Modélisation des antennes électriques et magnétiques du GPR EISS pour la mission Exomars
-
Modelling of EISS GPR's electrical and magnetic antennas for Exomars mission

M. Biancheri-Astier* (marc.biancheriastier@latmos.ipsl.fr)**, V. Ciarletti*, A. Reineix**, C. Corbel*, F. Dolon*,Y. Simon*, C. Caudoux*, L. Lapauw***, JJ. Berthelier*, R. Ney***

** LATMOS – Vélizy - @latmos.ipsl.fr*
*** XLIM – Limoges - @xlim.fr*
**** CNAM – Paris - @cnam.fr*

Résumés

A ce jour, en dépit des missions passées et présentes vers Mars, peu d'informations sont disponibles sur la structure et la composition du sous-sol de la planète. Le LATMOS (ex CETP) a conçu et développé, dans le cadre de la mission ESA ExoMars, un radar à pénétration de sol (GPR) baptisé EISS « Electromagnetic Investigation of the Sub Surface » ayant une profondeur de pénétration kilométrique dans le sous-sol de Mars. Le concept innovant de EISS repose, dans le cadre de la mission ExoMars, sur la présence simultanée à la surface de Mars d'une station fixe et d'un véhicule mobile qui rend possible des sondages bi-statiques du sous-sol et lui confère ainsi un certain pouvoir d'imagerie du sous-sol. Les résultats présentés sur les performances du radar reposent sur des simulations numériques (FDTD) et sur l'utilisation de modèles analytiques. Des études systématiques ont été menées de façon à optimiser le profil résistif des monopoles qui constituent l'antenne électrique émettrice. L'influence de l'angle entre ces deux monopoles, le couplage entre l'antenne électrique et le sol ont été analysés. Pour finir, une méthode d'estimation de la direction d'arrivée des échos est présentée. Elle devrait permettre à terme d'estimer en trois dimensions la position des réflecteurs enfouis dans le sous-sol.

Despite several past and present missions to Mars, very little information is available on its subsurface. The LATMOS (ex CETP) is currently developing, for EXOMARS mission, a ground penetrating radar (GPR) called EISS "Electromagnetic Investigation of the Sub Surface" which its main objective is to perform sounding of the sub-surface down to kilometric depth. The EISS innovative concept is based on the use of the fixed station (Lander) and mobile rover to conduct subsurface surveys of the area visited by the Rover, using bi-static mode. The instrument performances have been studied by numerical simulation (FDTD code) and analytical models. Results about antennas optimization, impact of the angle between the two deployed monopoles, coupling between antenna- and ground are shown. Finally a method to retrieve the direction of arrival for each detected echoes proposed that should allow the 3D location of the buried reflecting structures.

Mots clés : GPR, propagation des ondes, sous-sol, bi-statique, onde réfléchie
Key works : GPR, wave propagation, subsurface, bi-static, reflected wave.

Introduction

A ce jour, en dépit des missions passées et présentes vers Mars, peu d'informations sont disponibles sur la structure et la composition du sous-sol de la planète. Un des objectifs scientifiques de la mission européenne ExoMars (ESA) est l'exploration du sous-sol et la recherche d'éventuels réservoirs hydriques, reliques d'une activité aqueuse passée, qui pourraient, selon de nombreux modèles géologiques, avoir subsisté à des profondeurs kilométriques. Le sondage électromagnétique du sous-sol, méthode de prospection non destructive, apparaît comme la meilleure des solutions pour

tester la validité de ces modèles. C'est dans ce contexte que le LATMOS (ex CETP) a conçu et développé pour cette mission le radar à pénétration de sol baptisé EISS « Electromagnetic Investigation of the Sub Surface ».

1. La mission EISS-EXOMARS

1.1. La mission EXOMARS

La mission ExoMars, dont le lancement est désormais prévu pour 2016, est la première mission du programme Aurora mis au point par l'ESA. Aurora est un programme d'exploration spatiale qui prévoit, à long terme, l'exploration de Mars par une mission humaine.

Les objectifs scientifiques d'ExoMars sont :

- Rechercher des signes de vie passée et présente sur Mars,
- Caractériser l'environnement géochimique en fonction de la profondeur et détecter l'existence éventuelle d'eau dans des poches souterraines,
- Etudier la surface et l'environnement pour recenser les dangers potentiels pour des missions habitées futures,
- Etudier la structure des couches profondes du sol afin de mieux comprendre l'évolution et l'habitabilité de la planète Mars.

Une station fixe (Lander) ainsi qu'un véhicule (rover) seront déposés à la surface de Mars. Le véhicule portera la charge utile PASTEUR qui comprend 12 instruments. La station fixe portera la charge utile HUMBOLDT avec ses 11 instruments.

1.2. Le radar à pénétration de sol (GPR) EISS

1.2.1. Principe de l'instrument

Le radar à pénétration de sol (ou GPR acronyme Ground Penetrating Radar) baptisé EISS «Electromagnetic Investigation of the Sub Surface» a été sélectionné pour faire partie de la charge utile de la mission ExoMars. Ce radar a été conçu pour recueillir des informations sur la structure et la composition du sous-sol profond de la planète. Du fait, de la permittivité particulièrement élevée de l'eau sous forme liquide, EISS est particulièrement adapté à la détection de réservoirs d'eau liquide qui seraient susceptibles d'exister à des profondeurs kilométriques sous le pergélisol martien.

Historiquement le premier GPR HF conçu pour sonder le sous-sol de Mars à partir de la surface a été développé par le CETP dans le cadre de la mission CNES Netlander annulée en 2004 [1] [2]. Un travail de perfectionnement et de validation expérimental a été poursuivi avec le radar TAPIR « Terrestrial And Planetary Imaging Radar » qui possédait déjà un mode de fonctionnement bi-statique. Son principe repose sur l'interaction des ondes électromagnétiques avec les hétérogénéités du milieu lui permettant d'en révéler ses discontinuités afin de caractériser en profondeur l'environnement géologique dans lequel il se trouve.

L'instrument EISS est un GPR impulsionnel opérant, depuis la surface, à des fréquences centrales basses dans la gamme HF (~2-4MHz). L'utilisation de ces fréquences permet de viser des profondeurs de pénétration compatibles avec les modèles géologiques qui prévoient la présence d'aquifères liquides à des profondeurs de l'ordre du kilomètre. La résolution spatiale visée (<100 m) impose de travailler avec des impulsions relativement courtes (1µs) qui dans le domaine spectral se traduisent par une largeur de bande nécessaire de l'ordre du MHz. Il convient également de garder à l'esprit, que pour recueillir des informations sur une zone étendue du sous-sol, il est indispensable de travailler avec des antennes non directives ayant un diagramme de rayonnement large dans le sous-sol.

A ces contraintes qui sont déterminantes pour les performances du radar, s'ajoute la contrainte de masse inhérente à toute mission spatiale. L'antenne électrique HF de EISS est donc une antenne filaire constituée de monopoles amortis de 35 mètres chacun ($\lambda/4$ pour la fréquence 2.14 MHz). Les monopoles sont chargés avec un profil résistif de Wu-King optimisé afin d'obtenir une onde parcourant le dipôle purement progressive et ainsi éviter tout phénomène de 'ringing' qui entraînerait

une déformation du signal. Les deux monopoles seront déployés dans des directions opposées à la surface de Mars.

Le concept innovant de EISS repose sur l'opportunité qui lui est offerte par la présence simultanée à la surface de Mars d'une station fixe (Lander) et d'un véhicule mobile (rover). En effet, les longues antennes électriques qui sont indispensables à la transmission du signal HF dans le sol, imposent, du fait de leur longueur, d'émettre à partir d'une plateforme immobile. En contre partie, un capteur magnétique de petite taille (~10 cm) qui permet de recevoir ces signaux HF peut être installé à bord du rover mobile. Ce mode de fonctionnement bi-statique permettra d'effectuer des sondages dans une zone considérable plus étendue et de recueillir des données plus complètes sur la structure 3D du sous-sol.

EISS est donc avant toute chose un GPR mais la présence de monopoles électriques déployés sur la surface permet d'envisager d'autres modes de fonctionnement sans ajout de matériel. Les 4 modes de fonctionnement de EISS sont :

- Le sondage mono-statique du sous-sol (émission et réception sur l'antenne électrique) pour la caractérisation des structures géologiques et recherche d'éventuelles traces d'eau sous forme liquide dans la zone du sous-sol situé sous le lander
- Le sondage bi-statique du sous-sol (émission sur l'antenne électrique et réception sur l'antenne magnétique située sur le rover) pour la localisation en 3D et la caractérisation des structures géologiques profondes à l'échelle du kilomètre et recherche d'éventuelles traces d'eau sous forme liquide dans la zone du sous-sol située entre le rover et le lander,
- La mesure d'impédance d'un monopole électrique pour l'estimation des caractéristiques géologiques du proche sous-sol,
- La mesure passive sur un monopole électrique pour la détection et caractérisation des décharges électriques et pour l'étude de l'absorption des émissions galactiques HF dans les basses couches de la ionosphère.

Les résultats présentés dans ce papier ne concernent que le sondage bi-statique et la mesure d'impédance d'antenne.

1.2.2. Description schématique de l'instrument

EISS est essentiellement constitué de deux parties (Figure 1) :

- sur le lander (EISS-GPR1) avec
  - 2 monopoles électriques HF qui constitue l'antenne émettrice et réceptrice qui est utilisée pour tous les modes de fonctionnement de l'instrument
  - 1 émetteur HF pour le sondage mono-statique, le sondage bi-statique et la mesure d'impédance,
  - 1 récepteur HF pour le sondage mono-statique, la mesure d'impédance et ls mesures passives
  - 1 antenne VHF et l'émetteur VHF associé pour la mise en œuvre du mode bi-statique.

