

Observations sur les antennes verticales

(Jacques Mézan de Malartic / F2MM)

L'objectif de la présente analyse est d'expliquer le fonctionnement des antennes verticales répondant à des spécifications radioélectriques et mécaniques clairement définies et adaptées aux contraintes physiques locales. Pour en optimiser les performances, il est important d'en comprendre le mode de fonctionnement sur l'ensemble constitué du brin vertical rayonnant et des radians associés agissant autant en contrepoids pour permettre une alimentation HF adaptée à la ligne de transmission par la base qu'en plan de sol artificiel servant de référence pour la source de rayonnement image.

1-Analyse de base :

Dans tous les exemples simulés à l'aide du programme 4nec2, un sol de bonne qualité a été choisi (conductivité de 0,001 et constante diélectrique de 14). Les brins et radians sont soit en fil électrique de 4mm de diamètre pour les fréquences hautes ou en tubes conducteurs pouvant aller jusqu'à 4 cm de diamètre pour les fréquences basses

Les 2 tableaux suivant correspondent à des résultats de simulations à 14,2 MHz et à 3,75 MHz. Ils contiennent les informations de longueur exactes en mètres et en normalisation par rapport à la longueur d'onde corrigée par l'effet de vélocité des conducteurs prise à 0,95.

Ces modèles d'antenne sont constitués de 4 radians orthogonaux légèrement inclinés par rapport au plan horizontal, leur longueur servant de référence pour déterminer celle du brin vertical (fouet) à la résonance de l'impédance présentée à la base (terme imaginaire quasi nul). Les performances électriques de gain, impédances et bande passante ainsi que l'efficacité de rayonnement y sont relevés :

Fréquence : 14,2 MHz soit longueur d'onde /air = 21,13 m (ou /fil : 20,07 m)

Longueurs en m			Rapport à la longueur d'onde			Gain max	Résistance	Bande pass.	Efficacité
Radian	Brin	Total	Radian	Brin	Total	(dBi)	(Ohms)	(MHz/ROS=2)	Ray. en %
0,50	8,70	9,20	0,025	0,433	0,458	0,93	277	1,35	32
1,00	7,64	8,64	0,050	0,381	0,430	0,57	122	1,35	31,6
1,50	6,88	8,38	0,075	0,343	0,418	0,38	85	1,40	31,7
2,00	6,36	8,36	0,100	0,317	0,417	0,24	70	1,40	31,6
2,50	6,03	8,53	0,125	0,300	0,425	0,21	64	1,30	31,5
3,00	5,80	8,80	0,149	0,289	0,438	0,21	58	1,25	31,8
3,50	5,64	9,14	0,174	0,281	0,455	0,27	52	1,15	32,4
4,00	5,49	9,49	0,199	0,274	0,473	0,32	49	1,05	32,9
4,50	5,36	9,86	0,224	0,267	0,491	0,39	45	1,02	33,5
5,20	5,20	10,40	0,259	0,259	0,518	0,53	41	0,95	34,7
5,90	5,05	10,95	0,294	0,252	0,546	0,64	38	0,90	35,6
6,40	4,93	11,33	0,319	0,246	0,565	0,69	37	0,82	36,1
6,90	4,81	11,71	0,344	0,240	0,583	0,72	35	0,75	36,4
7,40	4,67	12,07	0,369	0,233	0,601	0,71	35	0,72	35,9
7,90	4,51	12,41	0,394	0,225	0,618	0,60	35	0,68	35,4
8,50	4,26	12,76	0,424	0,212	0,636	0,12	40	0,63	29,9
9,00	4,00	13,00	0,448	0,199	0,648	-0,50	52	0,63	25,8
9,50	3,61	13,11	0,473	0,180	0,653	-1,70	86	0,63	19,7

Fréquence : 3,75 MHz soit longueur d'onde / 80,00 m (ou /fil 76,00 m)

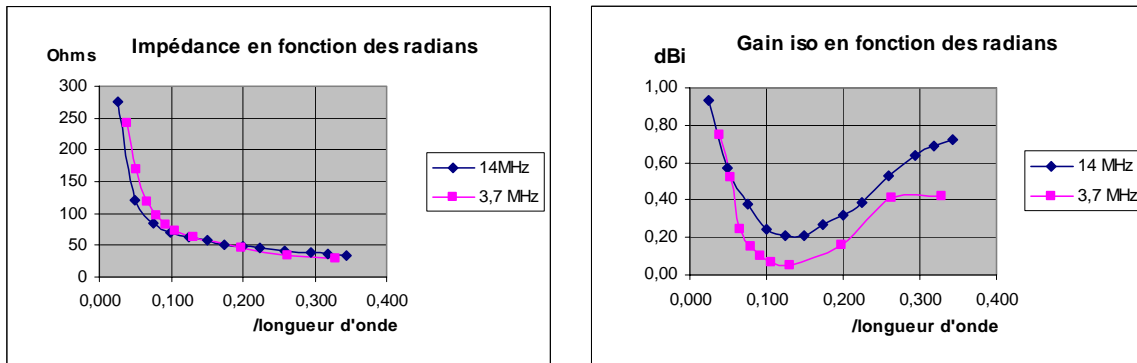
Longueurs en m :			Rapport / longueur d'onde			G. max :	Résist:	B. p./MHz	Efficacité
Radian	Fouet	Total	Radian	Brin	Total	(dBi)	(Ohms)	(/ROS=2)	Ray. en %
3,00	31,59	34,59	0,039	0,416	0,455	0,75	241	0,48	32,2
4,00	29,75	33,75	0,053	0,391	0,444	0,52	169	0,54	31,37
5,00	27,58	32,58	0,066	0,363	0,429	0,24	119	0,56	30,18
6,00	26,24	32,24	0,079	0,345	0,424	0,15	96	0,50	29,91
7,00	25,22	32,22	0,092	0,332	0,424	0,10	83	0,48	29,86
8,00	24,34	32,34	0,105	0,320	0,426	0,07	73	0,47	29,92
10,00	23,22	33,22	0,132	0,306	0,437	0,05	62	0,45	30,05
15,00	21,08	36,08	0,197	0,277	0,475	0,16	45	0,37	31,22
20,00	19,50	39,50	0,263	0,257	0,520	0,41	34	0,29	33,38
25,00	17,81	42,81	0,329	0,234	0,563	0,42	28	0,20	33,62

La proximité d'un sol dont les performances électriques ne sont pas idéales influe sur l'efficacité de rayonnement et on remarque que seul le tiers de la puissance fournie est effectivement rayonnée. A des hauteurs plus importantes, cette efficacité s'améliore (45% à 10m ou 55% à 20m à 14,2 MHz avec élargissement d'ouverture des lobes de rayonnement verticaux. Les gains maxima tiennent compte de ce rendement et s'appliquent à la

puissance fournie. Ainsi, pour un gain de 0,5 dBi, une puissance fournie de 100 watts correspond à une PIRE dans la direction optimale de 112 watts.

