

L'antenne TURNSTILE, thème et variations

Robert BERRANGER, F5NB

L'antenne "Turnstile" ou antenne "Tourniquet" est connue pour son utilisation en liaison satellite grâce à sa polarisation quasi circulaire dans le plan vertical. Elle peut aussi être utilisée pour des liaisons terrestres en polarisation horizontale avec un diagramme quasi omnidirectionnel. Nous allons nous intéresser à cet usage en examinant deux méthodes pour obtenir l'omnidirectionnalité.

Du doublet à la Turnstile

On peut dans certains cas que nous ne discuterons pas ici, vouloir un rayonnement omnidirectionnel avec une polarisation horizontale. Si cela est facile avec un doublet en polarisation V grâce à son diagramme circulaire, en polarisation H le diagramme est en forme de huit avec deux nuls. La Turnstile a résolu le problème en utilisant un réseau de deux doublets. L'idée de la Turnstile est de disposer deux doublets $\lambda/2$ en croix dans le plan H. Si l'ouverture à -3 dB du diagramme d'un doublet seul avait un angle proche de 90° , le rayonnement des deux doublets devrait être quasi circulaire dans leur plan. Voir la figure 1 qui montre les diagrammes de chacun des doublets et le résultat de l'ensemble.

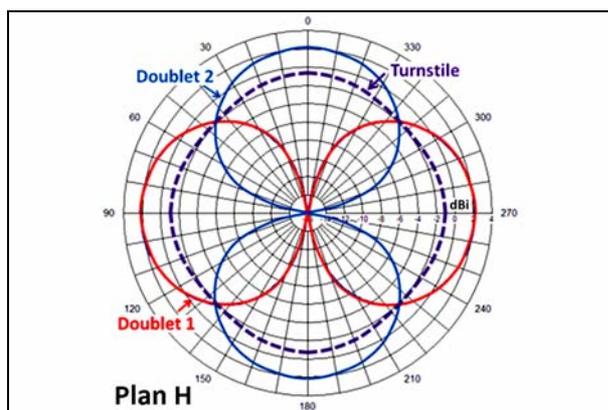


Figure 1 : Diagrammes de chaque doublet et diagramme combiné

Malheureusement, les diagrammes des doublets ont un angle d'ouverture de 80° et ils se recoupent à -4 dB au lieu de -3 dB. Ainsi le diagramme combiné en violet n'est pas vraiment circulaire et il présente une excentricité de 1,18 dB. On remarquera que le gain moyen dans le plan H est de -1,5 dBi alors que dans le plan V, on conserve le gain de 2,15 dBi du doublet. Mais pour obtenir ce résultat, même imparfait, il faut que les doublets soient alimentés d'une manière particulière. Pour que les champs produits par les deux dipôles s'ajoutent au loin dans leur plan H, il faut que les doublets $\lambda/2$ soient alimentés avec un déphasage différentiel de 90° . Dans le plan vertical, le déphasage de 90° a pour effet de générer une polarisation circulaire G ou D selon le signe (d'où son utilisation en liaison satellite). Voir sur la figure 2 les diagrammes verticaux pour les polarisations H et V.

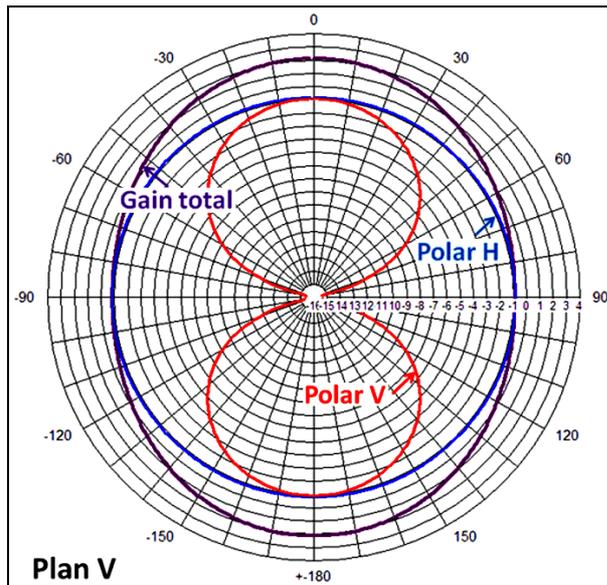


Figure 2 : Diagrammes verticaux de la Turnstile en fonction de la polarisation

On remarquera que la polarisation n'est quasi circulaire qu'entre 0 et $\pm 10^\circ$ d'angle zénithal. Plus on se rapproche de l'horizontale et plus la polarisation devient elliptique avec prédominance de la polar H qui reste seule pour un angle zénithal de 90° (nul pour la polar V).