- sur le rover (EISS-GPR2) utilisé uniquement pour le mode bi-statique avec:
  - 1 capteur magnétique HF
  - 1 récepteur HF.
  - 1 antenne VHF et le récepteur VHF associé pour la mise en œuvre du mode bi-statique.

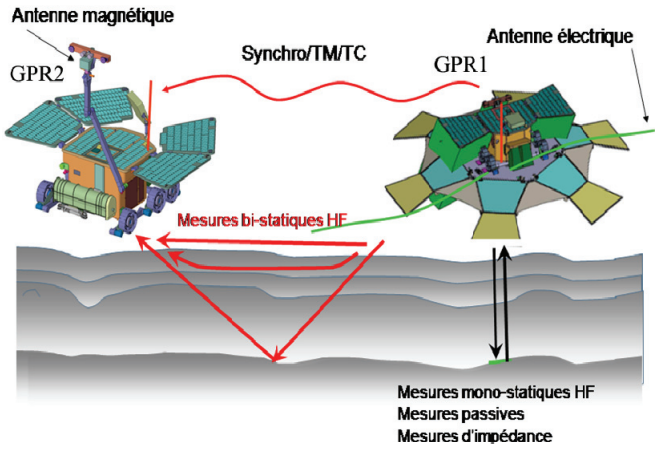


Figure 1 : Principes de fonctionnement de EISS et aperçu des différentes ondes intervenant dans le processus. EISS embarqué sur le Lander (GPR1) et le rover (GPR2) : antennes électriques (GPR1) et antenne magnétique (GPR2)

1.3. Identification des ondes recues

Dans cette section, nous allons nous intéresser à dissocier les différentes ondes reçues par le rover, soit en mode bi-statique. La figure ci-dessous nous indique les ondes intervenant dans ce mode de fonctionnement.

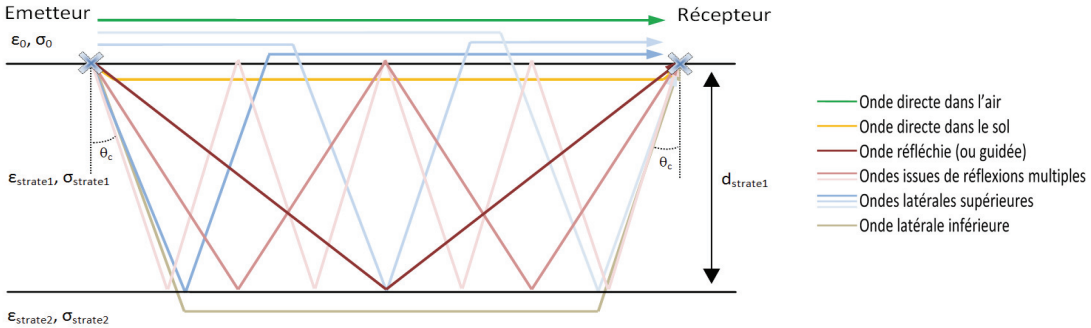


Figure 2 : Ondes intervenant en mode bi-statique

Le temps d'arrivée théorique des ondes principale est donné dans le tableau qui suit en fonction de la distance "Lander-Rover" x :

- l'onde directe dans l'air : $$tps_{AIR}(x) = \frac{x}{c} \qquad (1)$$

- l'onde directe dans le sol : $$tps_{SOL}(x) = \frac{x\sqrt{\varepsilon_{r1}}}{c} \qquad (2)$$

- les ondes réfléchies : $$tps_{REFLECHIE_n}(x) = \frac{\sqrt{x^2 + (n.2.d_{strate})^2}.\sqrt{\varepsilon_{r1}}}{c} \qquad (3)$$

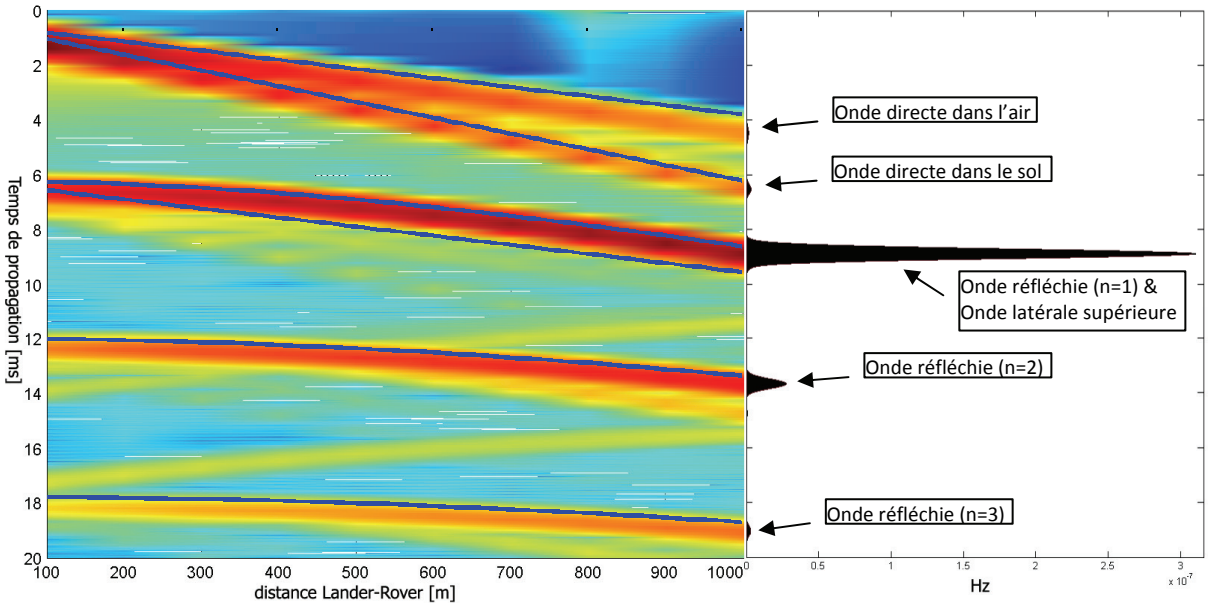


Figure 3 : Radargramme et enveloppe du signal temporel de la composante Hz reçu par le rover éloigné de 1000m du lander, dans un milieu sans perte composé d'une strate de permittivité relative $\varepsilon_{r1}=3$. Le récepteur est à 45° de l'antenne émettrice.

Le radargramme du champ temporel reçu par le rover (Figure 3) permet de mieux déterminer les échos reçus en fonction de leurs temps d'arrivées et ainsi avoir une vue d'ensemble des différentes ondes intervenant en mode bi-statique. Les temps d'arrivées théoriques des ondes ont été superposés au radargramme, nous permettant d'identifier les échos. On augmente progressivement la distance de séparation entre l'émetteur et le récepteur ρ=100-1000m. A une profondeur d_{strate}=500m, se trouve une surface métallique, permettant une réflexion maximale de l'onde dans le sous-sol (coefficient de réflexion=1).

Lorsque $\varepsilon_{r1}>\varepsilon_{r2}$, l'onde latérale inférieure existe mais dans notre environnement de simulation, nous n'avons configuré qu'une seul strate avec des couches absorbantes (PML) sur les parois de boîte de calcul : l'onde latérale inférieure ne sera donc pas présente.

2. Description de l'antenne électrique de EISS

L'impulsion HF utilisée pour sonder le sous-sol est un signal large bande et une simple antenne filaire ne pourrait pas assurer, sur toute la bande de fréquence, un courant nul à l'extrémité de chaque monopole, les réflexions inévitables en bout d'antenne entraîneraient une distorsion de l'impulsion. Pour se prémunir de ces effets néfastes, Wu, King et Shen [10] [11] [7] ont proposé une répartition de charges le long de l'antenne calculée de façon à obtenir une onde purement progressive et ainsi éliminer toute onde stationnaire potentielle.

Le rendement d'une telle antenne est très mauvais cependant puisque une grande partie de la puissance fournie à l'antenne est dissipée dans les charges réparties. Le rendement de ce type d'antenne est de quelques %.

2.1. Calcul du profil résistif de Wu-King

Il faut calculer la répartition des charges résistives le long de l'antenne qui va assurer la décroissance linéaire du courant le long du fil recherchée. Cependant l'antenne étant déployée sur le sol, un couplage non négligeable se produit et cette répartition doit être optimisée en fonction des caractéristiques ε_m (permittivité) et σ_m (conductivité) du sous-sol .

