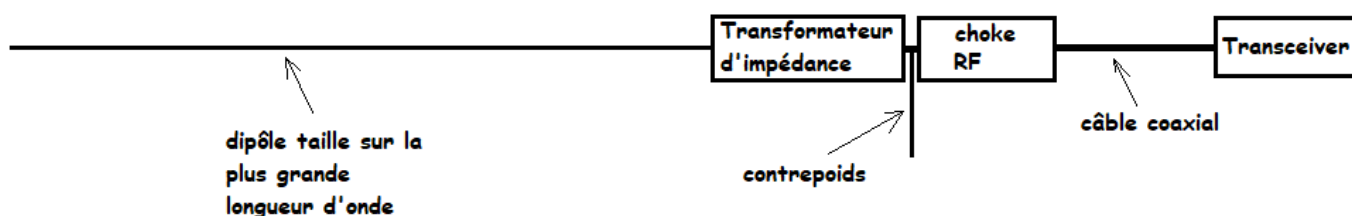


# Antenne End Fed 80/40 m

F4DXU

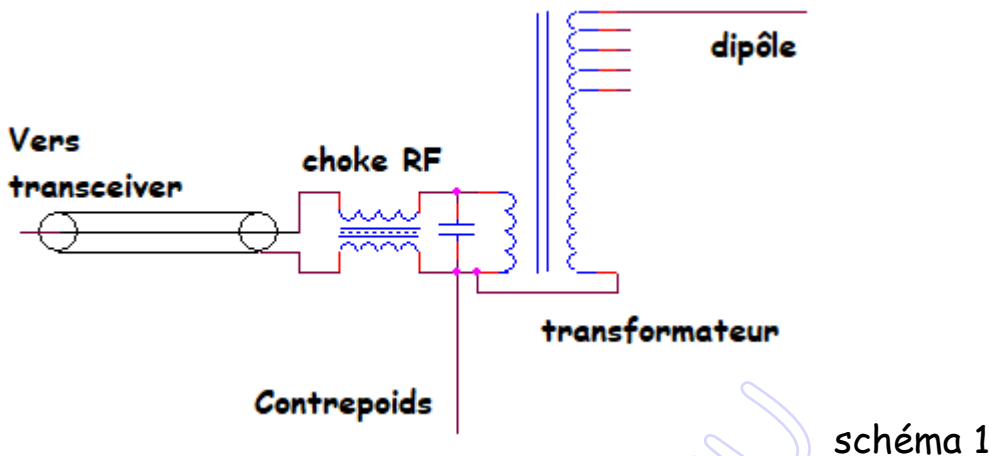
L'origine de cette antenne (début du 20ème siècle) est l'antenne dite Zeppelin, elle était suspendue sous la nacelle des aérostats du même nom pour éloigner la source radioélectrique des ballonets d'hydrogène et des masses métalliques. C'est un dipôle demi onde alimenté par une extrémité au travers d'une ligne bifilaire ou échelle à grenouille. L'antenne dite End Fed est aussi un dipôle demi onde alimenté par une extrémité mais au travers d'un transformateur d'impédance. C'est une antenne qui fonctionne sur sa fondamentale et aussi en multibande sur ses harmoniques. Les différents essais que j'ai effectués montrent qu'une utilisation multi-bande dégrade ses performances même s'il est toujours possible de faire des QSOs. Les différentes résonances ne sont pas tout à fait harmoniques sur les segments de téléphonie, les différents  $\frac{\lambda}{2}$  contenus dans la longueur de l'antenne ne sont pas tous en phase et les impédances peuvent être très différentes. J'ai donc limité son fonctionnement en bi-bande sur 40 & 80 m sans raccourcissement pour le mode NVIS.

L'alimentation d'un dipôle se fait en général au centre et sa résistance de rayonnement est d'environ  $70 \Omega$  à la résonance, valeur qui évolue en fonction de sa hauteur par rapport au sol, du diamètre du fil, des isolateurs, des isolants, de son dégagement et de la qualité du sol. Si l'on s'éloigne du centre donc du ventre de courant, le courant diminue mais la tension augmente et de plus en plus alors que l'on se rapproche d'une des extrémités pour atteindre le ventre de tension. Dans ces conditions l'impédance du dipôle augmente fortement pour atteindre plusieurs  $k\Omega$ , cette valeur varie entre environ 2.5 à 5  $k\Omega$  en fonction notamment de la hauteur du dipôle par rapport au sol. Cette valeur est difficile à mesurer là où elle se situe. L'impédance courante étant de  $50 \Omega$  pour les câbles coaxiaux ainsi que pour les transceivers modernes, on conçoit donc qu'il faille adapter les impédances et ce sera le rôle du transformateur d'impédance qui alimentera l'antenne. Ce transformateur sera optimisé pour une utilisation en 40m & 80 m. Voici ci-dessous le schéma possible de cette End Fed.