Obtention du déphasage et adaptation

La manière la plus simple de déphaser le signal de 90° est de réunir les deux doublets par une ligne quart d'onde. Puis on alimente le tout d'un côté ou de l'autre de la ligne selon le sens de la polarisation circulaire que l'on veut obtenir. Dans le cas de la polar H dans le plan des dipôles cela n'a pas d'importance. L'impédance d'un doublet étant de 73Ω , on utilise une ligne de déphasage coaxiale 75Ω . Alors la mise en parallèle amène une impédance de $37,5 \Omega + j0$ à la résonance. Avec un feeder de 50Ω nous avons un ROS de 1,33. Pour le ramener à 1, il suffit d'intercaler une ligne quart d'onde $Z_0 = 43,3 \Omega$. Cette impédance peut être obtenue avec la mise en parallèle d'un coaxial 50Ω avec un coaxial 91, 93 ou 95Ω comme montré sur la figure 3.

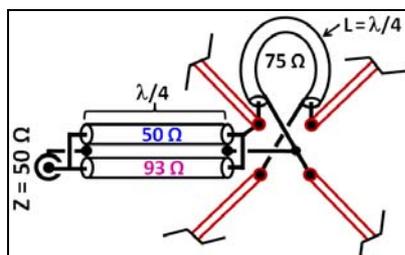


Figure 3 : Une méthode d'adaptation de la Turnstile

On peut aussi utiliser des tronçons de lignes (stubs) ou des composants discrets, inductifs et capacitifs.

Autre méthode d'obtention de l'omnidirectionnalité

Cette méthode a été abordée par W1GHZ dans un article publié sur le Web ^[1]. Cet article nous laisse sur notre faim car l'auteur s'est contenté de décrire une maquette qu'il a réalisée à

partir d'une antenne commerciale, sans vraiment chercher à comprendre comment cela fonctionnait dans les détails.

En lisant W1GHZ on en déduit que l'on peut obtenir une omnidirectionnalité dans le plan H de deux doublets croisés alimentés en parallèle en raccourcissant un doublet pour le rendre capacitif et en allongeant l'autre pour le rendre inductif, les deux réactances s'annulant. Avec les bons facteurs d'allongement et de raccourcissement, on obtient un diagramme H quasi omnidirectionnel. Il a réalisé la maquette de la figure 4 que j'ai renseignée pour faciliter la compréhension.

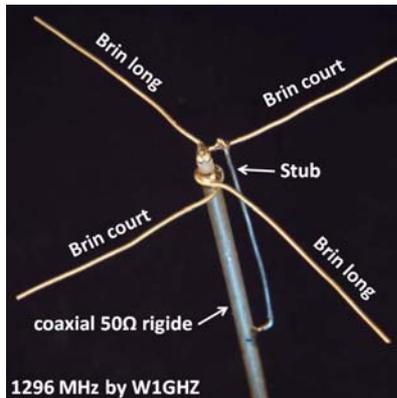


Figure 4 : La maquette de W1GHZ

Le brin court a une longueur de $0,42 \lambda$ et le brin long a une longueur de $0,527 \lambda$ (longueurs approximatives pour sa maquette). Leur diamètre est d'environ 2 mm. La fréquence de travail est de 1296 MHz.

Le stub a une longueur électrique de $\lambda/4$. W1GHZ lui donne une propriété de symétrisation (balun) que j'ai du mal à discerner. En effet une ligne quart d'onde fermée ramène en théorie une impédance infinie et une réactance nulle. Elle est d'ailleurs utilisée pour fixer mécaniquement sur un support quelconque un feeder symétrique, sans le perturber. En réalité, ce stub est loin d'être parfait à 1296 MHz et il a sûrement un effet sur l'impédance (donc le ROS). Il y a par ailleurs d'autres dimensions parasites d'une longueur non négligeable également. Tout cela se combine et fait que l'on se retrouve finalement éloigné du système théorique. Avec un peu de chance, des compensations peuvent donner un résultat acceptable, mais ce n'est pas une démonstration scientifique.

