

ENSEA

Beyond Engineering

COMPTE RENDU DE TP

Antennes

TP 4 : Caractérisation d'une liaison hertzienne

3^{ème} année

Année : 2025 - 2026

Camille LANFREDI, Valentin JOSSERON

Novembre 2025

Table des matières

1	Préparation	2
1.1	Effet des réflexions par le sol	2
1.2	Déphasage entre tr_1 et tr_2	2
1.3	Distance entre maxima	3
2	Réglage du banc	4
2.1	Champ de polarisation	4
2.2	Gain des antennes	4
3	Réflexions par le sol	5
3.1	Niveau de sortie en fonction de la distance d entre les cornets	5
3.2	Comparaison de Δd théorique et mesuré	5
4	Simulation de la liaison	6
4.1	Banc de mesure	6
4.1.1	Comparaison modèle expérimental vs. simulé	8
4.2	Cas réaliste	9
4.2.1	Cas sol absent	9
4.2.2	Cas sol très bon conducteur	10
4.2.3	Cas sol conducteur réel	12
5	Annexes	13
5.1	Annexe A	13

1 Préparation

1.1 Effet des réflexions par le sol

Lorsqu'un signal électromagnétique se propage entre deux antennes situées à proximité du sol, il existe un trajet direct ainsi qu'un trajet réfléchi sur le sol. La différence de pas entre ces deux trajets varie avec la distance d , ce qui entraîne une succession d'interférences constructives et destructives.

Ces interférences modifient la puissance reçue et créent une oscillation appelée *fading*, qui se superpose à l'atténuation liée à la propagation. On obtient ainsi une courbe de puissance présentant des maxima et minima périodiques en fonction de la distance.

Sur le banc, le champ reçu par l'antenne réceptrice est la somme de deux ondes :

- Une onde directe (trajet r_1), le chemin direct ;
- Une onde réfléchie par le sol (trajet r_2).

Les deux ondes n'ont pas la même longueur de trajet donc il existe un déphasage Φ entre elles. On observe donc un phénomène d'interférences :

- Si la différence de trajet vaut un multiple entier de la longueur d'onde λ
 $\Rightarrow \Phi = 2k\pi$: interférence constructive, puissance reçue maximale ;
- Si la différence vaut un multiple impair de $\lambda/2$
 $\Rightarrow \Phi = (2k + 1)\pi$: interférence destructive, puissance reçue minimale.

1.2 Déphasage entre r_1 et r_2

On cherche à montrer que la différence de phase entre le trajet direct et le trajet réfléchi est donnée par :

$$\varphi \approx \frac{4\pi h_t h_r}{\lambda d}$$

Les distances parcourues par les deux signaux sont :

$$r_1 = \sqrt{d^2 + (h_t - h_r)^2}, \quad r_2 = \sqrt{d^2 + (h_t + h_r)^2}$$

Pour $d \gg h_t, h_r$, on utilise l'approximation :

$$\sqrt{1+x} \approx 1 + \frac{x}{2}$$

Ainsi, on obtient les développements limités :

$$r_1 \approx d + \frac{(h_t - h_r)^2}{2d}, \quad r_2 \approx d + \frac{(h_t + h_r)^2}{2d}$$

La différence de marche vaut alors :

$$\Delta r = r_2 - r_1 \approx \frac{(h_t + h_r)^2 - (h_t - h_r)^2}{2d} = \frac{4h_t h_r}{2d}$$

$$\Delta r \approx \frac{2h_t h_r}{d}$$

On définit :

$$\delta = \frac{\Delta r}{\lambda}, \quad \varphi = 2\pi\delta$$

Ce qui donne finalement :

$$\varphi \approx \frac{4\pi h_t h_r}{\lambda d}$$

1.3 Distance entre maxima

Les maxima et minima de puissance apparaissent lorsqu'il y a un changement de phase de :

$$\Delta\varphi = 2\pi$$

En utilisant l'expression précédente :

$$\varphi = \frac{4\pi h_t h_r}{\lambda d}$$

Nous écrivons :

$$2\pi \approx \frac{4\pi h_t h_r}{\lambda} \left(\frac{1}{d} - \frac{1}{d + \Delta d} \right)$$

Pour $\Delta d \ll d$, on a l'approximation :

$$\frac{1}{d} - \frac{1}{d + \Delta d} \approx \frac{\Delta d}{d^2}$$

D'où :

$$2\pi \approx \frac{4\pi h_t h_r}{\lambda} \cdot \frac{\Delta d}{d^2}$$

On isole alors Δd :

$$\Delta d \approx \frac{\lambda d^2}{2h_t h_r}$$

2 Réglage du banc

Dans un premier temps, nous déterminons la puissance de sortie du guide d'onde à la fréquence de 10 GHz. Cette puissance correspond à P_1 , c'est-à-dire à la somme de la puissance réellement fournie par la source et des pertes éventuelles du système.