Contrairement à un dipôle alimenté par le centre la End Fed n'est pas symétrique et le courant qui y entre doit en ressortir (loi des nœuds), c'est ce qui justifie la présence du contre poids et du "choke RF" pour arrêter les courants de gaine néfastes ou pas quand ils sont maîtrisés. Le "choke RF" et la longueur de ce contre poids seront discutés plus bas dans ce document. Vérification faite, sans le contre poids, l'antenne ne fonctionne pas.

**\* Transformateur d'impédance :**



Dans un premier temps il faut choisir le matériau et la forme du noyau qui servira à la réalisation du transformateur, les différents essais que j'ai effectués ou qu'ont effectués bon nombre de radioamateurs montrent que le matériau 43 est un bon candidat surtout lorsqu'il est sous forme de tore pour limiter les fuites magnétiques. Sur le site : <http://toroids.info> il est possible de choisir la taille, le matériau et d'obtenir différentes valeurs comme l'inductance pour un nombre de spires donné à la fréquence de travail souhaitée. Pour une puissance de 100 W, mon choix c'est porté sur un noyau FT 240-43 pour plusieurs raisons. Le diamètre est important ce qui permet d'espacer les spires et ainsi limiter la capacité parasite entre les spires même si dans ce cas le système antennaire n'est pas prévu pour les bandes hautes. La section est importante se qui permet de limiter les échauffements et de s'éloigner de l'induction de saturation qui serait préjudiciable pour la ferrite. Enfin l'Al est assez important ce qui permet de limiter le nombre de spires au primaire et donc au secondaire aussi.

Il est notoire d'avoir une impédance de self au primaire 4 à 5 fois supérieure au moins à l'impédance de charge de 50  $\Omega$  pour la fréquence la plus basse de fonctionnement de l'antenne soit 3.5 MHz.

Voici un comparatif entre un tore FT 140-43 et un tore FT 240-43 pour déterminer le nombre de spires au primaire :

- FT 140-43

2 spires -->  $L=3.5 \mu\text{H}$  -->  $Z_L=78 \Omega$

3 spires -->  $L=8 \mu\text{H}$  -->  $Z_L=175 \Omega$

- FT 240-43

2 spires -->  $L=4.3 \mu\text{H}$  -->  $Z_L=95 \Omega$

3 spires -->  $L=9.7 \mu\text{H}$  -->  $Z_L=213 \Omega$

Il n'y a que la 4<sup>i</sup>ème ligne du tableau ci-dessus qui satisfasse au moins la condition précédente soit  $Z_L > 4 \times Z_c$ . Le nombre de spires au primaire sera donc de 3. Le rapport d'impédance est de 100 pour atteindre la valeur maxi de  $5 \text{ k}\Omega$  soit un rapport de transformation  $N=\sqrt{100}=10$  d'où le nombre de spires au secondaire  $N_s=N_p \times N=30$ . Sur chacune des 10 dernières spires (image 1) du secondaire il sera pratiqué une prise permettant le réglage du rapport de transformation au plus juste par rapport à l'impédance de l'antenne, ce qui est montré dans le tableau suivant (transformateur qui a servi pour les mesures):

$N_p$	$N_s$	$N=N_p/N_s$	$Z_s=Z_c \times N^2 (\Omega)$
3	30	10.00	5000
3	29	9.67	4672
3	28	9.33	4356
3	27	9.00	4050
3	26	8.67	3756
3	25	8.33	3472
3	24	8.00	3200
3	23	7.67	2939
3	22	7.33	2689
3	21	7.00	2450

J'ai réalisé 5 versions du transformateur bobiné avec du fil de cuivre émaillé de 0.5 mm de diamètre ou du câble coaxial de 2 mm sur tore FT 240-43 ou FT 140-43 comportant 3 spires au primaire et 30 spires au secondaire chargé avec  $3200 \Omega$  pour les premières mesures à la spire 24. Cette d'impédance étant à peu de chose près la valeur moyenne que l'on trouve à l'extrémité du dipôle.

