

sondes de courant RF pour oscilloscope

la mesure de courants RF sans peine

Roberto Visentin (Italie)

Avez-vous besoin de mesurer le courant d'antenne de votre émetteur HF ? Ou, ce qui est mon cas, le courant au primaire de votre bobine Tesla ? Ces situations nécessitent quelques considérations préliminaires. Vous trouverez ici quelques recommandations de conception, assorties d'un exemple concret.



Figure 1. Une photo en gros plan de ma sonde de courant RF.

Il peut être utile, dans de nombreux cas, de mesurer un courant sans composante continue. Cette approche concerne surtout les transformateurs de courant (TC) sur secteur en alternatif. Le présent article aborde la conception de transformateurs de courant pour fréquences moyennes et hautes, très

simples à construire. Les formules proposées s'appliquent également aux appareils alimentés sur le secteur en alternatif.

Principe de la sonde

La sonde de la **figure 1** est conçue pour mesurer jusqu'à 50 A crête dans une gamme de fréquences comprise entre 7 kHz et plusieurs dizaines de MHz. Le schéma de la **figure 2** est assez simple : le fil dont le courant doit être mesuré traverse le tore, constitué d'un noyau Amidon FT 82-43 ordinaire dont le fonctionnement est satisfaisant jusqu'à au moins 50 MHz.

L'enroulement du secondaire est constitué de dix spires de fil, réparties uniformément sur le noyau. Si possible, utilisez un fil toronné de calibre moyen, mais ce n'est pas obligatoire. En raison du rapport de bobinage de 1:10 (tours), le courant maximal dans le secondaire est de 5 A_p.

Le côté secondaire est chargé avec une résistance de 0,2 Ω, ce qui a été réalisé par la connexion en parallèle de cinq résistances de 1 Ω. Pour un courant crête de 5 A_p, la tension crête aux bornes de ces résistances est de 1 V_p, ce qui est très pratique pour les mesures

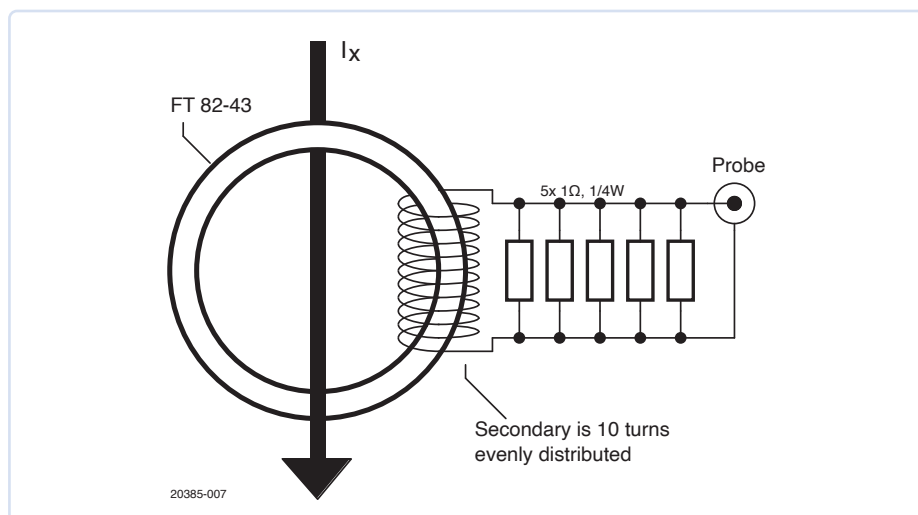


Figure 2. Le circuit simple de ma sonde de courant RF.

avec un oscilloscope. Pour un courant sinusoïdal, la puissance moyenne dissipée par les résistances est de $R I^2 = R \cdot I_p^2 / 2 = 2,5 \text{ W}$, soit 0,5 W par résistance. Un courant sinusoïdal continu de 50 A_p ne peut être mesuré qu'avec des résistances de 0,5 W, ou plus. Pour autant, avec des formes d'onde pulsées ou des mesures très courtes à effectuer, des résistances de ¼ W feront l'affaire. C'est le choix que j'ai fait car je voulais préserver le côté compact du dispositif pour une meilleure performance en RF. Je dois tout de même admettre que c'étaient les résistances que j'avais sous la main...

