

Dipôle raccourci, simulateur et environnement

Robert BERRANGER, F5NB

Article publié dans Radio-REF de septembre 2005.

Dans Radio-REF de mai 2005, F6GVY décrivait une antenne pour la bande des 40 m qui était constituée d'un dipôle raccourci d'une manière astucieuse. Il s'est aidé d'un simulateur « MMANA » et a analysé succinctement les différences entre celui-ci et la situation réelle. Je me propose, dans un but pédagogique, de poursuivre l'analyse plus en détail. Merci à F6FQX et F6BPS pour leur collaboration.

Description

Nous avons sur la figure 1 la réalisation de F6GVY.

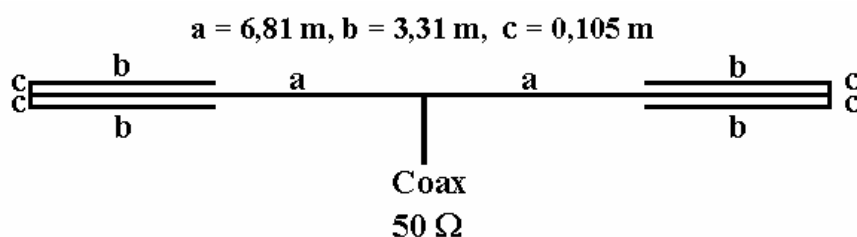


Figure 1

Notre dipôle a donc une envergure de 13,62 m, soit $\lambda/3$.

Principe de fonctionnement.

Comme l'auteur le dit, il s'agit d'une antenne chargée, et je rajoute « un peu spéciale ». Quand l'antenne n'est pas trop raccourcie, comme ici, on peut en la chargeant obtenir encore la résonance avec une capacité terminale de dimensions raisonnables. Nous avons sur la figure 2 les deux étapes qui conduisent à l'antenne de F6GVY à partir de l'antenne chargée standard (un seul pôle représenté).

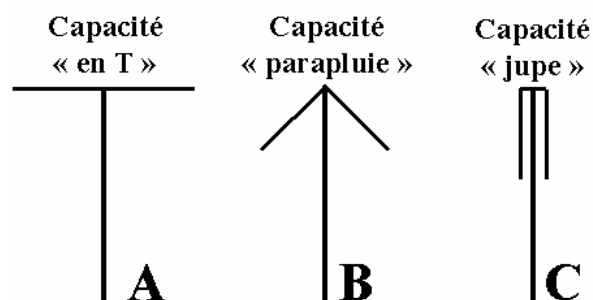


Figure 2

En A, nous avons une antenne dont la capacité terminale est constituée de deux brins en T (90°) d'égale longueur. Ces deux brins ne rayonnent pas car ils sont parcourus par des courants égaux et opposés en direction. En plus d'obtenir l'accord, la capacité terminale a tendance à homogénéiser le courant le long du brin rayonnant, ce qui se traduit par une augmentation de la résistance de rayonnement. Pour un brin court, celle-ci sera au maximum multipliée par quatre. Mais par ailleurs, la résistance du brin court diminue comme le carré du raccourcissement. Nous voyons alors, que si nous voulons obtenir une impédance de 50 Ω avec un doublet chargé, nous n'aurons qu'un seul couple {longueur / capacités terminales} possible. Avec un doublet très fin en espace libre, mon simulateur me donne 0,28λ pour la longueur du dipôle et 0,136λ pour la longueur des T (2 x 0,068λ). Naturellement ces dimensions changent avec l'environnement et la hauteur au dessus du sol, le diamètre des fils, etc...

Pour faciliter la mise au point, la solution passe par le système B⁽¹⁾. Par rapport à A, les brins de la capacité terminale ne sont plus en T, mais en accent circonflexe. Nous parlons alors de capacité parapluie. La différence essentielle, c'est que les brins du parapluie n'étant pas dans le prolongement l'un de l'autre, vont rayonner, et ce rayonnement va se soustraire de celui généré par l'extrémité du dipôle (courants en opposition de direction). Cette compensation va être fonction de l'angle d'écartement du parapluie. Nous aurons une variation de l'impédance du dipôle et de son accord. Dans le cas d'un monopôle au sol, nous avons une méthode facile pour obtenir la bonne impédance : nous pouvons jouer sur l'écartement du parapluie pour ajuster la partie résistive et sur sa longueur pour la partie réactive (accord)⁽²⁾.

