

Comment ça marche ?

Les circuits réactifs (24)

L'adaptation (4)

Le circuit en "π"

Par le radio-club F6KRR

Après avoir passé en revue les différentes formes des transformateurs à large bande et accordés, inductifs et capacitifs, nous allons nous arrêter sur un cas particulier du transformateur accordé capacitif : le circuit en pi.

Du transfo capacitif au circuit en pi

Examinons la figure 1 qui montre la transformation physique à effectuer.

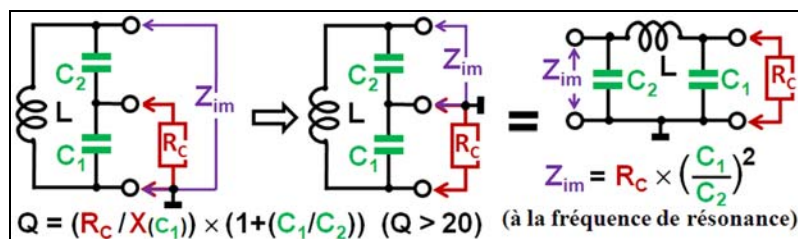


Figure 1 : De l'auto-transfo capacitif au circuit en Pi

A gauche, nous avons l'autotransformateur capacitif classique décrit précédemment. Maintenant, au lieu de considérer l'impédance image ramenée aux bornes de L, voyons celle ramenée aux bornes de C2, Rc étant toujours connectée aux bornes de C1. Cela revient à déplacer le potentiel de référence (la masse). Nous obtenons un circuit en pi que l'on visualise mieux sur le schéma de droite, accompagné de la méthode de calcul du rapport de transformation. Comme pour l'auto-transfo capacitif, le rapport de transformation n'est exact, et Z_{im} n'est réelle pure (à Fo et si Rc n'est pas réactif), que pour un Q supérieur à 20⁽¹⁾. Cela se dégrade sérieusement pour des Q inférieurs à 10. Nous verrons plus loin le cas des charges réactives.

Réponse en fréquence (utilisation conjointe en filtrage)

Alors qu'avec l'auto-transfo classique, la réponse en fréquence est celle d'un circuit oscillant (passe-bande avec zéros à F=0 et F=∞), le circuit en pi se comporte en filtre passe-bas dont la réponse change non seulement avec le Q, mais aussi avec l'impédance de source, comme montré sur la figure 2.

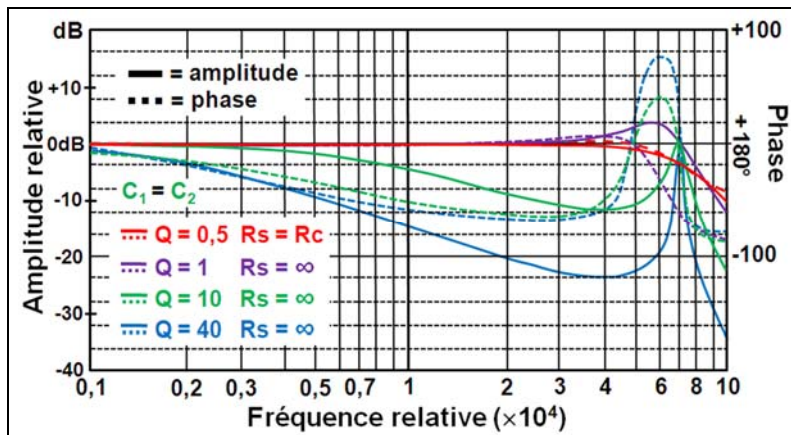


Figure 2 : Réponse d'un circuit en Pi selon son Q en charge et l'impédance de la source

Dans cet exemple, le rapport de transformation théorique est de 1/1. Il n'est pas évident d'extrapoler avec d'autres rapports pour des Q en charge inférieurs à 10. Si dans la pratique on se trouve confronté à de tels cas, un simulateur de circuits (genre Spice) simplifie beaucoup les choses ⁽²⁾. Dans tous les cas, si l'impédance de source est égale à l'impédance image, le Q est divisé par 2. Noter qu'ici l'amplitude relative est représentative de la magnitude de l'impédance image ⁽³⁾. Elle est obtenue en mesurant la tension aux bornes d'une source de courant parfaite (avec une résistance R_s=R_c en parallèle pour le Q de 0,5). On remarque que lorsque le Q diminue, la fréquence de résonance F₀ diminue également et l'annulation de la réactance (pour φ=180°) n'a plus lieu à F₀. Le phénomène s'accélère pour un Q<10. Parallèlement, le rapport de transformation diminue aussi (si C₁ ≠ C₂).

