République Tunisienne
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifiqu
Université de Tunis El Manar
École Nationale d'Ingénieurs de Tunis

Département Technologies de l'Information et de la Communication

Rapport de mini-projet

Modélisation et optimisation de l'exposition électromagnétique dans les réseaux mobiles Cas d'étude 5G / 6G

Réalisé par :

Belsem JEMAI

Mohamed Ramez MABROUK

Classe : 3ATEL1

Sous la direction de :

M. Taoufik AGUILI

Année universitaire : 2026/2027

Remerciements

Nous tenons à exprimer notre sincère gratitude à toutes les personnes qui ont contribué, de près ou de loin, à la réalisation de ce mini-projet.

Nos remerciements les plus chaleureux vont en premier lieu à notre encadrant, **M. Taoufik AGUILI**, pour son soutien, ses précieux conseils et sa disponibilité tout au long de ce travail.

Enfin, nous remercions l'ensemble du corps enseignant du **Département Technologies de l'Information et de la Communication** de l'École Nationale d'Ingénieurs de Tunis (ENIT) pour la qualité de la formation dispensée.

Table des matières

Introduction **6**

1 Contexte, exposition électromagnétique et chaîne de modélisation **7**

1.1 Contexte 7

1.2 Problématique et objectif 7

1.3 Chaîne de modélisation 8

2 Modélisation physique : démonstration des termes de J **9**

2.1 Fondements : des équations de Maxwell à l'onde plane 9

2.1.1 Équations de Maxwell en régime harmonique 9

2.1.2 Équation de propagation (Helmholtz) 10

2.1.3 Onde plane, impédance d'onde et atténuation 10

2.1.4 Vecteur de Poynting : puissance transportée et dissipée 11

2.1.5 Conditions de passage : coefficients de Fresnel 11

2.1.6 Du courant au champ rayonné : le doublet de Hertz 11

2.2 Étape 1 : champ incident rayonné par la BTS 12

2.3 Étapes 2 et 3 : pénétration du champ dans la tête 12

2.3.1 Étape 2 : milieu homogène 12

2.3.2 Étape 3 : modèle multicouche 12

2.4 Étape 4 : débit d'absorption spécifique (terme SAR) 13
2.5 Étape 5 : échauffement des tissus (terme ΔT) 13
2.6 Étape 6 : potentiel transmembranaire (terme ΔV_m) 14
2.7 Étape 7 : dépendance en fréquence et polarisation 14
2.8 Étape 8 : réseau d'antennes et champ total à la tête 15
2.9 Étape 9 : qualité de service (terme R_b) 15
2.10 Étape 10 : énergie et coût (termes E_{cons} et C_{ant}) 16
2.11 Fonction objectif $J(X)$ et contraintes 16
2.12 Algorithme d'optimisation 17
2.13 Résultats de la chaîne 17
2.14 Configuration optimale 18

3 Conception de l'antenne patch et du réseau 21

3.1 Généralités sur les antennes patch 21
3.2 Principe de fonctionnement 21
3.3 Cahier des charges 22
3.4 Dimensionnement analytique 22
3.5 Application numérique à 3,30 GHz 22
3.6 Du patch au réseau : arrangement et loi d'excitation 23

4 Simulation et validation sous ADS 25

4.1 Détermination des lignes avec LineCalc 25
4.2 Élément : schématique, tuning et Momentum 27
4.3 Construction du réseau sous ADS 29
4.4 Adaptation du réseau 30
4.5 Perspective : diagramme de rayonnement dépointé 32

Conclusion Générale **33**

Bibliographie **34**

Liste des figures

1.1 Chaîne de modélisation : des paramètres réseau à la configuration optimale. 8

2.1 Convergence de la fonction objectif au cours des itérations (PSO). 17

2.2 Profils calculés dans la tête : champ $|E(z)|/|E_{\text{tête}}|$, SAR(z) et $\Delta T(z)$. . . . 18

2.3 Facteur de réseau à X^* : faisceau pointé vers la BTS, atténué vers la tête. . 19

3.1 Facteur de réseau théorique à X^* : faisceau pointé vers la BTS, atténué vers la tête. 24

4.1 Calcul LineCalc de la ligne d'alimentation 50 ohm à 3,30 GHz. 26

4.2 Calcul LineCalc du transformateur quart d'onde 122,5 ohm. 26

4.3 Schéma électrique équivalent de l'élément (transformateur quart d'onde). . 27

4.4 Coefficient de réflexion S_{11} de l'élément après tuning (circuit). 28

4.5 Stackup du substrat : air / patch / FR4 ($\varepsilon_r = 4{,}32$) / plan de masse. . . . 28

4.6 Coefficient de réflexion S_{11} de l'élément (Momentum). 29

4.7 Layout du réseau de quatre patchs (entraxe 44,5 mm), avec les quatre ports. 30

4.8 Coefficient de réflexion S_{11} du réseau (Momentum) : résonance voisine de 3,1 GHz. 31

4.9 Abaque de Smith du coefficient de réflexion du réseau (Momentum). 31

Introduction

Le développement rapide des réseaux mobiles 5G et 6G, caractérisé par l'augmentation des débits et l'usage de nouvelles bandes de fréquences, s'accompagne d'une densification des sources électromagnétiques dans l'environnement humain. La conception des antennes doit donc répondre à un double objectif : garantir de bonnes performances de service tout en maîtrisant l'exposition électromagnétique de l'utilisateur.

Ce mini-projet propose une démarche complète en trois temps. Une chaîne de modélisation physique, implémentée en Python, relie les paramètres du réseau à l'exposition (champ, SAR, échauffement) et au service (SINR, débit). Un algorithme d'optimisation en déduit la meilleure configuration et fournit les caractéristiques de l'antenne. Ces caractéristiques sont ensuite implémentées et validées sous le logiciel ADS (Advanced Design System).

Ce rapport se compose de quatre chapitres :

- le **premier chapitre** présente le contexte, la problématique et la chaîne de modélisation ;
- le **deuxième chapitre** développe la modélisation physique et l'optimisation sous Python, aboutissant aux caractéristiques de l'antenne ;
- le **troisième chapitre** est consacré à la conception théorique de l'antenne patch (généralités et dimensionnement) ;
- le **quatrième chapitre** porte sur la simulation et la validation sous ADS (LineCalc, schématique, tuning et Momentum).

Chapitre 1

Contexte, exposition électromagnétique et chaîne de modélisation

1.1 Contexte

L'utilisateur d'un réseau mobile est exposé aux champs générés par son terminal, par les stations de base (BTS) et par les sources radioélectriques environnantes. L'étude de l'interaction entre les ondes et le corps humain est pluridisciplinaire : elle associe la propagation radioélectrique, l'électromagnétisme, les propriétés diélectriques des tissus et les phénomènes thermiques.

1.2 Problématique et objectif

La question principale est la suivante : pour une qualité de service imposée, quelle configuration radio permet de réduire l'exposition électromagnétique tout en conservant les performances du réseau et en maîtrisant la consommation énergétique et le coût d'infrastructure ? La réponse est la configuration optimale, dont découlent directement les caractéristiques de l'antenne à concevoir.

1.3 Chaîne de modélisation

La démarche se résume par une chaîne à deux branches issues du même champ électrique. À partir des paramètres radio, la propagation fournit le champ au niveau de l'utilisateur. Ce champ alimente en parallèle une branche de santé (pénétration dans les tissus, absorption SAR, échauffement) et une branche de service (puissance reçue, SINR, débit). Les deux branches se rejoignent dans la fonction objectif, que l'algorithme minimise.

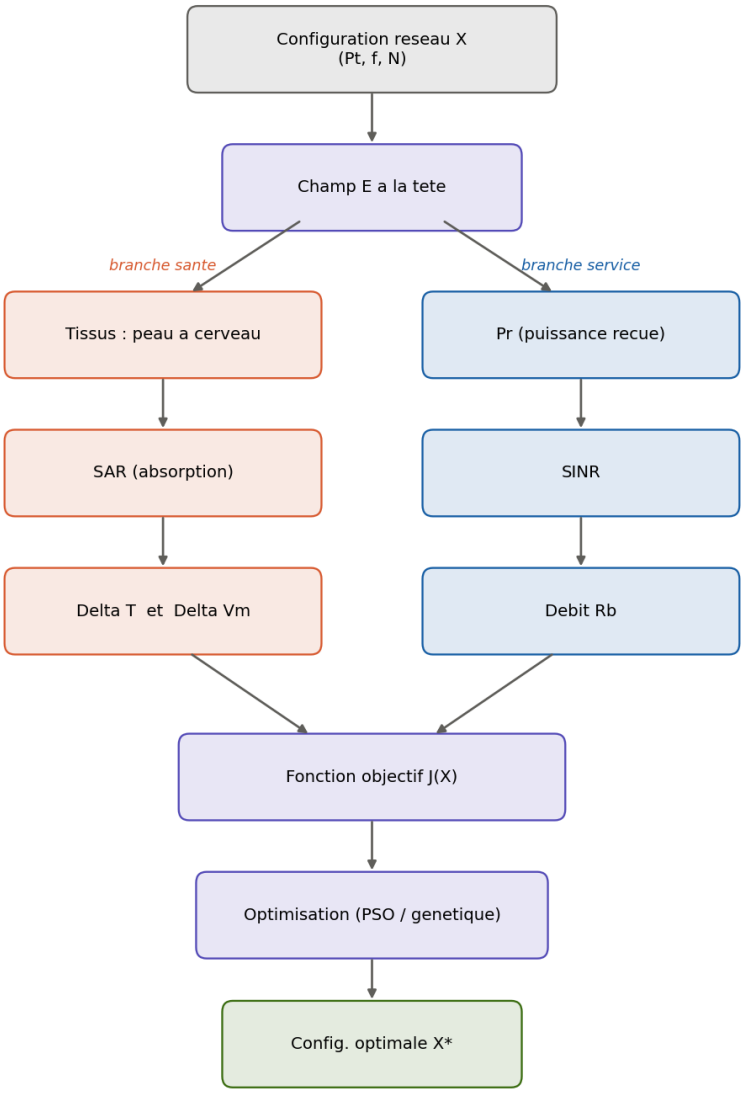


FIGURE 1.1 – Chaîne de modélisation : des paramètres réseau à la configuration optimale.

