

Transformateurs large-bande ondes courtes

François Callias HB9BLF (publié dans le bulletin SUNE Juin 2014)

Le noyau ferrite double trou aussi appelé « nez de cochon » (Schweinenase) est utilisé habituellement pour réaliser des transformateurs large-bande. Ces transformateurs réalisent un changement d'impédance et servent aussi parfois à séparer la composante DC du signal haute fréquence (PA «solid-states»). La qualité principale de ces transformateurs est la large bande avec de faibles pertes. La réactance inductive et les pertes du noyau définissent la limite de fréquence inférieure, l'inductance de fuite et les capacités parasites la fréquence maximale utilisable.

Le noyau ferrite double trou peut être bobiné à travers les 2 trous uniquement ou à travers un trou et l'extérieur du noyau. Une valeur inductive plus haute est réalisée en bobinant à travers les 2 trous. Pour des applications large bande jusqu'à 30 MHz, on utilise en général le matériau ferrite de type «73»; pour le domaine de fréquences de 1- 60 MHz, on utilise le type «43» et pour les fréquences plus hautes le type «61».

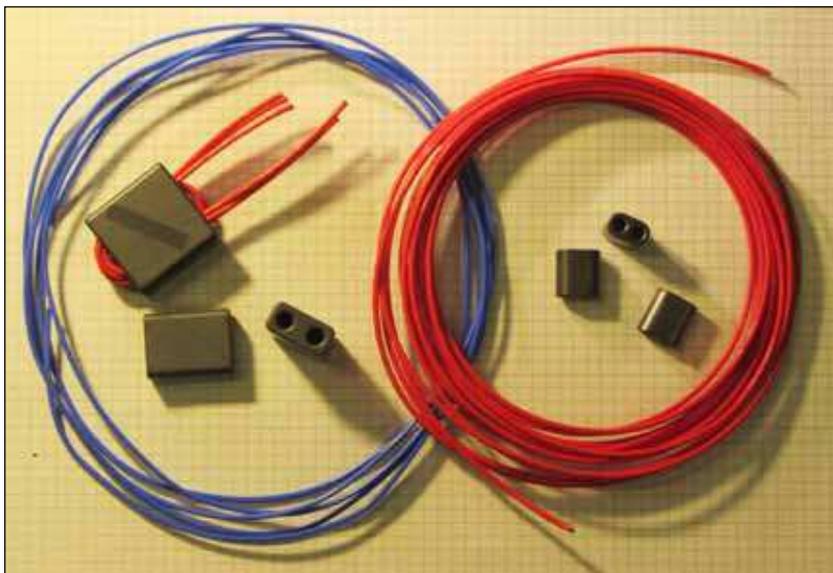


fig. 1: quelques noyaux «double-trous» et du fil isolé au téflon pour le bobinage



Sur les bandes ondes courtes amateur, on utilise en général le type «43»

Les noyaux ferrites et du fil isolé au téflon de différents diamètres sont disponibles chez www.amidon.de. Les noyaux ferrites se trouvent sous la rubrique «Doppellochkerne», le fil au téflon sous «HF-Kabel/Teflon-Kabel/Preis». On utilise des noyaux de dimensions différentes en fonction de la puissance. On utilise du fil isolé au téflon pour les bobinages car il tient très bien la température et donne une capacité parasite inter-spires faible ($\epsilon_g = 2,1$).

Material-Nr.	Interne Farbe	Perm. μ	Resonanzkreis	Breitband	Drossel
Material 43	Grün	850	0,01 bis 1 MHz	1,0 bis 50 MHz	30 bis 600 MHz
Material 61	Rot	125	0,2 bis 10 MHz	10 bis 200 MHz	200 bis 1000 MHz
Material 67	Violett	40	10 bis 80 MHz	20 bis 200 MHz	350 bis 1500 MHz
Material 73	Gelb	2500	0,001 bis 1 MHz	0,5 bis 30 MHz	10 bis 50 MHz

© 1996 - 2012 Amidon.de - All Rights Reserved

fig. 2: Caractéristiques de ferrites utilisées pour réaliser des transfos large-bande

La qualité principale de ces noyaux est de créer une haute impédance série avec relativement peu de spires. Sur les figures suivantes, vous trouvez l'impédance mesurée sur des noyaux de types «43», avec une seule spire.