Ces tableaux montrent que le gain varie peu entre les configurations présentant des résistances de charge suffisamment basses entre 30 Ohms et 70 Ohms. Pour des radians de grande longueur on reste dans une configuration "quart d'onde" plus ou moins raccourcie alors qu'en réduisant ces longueurs on passe progressivement du quart d'onde à la demi onde sans y arriver pleinement car l'effet de contreponds ne serait plus assez efficace pour adapter l'impédance. Il est intéressant de constater cependant une plus grande largeur de bande passante dans ce passage vers la demi onde.

Les courbes suivantes montrent qu'il y a une forte ressemblance des performances électriques principales (gain et impédance) quelle que soit la fréquence, à partir de l'expression des dimensions relativement à la longueur d'onde :



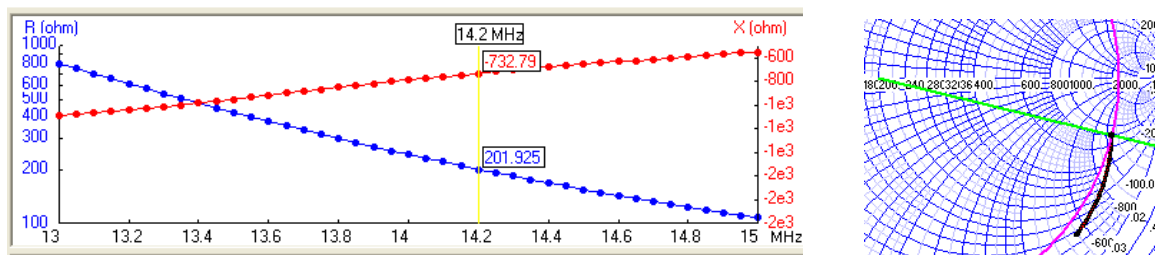
N'ayant relevé dans ce tableau que les résonances fondamentales sans rechercher les harmoniques impaires on voit qu'il est assez difficile, en extrapolant l'analyse à d'autres fréquences, de couvrir toutes les bandes amateurs avec un brin de longueur fixe sans circuit d'isolement sélectif d'une partie relativement aux autres. Même si l'adaptation d'impédance arrive à fonctionner avec des pertes raisonnables, il faut de toutes façons accepter un compromis favorisant plus certaines bandes de fréquences au détriment des autres.

2- Solutions optimisées pour une bande de fréquence unique :

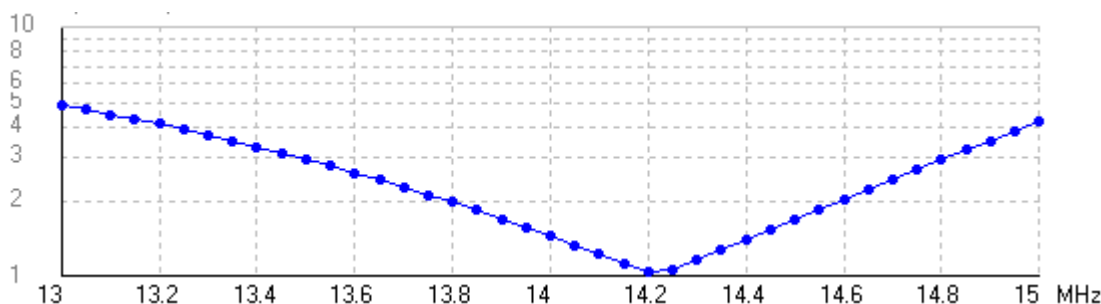
2-1 Adaptation d'impédance :

En ne s'intéressant qu'à une seule bande de fréquence on cherchera à obtenir le meilleur gain possible dans une bande passante raisonnable définie à partir d'un ROS limité (par exemple < 2). L'analyse d'impédance présentée à la base montre qu'au fur et à mesure que la fréquence augmente, les termes imaginaires présentés sont capacitifs (valeur négative) en dessous de la résonance puis selfiques (valeur positive) au dessus et le restent jusqu'à l'antirésonance à la demi onde pour redevenir capacitifs au-delà. L'exploitation de cette antirésonance sur un contreponds inexistant d'impédance très élevée est quasiment incontrôlable. Au-delà, il est possible d'exploiter des modes d'alimentation permettant de compenser le terme réactif par une self d'adaptation en série avec la prise d'alimentation RF à partir du moment où la partie réelle de l'impédance est à une valeur convenable. On définit ainsi des configurations en 5/8 ou en 7/8 d'onde pour lesquelles ces parties réelles sont respectivement de 200 Ohms (transformation en 50 Ohms par "balun" 1/4) ou directement en 50 Ohms.

Exemple : antenne verticale à fouet de 11,8m et radians de 2m : impédance à 14,2 MHz : 202-j733 Ohms



Compensation des 733 Ohms par une self de 7,27µH (capacité répartie de 2pF) pour obtenir le ROS suivant :



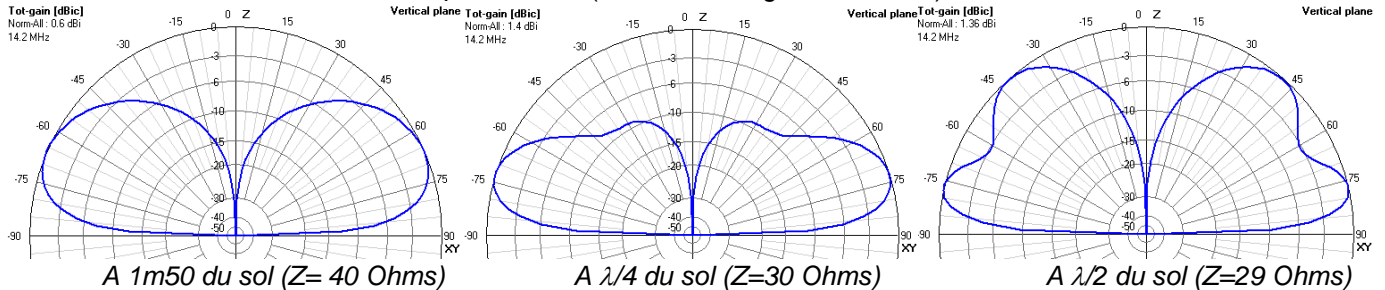
La bande passante de 0,8 MHz à ROS =2 est inférieure à celle présentée en demi onde mais équivalente à celle obtenue en quart d'onde.

