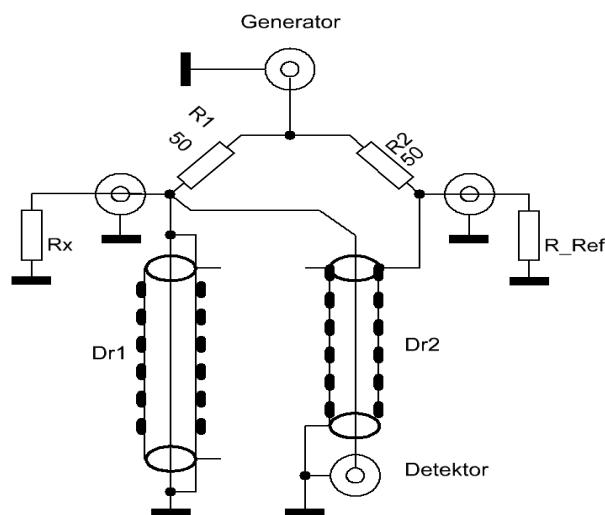


La description suivante m'a été présentée par F1GWR et F5HD. « Il s'agit d'un pont de mesure simple à réaliser qui à une "directivité " surprenante ... »

Sur le site Internet de F6BON on trouve une description relativement complète de ce pont : <http://f6bon.albert.free.fr/pontlargebande.html>

Le principe de base est celui du pont de Wheatstone. La version haute fréquence ne comporte pas de galvanomètre mais une sortie via un symétriseur. L'impédance inconnue est comparée à une charge de référence de 50 Ohms.

La difficulté de réalisation n'est pas seulement la symétrie mécanique du circuit, mais la qualité de la ligne symétrique/asymétrique de la sortie du pont. Cette dernière doit présenter une impédance très élevée en mode commun sur une large plage de fréquence. Il faut tout d'abord se procurer du câble coaxial semi-rigide très fin (1mm de diamètre), récupération dans du matériel télécom hyper. Il faut ensuite trouver des ferrites qui épousent le diamètre du câble au plus juste, sinon on perd l'efficacité de celles-ci. Les ferrites ont leur importance sur la réponse en fréquence. Choisir des ferrites à perméabilité élevée n'est pas forcément la bonne solution car les pertes sont tellement élevées en très haute fréquence qu'elles deviennent inefficaces. Pour ma part j'ai récupéré toutes sortes de perles ferrite puis j'ai mesuré l'inductance à 5MHz pour les trier par ordre de valeur. La disposition adoptée fut de prendre les ferrites les plus inductives du côté de la sortie du pont et de terminer avec celles qui apportent le moins du côté du pont même. Un espace entre les dernières perles a été réservé pour les coulisser lors du réglage.



Dr1 et Dr2 sont deux coaxiaux de même longueur.