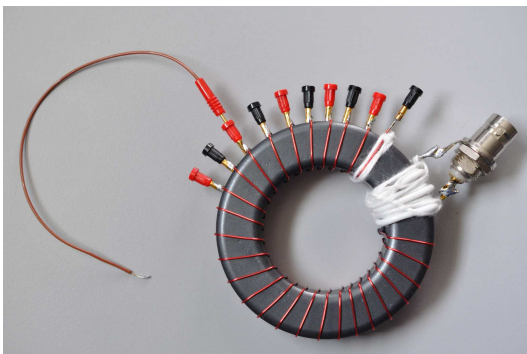


image 1

#### Version 1 :

Les 3 spires primaires et secondaires ont été torsadées avec un pas de l'ordre de 8 mm et bien plaquées sur le noyau pour limiter au maximum la self de fuite. Le secondaire a été fractionné en deux. Le ReturnLoss est d'environ -35 dB, le SWR est constant à 1.1 dans la bande passante, à 1.6 MHz et à 15 MHz, le ROS est de : 1.6.

#### Version 2 :

La partie primaire couplée au secondaire a été constituée d'un câble coaxial téflon de 2 mm (primaire l'écran, secondaire l'âme). Idem à la version 1 avec un ROS très légèrement plus important au centre de la bande passante (1.16) certainement parce que les spires sont plus difficilement plaquées sur le noyau.

#### Version 3 :

Idem à la version 2 avec un secondaire non fractionné. Je n'ai noté aucune dégradation ou amélioration par rapport aux versions 1 & 2.

#### Version 4 :

Le 30 spires du secondaire sont bobinées sur le noyau et une prise est pratiquée à 3 spires pour constituer le primaire (autotransformateur). Cette version dégrade légèrement le ReturnLoss et le réduit à - 29 dB et le ROS est légèrement moins bon à 1.6 MHz ROS=1.65 et à 15 MHz Ros=2. Cette version est la moins performante mais elle est tout de même très correcte.

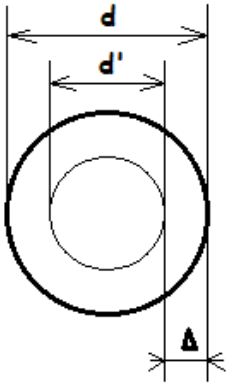
#### Version 5 :

J'ai utilisé 2 tores FT 140-43 empilées, la section totale est identique à un seul tore FT 240-43 mais la somme des 2 Al est plus importante ce qui améliore le rapport entre la réactance du primaire égale à  $350 \Omega$  et  $50 \Omega$ . Ce rapport passe à 7. Le primaire et le secondaire sont torsadés sur 3 spires et sont réalisés avec du fil de cuivre émaillé de 0.5 mm de diamètre. Le secondaire n'est pas fractionné. Sur chacune des 10 dernières spires il pourra être pratiqué une prise pour adapter l'impédance en fonction de la hauteur du dipôle par rapport au sol. C'est cette cinquième version de transformateur qui sera retenue pour la réalisation finale de l'antenne.

Remarque : Aucune des 5 versions ne comportent de condensateur sur le primaire du transformateur pour compenser l'inductance de fuite du fait que la bande passante est limitée à 40 m & 80 m.

## - Evaluation des pertes ohmiques dans le transformateur :

Pertes par effet de peau :



C'est une perte ohmique qui dépend de la fréquence, c'est-à-dire que plus la fréquence est élevée et moins les électrons peuvent pénétrer dans le cuivre ou tout autre matériau conducteur. Cette épaisseur  $\Delta$  peut se calculer avec l'équation simplifiée suivante pour du cuivre :

$$\Delta \approx \frac{74}{\sqrt{F}} \text{ avec } F \text{ en Hz et } \Delta \text{ en mm.}$$

$$\Delta \text{ pour } F=3.5 \text{ MHz}=0.04 \text{ mm}$$

$$\Delta \text{ pour } F=7.2 \text{ MHz}=0.028 \text{ mm}$$

Le cas le plus défavorable est à 7.2 MHz, si l'on prend un fil de cuivre de 0.5 mm de diamètre  $d$ , le diamètre  $d'$  qui ne sera traversé par aucun électron vaut :

$$d'=d-2\Delta=0.444 \text{ mm}$$

La surface de pénétration  $S_p$  vaut :

$$S_p = S - S' = \frac{d^2}{4} \times \pi - \frac{d'^2}{4} \times \pi = \frac{d''^2}{4} \times \pi \Rightarrow d^2 - d'^2 = d''^2 = 0.053 \text{ mm}^2 \text{ avec } d'' \text{ le diamètre du fil équivalent traversé par les électrons, } d''^2 = S_p.$$

$$d'' \text{ ou } d'' = \sqrt{d^2 - d'^2} = 0.23 \text{ mm à } 7.2 \text{ MHz.}$$

On constate que si l'on utilise un fil de cuivre de 0.5 mm de diamètre, l'effet de peau n'intervient plus dans les pertes. Il ne reste que les pertes de résistivité. Je n'ai pas tenu compte de l'effet de proximité des spires qui sont relativement éloignées les unes des autres au secondaire.