Utilisation

La **figure 3** représente une utilisation typique avec une sonde d'oscilloscope, dotée d'un adaptateur BNC pour oscillo. Il est également possible d'utiliser le dispositif avec une connexion directe par câble coaxial à l'entrée de l'oscilloscope, la tension de 1 V_p étant idéale pour un fonctionnement en mode 1x. Dans ce cas, il est recommandé d'utiliser un câble court pour éviter les réflexions dans la bande concernée, car le coaxial sera désadapté des deux côtés. Mieux encore, il est possible d'adopter une terminaison du câble coaxial à son impédance caractéristique du côté de l'oscilloscope. De nombreux oscilloscopes modernes offrent la possibilité de

régler l'impédance d'entrée sur 50 Ω, ce qui est donc particulièrement facile. Dans ce cas précis, il faut se rappeler que la mesure sera légèrement hors échelle, en raison de la mise en parallèle de la charge de 50 Ω avec les 0,2 Ω incorporés dans la sonde (la résistance totale atteint 0,1992 Ω, ce qui donne un facteur d'échelle de 50,2 A/V).

Ce qu'il faut éviter, c'est de fixer la sonde de l'oscilloscope directement avec les résistances à l'aide des pinces et de contourner le connecteur BNC, car lors de la mesure de courants RF élevés, même une minuscule boucle non blindée dans les sondes pourra ajouter des artefacts aux mesures.

Calculs

La conception du transformateur de courant n'est pas compliquée, mais elle nécessite l'application de quelques formules électromagnétiques. Tout d'abord, la résistance de charge RL doit être aussi faible que possible pour minimiser la perte de puissance introduite. En effet, le circuit à mesurer « verra » au moins R/n^2 , où 1:n est le rapport de bobinage en tours (1:10) et R est la somme de RL (0,2 Ω) et de la résistance du fil secondaire (quelques mΩ). Comme nous l'avons déjà dit, il est très important que le côté secondaire soit enroulé de manière uniforme, car sinon le circuit testé présentera une certaine inductance parasite

en série. À l'autre extrême, si nous choisissons une valeur trop faible pour RL, nous aurons également une très petite tension à mesurer, ce qui provoquera du bruit sur les traces. Enfin, RL doit être supérieure à la résistance du fil secondaire.

Dans mon cas, j'ai choisi 0,2 Ω afin de pouvoir obtenir 1 V pour 5 A (50 A sur le primaire), ce qui ajoute 2 mΩ au circuit testé.

Le nombre de spires secondaires, n, détermine le rapport de courant. Dans le cas d'un TC en haute fréquence, ce nombre doit rester faible pour éviter l'auto-résonance résultant d'une capacité parasite associée à une inductance élevée. Dans le cas des TC sur secteur, la fréquence est assez basse (50 ou 60 Hz), et donc une valeur n = 1000 est courante. Les puissances de 10 sont classiques, afin que le rapport de conversion du courant soit simple, mais d'autres valeurs sont possibles.

La plus haute fréquence utilisable pour un TC toroïdal à ferrite dépend des facteurs suivants :

- les performances du matériau en ferrite ;
- l'auto-résonance de l'enroulement secondaire ;
- l'inductance de la résistance (la résistance elle-même et les connexions).

Un dispositif comme le mien peut facilement fonctionner jusqu'à plusieurs dizaines de MHz si l'on utilise une ferrite appropriée, comme le matériau 43 d'Amidon/Fair-Rite. Il est possible d'employer des noyaux à haute perméabilité pour la suppression des interférences électromagnétiques, mais seulement jusqu'à des fréquences beaucoup plus basses. Les noyaux à faible perméabilité utilisés pour les bobines de puissance et les inductances à facteur Q élevé ne sont pas recommandés, car leur inductance par tour est trop faible, ce qui conduit au point suivant.