2-2 Performances de rayonnement :

La comparaison de performances entre les solutions possibles est résumée dans les diagrammes de rayonnement dans le plan vertical, celui du plan horizontal étant parfaitement circulaire. Les lobes présentés permettent de comparer les performances en liaison DX (élévation de 10° à 25°) et en régional moyenne et courte distance (élévation de 25° à 45°).

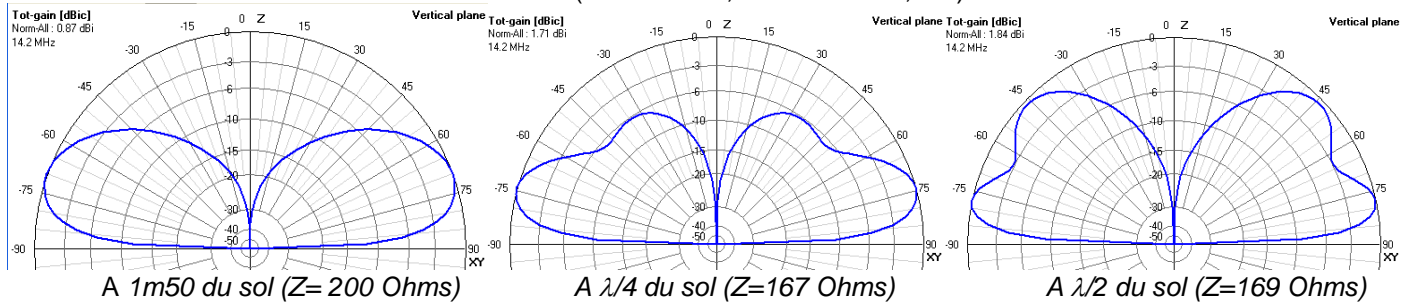
L'efficacité globale étant réduite le gain maximum est toujours inférieur à celui d'un dipôle. L'élévation privilégiée est cependant plus appropriée au trafic HF particulièrement en DX.

2-2-1: Antenne résonant en quart d'onde (Radians = longueur du fouet) :



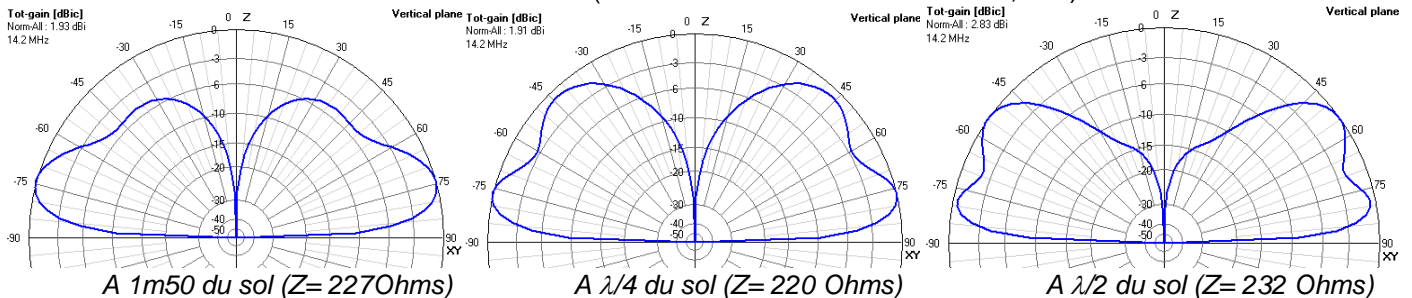
- Le gain maximum en DX augmente de 0,8 dB environ en surélevant, les lobes favorisant les liaisons régionales devenant importants à une hauteur voisinant la demi onde.

2-2-2 : Antenne résonant en demi onde (Radians = 0,05λ et brin = 0,39λ) :



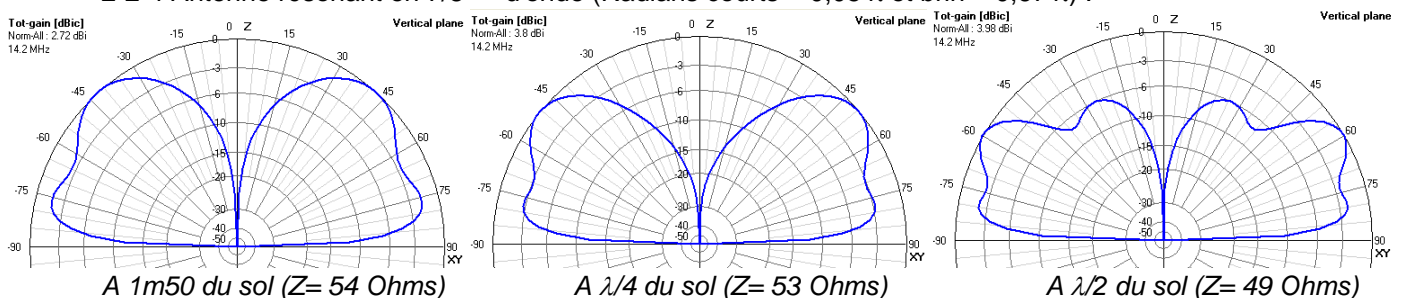
- Le gain maximum en DX augmente de 0,9 dB environ en surélevant, les lobes favorisant les liaisons régionales apparaissent à une hauteur de l'ordre du quart d'onde en devenant importants à hauteur de demi onde.

2-2-3 Antenne résonant en 5/8^{ème} d'onde (Radians = Quart d'onde et brin = 0,58 λ) :



-Le gain en DX significatif par rapport au quart d'onde d'environ 1,5 dB à 2 dB est à réduire de 0,1 dB pour tenir compte de la dissipation de la self série. Le meilleur rayonnement régional se situant à hauteur du quart d'onde.

