

# L'ANTENNE GROUND-PLANE

## *Comment fonctionne-t-elle ?*

Robert BERRANGER, F5NB

*Si vous demandez à un OM ce qu'est l'antenne Ground-Plane, il vous répondra sûrement "c'est un monopôle vertical quart d'onde dont le plan de sol a été remplacé par des radians quart d'onde disposés symétriquement". Physiquement, ce n'est pas faux, mais cette simple définition ne nous renseigne pas sur le fonctionnement réel de cette antenne. Nous allons voir qu'il est plus compliqué qu'il y paraît.*

### **Préambule.**

Pour simplifier les analyses, les systèmes antennaires que nous allons examiner seront tous constitués de fils conducteurs parfaits d'un diamètre égal à  $\lambda/10\,000$ . La ligne d'alimentation sera isolée du système par un transformateur parfait 1/1 (sinon, elle ferait partie du système antennaire).

### **Monopôle vertical quart d'onde sur plan de sol parfait.**

C'est une vue de l'esprit, mais c'est un bon point de départ.

Prenons une plaque parfaitement conductrice, horizontale, et de très grandes dimensions devant la longueur d'onde. Au centre, érigeons verticalement un monopôle quart d'onde. L'alimentation du système est faite entre la base du monopôle et la plaque conductrice.

Ce système a les propriétés suivantes :

- Résistance de rayonnement =  $36,5 \Omega$
- Impédance d'alimentation identique puisque faite au ventre de courant, et antenne à la résonance.
- Directivité = 3,28, soit un gain de 5,15 dBi (élévation =  $0^\circ$ ).
- Diagramme de rayonnement situé entièrement du côté monopôle du plan de sol (la plaque conductrice).

Si l'on compare ce système antennaire à un dipôle  $\lambda/2$ , son impédance semble paradoxale. En effet, sachant que la résistance de rayonnement est proportionnelle au carré de la longueur d'un brin rayonnant inférieur au quart d'onde, que la fonction de répartition du courant est la même dans le quart d'onde et la demie onde, et que l'impédance du dipôle  $\lambda/2$  en ligne est de  $73 \Omega$ , notre monopôle quart d'onde étant de longueur moitié devrait avoir une résistance de rayonnement de  $18,25 \Omega$  (le quart). Or elle est de  $36,5 \Omega$ . Pourquoi ?

### ***Résistance de rayonnement.***

De fait, le monopôle aurait une résistance de rayonnement de  $18,25 \Omega$  s'il était disposé en espace libre. Or, la proximité du plan de sol parfaitement réflecteur et infini va modifier le rayonnement, et donc la résistance de rayonnement.

La méthode utilisée habituellement pour déterminer la résistance de rayonnement consiste à calculer la puissance rayonnée en fonction du courant en intégrant la totalité du flux du vecteur de Poynting traversant la surface d'une sphère ayant un rayon très grand devant  $\lambda$  et comme centre l'antenne. Une fois connue cette puissance  $P$ , on obtient la résistance de rayonnement à partir de la relation  $R_R = P_{(eff)} / I_{(eff)}^2$  <sup>(1)</sup>. En appliquant cette méthode au quart d'onde en espace libre, on trouve une résistance de rayonnement de  $18,25 \Omega$ . Elle est correcte, car le quart d'onde rayonne dans un espace sphérique.

Concernant le monopôle proche d'un plan de sol parfait, le rayonnement se fait dans une moitié de sphère. Par rapport à l'espace libre, il y a donc un facteur 2 qui double la résistance de rayonnement, soit  $36,5 \Omega$ . En effet, en intégrant le flux du vecteur de Poynting dans une demie sphère seulement, on obtient une puissance rayonnée divisée par deux pour les mêmes valeurs de flux relatif ( $d\Phi/ds$ ), donc du courant dans le monopôle. Si pour  $I$  constant,  $P$  est divisée par deux, alors  $R_R$  est multipliée par deux.