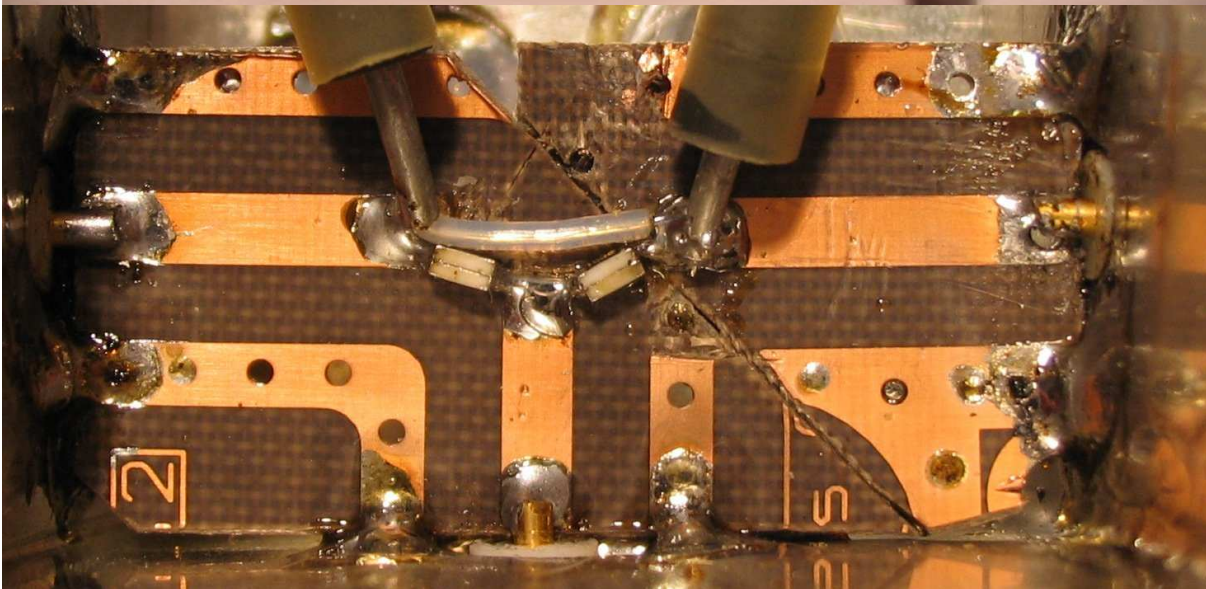
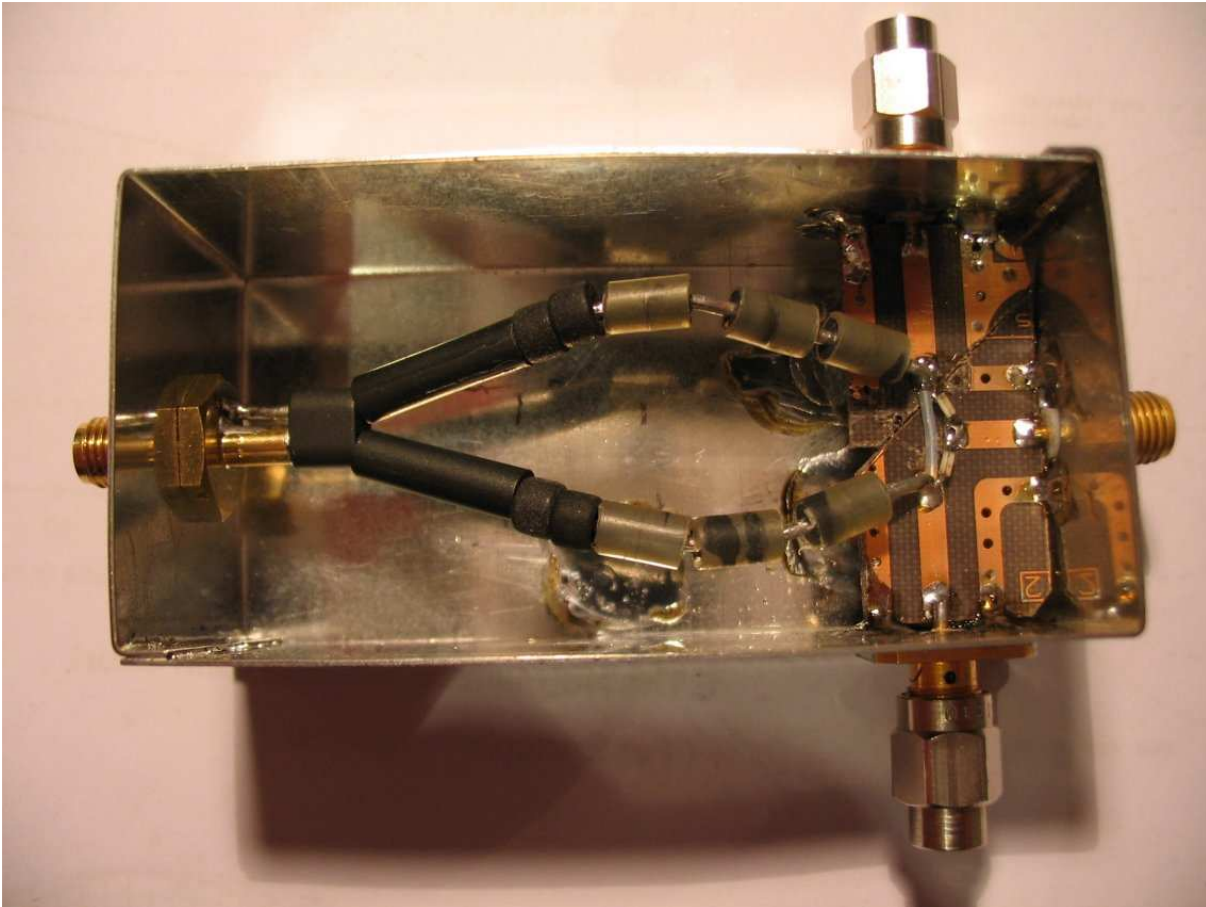
Sur Dr2 il n'y a que le blindage qui est utile et fait office d'impédance symétrique. Pour ma part je n'ai relié que le blindage de Dr1. Sur certaines réalisations on peut remplacer ce coaxial par un fil de cuivre de même diamètre.

