

Cet article présente la réalisation d'un pont réflectométrique allant à plus de 3 GHz. Confectionné avec du matériel de récupération et un peu de travail mécanique, ce pont vous permettra de régler des antennes ou d'évaluer des adaptations d'impédances. En seconde partie de cet article est décrit une version plus simple pour les bandes HF et VHF.

Tout à commencé par un message F1GWR et F5HD qui m'ont présenté la description de F6BON. « Il s'agit d'un pont de mesure simple à réaliser qui à une "directivité " surprenante ... »

Sur le site Internet de F6BON et des forums Allemands on trouve une description relativement complète de ce pont [1].

Le principe de base est celui du pont de Wheatstone (**Figure 1**). En haute fréquence, le pont 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 ne réside pas seulement en la symétrie mécanique et électrique 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 avec une spire passant au centre pour les trier par ordre d'inductance. 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 d'inductance du côté du pont même. Un espace entre les dernières perles a été réservé pour les coulisser lors du réglage.

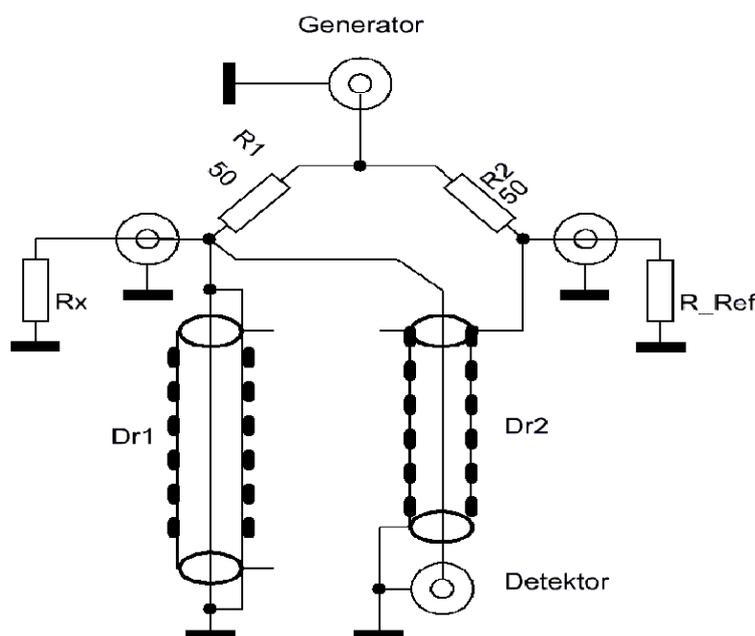


Figure 1 : schéma de principe du pont réflectométrique.

Examinons en détail la figure 1 :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 de charge pour la symétrie. Pour ma part je n'ai relié que le blindage de du câble coaxial Dr1. Dans certains exemple de réalisations vu sur les forums, 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.

Sur la photo **en figure 2**, 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 Franco [2] référence SU-02 pour 3€ !