Pertes par résistivité :

Le primaire comporte 3 spires de 0.5 mm de diamètre bobinées sur le tore T240-43 pour une section carrée de 12.7 mm d'ou une longueur développée de 15.2 cm. Pour 30 spires la longueur sera 10 fois plus grande soit environ 1.5 m.

La résistance ohmique au primaire vaut :

$$R_p = \rho \times \frac{L}{S} = 11 \text{ m}\Omega \text{ celle du secondaire vaudra donc } 110 \text{ m}\Omega$$

Le courant primaire  $I_p$  pour 100W vaut :  $I_p = \sqrt{\frac{P}{R}} = 1.41 A$  soit une perte de puissance au primaire  $P_p = R_p \times I_p^2 = 22 mW$

Au secondaire, le courant sera divisé par 10 mais la longueur de fil sera multipliée par 10 donc la résistance  $R_s$  sera aussi multipliée par 10 ce qui donne une perte de puissance au secondaire de :

$$P_s = R_s \times 10 \times (I_p/10)^2 = 2 mW$$

La perte ohmique totale dans le transformateur s'élève à environ 24 mW ce qui est négligeable.

#### - induction maximale et induction de saturation :

L'induction maximale se calcule de la manière suivante lorsqu'il n'y a aucun courant continu qui traverse les enroulements :

$$B_{\max} = \frac{100 \times U}{4.44 \times F \times N \times S}$$
 en toute rigueur il faudrait mesurer la tension  $U$  au

secondaire du transformateur car il faudrait tenir compte du début de l'effet de saturation du transformateur.

Pour une charge de  $50 \Omega$  au primaire et une puissance de 100 W cela donne une tension efficace d'environ 71 V, l'induction maximale pour 3.5 MHz vaut 94 G et pour 7.1 MHz elle vaut 47 G (gauss).

Il suffit ensuite de comparer ses valeurs avec les données du fabricant pour voir si l'on atteint l'induction de saturation.

Amidon inc donne une induction de saturation maximale à 3000 G et un début de non linéarité à environ 1500 G, Amidon inc préconise de ne pas dépasser 1000 G. Dans ce cas avec un tore FT 240-43 et 100 W il y a de la marge.

#### - Linéarité de la puissance transmise en fonction de la puissance d'entrée

Pin	Pout
4	3
5	4
10	7
20	14
30	21
40	28
50	36

tableau 3

Avec  $P_{out} = P_{in} \times 0.71$  (équation linéaire d'ordre 1) et  $R^2 = 0.9992$  (coefficient de régression).



La mesure de la perte de puissance par rapport à la puissance d'entrée est linéaire (tableau 3) ce qui montre que les transformateurs fonctionnent bien en linéaire et donc en dessous de l'induction de saturation.

- Mesures des pertes d'insertion :

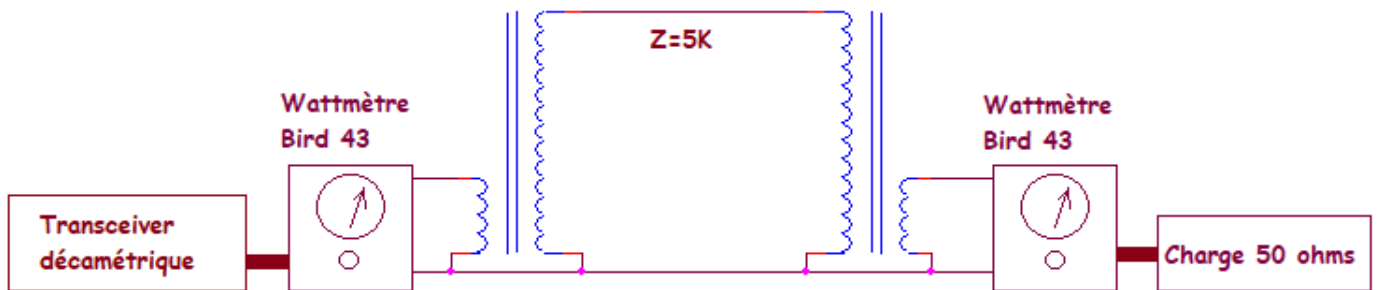


schéma 1

Pour pouvoir mesurer facilement la puissance transmise (et donc les pertes) avec des wattmètres d'impédance caractéristique  $50 \Omega$  et des charges  $50 \Omega$  dont on dispose, en principe, dans un shack radio, j'ai réalisé 2 transformateurs que j'ai connectés comme sur le schéma 1. Les secondaires sont branchés face à face sur leurs sorties de plus haute impédance ( $5 K\Omega$ ) pour que toutes les longueurs des bobinages soient utilisés. Ce montage permet de mesurer la somme des pertes d'insertions des 2 transformateurs. Les mesures ont été effectuées sur les bandes 160 m, 80 m, 60 m, 40 m et 30 m sachant que le transformateur sera utilisé sur les bandes 40 & 80 m (tableau 2).