La méthode C, qui est celle de F6GVY, n'est qu'un cas particulier de la méthode B.

Maintenant, nous jouerons sur l'écartement des brins repliés pour ajuster l'impédance, et sur leur longueur pour retrouver la fréquence de résonance, ceci sans toucher à la longueur du dipôle (voir en annexe la relativité de cette assertion).

Simulation

L'auteur utilise MMANA pour la simulation. Il s'agit d'un logiciel développé par JE3HHT, Makoto Mori (d'où le sigle). C'est une adaptation simplifiée de NEC, comme la plupart des logiciels de simulation d'antenne à destination des radioamateurs.

Il est donc basé sur la méthode des moments (MoM).

Sans faire de grandes mathématiques, disons que cette méthode consiste successivement à :

- décomposer l'antenne en éléments, par exemple en segments de droite si l'antenne est linéaire (plus il y a de segments, plus la simulation sera précise mais plus les calculs seront longs)
- décrire ces segments géométriquement (x, y, z de chaque extrémité, diamètre si c'est un cylindre circulaire) et électriquement (résistivité si c'est un conducteur, permittivité si c'est un diélectrique)
- définir la façon dont on la charge (par exemple, le point de connexion avec la ligne dans le cas d'un doublet classique).

La méthode des moments utilise ensuite un processus classique en analyse numérique :

- développements de fonctions compliquées (représentant le courant) en des sommes de fonctions plus simples dites "de base" comme dans le cas des transformations de Fourier,
- obtention de systèmes d'équations linéaires,
- inversion des matrices correspondantes,
- reconstitution des fonctions cherchées par résolution de ces systèmes d'équations.

Seule la puissance des ordinateurs actuels permet de venir à bout de tels calculs dans un temps raisonnable au delà de quelques segments.

Pour ma part, j'ai un logiciel professionnel basé sur le même principe, construit autour du cœur de simulation NEC-2. Il a différentes méthodes pour tenir compte du sol, dont celle de Sommerfeld-Norton, la plus complète, mais qui quadruple les temps de calcul. Il a aussi une option pour des fils très rapprochés et de gros diamètres.

Il ne travaille que sur des fils conducteurs non gainés, dont il prend en compte la conductivité pour calculer les pertes (il ne traite les diélectriques qu'avec les antennes "patch"). En dehors du sol, il ne prend que partiellement en compte l'environnement, à condition qu'il soit conducteur, et entièrement décrit. Il ne calcule que les couplages. Cela fonctionne pour la proximité d'éléments plus ou moins à la résonance, mais pas pour des masses parasites. Il existe d'autres types de simulateurs qui font mieux ce travail, mais gourmands en puissance de calcul. Par exemple ceux utilisant la méthode des Différences Finies (FDTD), ou la Théorie Géométrique de la Diffraction (GTD).

Donc, on se servira du simulateur (moments) pour dégrossir l'antenne, estimant « au pif » les effets du gainage des fils et de l'environnement. Ensuite, il n'y aura plus que la pince coupante de valable.

L'auteur ne nous donne pas la hauteur de son antenne au dessus du sol, ni la qualité de celui-ci (urbain, campagne...). Pourtant, c'est une donnée importante, non seulement pour le diagramme de rayonnement, mais aussi pour l'impédance du dipôle. En dessous d'une hauteur de $\lambda/2$, celle-ci varie dans de grandes proportions, comme le montre la courbe de la figure 3 (sol parfait).

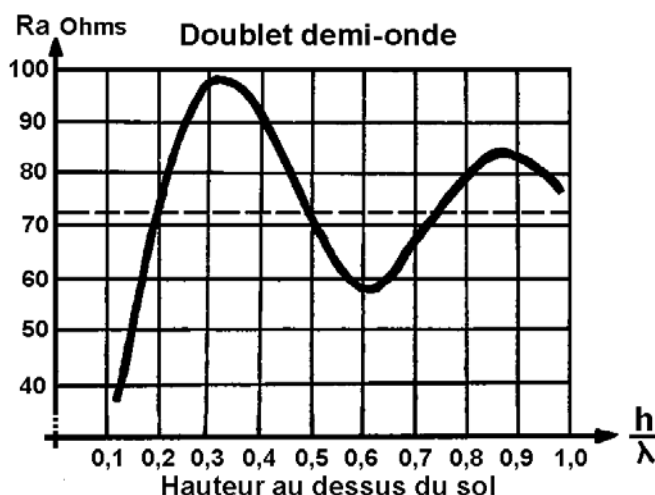


Figure 3

Pour la hauteur, nous supposons que la maison de F6GVY a une hauteur de 9 m et l'antenne étant 1 m au dessus, cela nous fait 10 m. Nous prendrons un sol moyen, type jardin⁽³⁾. Nous estimerons l'effet du gainage comme un allongement de 2%. Nous négligerons son effet sur la capacité des brins repliés. Nous prendrons un fil de cuivre d'un diamètre de 1,38 mm (section 1,5 mm²). Nous ne prendrons pas en compte d'autre environnement que le sol.

