

## Un coup de filtre, c'est si facile,

par Yves OESCH / HB9DTX

Cet article s'adresse à tous ceux pour qui la théorie des filtres électriques paraît difficile. Souvent effectivement le calcul de filtres fait appel à des formules mathématiques compliquées, des tables de normalisation difficiles à utiliser ou encore des logiciels de simulation que tout un chacun ne possède pas.

Lors du contest VHF/UHF/SHF en juillet 2003, au Chasseron, le club avait monté deux stations sur le même emplacement: l'une pour le 2m, l'autre pour 70 et 23cm. Les deux mats étaient espacés d'une petite dizaine de mètres. En conditions normales (quand les antennes ne se regardaient pas) tout allait bien. Mais si l'une ou l'autre des antenne se faisait face, les interférences devenaient perceptibles, et interdisaient l'utilisation du préamplificateur de réception en tête de mât. Principalement c'était le 2m qui perturbait le 70cm. Normal me direz-vous les harmoniques ne sont présentes que "vers le haut", dans le domaine des fréquences.

Je me suis donc demandé si un petit filtrage supplémentaire pourrait aider un peu à diminuer ce problème. Et il existe un montage de filtre, tout simple, facile à calculer, et qui se laisse cascader sans problèmes. C'est le filtre 50  $\Omega$  à facteur de qualité unitaire. (Q=1). Le facteur de qualité, c'est le rapport entre la composante réactive et la composante résistive de l'impédance. Q=1 signifie qu'on travaille avec des composants dont la partie imaginaire de l'impédance est de 50 Ohm à la fréquence de travail.

Pour rappel l'impédance d'une inductance est donnée par:

$$Z_L = 2\pi * f * L$$

Et que celle d'un condensateur vaut, elle:

$$Z_C = \frac{1}{2\pi * f * C}$$

Or il s'avère que si l'on prend des valeurs de 50  $\Omega$  pour les impédances de L et de C on peut créer un filtre QUI NE MODIFIE PAS l'impédance entre son entrée et sa sortie, à la fréquence de calcul. Ce filtre peut être à choix passe-bas ou passe-haut. Comme l'impédance n'est pas modifiée entre l'entrée et la sortie, on a donc 50  $\Omega$  aux deux extrémités, donc on peut cascader sans autres deux (ou plus) filtres de ce type, sans devoir recalculer les valeurs de tous les composants.

Pour l'application qui nous occupe, l'idée est dans un premier temps de diminuer le niveau des harmoniques générées pas la station 144 MHz, en ajoutant un passe-bas en sortie du PA, composé de 2 cellules en pi, afin de minimiser le nombre d'inductivités. (qui sont plus difficile à utiliser, car il faut d'abord les fabriquer... le radioamateur étant flemmard par nature, moi en tous cas!)

On a donc pour les inductances

$$50 = 2 * 3.14 * 144000000 * L$$

D'où

$$L = \frac{50}{2 * 3.14 * 144000000} = 55nH$$

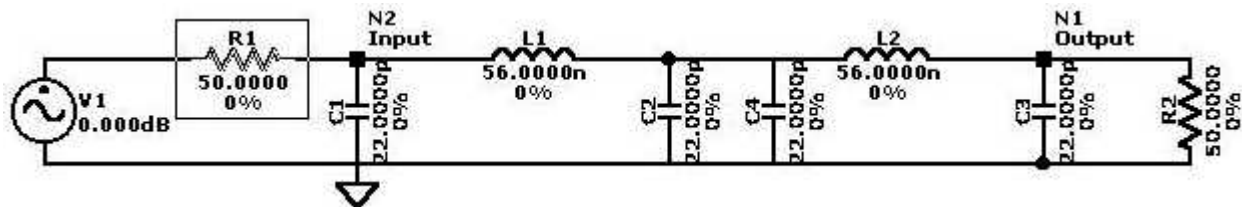
Pour les capacités:

$$50 = \frac{1}{2 * 3.14 * 144000 * C}$$

En transformant, on a donc:

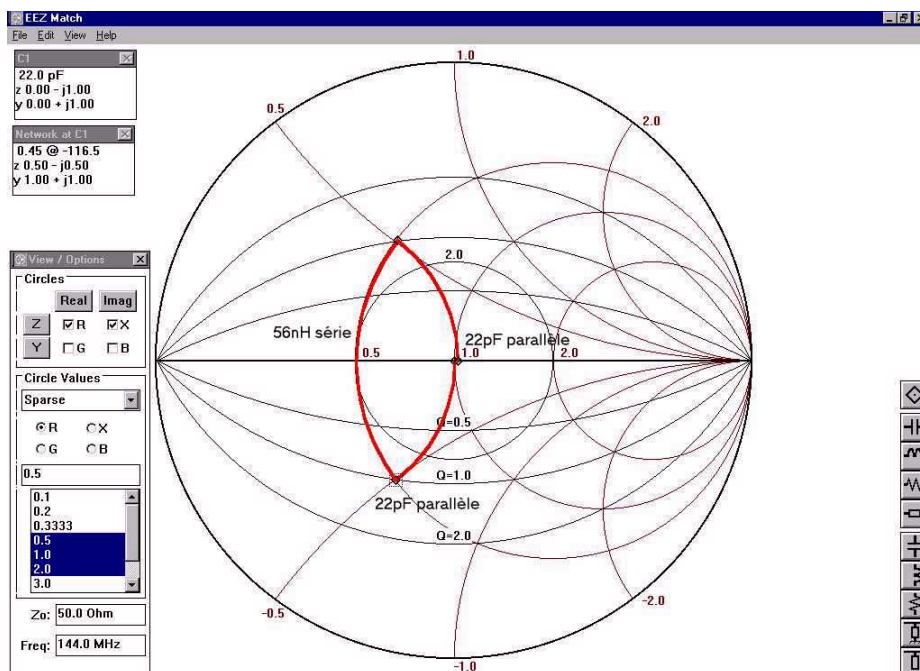
$$C = \frac{1}{2 * 3.14 * 144000000 * 50} = 22 \text{ pF}$$

Le schéma est donc le suivant: (avec les valeurs arrondies aux valeurs normalisées)



Sur ce schéma, les résistances 50 Ω (R1 et R2) ainsi que la source ne font pas partie du filtre. Elles sont placées ici pour permettre au simulateur de simuler.

Sur l'abaque de Smith (pour ceux qui ne connaissent pas c'est un outil permettant de mesurer l'adaptation d'impédance dans un circuit), on part du centre (50 Ω) et on "tourne autour" pour y revenir, en effectuant deux fois le même "parcours" si l'on a deux cellules C L C en pi. Si l'on ajoute encore des cellules, on ne change pas l'impédance, vu qu'à la fin on se retrouve au centre de l'abaque. On améliore par contre la sélectivité du filtre au prix d'une augmentation des pertes d'insertion (non calculables sur l'abaque de smith)



Une fois le circuit calculé, j'ai passé à sa réalisation. Pour ce faire, j'ai commandé un boîtier blindé Sucobox et des fiches N à monter aux extrémités, le tout vendu par une maison de Hériseau... et c'est largement la partie la plus chère de ce filtre! (compter 50 CHF pour du matériel neuf. Conclusion: les marchés aux puces sont des occasions à ne pas rater pour se fournir en matériel HF)

La puissance à transmettre étant de 200 W, il faut prendre quelques dispositions au niveau des composants à utiliser. Pour les condensateurs, on compte en gros qu'on peut passer 1A de courant HF dans un boîtier de taille 0805.