W1GHZ s'est attaché à obtenir un faible ROS ($R-L = 22$ dB à 1296 MHz) en partant des coefficients donnés par le constructeur d'une antenne 1,7 GHz. Concernant l'omnidirectionnalité dans le plan H, il écrit : "*A quick test with both dipoles horizontal shows that the radiation favors the longer dipole, and the polarization is mostly linear and horizontal*", ce qui veut dire que le gain est plus important dans la direction perpendiculaire au grand dipôle et si la polar est "principalement horizontale", c'est sans doute parce que le stub vertical rayonne un peu (elle devrait être strictement horizontale).

Ces résultats sont peu précis et nous allons voir que pour que l'on obtienne le diagramme quasi omnidirectionnel de la Turnstile traditionnelle, les réactances ne peuvent pas s'annuler car alors les puissances rayonnées par les deux dipôles ne seraient pas égales. En effet non seulement les courants des dipôles doivent être déphasés de 90° , mais pour que les puissances soient égales, les courants ne doivent pas être égaux car les résistances de rayonnement ramenées par les dipôles ne sont pas égales ($P = R \cdot I^2$).

Pour conclure, la méthode expérimentale utilisée par W1GHZ n'est pas adaptée au problème. Par ailleurs le but étant l'omnidirectionnalité, pour la mesurer il faut disposer d'une chambre anéchoïde, ce qui ne semble pas être son cas (cf. son article ^[1]).

De fait, la méthode est beaucoup plus simple : elle consiste à simuler le système. Ensuite on peut passer à la maquette en faisant les ajustements nécessaires pour obtenir les résultats de la simulation (période la plus longue). Mais au moins, on sait dans quelles directions on doit aller.

Donc, pour comprendre le fonctionnement du système, je l'ai entré dans mon simulateur d'antennes (cœur NEC-2D). Toutes les simulations sont faites en espace libre. J'ai transposé l'antenne de W1GHZ à 145 MHz avec des brins de 19 mm de diamètre. J'ai appliqué les coefficients qu'il donne et je n'ai pas tenu compte de son "balun" (stub fermé quart d'onde) qui n'a en principe aucun rôle dans le diagramme de rayonnement en polar H. J'obtiens le résultat de la figure 5.

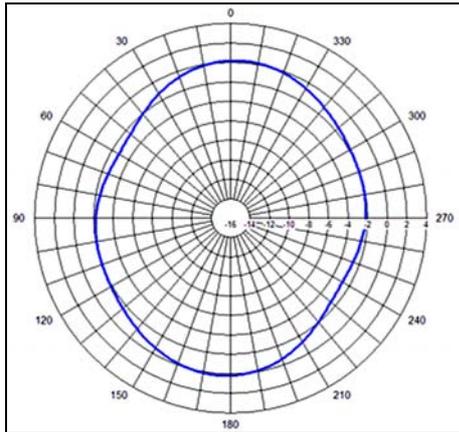


Figure 5 : Version théorique W1GHZ transposée à 145 MHz

Caractéristiques :

Longueur grand doublet = 109 cm.

Longueur petit doublet = 87 cm.

Diamètre des brins = 19 mm.

$Z = 57 \Omega -j18,5 \Omega$.

L'excentricité est de 3 dB et le ROS de 1,46.

J'ai alors recherché un ROS de 1 et j'obtiens le résultat de la figure 6.

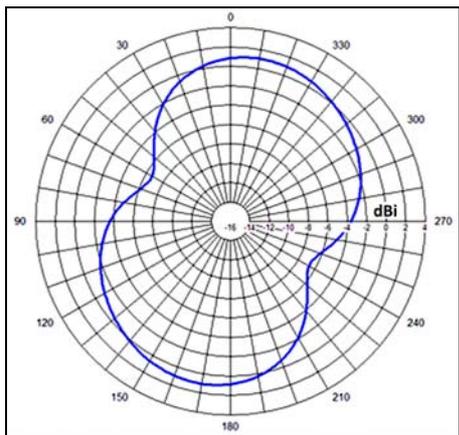


Figure 6 : Version avec ROS 1 ($Z_o=50\Omega$)

Caractéristiques :

Longueur grand doublet = 112 cm.