En déplaçant les ferrites sur Dr1 et Dr2 on arrive à lisser la courbe de directivité.

R1 et R2 sont des résistances CMS 0805 ou 0603 de 1%. Deux résistances sont montées dos à dos.

Pour une meilleure symétrie j'ai adopté des embases SMA pour Rx et R_Ref. Sur R_Ref se trouve une charge Radial 18 GHz.

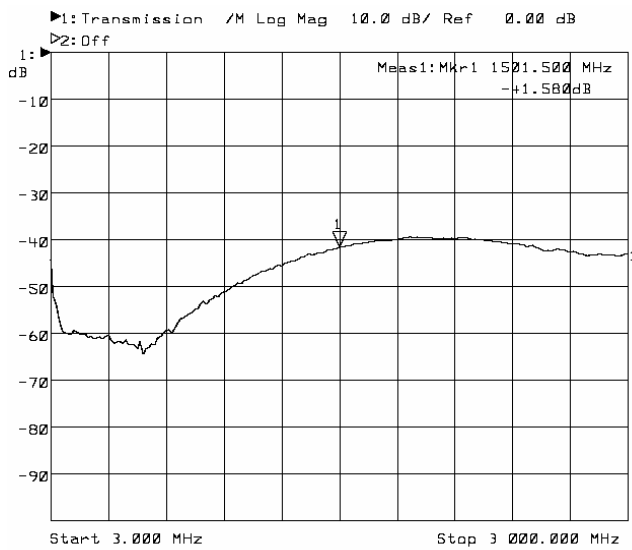
Sur la photo ci-dessous on distingue très bien les différentes sortes de perles ferrite. Une ferrite deux trous et deux tubes sont insérés du coté de la sortie de détection. Le circuit imprimé est en verre-téflon récupéré sur un préampli satellites de chez <http://www.rfmicrowave.it/> ref SU-02 pour 3€ !



Les pistes 50 Ohms du circuit imprimé sont coupées au cutter puis assemblées pour former une structure en T. Le plan de masse est soudé en dessous par un trait de soudure.

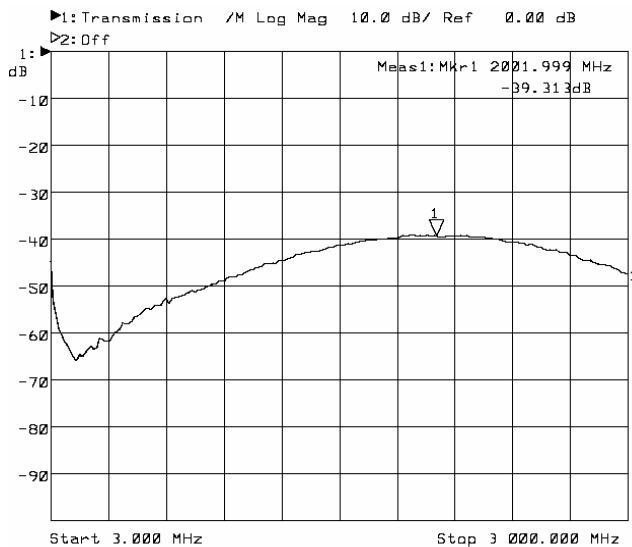
Mesures de la maquette :

