

Transformateurs à large bande théorie et applications

J.-P. BREDA F6BJP
G. PERRIER F6EGX

L'arrivée sur le marché, à des prix abordables, des transistors HF de puissance, permet de réaliser facilement des amplificateurs linéaires de faible encombrement et l'utilisation de transformateurs à large bande sur ferrite autorise un minimum de commutations, supprime les blindages et permet l'emploi de l'appareil sans réglage sur toute la largeur de nos bandes décimétriques. Nous avons donc essayé de comprendre à travers les quelques articles traitant de la question, comment on peut obtenir une adaptation d'impédance sur une large bande de fréquence et comment calculer nos transformateurs en fonction des paramètres imposés par le montage. Cet article se compose de deux parties, une première, plus théorique nous amène aux formules de base, dans une deuxième partie nous appliquons ces formules dans quelques cas simples.

Dans les transformateurs classiques, la capacité inter-spires résonne avec l'inductance de fuite, ceci créant une fréquence de résonance. Ce système limite donc la réponse en haute fréquence. Or, dans les transformateurs que nous allons voir, les bobinages sont faits de telle façon que la capacité inter-fils est une composante de l'impédance caractéristique de la ligne et donc n'a pas de résonance qui puisse limiter la bande passante. Pour cette raison les spires doivent être maintenues serrées ensemble pour obtenir un bon couplage. Dans tous les transformateurs que nous allons voir, la ligne de transmission peut prendre la forme de deux fils torsadés ou tout simplement de câble coaxial (5) (6). Pour certaines configurations, la réponse en haute fréquence sera déterminée par la longueur des spires; il est donc intéressant de faire de petites spires avec du fil torsadé et d'utiliser des ferrites à forte perméabilité. La réponse en basse fréquence est déterminée de façon classique c'est-à-dire par l'inductance primaire. Plus la perméabi-

lité du tore sera grande moins il faudra de spires pour une réponse donnée en limite inférieure de fréquence et plus grande sera la bande passante. Il est important que le couplage soit fort pour toutes fréquences sinon le rendement baisse vite.

L'analyse de Ruthroff sur un transformateur d'impédance 4:1 (1) utilise des circuits équivalents qui permettent d'étudier le phénomène séparément pour les fréquences basses et les fréquences hautes (voir Fig. 1 et Fig. 2).

En HF la perméabilité de la ferrite décroît et l'action en tant que transformateur conventionnel devient moins effective, néanmoins les deux bobinages sont couplés comme une ligne de transmission et le système joue encore le rôle d'un transformateur, en faisant attention à ce que la longueur de la ligne soit très inférieure à $\lambda/2$ (6).

En haute fréquence la perte de puissance par insertion est (1) :

$$\frac{P_i}{P_o} = \frac{[2 R_o (1 + \cos \beta)] + R_L \cos \beta]^2 + \left[\frac{R_o R_L + Z_o^2}{Z_o} \right]^2 \sin^2 \beta}{4 R_L R_o (1 + \cos \beta)^2} \quad (1)$$

β = constante de phase de la ligne.

Z_o = impédance caractéristique de la ligne.

Vers les basses fréquences, la perméabilité du matériau a un effet dominant et :

$$\frac{P_i}{P_o} = \frac{R_o^2 + 4 X_m^2}{4 X_m^2} \quad (2)$$

X_m = réactance du primaire.

Or le transfert maximum sera obtenu pour $R_i = 4 R_o$. (3)