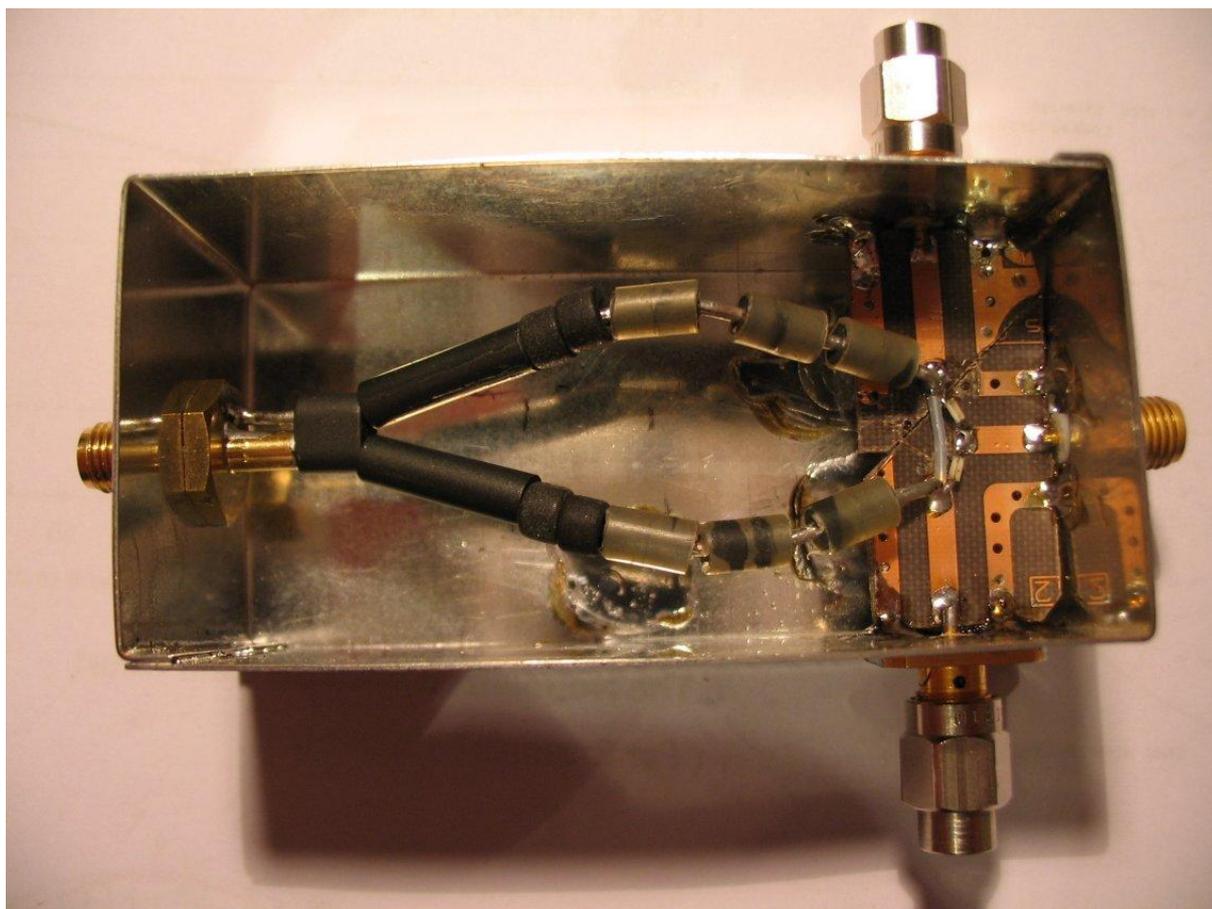


Figure 2 : Vue d'ensemble du pont réflectométrique.