La mesure de la puissance reçue P_1 nous donne une valeur de :

$$P_1 = -14.14 \text{ dBm.}$$

Ensuite, nous plaçons les antennes (cornets) à chaque extrémité du banc. Nous émettons à nouveau un signal à 10 GHz en situation de champ lointain (la distance entre les antennes est alors de 103 cm). Nous déterminons alors la puissance reçue P_2 :

$$P_2 = -7.4 \text{ dBm.}$$

Ces deux mesures seront utilisées ultérieurement pour l'évaluation du gain des antennes ainsi que pour la vérification du comportement de propagation.

2.1 Champ de polarisation

En pivotant un cornet, on observe des variations de la puissance reçue selon son orientation. Cette manipulation permet d'identifier la direction des champs : la configuration donnant le maximum indique un champ électrique vertical (plan E), et donc un champ magnétique horizontal (plan H).

2.2 Gain des antennes

Le gain des antennes est évalué en utilisant la formule du bilan de puissance en champ lointain :

$$P_2 = P_1 + G_t + G_r + 20 \log_{10} \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right),$$

où G_t et G_r sont les gains des antennes émettrice et réceptrice respectivement, λ est la longueur d'onde, et d est la distance entre les antennes.

Dans notre cas, les antennes sont identiques, donc $G_t = G_r = G$. Nous pouvons réarranger la formule pour isoler G :

$$G = \frac{P_2 - P_1 - 20 \log_{10} \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)}{2}.$$

Et nous trouvons un gain de :