Chapitre 2

Modélisation physique : démonstration des termes de J

La configuration radio X est évaluée par une fonction objectif unique agrégeant santé, service, énergie et coût :

$$J(X) = W_1\frac{\mathrm{SAR}}{\mathrm{SAR}_0} + W_2\frac{\Delta T}{\Delta T_0} + W_3\frac{|\Delta V_m|}{\Delta V_{m0}} + W_4\frac{E_{\mathrm{cons}}}{E_0} - W_5\frac{R_b}{R_{b0}} + W_6\frac{C_{\mathrm{ant}}}{C_0}, \qquad W_i \geq 0. \quad (2.1)$$

Ce chapitre **démontre la formule de chacun des six termes**. Toutes les relations électromagnétiques employées sont d'abord dérivées des équations de Maxwell (section 2.1), puis appliquées le long des dix étapes de la chaîne. La fréquence de travail retenue est $f_0 = 3{,}3$ GHz (bande n78).

2.1 Fondements : des équations de Maxwell à l'onde plane

2.1.1 Équations de Maxwell en régime harmonique

Dans un milieu linéaire et isotrope présentant des pertes par conduction ($\vec{J} = \sigma\vec{E}$), en régime harmonique $e^{\mathrm{j}\omega t}$ et en l'absence de charges libres, les équations de Maxwell

s'écrivent :

$$\nabla \times \vec{E} = -\mathrm{j}\omega\mu\,\vec{H}, \qquad \nabla \times \vec{H} = (\sigma + \mathrm{j}\omega\varepsilon)\vec{E} = \mathrm{j}\omega\varepsilon_c\vec{E}, \tag{2.2}$$

$$\nabla \cdot \vec{E} = 0, \qquad \nabla \cdot \vec{H} = 0, \tag{2.3}$$

où le courant de conduction et le courant de déplacement sont regroupés dans la *permittivité complexe*

$$\varepsilon_c = \varepsilon - \mathrm{j}\frac{\sigma}{\omega}, \qquad \varepsilon = \varepsilon_0\varepsilon_r. \tag{2.4}$$

2.1.2 Équation de propagation (Helmholtz)

En prenant le rotationnel de la loi de Faraday puis en injectant la loi d'Ampère :

$$\nabla \times (\nabla \times \vec{E}) = -\mathrm{j}\omega\mu\,(\nabla \times \vec{H}) = \omega^2\mu\varepsilon_c\vec{E}. \tag{2.5}$$

Or $\nabla \times (\nabla \times \vec{E}) = \nabla(\nabla \cdot \vec{E}) - \nabla^2\vec{E} = -\nabla^2\vec{E}$ puisque $\nabla \cdot \vec{E} = 0$. On obtient l'équation de Helmholtz :

$$\boxed{\nabla^2\vec{E} - \gamma^2\vec{E} = 0, \qquad \gamma^2 = -\omega^2\mu\varepsilon_c, \qquad \gamma = \mathrm{j}\omega\sqrt{\mu\varepsilon_c} = \alpha + \mathrm{j}\beta} \tag{2.6}$$

2.1.3 Onde plane, impédance d'onde et atténuation

La solution progressive selon $+z$ est $\vec{E} = E_x\,e^{-\gamma z}\,\vec{u}_x$. La loi de Faraday donne $\vec{H} = \dfrac{E_x}{\eta}e^{-\gamma z}\vec{u}_y$, avec l'impédance d'onde

$$\eta = \frac{\mathrm{j}\omega\mu}{\gamma} = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon_c}}, \qquad \eta_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} = 120\pi\ \Omega \text{ (dans l'air)}. \tag{2.7}$$

En développant $\gamma^2 = -\omega^2\mu\varepsilon + \mathrm{j}\omega\mu\sigma = (\alpha + \mathrm{j}\beta)^2$, l'identification des parties réelle et imaginaire ($\alpha^2 - \beta^2 = -\omega^2\mu\varepsilon$, $2\alpha\beta = \omega\mu\sigma$) donne :

$$\boxed{\alpha = \omega\sqrt{\frac{\mu\varepsilon}{2}\left[\sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega\varepsilon}\right)^2} - 1\right]}, \qquad \beta = \omega\sqrt{\frac{\mu\varepsilon}{2}\left[\sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega\varepsilon}\right)^2} + 1\right]}} \tag{2.8}$$

La profondeur de pénétration est $\delta = 1/\alpha$.

2.1.4 Vecteur de Poynting : puissance transportée et dissipée

La densité de puissance moyenne est $\vec{S} = \frac{1}{2}\,\mathrm{Re}(\vec{E} \times \vec{H}^*)$. Pour l'onde plane en espace libre (η_0 réel) :

$$S = \frac{|E|^2_{\text{crête}}}{2\eta_0} = \frac{|E|^2_{\text{eff}}}{\eta_0}. \tag{2.9}$$

Le théorème de Poynting identifie la densité volumique moyenne dissipée par conduction comme la partie réelle de $\frac{1}{2}\vec{J}\cdot\vec{E}^*$:

$$\boxed{p = \tfrac{1}{2}\,\mathrm{Re}(\vec{J}\cdot\vec{E}^*) = \tfrac{1}{2}\,\sigma|E|^2 \quad [\mathrm{W/m^3}]} \tag{2.10}$$

Cette puissance volumique est la source commune du SAR (étape 4) et de l'échauffement (étape 5).

2.1.5 Conditions de passage : coefficients de Fresnel

À une interface entre deux milieux d'impédances (η_1, η_2), la continuité des composantes tangentielles de $\vec{E}$ et $\vec{H}$ impose, en incidence normale, $E_i + E_r = E_t$ et $(E_i - E_r)/\eta_1 = E_t/\eta_2$. La résolution donne :

$$\boxed{\Gamma = \frac{E_r}{E_i} = \frac{\eta_2 - \eta_1}{\eta_2 + \eta_1}, \qquad T = \frac{E_t}{E_i} = 1 + \Gamma = \frac{2\eta_2}{\eta_2 + \eta_1}} \tag{2.11}$$

2.1.6 Du courant au champ rayonné : le doublet de Hertz

Les sources rayonnent par le potentiel vecteur retardé, solution de $(\nabla^2 + k^2)\vec{A} = -\mu\vec{J}$:

$$\vec{A}(\vec{r}) = \frac{\mu}{4\pi}\int \vec{J}(\vec{r}')\,\frac{e^{-\mathrm{j}k|\vec{r}-\vec{r}'|}}{|\vec{r}-\vec{r}'|}\,\mathrm{d}V', \qquad k = \omega\sqrt{\mu\varepsilon} = \frac{2\pi}{\lambda}. \tag{2.12}$$

Pour un doublet $\ell \ll \lambda$ de courant I_0 selon z, $A_z = \dfrac{\mu I_0 \ell}{4\pi}\dfrac{e^{-\mathrm{j}kR}}{R}$. Avec $\vec{H} = \frac{1}{\mu}\nabla\times\vec{A}$ et $\vec{E} = \frac{1}{\mathrm{j}\omega\varepsilon}\nabla\times\vec{H}$, en ne gardant que les termes en $1/R$ (champ lointain) :

$$\boxed{\vec{E}_\theta = \mathrm{j}\,\frac{\eta k I_0 \ell}{4\pi}\,\frac{e^{-\mathrm{j}kR}}{R}\sin\theta\,\vec{u}_\theta = \mathrm{j}\,\frac{60\pi I_0 \ell}{\lambda}\,\frac{e^{-\mathrm{j}kR}}{R}\sin\theta\,\vec{u}_\theta} \tag{2.13}$$

en utilisant $\eta_0 k/4\pi = 60\pi/\lambda$. Ce champ sert de brique élémentaire au réseau (étape 8).