### ***Directivité.***

Comparons notre monopôle au sol avec le même en espace libre, **pour une même puissance rayonnée**. Pour le monopôle au sol, comme sa résistance de rayonnement est double, le courant est divisé par racine de deux, et donc le champ électrique aussi. Ceci entraînerait normalement une directivité divisée par deux, soit un gain diminué de 3 dB. Mais, à courant égal dans le monopôle, un plan de sol parfaitement conducteur a pour effet de multiplier par 2 le champ électrique <sup>(2)</sup>, soit une directivité (puissance) multipliée par quatre (gain de +6 dB). Au final, par rapport à un monopôle  $\lambda/4$  (ou un dipôle  $\lambda/2$ ) en espace libre, la directivité est multipliée par deux ( $\times 4, \div 2$ ) et est donc de 3,28 (gain de 5,15 dBi). Ceci semble évident par ailleurs, puisque la puissance n'étant rayonnée que dans une demie sphère, cela entraîne un doublement de la directivité.

### **Monopôle quart d'onde en espace libre avec contreponds idéal.**

C'est une autre vue de l'esprit, mais utile également pour comprendre la suite.

Nous avons déjà évoqué le quart d'onde en espace libre. Il pose un problème d'alimentation avec un émetteur qui exige de débiter dans un dipôle électrique. Nous obtiendrons ce dipôle en ajoutant au système antennaire un contreponds, que nous supposons parfait, donc avec les caractéristiques suivantes :

- impédance électrique nulle
- résistance de rayonnement nulle
- volume occupé nul

On conçoit que ce contreponds soit théorique.

Dans ces conditions, le monopôle quart d'onde a une résistance de rayonnement (et d'alimentation) de  $18,25 \Omega$  et une directivité égale à celle du dipôle  $\lambda/2$  en espace libre, soit 1,64 (gain de 2,15 dBi), puisqu'il rayonne dans un volume sphérique.

En conclusion, l'effet d'un plan de sol parfait sur un monopôle quart d'onde est de doubler la résistance de rayonnement et la directivité du même monopôle placé en espace libre.

Tout ce qui vient d'être dit est résumé sur la figure 1.

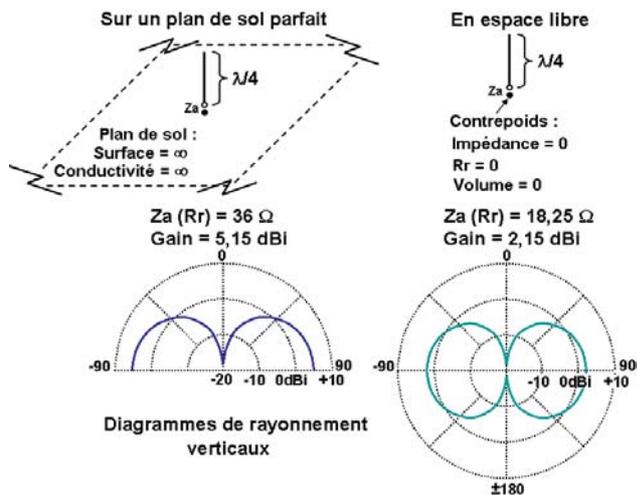


Figure 1.

Noter que pour une antenne constituée d'un brin rayonnant strictement vertical, le diagramme de rayonnement horizontal est omnidirectionnel. C'est pourquoi nous n'en parlerons pas.

### L'antenne GROUND-PLANE.

Elle est constituée d'un monopôle rayonnant et d'un contrepois. Elle peut être disposée indifféremment en espace libre ou en présence du sol jusqu'à en être très proche. Ses caractéristiques antennaires (impédance, gain) seront très liées à la proximité et à la qualité du sol.

Le contrepois de la G-P est constitué de deux, ou plus, quarts d'onde ouverts (les radians), reliés ensemble, disposés en ligne symétriquement et dans un plan perpendiculaire au quart d'onde rayonnant. Ce système de contrepois n'est pas parfait : s'il a une impédance électrique très faible, il a des dimensions non négligeables et sa résistance de rayonnement ne sera pas nulle.

Pour notre étude, nous prendrons pour le contrepois un système de quatre radians coplanaires disposés à 90° l'un de l'autre, perpendiculairement au monopôle. La longueur des radians et du monopôle sera de 5,25 m (dia 2 mm) et la fréquence de travail se situera dans la bande des 20 mètres. La G-P ainsi constituée est représentée sur la figure 2.

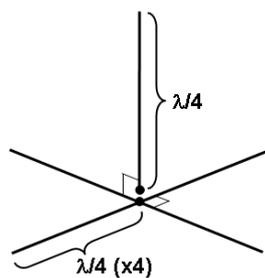


Figure 2.