$$G = 12.8 \text{ dB.}$$

3 Réflexions par le sol

3.1 Niveau de sortie en fonction de la distance d entre les cornets

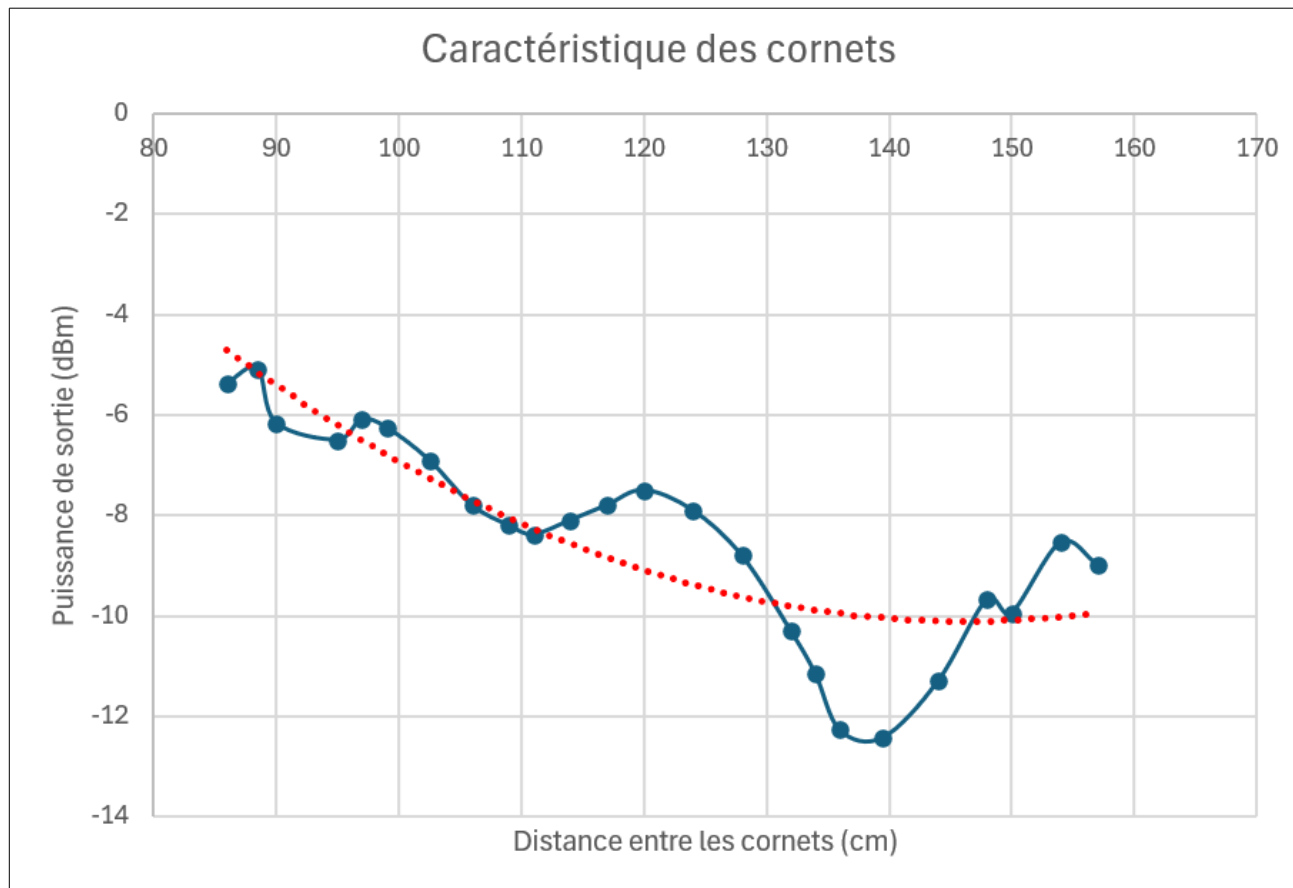


Figure 1: Caractérisation de la puissance reçue P_2 en fonction de la distance entre les antennes avec réflexion par le sol (en bleu) et sa regression polynomiale (en rouge).

On remarque que la puissance reçue diminue lorsque la distance entre les cornets augmente. L'enveloppe de la courbe suit bien la tendance théorique attendue, à savoir: une décroissance progressive d'allure $1/d$ du niveau reçu lorsque les antennes s'éloignent. Les oscillations observées autour de cette tendance moyenne proviennent des interférences entre le trajet direct et le trajet réfléchi par le sol, ce qui correspond exactement au modèle théorique du fading en présence d'une surface réfléchissante.

Le tableau de valeurs est donné en annexe : Annexe A.

3.2 Comparaison de Δd théorique et mesuré

Pour déterminer la valeur de Δd théorique, on utilise la formule suivante:

$$\Delta d_{\text{theorie}} = \frac{\lambda d^2}{2h_1 h_2} = \frac{\frac{3 \times 10^8}{10 \times 10^9} (103 \times 10^{-2})^2}{2 \times 43 \times 43 \times 10^{-4}} = 10.1 \text{ cm}$$

Pour déterminer la valeur de Δd mesurée, on utilise le graphique précédent. On trouve :

$$\Delta d_{\text{mesuree}} \approx 111 - 97 = 14 \text{ cm}$$

4 Simulation de la liaison

La simulation sous ADS a pour but de vérifier et d'interpréter les phénomènes observés expérimentalement (variation du gain avec la distance, apparition de fading dû aux réflexions sur le sol) en utilisant un modèle électromagnétique simplifié de type "terre plane à deux trajets". Elle permet aussi d'explorer des configurations impossibles à réaliser sur le banc (distances kilométriques, différents types de sol).

4.1 Banc de mesure

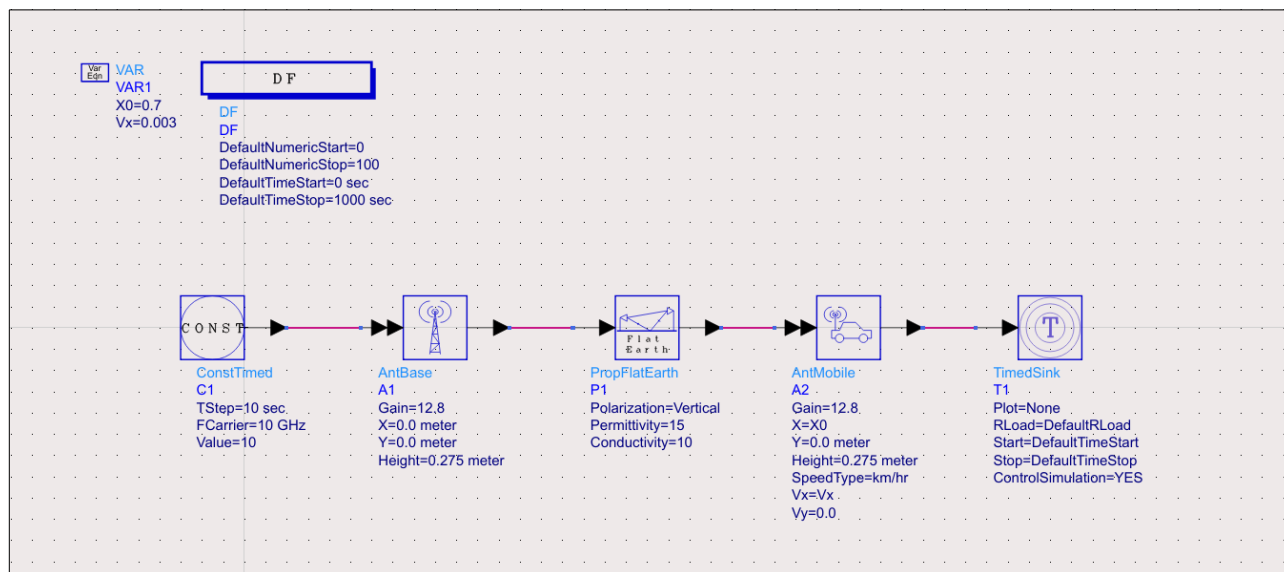


Figure 2: Schéma du banc de mesure simulé sous ADS.