On montre que pour une antenne de longueur *L* et de rayon *a* la densité linéique des charges $\overline{z_m}(x)$ doit suivre la loi suivante (4) :

$$\overline{z_m}(x) = R_m(x) + X_m(x) = \frac{\eta_m}{2\pi}\frac{\psi_m}{L-|x|} \text{ en } \Omega/\text{m} \qquad (4)$$

$$\psi_m = 2\left[sh^{-1}\left(\tfrac{L}{a}\right) - C\left(2k_m a, 2k_m L\right) - jS\left(2k_m a, 2k_m L\right)\right] + j\frac{1-e^{-j2k_m L}}{k_m L} \qquad (5)$$

$$C(p,x) = \int_0^x \frac{1-\cos\left(\sqrt{u^2+p^2}\right)}{\sqrt{u^2+p^2}}du \quad \text{et} \quad S(p,x) = \int_0^x \frac{\sin\left(\sqrt{u^2+p^2}\right)}{\sqrt{u^2+p^2}}du \qquad (6)$$

$$k_0 = \omega.\sqrt{\mu_0.\varepsilon_0} \quad \text{et} \quad k_m = k_0\sqrt{\varepsilon_m} \qquad (7)$$

$$\eta_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} = 120\pi \quad \text{et} \quad \eta_m = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0\left(\varepsilon_m - j\frac{\sigma_m}{\varepsilon_0.\omega}\right)}} \qquad (8)$$

où :

- x est la position le long de l'antenne depuis le centre
- $R_m(x)$, $X_m(x)$ est respectivement la partie réelle et la partie imaginaire de l'impédance calculée
- L est la longueur des monopoles (35m), a est le rayon de l'antenne filaire
- η_0 , η_m est respectivement l'impédance caractéristique du vide, du milieu m proche de l'antenne
- Ψ_m est constante complexe (sans dimension) dépendant uniquement de la fréquence centrale d'émission, du milieu et de l'antenne.
- k_0 , k_m est respectivement le nombre d'onde dans le vide, du milieu environnant (7)
- ε_0, ε_m est respectivement la permittivité du vide, relative du milieu
- σ_0, σ_m est respectivement la conductivité du vide, du milieu

Les pertes par effet Joule responsables de l'amortissement de l'onde le long de l'antenne ne dépendent que de la partie réelle de l'impédance calculée

Pour la version terrestre, l'antenne filaire est réalisée soit avec du fil de cuivre de rayon 0.4mm et des résistances discrètes sondées tous les mètres (conception robuste). La version spatiale est réalisée à partir d'un ruban de kapton sur lequel est déposé un film d'aluminium dont l'épaisseur variable assure la résistivité qui augmente linéairement du centre du dipôle vers l'extrémité (conception légère).

Pour le GPR développé pour la mission CNES Netlander (annulée en 2004), l'antenne électrique avait été optimisée pour l'air ($Z_{\varepsilon=1}$) et des mesures sur sites ont été réalisées [4]. Les caractéristiques exactes du sous-sol de Mars au niveau du site choisi pour ExoMars ne sont pas connues, mais une valeur de permittivité de l'ordre de ε_{sol}=4 semble raisonnable [3].

L'antenne électrique de EISS sera posée sur le sol (Figure 4), par conséquent se trouvera à l'interface entre deux milieux de nombre d'onde k_1 pour l'air, et k_2 pour le sous-sol proche. Il est admis que le nombre d'onde équivalent dans l'antenne $k_{équival}$ (9) est égal à la moyenne quadratique de k_1 et k_2 [8]. Il en résulte que cette situation est équivalente à une antenne baignant dans un milieu de caractéristiques électriques $\varepsilon_{r_équival}$ et $\sigma_{équival}$ (10).

$$k_{équival} = \sqrt{\frac{k_1^2 + k_2^2}{2}} \qquad (9) \qquad\qquad \varepsilon_{r_équival} = \frac{\varepsilon_{sol} + \varepsilon_{air}}{2} \quad \text{et} \quad \sigma_{équival} = \frac{\sigma_{sol} + \sigma_{air}}{2} \qquad (10)$$

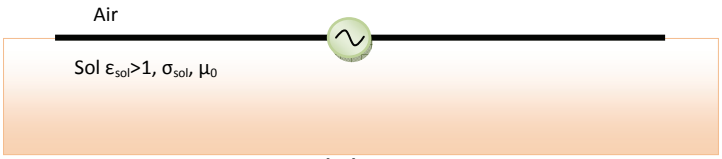


Figure 4 : Antenne filaire L>>a posée à l'interface entre l'air et un sol ε_{sol} , σ , μ_0

Les paragraphes qui suivent sont consacrés à l'étude des performances de ces antennes en terme de décroissance de courant le long de l'antenne, d'impédance effective de l'antenne et de diagramme de rayonnement. Les performances de trois profils résistifs seront systématiquement étudiées et comparées en présence de sous-sols homogènes dont la permittivité ε_{sol} prendra des valeurs différentes.

Ces trois profils sont :

- profil 1 ($Z_{\varepsilon=1}$) : optimisé pour l'air
- profil 2 ($Z_{\varepsilon=2.5}$) : optimisé pour un sous-sol de permittivité 4 (estimation du sous-sol optimiste)
- profil 3 ($Z_{\varepsilon=4}$) : optimisé pour un sous-sol de permittivité 7 (estimation du sous-sol pessimiste)

S'il est possible de déterminer analytiquement le champ rayonné par un dipôle élémentaire, le calcul du comportement d'un dipôle chargé de 70 mètres doit se faire en sommant les contributions de chaque dipôle élémentaire de 1 mètre, ce qui nécessite d'évaluer correctement le courant parcourant chacun d'eux. Tous les résultats de simulation présentés dans ce papier ont été obtenus par simulation numérique (code FDTD : TEMSI-FD développé au laboratoire XLIM de Limoges).

2.2. Diagramme de rayonnement

Nous allons ici nous intéresser aux performances de rayonnement de l'antenne constituée de deux monopoles posés sur un sol homogène pour les trois profils résistifs choisis précédemment. L'antenne est positionnée suivant l'axe Ox : le plan E et H est respectivement le plan parallèle ($\varphi=0°$ et $0°<\theta<360°$) et perpendiculaire à l'antenne ($\varphi=90°$ et $0°<\theta<360°$) (Figure 5).

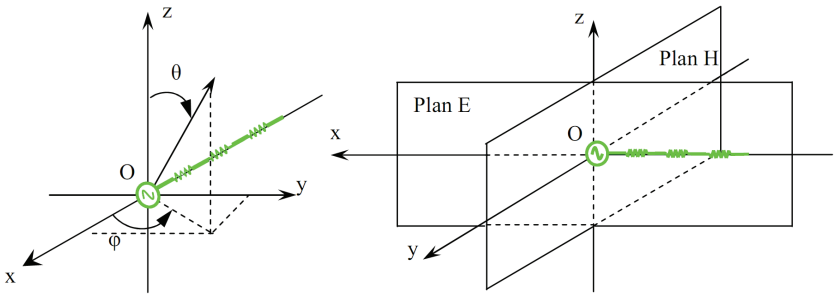


Figure 5 : Définition des angles φ et θ et des plans E et H

La formule (4) montre que les valeurs des résistances doivent diminuer lorsque la permittivité du sous-sol augmente. Des valeurs plus faibles de résistance contribuent à augmenter le rendement de l'antenne en diminuant les pertes par effet Joule. Les résultats de simulation confirment en effet que le rayonnement dans l'air ($-90°<\theta<90°$) et dans le sous-sol ($90°<\theta<270°$) augmente avec la permittivité pour lequel l'antenne a été optimisée quelque soit le sous-sol étudié (Figure 6).

La forme du diagramme de rayonnement n'apparaît pas comme un point sensible de l'optimisation de l'antenne, *a contrario* de l'impédance propre de l'antenne, de la décroissance du courant le long de l'antenne que nous allons étudier dans la suite de cet article.

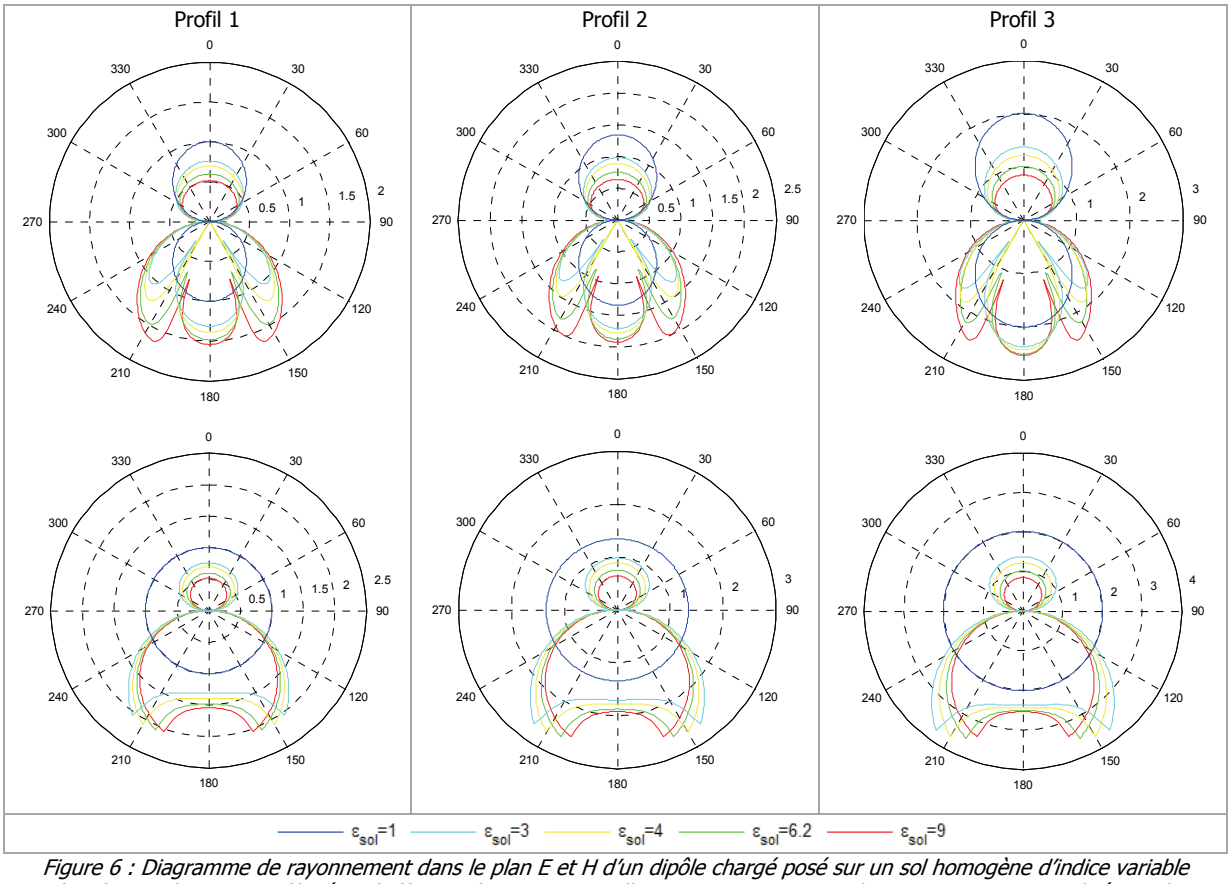


Figure 6 : Diagramme de rayonnement dans le plan E et H d'un dipôle chargé posé sur un sol homogène d'indice variable (σ=0), pour les trois profils résistifs (f=2MHz). Pour une meilleure comparaison, ces diagrammes sont normalisés par le maximum du champ électrique dans l'air avec le "profil 1", comme antenne émettrice.