2-2-4 Antenne résonant en 7/8^{ème} d'onde (Radians courts = 0,05 λ et brin = 0,67 λ) :



-Le gain en DX est équivalent à la 5/8eme mais une nette amélioration de 2 à 4 dB est constatée sur le rayonnement régional. La dissipation de la self série réduit ces performances de 0,16 dB (4%) ce qui reste marginal.

3- Les résonances multiples :

Sachant que 9 bandes de fréquences sont attribuées au service amateur entre 1,8 MHz et 30 MHz, envisager l'installation d'une antenne différente sur chacune est la pire des solutions même si c'est techniquement la solution la plus performante. Avant l'attribution des bandes dites WARC le rapport harmonique entre les 5 bandes les plus utilisées permettait de trouver des combinaisons de résonance convenables. Désormais on ne peut plus éviter d'étudier des solutions de compromis plus complexes combinant diverses solutions.

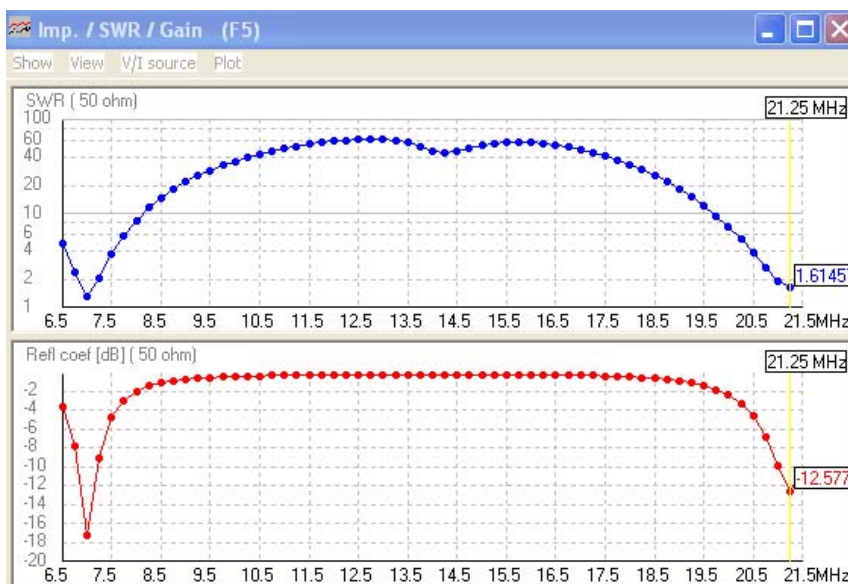
3-1 les résonances dites "harmoniques" :

Dans une configuration quart d'onde parfaite, la répartition des courants entre le brin rayonnant et les radiaux répond aux mêmes exigences physiques sur la position des noeuds et des ventres pour toutes les fréquences en rapport harmonique impair (F, 3F, 5F etc...). En dehors de ce cas idéal, la symétrie n'étant plus assurée le rapport entre les fréquences de résonance n'est plus nécessairement harmonique car il dépend essentiellement de la dissymétrie de longueur physique des brins.

La figure suivante montre les résonance dites "harmoniques" sur une antenne dont le brin vertical fait 10,46m et les radiaux de 11m pour résonner en mode quart d'onde et en fondamental à 7 MHz.

La seconde résonance se trouve à 21.25 Mhz. A 7 Mhz, on a $R= 39$ Ohms, $G= 0,23$ dBi à élévation= 25° et une efficacité de 31,6%.

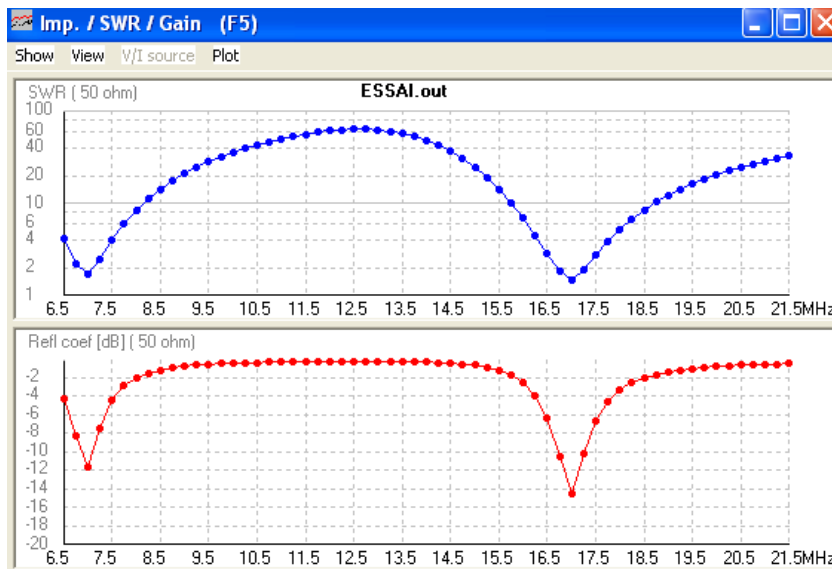
A 21.25 MHz, on a $R= 89$ Ohms, un gain de 4,5 dBi à élévation de 45° alors qu'il est de -3,8 dBi à 25° (perte de 4 dB par rapport à une résonance en fondamental) malgré une efficacité de 63,9 % au lieu de 33%.



La figure suivante montre les résonance dites "harmoniques" sur une antenne dont le brin vertical fait 13,44m et des radiaux de 3m pour résonner en mode quasi demi onde et en fondamental sur 7 MHz.

La seconde résonance se trouve à 17 Mhz. A 7 Mhz, on a $R= 86$ Ohms, $G=-0,2$ dBi à élévation= 25° et une efficacité de 27,8 %.

