
Amélioration de la puissance reçue par un tag RFID cible

via l'optimisation d'impédances
dans un réseau de tags reconfigurables

Rapport de stage

Réalisé au laboratoire CITI, INSA Lyon

Présenté par :
MICHALAK Lilian

26 décembre 2024

Table des matières

1	Introduction	4
2	État de l'Art et Contexte Théorique	5
2.1	Technologie RFID Passive UHF	5
2.1.1	Généralités	5
2.1.2	Définition de l'Environnement et Cadre d'Étude	6
2.2	Reconfigurable Intelligent Surfaces (RIS)	6
2.2.1	Extension aux Systèmes RFID Passifs	6
2.2.2	Perspectives et Conclusion	7
3	Notions Fondamentales sur les Antennes et les Stratégies d'Optimisation	9
3.1	Rôle et Paramètres Clés d'une Antenne	9
3.1.1	Diagramme de Rayonnement	9
3.1.2	Adaptation d'Impédance et VSWR	10
3.1.3	Polarisation et Éventuelles Pertes de Dépolarisation	11
3.2	Impédances Mutuelles et Modèle N -Ports	12
3.2.1	Pourquoi un modèle N -ports ?	12
3.2.2	Impédance d'entrée $Z_{in,n}$	13
3.2.3	Lien avec VSWR et Coefficients de Réflexion	13
3.2.4	Construction de $[Z]$ via PyNEC	13
3.2.5	Note sur le dipôle demi-onde	14
3.2.6	Conclusion	14
3.3	Optimisation Globale de l'Impédance : Problématique et Méthodes	14
3.3.1	Méthodes Approchées vs. Exactes : un Choix Pratique	15
3.3.2	Algorithmes Évolutionnaires : Génétique vs. Évolution Différentielle	15
3.3.3	Exécution Pratique : Structure Entrée/Sortie	16
3.3.4	Coût et Limites : Quand Simplifier la Recherche ?	16
4	Première approximation : Formule de Friis et Hypothèses	18
4.0.1	Hypothèses et Cadre de l'Étude	18
4.0.2	Formule de Friis pour le Chemin Direct	19
4.0.3	Ajout de Tags Réflecteurs et Contributions Indirectes	19
4.0.4	Expression Simplifiée de la RCS et Coefficient K	20
4.1	Implication du Champ Lointain sur l'Impédance et la Matrice d'Impédance	20
4.1.1	Adaptation de la matrice d'impédance et vérifications des conclusions	21
4.1.2	Exemple de Mise en Œuvre Simplifiée	22
5	Étude Statistique et Résultats en Champ Lointain	24
5.1	Méthodologie et Scénarios Simulés (Approche Monte Carlo)	24
5.2	Comparaison de Cinq Scénarios (NoReflect, Z=0, Binaire, GA, GA_refined)	24
5.2.1	Exemple de Géométrie : Répartition Circulaire Binaire	24

5.3	Histogrammes de Puissance et Distribution Statistique	25
5.4	Puissance Moyenne et Écart-Type : Synthèse des Scénarios	26
5.5	NUAGE DE POINTS D'IMPÉDANCES : CONVERGENCE « QUASI-BINAIRE » ET DÉPENDANCE AUX PARAMÈTRES	26
5.6	DURÉE D'OPTIMISATION : LIMITES DES ALGORITHMES GÉNÉTIQUES	29
5.7	CONCLUSION (APPROXIMATION DE FRIIS)	30
6	Modélisation Théorique	31
6.1	Réseau de circuits équivalents	31
6.1.1	Utilité dans le Cadre de l'Optimisation	34
6.2	Notion de puissances dans le réseau N -ports	34
6.2.1	Expressions simplifiées en termes de $\mathbf{\Gamma}_{int,n}$	36
6.3	Passage à Python et Intégration PyNEC	36
6.4	Optimisation des Impédances : Enjeux et Méthodologie	36
6.4.1	Problématique et Difficulté du Problème	36
6.4.2	Deux Grands Scénarios d'Optimisation	37
6.4.3	Implémentation Pratique : Exemple d'Algorithme Évolutionnaire	37
6.4.4	Synthèse et Perspectives	38
7	Matrice d'Impédances Z_L dans un Réseau N-Ports : Rôle, Influence et Optimisation	40
7.1	Rôle de la Matrice Z_L dans le Réseau N -ports	40
7.1.1	Matrice d'impédance \mathbf{Z} et charges \mathbf{Z}_L	40
7.1.2	Modification de la réflexion locale (Γ_i)	40
7.1.3	Rephasage Collectif et Somme Cohérente	41
7.2	Influence de Z_L sur le Système : Couplage et Puissance Reçue	41
7.2.1	Impédances d'entrée et couplage	41
7.2.2	Somme Cohérente des Signaux	41
7.3	Observations Numériques : Évolution des Puissances et de l'Impédance	41
7.3.1	Exemple de Résultats : Plages $[-50j, +50j]$ vs. $[-400j, +400j]$ vs. $[-1000j, +1000j]$	42
7.4	Impact du Nombre d'États (N) et de la Parité (ex. $N = 4$)	46
7.4.1	Évolution de Z_{in} en Fonction de d/λ : Exemples sur le Réflecteur	47
7.5	Analyse des Résultats Numériques : Distances d/λ , Angles ϕ et Réglages	47
7.5.1	Dispositions Géométriques : ex. rotation ϕ	47
7.5.2	Exemple : Courbes comparatives (Sans réflecteurs, GA-bef, GA-aft, ReflectAll, Continu, Discret 3/5)	48
7.5.3	Cas $d = 0.67\lambda, 1.50\lambda, 2.50\lambda$	49
7.6	Conclusion sur l'Optimisation Z_L et la Discréétisation	49
7.6.1	Comparaison globale des stratégies (GA global, ReflectAll, continu, discret 3/5)	50
7.7	Étude d'une Géométrie Aléatoire en Sphère et Analyse Avant/Après Optimisation	51
7.7.1	Génération Aléatoire des Antennes dans une Sphère	51
7.7.2	Synthèse des Résultats (Placement Aléatoire)	51
7.7.3	Analyse Détaillée des Puissances Avant/Après Optimisation (Exemple : 5 Antennes dans une Sphère de rayon 2λ)	52
8	Discussion, Limites et Perspectives	53
8.1	Bilan des Contributions	53
8.2	Limites de l'Étude	53
8.3	Perspectives Techniques	53
8.4	Vers la 6G et les RIS réels	54