Charges réactives

Une utilisation courante du circuit en pi consiste à obtenir une impédance image précise et non réactive à partir d'une impédance de charge différente et plus ou moins réactive. C'est le cas par exemple des boîtes d'accord antennes. Dans un premier temps, nous supposons que nous avons mesuré au VNA une impédance réactive capacitive. Nous pourrions penser alors qu'il suffit d'intégrer la réactance dans C₂ et de prendre la partie active comme R_c. Et nous aurions tout faux. Pour faire cette opération, il nous faut l'admittance de la charge, et donc faire une conversion comme nous l'avons vu plusieurs fois dans les précédents "Comment ça marche". Ces conversions sont résumées dans le tableau 1.

$F_0 = F_{\text{accord}}$	$\omega = 2\pi.F_0$
Conversion parallèle - série	
$Q = \frac{R_p}{\omega L_p}$	ou $Q = R_p \times \omega C_p$
$R_s = \frac{R_p}{1+Q^2}$	$L_s = \frac{L_p}{1+\frac{1}{Q^2}}$
$C_s = C_p \times \left(1 + \frac{1}{Q^2}\right)$	
Conversion série - parallèle	
$Q = \frac{\omega L_s}{R_s}$	ou $Q = \frac{1}{R_s \times \omega C_s}$
$R_p = R_s \times (1+Q^2)$	$C_p = \frac{C_s}{1+\frac{1}{Q^2}}$
$L_p = L_s \times \left(1 + \frac{1}{Q^2}\right)$	

Tableau 1 : Formules de conversions série-parallèle

Nous pouvons alors dessiner le schéma équivalent de la figure 3.

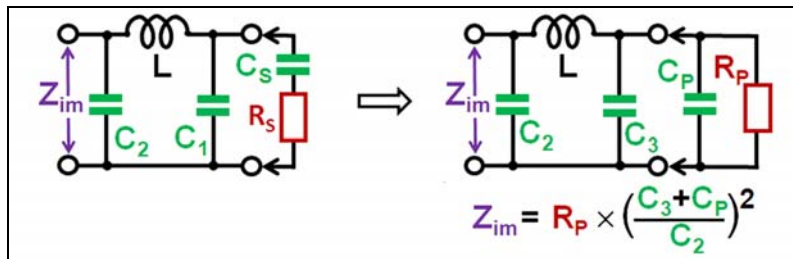


Figure 3 : Schémas équivalents, impédance-admittance

Noter que si l'on a effectivement une charge série (antenne proche de la résonance) le rapport de transformation n'est plus lié à R_s , mais à R_p qui n'est identique que si $C_s = \infty$ ($Q=0$)⁽⁴⁾. Si la charge est réactive inductive, il suffit de convertir l'inductance en capacité négative de même réactance ($L\omega = 1/C\omega$). Alors la capacité parallèle obtenue sera ôtée de C_3 au lieu d'y être ajoutée.

Application : boîte d'accord antenne

Cette boîte d'accord est universelle. Nous avons sur la figure 4 son schéma de principe accompagné d'un exemple de calculs.