### La GOUND-PLANE en espace libre.

Ses caractéristiques sont proches de celles du monopôle quart d'onde en espace libre. Pour notre exemple, nous obtenons :

- résistance d'alimentation = 23 Ω
- gain = 1,35 dBi (-0,8 dBd)
- diagramme de rayonnement proche de celui d'un doublet élémentaire parallèle au monopôle.

Nous constatons que l'impédance d'alimentation est plus élevée que la résistance théorique de  $18,25 \Omega$ . A cela, deux causes.

En ce qui concerne la première, nous remarquerons que les radiaux occupent un volume important et sont parcourus par le courant de retour du monopôle. Si nous prenons deux radiaux de directions opposées, les courants étant en phase, *a priori* il n'y aurait pas de rayonnement lointain. Ceci est vrai dans un plan sécant perpendiculaire aux radiaux. Mais en s'écartant de l'angle de  $90^\circ$ , du fait de la longueur non négligeable des radiaux, la compensation n'est plus parfaite et il y a un peu de rayonnement lointain (diagramme en forme de trèfle à 4 feuilles dans les deux plans). Le système de radiaux présente alors une résistance de rayonnement non nulle qui s'ajoute à celle du monopôle. Un calcul grossier nous donne une  $R_r$  de  $2 \Omega$  pour deux radiaux et une  $R_r$  de  $1 \Omega$  pour quatre radiaux (elle est divisée par deux à chaque doublement du nombre de radiaux, ce qui est confirmé par le simulateur qui nous donne  $R_a = 24 \Omega$  avec deux radiaux, et  $23 \Omega$  avec quatre radiaux). On néglige la surface des radiaux (pas de réflexion).

Pour la deuxième cause, il existe un couplage (champs réactifs) entre le monopôle et les radiaux, entraînant une impédance mutuelle de  $+3,5 \Omega$  environ qui s'ajoute au système <sup>(3)</sup>. Cette impédance mutuelle correspond au changement de la fonction de rayonnement résultant du couplage. Par rapport au monopôle parfait en espace libre, la différence de directivité est d'environ  $-17\%$  ( $-0,8$  dB au simulateur) <sup>(4)</sup>, ce qui correspond au rapport entre  $3,5 \Omega$  et  $18,25 \Omega$ , aux arrondis près <sup>(5)</sup>. Noter que l'impédance mutuelle ne change pas en fonction du nombre de radiaux, tant que ceux-ci ont une surface réfléchissante négligeable, car la totalité du courant dans le plan des radiaux est constante (plan de révolution autour du brin vertical).

### La GOUND-PLANE en présence d'un plan de sol parfait.

Nous analyserons (au simulateur) son comportement en fonction de la distance entre le plan de sol et le plan des radiaux qui lui est parallèle. Nous prendrons des distances de  $0,0025 \lambda$ ,  $0,025 \lambda$ ,  $0,1 \lambda$ ,  $0,25 \lambda$  et  $0,5 \lambda$ . Noter que le point commun des radiaux n'est pas relié au plan de sol. Les résultats sont dans le tableau de la figure 3.

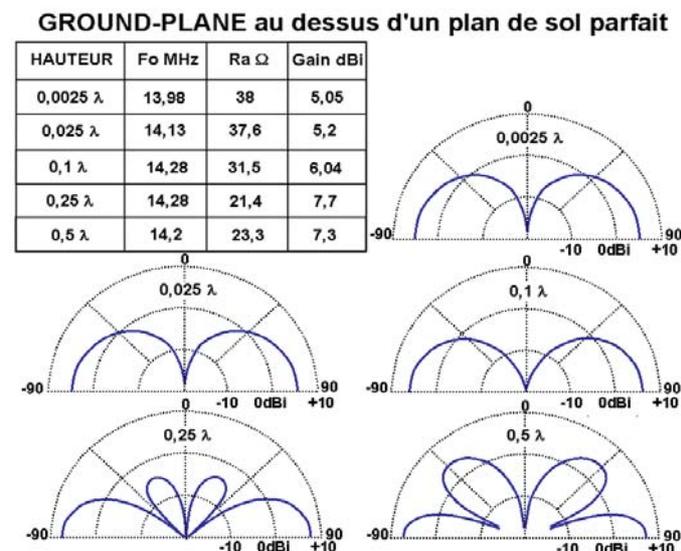


Figure 3.