Pin (W)	F (MHz)=	Pout (W)	Rendement en %	Pertes en % pour les 2 transfos	Perte en % par tranfo	Perte d'insertion en dB
50	1.85	ROS				
50	3.5	32	64	36	18	-1.94
50	3.665	32	64	36	18	-1.94
50	3.8	32	64	36	18	-1.94
50	5.36	32	64	36	18	-1.94
50	7	31	62	38	19	-2.08
50	7.1	31	62	38	19	-2.08
50	7.2	30	60	40	20	-2.22
50	10.135	ROS				

tableau 2

Ces valeurs de perte de rendement sont données à  $\pm 5\%$ , précision des wattmètres Bird utilisés à leur pleine échelle. A 1.85 MHz et à 10.135 MHz, les

mesures sortent de la bande passantes du transformateur et le ROS devient important ( $> 3$ ), ces mesures ne seront pas prises en compte.

Après quelques minutes d'essai à une puissance d'entrée de 100 W, le fil de cuivre reste à température ambiante alors que la ferrite commence à s'échauffer ( $\sim 35\text{ }^\circ\text{C}$ ), on imagine bien où passent la baisse du rendement (pertes liées à l'hystérésis) qui peuvent atteindre 20 %. Le transformateur est très sensible à l'effet de main, aux masses métalliques environnantes (capacités parasites), ce qui dégrade ses performances à hautes fréquences. Il y aura des précautions à prendre lors de sont installation. Pour un rapport de 100 maximum entre les impédances, je trouve que les résultats obtenus sont plutôt bons. Ces mesures sont complétées par celles effectuées avec un NanoVNA-H et pour les 2 transformateurs connectés en vis à vis comme sur le schéma 1.

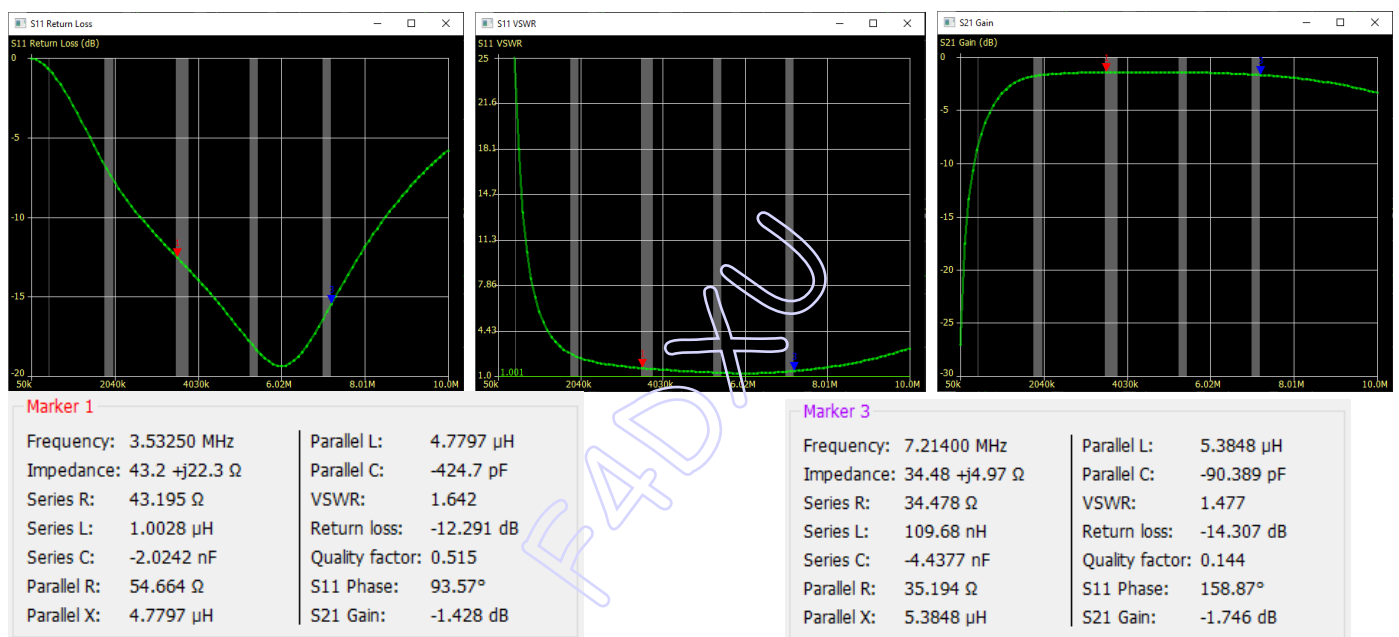


image 2

Le gain S21 est à diviser par 2, les valeurs inférieures à 1 dB représentent la perte d'insertion par transformateur et le ROS de l'ensemble reste très acceptable aussi (transformateurs non dissociés).