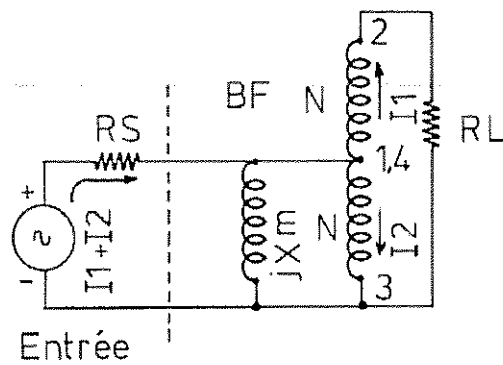


FIGURE 1

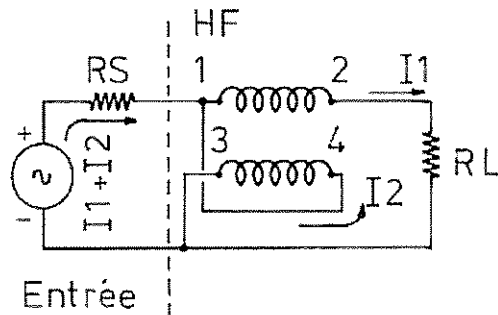


FIGURE 2

$$\text{et } Z_0 = \sqrt{R_s \times R_L} \quad (4)$$

et l'inductance du circuit est :

$$L_m = \frac{X_m}{\omega} = 4 \mu_0 N^2 \left(\frac{A_c}{L_c} \right)$$

N = nombre de tours du primaire.

μ_0 = perméabilité de la ferrite.

A_c = surface d'une section du tore.

L_c = longueur du chemin magnétique moyen dans le tore.

Mais les constructeurs de ferrites donnent plus souvent le coefficient A_L tel que :

$$A_L = 4 \mu_0 \left(\frac{A_c}{L_c} \right)$$

donc :

$$L_m = N^2 A_L \text{ en nanoHenry.}$$

La fréquence inférieure de coupure sera donnée par équation (2) = 2 (à -3 dB), et :

$$F_1 = \frac{R_s 10^9}{4 \pi N^2 A_L} \quad F_1 \text{ en Hertz}$$

Cette relation nous permet d'avoir le nombre de tours minimum pour une réponse BF donnée. La fréquence supérieure de coupure pour le transformateur adapté sera obtenue à partir de l'équation (1) et en fait devra être telle que :

$$L \leq 0,3 \lambda.$$

En pratique pour tenir compte de toutes les désadaptations éventuelles, on prend :

$$L \leq 0,125 \lambda.$$

Le choix de la ligne de transmission devra satisfaire aux équations (3) et (4). Les types les plus courants sont les deux fils torsadés, le câble coaxial ou le stripline.

Pour les deux fils torsadés il faut obtenir une impédance caractéristique constante le long de la ligne et donc réaliser des spires très serrées sinon le rendement en HF sera dégradé.

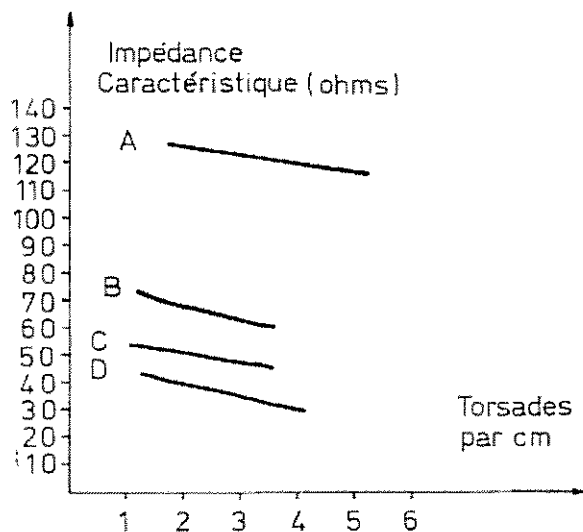
Il faudra choisir une ligne de transmission telle que son impédance caractéristique soit égale à :

$$Z_0 = \sqrt{R_s \times R_L}$$

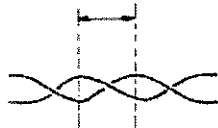
R_s et R_L respectivement impédance de source et impédance de charge.

Deux solutions pratiques existent, soit utiliser un câble coaxial si l'impédance caractéristique désirée se rapproche de 50 ou 75 ohms, soit utiliser des fils torsadés. Krauss et Allen (2) donnent le tableau (Fig. 3) des impédances caractéristiques de ces lignes en fonction du nombre de torsades par centimètre.