Quand la ground-plane est très proche du plan de sol nous avons les mêmes résultats qu'avec un monopôle sans radian relié directement au plan de sol. Dès que nous nous en éloignons, l'impédance d'alimentation diminue pour rejoindre, après le quart d'onde et avec quelques ondulations, celle de la G-P en espace libre. La fréquence d'accord diminue <sup>(6)</sup> et le gain

augmente jusqu'à représenter +6 dB par rapport à l'espace libre. Cela est parfaitement cohérent, puisque le coefficient de réflexion d'un plan de sol parfait est de 1, ce qui double la valeur du champ électrique. Nous retrouvons notre raisonnement sur l'impédance et le gain du monopôle sur plan de sol parfait. Avec une résistance d'antenne de 36,5  $\Omega$ , le gain est de 3 dB, et il est de 6 dB avec une résistance de 18,25  $\Omega$ , puisque le courant a augmenté de 1,41 fois (donc le champ électrique aussi).

Tout ceci constitue d'excellents résultats, mais il ne faut pas pavoiser, car avec un sol réel, les choses vont sérieusement se dégrader.

### La GOUND-PLANE en présence d'un sol réel.

Avant de voir le comportement de notre G-P, commençons par rappeler quelques notions sur la propagation des ondes électromagnétiques dans un milieu semi conducteur comme un sol réel.

#### *Propriétés électriques d'un milieu.*

Elles sont définies par deux valeurs :

- la conductivité ( $\gamma$ ), exprimée en Siemens. C'est l'inverse de la résistivité, laquelle étant exprimée en ohms par mètre ( $\Omega.m$ ).
- la permittivité ( $\epsilon$ ) exprimée en Farads par mètre (F/m).

Un conducteur parfait a une conductivité infinie et une faible permittivité.

Un isolant parfait a une conductivité nulle et une permittivité constante (sans hystérésis).

Pour une conductivité  $\gamma$  donnée, un milieu se comporte d'autant mieux comme un isolant, et d'autant moins bien comme un conducteur, que la fréquence est plus élevée.

Nous avons sur la figure 4 les paramètres de quelques milieux qui caractérisent le sol. La fréquence de coupure  $F_C$  est la fréquence pour laquelle le milieu passe d'un état plutôt conducteur à un état plutôt isolant. Nous remarquerons que pour les sols usuels, cette fréquence se situe dans la bande HF.

milieu	$\epsilon$	$\gamma$	$F_C$ (MHz)
Eau de mer	80	1 à 4	230 à 1000
Eau douce	80	$10^{-3}$ à $10^{-2}$	0,23 à 2,3
Terrains cultivés	10 à 30	$10^{-2}$	18 à 60
Sol très sec	4	$10^{-4}$ à $10^{-3}$	0,45 à 4,5
Cuivre pur (pour comparaison)	$\approx 5$ à 10	$6.10^7$	> 100000

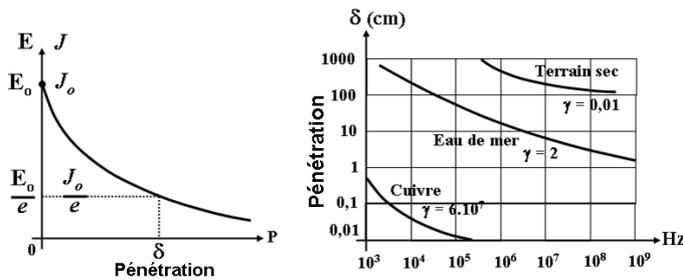
Figure 4.

#### *Propagation d'une onde électromagnétique en fonction du milieu.*

Si le milieu est parfaitement isolant et non magnétique ( $\mu = 1$ ), l'onde se propage sans amortissement à une vitesse  $v$  égale au quotient de la vitesse de la lumière dans le vide par la racine carrée de la permittivité. Dans l'air où celle-ci est très proche de 1, les ondes E-M se propagent à la vitesse de la lumière (dans le vide).

Dans un milieu semi conducteur, la conductivité n'étant pas nulle, il y aura amortissement. Celui-ci est exponentiel et on définit une profondeur de pénétration  $\delta$  qui est la distance à

laquelle l'amplitude des champs est réduite dans le rapport  $1/e$  (*affaiblissement de 1 néper*). La pénétration s'accompagne de pertes par effet Joule. La vitesse de propagation est égale à  $c/n$  et croît avec la fréquence depuis zéro jusqu'à la vitesse définie plus haut pour la fréquence où le milieu devient parfaitement isolant. L'indice  $n$  se comporte comme un indice de réfraction et dépend à la fois de la conductivité, de la permittivité et de la fréquence. Le champ E-M ne pénètre pas dans un conducteur parfait, et très peu dans un conducteur pur (effet de peau). Sur la figure 5, nous avons la profondeur de pénétration pour deux milieux semi conducteurs, et pour le cuivre.