Les mesures du NanoVNA-H (image 2) corroborent assez bien celles obtenues par la mesure de puissance.

### \* Choke RF :

Son but est de laisser passer le mode différentiel et de stopper le mode commun, afin d'éviter que les courants de gaine sur le câble coaxial ne soient rayonnés. Il sera positionné juste devant le transformateur d'impédance. Il ne modifiera pas l'impédance et sera donc de rapport 1:1.



Ce "Choke RF" sera bobiné avec du câble coaxial téflon  $50 \Omega$  de 3 mm de diamètre sur un tube ferrite matériau 43, les courants différentiels n'ayant aucun effet sur lui. Le bobinage comportera 10 spires et les dimensions du tube de ferrite sont les suivantes:  $L=51$  mm,  $D_{ext}=19$  mm,  $D_{int}=11.6$  mm.

Voici les différentes mesures effectuées avec le NanoVNA-H :

- en mode différentiel :

$S_{21_{80m}}=-0,01$  dB,  $RL=-42$  dB,  $SWR=1.01$

$S_{21_{40m}}=-0.01$  dB,  $RL=-39$  dB,  $SWR=1.01$

- en mode commun :

$S_{21_{80m}}=-41$  dB

$S_{21_{40m}}=-33$  dB

Le "Choke RF" laisse bien traverser le mode différentiel et bloque très bien le mode commun.

#### \* Contrepoids :

Le contrepoids est nécessaire au fonctionnement de l'antenne et fait partie intégrante du dipôle, il faut que le courant provenant de l'émetteur, entrant dans l'antenne puisse en ressortir pour respecter la loi des nœuds (Kirchhoff), comme un dipôle alimenté par le centre. Les simulations avec Mmana-gal montrent que la résonance ne sera obtenue qu'en ajustant la longueur de l'antenne bien sûr mais aussi la longueur du contrepoids. Il semblerait que le contrepoids doit avoir une longueur comprise entre 4 % et 6 % de la longueur d'onde en espace libre pour que la réactance s'approche de  $0 \Omega$ . En pratique, 5 % convient très bien. De multiples essais ont corroboré ces valeurs mais cette longueur sera peut-être à ajuster en fonction de l'environnement de l'antenne. Ce contrepoids peut être réalisé soit en bloquant le courant de gaine du câble coaxial à une certaine distance du transformateur ( $\sim 5$  %) avec un "choke balun", soit en déployant un fil de cuivre comme sur le schéma 1, à la jonction entre le "choke balun" et la base du transformateur.

Remarque : Si l'on enlève le choke RF et le contrepoids et que l'on laisse la partie extérieure de la gaine du câble coaxial faire office de contrepoids, le système antennaire fonctionne dans les mêmes conditions pour une longueur  $L_{câble}=12$  m. Aucun autre essai n'a été effectué avec d'autre longueur de câble.

#### \* Le dipôle :

Lors des essais, je lui ai donné une forme de V inversé, l'apex étant à 10 m et les extrémités à environ 2.5 m par rapport au sol avec un retour d'environ 9

m (problème de place). Sa longueur est d'environ 37.5 m sans le contre poids dans le cas où il est utilisé. Le ROS étant de 1:1 sur la spire 25 (tableau 1) du transformateur, cela permet d'estimer la résistance au ventre de tension (extrémité du dipôle),  $Z_s=3472 \Omega$ . La résonance sur 80 m sera ajustée par un "nœud de jambe de chien" (image 3), c'est un nœud marin qui permet de raccourcir un cordage sans le couper. On peut très avantageusement appliquer ce principe au fil d'une antenne. Ce nœud réalise un méandre à 3 branches de 0.5 m chacun dont les fils sont serrés et parallèles, dans ces conditions les courants sont presque égaux (courant stationnaire) si la longueur des méandres est très courte devant la longueur d'onde. Ces courants s'annulent 2 à 2 et il ne reste donc plus qu'un fil qui rayonnera en champ lointain. En résumé, si l'on crée un méandre à 3 fils ou nœud de jambe de chien avec 1.5 m de fil, on a réduit la longueur d'accord d'environ 1 m et surtout le fil n'est pas coupé et ce nœud peut être supprimé ou réajusté à tout moment.



image 3 (wikipédia)

Pour l'accord du 40 m qui se situe plus haut et hors bande pour les raisons vues précédemment, il suffit de repérer le nœud de courant qui se situe à peu de chose près au milieu du dipôle. On y pratique une dérivation sur laquelle on y connectera un bout de fil d'environ 1.5 m que l'on laissera pendre (image 4). La loi de Kirchhoff est encore vérifiée à ce nœud de courant. Le vrai nœud de courant ( $i=0$ ) se situe à l'extrémité du fil qui contient  $i_t$ . Ce fil rallonge les  $2 \frac{\lambda}{2}$  sur 40m.