2.2 Étape 1 : champ incident rayonné par la BTS

Hypothèses : espace libre, champ lointain $R \gg \lambda$, BTS de puissance P_t et gain G_t, onde localement plane au point utilisateur. Le bilan de liaison de Friis et la densité de puissance s'écrivent :

$$P_r = P_t G_t G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2, \qquad S = \frac{P_t G_t}{4\pi d^2}, \qquad d = \|\vec{r}_B - \vec{r}_U\|. \tag{2.14}$$

En reportant S dans la relation de Poynting (2.9), $|E_0|_{\text{crête}} = \sqrt{2\eta_0 S} = \sqrt{\eta_0/2\pi}\,\sqrt{P_t G_t}/d$, et comme $\eta_0/2\pi = 60$:

$$\boxed{|E_0|_{\text{crête}} = \frac{\sqrt{60\,P_t G_t}}{d}, \qquad |E_0|_{\text{eff}} = \frac{\sqrt{30\,P_t G_t}}{d}} \tag{2.15}$$

La convention **crête** est conservée dans toute la chaîne : elle est cohérente avec le SAR en $/2\rho$ (étape 4) et évite une erreur d'un facteur 2. La phase et la dépendance angulaire proviennent du doublet (2.13).

2.3 Étapes 2 et 3 : pénétration du champ dans la tête

2.3.1 Étape 2 : milieu homogène

La tête est d'abord assimilée à un milieu homogène $(\varepsilon_r, \sigma, \rho)$, en incidence normale. Les grandeurs sont celles de la section 2.1 : impédance $\eta = \sqrt{\mu_0/(\varepsilon_0 \varepsilon_{c,r})}$ (section 2.1.3), transmission $T = 2\eta/(\eta_0 + \eta)$ (section 2.1.5), propagation $\gamma = \alpha + \mathrm{j}\beta$. Le champ transmis est donc :

$$\boxed{E(z) = T\,E_0\,e^{-\gamma z} = T\,E_0\,e^{-\alpha z}e^{-\mathrm{j}\beta z} \;\Rightarrow\; |E(z)| = |T|\,|E_0|\,e^{-\alpha z}} \tag{2.16}$$

2.3.2 Étape 3 : modèle multicouche

Pour se rapprocher de la réalité, la tête est modélisée par N couches planes (peau, graisse, os, liquide céphalo-rachidien, cerveau), chacune homogène d'épaisseur e_i et de paramètres $(\varepsilon_{r,i}, \sigma_i, \rho_i)$. En appliquant les sections 2.1.3 et 2.1.5 à chaque interface et à chaque couche :

$$\Gamma_i = \frac{\eta_{i+1} - \eta_i}{\eta_{i+1} + \eta_i}, \quad T_i = 1 + \Gamma_i = \frac{2\eta_{i+1}}{\eta_{i+1} + \eta_i}, \quad \gamma_i = \sqrt{\mathrm{j}\omega\mu_i(\sigma_i + \mathrm{j}\omega\varepsilon_i)}, \quad E_i(z) = E_i(0)e^{-\gamma_i z}. \tag{2.17}$$

Le champ transmis jusqu'au cerveau, par transmissions successives, vaut :

$$\boxed{E_{\text{cerveau}} = E_0 \prod_{i=1}^{N} T_i \, e^{-\alpha_i e_i}} \tag{2.18}$$

Ce modèle néglige les réflexions multiples internes ; pour un calcul exact, on emploie les matrices de transfert (ABCD) couche par couche, l'écart restant faible tant que $|\Gamma_i|$ est modéré.

2.4 Étape 4 : débit d'absorption spécifique (terme SAR)

Le SAR est la puissance absorbée par unité de masse, $\text{SAR} = p/\rho$, avec $p = \frac{1}{2}\sigma|E|^2$ démontré en (2.10) :

$$\boxed{\text{SAR}(z) = \frac{\sigma\,|E(z)|^2}{2\rho}\ [\text{W/kg}], \qquad \text{SAR}_i(z) = \frac{\sigma_i\,|E_i(z)|^2}{2\rho_i}} \tag{2.19}$$

Le champ interne part du **champ total à la tête** $E_{\text{tête}} = E_{\text{BTS}} + E_{\text{rer}}$, où le terme re-rayonné par le terminal E_{rer} (dominant, démontré à l'étape 8) est propagé par les coefficients T_i, γ_i de l'étape 3. Le terme SAR de J est borné par la restriction de l'ICNIRP pour la plage 100 kHz à 6 GHz : $\text{SAR}_{10\text{g}} \leq 2$ W/kg (moyenné sur 10 g et sur 6 min).

2.5 Étape 5 : échauffement des tissus (terme ΔT)

L'énergie EM absorbée est une source de chaleur. Le bilan d'énergie thermique sur un élément de tissu égale la variation d'enthalpie au flux conductif (loi de Fourier $\vec{q} = -k\nabla T$), augmenté de la source volumique EM $q_{\text{EM}} = \rho\,\text{SAR}$ et diminué de la chaleur évacuée par la perfusion sanguine. On obtient l'équation de biochaleur de Pennes :

$$\boxed{\rho C\,\frac{\partial T}{\partial t} = \nabla\cdot(k\nabla T) + \rho\,\text{SAR} - \rho_b C_b\,\omega_b\,(T - T_b)} \tag{2.20}$$

où C est la chaleur spécifique du tissu, k sa conductivité thermique, (ρ_b, C_b, T_b) les grandeurs du sang et ω_b le taux de perfusion. Le point clé est que la source est la puissance *volumique* $\rho\,\text{SAR}$ (en W/m^3) et non le SAR (en W/kg). Dans le modèle multicouche,

une équation 1D est écrite par couche avec continuité de la température et du flux aux interfaces z_i :

$$\rho_i C_i \frac{\partial T_i}{\partial t} = k_i \frac{\partial^2 T_i}{\partial z^2} + \rho_i \,\mathrm{SAR}_i - \rho_{b,i} C_{b,i}\, \omega_{b,i} (T_i - T_b), \qquad T_i(z_i) = T_{i+1}(z_i), \quad k_i \frac{\partial T_i}{\partial z}\Big|_{z_i} = k_{i+1} \frac{\partial T_{i+1}}{\partial z}\Big|_{z_i}. \tag{2.21}$$

L'équation est résolue numériquement ; on en tire $\Delta T(z,t)$ et $\Delta T_{\max}$. Deux régimes limites éclairent le résultat : en l'absence de conduction et de perfusion (temps courts), $\Delta T \approx \mathrm{SAR}\, t/C$; en régime permanent dominé par la perfusion, $\Delta T \approx \rho\,\mathrm{SAR}/(\rho_b C_b\, \omega_b)$.

2.6 Étape 6 : potentiel transmembranaire (terme ΔV_m)

Outre l'effet thermique, le champ peut faire varier le potentiel transmembranaire. La membrane cellulaire est modélisée par un circuit $R_m C_m$ excité par le courant induit. À partir de la densité de courant de conduction $\vec{J} = \sigma \vec{E}$ (Maxwell), le courant à travers la surface efficace A_{eff} de la cellule vaut $I_{\text{EM}} = \sigma E_{\text{int}} A_{\text{eff}} |\cos\theta|$, θ étant l'angle entre le champ et la cellule. La loi des nœuds donne :

$$C_m \frac{\mathrm{d}V_m}{\mathrm{d}t} + \frac{V_m}{R_m} = I_{\text{EM}}, \qquad V_m = V_{\text{int}} - V_{\text{ext}}, \qquad \Delta V_m = V_m - V_{m0}. \tag{2.22}$$

En régime harmonique à la pulsation ω, la résolution de cette équation différentielle donne un comportement de filtre passe-bas :

$$\boxed{|\Delta V_m| = \frac{R_m\, I_{\text{EM}}}{\sqrt{1 + (\omega R_m C_m)^2}}, \qquad f_c = \frac{1}{2\pi R_m C_m}} \tag{2.23}$$

L'effet est considérable en basse fréquence et devient négligeable bien au-dessus de f_c : à $f_0 = 3{,}3$ GHz, c'est donc l'effet thermique qui domine. L'étude ne concerne que le tissu cérébral, avec la contrainte $E_{\text{int}} \le E_{\text{int,max}}$.

2.7 Étape 7 : dépendance en fréquence et polarisation

La chaîne précédente est reprise en rendant les propriétés des tissus dépendantes de la fréquence ($\varepsilon_r(f)$, $\sigma(f)$, donc $\alpha(f)$) et en introduisant la polarisation par un coefficient de couplage C_p qui traduit l'orientation du champ par rapport aux structures biologiques :

$$\varepsilon(f) = \varepsilon_0 \varepsilon_r(f) - \mathrm{j}\frac{\sigma(f)}{\omega}, \qquad C_p = |\vec{e}_p \cdot \vec{e}_t|^2 \text{ ou } |\cos\theta|, \qquad \mathrm{SAR}(f,p) = \frac{\sigma(f)\, C_p\, |E(f)|^2}{2\rho}. \tag{2.24}$$

Le calcul est effectué à la fréquence du projet $f_0 = 3{,}3$ GHz.