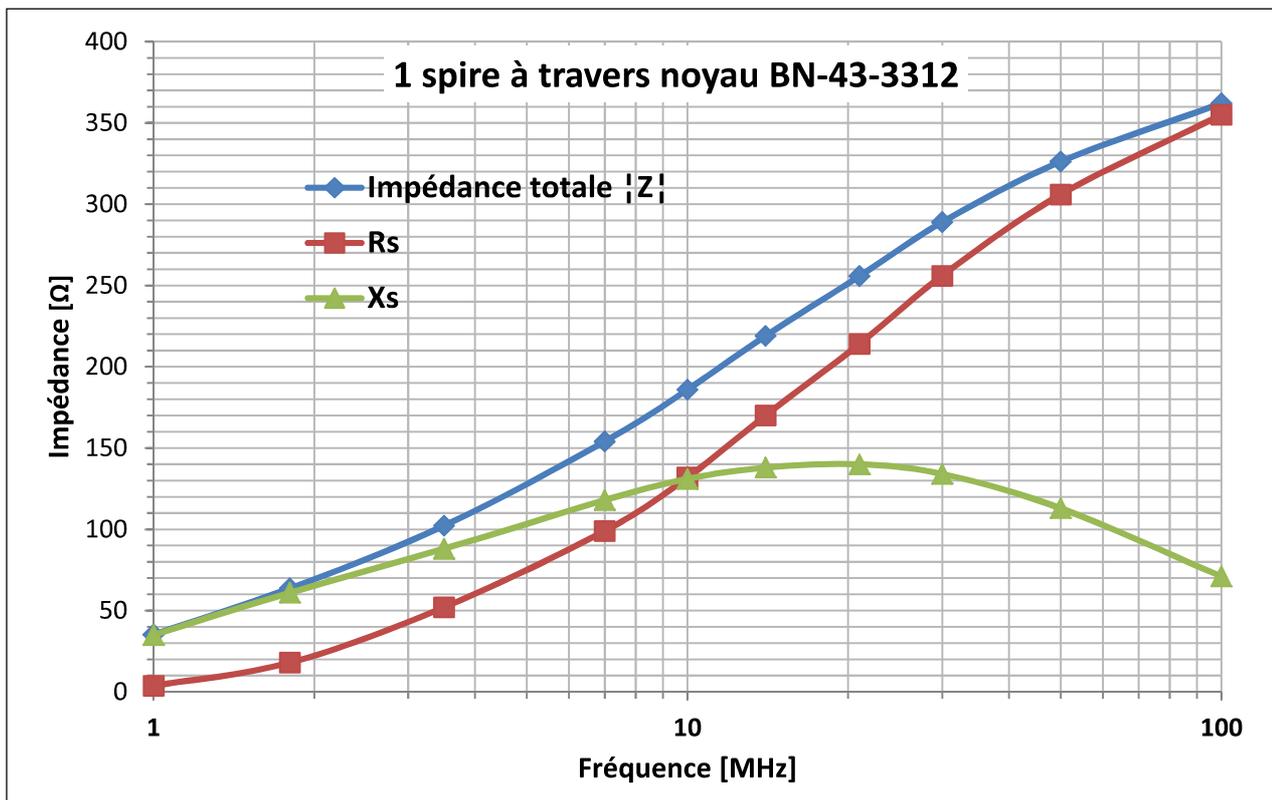


fig. 3a : Impédance mesurée avec noyau «43» de taille 19,5mm x 9,5mm x 25,4mm

L'impédance est proportionnelle au carré du nombre des spires. Par exemple, 4 spires de fils bobinés à travers un noyau de type BN43-3312 donne les impédances de blocage (Réf. = fig. 3a) suivantes:

$$Z (3.5 \text{ MHz}) = 16 \cdot 100 \Omega = 1600 \Omega$$

$$Z (14 \text{ MHz}) = 16 \cdot 2400 \Omega = 3840 \Omega$$

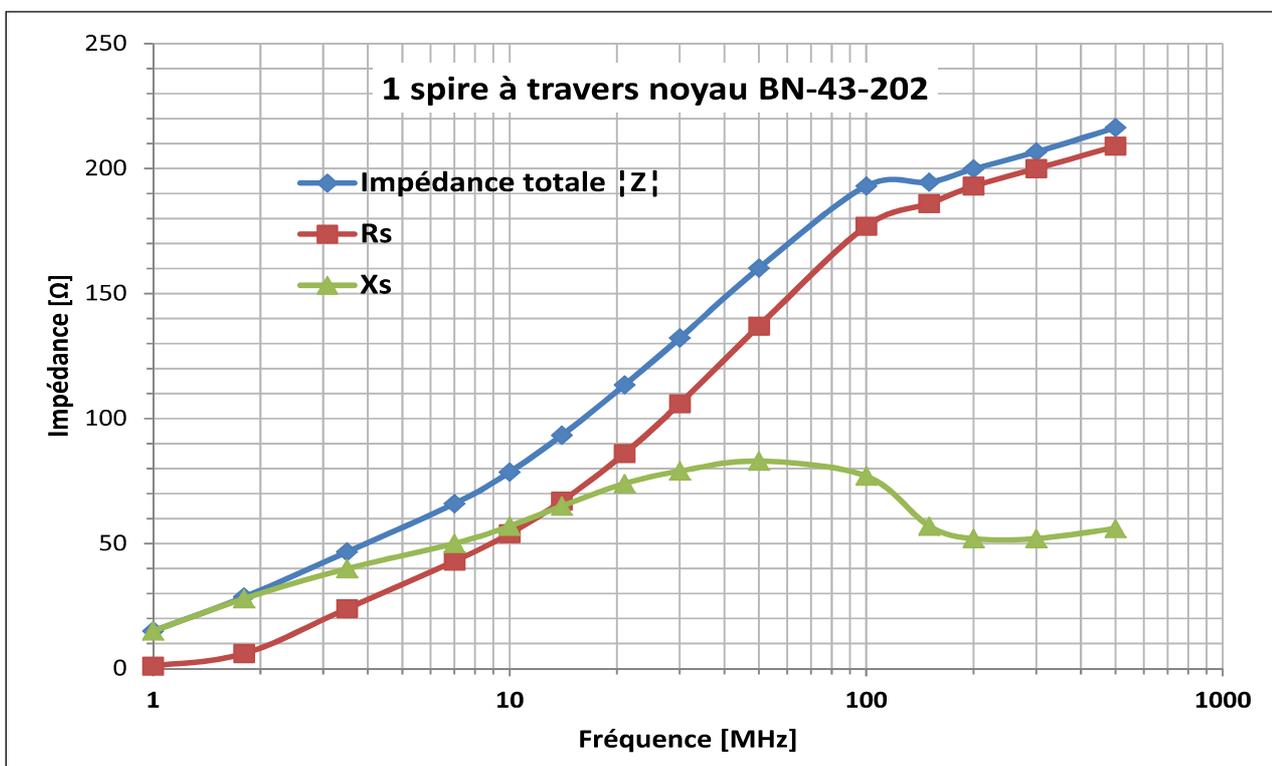


fig. 3b : Impédance mesurée avec noyau «43» de taille 13,3mm x 7,5mm x 14,3mm

La capacité parasite inter-spaires augmente avec le nombre de spires. Cela limite la valeur maximale de l'impédance réalisable en plus hautes fréquences. L'impédance série atteint une valeur maximale à la fréquence d'auto-résonance, puis décroît ensuite aux plus hautes fréquences.

Transformateurs large-bande ondes courtes (II)

Bestellnr.	OD	HT	T	ID	Imp. (Ω) 25 MHz	Imp. (Ω) 100 MHz	A_L -Werte- nH
BN43-202	13.30±0.60	14.35±0.50	7.50±0.35	3.80±0.25	123	180	2890
BN43-1233	19.45±0.40	25.40±0.70	9.50±0.25	4.75±0.20	295	400	5400
BN43-1502	13.30±0.60	6.60±0.25	7.50±0.35	3.80±0.25	59	88	
BN43-3312	19.45±0.40	25.40±0.70	9.50±0.25	4.75±0.20	295	400	5000
BN43-5170	28.70±0.60	28.70±0.60	14.25±0.70	6.35±0.15	380	500	5500
BN43-7051	28.70±0.60	28.70±0.60	14.25±0.70	6.35±0.15	380	500	6000

fig. 4: Liste des noyaux ondes courtes de types BN43 disponibles

La liste des noyaux que l'on peut obtenir avec leurs différentes tailles est donnée ci-dessus. Les plus gros sont pour les applications avec une certaine puissance HF.

1. Application: Balun symétriseur 50 Ω / 50 Ω large bande 1.8MHz à 50MHz

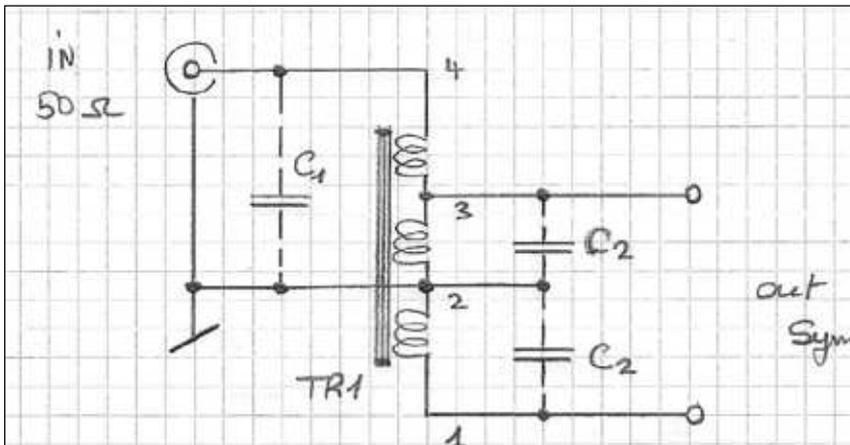


fig 5: Schéma du balun / symétriseur 1.8 - 50MHz

C1 et C2 - Capacité céramique: C1 = 22pF et C2= 47pF

Inductance - mesurée entre les points 1 et 3: L (1-3) = 99 μ H

Les capacités C1 et C2 servent à compenser l'inductance de fuite du transformateur. Elles améliorent les performances aux hautes fréquences. Le tableau ci-après donne le SWR du balun, avec et sans les capacités de compensation. En ajoutant les capacités de compensation, on obtient un balun «large-bande».