Nous examinerons les effets produits par les variations des principaux paramètres du système antennaire.

Commençons par simuler un doublet demi-onde dans les mêmes conditions.

A 7,05 MHz, il présente une impédance de 81 Ω . C'est un peu plus faible que la valeur de la courbe de la fig. 3 pour $H = \lambda/4$. Ceci est dû au sol imparfait qui abaisse la résistance de rayonnement à 78 Ω , auxquels se rajoutent des pertes ohmiques de 3 Ω . Nous avons donc un rendement électrique de 96%, ce qui est excellent.

En raccourcissant le dipôle selon la méthode C, nous n'aurons pas de problème pour obtenir une impédance de 50 Ω jusqu'à une longueur minimum, en dessous de laquelle l'impédance sera trop faible. Noter que cette longueur mini dépendra de la hauteur de l'antenne. Le minimum absolu correspondra à une hauteur de $0,33 \lambda$ (cf fig.3).

Simulons l'antenne de F6GVY, version 1, avec un écartement des brins repliés de 105 mm.

Nous obtenons :

a) fil nu

$$F_o = 7,73 \text{ MHz.}$$

$$R_a = 58 \Omega.$$

b) fil gainé (vélocité 0,98)

$$F_o = 7,57 \text{ MHz}$$

$$R_a = 58 \Omega.$$

Dans ce dernier cas, si le dipôle est à 7 m de hauteur seulement, F_o diminue très peu à 7,55 MHz, et R_a baisse à 48 Ω.

Maintenant, cherchons le bon écartement (c) des brins repliés, pour obtenir la résonance à 7,05 MHz. Nous obtenons :

a) fil nu

$$c = 240 \text{ mm}$$

$$R_a = 48 \Omega.$$

b) fil gainé

$$c = 190 \text{ mm}$$

$$R_a = 51 \Omega.$$

Dans ce dernier cas, à 7 m de hauteur, F_o reste inchangée, et R_a passe à 41 Ω.

Directivité (gain)

Dix mètres de hauteur, c'est un peu bas pour la bande des 40 m ($0,25\lambda$). Cela veut dire que l'antenne tire au zénith. Mais elle a un gain encore acceptable pour une élévation de 20° .

Nous avons dans le tableau 1 les gains pour deux élévations, à deux hauteurs différentes avec l'antenne F6GVY (écartement 190 mm) comparée au dipôle demi-onde (fil de cuivre $1,5^2$).

Bande 40 m	Haut.	Sol jardin			Sol urbain			
		R _a Ω	GAIN dBi		R _a Ω	Δ F _o kHz	GAIN dBi	
			45°	20°			45°	20°
Dipôle $\lambda / 2$	10 m	81	+5,4	+1,2	79	+30	+4,6	+1,2
	7 m	66	+4,4	-0,5	72	+30	+3,5	-0,6
Dipôle F6GVY	10 m	50	+5,2	+1	48	+30	+4,4	+1,1
	7 m	41	+4,2	-0,7	45	+30	+3,3	-0,8

Tableau 1

Nous voyons que la différence de gain est négligeable⁽⁴⁾. Ceci s'explique par le fait que le raccourcissement des brins rayonnants est compensé par un rapport {courant moyen / courant maxi} plus important qu'avec le demi-onde (augmentation de la longueur effective de

l'antenne). Noter que le gain tient compte de la réflexion sur le sol, ce qui suppose celui-ci quasi homogène et horizontal sur un rayon de 6λ minimum.

