de 1 dB quand elle est correctement adaptée, un ROS de 200 côté charge est ramené à un ROS de 10 au niveau de la boîte d'adaptation, ce qui simplifie beaucoup son travail ! D'une manière générale, les pertes sont les amies du ROS (et du circuit d'adaptation).

(10) C'est normal puisque la boîte d'adaptation est un circuit passif, donc réversible.

(11) J'ai baissé la fréquence et le ROS pour être moins sensible aux éléments parasites lors des mesures. Par ailleurs j'ai réalisé la version asymétrique B de la figure 11 pour simplifier, mais on a vu que la version symétrique avait un fonctionnement identique à cette version (mêmes L_{acc} et C_{acc}).

(12) On le pourrait, mais cela complique sérieusement le schéma.