1- Directivité sur charge 50 Ohms de kit de calibration HP85033D en APC 3.5mm :



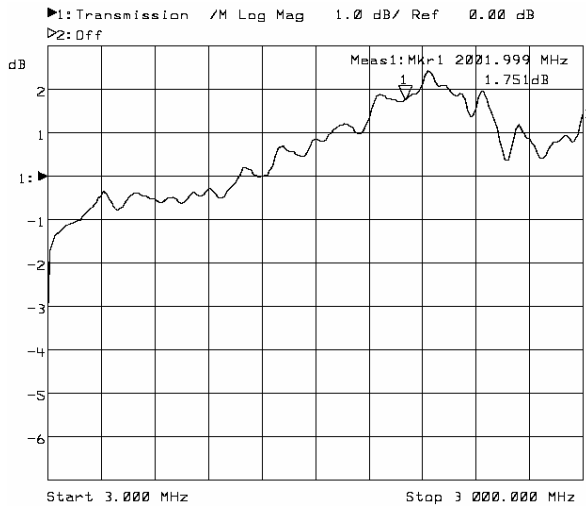
- Ce pont est utilisable jusqu'à plus de 3GHz. La directivité est de 40dB en jouant sur l'écartement des 2 lignes et sur la position des perles ferrites près du circuit imprimé.
- La directivité est exprimée par l'équilibre du pont quand les impédances sont identiques. La courbe indiquant -60 dB est surprenante car cela voudrait dire que la différence de tolérance entre les charges est de 10^{-3} ?

2- Directivité sur charge 50 Ohms Radiall identique à la charge de référence :



- La directivité ne change pas tellement en fonction du type de charge.

3- Comparaison sur « Open » par rapport à une normalisation sur un « Short » du cal-kit HP :

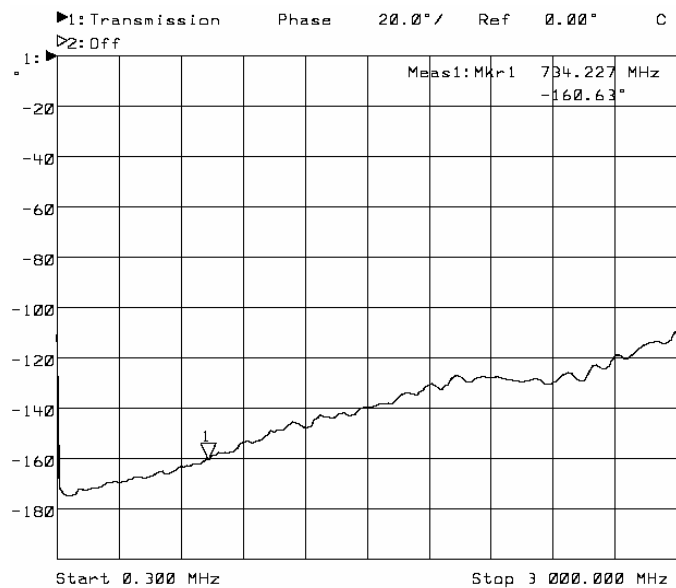


Le kit de calibration HP comprend trois terminaisons caractérisés : un court-circuit, un circuit ouvert et une charge. Un pont réflectométrique se calibre en plaçant un court-circuit à la place de l'impédance à mesurer. On obtient un trace que l'on normalise à 0dB par le fonction « normalize » de l'appareil. Le fait de placer le circuit ouvert après la calibration avec le court-circuit doit donner le même niveau de 0dB mais avec la phase inversée de 180°.