Nous voyons apparaître alors deux difficultés, car toute l'étude pour le moment a été effectuée sur un transformateur de rapport 1 : 4, et si nous voulons augmenter ce rapport — en particulier pour pouvoir adapter la sortie d'un amplificateur linéaire à transistor qui présentera une impédance de l'ordre de quelques ohms à une antenne de 50 ohms — un rapport de 16, 25 ou 36 sera nécessaire et donc un assemblage de 4, 5 ou 6 fils devra être mis en œuvre ; outre la complexité d'un tel montage, la bande passante du transformateur sera complètement détériorée. Il est alors possible d'utiliser plusieurs transformateurs de rapport 4 en cascade. Ainsi avec deux transformateurs 4 : 1 en cascade, on arrivera à un rapport de 16 et ainsi de suite, mais le dernier élément devra adapter deux impédances très faibles et il s'avèrera impossible de construire une ligne d'impédance caractéristique aussi faible, même en mettant plusieurs lignes en parallèle. Néanmoins ce système reste utilisable lorsque l'impédance la plus faible à adapter est supérieure à 10 ohms (4) (adaptation d'antennes mobiles). Cette difficulté à réaliser des transformateurs pour adapter de



une torsade



- A : 2,5/10^e sous vinyl
0,05 cm de diamètre extérieur
vitesse de phase : 1,16 10¹⁰ cm/s
- B : 2,5/10^e émaillé
vitesse de phase : 1,57 10¹⁰ cm/s
- C : 6,4/10^e émaillé
vitesse de phase : 1,52 10¹⁰ cm/s
- D : 8/10^e émaillé
vitesse de phase : 1,3 10¹⁰ cm/s

FIGURE 3

faibles impédances a été contournée en utilisant un tube comme inductance primaire, le secondaire étant bobiné à l'intérieur, avec un nombre suffisant de tours pour obtenir le rapport de transformation désiré (3).

Pour mémoire : le rapport de transformation est égal à :

$$\frac{n_1}{n_2} = k$$

avec n_1 = nombre de tours au primaire et n_2 = nombre de tours secondaire et le rapport des impédances sera de k^2 .

RAPPEL DES FORMULES UTILES POUR LA CONSTRUCTION

— Impédance caractéristique de la ligne

$$Z_0 = \sqrt{R_L \times R_s}$$

— Inductance d'une bobine sur tore

$$L = N^2 \times A_L \quad L \text{ sera en nH.}$$

— Nombre de tours nécessaire pour une fréquence inférieure de coupure à -3 dB = F_c en Hertz

$$N^2 = \frac{R_s \cdot 10^9}{4 \pi A_L F_c}$$

— Longueur maximum de ligne à utiliser pour une fréquence de coupure supérieure à -3 dB = F_c .

$$L \leq 0,125 \lambda_{..}$$

EXEMPLES DE REALISATIONS PRATIQUES

Deux types de bobinage sont à considérer : les inductances à fort Q destinées aux circuits accordés et aux filtres, et les transformateurs à large bande.

Dans le premier cas il convient de choisir une qualité de ferrite permettant un Q suffisant aux fréquences d'emploi, matériau 4C6 de la Radiotechnique ou catégorie 2 et 6 Amidon. Le μ devra être petit pour permettre la réalisation d'inductance de faible valeur avec un μ de 10 ou moins et sur un tore de 23 mm par exemple on peut réaliser des inductances de l'ordre de 0,1 μ H.

Pour les transformateurs à large bande, le Q est inférieur à un et la qualité du ferrite a peu d'importance ; le μ devra être assez élevé pour permettre avec un petit nombre de tours de travailler sur 3,5 MHz (voir formule n° 5, paragraphe précédent).

A titre d'exemple nous donnons trois types de réalisations de transfo large bande, les deux derniers équipant l'ampli de puissance d'un transceiver décimétrique que nous avons construit.

TRANSFO RAPPORT 1/4

Ce transfo classique est bobiné avec du câble coaxial RG 174 ; le tore est un 36 x 23 x 15 matériau 4C6 de la Radiotechnique (voir fig. 4).