2.8 Étape 8 : réseau d'antennes et champ total à la tête

L'antenne ne se résume pas à un gain G : sa conception fixe directement le champ incident, donc toute la chaîne (champ $\to$ SAR $\to \Delta T, \Delta V_m$ et champ $\to P_r \to$ SINR). Un réseau de N éléments à alimentation complexe permet de concentrer l'énergie et de contrôler la direction des lobes par les phases. Par superposition des champs élémentaires (2.13) :

$$\vec{E}(\vec{r}) = \sum_{n=1}^{N} a_n e^{\mathrm{j}\phi_n} \vec{E}_a(\vec{r}), \qquad F(\theta,\phi) = \sum_{n=1}^{N} a_n e^{\mathrm{j}(\phi_n + k\,\vec{r}_n\cdot\vec{u})}. \tag{2.25}$$

Pour un réseau linéaire, $F(\theta) = \sum_n A_n e^{\mathrm{j}\psi_n}$ avec $\psi_n = \beta_n + n\,kd\cos\theta_x$. La règle de multiplication des diagrammes, $D_R(\theta,\phi) = F(\theta,\phi)\,D_e(\theta,\phi)$, suppose des éléments non couplés ($d \geq \lambda/2$). Le terminal à N antennes reçoit le champ de la BTS et re-rayonne un champ vers la tête :

$$\vec{E}_{\text{tête}} = \vec{E}_{\text{BTS}} + \vec{E}_{\text{rer}}, \qquad \vec{E}_{\text{rer}} = \sum_{m=1}^{N} \vec{E}_{\text{rer},m} \approx F \cdot \vec{E}_{\text{rer,élément}}. \tag{2.26}$$

Le courant de chaque élément en réception s'obtient par le schéma équivalent de Thévenin :

$$\boxed{V_{\text{th},m} = \vec{E}_{\text{BTS}} \cdot \vec{\ell}_m, \qquad I_m = \frac{V_{\text{th},m}}{Z_{a,m} + Z_{L,m}}} \tag{2.27}$$

Ce champ total $E_{\text{tête}}$ est celui qui alimente la pénétration (étape 3) et le SAR (étape 4) : c'est le terme re-rayonné E_{rer}, et non le seul champ lointain de la BTS, qui domine l'exposition près de la tête.

2.9 Étape 9 : qualité de service (terme R_b)

Le terminal combine les sorties des N éléments par une pondération complexe (formation de voie) $w_m = a_m e^{\mathrm{j}\beta_m}$, pour le signal utile et pour les interférents :

$$I_s = \sum_m w_{s,m}^{*}\, I_{s,m}, \qquad I_I = \sum_m w_{I,m}^{*}\, I_{I,m}, \tag{2.28}$$

les courants $I_{s,m}, I_{I,m}$ étant donnés par (2.27). Les puissances utile, interférente et de bruit valent :

$$P_u = \tfrac{1}{2} R_L |I_s|^2, \qquad P_I = \tfrac{1}{2} R_L |I_I|^2, \qquad P_b = k_B T_0 B, \tag{2.29}$$

avec $k_B = 1{,}38 \times 10^{-23}$ J/K, T_0 la température de bruit et B la largeur de bande. Le rapport signal sur interférence et bruit et le débit de Shannon s'écrivent :

$$\boxed{\mathrm{SINR} = \frac{P_u}{P_I + P_b}, \qquad R_b = B \, \log_2(1 + \mathrm{SINR})} \tag{2.30}$$

Il ne suffit pas de minimiser le champ : le même facteur de réseau F agit sur les deux branches, $F \to E_{\text{tête}} \to \mathrm{SAR}, \Delta T, \Delta V_m$ et $F \to P_u \to \mathrm{SINR} \to R_b$. L'antenne doit donc éviter de diriger un maximum de champ vers la tête tout en conservant une couverture suffisante.

2.10 Étape 10 : énergie et coût (termes $E_{\mathbf{cons}}$ et $C_{\mathbf{ant}}$)

Sur une durée d'utilisation T, l'énergie consommée est :

$$E_{\mathrm{cons}} = \int_0^T P_{\mathrm{cons}}(t)\, \mathrm{d}t = P_{\mathrm{cons}}\, T \ (\text{si } P_{\mathrm{cons}} = \text{cte}), \qquad P_{\mathrm{cons}} = P_{\mathrm{RF}} + P_{\mathrm{PA}} + P_{\mathrm{elec}}. \tag{2.31}$$

Sous l'hypothèse du projet où la puissance consommée se limite à la puissance d'émission, $E_{\mathrm{cons}} \simeq P_t\, T$. Le coût du réseau à N éléments est :

$$\boxed{C_{\mathrm{ant}} = N\, C_{\mathrm{elem}} + C_{\mathrm{RF}} + C_{\mathrm{ctrl}} + C_{\mathrm{inst}} \ \xrightarrow{\text{projet}} \ C_{\mathrm{ant}} \simeq N\, C_{\mathrm{elem}}} \tag{2.32}$$

2.11 Fonction objectif $J(X)$ et contraintes

Les six termes démontrés ci-dessus alimentent la fonction objectif normalisée (2.1), où les grandeurs indicées 0 sont des valeurs de référence qui rendent chaque terme sans dimension, et où le signe $-$ sur R_b traduit la maximisation du débit. Le vecteur de décision regroupe l'ensemble des degrés de liberté :

$$X = \big[\, P_t,\ f,\ a,\ \beta,\ \mathrm{pol},\ r_n,\ \mathrm{orientation},\ h_{\mathrm{BTS}},\ r_{\mathrm{BTS}} \,\big]. \tag{2.33}$$

Le problème à résoudre est :

$$X^* = \arg\min_X J(X) \tag{2.34}$$

sous les contraintes

$$\text{santé :} \quad \mathrm{SAR}(X) \le \mathrm{SAR}_{\max},\ \Delta T(X) \le \Delta T_{\max},\ |\Delta V_m(X)| \le \Delta V_{m,\max},\ E_{\mathrm{int}}(X) \le E_{\mathrm{int,max}}(f), \tag{2.35}$$

$$\text{service :} \quad \mathrm{SINR}(X) \ge \mathrm{SINR}_{\min},\ R_b(X) \ge R_{b,\min}, \tag{2.36}$$

$$\text{matérielles :} \quad N_{\min} \le N \le N_{\max},\ r_n \in \Omega_{\text{portable}},\ d_{mn} \ge d_{\min},\ a_n^{\min} \le a_n \le a_n^{\max},\ 0 \le \phi_n \le 2\pi,\ P_{\text{total}} \le \tag{2.37}$$

2.12 Algorithme d'optimisation

L'algorithme reçoit une configuration candidate X, calcule successivement toute la chaîne des étapes 1 à 10 puis $J(X)$, modifie X et répète jusqu'à convergence vers un minimum global. Deux métaheuristiques adaptées sont l'optimisation par essaim particulaire (PSO) et l'algorithme génétique. La figure 2.1 illustre la décroissance de la fonction objectif.

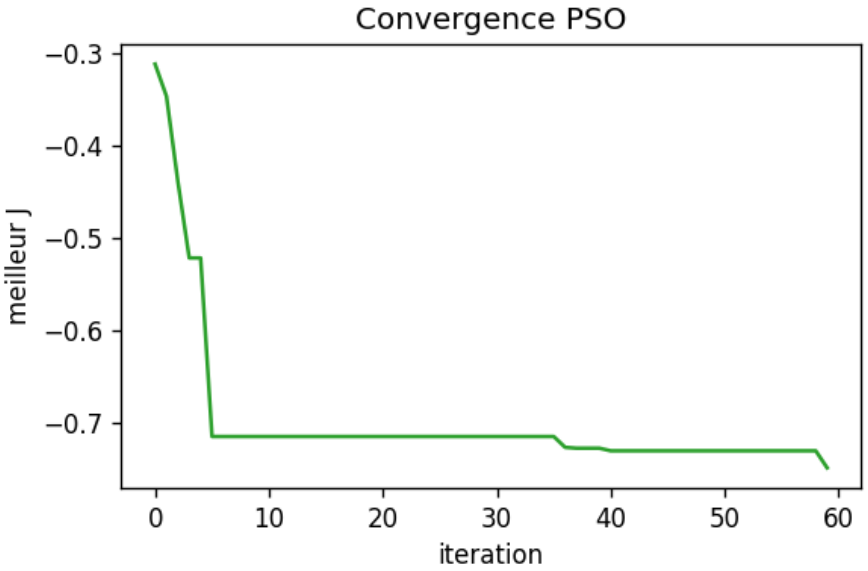


FIGURE 2.1 – Convergence de la fonction objectif au cours des itérations (PSO).

2.13 Résultats de la chaîne

L'exécution de la chaîne (étapes 1 à 10) fournit, pour une configuration donnée, les profils du champ, du SAR et de l'échauffement dans la tête. La figure 2.2 présente ces profils à

la configuration optimale : le champ chute aux interfaces, le SAR est maximal en surface avec un pic local au LCR (très conducteur), et l'échauffement décroît en profondeur.