3. Distribution du courant le long de l'antenne

Comme indiqué précédemment, la décroissante du courant vise à assurer à l'extrémité de l'antenne un courant nul. Cependant une décroissance trop rapide diminuerait de façon inutile le rendement déjà faible de l'antenne. La décroissance linéaire obtenue grâce au profil de Wu et King semble optimale, mais cette décroissance dépendra des propriétés du sol sur lequel l'antenne sera déployée. Il convient d'étudier le phénomène en fonction du profil choisi et de la permittivité inconnue du sol sur lequel l'antenne sera déployée

3.1. Antenne dans le vide

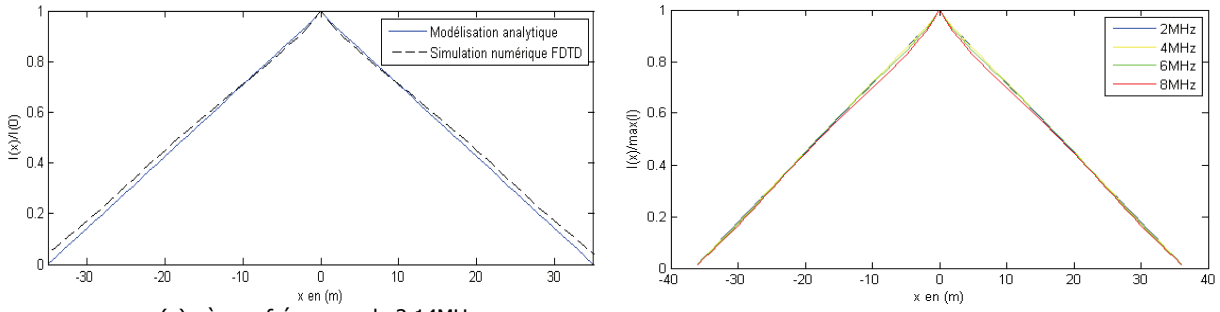
Dans cette partie, l'antenne considérée a été optimisée pour le vide et se trouve entourée de vide. D'après la théorie des antennes, le courant circulant tout le long de l'antenne (sauf au niveau du générateur : point d'injection du courant) vérifie en régime harmonique l'équation différentielle (11), que l'antenne soit posée sur le sol ou dans l'air. La solution de (11) est une onde plane progressive. La distribution de courant le long de l'antenne régit à l'expression analytique du courant (12), démontrée dans [10] [11] [7].

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2}+k_0{}^2-\frac{2jk_0}{L-x}\right).I(x)=0 \qquad (11)$$

$$I_0(x)=-\frac{2\pi V_0^e}{\eta_0\psi_0\left(1-\frac{j}{k_0L}\right)}\left(1-\frac{|x|}{L}\right).e^{-jk_0x} \qquad (12)$$

avec V_0^e : la tensions injectée au centre du dipôle

Dans l'air, l'équation (12) implique une décroissance linéaire de l'amplitude du courant circulant tout le long de l'antenne jusqu'à s'annuler en ses extrémités ce qui exclue tout phénomène de réflexion en bout de celle-ci : l'onde est purement progressive. Les simulations FDTD valident les résultats numériques obtenus sur la décroissance linéaire de l'amplitude du courant dans le vide confirmant la possibilité de négliger les réactances localisées (Figure 7-a). Cette décroissance linéaire reste valable sur toute la bande nominale de fréquence (Figure 7-b).



(a) à une fréquence de 2.14MHz (simulation & modélisation analytique)

(b) à différentes fréquences (simulations FDTD)

Figure 7 : Distribution du courant normalisée dans l'air avec un profil résistif optimisé pour ce milieu $Z_{Wu\text{-}King_\varepsilon=1}$

3.2. Antenne déployé sur le sol

Le fonctionnement du radar EISS impose que les antennes soient déployées à même le sol. Il est, par conséquent, indispensable d'évaluer l'influence du sol sur la distribution du courant et par la suite sur le champ rayonné.

3.2.1. Effet de la permittivité du sous-sol sur la décroissance du courant

Le profil résistif des antennes doit être choisi en fonction d'une valeur estimée a priori de la permittivité ($\varepsilon_{estimé}$) (13) , cependant les antennes seront déployées sur un sol dont la permittivité (ε_{sol}) peut être différente.

$$Z_{utilisé}(x) = \Re\left[\frac{\eta_{estimé}}{2\pi}\frac{\psi_{estimé}}{L-|x|}\right] \qquad (13)$$

Dans ces conditions, la décroissance linaire idéale Wu-King (11) ne serait plus vérifiée. Une expression analytique générale de la décroissance du courant le long d'une antenne permet une étude paramétrique du comportement du courant en fonction du sol étudié et du profil résistif choisi. Un terme correctif Δ_p (14) correspondant au rapport du profil utilisé ($Z_{utilisé}$) doit être introduit sur le profil optimisé pour le milieu présent (Z_{sol}) [5] et la solution générale de l'équation d'onde (15) s'écrit sous la forme (16) [9].

$$\Delta p = \frac{Z_{utilisé}}{Z_{sol}} = \frac{\eta_{estimé}.\psi_{estimé}}{\eta_{sol}.\psi_{sol}} \qquad (14) \qquad\qquad \left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + k_{sol}{}^2 - \frac{2jk_{sol}.\Delta_p}{L-x}\right).I(x) = 0 \qquad (15)$$

(Noter que l'on retrouve l'équation proposé par Wu-King (11) lorsque Δ_p=1. Le cas où 0<Δ_p<1 a aussi été traité dans [11])

$$I_{sol}(x) = I_{sol}(0).\left(1-\frac{x}{L}\right).e^{-jk_{sol}x}.\frac{M(1-\Delta_p,2;-2jk_{sol}(L-x))}{M(1-\Delta_p,2;-2jk_{sol}L)} \qquad (16)$$

$$I_{sol}(0) = \frac{\dfrac{2\pi}{\eta_{sol}.\psi_{sol}}}{\left(1-\dfrac{j}{k_{sol}.L} - 2\dfrac{M'(1-\Delta_p,2;-2jk_{sol}L)}{M(1-\Delta_p,2;-2jk_{sol}L)}\right)} \qquad (17)$$

où :

- M est la fonction hypergéométrique de Kummer
- $I_{sol}(0)$ est la courant injecté au niveau du générateur (17)

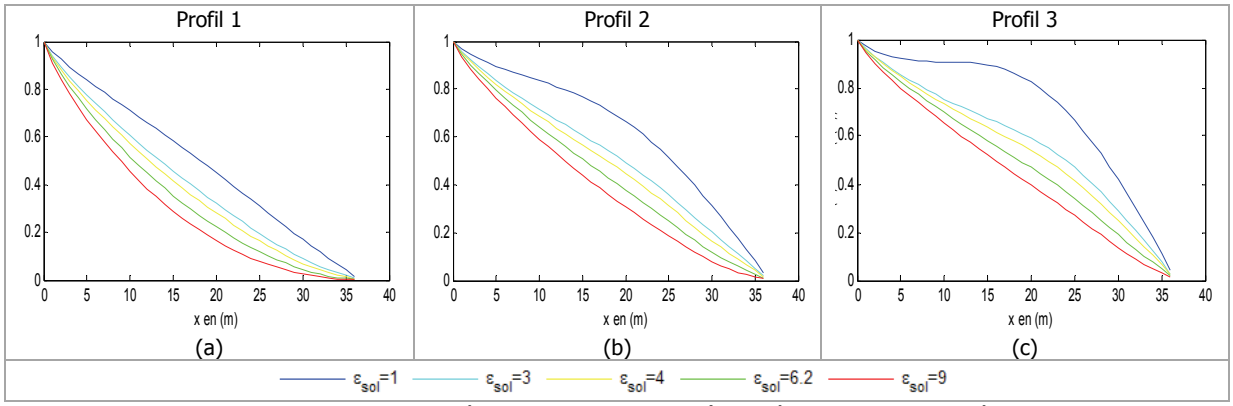


Figure 8 : Distribution du courant normalisée I(x)/I(0) le long du dipôle posé sur un sol de caractéristique $\varepsilon_{r\text{-}sol}$, σ=0, μ_0 pour les trois profils résistifs (SIMULATIONS FDTD)

Les simulations numériques confirment la forme analytique obtenue et montrent l'influence des paramètres électriques du sol sur le courant circulant dans l'antenne. Ces mesures sont susceptibles de renseigner sur les propriétés du sol. Le comportement du courant dépend notamment de l'antenne utilisée, de ce fait de l'optimisation de son profil résistif.

Lorsque l'antenne est utilisée dans les conditions qui ont servi au calcul du profil, on observe bien la décroissance linéaire attendue.

Lorsque la permittivité du milieu est plus élevée, la décroissance du courant est plus rapide (Figure 8-a) et la puissance rayonnée est plus faible. Cet effet s'accentue en présence d'un sol conducteur, puisque la conductivité est inversement proportionnelle à la résistivité du milieu. L'antenne reste à onde progressive mais n'est plus optimisée ce qui aura des répercutions sur l'impédance caractéristique de l'antenne (étudiée dans la suite de cet article).