Le choix du noyau de ferrite a également un impact sur la plus basse fréquence utilisable, pour deux raisons :

- Pour obtenir de bonnes mesures, nous voulons que la réactance du secondaire soit très supérieure à R, car elle agit également comme une charge. Comme la réactance a pour valeur $X = 2\pi f L$, il y a un impact sur l'extrémité basse fréquence. Dans la pratique, nous voulons $X > 10 R_L$ à l'extrémité inférieure.
- Nous devons éviter la saturation du noyau, qui se produit pour un courant élevé et une fréquence basse. La saturation des ferrites se produit pour un champ $B = 0,25...0,3 \text{ T}$. Cependant, pour

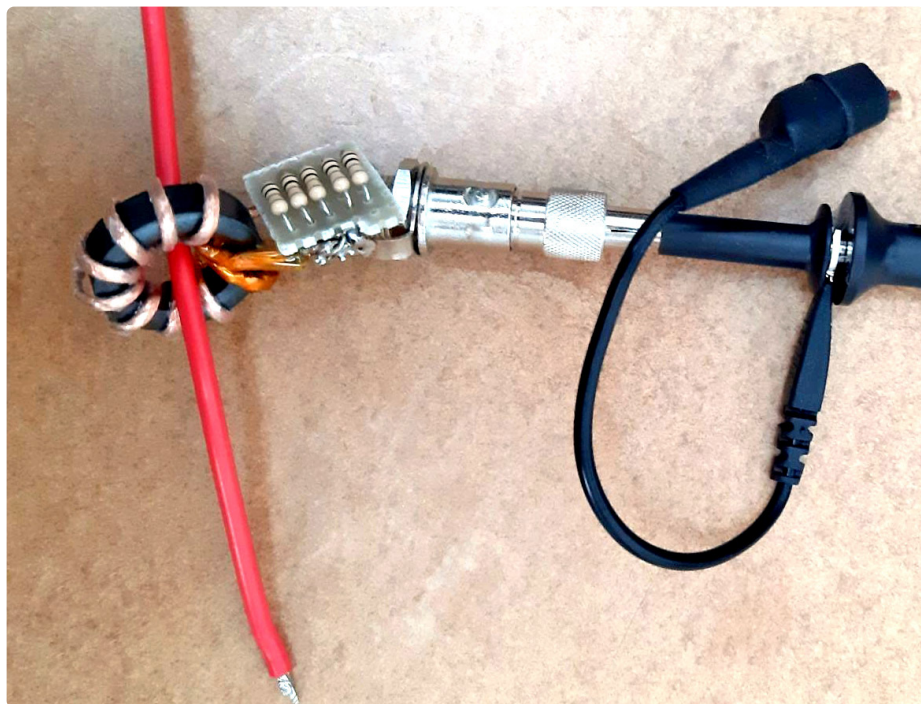


Figure 3 . Sonde de courant RF en utilisation pratique.

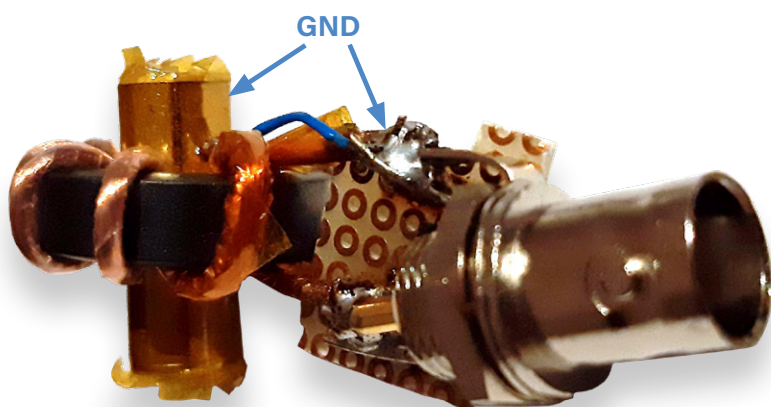


Figure 4. Sonde améliorée avec blindage électrostatique.

éviter les phénomènes non linéaires, nous devons rester au-dessous de 0,2 T pour le courant maximum et la fréquence minimum.

Pour les deux raisons ci-dessus, les basses fréquences utilisables avec un petit nombre de spires et un courant élevé ont tendance à nécessiter des noyaux de grande taille. Les paramètres clés du noyau sont A_L , l'inductance par spire, généralement exprimée par nH/n^2 pour les noyaux RF, et la section transversale du noyau S , qui peut être facilement calculée à partir des dimensions du noyau. Dans le cas du noyau Amidon FT 82-43, $A_L = 470 \text{ nH/n}^2$ et la section transversale est de $24,6 \text{ mm}^2$ (facile à calculer à partir du diamètre extérieur, du diamètre intérieur et de la hauteur).