8.5	Mise en Œuvre Expérimentale	54
8.6	Conclusion Générale	55
9	Conclusion	56
A	Annexe : Exemples de Simulations et Temps de Construction de Z	57
B	Résultats Complémentaires et Analyses Supplémentaires	61
B.1	Histogrammes de Puissance pour Différents Nombres de Tags	61
B.2	Impact du Nombre de Tags sur la Durée d'Optimisation	62
B.3	Conclusion	62
C	Résultats Numériques Supplémentaires pour $d = 0.67\lambda, 1.50\lambda$ et 2.50λ	63

Chapitre 1

Introduction

Dans le contexte actuel du développement de l'Internet des Objets (IoT) et des futurs réseaux 5G et 6G, la réduction de la consommation énergétique des communications sans fil est un enjeu majeur. Les systèmes RFID passifs UHF, initialement utilisés pour l'identification, se voient aujourd'hui conférer de nouvelles fonctions (capteurs, modulations complexes), nécessitant un apport énergétique plus important.

Parallèlement, l'idée d'exploiter les tags RFID comme surfaces intelligentes reconfigurables, proches du concept de *Reconfigurable Intelligent Surfaces* (RIS), émerge. L'ajustement dynamique de l'impédance des tags permettrait d'optimiser le canal radio, en favorisant les interférences constructives et en réduisant les interférences destructives.

Problématique : Comment utiliser un réseau de tags RFID, dont l'impédance est reconfigurable, pour améliorer la puissance reçue au niveau d'un tag cible ?

Objectifs :

1. Réaliser un état de l'art sur les approches similaires (RIS, optimisation d'impédances).
2. Reprendre des travaux préliminaires (via formules de Friis) pour modéliser la puissance reçue par un tag cible en présence de tags réflecteurs.
3. Mettre en place un framework de simulation en Python, utiliser PyNEC pour calculer les impédances mutuelles et passer à l'échelle en nombre de tags.
4. Proposer une méthode d'optimisation des charges (algorithmes génétiques, approche binaire simplifiée, discréétisation d'un ensemble d'impédance) et comparer leurs performances.
5. Étudier statistiquement les résultats afin de quantifier l'impact des distributions spatiales des tags.

Plan du Rapport : Le rapport se structure comme suit : - État de l'art et contexte théorique. - Modélisation des antennes, formules de puissance, couplage mutuel. - Approches de simulation (MATLAB, Python, PyNEC), mise en place de l'optimisation. - Analyse des résultats, étude statistique, comparaison des méthodes. - Perspectives et conclusion.

Chapitre 2

État de l'Art et Contexte Théorique

2.1 Technologie RFID Passive UHF

2.1.1 Généralités

Objectif Premier : La technologie *RFID* (Radio Frequency Identification) vise initialement à délivrer une **petite quantité d'information** (identifiant) contenue dans une puce électronique. *Dans la RFID passive UHF (Ultra-High Frequency)*, les étiquettes (tags) **n'ont pas** de source d'énergie interne. Elles sont **alimentées** par le **champ électromagnétique** émis par un lecteur (**reader**), typiquement à **868 MHz** (Europe) ou **915 MHz** (États-Unis). Une antenne et une puce sur le tag **récupèrent une partie** de cette énergie RF et **rétrodiffusent** un signal **modulé** (backscatter) pour transmettre leur identifiant.

Avantages :

- **Éco-énergétique** : absence de batterie ; le tag puise l'énergie dans l'onde incidente.
- **Coût réduit** : fabrication en masse de tags passifs.
- **Applications** : traçabilité, inventaire, logistique, contrôle d'accès, etc.

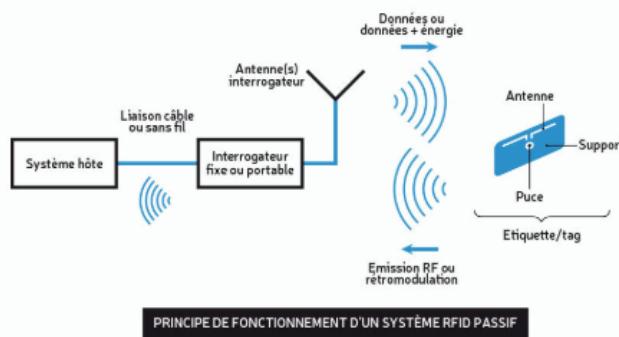


FIGURE 2.1 – Principe de fonctionnement d'un système **RFID UHF** passif : le lecteur fournit l'énergie au tag, qui rétrodiffuse un signal modulé en retour.

Comme illustré en **Figure 2.1**, le lecteur **alimente** sans fil les tags passifs UHF, qui **ré-émettent** partiellement l'onde pour communiquer.

Vers des Tags plus Évolués : Au-delà du simple « transfert d'ID », l'essor de l'**IoT** (Internet des Objets) et la quête d'une **consommation réduite** motivent des *tags reconfigurables* :

- **Impédance de charge dynamique** : plusieurs configurations pour adapter/réfléchir l'onde,

- **Fonctions intelligentes** : « surfaces intelligentes reconfigurables » (RIS) où chaque tag manipule **phase** et **amplitude** pour optimiser le canal radio.

2.1.2 Définition de l'Environnement et Cadre d'Étude

Environnements cibles :

- *Fermés* : entrepôts, usines, environnements industriels (multipath complexes).
- *Ouverts* : extérieur (agriculture, chantiers) où il faut des solutions **faciles à déployer, robustes et à faible maintenance**.