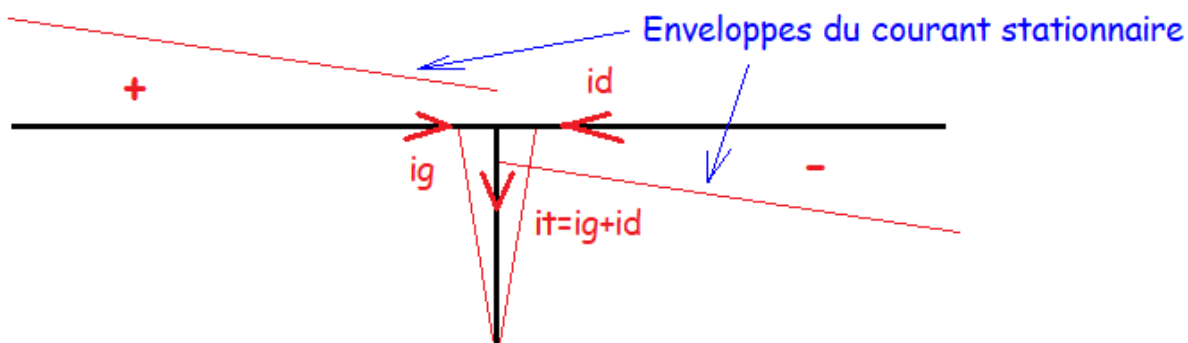


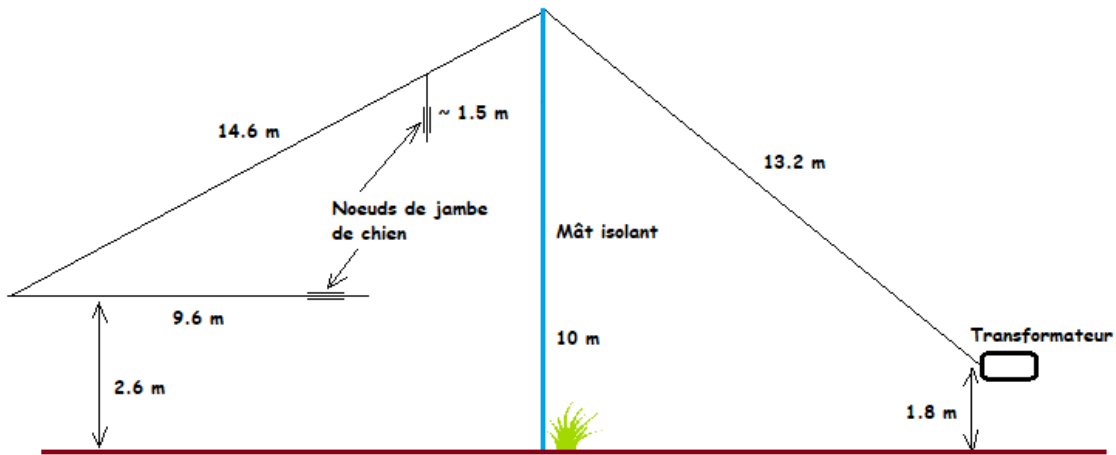
image 4

On ajustera l'accord du 40 m en y pratiquant aussi un petit "nœud de jambe de chien". Ces nœuds sont à positionner aux extrémités pour ne pas réduire ou

masquer le ventre de courant. Cet appendice influence très légèrement la résonance sur 80 m par effet capacitif.