Dans le schéma ADS, le bloc ConstTimed modélise la source RF (diode Gunn) qui fournit la porteuse. Cette porteuse alimente AntBase, qui représente l'antenne émettrice fixe avec son gain et sa hauteur déterminés précédemment. Le bloc PropFlatEarth modélise ensuite le canal de propagation : il calcule la contribution du trajet direct et du trajet réfléchi sur le sol à partir de la permittivité et de la conductivité choisies. En sortie, AntMobile représente l'antenne réceptrice en mouvement, dont la position varie avec le temps et donc avec la distance au point fixe. Les blocs de contrôle fixent la durée de simulation et la loi de déplacement, et TimedSink récupère le signal reçu pour en déduire le gain de liaison.

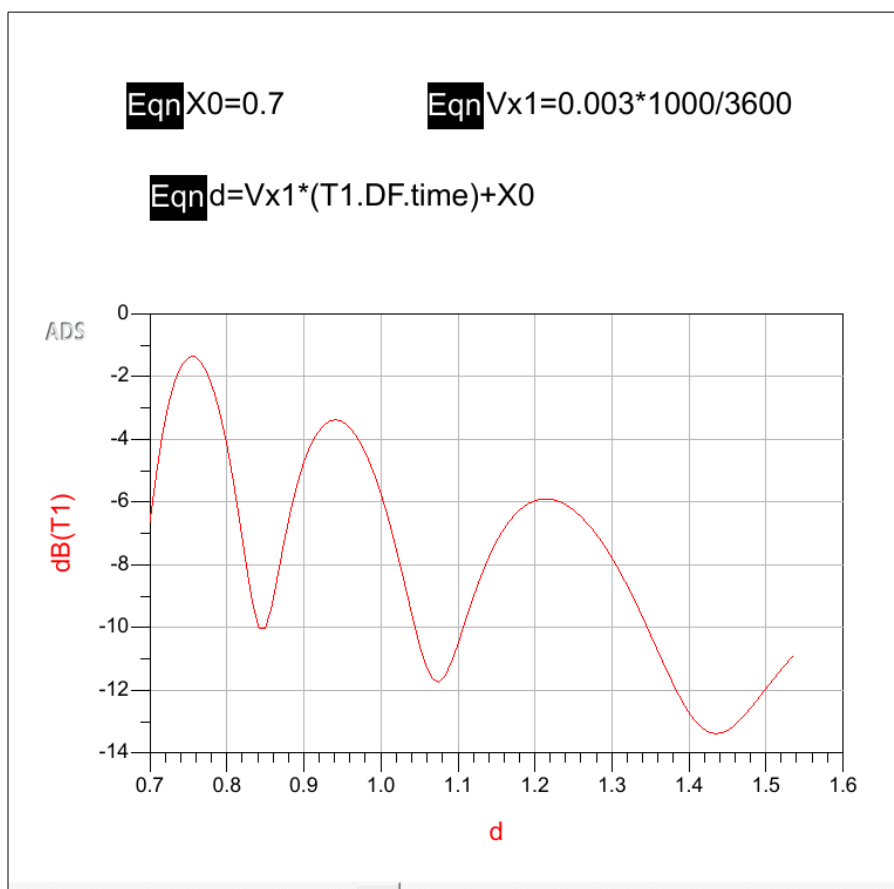


Figure 3: Simulation ADS du banc de mesure.

La distance entre les antennes est définie en fonction du temps par $d(t) = X_0 + V_x t$ avec $X_0 = 0,7$ m et $V_x = 0,003 \times \frac{1000}{3600}$ m/s.

La vitesse a donc été convertie en m/s pour que l'axe horizontal représente directement la distance d en mètres.

La courbe du gain $G(d)$ présente une décroissance globale compatible avec une loi en $1/d^2$, comme attendu pour une propagation en espace libre. Sur cette enveloppe se superposent des oscillations marquées : on observe des minima aux points $(-10$ dB, $0,85$ m), $(-11,9$ dB, $1,08$ m) et $(-13,5$ dB, $1,44$ m), et des maxima autour de $(-1,3$ dB, $0,75$ m), $(-3,5$ dB, $0,94$ m) et $(-5,98$ dB, $1,22$ m).