Dans un milieu fermé, la rétrodiffusion du tag **interagit** avec les multiples réflexions (murs, objets métalliques). *Une configuration d'impédances adaptée peut nettement améliorer la puissance reçue par le tag-cible.*

Problématique :

Comment ajuster dynamiquement les impédances de charge de plusieurs « tags réflecteurs » pour favoriser les interférences constructives vers un tag cible et réduire les interférences destructives ?

L'**optique** est ici purement **énergétique** : maximiser le **transfert de puissance** au tag-cible, *pas* la transmission de données complexes.

Défis :

- **Relation non-linéaire** : l'état d'impédance affecte la rétrodiffusion, les couplages, etc.
- **Absence de source locale** : le tag dépend **entièrement** de l'onde incidente.
- **Besoin d'algorithmes rapides et robustes** : usage en logistique temps réel (inventaires, etc.).

L'enjeu est d'élaborer des **méthodes d'optimisation** (heuristiques, itératives) capables de déterminer de façon automatique $\{Z_{L,i}\}$ qui **améliorent la puissance reçue**.

2.2 Reconfigurable Intelligent Surfaces (RIS)

Surfaces intelligentes reconfigurables (RIS) : grands réseaux d'éléments passifs ajustables en *phase* (voire amplitude) pour **reconfigurer le canal de propagation** [?, ?]. L'objectif est d'**améliorer couverture, débit ou robustesse** du signal. On modélise d'ordinaire :

- **Canal direct** : source → récepteur,
- **Canaux** : source → chaque élément → récepteur,
- **Réglage de phase** : pour que la somme cohérente soit constructive.

2.2.1 Extension aux Systèmes RFID Passifs

Idée directrice : Chaque *tag RFID passif* devient un « élément » d'une *RIS simplifiée*. Au lieu de n'avoir qu'un état unique (ou binaire), on autorise plusieurs **impédances de charge**, modulant Γ . On obtient ainsi un **réseau** de tags passifs dont chacun peut *influencer* la propagation.

Principaux Défis :

1. **Modélisation plus complexe** : un tag n'est plus un « dipôle isolé », mais un *élément d'un vaste réseau* avec couplages mutuels renforcés.

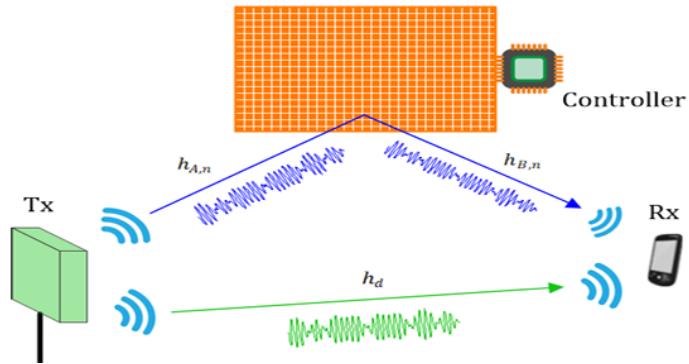


FIGURE 2.2 – Principe d'une **RIS** : la surface, éclairée par la source, *reconfigure* le signal réfléchi en vue d'optimiser la réception.

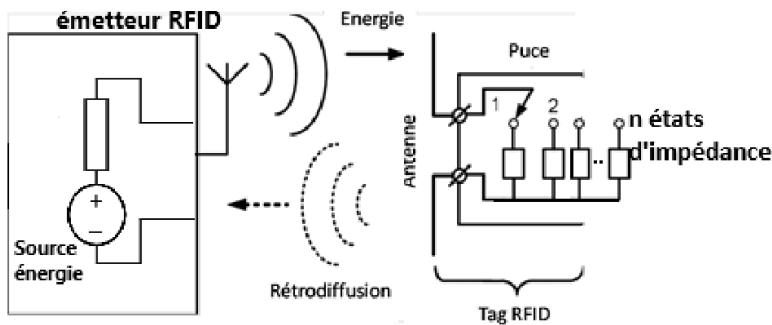


FIGURE 2.3 – Approche simplifiée d'une RIS formée de **tags RFID passifs** : le lecteur fournit l'énergie, chaque tag *rétrodiffuse* en ajustant *en temps réel* son impédance.

2. **Tags commutables "intelligents"** : la positions, l'orientations, le multi-trajets entre tags ont des conséquences électro-magnétiques. On considérera que les tags peuvent commuter leurs états d'impédances internes suivant l'objectif et la stratégie adoptée (Ex : trouver le vecteur des impédances qui maximise la puissance sur un tag ciblé dans une géométrie de N tag à 2 impédances commutables).
3. **Modélisation EM avancée** : (MoM, solveurs full-wave) pour évaluer *toutes* les interactions.
4. **Complexité de l'optimisation** : problème **non convexe**, dimension potentiellement élevée. On recourt souvent à des heuristiques (algorithmes génétiques, PSO, etc.).
5. **Définition des cadres d'optimisation/et scénario géométrique** : il faut pouvoir argumenter des choix des méthodes d'optimisation dans le cadre des impédances commutables : solution idéale, ensemble discréteisé d'impédances possibles.

2.2.2 Perspectives et Conclusion

Considérer un *ensemble de tags RFID* comme une **RIS** introduit donc :

- **Une complexité accrue** : couplages mutuels, connaissance fine du scénario,
- **Un besoin de contrôle centralisé** pour ajuster les impédances,
- **Un défi d'optimisation** à grande échelle (non-convexe, multi-variables).

Des plateformes numériques (PYNEC, EZNEC, etc.) aident à **valider** la faisabilité et à **explorer** diverses stratégies de réglage d'impédance. Les systèmes d'antennes passives reconfigurables RFID ouvrent ainsi de nouvelles perspectives pour **façonner le canal radio**, même si des verrous technologiques (synchronisation, complexité) restent à lever. Si l'on se place dans un cadre omniscient (c'est-à-dire où l'on connaît le couplage mutuel et les grandeurs électriques

nécessaires à la modélisation et à l'otprimisation), les simulations montrent qu'une simple modulation réactive peut façonner le canal radio de façon significative. On ne s'interressera donc pas aux protocoles/stratégies nécessaires à l'étude des canaux des ris mais réellement quels impacts peut avoir une optimisation des charges des tags sur une puissance ciblée.