**Profondeur de pénétration dans le cuivre ( $\gamma = 6.10^7$  S)**

Fréquence	50 Hz	10 kHz	1 MHz	100 MHz	10 GHz
$\delta$ (mm)	9	0,6	0,06	0,006	600nm

Figure 5.

**Réflexion d'une onde électromagnétique.**

Nous avons sur la figure 6 les lois de la réfraction et de la réflexion.

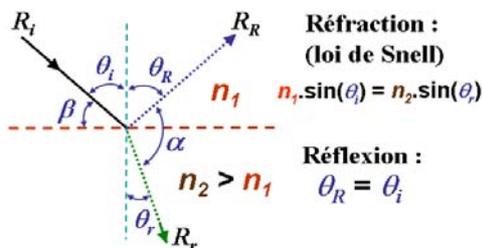


Figure 6.

Celles-ci se produisent quand l'onde change de milieu de propagation. Si l'indice de réfraction  $n_2$  est inférieur à  $n_1$ , il y a simplement réfraction ( $\theta_i - \theta_r$ ), et si  $n_2$  est supérieur à  $n_1$ , il y a à la fois réfraction et réflexion ( $\theta_R = \theta_i$ ). La proportion entre les deux phénomènes dépend de l'écart entre les indices  $n$ , mais aussi de la fréquence et de la polarisation.

**Réflexion d'une onde par le sol.**

Toute réflexion est qualifiée par deux paramètres :

- Le module du coefficient de réflexion  $\rho$  allant de 0 à 1.
- La phase du coefficient de réflexion  $\psi$  (déphasage du rayon réfléchi)

Pour une onde polarisée horizontalement ( $E //$  au plan de sol),  $\rho$  est proche de 1 et  $\psi$  proche de  $180^\circ$  pour toutes les incidences. Ils varient peu en fonction de la nature du sol et de la fréquence.

Pour une onde polarisée verticalement, la réflexion est liée à l'incidence et à l'angle de Brewster. La définition de cet angle et ses conséquences sont résumées sur la figure 7.

**Angle de Brewster:**

$n_1 \sin(\theta_i) = n_2 \sin(\theta_r)$  (loi de Snell)  
 L'angle de Brewster est l'angle  $\theta_i$  pour lequel **R** et **D** font un angle droit. Alors la réflexion est nulle. Seule subsiste la réfraction. Si  $n_1=1$ ,  $\theta_i = \text{Arc tan}(n_2)$

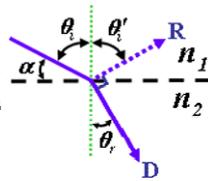


Figure 7.

Ainsi, en polarisation verticale, le coefficient de réflexion  $\rho$  est proche de 1 pour les faibles inclinaisons, passe par 0 pour l'angle de Brewster, puis remonte vers 1. Le déphasage  $\psi$  est proche de  $180^\circ$  sous l'angle de Brewster, puis se rapproche de  $360^\circ$ . L'angle de Brewster et le coefficient de réflexion sont dépendants de la nature du sol et de la fréquence, comme nous pouvons le voir sur la figure 8. Celle-ci nous donne le module et la phase du coefficient de réflexion pour deux types de sol à deux fréquences différentes.

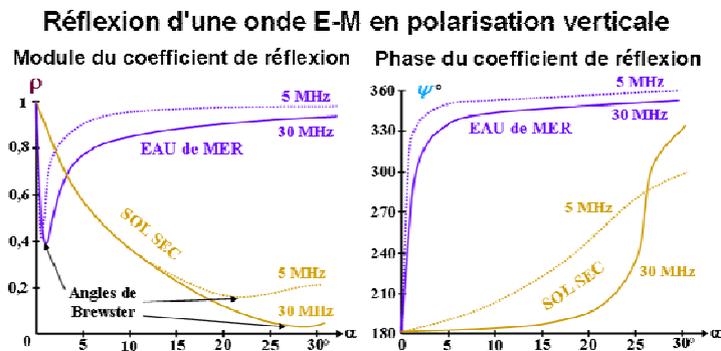


Figure 8.