Les 3 fils de l'enroulement trifilaire sont connectés en série. Précaution utile pour éviter de confondre les points 2 et 3 après soudage: sur la **photo à droite**, les points 1 et 3 sont repérables par un scotch bleu, et les points 2 et 4 par un scotch rouge.

C'est un autotransformateur. TR1 est réalisé avec 3x2 spires de fil isolé au téflon, de diamètre extérieur 1,8mm (18 AWG) dans un noyau double trou de type BN43-7051 (le plus gros, voir **fig. 4**)



Impédance d'entrée et SWR du balun terminé par une charge de 50 Ω sur sa sortie (1-3)

Fréquence	Sans capacités C1 et C2			Avec capacités C1 et C2		
	Zin [Ω]	S11 [dB]	SWR	Zin [Ω]	S11 [dB]	SWR
1.8MHz	48 + j3.0	-28	1.08	48 + j2.0	-32	1.05
3.5MHz	48 + j3.5	-28	1.08	48 + j1.0	-35	1.04
7MHz	49 + j5.5	-25	1.12	49 + j0.6	-37	1.03
14MHz	49 + j10	-20	1.22	49 + j0.2	-39	1.02
30MHz	51 + j20	-14	1.50	49 + j0.2	-43	1.01
50MHz	55 + j34	-10	1.92	52 + j3.0	-28	1.08

Le but d'un symétriseur est de stopper les courants induits sur l'extérieur du câble coaxial d'antenne. Le problème a été évoqué dans le «HBradio 1/2014». Un bon symétriseur est nécessaire pour empêcher les courants induits sur l'extérieur du blindage du câble d'antenne par des sources locales parasites d'atteindre le récepteur (fig. 6).

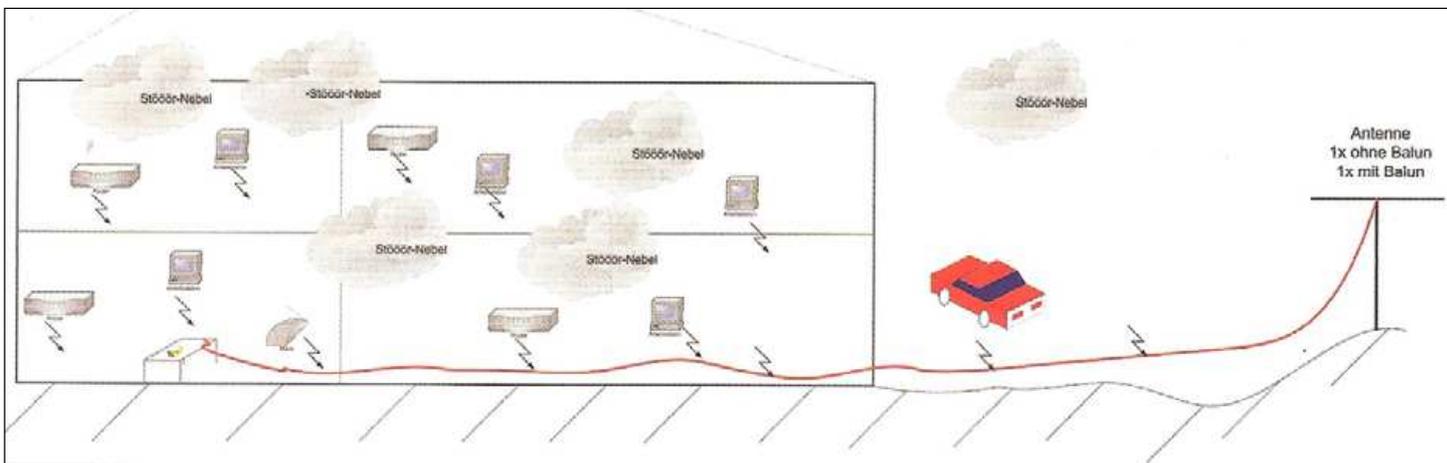


fig. 6: Captage de signaux parasites par l'extérieur du coaxial

Le symétriseur / balun laisse passer les signaux captés en mode différentiel par l'antenne, mais atténue fortement ceux qui arrivent sur les 2 brins du dipôle avec la même phase et la même intensité. On parle de réjection du mode commun.