Chapitre 3

Notions Fondamentales sur les Antennes et les Stratégies d'Optimisation

Dans cette section, nous présentons les concepts essentiels relatifs aux antennes, en soulignant particulièrement ceux qui interviennent dans les problématiques de reconfiguration d'impédance et de maximisation de la puissance reçue au niveau d'un tag cible (cas RFID). Nous ferons par la suite le lien avec le *modèle de circuit équivalent* en N -ports (voir Fig. ??), afin d'illustrer comment on passe des grandeurs antennaires (impédances d'entrée, couplages mutuels, etc.) à des calculs de tensions, de courants et, si nécessaire, de **VSWR**.

Des références classiques comme **J.D. Kraus** [4] peuvent être consultées pour un traitement plus détaillé.

3.1 Rôle et Paramètres Clés d'une Antenne

Une *antenne* assure la transition entre une *onde guidée* (le long d'une ligne de transmission ou d'un câble coaxial) et une *onde rayonnée* en espace libre. Inversement, elle capte les ondes électromagnétiques incidentes et les convertit en tension/courant utilisables par l'électronique qu'elle alimente (cas d'un tag RFID passif, où l'antenne sert aussi de capteur d'énergie). Les principaux paramètres que l'on considère sont : - Le **diagramme de rayonnement**, - L'**adaptation d'impédance** (VSWR, coefficient de réflexion), - La **polarisation**, - Le **couplage** éventuel avec d'autres antennes.

3.1.1 Diagramme de Rayonnement

Le **diagramme de rayonnement** (ou *antenna pattern*) décrit la répartition angulaire de la puissance rayonnée (ou reçue) par l'antenne. Il est couramment représenté par des coupes polaires (plans dits E et H), ou via des représentations 3D (cf. Fig. 3.1).

Directivité et Gain. La *directivité* $D(\theta, \varphi)$ compare l'intensité rayonnée dans la direction (θ, φ) à l'intensité rayonnée moyenne (antenne isotrope de référence). Elle est donnée par la relation suivante :

$$D(\theta, \varphi) = \frac{4\pi \cdot U(\theta, \varphi)}{P_{\text{tot}}},$$

où $U(\theta, \varphi)$ est la densité de puissance rayonnée dans la direction (θ, φ) , et P_{tot} est la puissance totale rayonnée par l'antenne.

L'unité courante de la directivité est le **dBi**.

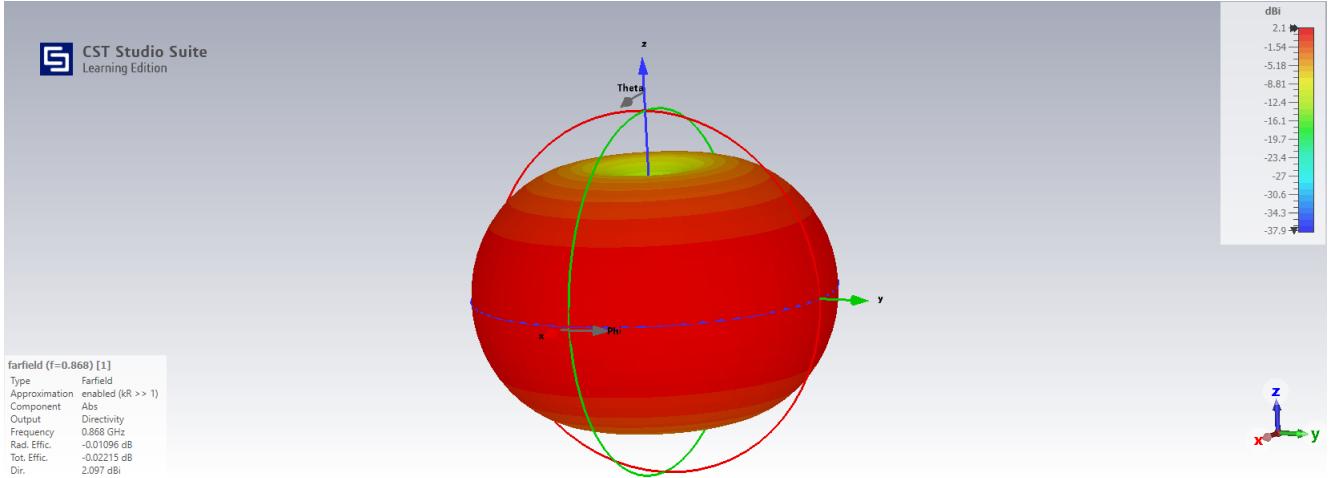


FIGURE 3.1 – Exemple de diagramme de rayonnement d'une antenne dipôle demi-onde (vue 3D). L'axe vertical (z) correspond ici au dipôle. On remarque un maximum de rayonnement dans le plan perpendiculaire à l'axe.

Le *gain* $G(\theta, \varphi)$ inclut, en plus, les éventuelles pertes ohmiques ou diélectriques (rendement η), et s'exprime comme suit :

$$G(\theta, \varphi) = \eta \times D(\theta, \varphi).$$

Par exemple, une antenne dipôle demi-onde possède un gain maximal d'environ 2.1 dBi dans la direction perpendiculaire à son axe.

3.1.2 Adaptation d'Impédance et VSWR

L'**impédance d'entrée** Z_{in} d'une antenne dicte la façon dont le signal (courant/tension) est transmis entre l'antenne et la ligne de transmission (typiquement à 50Ω). Lorsque $Z_{in} \neq 50\Omega$, on a des *réflexions* et donc une perte d'énergie utile.