Variation des paramètres :

- a) quand la hauteur de l'antenne baisse sous le tiers d'onde :
 - la fréquence de résonance diminue
 - l'impédance diminue
 - le gain diminue, surtout aux faibles élévations
- b) quand l'espacement des brins repliés augmente :
 - la fréquence de résonance diminue
 - l'impédance diminue
 - le gain reste inchangé
- c) quand le sol est de moins bonne qualité :
 - la fréquence augmente
 - l'impédance change en plus ou moins selon la hauteur
 - le gain diminue aux grandes élévations

.Environnement

Même en tenant compte d'un coefficient de vélocité de $0,98^{(5)}$, nous sommes encore loin de la fréquence de résonance constatée par F6GVY. Cela est certainement dû à l'environnement de l'antenne. Nous partirons des renseignements fournis pour essayer de chiffrer cet environnement. L'auteur ne nous dit rien sur les parties métalliques de sa maison, mais il décrit suffisamment la proximité d'une antenne TV pour permettre de faire une estimation "à la louche".

Donc nous prendrons une antenne TV type YAGI 6 él, avec un boom de longueur 1m et de diamètre 20 mm, fixé sur un mât de longueur 1,5 m et de diamètre 30 mm. Le mât se trouve à 80 cm de l'extrémité de l'antenne amateur, et le boom de l'antenne TV est perpendiculaire.

Pour faire notre estimation, nous nous servons de la théorie des structures asymétriques. Pour avoir un aperçu de cette théorie, et pour les formules servant aux calculs, se référer à l'article "Mesure du rendement des antennes HF très courtes" paru dans R-REF de juillet 2005.

Calculons la capacité du mât. Nous trouvons 22 pF.

Capacité du boom : 14,6 pF.

Capacité de la Yagi UHF : 11,4 pF (dia des brins = 6 mm).

Soit une capacité de l'ensemble = 48 pF.

Pour l'antenne 40 m nous prendrons un diamètre double (3 fils) pour la partie repliée. Nous obtenons pour l'antenne complète une capacité de : 27,3 pF, soit 54,6 pF par pôle⁽⁶⁾.

Calculons la capacité du dipôle avec l'antenne TV. Nous mettrons en série les deux pôles plus l'espacement pour ne constituer qu'un seul pôle en série avec l'ensemble TV, considéré comme un contrepoids.

En vertu de la théorie des structures asymétriques, nous calculerons la capacité entre le dipôle et le contrepoids comme la mise en série des capacités des deux structures considérées comme des monopôles perpendiculaires à un plan de sol parfait. Si le contrepoids était parallèle au dipôle, la capacité serait inversement proportionnelle à la distance entre les deux et répartie avec un facteur constant. Ici, le dipôle est perpendiculaire au contrepoids. La capacité par unité de longueur décroît comme la distance. Ceci nous donne une loi de répartition parabolique qui part de 1 pour une distance nulle et arrive à zéro pour une distance égale à la

longueur du dipôle. Je l'ai mise en graphe, puis j'ai mesuré les surfaces relatives sous la courbe.

Nous obtenons alors un facteur de 15,5% pour les 80 cm d'écartement avec le contrepoids. Puis des facteurs de 74,6% pour le pôle proche et 9,9% pour le pôle éloigné. Cela nous donne des capacités de $54,6 \times 0,746 = 40,73$ pF pour le pôle proche, et $54,6 \times 0,099 = 5,4$ pF pour le pôle éloigné (la capacité correspondant à l'espacement est virtuelle, elle est utilisée uniquement pour la détermination des facteurs).

Les capacités ramenées par l'antenne TV sont alors de $(40,73 \times 48) / (40,73 + 48) = 22$ pF pour le pôle proche, et $(5,4 \times 48) / (5,4 + 48) = 4,85$ pF pour le pôle éloigné.

Nous obtenons alors une capacité de $54,6 + 22 = 76,6$ pF pour le pôle proche et $54,6 - 4,85 = 49,75$ pF pour le pôle éloigné. Remarquer que l'on a affecté un signe moins à la capacité. En effet, le potentiel de ce pôle est l'inverse de l'autre. Nous introduisons ainsi une partie en mode commun pour la capacité entre le dipôle et l'ensemble TV⁽⁷⁾.

La capacité totale de l'antenne est alors de 49,75 pF en série avec 76,6 pF, soit 30,16 pF.

L'accroissement de capacité est de $30,16 / 27,3 = 1,105$ fois.

La baisse de fréquence est égale à la racine carrée de ce rapport ($LC\omega^2 = 1$), soit 1,048.

La nouvelle fréquence d'accord du dipôle avec un écartement de 105 mm est alors de $7,57 / 1,051 = 7,2$ MHz.