Lorsque la permittivité du sol est plus faible qui celle escomptée, on peut voit apparaître (Figure 8-c ε_{sol}=1) une augmentation de l'intensité qui est révélatrice d'une réflexion du signal à l'extrémité de l'antenne qui va déformer l'impulsion transmise.

Il convient de choisir avec soin le profil de résistances de façon à se rapprocher du cas idéal et à éviter cette dernière situation. La difficulté provient du fait que la valeur de permittivité qui sera rencontrée sur Mars n'est pas connue *a priori*. Dans le doute, le profil 2 permettra presque sûrement d'éviter les phénomènes de résonance tout en limitant les pertes ohmiques (Figure 8-b).

3.2.2. Effet sur le champ rayonné par l'antenne

Il ne faut pas perdre de vue que l'antenne électrique est utilisée pour transmettre un signal HF qui après propagation et interaction avec les structures du sous-sol doit être recueilli au niveau du récepteur. Contrairement aux radars plus classiques pour lesquels le récepteur est connecté à une antenne électrique, EISS, en mode de sondage bi-statique, mesure grâce au capteur magnétique installé sur le rover le champ magnétique. De plus, ce capteur magnétique peut être orienté séquentiellement selon trois directions perpendiculaires de façon à avoir accès aux trois composantes du champ magnétique. Les simulations FDTD permettent de simuler le champ magnétique reçu en fonction du profil résistif choisi pour l'antenne électrique émettrice.

La figure 10 illustre sur la composante Hx l'influence du profil résistif sur le niveau reçu à une distance de 100m en présence d'un sol de permittivité réaliste ε_{sol}=6.2 et σ=1.86.e^{-5} S.m^{-1} d'une profondeur de 100m et d'une seconde strate de façon à générer également un signal réfléchi (Figure 9). Afin que les résultats soient représentatifs de ce qui pourrait être observé sur Mars, la simulation est faite à partir d'un modèle de sous-sol qui présente des caractéristiques réalistes. Ces caractéristiques ont été établies par le LPI à partir de l'analyse d'analogues martiens aux fréquences de fonctionnement de EISS [3].

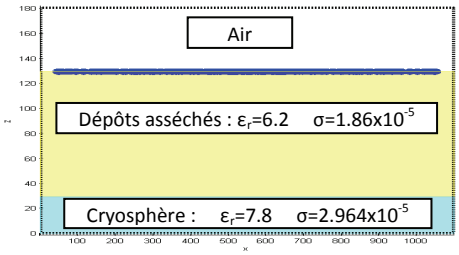


Figure 9 : Modèle de sous-sols assimilable à celui de la planète Mars

Trois signaux sont nettement visibles : le signal qui parvient au récepteur en se propageant au dessus du sol à la vitesse c, celui qui se propage en dessous de l'interface avec l'air à la vitesse $c/\sqrt{\varepsilon_{sol}}$ puis le signal qui parvient au récepteur après réflexion sur l'interface enfouie. L'amplitude des échos reçus dépend du profil de l'antenne émettrice. Le profil 1 (adapté au vide) est celui qui conduit à des amplitudes les plus faibles.

La figure 10 montre l'enveloppe d'une composante du champ magnétique reçu H_x au niveau du rover en fonction du profil choisi lorsque l'antenne émettrice est posée sur un sol assimilable au sol martien $\varepsilon_{r\text{-}sol}$=6.2, σ=1.86.e^{-5} S/m. Le gain en amplitude sur le signal reçu, par rapport à ce que donnerait le profil 1 est intéressant :

- avec le profil 2 : le gain est respectivement de 15%, 25% et 15% pour l'onde directe dans l'air, dans le sol et l'onde réfléchie.
- avec le profil 3, le gain est respectivement de 35%, 60% et 15%.

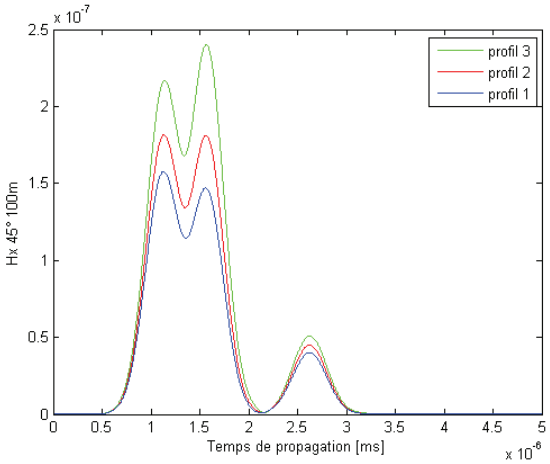


Figure 10 : Enveloppe du champ magnétique Hx reçu au niveau du rover (à 45° du monopole de référence et à 100m du Lander) en fonction du choix de l'antenne posée sur un sol de permittivité $\varepsilon_{r\text{-}sol}$=6.2

4. Profil fréquentiel de l'impédance propre de l'antenne

Si la mise en œuvre des mesures du courant tous les mètres sur l'antenne est envisageable pour des expériences terrestres, elle est impossible dans le cadre d'une mission spatiale. Par contre, la mesure dans le domaine fréquentiel de l'impédance de l'antenne déployée sur le sol est possible et permet de recueillir des informations importantes sur le sous-sol.

4.1. Acquisition et comportement du profil fréquentiel de l'impédance d'antenne

Pour déterminer le profil fréquentiel de l'impédance propre de l'antenne Z_a de manière numérique ou expérimentale, il faut mesurer (ou calculer) le couple courant-tension au niveau du générateur, noté respectivement $I_m(0)$ et V_0^e (au point d'injection du courant) en régime harmonique à différentes fréquences. Il faut ensuite, soit effectuer le calcul (18), soit avec l'expression analytique (18) déterminée à partir de (16) :

$$Z_a = Z_m(0) = \frac{V_0^e}{I_m(0)} \quad (18)$$

$$Z_a(0) = \frac{\eta_m.\psi_m.V_0^e}{2\pi}\left(1 - \frac{j}{k_m.L} - 2\frac{M'(1-\Delta_p, 2; -2jk_mL)}{M(1-\Delta_p, 2; -2jk_mL)}\right) \quad (19)$$

Influence de la permittivité du sol :

L'impédance de l'antenne mesurée au niveau du générateur Z_a est modifiée par l'impédance du milieu sur lequel l'antenne est déployée, ce phénomène est plus ou moins intense selon le profil résistif de l'antenne. L'impédance du milieu varie à l'inverse de sa permittivité ε_r ce qui implique une influence de la permittivité ε_r sur Z_a. Au-delà de 2MHz, l'impédance devient constante et sa valeur dépend de la permittivité ε_r du sol lequel repose les antennes. En relatif, le paramètre ε_r a plus d'influence sur la partie réelle de Z_a que sur sa partie imaginaire. (Figure 11).

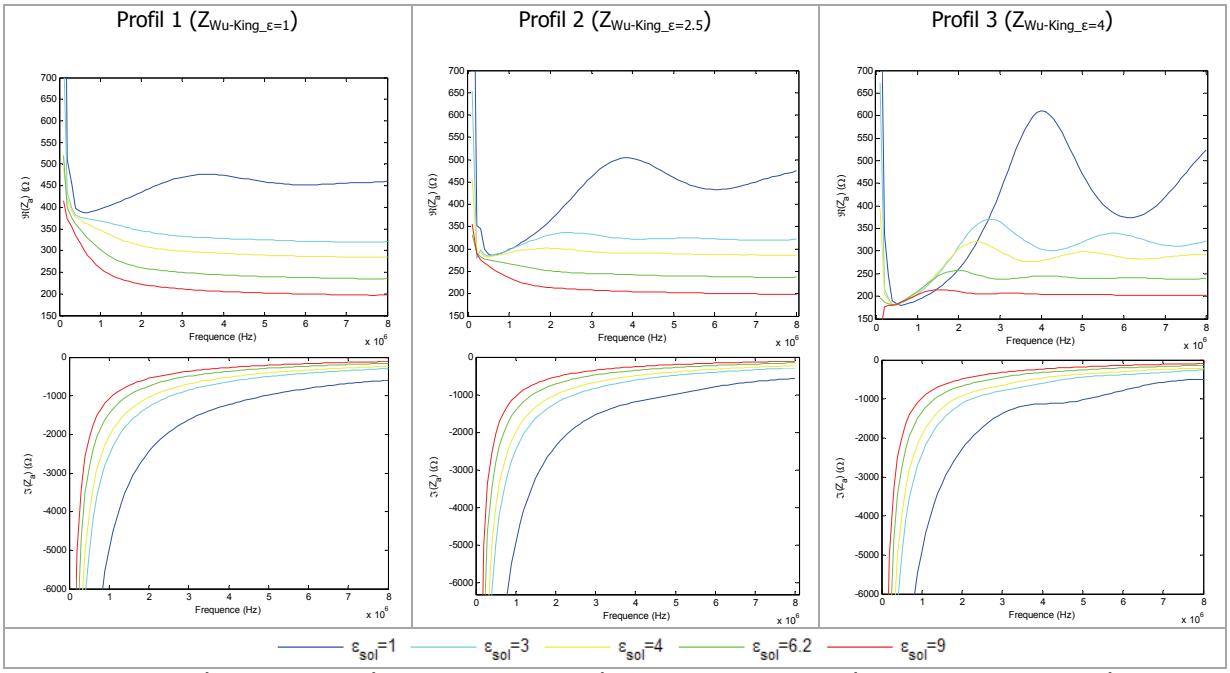


Figure 11 : Profil fréquentiel de l'impédance de l'antenne posée sur un sol de permittivité variable et de conductivité nulle, pour les trois profils résistifs étudiés.