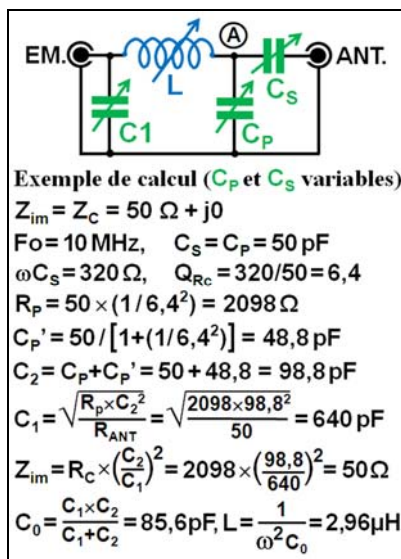


Figure 4 : Boîte d'accord antenne avec exemple de calcul

En principe deux éléments sont réglables continûment et les deux autres sont fixes ou commutables. Dans les boîtes automatiques d'accord antenne, en général C_1 et L sont réglables et C_p et C_s sont commutables. Si $C_p = 0$ et $C_s = \infty$ (C/C), on accorde un fouet court. Si seul C_s est infini, on accorde une antenne proche de l'antirésonance. Si C_p et C_s ont des valeurs finies et sensiblement identiques, on accorde les antennes proches de la résonance et les antennes dites "apériodiques". C'est le cas de notre exemple. Ici seuls C_p et C_s sont ajustables (CV 10-150 pF). En fonction de la valeur médiane des CV (ici 50 pF)⁽⁵⁾, il s'agit de calculer C_1 et L pour obtenir un **ROS de 1** à une fréquence donnée (milieu de bande) avec $Z_{im} = R_{c_{nom}}$. C_1 et L sont le plus souvent ajustés par des commutateurs en fonction de la gamme de fréquence utilisée. Le réglage de C_s concerne le rapport de transformation (par son rapport avec C_p et C_1), donc la partie "résistive" de l'impédance de charge et C_p permet de retrouver la fréquence de résonance en fonction de la partie réactive de la charge mais aussi de la variation de C_s . Il y a interaction entre les réglages ce qui oblige

à faire l'accord par itération, d'autant que le ROS-mètre utilisé pour la mesure ne fournit que la magnitude de la désadaptation.

Approximation des calculs : Notre choix des valeurs de C_p et de C_s , entraîne un Q en charge de 15 avec une source de courant pure. C'est un peu faible avec comme conséquence un petit décalage de la fréquence de résonance (-20kHz) et une légère désadaptation ($ROS = 1,01$) indétectable par le ROS mètre. Mais si la source est adaptée, le Q chute à 8, F_o diminue de 170 kHz et le ROS passe à 1,05. Deux petites retouches à C_s et C_p suffisent pour remettre tout en ordre.

Pour finir, attention au potentiel élevé au point (A) de la fig. 4. Dimensionner en conséquence la bobine L et les CV C_p et C_s ⁽⁶⁾.

Conclusion : Si le lecteur a parfaitement assimilé les principes et les méthodes de calcul de ces derniers "comment ça marche", il a en main tous les outils pour calculer ses adaptations. Mais on reconnaît que si les calculs sont simples, il faut en faire beaucoup pour dimensionner une boîte d'accord HF par exemple. Dans le prochain "Comment ça marche" nous allons voir que cela se simplifie énormément en utilisant l'abaque de Smith dont nous avons abordé précédemment le principe général.

La Rubrique "Comment ça marche ?" est une activité collective du radio-club F6KRK (<http://www.f6krk.org>). Pour une correspondance technique concernant cette rubrique : "f5nb@orange.fr".

Notes.

- 1) *Tenir compte éventuellement pour le Q de la résistance de source en parallèle sur L . Si elle est égale à Z_{im} , le Q est divisé par deux.*
- 2) *C'est d'ailleurs de cette manière qu'a été obtenue la figure 2. Les calculs entraînent vite une indigestion.*
- 3) *Donc la phase est représentative de la partie réactive ($R=M.\cos\varphi$ et $X=M.\sin\varphi$).*
- 4) *Attention, il ne s'agit pas du Q du circuit, mais du Q apparent de la charge.*
- 5) *Moyenne géométrique.*
- 6) *Chez F5NB, la boîte d'accord 400W HF (OM) de ce type est munie d'un détecteur de tension crête au point (A) qui agit sur l'ALC HF de l'émetteur au-delà d'une certaine valeur. La sécurité n'est assurée que si le temps de réponse du système est inférieur à celui du filtre de canal (donc dans l'émetteur la compression du gain doit être faite **après** le filtre de canal).*