La courbe ci contre montre les faiblesses du pont. En théorie nous devrions avoir une trace à 0dB quelque soit la fréquence, mais celle ci n'est plus constante au delà de 1Ghz.

En pratique, cela ne nous gêne pas si on recherche une adaptation à 50 Ohms avec un RL < -10 dB soit un VSWR < 2. Au dessus de RL = -10 dB, la mesure est influencée par les incertitudes du pont.

Pour mémoire RL = -14dB équivaut à un coefficient r = 20% pour VSWR = 1.5, soit 4% de puissance perdue. C'est ce que procure une charge pure de 75 Ohms sur le pont.



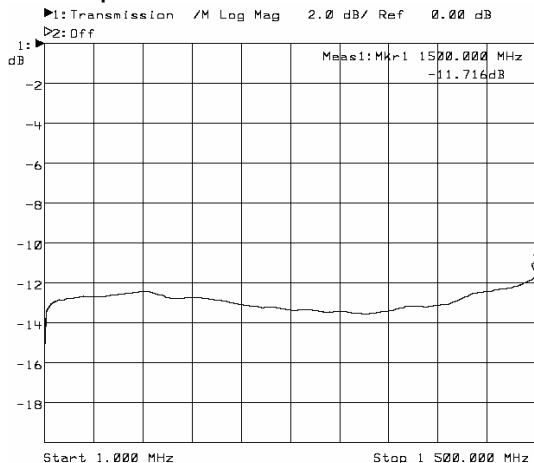
La courbe ci contre montre la différence de phase sur un circuit ouvert « open » suite au calibrage sur un court-circuit « short ».

- Le déséquilibre vient de l'erreur de phase. Au delà de 750 MHz nous avons plus de 20° d'erreur. En théorie la phase devrait rester constante et égale à -180° Les mesures vectorielles deviennent incertaines.

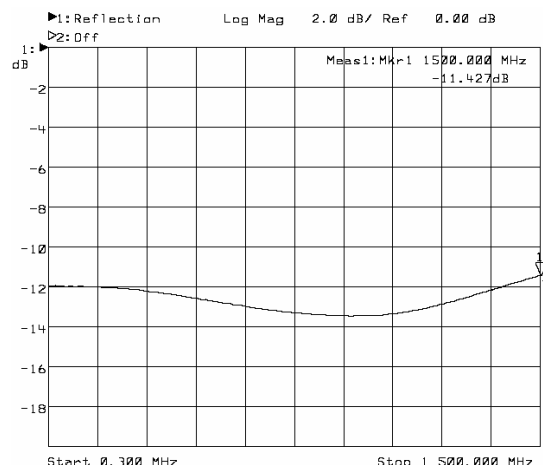
La limite basse de ce pont est à 1 MHz pour 30dB de directivité.

Mesure d'un atténuateur 6dB BNC ouvert à l'autre extrémité :