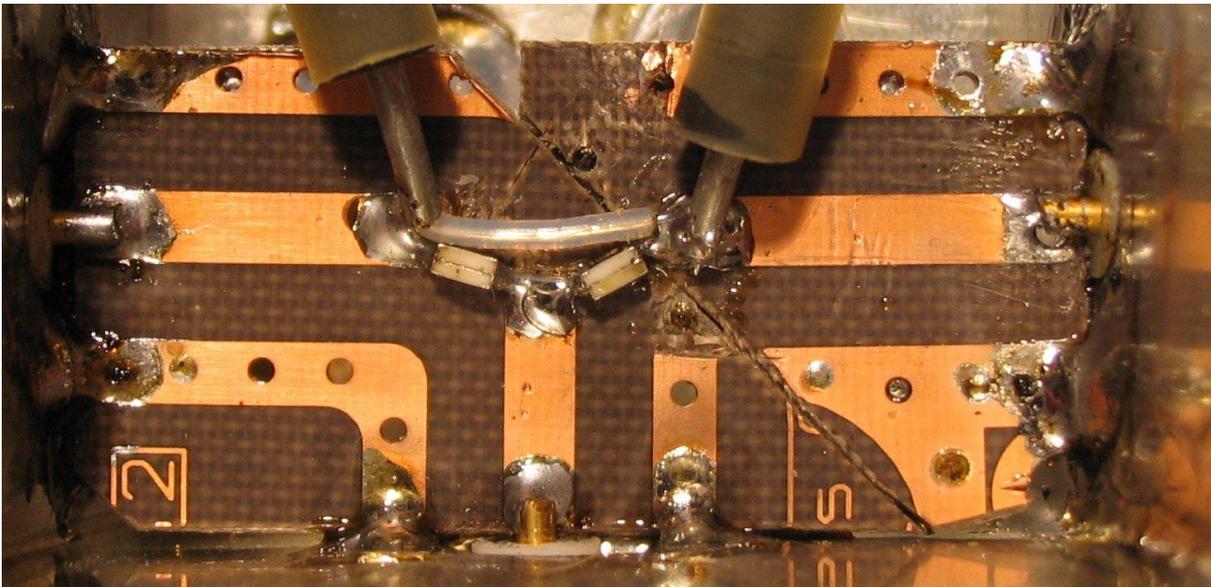


Figure 3 : Détail de la structure du pont réflectométrique.

Les pistes 50 Ohms du circuit imprimé sont coupées au cutter puis assemblées pour former une structure en T (**Figure 3**). Le plan de masse est soudé en dessous par un trait de soudure.

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.

Mesures de la maquette :

1- Directivité sur charge 50 Ohms de kit de calibration HP85033D en APC 3.5mm et comparaison avec une charge Radiall 18GHz :

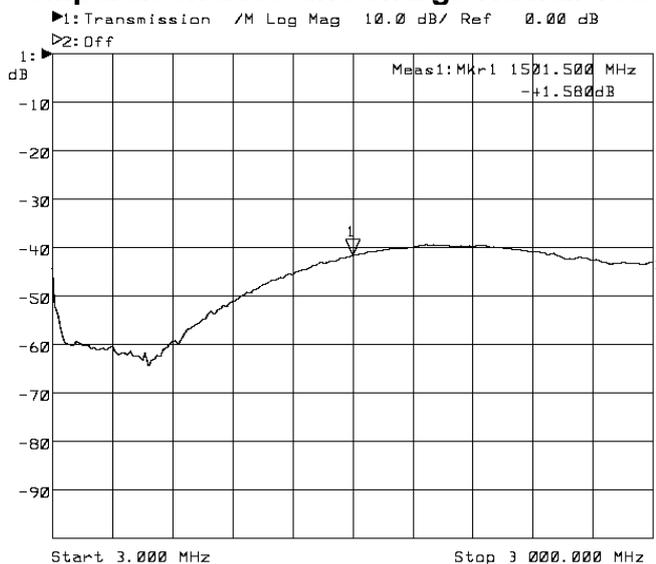


Figure 4 : Mesure de directivité du pont réflectométrique de 300kHz à 3 GHz par rapport à une charge de référence.

Ce pont est utilisable jusqu'à plus de 3GHz (**Figure 4 et 5**):. 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 limite basse de ce pont est à 1 MHz pour 30dB de directivité.

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} ? Sur le figure 5 nous avons une courbe similaire avec une charge Radiall identique à la charge de référence.