A 17 MHz, on a $R= 73$ Ohms, un Gain de 4,5 dBi à élévation de 45° alors qu'il est de -4,2 dBi à 25° (perte de 4 dB par rapport à une résonance en fondamental) et une efficacité de 66,9 % :



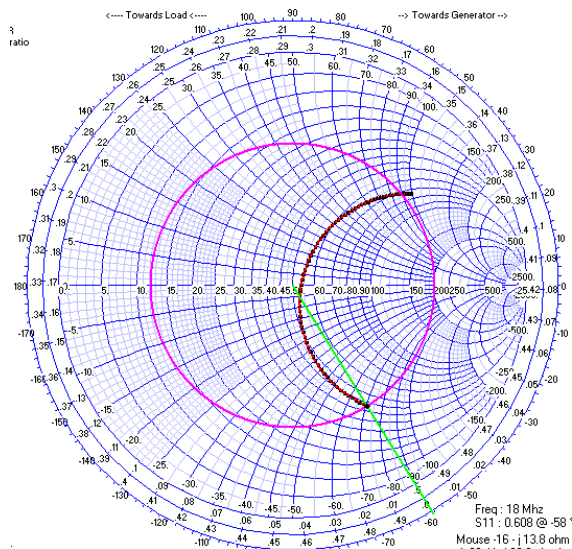
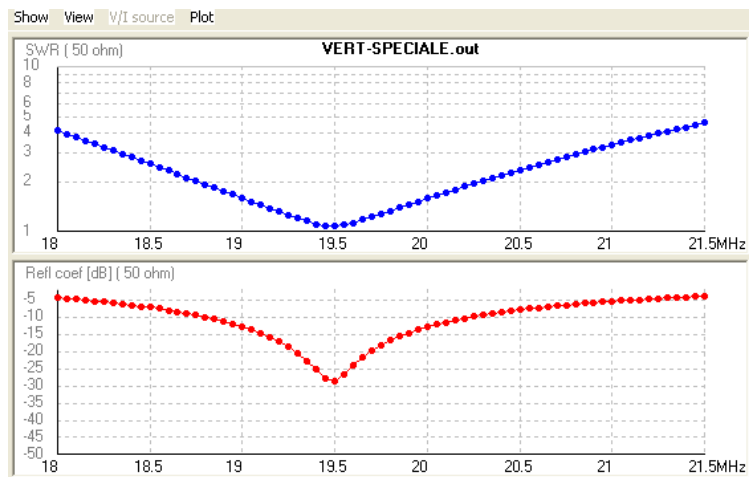
En analysant les longueurs totales brin+radians dans chaque cas, on obtient en quart d'onde 21,46m et en quasi demi onde 16,44m. Le rapport entre ces 2 longueurs est de 1,3 qui est assez proche au rapport des fréquences harmoniques démontrant ainsi que la répartition des courants entre le brin rayonnant et les radians situe bien les nœuds aux extrémités. Les corrections de longueur nécessaires sont essentiellement dues à la quasi orthogonalité de chaque élément de l'antenne et à un effet parasite de la grande proximité du sol.

On remarque également qu'au dessus d'une résonance demi onde le lobe de rayonnement principal se relève de façon significative en défavorisant ainsi les liaisons DX par rapport aux plus proches. L'exploitation de ce phénomène harmonique présente relativement peu d'intérêt et il est préférable de rester dans des dimensions inférieures à 0,85 fois la demi-onde pour la partie active du brin vertical en favorisant des résonances multiples à l'aide de circuits passifs présentant le minimum de pertes.

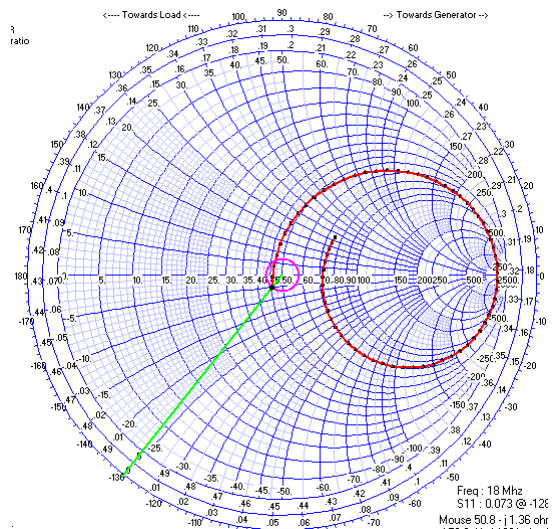
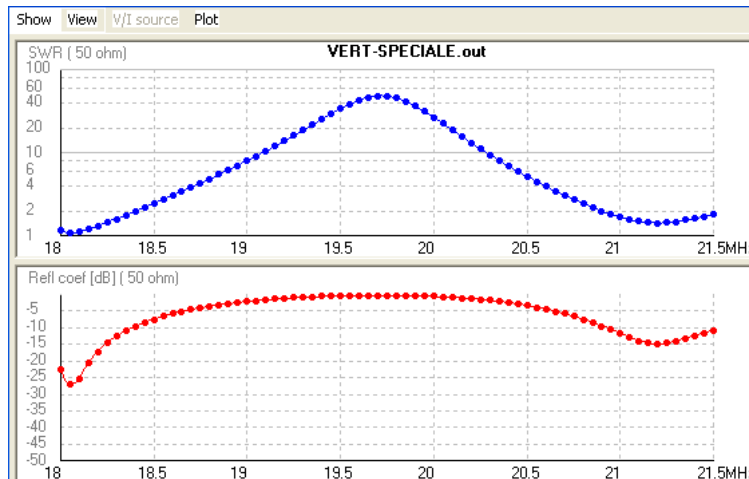
3-2 La double résonance par circuit bouchon :

On peut obtenir une double résonance sur des fréquences relativement peu éloignées en insérant un circuit LC parallèle (circuit bouchon) en série avec le point d'alimentation à la base de l'antenne. Pour cela on cherchera à faire résonner le brin naturellement à une fréquence médiane entre celles à exploiter et par mesure ou analyse des impédances on compensera les termes réactifs avec ce circuit dont les valeurs de L et C sont calculées à partir des valeurs relevés. La variation naturelle de l'impédance autour de la résonance exige une compensation selfique en dessous et capacitive au dessus ce qui correspond parfaitement à la variation d'impédance du circuit bouchon LC autour de sa résonance.

L'exemple suivant montre comment réaliser ce circuit à partir d'un relevé d'impédance. L'objectif est de réaliser 2 résonances à 18,15 MHz et à 21,2 MHz. Pour cela on fait résonner l'antenne à 19,5 MHz et on relève le diagramme de Smith de la variation d'impédance entre 18 et 22 MHz. Les courbes suivantes montrent les résonances obtenues sur l'antenne seule :



Les impédances à 18,1 MHz et à 21,2 MHz sont respectivement de $38-j67$ Ohms et $68+j78$ Ohms. Les impédances de compensations (67 Ohms à 18,15 MHz et -78 Ohms à 21,2 MHz) sont obtenues par $L=90$ nH et $C=720$ pF. L'insertion de ce bouchon pour lequel on suppose un Q de 250 donne les résultats suivants :



La pratique montre qu'on peut facilement réaliser ce genre de compensation avec un minimum de pertes pour des ROS obtenus sur l'antenne de base inférieurs à 10. Une application directe pour élargir la bande passante d'une

antenne avec des ROS inférieurs à 2 est parfaitement envisageable. Le circuit bouchon doit également pouvoir être remplacé par un résonateur à ligne ouverte ou fermée. Les pertes obtenues par rapport à une résonance directe sur chacune des 2 fréquences sont celles qu'aurait un coupleur d'antenne optimisé c'est-à-dire moins de 0,2 à 0,5 dB.