On sait que:

$$U = \sqrt{P * R} = \sqrt{200 * 50} = 100V$$

Donc

$$I = \frac{U}{R} = \frac{100}{50} = 2A$$

J'ai donc divisé par 2 la valeur des condensateurs et j'en ai mis 2 en parallèle pour retrouver la valeur dimensionnée, tout en divisant le courant par 2 dans chacun des condensateurs. D'autre part, les condensateurs céramique utilisé ont une tension de claquage spécifiée de 50V, tension crête. Or ils sont soumis à 1.41 fois les 100 volts efficaces précédemment calculés. Or selon le fournisseur, la tension de claquage en pratique est de 4 fois la valeur annoncée, soit environ 200V. Le design est donc un peu limite sur ce paramètre. Il conviendrait de trouver des condensateurs plus robustes, ou faire un montage série de plusieurs condensateurs "faibles".

Pour les inductances, du fil de diamètre 1.5mm était ce que j'avais sous la main. Même pas argenté.

N'étant pas un pro du bobinage des inductances, mais ayant du bon matériel de mesure à disposition, j'ai bobiné le fil sur 3 tours autour d'un crayon gris quelconque et j'ai mesuré la valeur de L obtenue (après avoir enlevé le crayon bien sûr). Par essais successifs, j'ai finalement pu obtenir des inductances de valeurs voulues.

Attention, la première fois que je les ai montées dans le boîtier blindé, la valeur a énormément changé! Je me suis fait avoir comme un débutant. La capacité parasite entre les spires et le boîtier n'est pas négligeable. Il est donc plus raisonnable de mesurer les inductances directement dans le boîtier blindé, en les câblant entre le point chaud et la masse et



en lisant leur valeur sur l'analyseur d'impédance. A nouveau, au bout de quelques essais, j'ai pu obtenir deux inductances de 56 nH, cette fois-ci mesurées "in situ". J'ai ajouté les condensateurs calculés, par groupe de 2 comme expliqués ci-dessus, et voici la courbe de réponse en fréquence obtenue pour le filtre passe-bas deux étages pour le 144 MHz. Pour les mesures d'inductance, j'ai utilisé un analyseur de

réseau, mais pour ceux qui n'en ont pas, un grid-dip devrait pouvoir faire l'affaire. (voir plus bas pour les mesures)

Lors du montage à blanc de l'installation de contest en mai à Villars-le-terroir, il s'est avéré que les pertes d'insertions étaient bien plus importantes que prévues et mesurées au préalable. Sur les 100 W du TX (nous n'avions pas de PA à cette occasion), 30 W n'arrivaient jamais à l'antenne. Le filtre était donc inutilisable.

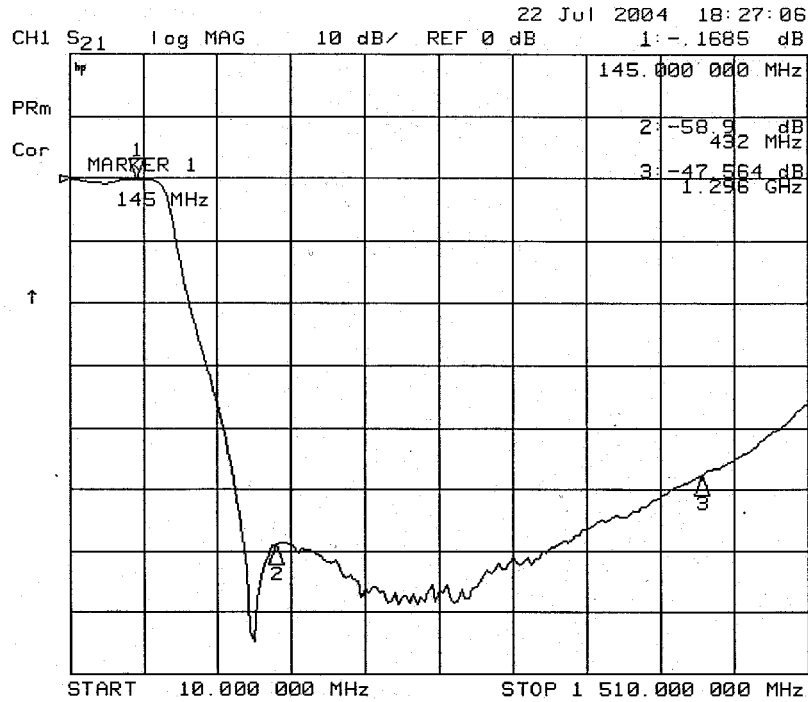
N'ayant pas eu d'inspiration ni de temps pour résoudre le problème, Nous avons donc trafiqué au H26 2004 comme l'année passée, sans filtres particuliers sur les installations.