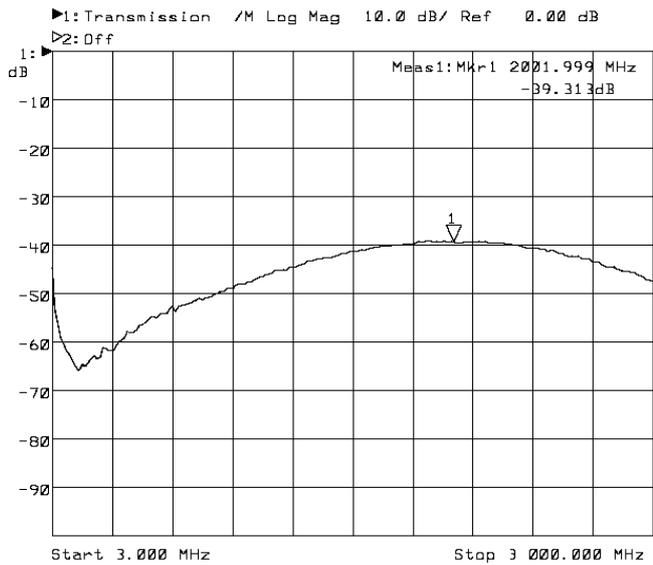


Figure 5 : Mesure de directivité du pont réflectométrique de 300kHz à 3 GHz sur une charge Radiall 18GHz. La directivité ne change pas tellement en fonction du type de charge.

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

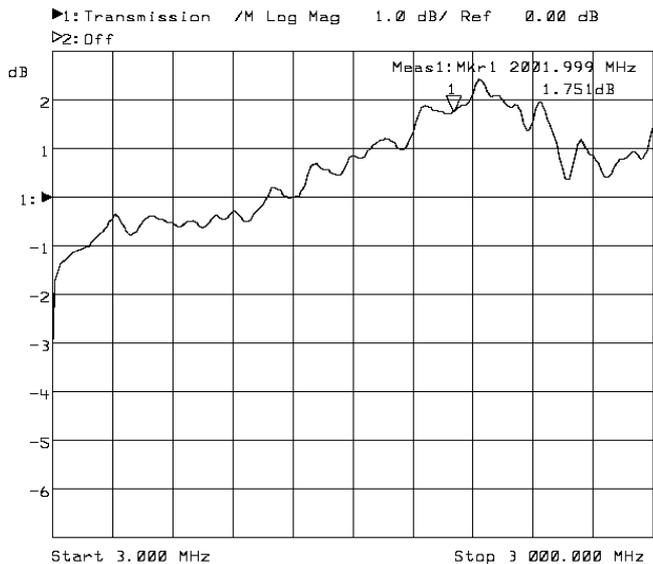


Figure 6 : Fonction de transfert en amplitude avec un circuit ouvert par rapport à un calibrage avec un court-circuit.

Le kit de calibration HP comprend trois terminaisons caractérisées : 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 une trace que l'on normalise à 0dB par la 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 **en figure 6** 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 $RL = -14$ dB 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.

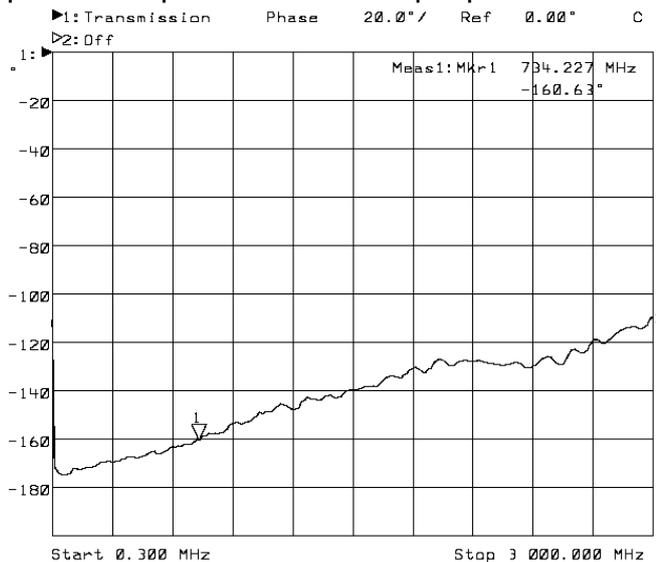


Figure 7 : Fonction de transfert en phase avec un circuit ouvert par rapport à un calibrage avec un court-circuit.