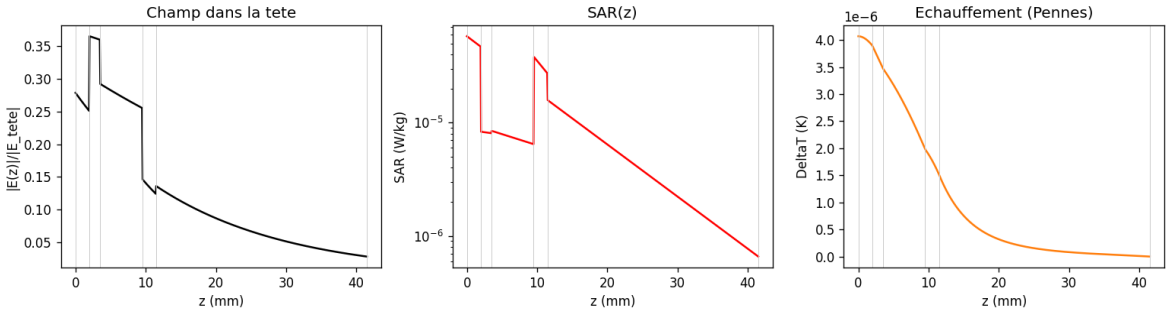


FIGURE 2.2 – Profils calculés dans la tête : champ $|E(z)|/|E_{\text{tête}}|$, SAR(z) et $\Delta T(z)$.

2.14 Configuration optimale

L'algorithme PSO minimise $J(X)$ sur $X = \{P_t, N, d, \theta_0\}$ sous les contraintes de santé, de service et matérielles. Le Tableau 2.1 donne la configuration optimale obtenue et le Tableau 2.2 les indicateurs associés ; la figure 2.3 montre le facteur de réseau correspondant.

Variable de X^*	**Valeur**
Puissance d'émission P_t	1,0 W
Nombre d'éléments N	4
Espacement d	0,49 λ
Dépointage θ_0	58°

TABLE 2.1 – Configuration optimale X^* issue de l'optimisation.

Grandeur à X^*	Valeur
Champ total à la tête $E_{\text{tête}}$	0,97 V/m
SAR maximal	$5{,}8 \times 10^{-5}$ W/kg
Échauffement $\Delta T_{\max}$	$4{,}1 \times 10^{-6}$ K
Potentiel membranaire $\lvert\Delta V_m\rvert$	$2{,}5 \times 10^{-11}$ V
SINR	76 dB
Débit R_b	2537 Mbit/s
Énergie consommée E_{cons}	3600 J
Coût C_{ant}	4 unités

TABLE 2.2 – Indicateurs d'exposition et de service à la configuration optimale.

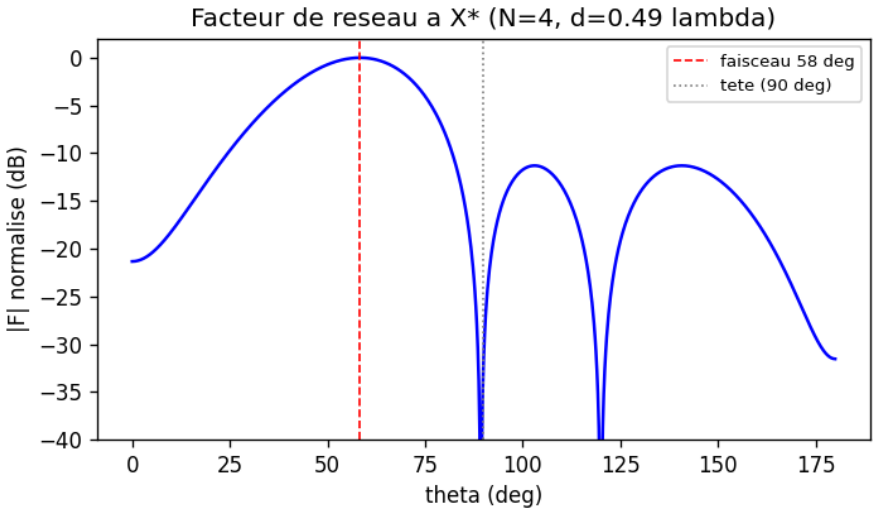


FIGURE 2.3 – Facteur de réseau à X^* : faisceau pointé vers la BTS, atténué vers la tête.

2.14.0.0.1 Interprétation. À l'optimum, l'exposition reste très inférieure aux limites réglementaires (SAR $\approx 5{,}8 \times 10^{-5}$ W/kg contre 2 W/kg, ΔT de l'ordre du microkelvin) : dans ce scénario où l'exposition provient de la BTS et du champ re-rayonné par le terminal, la branche santé n'est pas limitante. L'optimisation est alors pilotée par le service, l'énergie et le coût, et retient la puissance et le nombre d'éléments minimaux qui assurent le débit requis. Le SINR élevé traduit un modèle de bruit idéalisé et R_b est la capacité de Shannon, c'est-à-dire une borne théorique. Ces caractéristiques ($f_0 = 3{,}3$ GHz, réseau de N éléments

d'espacement d et de dépointage θ_0) définissent le réseau d'antennes patch à concevoir et à simuler sous ADS (chapitre 3 et suivant).

Chapitre 3

Conception de l'antenne patch et du réseau

3.1 Généralités sur les antennes patch

Une antenne patch se compose d'un patch métallique conducteur, d'un substrat diélectrique et d'un plan de masse métallique. Ses dimensions principales sont la longueur L, la largeur W, l'épaisseur du substrat h et la permittivité relative ε_r. L'alimentation par ligne micro-ruban, utilisée ici, connecte directement une ligne au bord du patch.

3.2 Principe de fonctionnement

Les deux milieux (air et diélectrique) sont remplacés par un milieu effectif de permittivité :

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{W}\right)^{-\frac{1}{2}}. \tag{3.1}$$

Le rayonnement est modélisé par deux fentes parallèles distantes de L. La fréquence de résonance du mode fondamental est inversement proportionnelle à la longueur effective du patch.

3.3 Cahier des charges

Paramètre	Valeur
Fréquence de résonance f_0	3,30 GHz
Substrat	FR4 (Verre-Époxy)
Permittivité relative ε_r	4,32
Épaisseur du substrat h	1,52 mm
Épaisseur de métallisation t	35 μm
Tangente de pertes $\tan\delta$	0,018

TABLE 3.1 – Cahier des charges de l'antenne patch.

3.4 Dimensionnement analytique

La largeur, la permittivité effective, l'extension de longueur et la longueur du patch sont données par :

$$W = \frac{c}{2f_0}\sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r + 1}}, \tag{3.2}$$

$$\Delta L = 0.412\,h \cdot \frac{(\varepsilon_{eff} + 0.3)\left(\frac{W}{h} + 0.264\right)}{(\varepsilon_{eff} - 0.258)\left(\frac{W}{h} + 0.813\right)}, \tag{3.3}$$

$$L = \frac{c}{2f_0\sqrt{\varepsilon_{eff}}} - 2\Delta L. \tag{3.4}$$

L'impédance au bord rayonnant et l'impédance du transformateur quart d'onde valent :

$$Z_{in} = 90\,\frac{\varepsilon_r^2}{\varepsilon_r - 1}\left(\frac{L}{W}\right)^2, \qquad Z_{\lambda/4} = \sqrt{50\,Z_{in}}. \tag{3.5}$$

3.5 Application numérique à 3,30 GHz

L'application des formules au cahier des charges donne les valeurs du Tableau 3.2. L'impédance d'entrée (environ 300 ohm) étant très éloignée de 50 ohm, une adaptation par transformateur quart d'onde est nécessaire.

Paramètre	Valeur
Largeur W	27,85 mm
Permittivité effective ε_{eff}	3,95
Extension ΔL	0,70 mm
Longueur L (analytique)	21,45 mm
Impédance au bord Z_{in}	300 ohm
Transformateur $Z_{\lambda/4}$	122,5 ohm

TABLE 3.2 – Résultats du dimensionnement analytique à 3,30 GHz.

3.6 Du patch au réseau : arrangement et loi d'excitation

L'élément ci-dessus constitue la brique du réseau. La configuration optimale X^* obtenue par l'optimisation (chapitre précédent) fixe un réseau linéaire de $N = 4$ éléments, d'espacement $d = 0{,}49\,\lambda$ et dépointé vers $\theta_0 = 58°$, à amplitudes uniformes. Le facteur de réseau d'un réseau linéaire uniforme s'écrit :

$$F(\theta) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n\, e^{\mathrm{j}\psi_n}, \qquad \psi_n = \beta_n + n\,kd\cos\theta, \qquad k = \frac{2\pi}{\lambda}. \tag{3.6}$$

Pour pointer le faisceau vers θ_0, le déphasage progressif inter-éléments est $\beta = -kd\cos\theta_0$:

$$\beta = -2\pi\,\frac{d}{\lambda}\cos\theta_0 = -2\pi \times 0{,}49 \times \cos 58° \approx -93{,}5°. \tag{3.7}$$

Les grandeurs géométriques et la loi d'excitation à $f_0 = 3{,}3$ GHz ($\lambda = 90{,}9$ mm) sont rassemblées dans les Tableaux 3.3 et 3.4. L'espacement $d < \lambda$ garantit l'absence de lobes de réseau.