On peut donc imaginer utiliser ce couplage pour déterminer la permittivité du sous-sol qui permettra de convertir les retards mesurés en distances. Cette méthode a été validée par des campagnes de mesures en Egypte et en Antarctique [5]. L'estimation de la conductivité à partir des mesures d'impédance reste délicate (Figure 12).

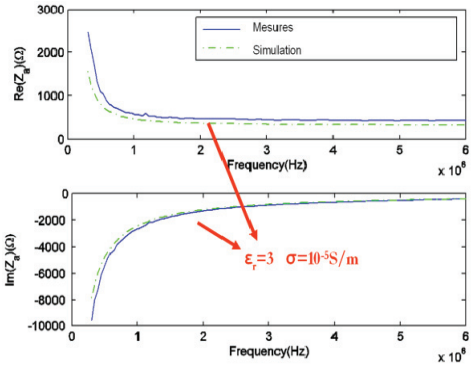


Figure 12 : Récupération de la permittivité et de la conductivité du sous-sol (campagne de mesures en Antarctique)

Afin d'optimiser l'adaptation entre l'électronique du radar et l'antenne, il est important d'avoir une impédance qui soit la plus constante possible. Les ondulations visibles sur la partie réelle de l'impédance (Figure 11) sont pénalisantes de ce point de vue. Le profil 2 assure une impédance parfaitement linéaire et constante sur la quasi-totalité de la bande passante pour les sols de permittivité supérieure ou égale à 4. De ce point de vue aussi, le profil 2 semble bien adapté à notre cahier des charges.

5. Influence de l'angle entre monopoles sur l'amplitude des signaux reçus

Dans le contexte de la mission ExoMars, l'angle exact entre les directions de déploiement des deux monopoles ne sera pas de 180° mais sera choisi afin de minimiser le contact avec la structure du Lander et les panneaux solaires, tout en assurant un rayonnement le plus omnidirectionnel possible. Ce dernier point est important car la direction que suivra le rover pour s'éloigner du lander ne sera choisie qu'une fois sur Mars. Une étude systématique reposant sur des simulations électromagnétiques a été effectuée pour vérifier l'impact de l'angle entre les deux monopoles sur le diagramme de rayonnement. La figure 13 montre une configuration possible.

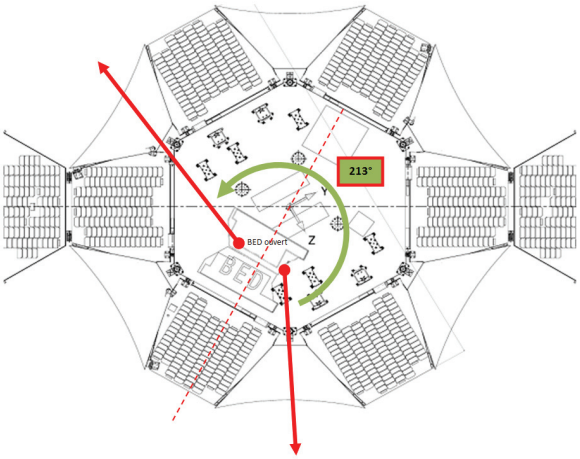


Figure 13 : Positionnement des antennes sur le Lander. Pour cette configuration, l'angle entre antennes est de 213°.

5.1. Principe du calcul du champ rayonné par un dipôle non aligné

Pour un dipôle composé de deux monopôles alignés, le courant circulant dans l'antenne peut se décomposer en la somme de deux courants se propageant en sens opposé dans chacun des deux monopôles. Le principe de superposition permet de calculer le champ rayonné par le dipôle en sommant les champs rayonnés par chaque monopole considéré séparément.

Pour simuler le fonctionnement d'un dipôle constitué de deux monopoles non alignés, il suffit de considérer, dans un premier temps, un seul monopole (noté $monopole_{réf}$) aligné selon l'axe O_y et de calculer le champ électromagnétique qu'il crée pour différentes positions du rover qui porte le capteur magnétique (Figure 14). Dans un second temps, la contribution du second monopole (noté monopole $_{\theta antenne}$), déployé dans la direction qui fait un angle $\theta_{antenne}$ avec l'axe O_y est obtenue par rotation du champ calculé pour le $monopole_{réf}$.. Pour obtenir le champ total correspondant au rayonnement du dipôle, il suffit de sommer les composantes de ces deux champs (Figure 15).

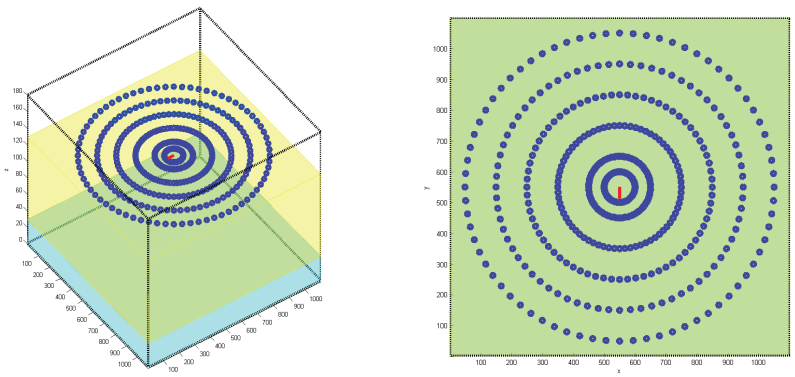


Figure 14 : Simulation initiale : Emission avec un seul monopole $monopole_{réf}$ (rouge) et réception en différents points (bleu) (Couches absorbantes PML sur la totalité des bords de la boîte de calcul)

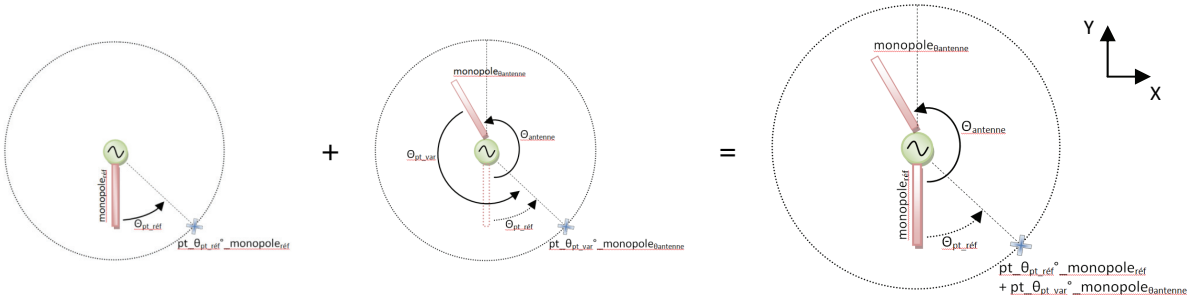


Figure 15 : Méthode de calcul utilisée pour obtenir le champ magnétique créé par un dipole composé de deux monopôles qui font un angle $\theta_{antenne}$ entre eux.

5.2. Amplitude des signaux reçus

Les Figures ci-dessous permettent de visualiser l'effet de la variation de l'angle $\theta_{antenne}$ entre les deux monopoles sur l'amplitude des signaux reçus pour les trois positions orthogonales de l'antenne magnétique du rover en fonction de la localisation de celui-ci. Les cartes de champs magnétiques présentées sont calculées pour deux échos identifiés (onde directe dans l'air et l'onde réfléchie) et couvrent une distance de 100m à 500m entre le Lander et le rover. La configuration monopoles alignés $\theta_{antenne}$=180° est présentée ainsi que celle correspondant à deux monopoles faisant un angle $\theta_{antenne}$=210°.

5.2.1. Résultats pour l'onde directe

Avec un dipôle aligné (Figure 16), on note que dans l'axe du dipole les composantes Hy et Hz sont nulles et que dans la direction perpendiculaire au dipole la composante Hy est nulle. Alors que la configuration $\theta_{antenne}$=210° (Figure 17), ne fait pas apparaître de telles zones critiques.

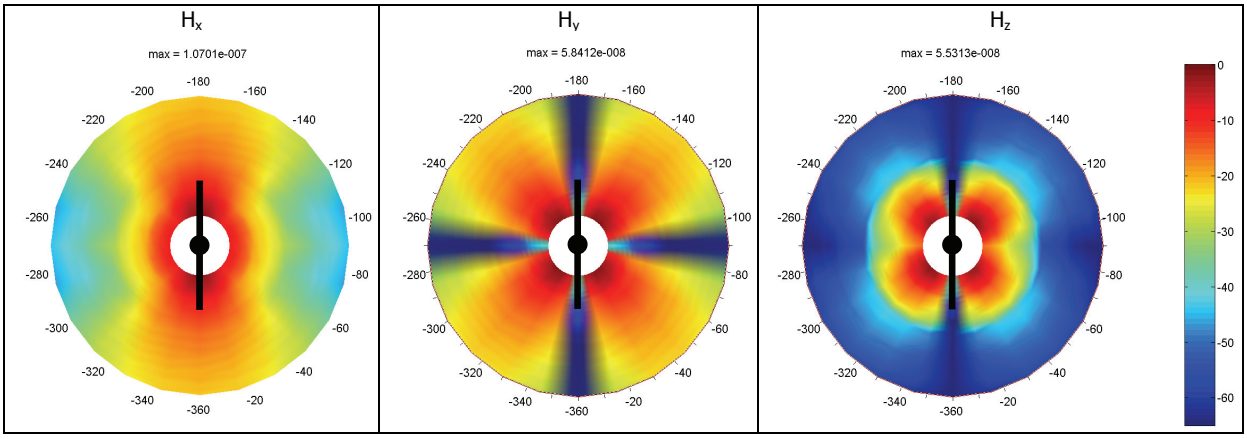


Figure 16 : Carte de l'amplitude maximale du champ magnétique reçu au niveau du rover, correspond à l'onde directe dans l'air ($\theta_{antenne}$=180°). L'échelle est en dB, normalisée par le max du champ reçu à 100m.