La courbe en **figure 7** 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.

Nous avons mesuré le coefficient de réflexion d'un atténuateur BNC de 6dB entre ce pont et l'analyseur vectoriel HP8714ET ; l'erreur de mesure ne dépasse pas +/- 0.5 dB jusqu'à 1,5 GHz.

En figure 8, nous avons comparé la 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.

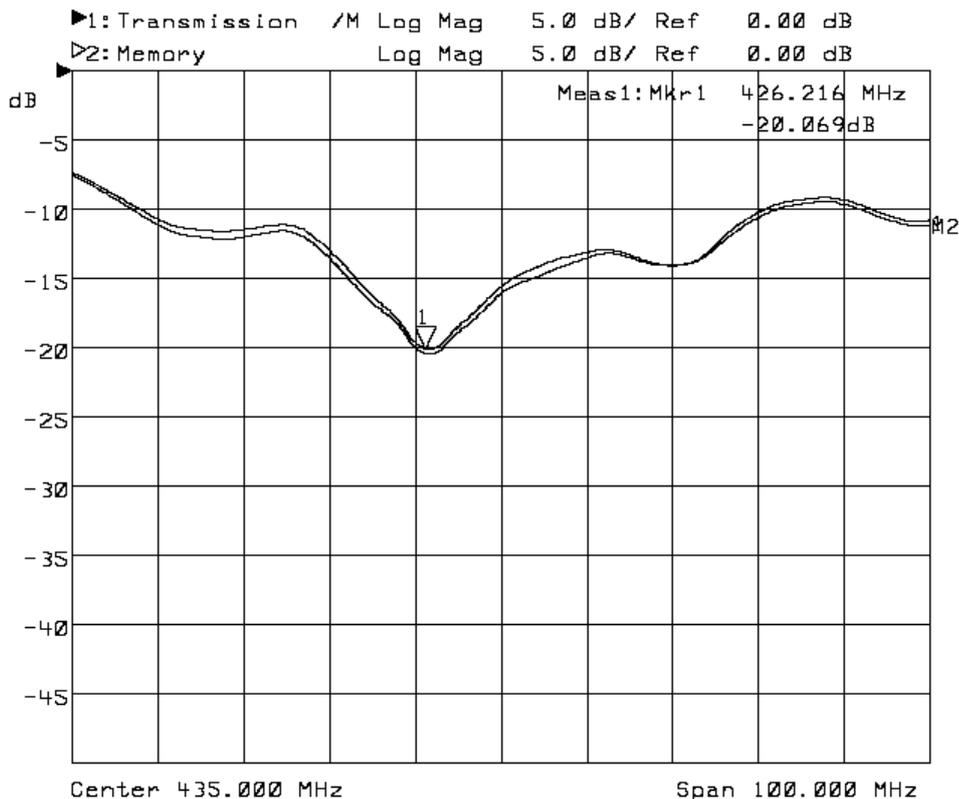


Figure 8 : Mesure d'une antenne 433MHz.

Pont réflectométrique HF-VHF

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.



Figure 9 : Détail du 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 (**figure 9 et 10**). 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 [2]. Les résistances de 50 Ohms du pont sont des résistances ordinaire de 100 Ohms en parallèle.