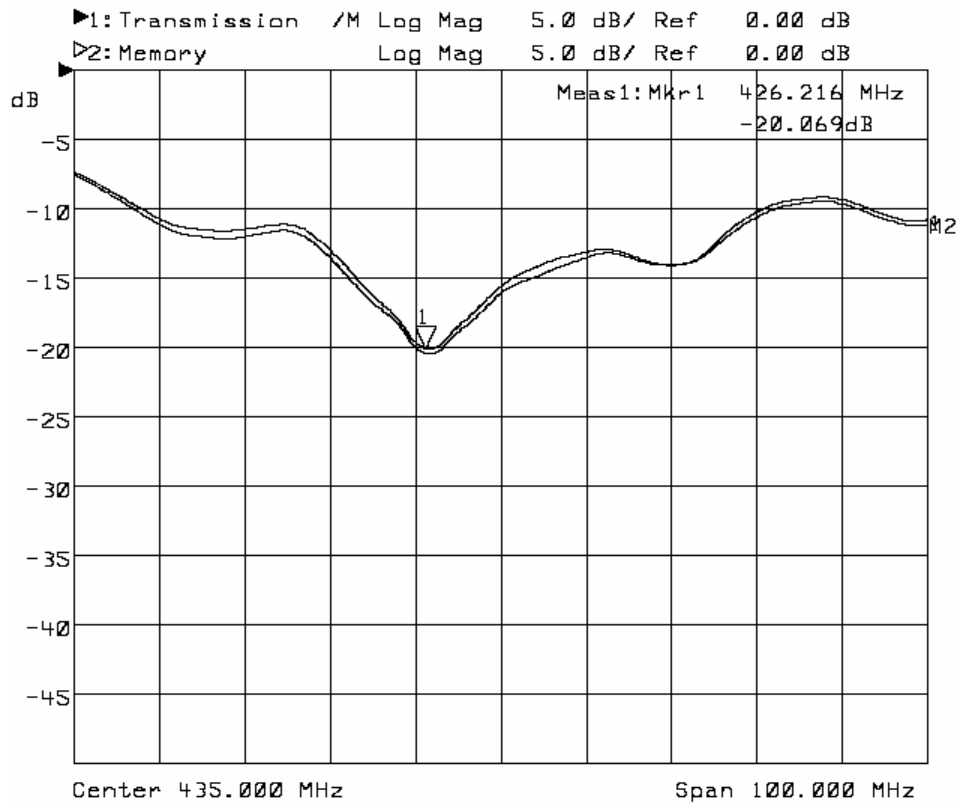
Sur le pont



Sur le HP8714E



Comparaison entre mesure d'une antenne 433 MHz avec le pont et le HP8714ET
Courbe du haut est le pont. L'erreur de mesure est très acceptable.



Pont réflectométrique version HF

Cette version a été optimisée pour permettre des mesures de 1.8 à 30 MHz. La directivité est supérieure à 35dB à 145 MHz.

Le soin apporté à la réalisation dépend toujours du symétriseur de mesure.

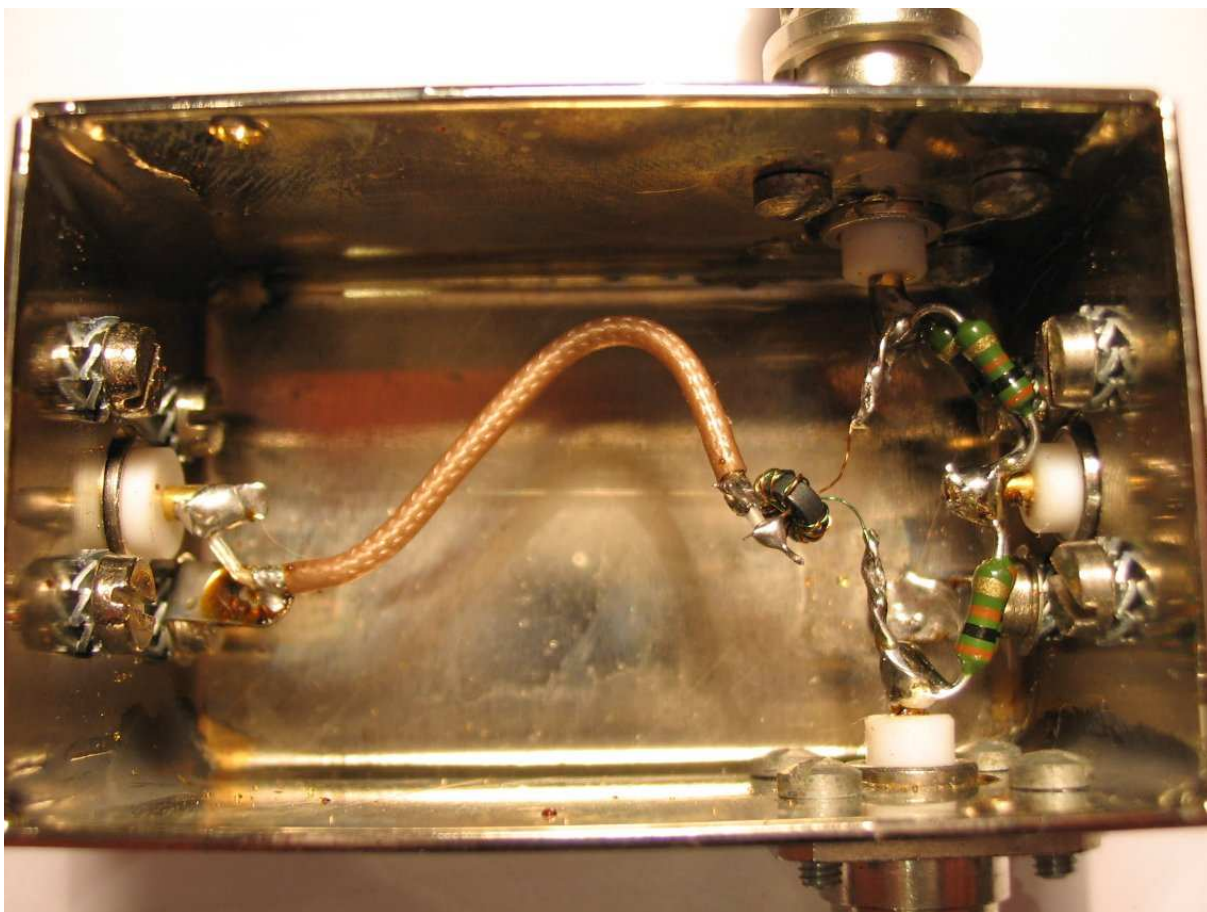
Pour descendre plus bas en fréquence il faut augmenter l'inductance de mode commun de la ligne ce qui se traduit par augmenter le nombre de perles ferrite dans le cas précédent. Afin d'éviter d'être dans une configuration trop volumineuse les lignes coaxiales sont remplacées par un symétriseur à tore.