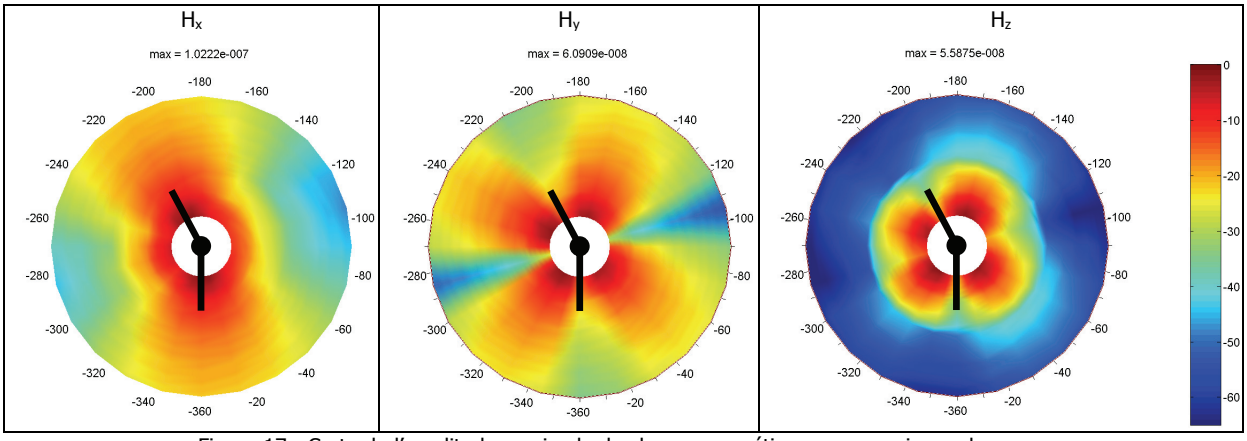


Figure 17 : Carte de l'amplitude maximale du champ magnétique reçu au niveau du rover, correspond à l'onde directe dans l'air ($\theta_{antenne}$=210°). L'échelle est en dB, normalisée par le max du champ reçu à 100m.

5.2.2. Résultats pour l'onde réfléchie

Les amplitudes simulées pour l'onde réfléchies au niveau de l'interface enfouie a 100 mètres (Figure 8), montrent un comportement similaire (Figure 18). Là encore, la configuration $\theta_{antenne}$=210° permet d'obtenir une amplitude moins variable en fonction de l'angle (Figure 19).

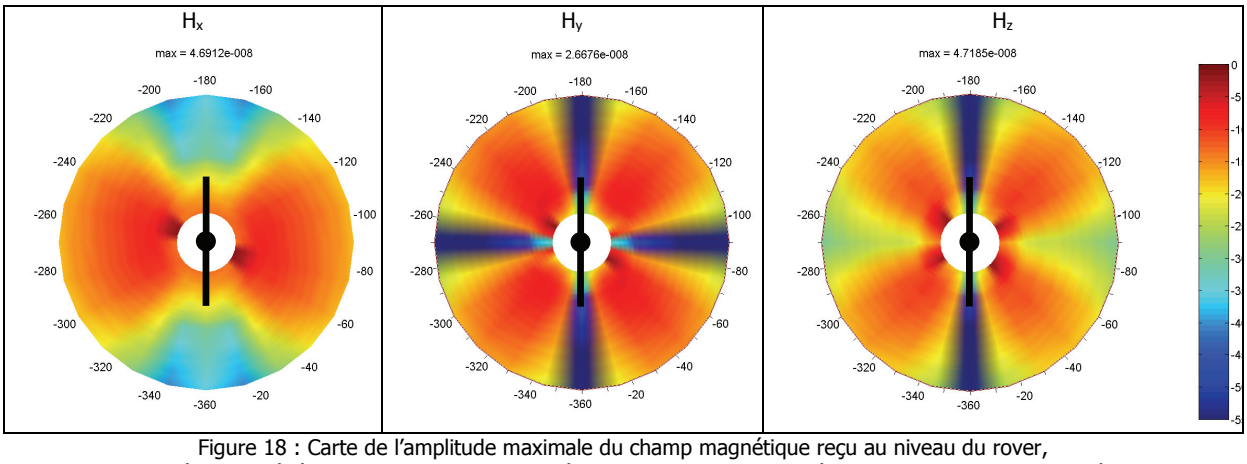


Figure 18 : Carte de l'amplitude maximale du champ magnétique reçu au niveau du rover, correspond à l'onde réfléchie n=1 ($\theta_{antenne}$=180°). L'échelle est en dB, normalisée par le max du champ reçu à 100m.

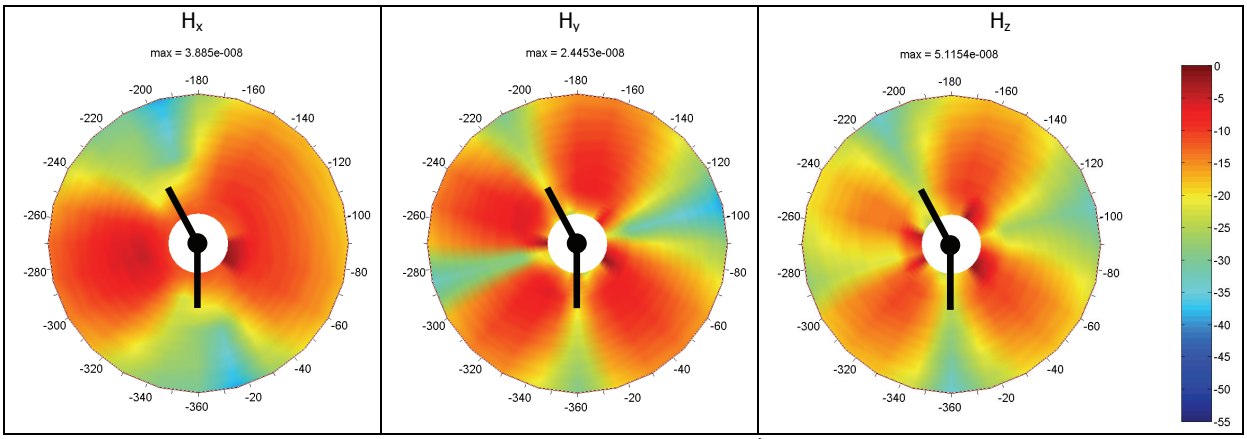


Figure 19 : Carte de l'amplitude maximale du champ magnétique reçu au niveau du rover, correspond à l'onde réfléchie n=1 ($\theta_{antenne}$=210°). L'échelle est en dB, normalisée par le max du champ reçu à 100m.

Cette deuxième configuration permet d'assurer sur les signaux directs comme sur ceux réfléchis un niveau significatif sur chacune des composantes du champ magnétique et donc de permettre de recueillir des informations de qualité et complètes sur le sous-sol autour des antennes électriques quelle que soit la position du rover.

6. Localisation des réflecteurs (sondage bi-statique)

Classiquement, un radar détecte des échos et caractérise chacun d'eux par son amplitude et son temps de propagation. Il n'est pas possible à partir d'un sondage en un point de localiser la structure réfléchissante qui est à l'origine de l'écho détecté.

La localisation d'un réflecteur dans le sous-sol nécessite pour l'écho détecté, d'une part, la connaissance de la permittivité du milieu dans lequel l'onde s'est propagée afin de convertir le retard mesuré en distance parcourue et, d'autre part, la détermination de la direction d'arrivée de l'onde correspondante.

EISS permet d'estimer la permittivité de la couche supérieure du sous-sol et offre, en mode bi-statique, grâce à la mesure du champ magnétique complet (trois composantes orthogonales) la possibilité de retrouver des informations sur la direction d'arrivée de chaque écho. Cette direction d'arrivée des échos permet d'identifier et éliminer les échos qui ne sont pas dus à une réflexion dans le sous-sol mais à une réflexion sur le relief à la surface et de contraindre la position des réflecteurs dans le sous-sol.

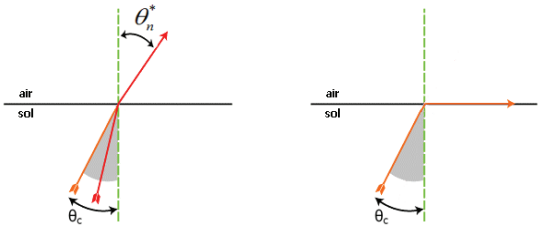
6.1. Détermination de la direction d'arrivée des échos

La méthode d'estimation de la direction d'arrivée des échos repose sur l'orthogonalité du vecteur de propagation avec le plan de polarisation défini par le vecteur H. Le plan de polarisation est déterminé par la méthode des moindres carrés sur les trois composantes du champ magnétique (H_x, H_y, H_z). Une étude préliminaire reposant sur des simulations FDTD a permis de montrer qu'en présence d'une interface plane et lisse dans le sous-sol, les vecteurs $\overrightarrow{E_r}$, $\overrightarrow{H_r}$, $\overrightarrow{k_r}$ qui caractérisent les ondes reçues forment bien un trièdre direct et que le plan de polarisation peut être déterminé par l'ellipse décrite par l'extrémité du vecteur H. Ceci est vrai tant que le récepteur est éloigné de l'émetteur de plus de 50m (début de la zone de Fraunhofer).

La direction d'arrivée de chaque écho détecté est caractérisée par deux angles : l'angle mesuré au dessus du sol dans le plan vertical θ* et celui mesuré dans le plan horizontal φ.