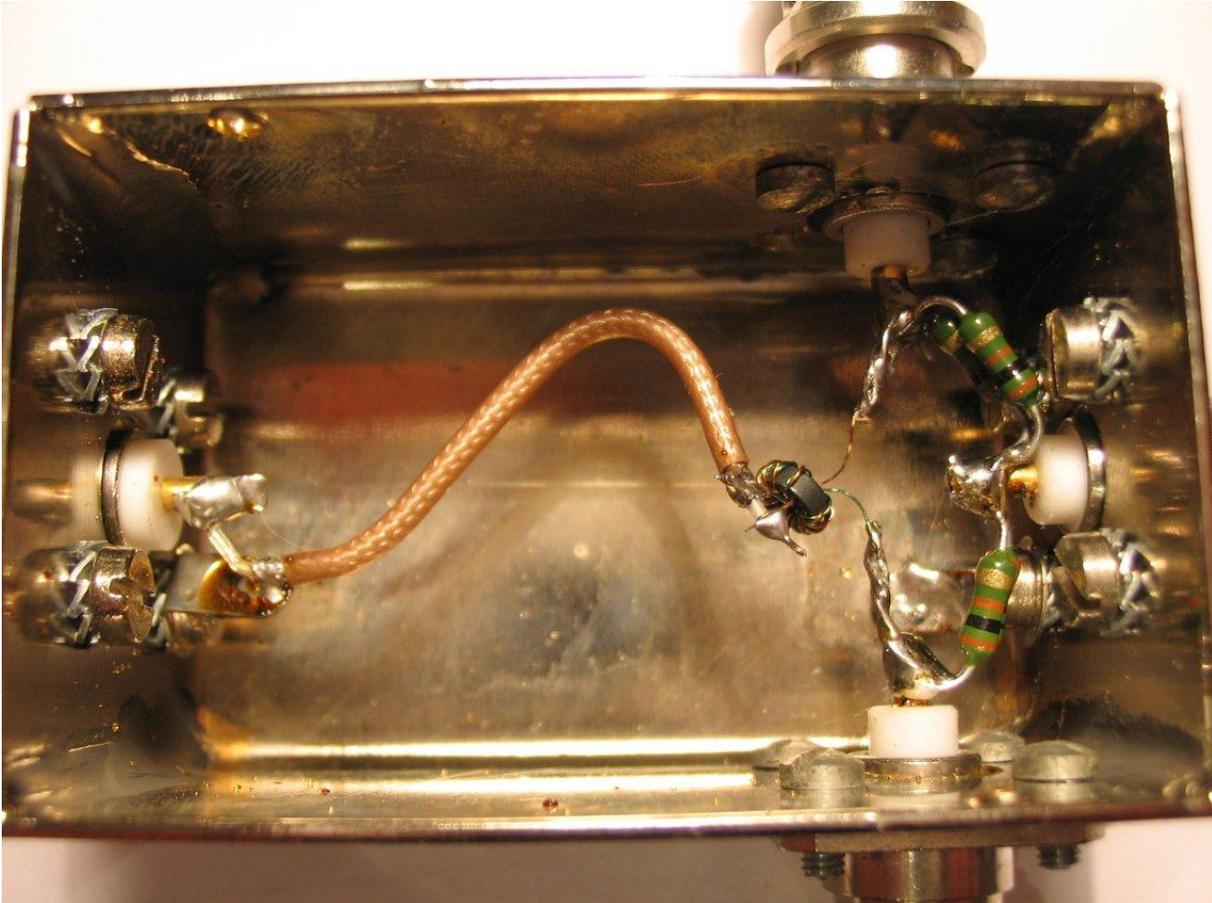


Figure 10 : Vue d'ensemble du pont HF-VHF.

Mesure des performances :