A part une surface océanique (mer calme), nous sommes loin du plan de sol idéal.

**Comportement de la Ground-Plane en fonction d'un sol réel.**

Nous allons reprendre la même analyse qu'avec un plan de sol parfait, mais avec trois types de sol, eau de mer, campagne et urbain. Les résultats sont dans le tableau de la figure 9.

Ground-Plane au dessus d'un sol réel					
HAUTEUR	SOL	Fo MHz	Ra $\Omega$	Gain dBi	à site
0,0025 $\lambda$	MER	13,8	37,7	4,13	10°
	PRAIRIE	13,9	36,6	-0,52	25°
	URBAIN	14,03	35,5	-2,08	25°
0,025 $\lambda$	MER	14,13	37,7	4,36	10°
	PRAIRIE	14,2	34,7	-0,15	25°
	URBAIN	14,24	30,2	-1,33	29°
0,1 $\lambda$	MER	14,28	31,4	5,08	19°
	PRAIRIE	14,29	27,8	0,24	21°
	URBAIN	14,27	24,8	-0,46	25°
0,25 $\lambda$	MER	14,27	21,4	6,36	16°
	PRAIRIE	14,25	21,4	0,56	17°
	URBAIN	14,23	21,8	0,84	20°
0,5 $\lambda$	MER	14,21	22,7	5,41	5°
	PRAIRIE	14,22	23,3	1,85 0,33	45° 23°
	URBAIN	14,22	23,3	2,07	15°

Figure 9.

Concernant la fréquence de résonance et la résistance d'antenne, il y a peu de différence avec un plan de sol parfait. Mais, à part sur l'eau de mer, le gain diminue significativement à cause des pertes par pénétration et dissipation du rayonnement dans le sol. Les diagrammes de rayonnement que nous avons sur la figure 10 seront plus explicites que les chiffres.

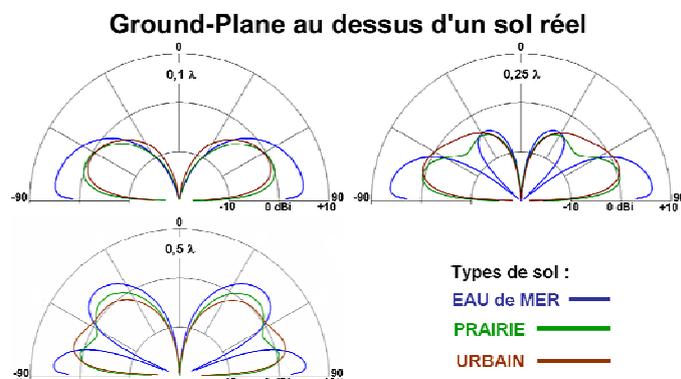


Figure 10.

Les diagrammes parlent d'eux-mêmes. On en déduira principalement que pour un trafic radioamateur, la hauteur optimale de la GP est inférieure à  $0,1 \lambda$  sur la mer, est de  $0,25 \lambda$  sur un sol campagnard et de  $0,5 \lambda$  sur un sol urbain.

### Ground-Plane montée et reliée à un mât métallique.

Quand elle est très proche du sol, le fait de relier les radians au sol avec un bout de tube métallique ne change rien aux caractéristiques du système.

Les hauteurs critiques devraient se trouver aux multiples du quart d'onde, et nous allons voir les conséquences quand on monte et connecte la G-P à un mât métallique de diamètre 30 mm, avec des hauteurs égales au quart et à la demie onde, relié ou non à un sol moyen (prairie).

a) Mât quart d'onde isolé du sol.

Dans ce cas, nous changeons de système antennaire. Le contrepois n'est plus symétrique, le mât constituant un radian supplémentaire. Le rayonnement devient complexe. La fréquence de résonance monte de 1,5%, Ra chute à  $14,5 \Omega$ , et la directivité verticale est modifiée avec deux maxima, l'un avec un gain de -5,22 dBi à  $15^\circ$ , et l'autre avec un gain de 1,25 dBi à  $55^\circ$ . Si on rallonge le brin vertical pour une résonance à 14,1 MHz, Ra remonte à  $22 \Omega$ , et le gain chute à -6,8 dBi à  $15^\circ$  et à -1,9 dBi à  $54^\circ$ . Donc, configuration à éviter.

b) Mât quart d'onde relié au sol.