Cette technique utilisée dans diverses applications commerciales n'ayant pas d'appellation fixée, je propose de la baptiser "bouchonnage de goulot" compte tenu de sa position au point d'alimentation de l'antenne.

3-3 Les résonances multiples contrôlées par "traps"

Ce principe est largement utilisé dans les antennes à résonances multiples depuis de très nombreuses années. Il est d'une très grande souplesse tant pour la conception que pour la mise au point sur le terrain.

Il s'agit de placer un circuit LC parallèle (bouchon plus connu sous l'appellation de "trap") au nœud de courant du brin vertical à la fréquence choisie. La très haute impédance obtenue isole tous les brins situés au dessus du brin de base. Cette impédance s'exprimant par $Q^2 L^2 (2\pi F)^2$ est d'autant plus élevée que L est grand mais les pertes associées ayant la même proportionnalité, on cherchera à obtenir la plus grande indépendance possible entre les brins pour des pertes raisonnables. Plus L est grand plus courte est la longueur de brin additionnel à placer au dessus du trap pour obtenir la résonance à une autre fréquence.

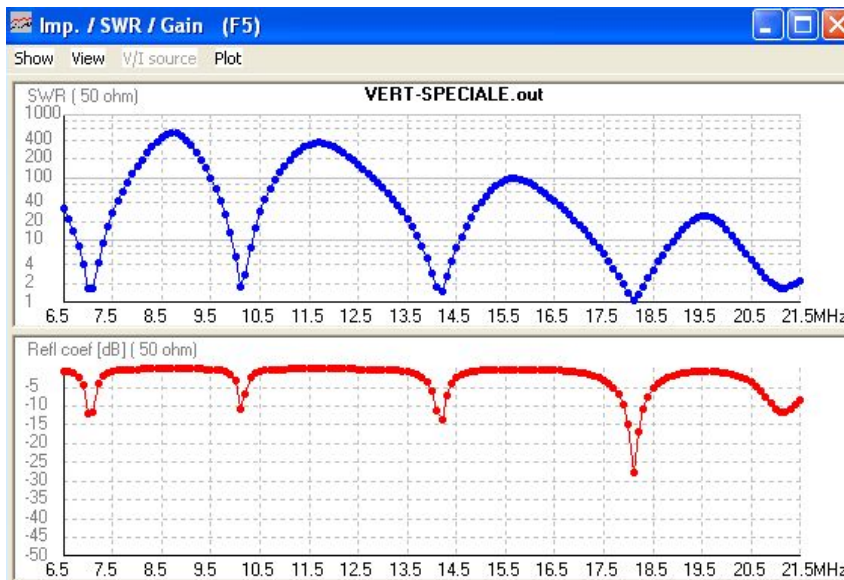
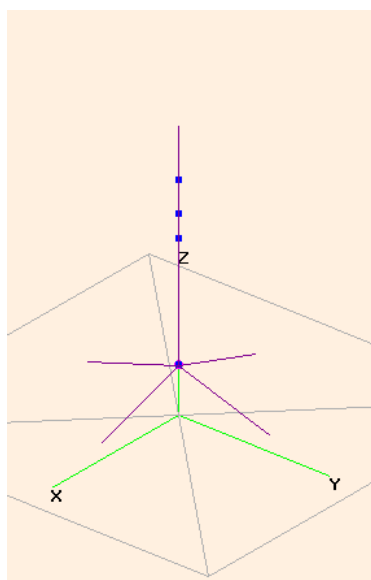
Le raisonnement peut ainsi se poursuivre de proche en proche sachant qu'on obtient dans ce cas pour N taps N+1 résonances.

4- Exemple de réalisation à résonances multiples :

L'objectif fixé est d'obtenir 5 résonances à 7,05 MHz, 10,15 MHz, 14,2 MHz, 18,15 MHz et 21,2 MHz. Le principe retenu est de partir d'une longueur de radians de 3,2m qui devrait s'adapter à toutes les fréquences exploitées. Les 4 radians sont à 90° les uns des autres et le brin vertical de base sera calculé pour résonner seul à 19,5 MHz la technique de bouchonnage de goulot étant employée pour rechercher les résonances à 18,15 MHz et à 21,2 MHz (L= 0,133µH et C= 497pF). On retiendra ainsi 3 traps additionnels pour réaliser les autres résonances. La trap de base résonne à 19,5 MHz (L= 5µH et C=13,3 pF) la trap intermédiaire résonne à 14,2 MHz (L= 5µH et C= 25 pF) et la trap supérieure résonne à 10,15 MHz (L= 7µH et C= 35 pF) Les longueurs de brins intermédiaires permettent d'obtenir les résonances d'antennes désirées. Les Q de selfs sont tous fixés à 250.

Le choix de la valeur de self relativement élevée pour la trap 19,5 MHz vient de la nécessité d'obtenir une isolation suffisante du brin de base par rapport aux autres de 18 à 21,5 MHz. Le ROS final serait plus important pour des valeurs plus faibles.