Longueur petit doublet = 91 cm.

Diamètre des brins = 30 mm.

$Z = 50 \Omega +j0$.

On a une excentricité énorme de 7,75 dB. Pour baisser la partie réelle de l'impédance, il a fallu accroître le diamètre des brins jusqu'à 30 mm.
Je suis donc revenu à la version théorique de W1GHZ en cherchant à améliorer l'excentricité sans se préoccuper du ROS. On arrive au résultat de la figure 7.

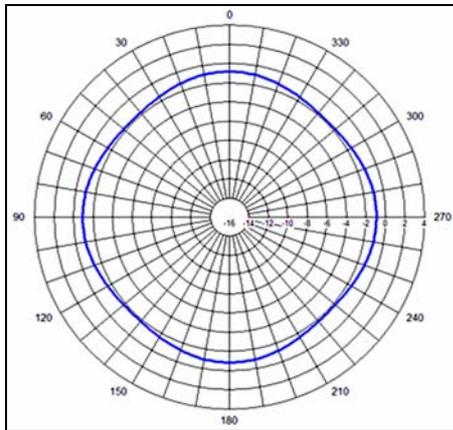


Figure 7 : Version avec minimum d'excentricité

Caractéristiques :

Longueur grand doublet = 105,2 cm.

Diamètre du brin = 1 mm.

Longueur petit doublet = 87,4 cm.

Diamètre du brin = 10 mm.

$Z = 65 \Omega -j14 \Omega$.

L'excentricité est de 1 dB. Elle est légèrement meilleure que celle de la Turnstile conventionnelle. Le grand doublet avec son diamètre de 1 mm n'est pas très mécanique. On pourrait l'augmenter pour obtenir une bonne rigidité en dégradant très peu l'excentricité ⁽¹⁾. Le ROS est de 1,48 ($Z_0=50\Omega$). Pour l'adaptation à un coaxial 50 Ω , voir l'annexe A qui donne une méthode pour le calcul des éléments réactifs que l'on doit utiliser.

Fonctionnement électrique du système optimisé pour l'omnidirectionnalité

J'ai travaillé avec deux fichiers NEC, l'un qui permet d'obtenir l'impédance de l'ensemble et l'autre, l'impédance séparée de chaque dipôle. Les simulations ont permis de tracer le diagramme de Smith de la figure 8 ⁽²⁾.

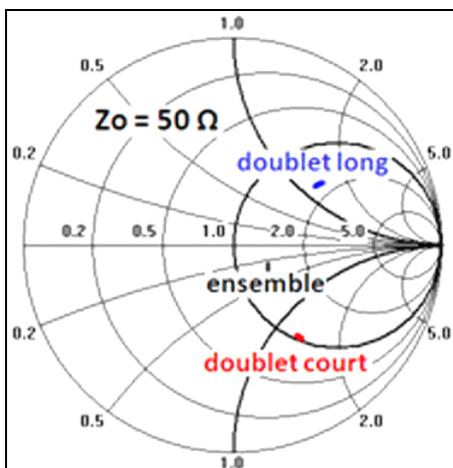


Figure 8 : Impédances doublets + ensemble, après optimisation pour un minimum d'excentricité

On notera la résistance de rayonnement ramenée par le dipôle court de 52,5 Ω et celle du dipôle long de 84 Ω . On remarquera également que les réactances des deux dipôles ne se compensent pas. C'est d'ailleurs là que réside l'astuce : le doublet court devant rayonner d'avantage du fait de sa plus faible résistance de rayonnement, on augmente sa partie réactive pour augmenter sa magnitude et ainsi diminuer le courant, donc son champ rayonné. On voit alors que par principe on ne peut pas avoir à la fois une égalité du rayonnement des deux dipôles et une réactance nulle. Par ailleurs on joue sur les diamètres des dipôles pour ajuster leur Q et obtenir un déphasage de 90° entre eux. Ces conditions expliquent que l'excentricité du diagramme H ne reste bonne que dans une faible largeur de bande (bien plus faible que celle du ROS) et que le minimum n'est obtenu qu'avec un ensemble de paramètres bien particuliers.