4.1.1 Comparaison modèle expérimental vs. simulé

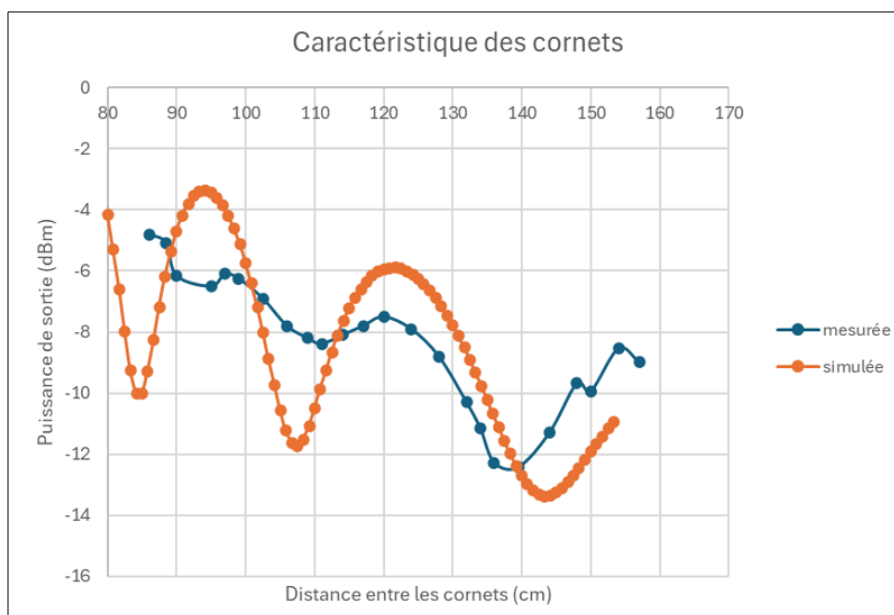


Figure 4: Comparaison entre les mesures expérimentales et la simulation ADS du gain en fonction de la distance entre l'émetteur et le récepteur.

Lorsque l'on superpose cette courbe à la caractéristique expérimentale, on observe le même profil général et une structure de fading très similaire : les zones de creux et de bosses apparaissent aux mêmes distances, à quelques centimètres près. Les écarts restants s'expliquent par les imperfections du banc réel : réflexions supplémentaires dans la salle, alignement approximatif des cornets et pertes non prises en compte par le modèle ADS.

Si nous comparons les Δd des minima du banc de mesure et de la simulation, nous obtenons :

- Banc de mesure : $\Delta d_1 \approx 16$ m et $\Delta d_2 \approx 28,6$ m entre les 3 minima successifs.
- Simulation ADS : $\Delta d_1 \approx 23$ m et $\Delta d_2 \approx 36$ m entre les 3 minima successifs.

Les distances de fading sont donc du même ordre de grandeur dans les deux cas, avec des écarts de quelques mètres qui s'expliquent par les différences de conditions réelles et simulées (notamment la hauteur des antennes et les caractéristiques du sol).

4.2 Cas réaliste

Dans cette seconde partie, nous modélisons la propagation dans un scénario de liaison hertzienne « réel » station de base-véhicule. On choisit donc des paramètres représentatifs (fréquence de 6 GHz, antennes à fort gain, hauteurs 20 m et 2 m, véhicule à 100 km/h, distance initiale de 1 km) afin d'observer comment le profil de fading et l'affaiblissement du signal se traduisent sur une liaison terrestre de plusieurs kilomètres.

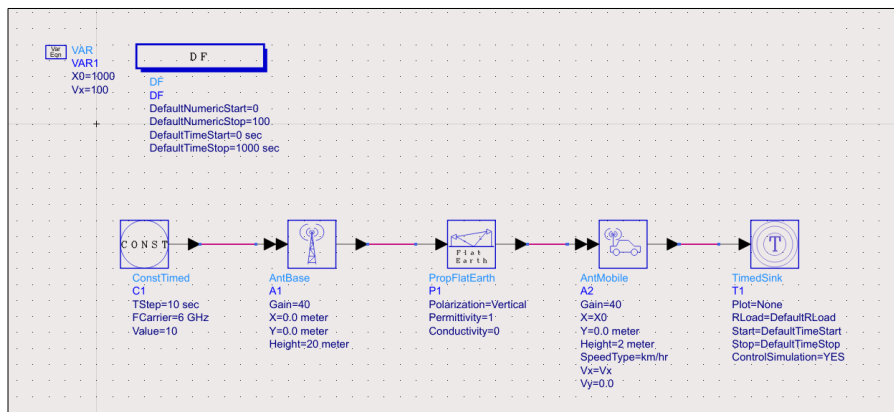


Figure 5: Schéma ADS du scénario de liaison hertzienne station de base-véhicule.