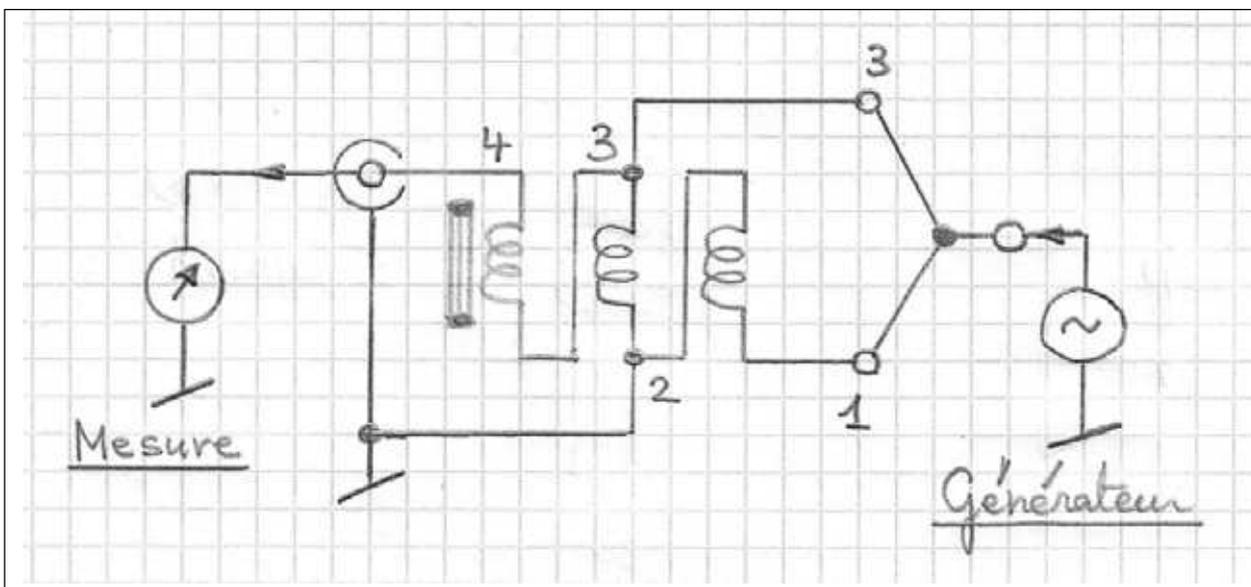


fig. 7: Mesure de l'isolation du balun

Transformateurs large-bande ondes courtes (III)

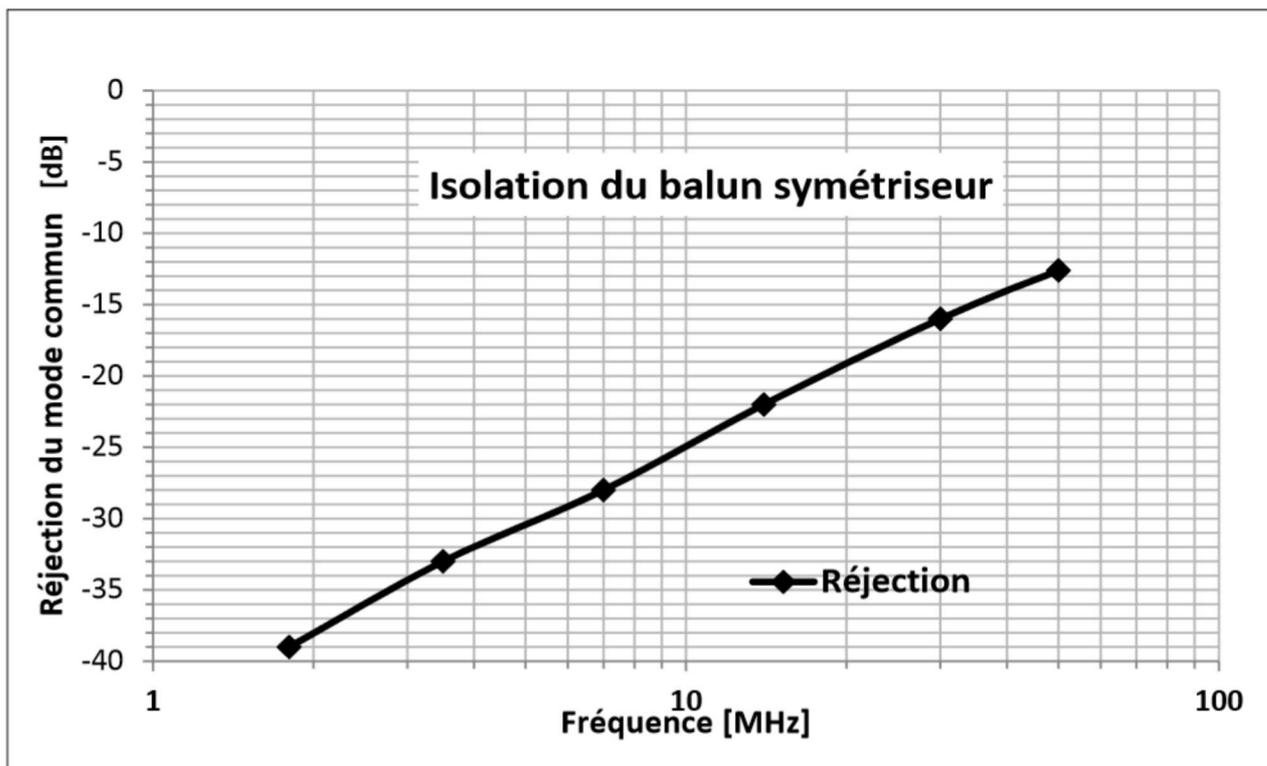


fig. 8: Réjection du mode commun en fonction de la fréquence

Pour mesurer l'isolation du mode commun fournie par le balun, on injecte le même signal sur les 2 sorties symétriques (nœuds 1 et 3, voir fig. 7), puis on mesure l'amplitude du signal qui arrive sur l'entrée 4.