Paramètre du réseau	Valeur
Nombre d'éléments N	4
Espacement d	0,49 λ = 44,5 mm
Dépointage θ_0	58°
Déphasage inter-élément β	$-93{,}5°$
Longueur hors-tout du réseau	$(N-1)d \approx 133{,}5$ mm
Gain attendu (vs élément)	$+10\log_{10} N \approx +6$ dB

TABLE 3.3 – Caractéristiques géométriques du réseau linéaire.

Élément	Amplitude a_n	Phase β_n
1	1	0°
2	1	$-93{,}5°$
3	1	$-187°$
4	1	$-280{,}5°$

TABLE 3.4 – Loi d'excitation des quatre éléments (amplitudes uniformes, phases progressives).

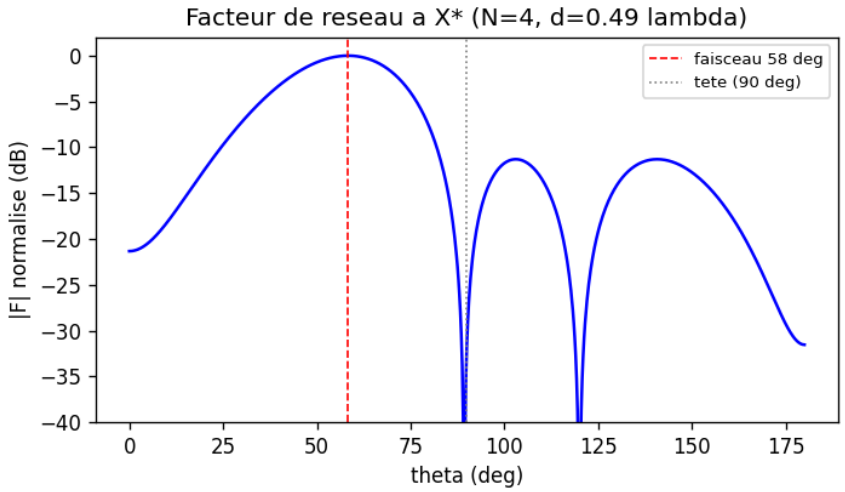


FIGURE 3.1 – Facteur de réseau théorique à X^* : faisceau pointé vers la BTS, atténué vers la tête.

Chapitre 4

Simulation et validation sous ADS

La validation se fait en deux temps : d'abord l'élément seul (lignes, adaptation, résonance), puis le **réseau de** $N = 4$ **éléments**, qui constitue l'objet réellement visé. La simulation Momentum du réseau fournit la matrice S complète (adaptation et couplage mutuel), ce que la simulation d'un élément isolé ne permet pas.

4.1 Détermination des lignes avec LineCalc

LineCalc synthétise les dimensions physiques des lignes micro-ruban à partir de l'impédance visée et du substrat. On calcule la ligne d'alimentation 50 ohm et le transformateur quart d'onde 122,5 ohm, à la fréquence de 3,30 GHz.

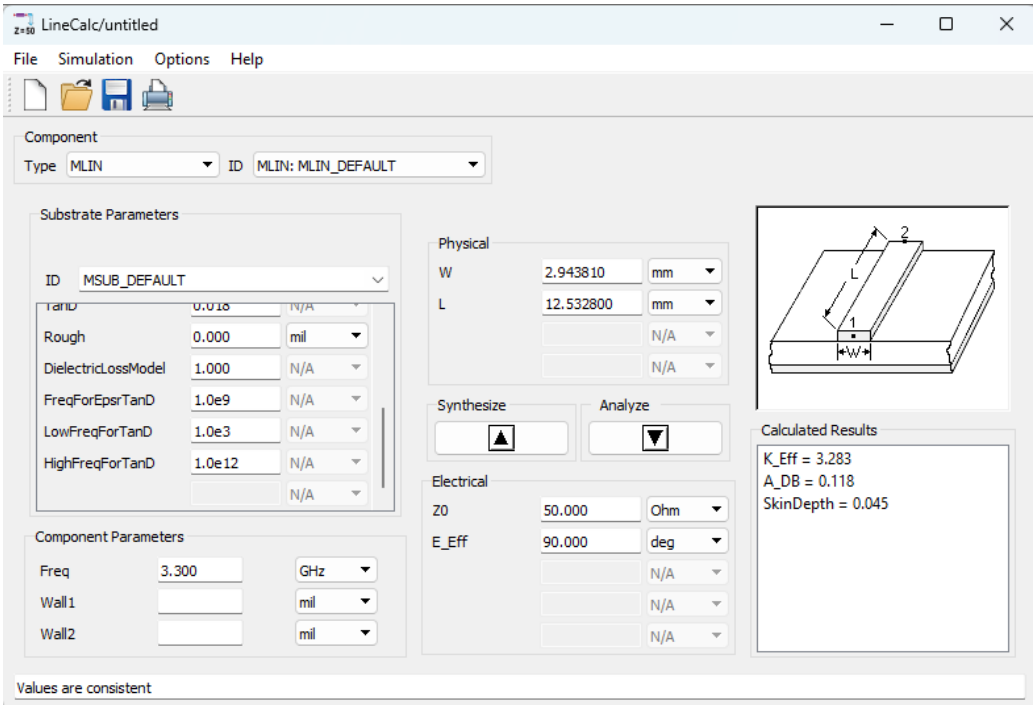


FIGURE 4.1 – Calcul LineCalc de la ligne d'alimentation 50 ohm à 3,30 GHz.

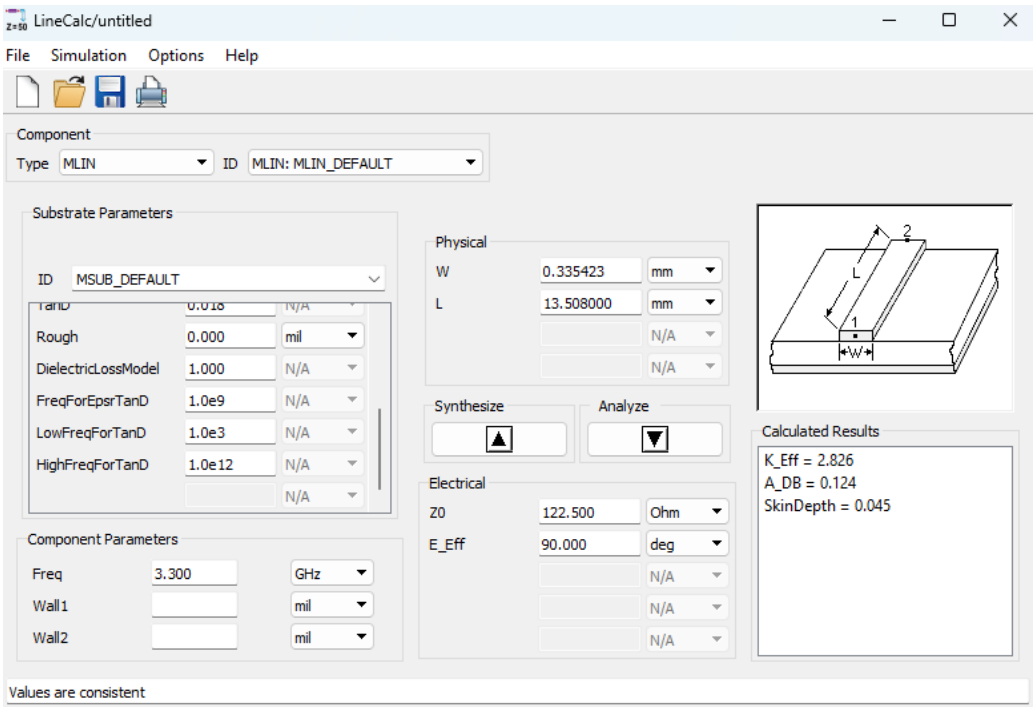


FIGURE 4.2 – Calcul LineCalc du transformateur quart d'onde 122,5 ohm.

Ligne	Z_0 (ohm)	W (mm)	L (mm)
Alimentation	50,0	2,944	12,53
Transformateur quart d'onde	122,5	0,335	13,51

TABLE 4.1 – Dimensions des lignes obtenues par LineCalc.

4.2 Élément : schématique, tuning et Momentum

Le schéma intègre, entre le port d'excitation (Term, 50 ohm) et le patch (MLOC), la ligne 50 ohm puis le transformateur quart d'onde (deux lignes MLIN), le substrat étant défini par un bloc MSUB. Un tuning itératif de la longueur L du patch (de 21,45 mm à 22,45 mm) centre la résonance et donne une excellente adaptation en simulation circuit ($S_{11} = -24{,}2$ dB à 3,32 GHz). La simulation Momentum de l'élément confirme le comportement physique réel (résonance voisine de 3,0 GHz, lobe unique vers le demi-espace supérieur).