Les résultats de simulation obtenus montrent des valeurs satisfaisantes pour des longueurs de brin successives de 3,82m à la base, 0,71m entre la trap inférieure et l'intermédiaire, 1,04m entre la trap intermédiaire et la supérieure et 1,70m pour le brin supérieur. La hauteur totale de la partie verticale est ainsi de 7,27m. L'ensemble des performances obtenues par simulation 4nec2 est résumé dans les tableaux et graphiques suivants :



Freq. (MHz)	Gain max @ élév. (dBi)	(degrés)	Resist. (Ohms)	R.O.S ()	Dissip. (% de Pin)	Efficacité Ray. en %	Pertes dB/diss.	Bilan /Pe (dBi-pertes)
7,05	-1,4	25	52,5	1,05	11	22	-0,51	-1,91
10,15	-1,6	25	63,3	1,27	23,7	20,9	-1,17	-2,77
14,2	-0,7	23	57,7	1,15	17	24,6	-0,81	-1,51
18,15	-0,2	23	36,5	1,37	12,3	27,7	-0,57	-0,77
21,2	0,6	21	75,4	1,51	4,2	30,2	-0,19	0,41

Cet exemple illustre parfaitement les limites de performances qu'on pourrait obtenir sous forme de compromis pour alimenter l'antenne à travers du câble coaxial en minimisant les pertes de transmission. L'inconvénient de ce système apparaît à travers la dissipation perdue dans les traps allant jusqu'à 24,6% à 10,15 MHz. Cela signifie que

pour 100w disponible au point d'alimentation seuls 75,4w sont rayonnés ce qui correspond à une perte de 1,2 dB et une PIRE de 52,5 w à 25° d'élévation. Ce n'est pas si mal pour un cas extrême, l'autre étant à 21,2 MHz avec 95,8 w rayonnés (0,2 dB de pertes) et 110w de PIRE à 25° d'élévation.

S'agissant d'un exemple, de meilleurs résultats pourraient être obtenus avec des conducteurs de diamètre différents et des valeurs de selfs plus faibles pour les traps avec une longueur totale de brin vertical un peu plus longue. Le brin de base pourrait être avantageusement remplacé par un tube de 10mm à 15mm ce qui élargirait la bande passante autour de 19,5 MHz et rapprocherait les résonances du bouchon de goulot.

5- Comparaison de réalisations possibles :

Il existe suffisamment de possibilités de réalisation d'antennes verticales exploitables sur plusieurs bandes de fréquence pour trouver la solution la plus adaptée aux besoins exprimés dans une installation fixe ou portable. La première approche consiste à déterminer les longueurs de radians qui pourront être installées sachant que, relativement à la longueur d'onde, il y a un rapport de 10 entre les valeurs à 3 et 30 MHz. Une solution unique ne tendra à faire résonner l'antenne en demi onde que sur la fréquence la plus basse au détriment d'un fonctionnement quart d'onde sur la plus élevée. Une option plus raisonnable consiste à choisir 2 longueurs associées à 2 antennes différentes en affectant les bandes 80m, 40m et 30m sur l'une et 20m, 17m, 15m, 12m et 10m sur l'autre.

Une autre option de choix consiste à fixer le mode de fonctionnement du brin vertical soit en résonances multiples à partir de traps pour obtenir une impédance quasiment adaptée à la base soit d'adapter un brin seul par coupleur à la base. La différence entre les 2 solutions est essentiellement basée sur une répartition des pertes par dissipation dans les composants passifs des traps et des coupleurs. Pour une meilleure appréciation des performances on effectuera un bilan de transmission et de rayonnement complet à partir de la sortie d'un émetteur pour une longueur de câble coaxial fixée par exemple à 15m de RG8 50 Ohms à faible perte. On retiendra une hypothèse d'adaptation parfaite dans le cas d'utilisation d'un coupleur d'antenne à la base du fouet et d'un ROS maximum de 1,5 à ce même endroit pour une antenne à traps.

Les solutions de type 5/8 ou 7/8 d'onde étant typiquement adaptées à des exploitations sur une seule bande de fréquence ne sont pas prises en compte dans cette comparaison.

Toutes les solutions analysées sont implantées à 1,5m du sol (à ajouter à la hauteur du fouet vertical pour obtenir la hauteur globale) avec radians légèrement inclinés. Les pertes du coupleur sont fixées au minimum entre les 2 solutions les plus appropriées en Pi passe bas ou en Té passe haut. Le Q des selfs du coupleur est fixé à 150.

- **Solution1** : A comparer particulièrement avec la solution à traps sur Les 7 bandes 7 à 21 MHz

Fouet : 6m, radians 3,7m + bouchon de goulot L=0,7μH (Q=200) et C=250pF

Fréquence MHz	Impédance Ohms	Gain et dissip.		Adapt. Pi passe bas				Adapt. Té passe haut				Bilan/Pe dBi-Pert.
		dBi	diss %	Ce/pF	Ls/μH	Ca/pF	Pert.	Ce/pF	Lp/μH	Ca/pF	Pert.	
7,05	14-j453	-1,3	2,3	708	9,8	5	0,97	29,2	6,66	1000	1,35	-2,37
10,15	31-j62	-0,8	8,6	276	1,32	15	0,15	156	0,85	700	0,15	-1,34
14,2	63-j106	0,16	3,1	193	59	1,1	0,1	97,3	0,82	500	0,13	-0,08
18,15	165+j307	0,85	0,2	63,7	1,65	70	0,13	54	3,05	200	0,05	0,79
21,2	547+j779	1,28	0,02	191,4	1,5	50	0,31	38,1	1,93	20	0,09	0,97

-**Solution 2** : Couverture des 8 bandes 80m par 2 antennes indépendantes en station fixe ou une seule facilement modifiable en portable pour passer d'une configuration à l'autre en ajoutant du fil ou en dépliant un tube d'aluminium supplémentaire et en rallongeant les radians (fermeture de straps par exemple)

-Configuration 10m à 20m : Fouet de 4m (diamètre 20mm) et radians de 3m de long en fil de 4mm :

Fréquence MHz	Impédance Ohms	Gain et dissip.		Adaptation Pi passe bas				Adapt. Té passe haut				Bilan/Pe dBi-Pert.
		dBi	diss %	Ce/pF	Ls/μH	Ca/pF	Pert.	Ce/pF	Lp/μH	Ca/pF	Pert.	
14,2	22,9-j170	0,23	0	294	1,93	10	0,28	41,6	1,23	500	0,4	-0,05
18,15	39,8-j40	0,71	0	105	0,54	10	0,05	147	0,41	500	0,08	0,66
21,2	62+j55	1,01	0	39,2	0,5	140	0,04	303,7	1,13	150	0,01	1,00
24,95	115+j189	1,36	0	52	0,92	70	0,1	81,2	1,29	60	0,02	1,34
28,5	247+j361	1,67	0	37	1,08	40	0,13	44,4	1,13	30	0,05	1,62

-Configuration 30m à 80m : Fouet de 10,5m (diamètre 20mm) avec capacité terminale de 4 brins orthogonaux de 50cm chacun et radians de 6,5m de long en fil de 4mm. Cette hauteur est choisie pour ne pas dépasser les limites administratives de 12m compte tenu du mat de 1,5 m à la base.