Après avoir passé le coupable à l'analyseur une nouvelle fois, il s'est avéré qu'effectivement la réponse en fréquence n'était plus la même. En fait plusieurs capacités céramiques s'étaient cassées. Malgré le montage très rigide du sucobox, certaines contraintes mécaniques sur le connecteur se retrouvent directement sur les capacités. Je n'avait pas d'idée comment supprimer ce phénomène, sans ajouter des bouts de fils qui auraient augmenté l'inductivité parasite des capacités.

D'autre part, si la quantité de soudure est grande, la contraction thermique lors du refroidissement suffit à arracher la métallisation des électrodes des capacités. Dans ce cas également le condensateur est détruit, et cela ne se remarque qu'en le démontant. Il se casse en deux à ce moment.

En discutant avec HB9BAT de ce problème, il m'a montré un filtre passe-bas qu'il avait réalisé il y a un quelques temps. Il m'a également passé un article très intéressant [1]. Et là ce fut le déclic: si on mets plusieurs inductances en parallèles, l'inductance résultante diminue. Et un ruban de cuivre relativement large (2-3 mm) ressemble étrangement à la mise en parallèle de plusieurs bouts de fils, ayant chacun une inductance parasite.

J'ai donc monté les capacités, non pas directement entre le connecteur et la masse, mais via un petit ruban de cuivre que quelques mm, qui permet d'absorber les contraintes mécaniques. Le filtre re-mesuré dans cette nouvelle configuration donne les résultats suivants:



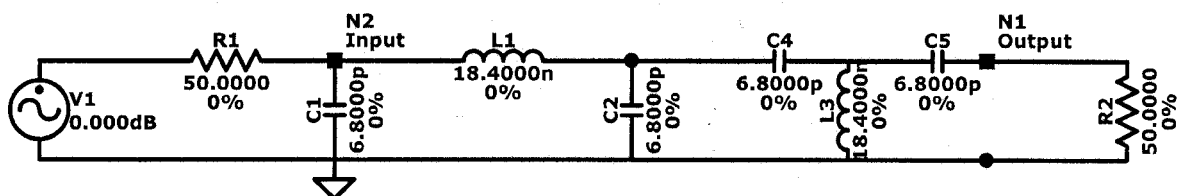
On peut s'estimer heureux, la perte d'insertion à 144 MHz est de 0.17 dB. Ce qui signifie que sur les 200W de puissance HF fournie, seuls moins de 8 Watts partent en chaleur dans le filtre.

L'atténuation vaut 58.9 dB à 432 MHz et 47.6 dB à 1296 MHz. Et ces résultats sont stables, même en "forçant sur les connecteurs". En principe la courbe ne devrait pas remonter sur la droite du graphique. Cet effet est certainement dû au couplage parasite entre entrée et sortie. En effet il n'y a pas de cloison de séparation dans le boîtier.