Electriquement le système se comporte comme la mise en parallèle de deux circuits oscillants décalés en fréquence et amortis par les résistance de rayonnement respectives (on néglige les pertes ohmiques). Je rappelle les conditions que l'on doit obtenir : puissances rayonnées égales dans les deux doublets et déphasage de 90° entre leurs courants. Pour contrôler que ces conditions sont remplies, j'ai utilisé un simulateur P-Spice en mode fréquentiel. Voir sur la figure 9 les résultats obtenus.

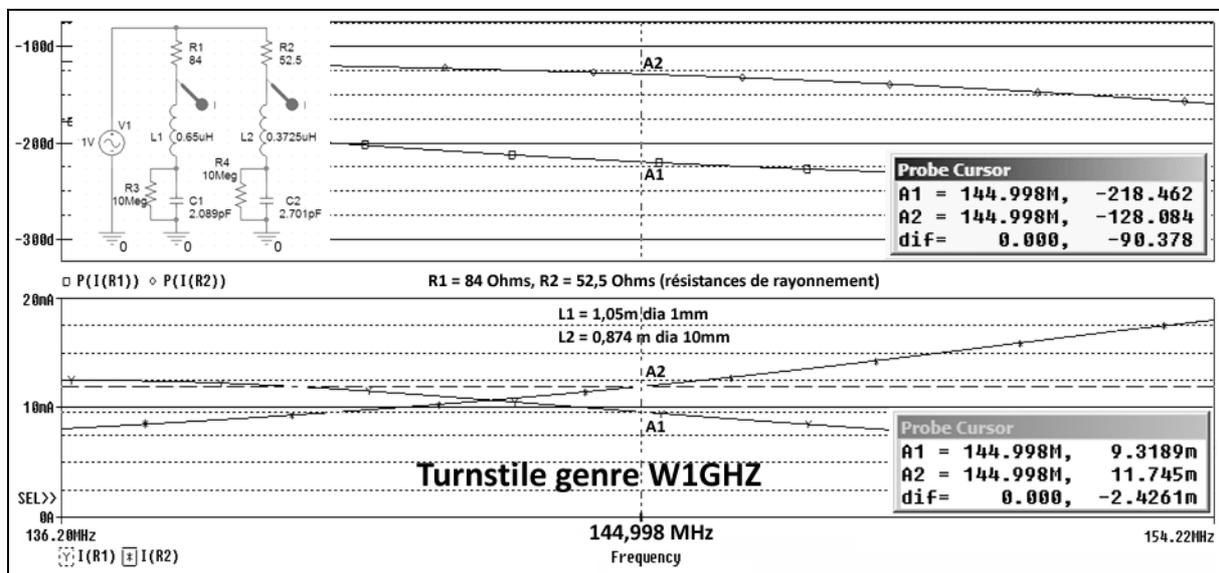


Figure 9 : Schéma électrique équivalent du système à 145 MHz et résultats de la simulation Spice

Le schéma électrique équivalent est en haut à gauche de la figure. Voici comment j'ai déterminé les éléments :

Les résistances de rayonnement à 145 MHz ont été données par NEC (cf. figure 8) ⁽³⁾.

J'ai obtenu les capacités à partir de la formule de calcul de la capacité linéique d'un fil isolé dans l'espace : $C_{pF/m} = 24 / \text{Log}(L/r)$. L = longueur d'un brin et r = rayon du brin (mêmes unités). J'ai trouvé pour le grand dipôle (1,05 m, dia 1mm) une capacité de 2,089 pF. Pour le petit dipôle (0,847 m, dia 10mm) une capacité de 2,701 pF (les capacités des deux brins d'un dipôle sont en série).

Pour les inductances, c'est plus compliqué car il faut tenir compte de l'inductance mutuelle résultant du couplage entre les deux moitiés du dipôle. Le calcul à partir de la self linéique serait bon pour un monopôle isolé dans l'espace. J'ai donc procédé autrement : Je suis parti des réactances capacitive et inductive lues sur l'abaque de Smith de la figure 8 pour chaque dipôle. A partir de là j'ai calculé l'inductance à mettre en série pour avoir la différence de réactance donnée par NEC (cf. figure 8).