La réjection du mode commun est limitée par l'inductance de fuite du transformateur. Elle est supérieure à 20dB à 14MHz, et augmente lorsque la fréquence baisse (28dB à 7MHz, et 33dB à 3.5MHz).

Power-splitter / power-combiner ondes courtes

Le power-splitter / power-combiner est un circuit qui permet par exemple de partager la puissance reçue entre 2 récepteur ou de driver 2 PA avec le même exciteur. On peut aussi l'utiliser pour combiner 2 antennes sur un seul récepteur ou additionner la puissance de 2 blocs de puissance identiques sur la même antenne.

Le schéma d'un power splitter large-bande ondes courtes réalisé avec des noyaux ferrites à 2 trous est donné à la fig. 9.

INSERAT

www.amateurfunktechnik.ch

Thomas Hediger

Gartenstrasse 8

5737 Menziken

www.amateurfunktechnik.ch

Redaktionsschluss HBradio

Redaktions- & Annahmeschluss
für die nächsten 3 Ausgaben:

HBradio 4/2015: 7. Juli 2015

HBradio 5/2015: 7. Sept. 2015

HBradio 6/2015: 7. Nov. 2015

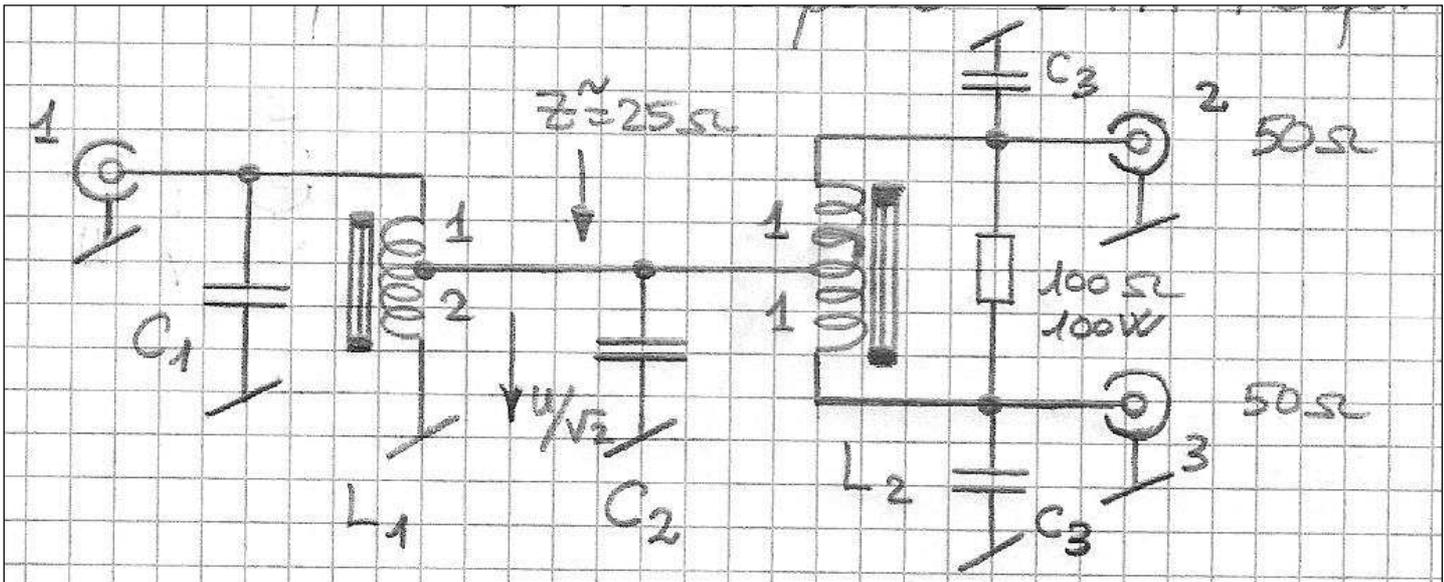


fig. 9 : Power-splitter / power-combiner ondes courtes

Le 1^{er} transformateur (L1) transforme l'impédance résultant de la mise en parallèle des charges 50Ω sur les sorties 2 et 3 ($\approx 25\Omega$) en une impédance proche de 50Ω au point 1. En fait, comme le rapport du nombre de spires de L1 a une valeur fractionnaire de 2/3, l'impédance d'entrée vaudra:

Le 2^{ème} autotransformateur (L2) a un rapport de 1:1. Son rôle est d'assurer une répartition égale des courants vers les sorties 2 et 3, et aussi d'introduire une impédance de valeur élevée entre les sorties 2 et 3 pour les isoler l'une par rapport à l'autre. La résistance de 100Ω entre les points 2 et 3 est la «poubelle».