Dans ce cas, il présente une impédance élevée en parallèle sur le contrepois, ce qui le perturbe peu. La fréquence de résonance monte de 0,4%. Ra chute à  $18 \Omega$ , et la directivité est peu modifiée avec un gain qui ne change pas.

c) Mât demie onde isolé du sol.

Là aussi, l'impédance ramenée est élevée et a peu d'effet sur le contrepois. La fréquence de résonance n'est pas modifiée. Ra chute très peu à  $20,9 \Omega$  et seul le gain du lobe supérieur baisse de 1 dB.

d) Mât demie onde relié au sol.

Le mât rayonne un peu. Ra remonte à  $26,5 \Omega$ , et le gain baisse de 0,5 dB.

Finalement, préférer un mât relié au sol, ce qui a l'avantage de fixer les potentiels et de faciliter la sécurisation contre l'orage (il suffit d'ajouter un éclateur aux bornes de l'antenne). Noter que la gaine extérieure du câble coaxial a le même effet que le mât si l'on n'intercale pas un balun au ras de l'antenne <sup>(7)</sup>.

## Les "Ground-Plane" 50 Ω.

L'intérêt d'augmenter l'impédance d'une Ground-Plane pour obtenir 50Ω, est de pouvoir l'alimenter sans avoir d'ondes stationnaires dans un câble coaxial.

Une première façon de le faire consiste à raccourcir les radiaux qui présentent ainsi une impédance fortement capacitive. On compensera cette réactance en allongeant le brin rayonnant pour le rendre selfique. Sa résistance de rayonnement augmente comme le carré de l'allongement, et son impédance d'alimentation augmente encore plus, car on se rapproche de l'anti-résonance (brin compris entre  $\lambda/4$  et  $\lambda/2$ ).

Voyons ce que cela nous donne avec une antenne "réaliste", composée de tubes de 20 mm de diamètre, taillés pour la bande des 20 m. Nous obtenons pour une hauteur de  $0,5 \lambda$  au dessus d'un sol moyen :

- longueur des radiaux = 1,8 m ( $0,086 \lambda$ )
- longueur du monopôle = 6,8 m ( $0,32 \lambda$ )
- $F_0 = 14,15$  MHz
- $R_a = 50,1 \Omega$
- GAIN à peine inférieur à celui d'une G-P avec radiaux  $\lambda/4$  ( $\approx -0,4$  dB)

Une telle antenne est facile à installer sur le toit d'une maison. Mais il y a un minimum de précautions à prendre. Du fait que l'impédance du contrepois est très réactive, l'accord de l'antenne sera très sensible à tout ce que l'on y connectera : longueur d'un mât métallique de fixation, relié ou non au sol, et gaine du câble coaxial d'alimentation qui remplit le même rôle (la résistance d'antenne varie aussi, mais dans de moins grandes proportions). En conséquence, cette antenne doit être isolée de son support métallique et de son alimentation en insérant un balun (faire une self de choc avec le câble coaxial en l'enroulant sur lui-même convient bien). Comme autre conséquence, elle doit être suffisamment éloignée du sol ( $> \lambda/4$ ). Ce fut ma première antenne radioamateur. Avec 100 W et la bonne période du cycle solaire aidant, j'ai eu le monde entier (radioamateur) à ma portée.

La deuxième façon consiste à faire rayonner sérieusement les radiaux, et ainsi ajouter leur résistance de rayonnement à celle du brin vertical. Nous ne pouvons plus alors parler de monopôle, mais de dipôle asymétrique. Le fonctionnement est plus proche du dipôle demie onde vertical que de la Ground-Plane.

Pour augmenter le rayonnement des radiaux, il suffit d'abaisser leurs extrémités pour qu'ils fassent un angle supérieur à  $90^\circ$  avec le brin vertical. On a une sorte de monopôle conique plus ou moins long et large par rapport à la longueur d'onde. D'un point de vue électrique, on conserve une impédance qui n'est liée qu'au rayonnement. Plus il sera long, et plus son rayonnement augmentera et donc sa résistance de rayonnement aussi. A la limite, pour un angle de  $180^\circ$ , nous obtenons un brin  $\lambda/4$  dans le prolongement de l'autre brin  $\lambda/4$ , et donc un doublet demie onde, avec une  $R_r$  de  $73\Omega$ .