On obtient 0,65 μH pour le dipôle long et 0,3725 μH pour le dipôle court. On admet qu'il n'y a pas de couplage entre les dipôles, ce qui n'est vraiment exact que pour des diamètres infiniment fins.

On a alors à 145 MHz des puissances égales à 0,03 dB près dans les deux doublets : 11,745 mA pour le plus court qui a une R_r de 52,5 Ω et 9,319 mA pour le doublet le plus long qui a une R_r de 84 Ω ($P=R \cdot I^2$). Alors le déphasage est de 90,38°. C'est bien proche de 90°. Les différences proviennent des formules qui ne tiennent pas compte des pertes par rayonnement (ce qui modifie la self et la capacité du doublet) et l'imprécision de la lecture des impédances sur l'abaque de Smith. On notera que les résultats obtenus "en boucle ouverte" justifient pleinement l'analyse.

Pour des diamètres donnés pour les deux brins il n'existe qu'une seule combinaison de coefficients de longueurs pour obtenir les deux conditions exigées, soit un déphasage de 90° entre les doublets et une puissance rayonnée identique pour chaque doublet.

Du fait qu'il y a deux conditions à satisfaire pour obtenir un minimum d'excentricité, la bande passante est beaucoup plus étroite que pour le ROS où les réactances se compensent en partie et les résistances de rayonnement varient peu avec la fréquence à un ventre de courant.

Conclusions

Les simulations ont montré que le principe proposé pour l'obtention d'un diagramme circulaire dans le plan H est valable. Mais il n'est pas compatible avec une impédance purement résistive de 50 Ω . On a vu que l'excentricité était très sensible aux longueurs relatives des brins rayonnants et à leurs diamètres. Par ailleurs, la bande passante est très étroite si l'on veut conserver une bonne omnidirectionnalité, alors qu'elle est beaucoup plus large pour le ROS. Dans son article, W1GHZ s'attache à obtenir un ROS proche de 1, puis il contrôle vaguement que la directivité obtenue soit acceptable. Or, comme pour toute antenne, il n'y a aucune relation entre son ROS et sa directivité (donc son gain). Je pense que s'il a conservé le rapport qu'il donne pour la longueur des brins, sa directivité dans le plan H doit être acceptable à la limite (3 dB d'excentricité). Le bon ROS est alors obtenu grâce aux paramètres supplémentaires introduits par la fabrication, en particulier le stub, et qui prennent de l'importance à 1296 MHz. L'article de W1GHZ nous laisse sur notre faim. En effet il l'a intitulé "*Quick and Cheap Omni Antenna for 1296 MHz*". Or dans le corps de son article, il parle très vaguement de l'omnidirectionnalité et si son antenne est effectivement rapidement construite et bon marché, rien ne prouve qu'elle remplisse son rôle, et pour l'OM lecteur, qu'il pourra la reproduire avec les mêmes caractéristiques.

Si l'on se fixe comme objectif l'omnidirectionnalité, cette antenne n'est ni simple, ni facile à construire et à mettre au point. Pour la mesure du diagramme, l'OM dispose rarement des moyens nécessaires. Alors la solution consiste à simuler son antenne et ensuite à s'attacher à retrouver les caractéristiques données par le simulateur. Si l'on obtient la même impédance en respectant le design et les dimensions entrés dans le simulateur et en faisant très attention à ne pas faire d'erreurs de mesures, alors on peut espérer avoir les mêmes diagrammes de rayonnement ⁽⁴⁾.

Finalement, il est bien plus simple pour un radioamateur de fabriquer une Turnstile traditionnelle. Si j'ai disserté sur cette antenne, c'est pour montrer qu'il faut se méfier des antennes "miracle" fabriquées sur un coin de table. Pour les articles, se méfier aussi des titres racoleurs.

Annexe A : Adaptation par la méthode de l'abaque de Smith

L'avantage de l'abaque de Smith est de "voir" ce que l'on fait ⁽⁵⁾. C'est la raison qui m'a motivé pour l'ajout de cette annexe.

Soit l'antenne optimisée pour un minimum d'excentricité. Nous utiliserons pour son adaptation l'abaque Y-Z de la figure 10.