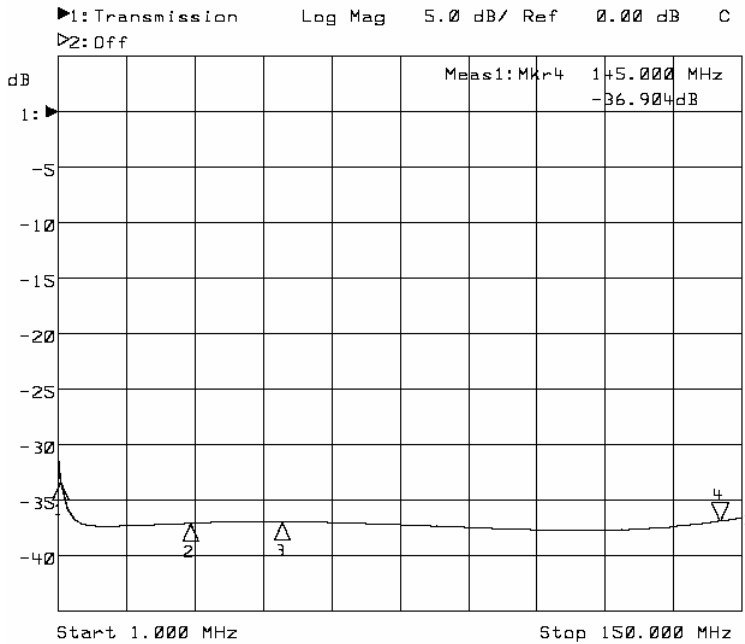
Le symétriseur est constitué d'un tore à haute perméabilité de 6 mm de diamètre externe. Sur ce tore on bobine 10 spires de deux fils en main de 15/100^e préalablement torsadés. On répartit les spires sur le périmètre du tore.