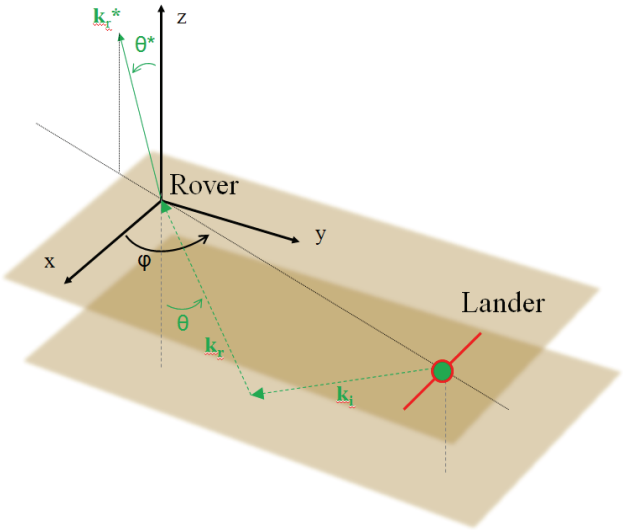
L'angle φ est déterminé indépendamment de la permittivité du sous-sol. Cependant, du fait de la réfraction à la sortie du sol, l'angle θ* mesuré au dessus du sol n'est pas égal à l'angle θ dans le sous-sol qui, lui, donne la direction dans laquelle se trouve le point de réflexion. La correction à faire pour retrouver l'angle dans le sous-sol nécessite la connaissance de la permittivité. Cette méthode a ses limites car un écho peut être parfaitement détecté sans qu'il soit pour autant possible de localiser sa provenance ; c'est le cas si l'angle θ dans le sol est supérieur à l'angle critique θ_c (Figure 20-a) (21). $\theta_{n_théorique}$ est l'angle d'arrivée de l'onde réfléchie n fois dans le sous-sol (Figure 2).

$$\left|\theta_{n_théorique}\right| = \left|\sin^{-1}\left(\frac{d_{rover}}{\sqrt{\left(d_{rover}\right)^2 + \left(2.n.d_{strate1}\right)^2}}\right)\right| < \theta_c = \sin^{-1}\left(\frac{1}{\sqrt{\varepsilon_{sol1}}}\right) \qquad (21)$$



(a) $\theta_n < \theta_c$: Réfraction (b) $\theta_n = \theta_c$

Figure 20 : La loi de réflexion



$$\overrightarrow{k_r^*} = \begin{pmatrix} \sin\theta.\cos\varphi \\ \sin\theta.\sin\varphi \\ \cos\theta \end{pmatrix} \quad (22)$$

$$\theta = \cos^{-1}\left(\frac{k_z}{|k|}\right) \quad (23)$$

$$\theta^* = \sin^{-1}\left(\frac{\sin\theta}{\sqrt{\varepsilon_{sol1}}}\right) \quad (24)$$

$$\varphi = \tan^{-1}\left(\frac{k_y}{k_x}\right) \quad (25)$$

Figure 21 : Repère de référence et identification des angles étudiés

La figure 22 illustre par un exemple le principe de détermination de l'angle d'arrivée à partir de la mesure des trois composantes du champ magnétique.

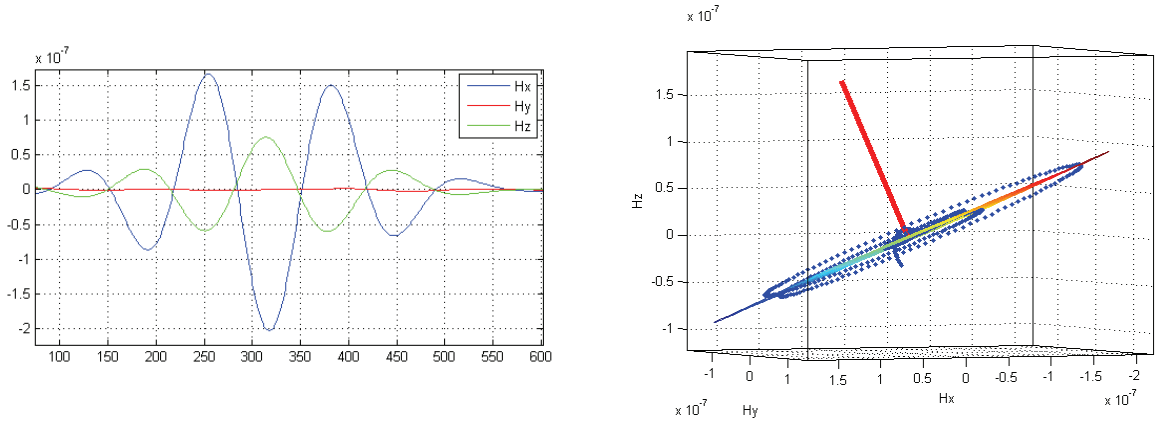


Figure 22 : A gauche, représentation temporelle des trois composantes du champ magnétique correspondant à un signal réfléchi sur une interface à 100 m. A droite, représentation dans l'espace du vecteur magnétique et du plan de polarisation déterminé par la méthode des moindres carrés. Le vecteur de propagation associé est représenté en rouge.

Une étude systématique est en cours afin de déterminer la précision obtenue in fine sur la localisation des réflecteurs enfouis. Des configurations plus complexes mettant en jeu des interfaces inclinées et éventuellement rugueuses seront étudiées.

Une première campagne de mesure en milieu aride a permis de valider le mode de fonctionnement bi-statique du radar. Les données recueillies ont permis de localiser en 3D les points responsables des échos recueillis au niveau du récepteur. [6]

7. Conclusion

L'interprétation des données radar nécessite la connaissance de la permittivité et de la conductivité du sol étudié afin de convertir les temps d'arrivées des ondes reçues en distances. Accéder aux caractéristiques électriques du sol, sans retours d'échantillons et sans caractérisation électrique in situ revêt un grand intérêt. EISS propose de procéder à la fois au sondage du sous-sol par technique radar mais aussi de fournir une estimation de la permittivité de la couche supérieure du sous-sol.

L'étude du couplage entre les antennes électriques et le sol a permis de mettre en évidence l'influence des caractéristiques géoélectriques du milieu sur les paramètres instrumentaux (courant, impédance de l'antenne). En retour, la mesure de ces paramètres, notamment l'impédance de l'antenne, peut fournir des informations sur le sous-sol. Le but n'est donc pas de réduire ce couplage mais de l'exploiter.

Les études menées en fonction du profil résistif choisi sont primordiales. Elles permettent d'optimiser le profil résistif qui sera retenu de façon à assurer une transmission correcte de l'impulsion et faciliter dans la mesure du possible l'adaptation avec l'étage électronique du radar. Un nouveau profil résistif a été proposé, qui sera validé par des mesures sur sites.

EISS est un radar qui a été conçu pour fonctionner surtout en mode bi-statique avec un récepteur susceptible de se déplacer à la surface de Mars. Une étude préliminaire visant à estimer l'angle d'arrivée des échos détectés et à en déduire la position en 3D des structures réfléchissantes enfouies dans le sous-sol a été initiée. Elle sera validée, dans un premier temps, de façon systématique sur un jeu complet de données simulées et, dans un second temps, lors de campagnes de mesures sur sites naturels bien documents.

Références bibliographiques

[1] – Berthelier, J. J., Ney, R., Ciarletti, V., Martinat, B., Hamelin, M., Costard, F.,Paillou, P., Nevejans, C., Kofman, W., Trotignon, J. G., Grandjean, G., Zamora, M., and Nagy, A. (2003). GPR, a ground-penetrating radar for the NetLander mission. Journal of Geophysical Research, 108(E4) :8027(doi :10.1029/2002JE001866).

[2] – Berthelier, J. J., Ney, R., Costard, F.,Meyer, A.,Martinat, B., Reineix, A., Hansen, T., Bano, M., Kofman,W., Lefeuvre, F., and Paillou, P. (2000b). The GPR experiment on NetLander. Planetary and Space Science, 48 :1161–1180.

[3] – Clifford, S. M. (1993). A model for hydrologic and climatic behaviour of water on Mars. Journal of Geophysical Research, 98(E6) :10973–11016.

[4] – Le Gall, A., Reineix, A., Ciarletti, V., Berthelier, J. J., Ney, R., Dolon, F., and Corbel, C. (2006). An estimation of the electrical characteristics of planetary shallow subsurfaces with TAPIR antennas. Journal of Geophysical Research, 111(E06S06) :doi :10.1029/2005JE002595.

[5] – Le Gall, A. (2007). Sondage des sous-sols planétaires par radar à pénétration de sol : Etude et modélisation des performances de l'instrument TAPIR. PhD thesis, CEPT Centre d'études de l'environnement terrestre et planétaire.

[6] – Ciarletti, V.,Le Gall, A., Berthelier, J. J., Corbel, C., Dolon, F., Ney, R., Bistatic deep soundings with the HF GPR TAPIR in the egyptian white desert, LPSC 2006

[7] – Shen, L. C. and King, R. W. P. (1965). Correction to the cylindrical antenna with non reflecting resistive loading by Wu and King. IEEE Trans. on Antennas and Propagation, 13(6) :998.

[8] – Wait, J. R. (1972). Theory of wave propagation along a thin wire parallel to an interface. Radio Science, 7(6) :675–679.

[9] – Wright, D. L. and Prewitt, J. F. (1975). A radiating dipole antenna with tapered impedance loading. IEEE Trans. Antennas Propag., 23(11) :811–814.

[10] – Wu, T. T. and King, R.W. P. (1965). The cylindrical antenna with nonreflecting resistive loading. IEEE Trans. on Antenna Propagation, 13 :369–373.

[11] – Wu, T. T. and Shen, L. S. (1967). Cylindrical antenna with tapered resistive loading. Radio Science, 2(2) :191–201.