Il peut être utilisé comme adaptateur d'impédance entre une antenne mobile et du coaxial 75 ohms par exemple. Ce même tore peut être utilisé pour réaliser un balun 3-30 MHz, la puissance admise étant de 1 kW PEP.

TRANSFO DEPHASEUR RAPPORT 1/4

Ce transfo pose un problème d'impédance de ligne de transmission. Une impédance de l'ordre de 8 ohms est obtenue en mettant en parallèle deux lignes ;

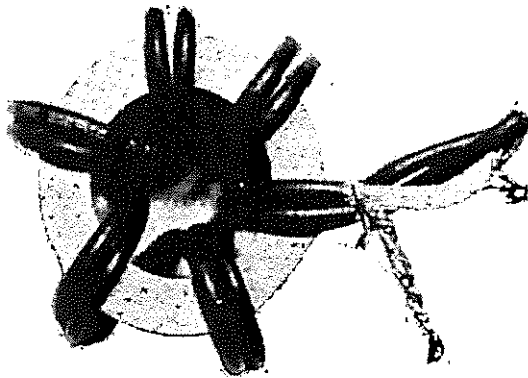
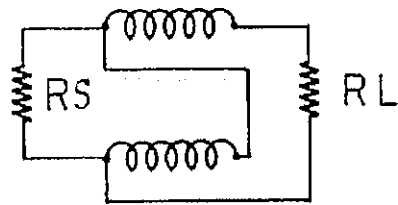


Schéma A
Transfo rapport 1:4

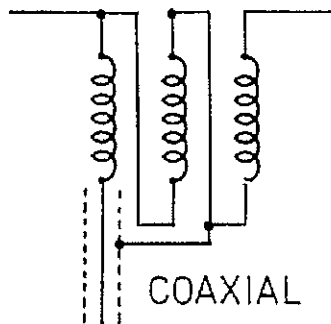


Schéma B
Exemple de balun 3-30 MHz rapport 1:1
Tore 36 x 23 x 15 4C6 RTC
Ligne 3 fils 12/10^e torsadés large.
5 tours régulièrement espacés sur le tore
FIGURE 4

chaque ligne est constituée par deux fils 12/10^e torsadés serrés (voir figure 5).

2 x 7 tours de ces deux lignes mises en parallèle sont bobinés sur un tore RTC 23 x 14 x 7 matériau 4C6.

Ce transfo peut avantageusement être remplacé par celui dont la description suit.

Le rapport de transformation peut alors être quelconque.

TRANSFO PUSH-PULL RAPPORT 1/16

En raison de la faible impédance de sortie des transistors de puissance et du rapport important de transformation, ce transfo à une technologie particulière. Ce type de montage est d'ailleurs employé dans plusieurs réalisations commerciales.