On se place d'abord dans le cas d'un sol absent, en fixant la permittivité relative à $\epsilon_r = 1$ et la conductivité à $\sigma = 0$. Le canal se réduit alors à une propagation en espace libre : il n'y a plus de trajet réfléchi sur le sol, uniquement le trajet direct entre l'antenne fixe et l'antenne mobile.

4.2.1 Cas sol absent

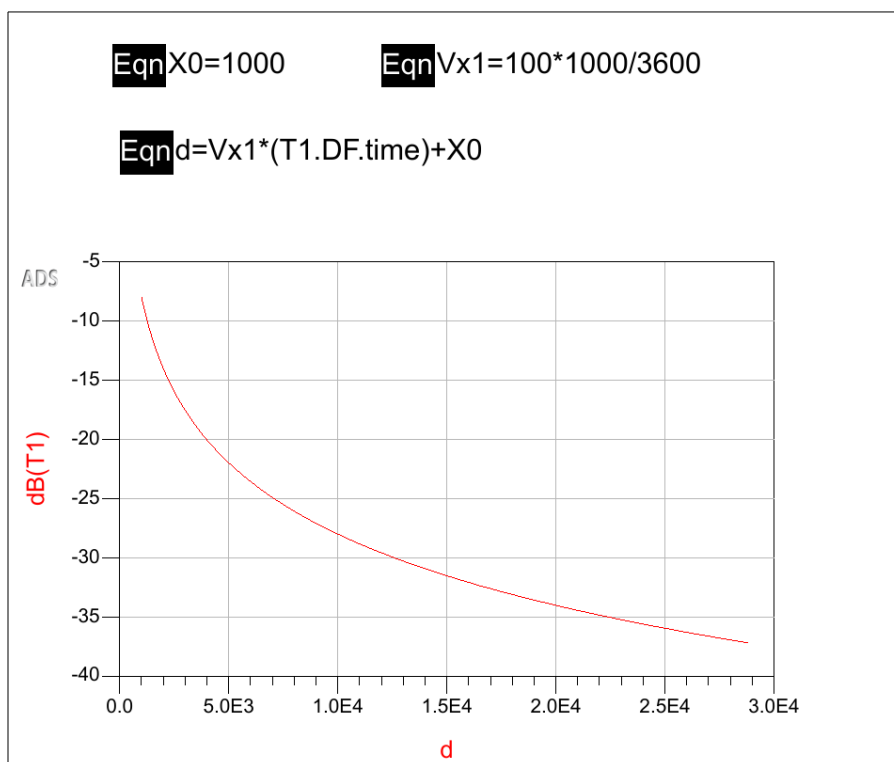


Figure 6: Gain de liaison en fonction de la distance dans le cas sol absent.

La courbe simulée est parfaitement lisse et monotone : on n'observe plus de fading, mais uniquement une décroissance régulière du champ. Cette évolution suit la loi en $\frac{1}{d^2}$ prédite par la formule de Friis pour une liaison en espace libre. Cela confirme que, sans sol réfléchissant, la puissance reçue ne présente plus d'oscillations d'interférence mais seulement l'affaiblissement géométrique.

4.2.2 Cas sol très bon conducteur

Puis, nous fixons la permittivité relative à $\varepsilon_r = 1$ et la conductivité à $\sigma = 10^{10}$. Le sol est donc considéré comme parfaitement réfléchissant : il agit comme un miroir pour l'onde électromagnétique. Ce cas sert de référence « extrême » : il est proche de la situation du banc de mesure avec la plaque métallique et permet d'observer de façon nette les effets du modèle à deux trajets