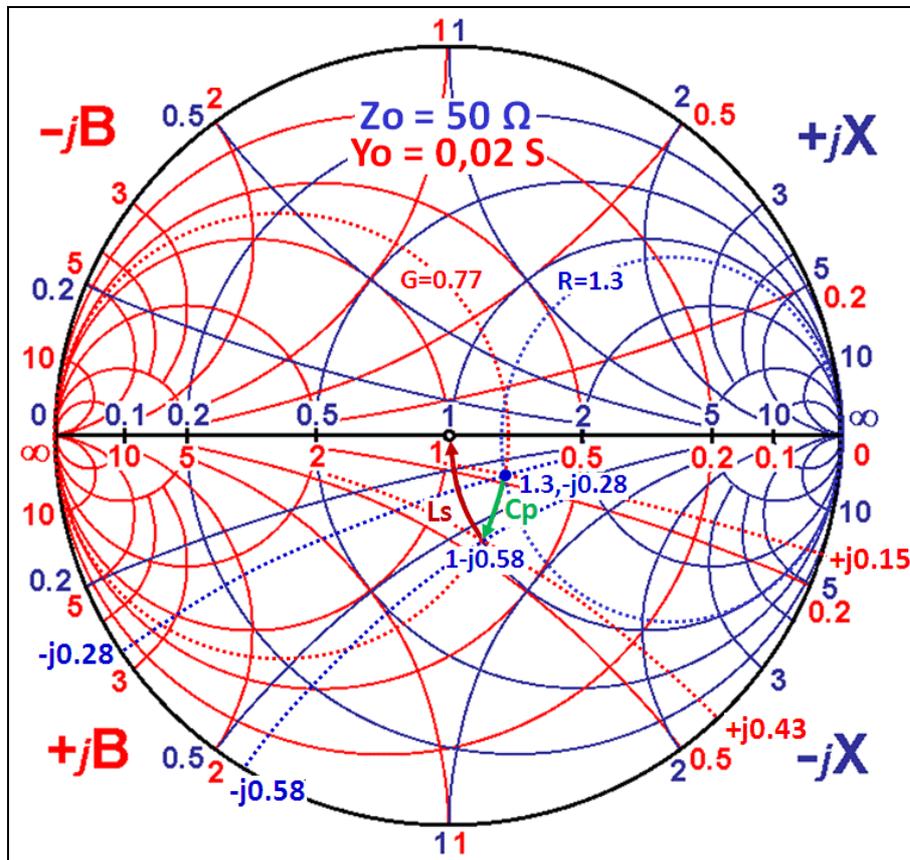


Figure 10 : Détermination de l'adaptation grâce à l'abaque de Smith Y-Z

Nous avons la superposition de deux diagrammes de Smith, l'un concernant l'impédance (courbes bleues) et l'autre l'admittance (courbes rouges). La référence "1" correspond à l'impédance du feeder, soit $50 \Omega + j0$ (admittance de $0,02 \text{ S}$). C'est celle que l'on veut obtenir. Pour utiliser l'abaque, il faut normaliser les impédances en les divisant par l'impédance de référence. Ainsi le point bleu correspondant à l'impédance de notre antenne qui est égale à $65 \Omega - j14 \Omega$, devient après normalisation : " $1,3 - j0,28$ ".

L'adaptation consiste à trouver un chemin entre le point bleu et la référence "1" en n'empruntant que des courbes de résistance ou de conductance constantes. Ainsi par le point bleu passent la courbe de résistance constante "1,3" et la courbe de conductance constante "0,77" ($1/1,3$). Par ailleurs, pour arriver au point "1", il faut se trouver sur la courbe de résistance constante "1". Depuis le point bleu, il y a deux chemins possibles. Tous les deux empruntent la courbe de conductance constante "0,77". J'ai choisi le plus court. Alors le chemin emprunte la courbe verte sur la conductance "0,77" suivi de la courbe marron sur la résistance "1". La jonction entre les deux se trouve sur la courbe de réactance " $-j0,58$ ".

Détermination de la valeur des composants.