Définition du VSWR. Le **Voltage Standing Wave Ratio** (VSWR) évalue l'onde stationnaire en tension sur la ligne de transmission. Il est relié au *coefficient de réflexion* Γ par :

$$\text{VSWR} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}, \quad \text{où} \quad \Gamma = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0}.$$

Ici, $Z_0 = 50\Omega$ représente l'impédance caractéristique de la ligne. Un VSWR proche de 1:1 (i.e. $|\Gamma| \approx 0$) indique une adaptation quasi-parfaite.

En réseau multi-antennes. Si l'antenne n est couplée à d'autres antennes (voir §3.2), l'impédance d'entrée $Z_{in,n}$ peut changer dès qu'on modifie une charge ou la position d'un élément. On observe alors des déplacements de la fréquence d'adaptation ou du minimum de VSWR en fonction du *couplage mutuel*. Notons également que, dans un **tag passif RFID**, on ne dispose pas toujours d'une « ligne 50Ω » au sens classique mais directement d'une impédance de charge, l'impédance commutable du tag N impliquée dans la réflexion/transmission de puissance entre la zone d'espace libre et l'espace. Le VSWR reste toutefois un indicateur de la qualité d'adaptation si on connectait l'antenne à une source 50Ω .

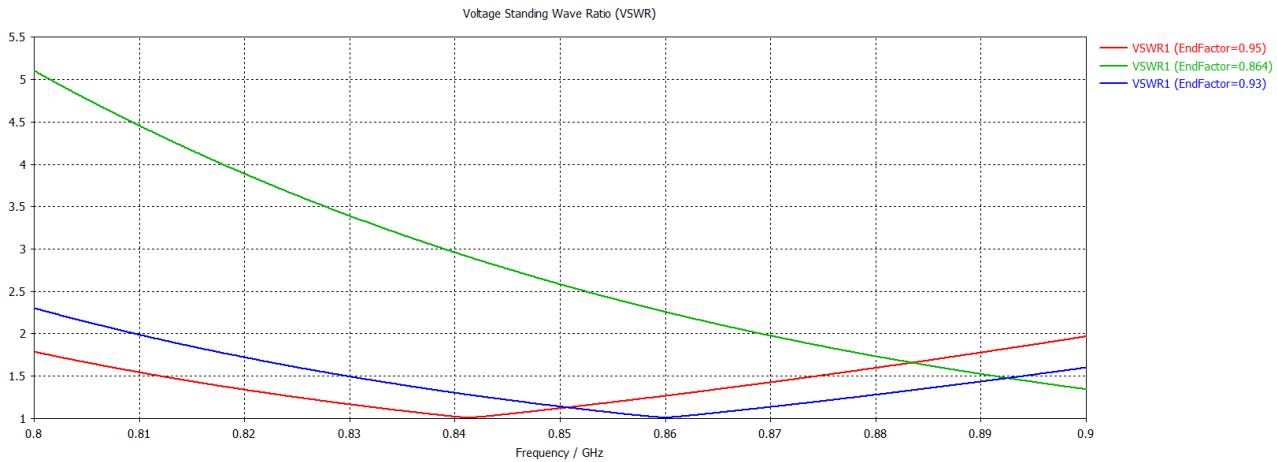


FIGURE 3.2 – Exemple de courbes VSWR en fonction de la fréquence pour différentes géométries d’antenne de longueur $L = \frac{\lambda}{2} \times \text{EndFactor}$. La fréquence où le VSWR est minimal peut varier en fonction de la charge ou du couplage mutuel.

3.1.3 Polarisation et Éventuelles Pertes de Dépolarisation

En électromagnétisme, la **polarisation** d’une onde désigne la trajectoire que décrit le *vecteur champ électrique* dans le temps, vue dans un plan perpendiculaire à la direction de propagation. Suivant les conditions, cette polarisation peut être :

- **Linéaire** : le champ électrique oscille (dans le temps) le long d’une seule direction fixe (verticale, horizontale ou oblique).
- **Circulaire** : l’extrémité du vecteur champ électrique décrit un cercle à chaque période ; on distingue la circulation droite (RHCP) et gauche (LHCP).
- **Elliptique** : cas le plus général, où l’extrémité du champ $E(t)$ décrit une ellipse ; les cas linéaire et circulaire en sont deux sous-cas particuliers.

Polarisation dans le cadre UHF RFID. Pour les systèmes RFID UHF, on rencontre principalement deux approches :

- **Polarisation linéaire** (verticale ou horizontale) : assez simple à mettre en oeuvre (par ex. dipôles, patchs linéaires) ; inconvénient : si le tag est mal orienté, on peut perdre plusieurs dB (effet de « mismatch de polarisation »).
- **Polarisation circulaire** (en général RHCP) du côté du lecteur : plus complexe à concevoir, mais réduit le « risque » de forte dépolarisation si le tag bouge ou est incliné (on obtient alors un couplage plus constant, au prix d’un léger surcoût en complexité d’antenne).

Pertes par dépolarisation. Si l’antenne du tag (ex. dipôle linéaire) et celle du lecteur (ex. patch linéaire) ne partagent pas la même orientation ou le même type de polarisation (linéaire vs. circulaire, etc.), des *pertes de dépolarisation* apparaissent (parfois notées L_{pol}). Typiquement, l’efficacité de la liaison est proportionnelle au *cosinus de l’angle* entre les directions de polarisation (dans le cas de deux polarisations linéaires). Avec une polarisation circulaire face à une linéaire, la perte théorique est d’environ 3 dB (en négligeant d’autres effets).

Prise en compte dans les simulateurs (PyNEC, CST). Pour simuler une antenne sous PyNEC ou CST, on commence par définir précisément :

- L’orientation géométrique de l’antenne (par exemple, un dipôle positionné sur l’axe z),

- Le type de source (par exemple, une source de tension au centre du dipôle ou une « planewave » polarisée verticalement/horizontalement, ou encore un port excitant un patch circulaire, etc.).

Dans notre cas, nous utilisons uniquement des antennes demi-onde, où une source de tension est placée au centre du dipôle. Ces simulateurs, par leurs méthodes de calcul avancées, prennent automatiquement en compte les pertes ohmiques et diélectriques ainsi que les phénomènes de couplage mutuel.