L'inductance correspondant à 10 tours est donc de $470 \text{ nH} \times 10^2 = 47 \text{ } \mu\text{H}$ (en gardant à l'esprit que l'inductance dépend de n^2). Si nous acceptons que $X = 10 \cdot R \approx 10 \cdot R_L = 2 \text{ } \Omega$, en inversant la formule de la réactance, nous obtenons $f > 6,8 \text{ kHz}$ comme fréquence de coupure inférieure. Cette fréquence est acceptable ou non, selon l'application, et un noyau plus grand, dont la valeur A_L est plus importante, bénéficiera d'une coupure plus basse. Dans mon cas, pour mesurer une bobine Tesla musicale, j'étais intéressé par des fréquences supérieures à 500 kHz, et ce noyau était donc parfait.

En ce qui concerne la saturation, nous avons le fait qu'en régime sinusoïdal, l'amplitude du champ B (densité de flux magnétique) vaut $\text{abs}(B) = V_p / (n 2\pi f S)$, où V_p est la tension de crête aux bornes de l'enroulement. Cette expression peut être dérivée en mettant en équation les deux expressions du flux

magnétique lié $\Phi_c = L \cdot I = n B S$ et en remplaçant I par la valeur absolue du courant alternatif de magnétisation $\text{abs}(I) = V / (2\pi f L)$. Si V et n sont fixés lors des phases de conception précédentes, la seule façon d'atteindre une valeur f plus faible est d'adopter une valeur S plus grande, c'est-à-dire un tore de plus grandes dimensions.

Dans mon cas, $V_p = 1 \text{ V}$, $n = 10$, $S = 24,6 \text{ mm}^2$ (attention à utiliser des unités correctes), nous avons donc $B < 0,2 \text{ T}$ pour $f > 3,2 \text{ kHz}$, une valeur encore une fois idéale, du moins pour mon application. L'absence du courant dans le calcul peut prêter à confusion : en fait, il est caché dans la tension V , car nous savons que 1 V correspond à 50 A .


Améliorations

Le couplage capacitif entre les enroulements primaire et secondaire peut perturber les mesures aux plus hautes fréquences utiles, ou même à des fréquences modérées si le conducteur primaire est soumis à une tension RF élevée.

Il est possible d'améliorer le dispositif en ajoutant un blindage électrostatique destiné à éviter ce couplage capacitif : en pratique, le

conducteur primaire passe à l'intérieur d'un petit morceau de tube métallique (généralement en cuivre ou en laiton) connecté à la sortie de masse (GND) du secondaire, comme le montre la **figure 4**. Ce système n'altère pas la liaison magnétique et agit comme un bloqueur de champ électrique.

Conclusion

Cet exemple de transformateur de courant RF, mais aussi les principaux critères de conception, prouvent que ce domaine est moins complexe qu'il n'y paraît au premier abord. J'espère que les considérations et les formules présentées ici vous seront utiles pour simplifier vos expérimentations avec les noyaux toroïdaux, et qu'elles serviront de base à vos propres développements. 

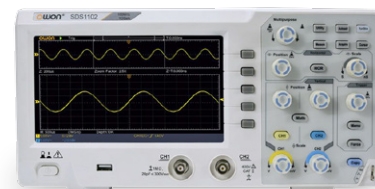
VF : Pascal Godart — 200385-04

À propos de l'auteur

Ingénieur électronicien récemment retraité, Roberto Visentin a travaillé sur des systèmes électroniques et de contrôle destinés à des applications marines et des robots sous-marins. Aujourd'hui consultant indépendant, il apprécie de réserver du temps pour développer des projets pour son plaisir dans le laboratoire électronique qu'il possède chez lui.

Des questions, des commentaires ?

Contactez Elektor à l'adresse redaction@elektor.fr.



Produits

- > **OWON SDS1102 oscilloscope à 2 voies (100 MHz) (SKU 18782)**
<https://elektor.fr/18782>
- > **OWON XSA810 analyseur de spectre (1 GHz) (SKU 19714)**
<https://elektor.fr/19714>