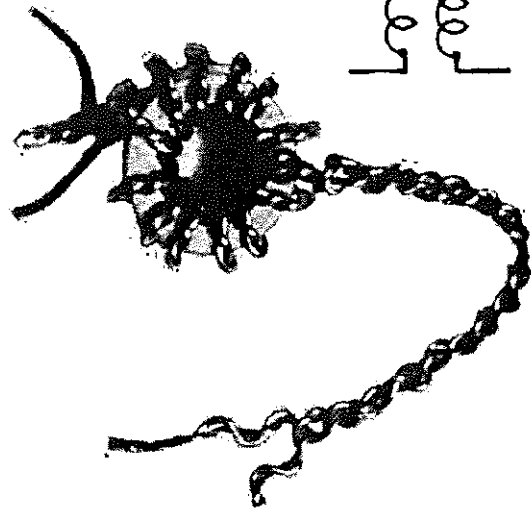
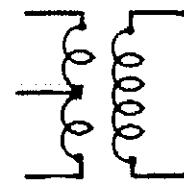
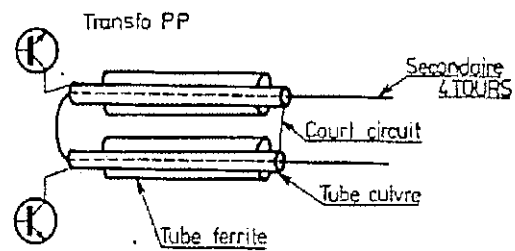
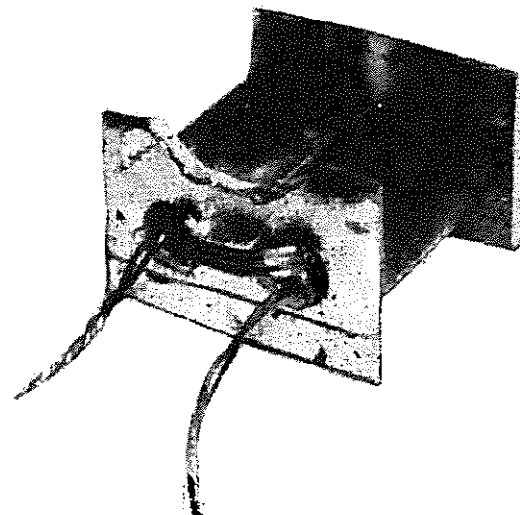
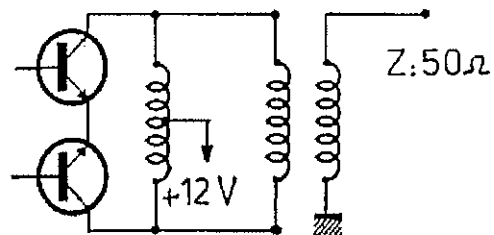


Schéma C
Transfo déphaseur rapport 1:4



Transfo push-pull-Rapport 1/16^e



Pour des raisons de facilité de construction, le secondaire est bobiné avec deux fils de 8/10^e mis en parallèle.

Deux tubes de ferrite diamètre 14 longueur 25 sont mis en parallèle ; dans chaque tube est enfilé un tube de cuivre (morceau d'antenne OC de poste radio par exemple). Les deux tubes de cuivre sont réunis entre eux à une extrémité, les deux autres bouts constituent les sorties du primaire et sont à réunir aux collecteurs des transistors. Le secondaire comporte 4 spires 12/10^e de fil émaillé. Avec 50 ohms de charge secondaire l'impédance primaire est de 3 ohms. Les tubes ferrite sont vendus par les Ets Portenseigne sous l'appellation symétriseur référence 050800.

CONCLUSION

Ce travail est le résultat d'une recherche bibliographique et tous les points sont loin d'être élucidés ; en particulier le comportement exact du ferrite en fonction de la fréquence. Néanmoins les données que nous fournissons ici sont

suffisantes pour les réalisations susceptibles d'être rencontrées par le radio-amateur.

Bibliographie

- 1 - C.L. Ruthroff « Some broadband transformers » Proc. IRE, Vol. 47, pp. 1337-1342, août 1959.
- 2 - H.L. Krauss - C.W. Allen « Designing toroidal transformers to optimize wideband performance » Electronics, 16 Août 1973, pp. 113.
- 3 - J. Manon W6FIG « An H.F. - band solid state amplifier », QST Sept. 1973.
- 4 - R.C. Hejhall K7QWR « Broadband solid state power amplifiers for ssb service », QST mars 1972.
- 5 - G. Bain F5EN « transformateurs et amplificateurs à large bande », Radio-REF avril 1971.
- 6 - M. Brouant « transformateurs à lignes » C. et T. n° 4, 1968, pp. 279-283.

Les photos sont de F1DR1

SECTION 72 « F1KFI & F6KFI aux 24 H du MANS 1977 »

Ce règlement est valable du 1^{er} Juin au 31 Août 1977

La Section 72 du REF organise, du 1^{er} juin au 31 août 1977, son concours ouvert, comme chaque année, à toutes les stations légalement autorisées. Toutes les bandes attribuées aux Amateurs, pourront être utilisées, en CW, BLU, AM, FM.