Plus encore que pour la G-P avec radiaux raccourcis, ce système antennaire sera très sensible à la longueur du câble coaxial et à la longueur d'un mât métallique relié aux radiaux, qu'il soit relié ou non au sol. Selon la hauteur du mât et selon qu'il soit ou non au sol, la fréquence de résonance pourra se déplacer de  $\pm 5\%$ . Il faudra rattraper l'accord en modifiant la longueur du brin vertical. Heureusement, le ROS restera dans des limites raisonnables ( $<1,5$ ). D'un point de vue rayonnement, celui du mât étant plus élevé que celui des radiaux, le gain augmente de 1 à 2 dB. Mais, si c'est la gaine du câble coaxial qui rayonne, attention au retour de HF ! Comme on le voit, le montage d'une telle antenne n'est pas simple, et les résultats seront plus ou moins (in)attendus. C'est pourquoi elle est peu utilisée en HF. Le radioamateur préférera

une verticale avec un seul radian horizontal. Cela n'a plus rien à voir avec une Ground-Plane, mais son fonctionnement n'est pas plus simple.

### **Bibliographie.**

*Le lecteur peu familier avec les notions utilisées dans cet article lira avec intérêt les "Comment ça marche ?" sur la question publiés dans Radio-REF. Ils sont consultables et téléchargeables sur le site "<http://blog.f6krk.org>", catégorie "Bulletins / Gazettes" puis "Comment ça marche ?".*  
*Il y a aussi L. Moxon, G6XN, qui dans un livre dont je n'ai pas la référence<sup>(8)</sup> a consacré un chapitre au "Paradoxe de la Ground-Plane". Cela permet d'avoir un point de vue lié à l'approche expérimentale. Je n'en ai eu et lu qu'un extrait qui m'a donné l'envie d'écrire cet article.*

### **Notes.**

- (1)  $I_{eff}$  représente le courant d'alimentation car c'est le seul connu. Il convient dans les calculs de tenir compte de la directivité qui dépend de la répartition du courant le long de l'antenne. Selon la position du ventre de courant, on devra ensuite appliquer à  $I$  la loi de répartition du courant (cosinoïdale pour un quart d'onde additionnée à un triangle, selon l'épaisseur de l'antenne) qui donne un facteur de 1 si l'alimentation se fait au ventre de courant. Donc, on ne sait bien MESURER une résistance de rayonnement que lorsque l'alimentation se fait au ventre de courant et bien la calculer que lorsque le fil est infiniment mince (mais elle change peu avec l'épaisseur du fil, tant que celle-ci reste inférieure à  $\lambda/100$ ). Relire mon article "En présence de courant, l'antenne fait de la résistance".
- (2) Car avec un plan de sol parfaitement conducteur, l'angle de Brewster (que nous verrons plus loin) est nul. Alors le rayon réfléchi est en phase avec le rayon direct pour toutes les incidences.
- (3) Le couplage entre deux monopôles résonnants est minimum quand ils sont en ligne (doublet), maximum quand ils sont parallèles (trombone), et intermédiaire quand ils sont à angle droit (G-P).
- (4) La directivité est un rapport de puissance entre celle qui faudrait fournir à une antenne isotrope par rapport à celle pour l'antenne considérée, pour rayonner le même champ électrique lointain dans la direction du champ maxi.
- (5) Entre la directivité d'un doublet élémentaire et celle du doublet demi onde, il y a une différence de - 8,5%, ce qui correspond à une impédance mutuelle de  $80 \times 0,085 = - 6,8 \Omega$  ( $80 \Omega$  correspond à la  $R_r$  du doublet  $\lambda/2$  s'il avait la directivité du doublet élémentaire). Ainsi la  $R_r$  du doublet  $\lambda/2$  est de  $80 - 6,8 = 73,2 \Omega$ . Noter que lorsque la directivité augmente,  $R_r$  diminue, et réciproquement (comme dans le cas de la G-P).
- (6) La proximité du sol a pour effet d'augmenter la capacité de l'antenne, et donc de faire baisser la fréquence de résonance (un monopôle vertical a plus de capacité avec un plan de sol surfacique qu'avec quatre radians)
- (7) Penser à appliquer le bon coefficient de vélocité. Il n'est pas le même qu'à l'intérieur du câble coaxial ( $\approx 0,95$  pour du RG58).
- (8) Peut-être "HF ANTENNAS FOR ALL LOCATIONS".