La courbe verte se trouvant sur une conductance constante avec modification de la susceptance, elle correspond à la mise en parallèle d'une réactance sur la charge (puisque'elle part de l'impédance de la charge). Au départ (point bleu), la susceptance B est de $+j0,15$ et à l'arrivée, elle est de $+j0,43$. Il y a donc augmentation de la susceptance de $0,28$, ce qui

correspond à la mise en parallèle d'un condensateur ayant une réactance de $1/0,28$, soit $-3,57$, soit encore $-178,57 \Omega$ après dé-normalisation ($3,57 \times 50$).

La courbe marron se trouvant sur une résistance constante, on passe sur l'abaque des impédances. Au début de la courbe, la réactance est de $-j0,58$. A l'arrivée, elle est de zéro. Nous avons donc une augmentation (mathématique) de la réactance de $+j0,58$. Cela correspond à la mise en série d'une inductance ayant une réactance de $+0,58$, soit $+j29 \Omega$ après dé-normalisation ($0,58 \times 50$).

A 145 MHz, une réactance de $-j178,57 \Omega$ est obtenue avec une capacité de $6,147 \text{ pF}$ et une réactance de $+j29 \Omega$ est obtenue avec une inductance de $31,83 \text{ nH}$. Par ailleurs la réactance de $-j14 \Omega$ de l'antenne correspond, à 145 MHz, à la mise en série d'une capacité de $78,4 \text{ pF}$ avec sa résistance de 65Ω .

J'ai entré tout cela dans mon simulateur P-Spice pour contrôler le résultat. C'est presque parfait. Les valeurs exactes se trouvent être de 33 nH pour la bobine et de $6,21 \text{ pF}$ pour le condensateur. Les différences ne proviennent que de l'imprécision de l'abaque dont je me suis servi (format A4). Nous en arrivons au schéma électrique du système montré sur la figure 11.

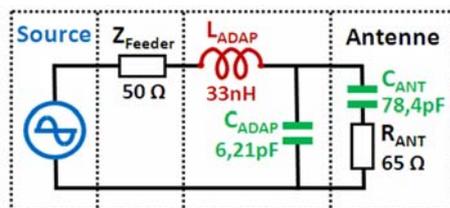


Figure 11 : Schéma électrique de l'antenne avec son adaptation à 145 MHz

Le contrôle de l'adaptation se fait au point de jonction du feeder avec la bobine d'adaptation. A cet endroit, la tension doit être la moitié de celle de la source et doit être en phase avec elle. Naturellement, tout ceci ne tient pas compte des pertes dans le système, mais globalement celles-ci amélioreraient plutôt les choses du côté du ROS.

Je me suis amusé à refaire l'adaptation en prenant le chemin le plus long sur l'abaque de Smith. Le schéma a changé avec une interversion entre inductance et capacité. Nous obtenons une capacité série de $36,6 \text{ pF}$ et une inductance parallèle de $91,6 \text{ nH}$. Le choix entre les deux adaptations sera dicté par la faisabilité mécanique. La synthèse des réactances peut se faire de la manière qui sera la plus facile à réaliser, composants discrets ou stubs ouverts ou fermés (tronçons de lignes).

Pour l'ajustage du système, la réactance en parallèle a une action prépondérante sur la partie résistive et la réactance série sur la partie réactive.

Notes :

- (1) Les longueurs des doublets sont alors légèrement modifiées.
- (2) L'impédance de l'ensemble a été obtenu avec une alimentation à travers deux lignes identiques d'une longueur de $\lambda/2$ pour être indépendant de leur impédance caractéristique (75Ω).
- (3) Noter que les courbes et les valeurs des marqueurs ne sont valables que pour 145 MHz. En effet, en s'écartant de cette fréquence, les résistances de rayonnement changent.
- (4) Ne pas oublier que nous avons un réseau composé de deux antennes. Plus il y en a et plus le réseau est compliqué à mettre au point (cf. les YAGI multi-éléments).
- (5) Concernant l'abaque de Smith, relire les "Comment ça marche ?" d'octobre 2014 et de mai 2016 dans Radio-REF. On peut aussi les consulter sur le blog de F6KRK : (catégorie "Buletins et gazettes", puis "Comment ça marche ?").

Adresse Internet de l'article de W1GHZ :

[1] http://www.w1ghz.org/small_proj/Omni_Antenna_for_1296_MHz.pdf