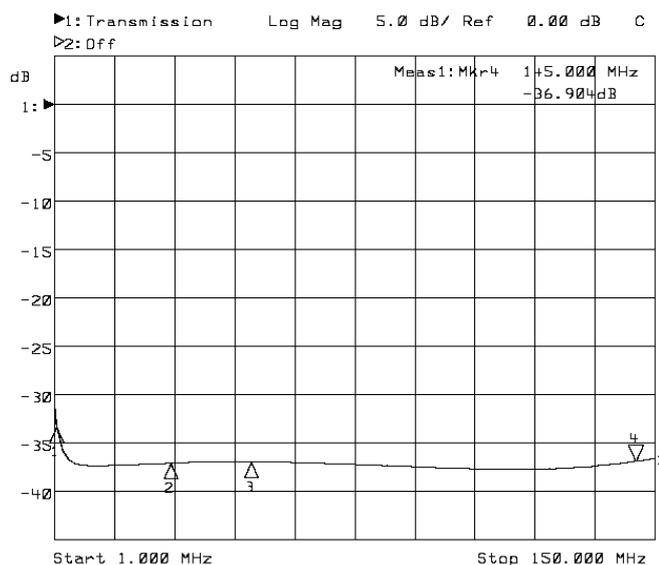


Figure 11: Directivité du pont HF-VHF de 1 à 150 MHz.

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 11**, 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. **Figures 12 et 13** : les marqueurs sont positionnés respectivement à 1.8 MHz (1) ; 30 MHz (2) ; 50 MHz (3) ; 145 MHz (4).

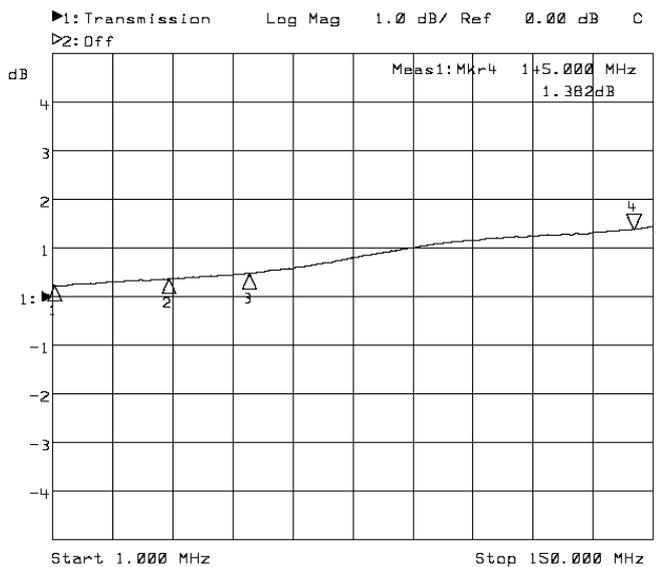


Figure 12: Erreur d'amplitude du pont HF-VHF de 1 à 150 MHz.

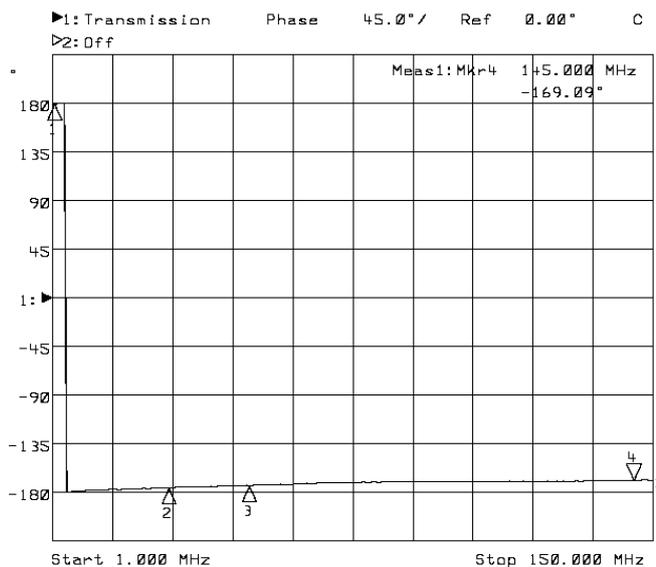


Figure 13: Erreur de phase du pont HF-VHF de 1 à 150 MHz.

J'espère que cet article vous aura donné envie de construire ces accessoires de mesure forts 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 !

F5RCT Jean-Matthieu STRICKER.

[1]. : <http://f6bon.albert.free.fr/pontlargebande.html>

[2] : <http://www.rfmicrowave.it/>