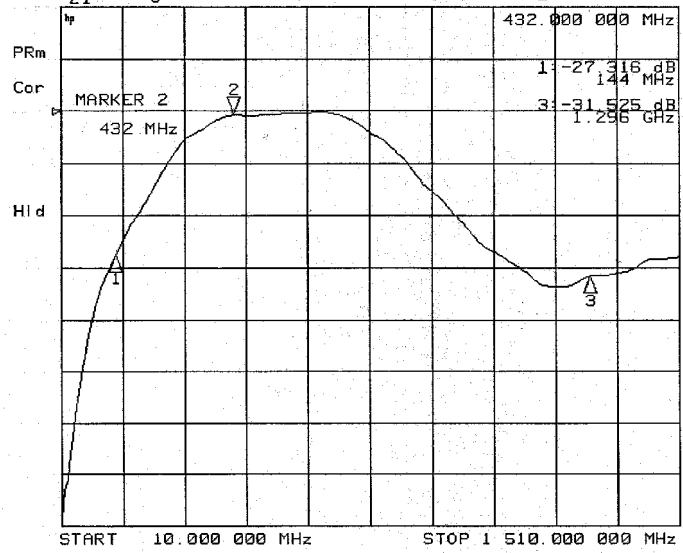
Je me réjouis d'essayer ce filtre en contest, pour voir si vraiment le problème provenait des harmoniques, ou de la désensibilisation du LNA 70cm (pour Low Noise Amplifier = préamplificateur de réception à faible bruit).

Pour ce deuxième phénomène, j'ai construit un filtre passe-bande 70 cm sur le même principe des filtres 50 Ω, ce qui devrait diminuer le puissance à 144 MHz à l'entrée du préampli 70cm. Cette fois-ci j'ai utilisé du fil argenté pour bobiner les inductances, afin de diminuer les pertes par effet de peau.

Le schéma est le suivant:



Et la réponse en fréquence mesurée est la suivante:



Encore un truc, pour le réglage, la référence [1] propose une méthode en n'utilisant qu'un SWR mètre avant le filtre, et un Wattmètre à la sortie si l'on ne dispose pas d'autre matériel de mesure.

Quelques remarques pour l'utilisation de ce genre de filtres:

- Si vous n'avez pas de moyen de mesurer les inductances, mais que vous pouvez en trouver des toutes faites, utilisez-les.
- Si elles sont blindées c'est encore mieux, le boîtier n'influencera plus la réponse en fréquence.
- Si vous n'utilisez le filtre qu'en réception, la puissance à faire passer n'est plus un problème, et des inductances SMD de bonne qualité feront l'affaire.
- Attention aux fréquences limites d'utilisation des composants. (Self Resonant Frequency ou SRF). C'est la fréquence à partir de laquelle une self se comporte plutôt comme une capacité et vice-versa.
- A partir de 1GHz, les valeurs de L et C deviennent vraiment faibles, de l'ordre des parasites, donc le comportement du filtre devient difficile à "comprendre". A ces fréquences il convient d'utiliser d'autres méthodes de filtrage si l'on n'a pas de moyen de mesurer le montage.
- Attention aux contraintes mécaniques sur les capacités céramiques. Elles sont TRES fragiles
- Autant possible, ajuster le filtre dans les conditions réelles (distance aux boîtiers des composants)
- En principe on pourrait développer des filtres avec un Q plus grand selon cette méthode, mais je ne l'ai pas essayé.



En conclusion, on peut dire que si vous cherchez un filtre très simple, le filtre 50  $\Omega$  à facteur de qualité unitaire est fait pour vous. On peut le moduler à volonté pour avoir une fonction passe-bas, basse bande, notch ou encore passe-haut, en cascasant plusieurs étages les uns derrière les autres. Mais cette méthode de calcul simple se paie par plusieurs inconvénients: fréquence de coupure précise non maîtrisée, filtre pas très raide, nombre de composants relativement élevé par rapport à d'autres architectures. Mais voilà, comme toujours dans la vie et dans la technique, si l'on gagne quelque part, il faut se demander où se trouver la contrepartie à payer... à méditer.

Yves OESCH / HB9DTX

Référence: [1] UKW-Berichte 1/2000, Gerhard Schmitt DJ5AP "Tiefpass-Filter für 2m und 70 cm im Selbstbau"