C'est là une caractéristique principale des power-splitter / combiner appelés aussi «T-magiques». Si l'on débranche ou que l'on court-circuite une des sorties, le gain entre la source (1) et la sortie utilisée reste le même (-3dB, ce qui correspond à la moitié de la puissance). La puissance restante est absorbée par la résistance «poubelle» de 100Ω, connectée entre les points 2 et 3. Ce design utilise une résistance de puissance de 100W, à substrat céramique et à faible valeur inductive. Elle est fixée avec 2 vis sur le boîtier pour son refroidissement. J'ai utilisé ce montage comme «power-combiner» pour additionner la puissance de 2 blocs de moyennes puissances (70W chacun) à transistors Mosfets.

Valeurs des éléments:

- L1: 3 spires dans un noyau «2 trous» de type BN43-3312, avec prise à 2 spires ($A_L = 5000 \text{ nH/t}^2$; $L_1 = 45 \mu\text{H}$)
Fil isolé au téflon de diamètre 1.2mm
- L2: 4 spires avec prise au milieu (2x 2 spires en série; $L_2 = 80 \mu\text{H}$)
- C1: 12pF, céramique
- C2: mise en parallèle de 2 x 22pF + 10pF (54pF au total)
- C3: 10pF, car les capacités parasites de la résistance de puissance contre la masse (le boîtier) suffisent (19pF mesurés de chaque côté)

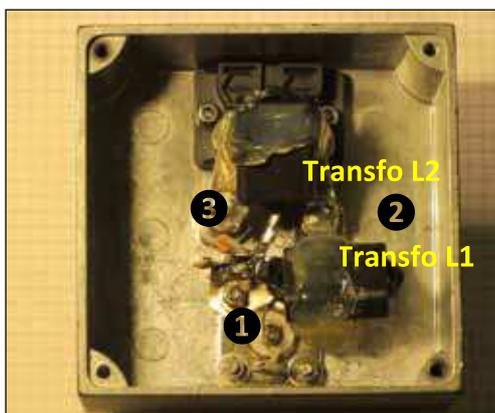


fig. 10: Vues du «power-splitter / combiner»

Transformateurs large-bande ondes courtes (IV)