Fréquence MHz	Impédance Ohms	Gain et dissip.		Adaptation Pi passe bas				Adapt. Té passe haut				Bilan/Pe dBi-Pert.
		dBi	diss %	Ce/pF	Ls/μH	Ca/pF	Pert.	Ce/pF	Lp/μH	Ca/pF	Pert.	
3,7	14,8-j444	-1,8	0	1315	18,3	10	0,91	57,2	12,5	1500	1,29	-2,71
7,05	55,4-j5.9	-0,1	0	83,4	0,64	120	0,02	887,3	1,61	1500	0,02	-0,12
10,15	272+j431	0,75	0	261	2,92	120	0,19	108,4	3,6	80	0,06	0,69

- **Solution 3** : Antenne 30m à 80m de hauteur 18m et présentant des impédances répondant aux exigences de faible pertes pour les coupleurs associés. Cette configuration pourrait avantageusement remplacer son homologue de la solution 2.

Fouet de 16,5m en tube de 24mm de diamètre avec capacité terminale en 4 brins orthogonaux de 50 cm chacun et radians de 5,5m en fil de 4mm :

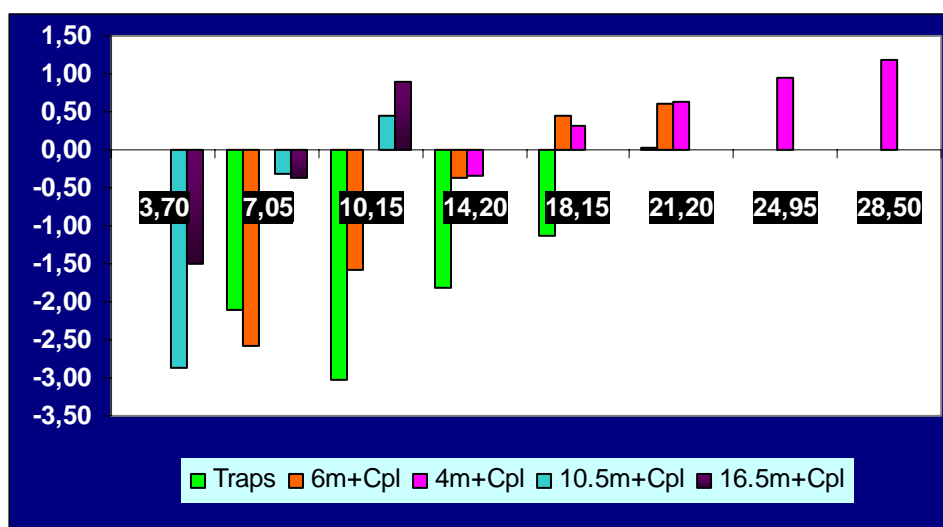
Fréquence MHz	Impédance Ohms	Gain et dissip.		Adaptation Pi passe bas				Adapt. Té passe haut				Bilan/Pe dBi-Pert.
		dBi	diss %	Ce/pF	Ls/μH	Ca/pF	Pert.	Ce/pF	Lp/μH	Ca/pF	Pert.	
3,75	79,4+j0,4	-1,1	4,96	195,2	2,14	450	0,03	977,5	3,1	1500	0,04	-1,35
7,05	66,2+j0,5	-0,1	0,79	98,2	1,11	235	0,03	540	1,72	1000	0,03	-0,16
10,15	1073+j395	1,28	0,25	76	3,8	70	0,14	68,6	3,94	100	0,13	1,14

L'avantage souhaité par rapport à une solution 12m est significatif sur 80m (1,36dB) et la perte par rapport à une antenne résonant à 3,75 MHz avec des radians de 5,5m est de l'ordre de 1,7dB ou de 2dB dans le meilleur cas (Voir tableau de la page 1) sachant qu'il faudrait pour y arriver déployer des fouets de 32m à 34m ce qui est loin d'être évident !

Tableau de comparaison récapitulatif :

Les performances de rayonnement des 5 antennes comparées alimentées par les 15m de câble coaxial retenus sont résumées dans le tableau et le graphique suivant :

Fréquence (MHz)	Pertes du câble :		Antenne a traps 7,3m			Fouet 6m+Coupl.		Fouet 4m+Coupl.		Fouet 10m5+Coupl.		Fouet 16m50+Coupl.	
	dB /100m	dB/Long.	Bilan/Pe	/ cable	Tot./Ps	Bilan/Pe	Tot./Ps	Bilan/Pe	Tot./Ps	Bilan/Pe	Tot./Ps	Bilan/Pe	Tot./Ps
3,70	0,98	0,15											
7,05	1,37	0,21	-1,91	0,21	-2,11	-2,37	-2,58			-2,71	-2,86	-1,35	-1,50
10,15	1,66	0,25	-2,77	0,26	-3,03	-1,34	-1,59			-0,12	-0,33	-0,16	-0,37
14,20	1,99	0,30	-1,51	0,30	-1,81	-0,08	-0,38	-0,05	-0,35	0,69	0,44	1,14	0,89
18,15	2,26	0,34	-0,77	0,35	-1,12	0,79	0,45	0,66	0,32				
21,20	2,45	0,37	0,41	0,40	0,02	0,97	0,60	1,00	0,63				
24,95	2,67	0,40						1,34	0,94				
28,50	2,87	0,43						1,62	1,19				



Les variations de gain sont d'autant plus importantes que la fréquence est basse ce qui est normal compte tenu des contraintes de dimensions réalistes qui ont été prises en compte. L'antenne à traps met bien en évidence son handicap de pertes importantes tout en ayant un comportement encore très honorable.

- 6 Conclusion :

Ces simulations de performances n'étant données qu'à titre indicatif ont montré que des réalisations simples pouvaient donner des performances acceptables à condition de limiter le nombre de gammes de fréquences exploitées par chaque antenne. L'antenne verticale universelle semble être encore du domaine de l'utopie. L'importance des radians étant largement expliquée il faut également savoir qu'il doit être possible d'améliorer les résultats en passant à 6 ou 8 radians au lieu de 4. De même, en réalisation pratique et compte tenu des effets de peau des conducteurs employés on peut obtenir un avantage certain en augmentant les diamètres des tubes constituant le fouet. Le problème se situant à ce moment là au niveau du prix des matériaux à acheter pour la réalisation pratique.

Il y a encore du travail d'optimisation à faire en sachant orienter son choix à partir de ces résultats.