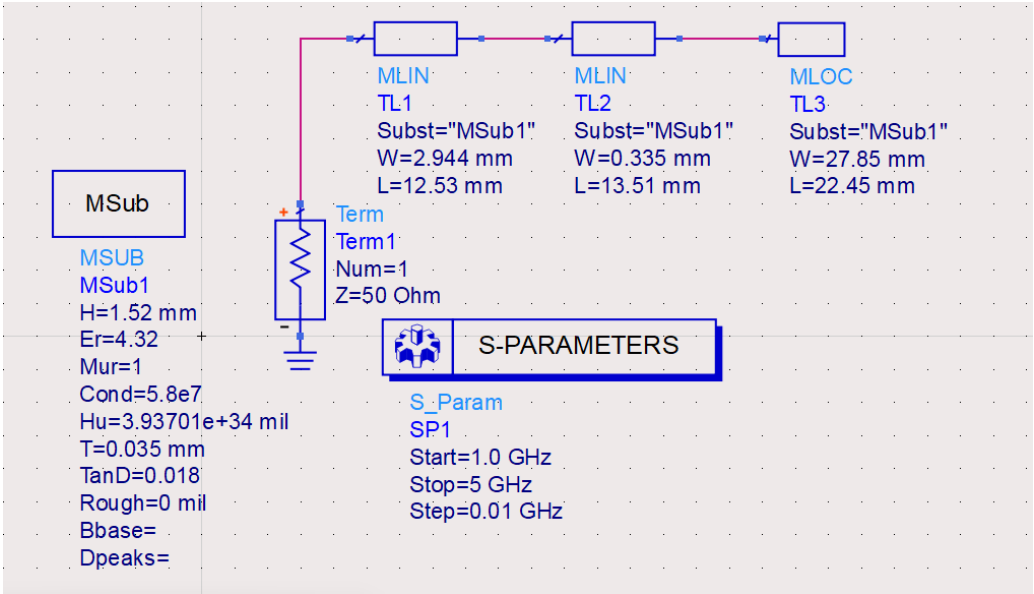


FIGURE 4.3 – Schéma électrique équivalent de l'élément (transformateur quart d'onde).

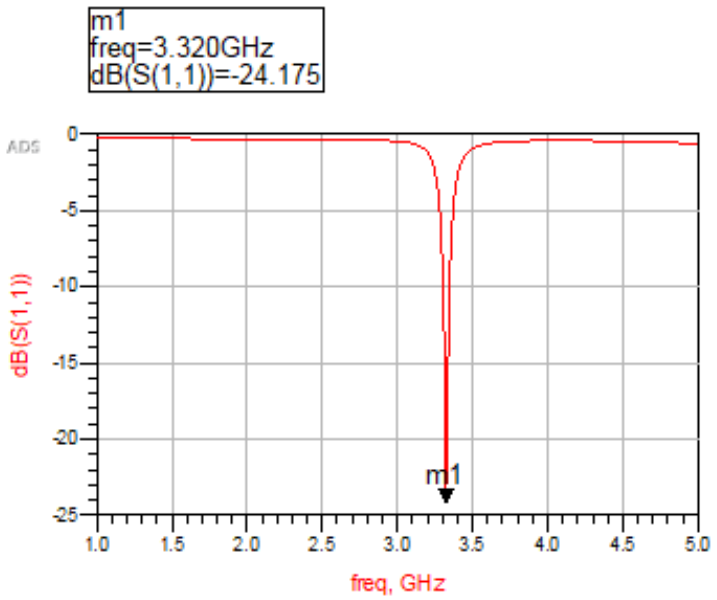


FIGURE 4.4 – Coefficient de réflexion S_{11} de l'élément après tuning (circuit).

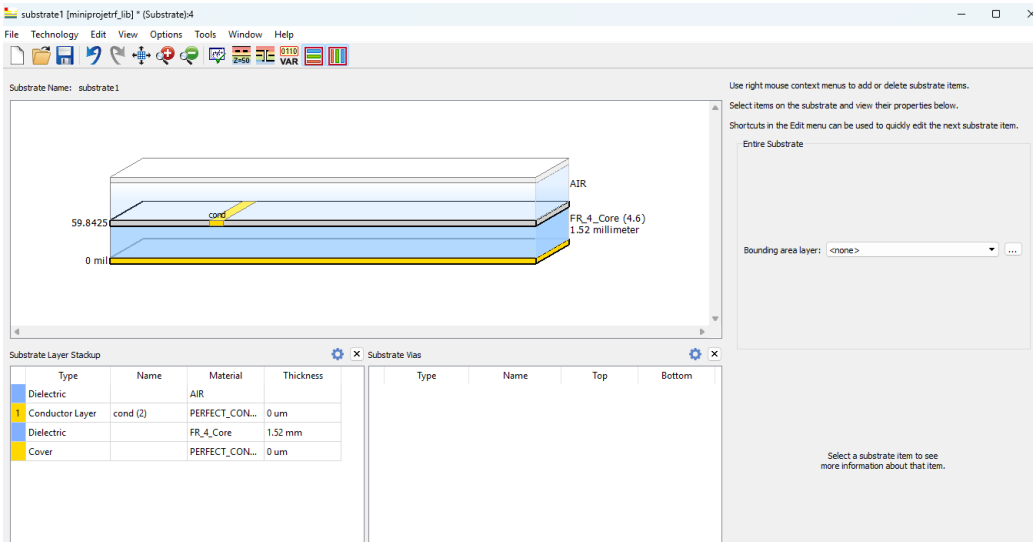


FIGURE 4.5 – Stackup du substrat : air / patch / FR4 ($\varepsilon_r = 4{,}32$) / plan de masse.

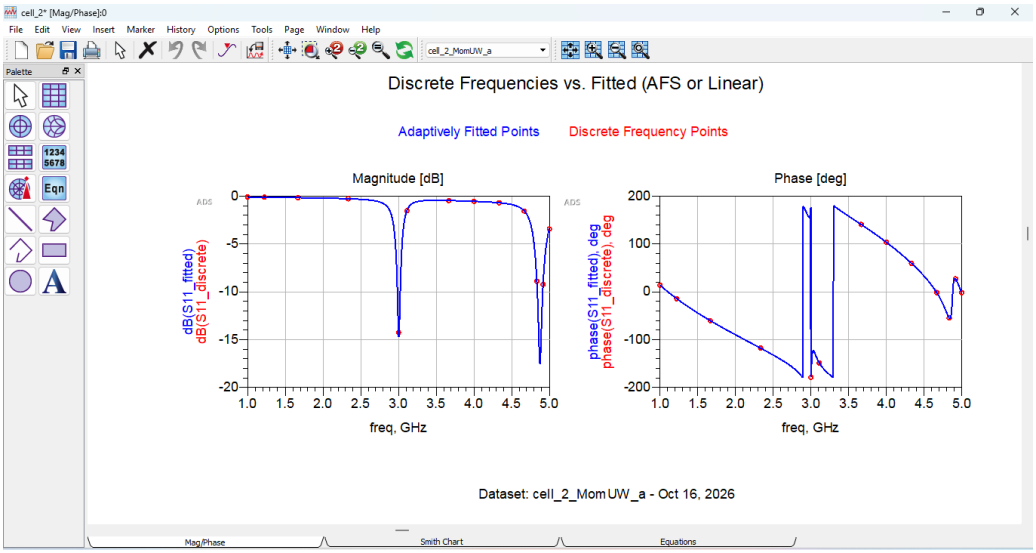


FIGURE 4.6 – Coefficient de réflexion S_{11} de l'élément (Momentum).

4.3 Construction du réseau sous ADS

À partir de l'élément validé, le réseau est bâti dans le layout : l'élément (patch, ligne 50 ohm et transformateur) est dupliqué $N = 4$ fois, avec un entraxe de 44,5 mm (Tableau 3.3). Chaque élément reçoit son propre port (P_1 à P_4), sur le même substrat FR4 ($\varepsilon_r = 4{,}32$, $h = 1{,}52$ mm, plan de masse). Cette approche multi-ports capte le couplage mutuel entre éléments.