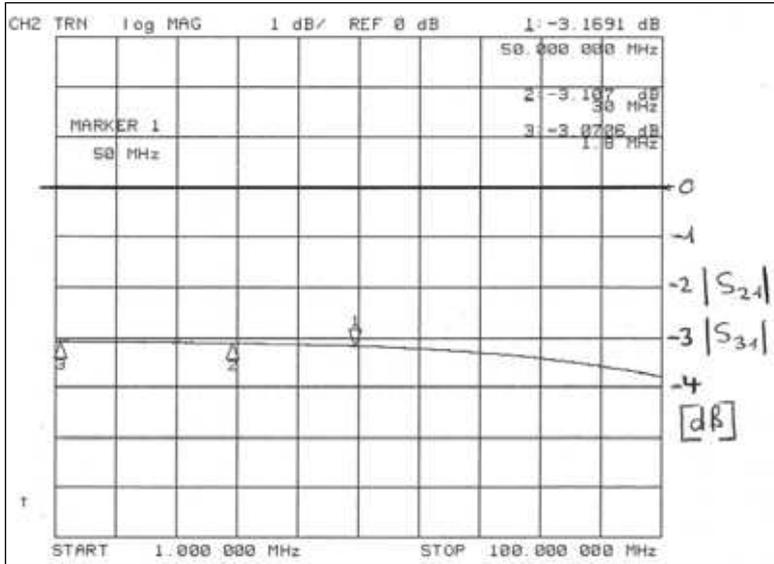


fig. 11a: gain entre les points 1 et 2 ou les points 1 et 3

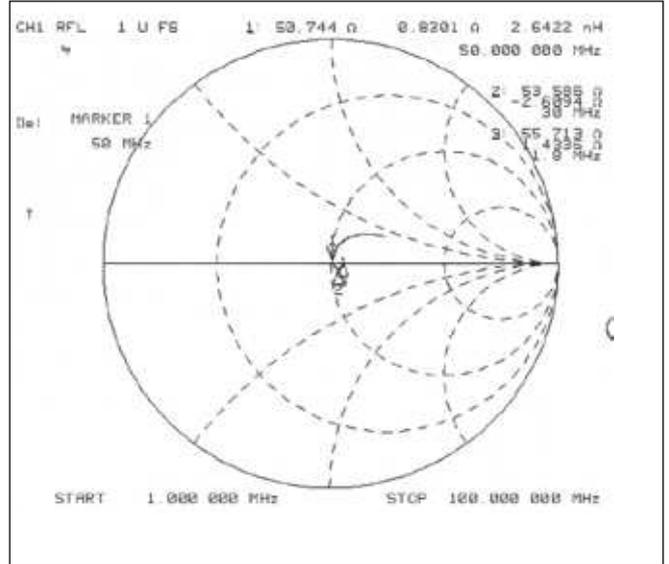
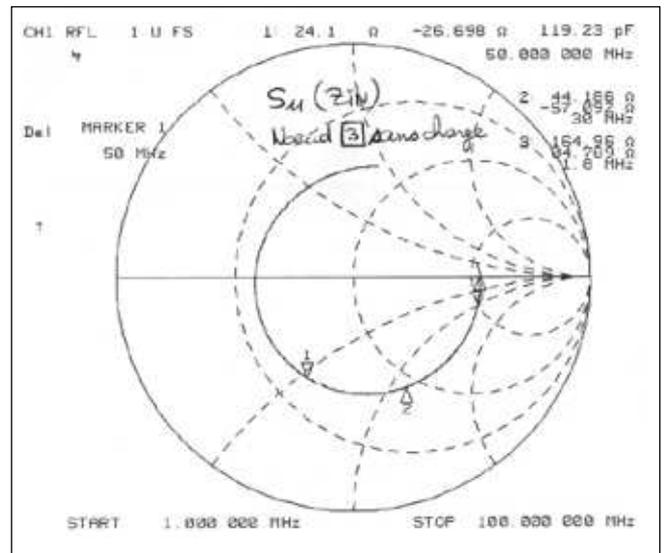
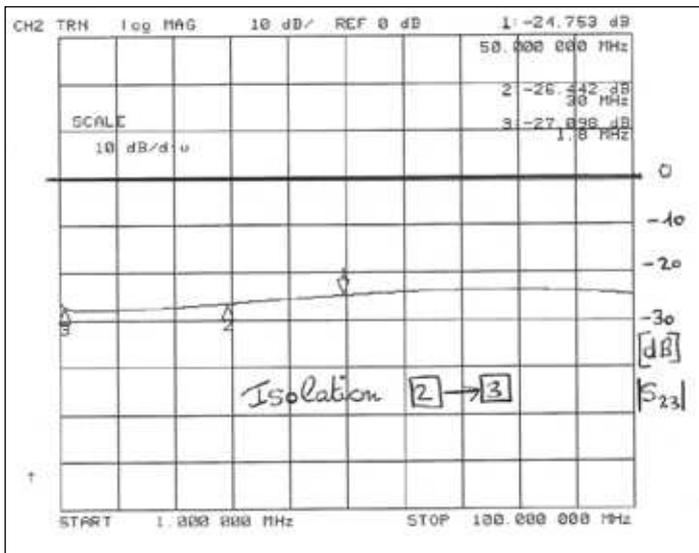


fig. 11b: impédance d'entrée (mesuré au pt. 1 avec 2 sorties chargé par 50Ω)

Le gain est assez plat (fig. 11). Il vaut -3dB ce qui est normal car la puissance totale injectée au point 1 est divisée en 2 entre les points 2 et 3. La courbe de réponse en fréquence est assez plate entre 1.8MHz et 50MHz. L'impédance d'entrée mesuré au point no 1 si les 2 sorties sont chargées par 50Ω est bien centrée sur l'abaque de Smith (fig. 11b: on a $Z_{IN} = 56\Omega + j1.4\Omega$ à $f = 1.8\text{ MHz}$, $Z_{IN} = 53\Omega - j12.6\Omega$ à $f = 30\text{ MHz}$ et $Z_{IN} = 51\Omega + j0.8\Omega$ à $f = 50\text{ MHz}$). Cela donne un SWR inférieur à 1.2 entre 1.8MHz et 50MHz.



Lorsque une des sorties n'est pas chargée, l'impédance d'entrée n'est plus centrée sur la valeur idéale de 50Ω (fig. 12, droite). Dans le cas ci-dessus, cela donne un SWR=3 sur toute la bande. Ce n'est pas catastrophique, mais c'est à savoir. Une conséquence est que l'ampli en amont d'un power / splitter ayant une de ses sorties déconnectées verra une impédance différente de la valeur idéale et donnera alors un signal de sortie qui pourra être un peu plus faible ou plus élevé qu'avec une charge 50Ω pure. Par contre, le gain du power / splitter vis-à-vis de la sortie connectée reste identique à -3dB. C'est là aussi une caractéristique très intéressante de ce genre de circuit.

Conclusion

Les noyaux ferrite «2-trous» permettent de réaliser plein d'applications intéressantes, comme des transformateurs, des power-splitter. ils sont aussi largement utilisés dans la réalisation de blocs de puissance à transistors ou MOSFET. Leur caractéristique principale est une haute impédance au prix d'un faible nombre de spires, avec des pertes faibles et tout à fait acceptables. #