Avec ce type de symétriseur, le comportement en basse fréquence dépend du nombre de spires et de la perméabilité du tore. En haute fréquence ce n'est plus tellement le tore qui agit mais l'impédance caractéristique des deux fils qui doit être la plus proche possible de 50 Ohms. Le tore utilisé a été

récupéré sur une bobine de filtrage de mode commun pour les réseaux CAN. On peut utiliser un tore Amidon ref FT-37-77 disponible chez www.rfmicrowave.it



Mesure des performances :



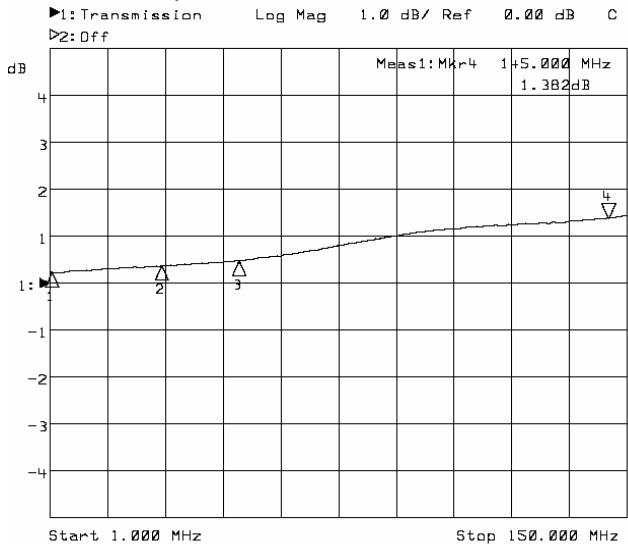
Les résultats sont excellents !
 Après avoir normalisé le pont avec un court-circuit (référence 0dB) on y connecte une charge de référence d'un kit de calibration 3.5mm HP. Comme en témoigne la figure ci-contre, la directivité est meilleure que 30dB de 1.8 à 30 MHz
 Marqueur 1 : 1.8 MHz
 Marqueur 2 : 30 MHz
 Marqueur 3 : 50 MHz
 Marqueur 4 : 145 MHz

La mesure de différence d'amplitude et de phase entre la calibration avec un court-circuit et un circuit ouvert est un gage de

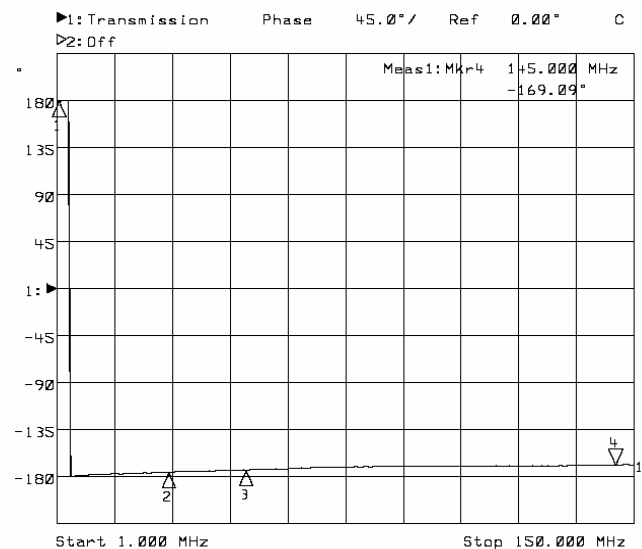
qualité. Ce test donne l'aptitude du pont à être précis pour la mesure d'impédance complexe (mesure avec un voltmètre vectoriel par exemple). En présence du circuit ouvert l'amplitude doit être de 0 dB et la phase de -180° (signal de même amplitude mais opposé en phase).

Dans notre cas la différence d'amplitude ne dépasse pas 0.4dB et 5° en phase à 30 MHz.

Erreur d'amplitude :



Erreur de phase :



Les marqueurs sont positionnés respectivement à 1.8 MHz (1) ; 30 MHz (2) ; 50 MHz (3) ; 145 MHz (4).

J'espère que cet article vous aura donné envie de construire ces accessoires de mesure fort utiles. Une autre variante du premier pont aurait pu être faite avec un tore, mais la difficulté réside en la réalisation de la ligne bifilaire et le choix du tore pour atteindre les 3GHz. A vous de jouer !