C'est un peu plus haut que l'accord trouvé par F6GVY. Mais, il peut y avoir de bonnes raisons pour cela. La capacité de l'ensemble TV est peut-être plus grande. Le mode commun que j'ai calculé est sans doute trop élevé, car la loi parabolique suppose un plan de sol parfait de dimensions infinies. L'antenne est peut-être plus basse. La réduction du facteur de vélocité à cause du gainage est peut-être sous estimé. Je n'ai pas pris en compte son effet dans l'impédance de la ligne formée par les brins raccourcis. Il est d'autant plus sensible que l'écartement est faible. Il augmente l'impédance, comme si l'on écartait les fils. Il doit sans doute y avoir aussi d'autres capacités parasites (ferrailles de la maison). Toutes ces hypothèses vont dans le même sens et diminuent la fréquence de résonance (consulter aussi l'annexe).

Finalement, la valeur mesurée sur le terrain n'est pas incohérente avec celle calculée primitivement par le simulateur.

Comme toutes les antennes, celle-ci est très dépendante de ses conditions d'environnement et de sa hauteur au dessus du sol. Si vous n'avez pas exactement les mêmes conditions, alors les valeurs trouvées par F6GVY ne vous conviendront pas et il vous faudra jouer de la pince coupante⁽⁸⁾.

Je répète ici ce que j'ai déjà dit dans cette revue : "Attention aux réalisations d'antennes plus ou moins exotiques, quelques fois remarquables. Bien souvent elles ne fonctionnent que chez leurs constructeurs" et je rajoute "à cause de leur environnement". Mais, bien sûr, quand le principe est bon, comme c'est le cas ici, on peut le reprendre avec profit, à condition de l'adapter à son propre environnement.

Important : Nous avons vu qu'avec l'antenne TV proche d'une extrémité, la dissymétrie capacitive du dipôle atteignait un facteur 1,1. Il y aura répercussion au point d'alimentation. Avec un feeder coaxial, cela se traduira par un courant de gaine, le coaxial rayonnera une partie du signal et l'impédance ramenée sera modifiée, tant pour l'accord que pour la partie résistive. Le meilleur moyen pour le constater est d'inverser le sens de branchement du coaxial et de voir la variation de l'impédance, de préférence à l'impédance-mètre. Attention, la mesure du ROS peut induire en erreur car il peut y avoir compensation selon la longueur du feeder. Par ailleurs, modifier cette longueur a peu d'effet lorsque l'on est proche d'une résonance et beaucoup plus lorsque l'on est près d'une antirésonance⁽⁹⁾.

La solution consiste à insérer un (bon) balun 1/1 entre le coaxial et l'antenne. Si l'impédance change, c'est la preuve qu'une dissymétrie existe (ou que le balun est mauvais).

J'espère avoir réconcilié l'expérimentateur et le simulateur, quand le premier ne demande pas au second ce qu'il ne peut pas donner.

F5NB.

Annexe

Je me suis amusé à regarder au simulateur les variations de la fréquence d'accord et de la résistance d'antenne en gardant les mêmes longueurs du fil total et du dipôle, et en modifiant l'espacement des brins repliés. Antenne gainée, section $1,5^2$ en cuivre, bien dégagée, à une hauteur de 10 m au dessus d'un sol type jardin. Nous avons dans le tableau 2 les résultats pour quatre espacements de 50, 100, 200 et 400 mm (longueur c de la figure 1, avec a constant, et a+b+c constant).

Espace ment	Ra Ω	Fo MHz
50 mm	67	8,17
100 mm	59	7,64
200 mm	51	7,055
400 mm	47	6,75

Tableau 2

Ce tableau est intéressant. Il montre que la variation d'impédance est d'autant plus faible que l'écartement est grand, comme pour une ligne à fils parallèles. Et l'on peut d'une certaine manière assimiler le repliement à l'introduction d'un morceau de ligne.

Par ailleurs, les simulateurs utilisant la méthode des moments modélisent très mal des lignes construites à faible espacement (le mien commence à diverger en dessous de 100 mm, donc *grosso modo* pour une impédance inférieure à 600 Ω).

Notons, que plus la résistance de rayonnement (ici, = Ra) est élevée, et plus l'antenne est efficace (moins de courant maximum pour une même puissance rayonnée). Elle serait donc plus efficace pour des brins repliés plus rapprochés. Mais comme l'antenne est faiblement raccourcie, la conséquence sur le gain ne porte que sur quelques fractions de décibels.