Ces outils calculent les composantes des champs E et H et évaluent le couplage avec l'antenne (ou le tag). Si l'on modifie certains paramètres, comme l'angle d'inclinaison du tag, les effets tels que la dépolarisation se traduisent directement par une baisse de puissance reçue.

Ainsi, même si nous ne considérons pas explicitement les pertes dans notre configuration de base, ces logiciels permettent de modéliser avec précision les impacts des pertes et des conditions réelles d'exploitation.

3.2 Impédances Mutuelles et Modèle N -Ports

Dès qu'on considère un *réseau* de N antennes (ou tags), on ne peut plus considérer chaque antenne comme isolée. Les interactions électromagnétiques (*couplage mutuel*) s'expriment via la **matrice d'impédance** $[Z] \in \mathbb{C}^{N \times N}$. Sur la figure 3.3, chaque antenne est assimilée à un *port* : la diagonale (Z_{ii}) représente l'impédance propre (self-impedance) de l'antenne i , et chaque terme Z_{ij} avec $i \neq j$ la *mutual impedance* entre i et j .

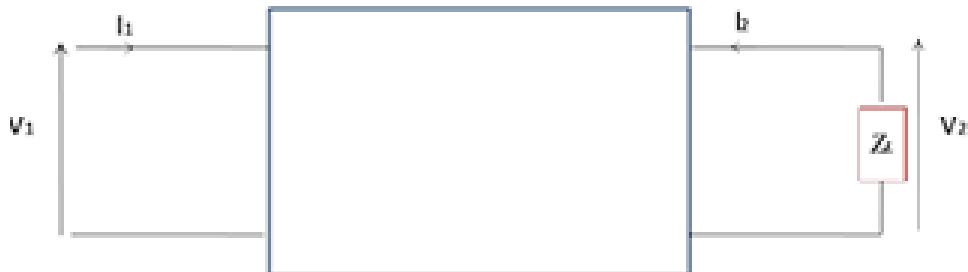


FIGURE 3.3 – Quadripôle caractérisé par une matrice d'impédance. Port 2 est chargé, reflétant le cas d'une antenne passive dans un réseau.

3.2.1 Pourquoi un modèle N -ports ?

En traitant chaque antenne comme un port, on peut :

- Exciter les antennes individuellement** : Par exemple, dans un solveur NEC (ex. PYNEC), on applique une tension V_i sur l'antenne i et laisse les autres en circuit ouvert ou chargées. On mesure alors les courants et tensions port par port.
- Reconstituer la matrice d'impédance** $[Z]$: En répétant ces excitations pour différentes paires (i, j) , on obtient Z_{ij} . Cette démarche évite d'avoir à recalculer toutes les intégrales de Maxwell pour chaque configuration du réseau.

Ce **modèle en ports** se révèle idéal pour analyser le *couplage mutuel* et calculer précisément la puissance absorbée ou rétrodiffusée dans un réseau.

3.2.2 Impédance d'entrée $Z_{in,n}$

Dans un réseau multi-antennes, la tension et le courant au port n dépendent aussi des charges ou états des autres antennes (voir figure 6.1). On écrit :

$$[V] = [Z][I],$$

en tenant compte de charges $\{Z_{L,i}\}$. L'**impédance d'entrée** $Z_{in,n}$ diffère donc de V_n/I_n si d'autres ports ne sont pas au repos. Il faut résoudre l'ensemble du réseau pour extraire les courants/tensions réels.

Exemple à 2 dipôles. Considérons deux dipôles :

- Dipôle 1 *alimenté* (V_1, I_1),
- Dipôle 2 *chargé* par Z_L (V_2, I_2).

Alors, le système s'écrit :

$$\begin{cases} V_1 = Z_{11} I_1 + Z_{12} I_2, \\ V_2 = Z_{21} I_1 + Z_{22} I_2, \end{cases} \quad \text{où } \frac{V_2}{I_2} = -Z_L.$$

La première équation,

$$V_1 = Z_{11} I_1 + Z_{12} I_2,$$

montre que le **couplage mutuel** Z_{12} vient directement influencer la tension V_1 . C'est justement en étudiant les relations de ce type ($V_i = \sum_j Z_{ij} I_j$) qu'on *déduit* les impédances mutuelles Z_{ij} dans un solveur NEC (voir §3.2.4).

En éliminant (I_2, V_2), on obtient l'**impédance d'entrée** vue par l'antenne 1 :

$$Z_{in,1} = \frac{V_1}{I_1} = Z_{11} - \frac{Z_{12} Z_{21}}{Z_{22} + Z_L}.$$

Ainsi, la présence de Z_{12} modifie considérablement $Z_{in,1}$ dès lors qu'il existe un dipôle voisin chargé (Z_L).

Interprétation dans un contexte RFID. Si le dipôle 1 représente l'antenne du lecteur et le dipôle 2 un tag passif (Z_L variable), la charge de ce tag influe directement sur l'impédance perçue par le lecteur, via le couplage Z_{12} (mutuelle). Nous renvoyons à l'**annexe A** pour plus de détails quant à la mise en œuvre numérique et aux coûts de calcul (nombre de simulations $\propto N^2$, etc.).

3.2.3 Lien avec VSWR et Coefficients de Réflexion

Si l'antenne n est reliée à une ligne 50Ω , on définit un **VSWR** classique. En RFID passif, $\Gamma_{int,n} = \frac{Z_{L,n} - Z_{in,n}^*}{Z_{L,n} + Z_{in,n}}$ reste plus pertinent pour quantifier la fraction de puissance réellement absorbée ou rétrodiffusée.