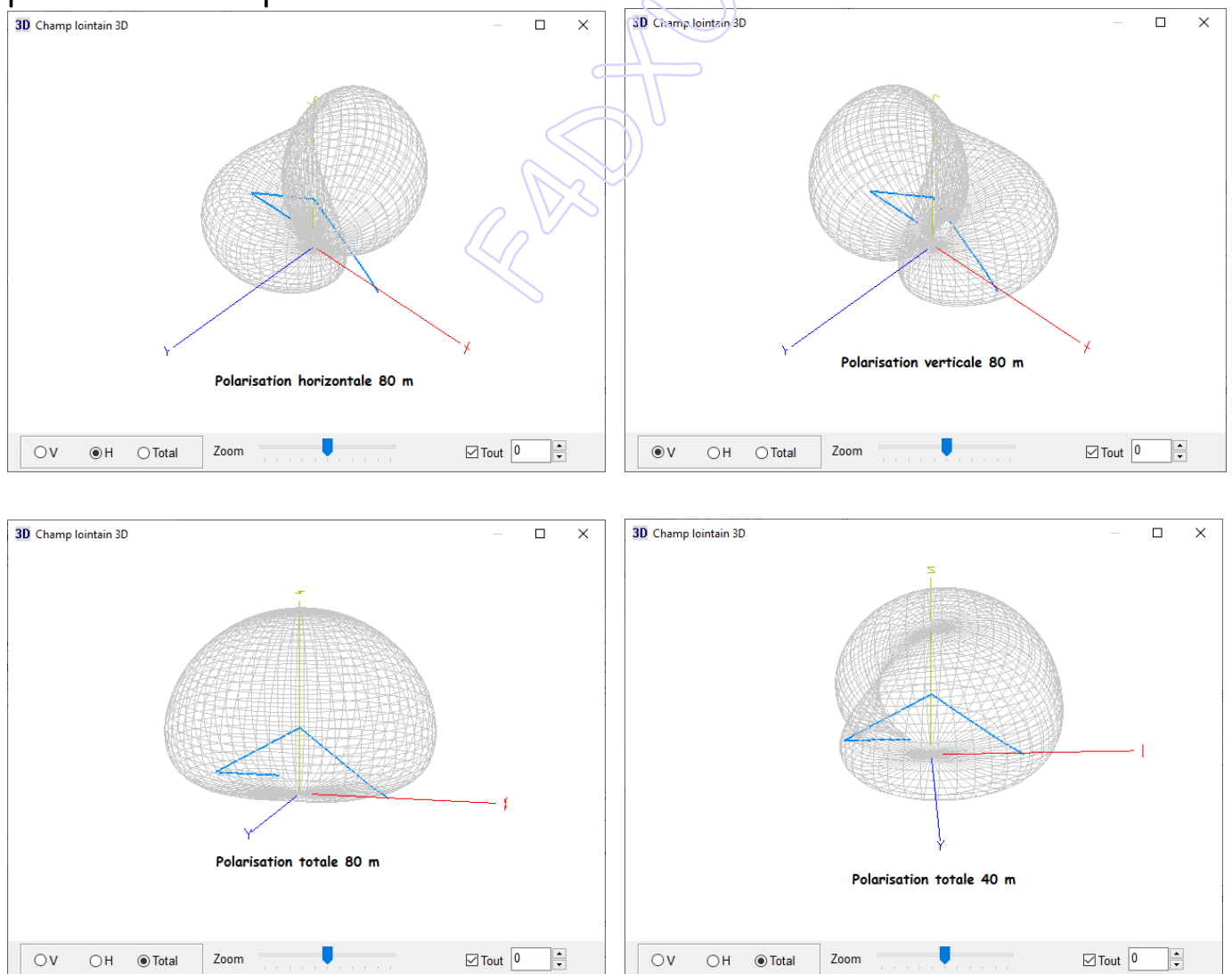
Tous ces réglages sont propres à cette antenne et à sa configuration.

Voici ses dimensions et sa forme en fonction de la place dont je dispose :



### Simulation avec Mmana-gal :

Cette simulation n'a été faite que par rapport à la forme de l'antenne pour rendre compte de sa directivité.



Que ce soit sur 40 m ou 80 m on constate que l'antenne fonctionnera en mode NVIS, ce qui était le but recherché. La même antenne déployée et plus haute au dessus du sol présentera une directivité beaucoup plus marquée et un angle de tir plus bas sur l'horizon ce qui favorisera le trafic longue distance. La réalité est sûrement un peu différente car l'environnement de l'antenne n'est pas pris en compte dans les simulations.

### **Conclusion :**

C'est une antenne facile à mettre en oeuvre mais qui demandera un travail soigné pour la réalisation du transformateur d'impédance et du "Choke RF" si ce dernier est utilisé. L'alimentation à une extrémité du dipôle est très pratique. Il est souhaitable d'utiliser un isolateur en verre ou stéatite de type "tibia" car le potentiel à l'extrémité frôle le kilovolt. Même s'il est très difficile d'estimer les performances réelles d'une antenne, elle est intensivement utilisée depuis plusieurs mois sur 40 m & 80 m et me donne entière satisfaction. Le ROS étant très faible, il y a donc très peu de "stationnaire" et de pertes dans le câble coaxial d'alimentation, elle est avantageusement utilisée sans boite de couplage.

Août 2020 F4DXU

F4DXU