Les impédances données par le simulateur sont sans doute trop fortes pour des espacements de 50 et 100 mm (début de divergence), et les fréquences de résonance trop élevées. Ceci serait aussi une explication pour une partie de l'écart entre l'expérimentation et le simulateur. Finalement, l'impédance moyenne sera plus fonction de la hauteur du dipôle et de sa longueur que de l'espacement des brins repliés.

Je terminerai avec la figure 4 qui est un montage montrant l'allure des courants dans le brin central (a) divisé en 39 segments, et pour deux espacements différents (alimentation au milieu du segment 20).

Courant relatif en fonction de l'espacement des brins repliés

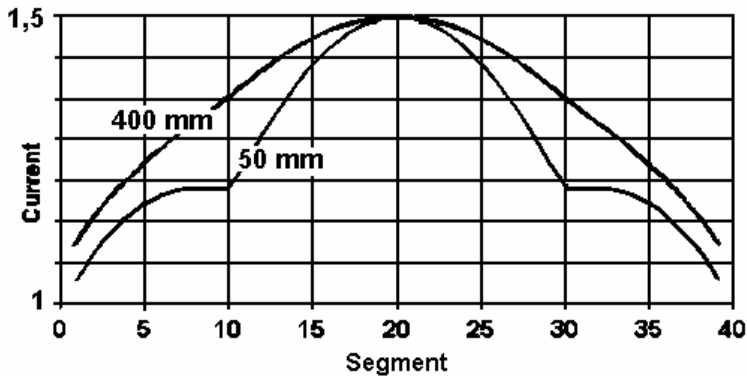


Figure 4

L'échelle des courants est relative, et normalisée pour les maxima⁽¹⁰⁾. Nous voyons bien que la distribution du courant est d'autant plus perturbée que les brins repliés sont rapprochés. Mais cela a une influence négligeable sur le diagramme de rayonnement.

Notes.

- 1) En fait, elle a été inventée pour le monopôle, et c'est moi qui l'applique au dipôle, pour faire la transition.
- 2) Avec méthode, car les réglages réagissent fortement l'un sur l'autre.
- 3) Conductivité (σ) = 5mS/m, permittivité (ϵ) = 15 (5 S/m et 81 pour l'eau de mer, 1mS/m et 80 pour l'eau douce, 1mS/m et 4 pour un sol urbain moyen).
- 4) Le gain est égal à la directivité multipliée par le rendement (moins les pertes dans le sol pour la HF où l'antenne est proche de celui-ci). Pour un dipôle raccourci, la directivité diminue peu par rapport au demi-onde (-0,4 dB maxi). Par contre pour des dipôles très raccourcis, le rendement chute énormément. Ne pas oublier d'inclure dans le rendement les pertes du système d'adaptation (dont l'accord, quel que soit l'emplacement de la bobine).
- 5) Le facteur de raccourcissement que l'on applique à la longueur d'une antenne ne dépend pas d'un facteur de vélocité qui est très proche de 1 dans l'air, mais du fait que pour une longueur exacte d'une demi-onde, l'impédance est d'autant plus réactive (capacitive) que le diamètre du fil est important. Il faut donc le diminuer en longueur pour obtenir la résonance. Certains auteurs appellent cela "effet d'extrémité", car il n'existe pas pour les boucles. Le simulateur en tient compte.
- 6) Les capacités des deux pôles sont mises en série.
- 7) Ici, le mode commun est faible car le parasite est situé en bout de dipôle. S'il était situé au milieu, son effet capacitif sur le désaccord serait minime, toute la capa étant en mode commun. Par contre, il faudrait faire intervenir le coefficient de couplage qui dépendrait de la distance du parasite exprimée en longueur d'onde, avec pour effet une variation de la résistance de rayonnement et indirectement une variation de la fréquence de résonance. Mais si le parasite n'est pas résonant, il faut qu'il soit très proche pour avoir un effet significatif, sauf s'il est très dissymétrique.
- 8) Si vous avez pris soin de la faire un peu plus longue. Il est plus facile de couper du fil que d'en rajouter.
- 9) Comme l'alimentation se fait à un ventre de courant, la résonance est obtenue quand la longueur électrique du coaxial est un nombre pair de quarts d'onde, et l'antirésonance quand cette longueur est un nombre impair de quarts d'ondes.

10) Le simulateur donne un courant maxi 42% plus important pour un espacement de 400 mm. Le rapport des impédances est égal au rapport des courants dans le segment 20.