3.2.4 Construction de $[Z]$ via PyNEC

Dans PyNEC, on reconstruit la matrice $[Z]$ via un **ensemble de simulations** dont le nombre est de l'ordre de $\mathcal{O}(N^2)$. L'idée est la suivante :

- **Impédances propres** Z_{ii} : On *alimente* l'antenne i (souvent par une tension de 1 V) et on laisse **toutes les autres** antennes en « circuit ouvert ». On récupère alors V_i et I_i par définition,

$$Z_{ii} = \left. \frac{V_i}{I_i} \right|_{I_k=0, k \neq i} \quad (\text{les autres antennes sont connectées à des charges infinies dans la loi})$$

- **Impédances mutuelles** Z_{ij} : On alimente l'antenne i , puis on charge ou laisse ouverte l'antenne j , et on note le courant I_j . Les autres antennes (toutes celles qui ne sont ni i ni j) restent en circuit ouvert, de sorte que $I_k = 0$ pour $k \neq j$. La relation fondamentale est alors :

$$Z_{ij} = \left. \frac{V_i}{I_j} \right|_{I_k=0, k \neq j},$$

c'est-à-dire « la tension sur l'antenne i divisée par le courant induit dans l'antenne j , lorsque toutes les autres sont ouvertes ».

En répétant l'opération pour toutes les paires (i, j) , on reconstruit la partie diagonale (Z_{ii}) et hors-diagonale ($Z_{ij}, i \neq j$) de la matrice $[Z]$.

Exemple Python (simplifié).

```
def calculate_self_impedances(num_ant, coords):
    # On excite i, antenne i => on mesure (Vi, Ii) => Z_{ii} = Vi / Ii
    # Les autres antennes (k != i) sont en circuit ouvert => Ik=0
    ...

def calculate_mutual_impedances(num_ant, coords):
    # On excite i, on "charge" j (ou le laisse ouvert),
    # on récupère I_j => Z_{ij} = Vi / I_j (avec I_k=0 pour k != j)
    ...

Z = calculate_self_impedances(...) + calculate_mutual_impedances(...)
```

Nous renvoyons à l'**annexe A** pour plus de détails. Une fois la matrice $[Z]$ ainsi obtenue, on peut connecter n'importe quelles charges $\{Z_L\}$ aux différentes antennes (ports), puis résoudre $[V] = [Z][I]$ pour prédire les tensions, courants et puissances absorbées ou réémises dans chaque configuration.

3.2.5 Note sur le dipôle demi-onde

Pour valider la cohérence de l'outil (PyNEC), on compare souvent le cas d'un **dipôle demi-onde** isolé (impédance d'entrée $\approx 73 + j 42 \Omega$, gain $\approx 2.1 \text{ dBi}$) à la théorie (cf. **J.D. Kraus** [4]) ainsi qu'à une simulation sur EZNEC. On fera de même pour la comparaison des **Impédances mutuelles** par la méthode IEMF et par notre solution développée. Voir **annexe A**.

3.2.6 Conclusion

Grâce à ce formalisme «réseau N -ports», on modélise précisément le **couplage mutuel** (en $[Z]$) et l'**impédance d'entrée** $Z_{in,n}$. Dans le chapitre 6.1, nous intégrerons cette matrice $[Z]$ dans un *modèle circuitaire complet* afin de quantifier la puissance reçue, de prévoir la rétrodiffusion et de configurer les impédances Z_L pour optimiser l'efficacité du réseau. Voir l'**annexe B**

3.3 Optimisation Globale de l'Impédance : Problématique et Méthodes

Dans un réseau de tags RFID reconfigurables (ou de façon plus générale, dans un réseau d'antennes reconfigurables), l'objectif consiste à déterminer les *impédances de charge* Z_L de

chaque tag (ou chaque antenne) afin de maximiser (ou parfois minimiser) un critère précis : typiquement, la *puissance reçue* au niveau d'un tag cible, la *directivité globale* du réseau, ou encore le *rappor signal/bruit (SNR)*.

Un problème non-convexe et non-linéaire. Dans notre cas, la fonction objectif (par exemple la puissance reçue) dépend de manière fortement non-linéaire de l'état de chaque impédance de charge. Les interférences constructives/destructives et le couplage mutuel font en sorte qu'il peut exister plusieurs solutions localement optimales. Cette *non-convexité* et cette *dimension potentiellement élevée* (si le nombre d'antennes est grand) justifient l'emploi de *méthodes métahéuristiques ou évolutionnaires*. Par ailleurs, l'évaluation d'une configuration (calcul de la puissance reçue) nécessite souvent une *simulation électromagnétique coûteuse* (Méthodes des Moments, etc.). D'où la nécessité de stratégies d'optimisation robustes et capables de se contenter d'une simple évaluation « boîte noire » (sans gradient explicite).

3.3.1 Méthodes Approchées vs. Exactes : un Choix Pratique

Le lecteur pourra se référer à la thèse de *T. D. Nguyen* [6] pour un panorama détaillé des approches d'optimisation utilisées en conception d'antennes (algorithmes génétiques, recuit simulé, colonies de fourmis, etc.). Comme le souligne ce travail, on distingue deux grandes familles :

- **Approches exactes (dites complètes)** : elles énumèrent (souvent de façon implique) l'ensemble des combinaisons de l'espace de recherche (méthodes de séparation-ét-évaluation, *branch-and-bound*, backtracking...). Elles garantissent d'atteindre l'optimum global, mais seulement pour des problèmes de taille raisonnable (sinon, les temps de calcul explosent).
- **Approches approchées (dites métahéuristiques)** : elles ne garantissent pas mathématiquement l'optimalité absolue, mais permettent d'obtenir en pratique *d'excellentes solutions* dans un temps de calcul moindre. Cette famille inclut notamment les algorithmes génétiques (GA), l'évolution différentielle (DE), leur principe : « explorer » puis « exploiter » l'espace de recherche pour éviter de se bloquer dans un seul optimum local.

Compte tenu des dimensions (variables R et X potentiellement nombreuses) et de la non-convexité du problème, les *méthodes exactes* deviennent rapidement inapplicables. Nous privilégions donc une *méthode métahéuristique* pour obtenir en pratique un « compromis » acceptable entre temps de calcul et qualité de la solution.

3.3.2 Algorithmes Évolutionnaires : Génétique vs. Évolution Différentielle

Parmi les approches évolutionnaires, deux grandes « sous-familles » se distinguent : l'**algorithme génétique (GA)** et l'**évolution différentielle (DE)**.