Les stations F1KFI et F6KFI, fonctionneront en permanence, depuis le stand REF au circuit des 24 H du Mans, les 11 et 12 juin 1977. Chacune d'elles ne peut être QSO valablement, qu'une fois, par bande, **quel que soit l'opérateur qui y assure le trafic.**

§ A) Il sera accordé, pendant les 24 H (11 et 12-6-77) :

— Pour la visite au stand REF, et émarginement au livre d'Or, 20 pts.

— Pour les QSO réalisés avec F6KFI sur bandes décimétriques, 10 pts.

— Pour les QSO réalisés avec F1KFI sur THF/UHF, distances de 1 à 150 km, 10 pts ; de 151 à 350 km, 20 pts ; plus de 350 km, 30 pts.

Il sera procédé, au cours des 24 H, à des essais de TV Amateur.

Des messages seront transmis sous forme de mire. Chaque contrôle comprenant :
— Date, QTR, texte, observations, vaudra 10 pts.

§ B) Chaque station du département 72, peut être contactée valablement **une fois par semaine et par bande**, entre le 1-6 et le 31-8-77.

Il sera alors accordé, pour :

— La première liaison effectuée sur bandes décimétriques, 5 pts.

— Les QSO suivants avec la même station, 1 pt.

— Le premier QSO effectué sur THF/UHF, quelle que soit la distance, 5 pts.

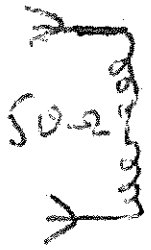
— Les QSO suivants avec la même station, distances de 1 à 150 km, 1 pt ; de 151 à 350 km, 2 pts ; plus de 350 km, 3 pts.

Les points du § B) sont applicables aux liaisons effectuées avec des OM du 72, travaillant en portable ou mobile, dans un autre département.

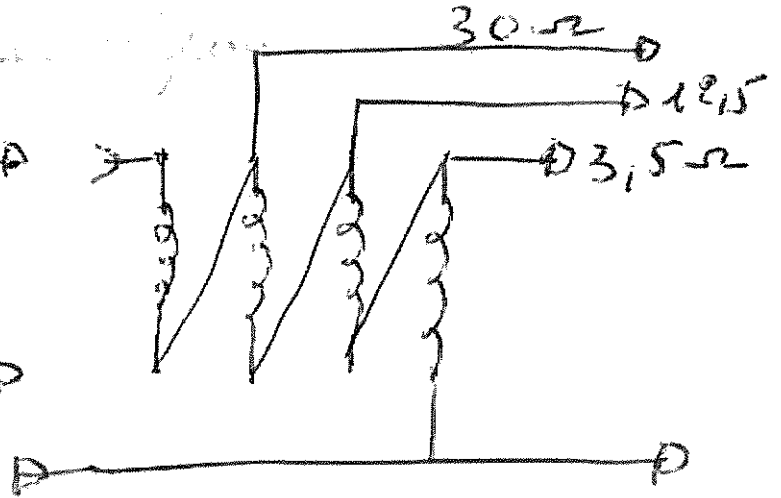
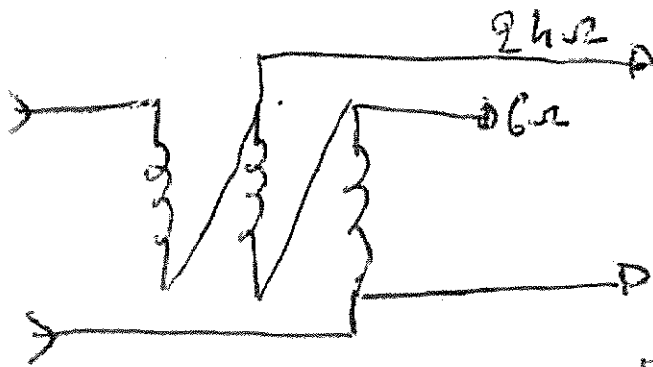
Les points des § A) et B) sont cumulables.

Le compte rendu des QSO réalisés (Date QTR Indicatif Contrôles et QTH Locator pour les QSO sur THF/UHF) devra parvenir, au plus tard le 20 septembre 1977 à V. Grare F9AJ.

Equivalent



Actual system



Actual circuit diagram
 is not a parallel circuit.