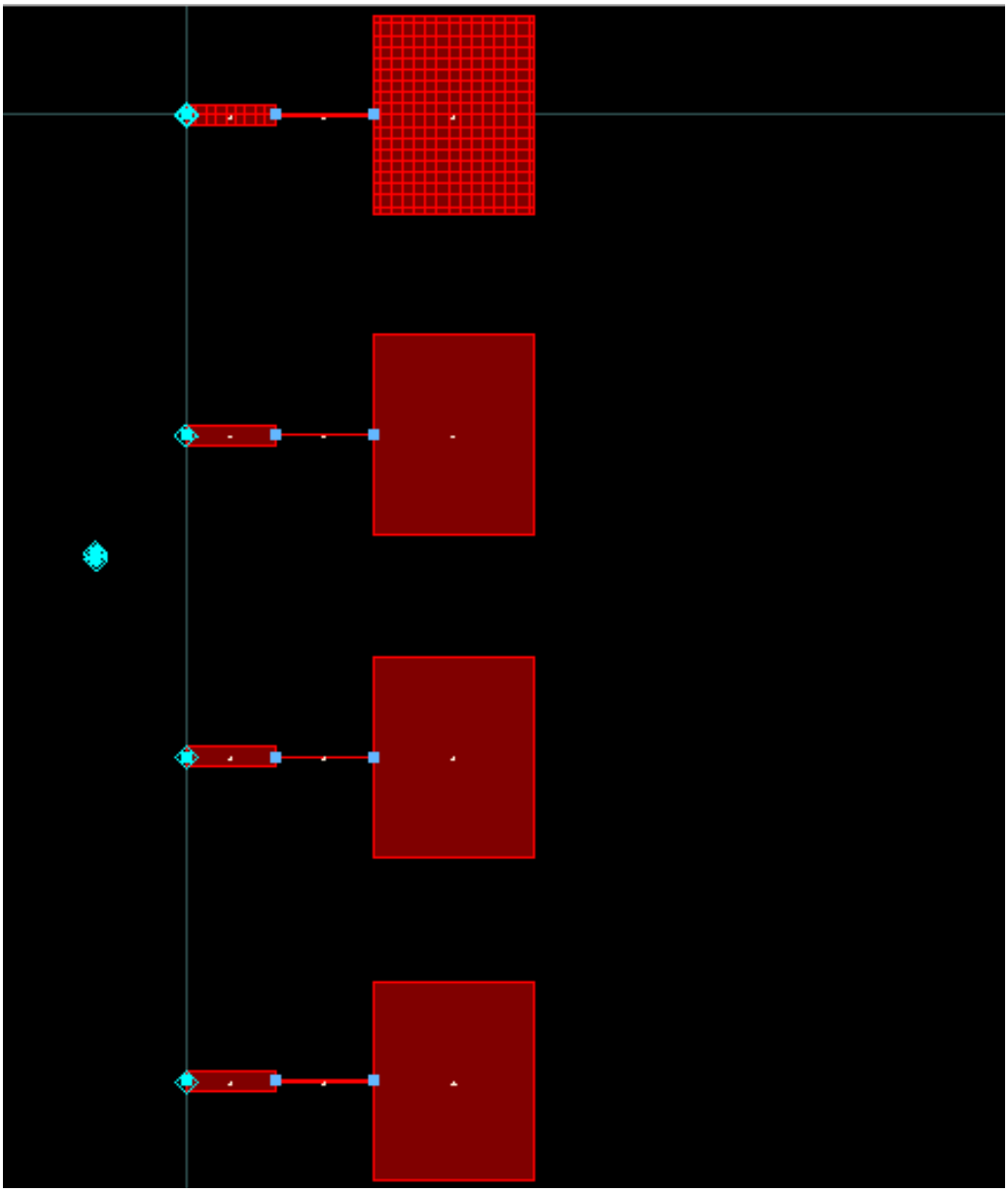


FIGURE 4.7 – Layout du réseau de quatre patchs (entraxe 44,5 mm), avec les quatre ports.

4.4 Adaptation du réseau

La simulation Momentum fournit la matrice S 4×4 du réseau. Le coefficient de réflexion S_{11} présente une résonance voisine de 3,1 GHz avec un minimum d'environ $-10{,}5$ dB (figure 4.8), soit une adaptation acceptable ; l'abaque de Smith (figure 4.9) confirme le passage près du centre à la résonance. Le léger décalage vers le bas par rapport à 3,30 GHz s'explique par le couplage mutuel et la taille finie du plan de masse, effets absents

du modèle circuit. Les autres termes diagonaux S_{ii} et les couplages S_{ij} $(i \neq j)$, contenus dans la même matrice, restent faibles grâce à l'espacement $d = 0{,}49\,\lambda$, ce qui légitime la loi d'excitation du Tableau 3.4.

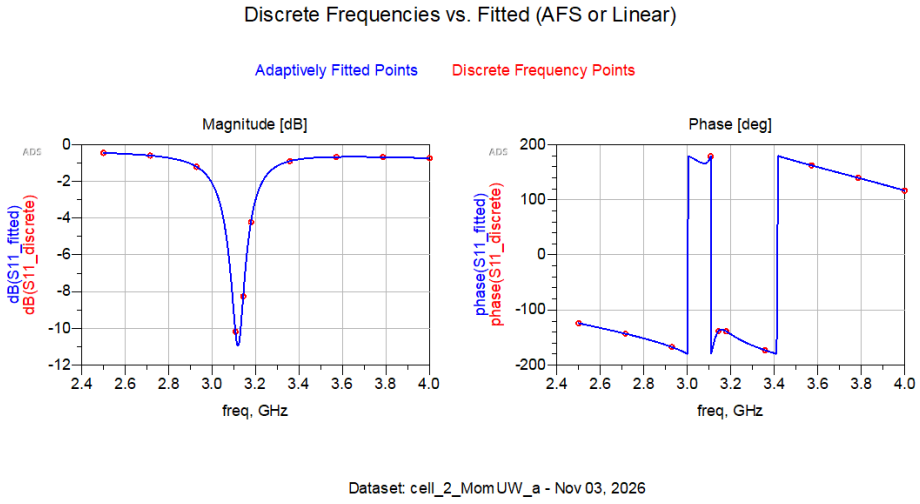


FIGURE 4.8 – Coefficient de réflexion S_{11} du réseau (Momentum) : résonance voisine de 3,1 GHz.

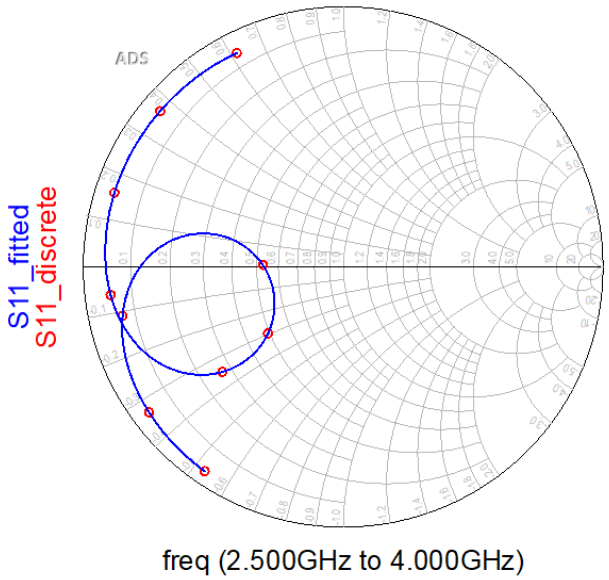


FIGURE 4.9 – Abaque de Smith du coefficient de réflexion du réseau (Momentum).

4.5 Perspective : diagramme de rayonnement dépointé

La dernière étape consiste à appliquer aux quatre ports, dans le calcul de champ lointain, les excitations de la loi d'excitation (amplitudes uniformes et phases $0°$, $-93{,}5°$, $-187°$, $-280{,}5°$). Le lobe principal se forme alors vers $\theta_0 \approx 58°$, avec un faisceau plus étroit et un gain supérieur d'environ $10\log_{10} N \approx 6$ dB à celui de l'élément. Ce diagramme dépointé, qui matérialise la capacité du réseau à concentrer l'énergie vers l'utilisateur tout en l'atténuant vers la tête, constitue le prolongement direct de la simulation d'adaptation présentée ci-dessus.

L'écart entre directivité et gain traduit les pertes, principalement diélectriques : le substrat FR4 présente une tangente de pertes élevée ($\tan\delta = 0{,}018$), ce qui limite l'efficacité de rayonnement. L'emploi d'un substrat à faibles pertes constitue une perspective naturelle pour les bandes millimétriques de la 6G.

Conclusion Générale

Ce mini-projet a permis de mener une étude complète alliant modélisation, optimisation et conception d'antenne pour les réseaux mobiles 5G et 6G. La chaîne de modélisation physique a été entièrement démontrée à partir des équations de Maxwell : du champ incident à la pénétration multicouche, au SAR, à l'échauffement de Pennes, au potentiel membranaire, puis au réseau d'antennes, au SINR et au débit, jusqu'à l'énergie et au coût. Chacun des six termes de la fonction objectif dispose ainsi d'une formule justifiée.

Ces termes alimentent un algorithme d'optimisation qui fournit la configuration optimale X^* et, par suite, les caractéristiques de l'antenne : une fréquence de 3,30 GHz et un réseau de patchs dépointé vers l'utilisateur, dont l'élément a pour dimensions $W = 27{,}85$ mm et $L = 21{,}45$ mm. Ces caractéristiques ont été implémentées sous ADS : LineCalc a synthétisé les lignes de transmission, la simulation schématique a atteint une excellente adaptation après tuning ($S_{11} = -24{,}2$ dB à 3,32 GHz), et la simulation Momentum a validé le comportement physique réel de l'antenne.

Ce travail illustre la complémentarité entre l'optimisation système en amont et la conception électromagnétique détaillée sous ADS. Les perspectives naturelles sont la simulation du réseau complet à N éléments et l'emploi d'un substrat à faibles pertes pour les bandes millimétriques de la 6G.

Bibliographie

1. T. Aguili, *Cours d'antennes HF en technologie micro-ruban*, Support de cours, ENIT, 2025.
2. C. A. Balanis, *Antenna Theory : Analysis and Design*, 4th Edition, Wiley, 2016.
3. D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 4th Edition, Wiley, 2011.
4. ICNIRP, *Guidelines for Limiting Exposure to Electromagnetic Fields (100 kHz to 300 GHz)*, Health Physics, 2020.
5. H. H. Pennes, *Analysis of Tissue and Arterial Blood Temperatures in the Resting Human Forearm*, Journal of Applied Physiology, 1948.
6. Keysight Technologies, *ADS Documentation*, 2017.