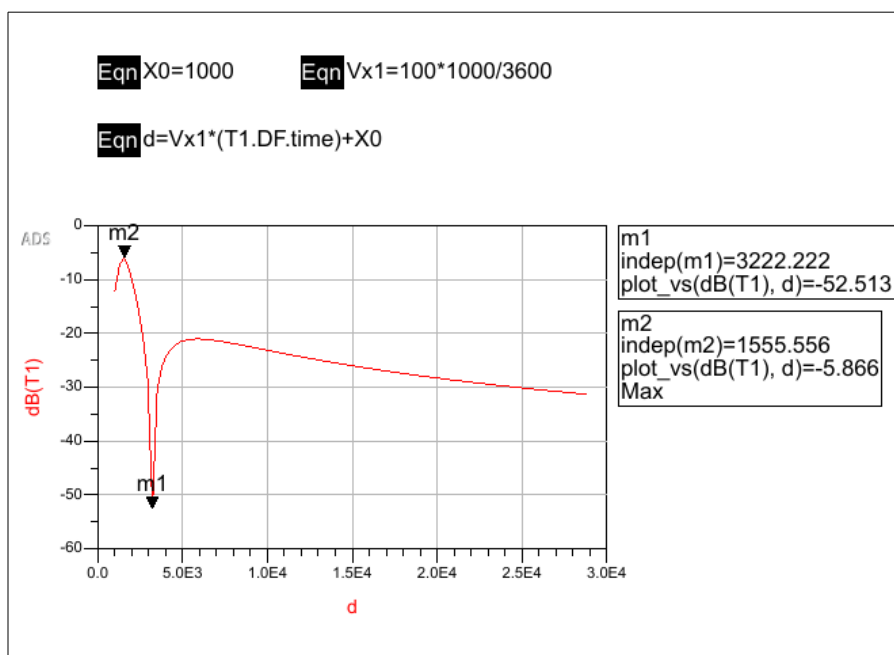


Figure 7: Gain de liaison en fonction de la distance dans le cas sol très bon conducteur.

La courbe simulée du gain en fonction de la distance présente un premier maximum vers $\approx 1,56$ km avec $G \approx -5,9$ dB, puis un minimum profond vers $d \approx 3,22$ km avec $G \approx -52,5$ dB.

En utilisant l'approximation grande distance du modèle à deux rayons

$$\Delta r \approx \frac{2 h_1 h_2}{d},$$

avec $h_1 = 20$ m, $h_2 = 2$ m et $\lambda = 0,05$ m (pour $f = 6$ GHz), on obtient théoriquement

$$d_{\max} \approx \frac{2 h_1 h_2}{\lambda} \approx 1,6 \text{ km}, \quad d_{\min,1} \approx \frac{4 h_1 h_2}{\lambda} \approx 3,2 \text{ km},$$

ce qui correspond très bien aux positions du maximum et du minimum observés sur la courbe. Les distances de fading sont donc cohérentes avec la théorie et constituent, à l'échelle du kilomètre, l'analogue des minima et maxima mesurés au banc.

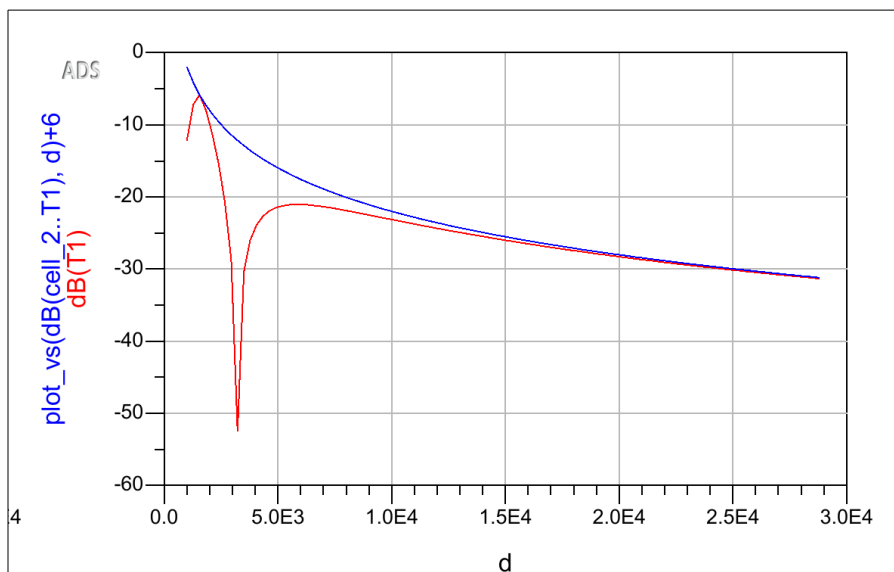


Figure 8: Comparaison des gains de liaison dans le cas sol très bon conducteur et sol absent.

Lorsque l'on superpose à cette courbe celle du cas « sol absent » translatée de +6 dB, on constate qu'à courte distance le maximum du gain pour sol conducteur suit la loi de Friis décalée de +6 dB. En termes de puissance reçue, cela correspond à une puissance d'environ quatre fois plus élevée (puisque $10 \log_{10}(4) \approx 6$ dB), ce qui s'interprète comme l'addition en phase de deux contributions de même amplitude. À grande distance, la courbe avec sol conducteur devient quasiment confondue avec la courbe « espace libre +6 dB » : les deux trajets sont à nouveau presque en phase, le niveau moyen tend vers le cas constructif (+6 dB) et la décroissance reste celle de la loi de Friis en $\frac{1}{d^2}$.

4.2.3 Cas sol conducteur réel

On se place maintenant dans le cas d'un sol conducteur réel : $\epsilon_r = 5$ et $\sigma = 100$ S/m. Le module du coefficient de réflexion reste proche de 1, $|\Gamma| \approx 1$, tandis que sa phase est voisine de π . On a donc une réflexion presque parfaite avec inversion de phase ($\Gamma \approx -1$).

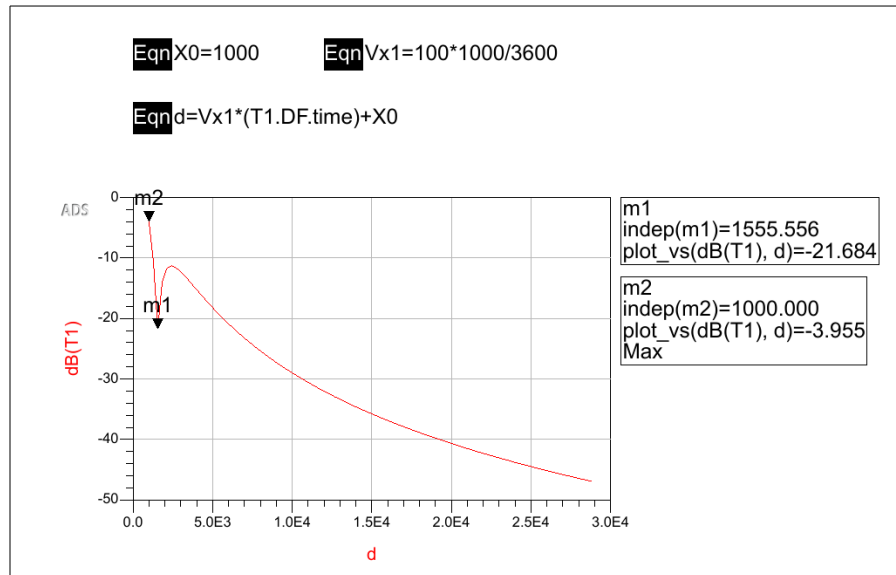


Figure 9: Gain de liaison en fonction de la distance dans le cas sol conducteur réel.

Le maximum est observé autour de $d \simeq 1000$ m avec $G \simeq -4$ dB (marqueur m2), puis un minimum vers $d \simeq 1555$ m avec $G \simeq -21.7$ dB (marqueur m1).

Ce minimum correspond au *fading* principal. Dans le modèle à deux rayons, avec $h_1 = 20$ m, $h_2 = 2$ m et $\lambda = 0.05$ m, on a pour les grandes distances :

$$\Delta r \approx \frac{2h_1h_2}{d}.$$

Pour un sol de phase $\approx \pi$, l'interférence devient destructive lorsque $\Delta r = \lambda$. On obtient alors théoriquement :

$$d_{\min 1} \approx \frac{2h_1h_2}{\lambda} = \frac{2 \times 20 \times 2}{0.05} \approx 1.6 \text{ km}$$

ce qui est en excellent accord avec le minimum simulé à 1.56 km. On remarque que cette distance correspondait au *maximum* dans le cas précédent de sol très bon conducteur ($\Gamma \simeq +1$) : le passage de $\Gamma \simeq +1$ à $\Gamma \simeq -1$ inverse donc les rôles des maxima et minima.

La profondeur du fading est nettement plus faible que dans le cas du sol parfait (environ -22 dB ici contre plus de -50 dB précédemment). Cela s'explique par le fait que, pour un sol réel, le module de Γ est légèrement inférieur à 1 et que la réflexion est partiellement absorbée : l'onde réfléchie n'annule plus complètement l'onde directe.

À grande distance, la courbe devient lisse et retrouve une pente voisine de celle de l'espace libre, avec une décroissance approchant une loi en $1/d^3$. Le trajet réfléchi produit donc encore un affaiblissement plus rapide que la loi de Friis en espace libre, mais sans atteindre la décroissance très sévère que l'on pourrait obtenir dans le cas parfaitement destructif.

5 Annexes

5.1 Annexe A

d (cm)	Ps (dBm)
86	-4,8
88,5	-5,08
90	-6,16
95	-6,5
97	-6,1
99	-6,25
102,5	-6,9
106	-7,8
109	-8,2
111	-8,38
114	-8,1
117	-7,8
120	-7,5
124	-7,9
128	-8,8
132	-10,3
134	-11,15
136	-12,27
139,5	-12,42
144	-11,3
148	-9,67
150	-9,94
154	-8,54
157	-8,98

Figure 10: Tableau de valeurs - Caractérisation de la puissance reçue P_2 en fonction de la distance entre les antennes avec réflexion par le sol.