- **Algorithmes génétiques (GA) :**
 - Reposent sur la notion de « chromosomes » représentant une solution, sur lesquels on applique *sélection*, *croisement* (crossover) et *mutation*.
 - Initialement développés pour des codages binaires (chaînes de bits), ils peuvent s'adapter aux variables réelles, mais avec plus ou moins de raffinement.
 - La littérature antennaire les emploie souvent pour « reconfigurer » la *géométrie* des antennes (cf. [6]), y ajouter des charges localisées, optimiser des fractales, etc.
- **Évolution différentielle (DE) :**
 - Spécialement orientée pour des *paramètres réels continus* (comme R et X).

- Combine « mutation » (en faisant la différence de deux vecteurs existants) et « crossover » (pour mélanger ces vecteurs avec un vecteur-cible).
- Permet un *suivi adaptatif* de la population, souvent réputé « robuste » pour des problèmes non-convexes de dimension modérée.

Pourquoi choisir l'Évolution Différentielle ?

- 1. Adaptée aux variables réelles** : Notre problème d'impédances (R_i, X_i) se prête naturellement à un codage flottant, que DE gère très bien.
- 2. Robustesse face à la non-convexité** : La phase de « mutation » (basée sur des différences de vecteurs) autorise un saut hors des minima locaux, surtout si on maintient une population suffisamment diversifiée.
- 3. Implémentation directe en Python** : Par exemple, via `scipy.optimize.differential_evolution`. Cela facilite l'itération rapide entre « simulation électromagnétique » et « évaluation ».

3.3.3 Exécution Pratique : Structure Entrée/Sortie

Entrées — La géométrie du réseau (positions des antennes, orientation, etc.).

- Les bornes sur (R_{\min}, R_{\max}) et (X_{\min}, X_{\max}).
- La fonction objectif : en général, $f(Z_L) = \text{Puissance}(Z_L)$ qu'on voudra maximiser.
- Le modèle EM : soit un calcul MoM via PyNEC, soit une formule de Friis généralisée si on reste en champ lointain.

Boucle d'optimisation 1. Initialiser une population aléatoire (R_i, X_i).

2. Évaluer la fonction objectif « boîte noire » (i.e. la puissance reçue).
3. Appliquer la « mutation » (combinaison de vecteurs de la population), puis un « crossover » (mélange) pour engendrer de nouvelles solutions candidates.
4. Sélectionner celles qui donnent la meilleure puissance, former la « nouvelle population ».
5. Répéter tant que le critère d'arrêt (nb d'itérations, convergence, etc.) n'est pas atteint.

Sortie — Un vecteur optimal $[R_1, X_1, \dots, R_N, X_N]$ donnant la plus haute puissance simulée.

- La valeur de cette puissance (permet de connaître le gain par rapport à une configuration de référence).

3.3.4 Coût et Limites : Quand Simplifier la Recherche ?

Temps de calcul. Chaque *évaluation* (c'est-à-dire le calcul de la puissance en sortie de la simulation MoM) peut prendre un certain temps. Avec 100 antennes, la construction du circuit et la résolution MoM peuvent durer plusieurs secondes (ou minutes). Multiplier cela par le « nombre de générations \times taille de population » peut conduire à des durées de plusieurs heures ou jours. Si l'on veut un maximum global précis, la taille de population et le nombre d'itérations doivent être suffisamment grands. Les paramètres de réglages de ce genre d'algorithme sont à régler empiriquement sur la base d'un compromis entre temps de calcul et précision.

Approche discrète pour réduire la complexité. Dans la pratique, on ne souhaite pas forcément trouver la solution idéale (en continu) ; il peut suffire de quantifier l'impédance en quelques états (binaire, ou 4-états, etc.). Ceci diminue drastiquement la taille de l'espace de recherche. Évidemment, la solution trouvée sera en général moins optimale qu'en continu, mais

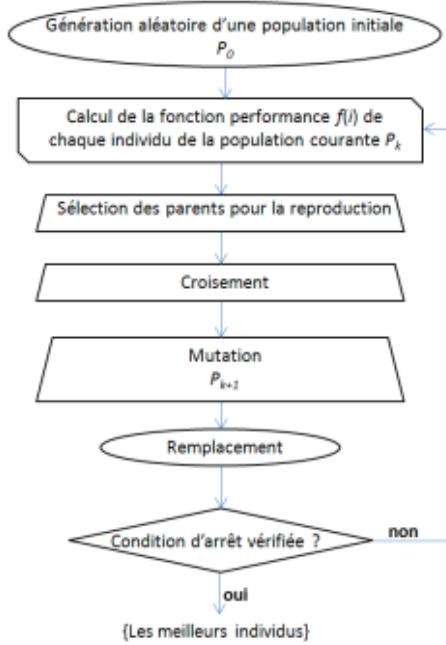


FIGURE 3.4 – Schéma simplifié d'un algorithme évolutionnaire (ici, génétique) appliquée à l'optimisation des impédances (R, X) afin de maximiser la puissance reçue.

peut s'avérer plus *réalisable* (composants commutables standards, diodes PIN, etc.). On retrouve par exemple les approches de *RIS* binaires ou multi-états.

Conclusion. Le recours à une **métaheuristique évolutionnaire** (génétique ou évolution différentielle) se justifie donc pleinement pour optimiser les impédances de charge dans un réseau RFID reconfigurable. On s'appuie sur :

- Une fonction objectif *boîte noire* (puissance reçue), évaluée par simulation EM.
- Un algorithme robuste aux minima locaux, capable de gérer un nombre de variables important et de s'accommoder d'un espace de recherche potentiellement très vaste.
- Un *compromis* entre temps de calcul et précision : si nécessaire, on restreint le choix d'impédances à quelques valeurs discrètes (logique binaire ou multi-états).

Les travaux de *T. D. Nguyen* [6] (et de nombreux auteurs) montrent en outre que, pour la conception d'antennes intelligentes, ces algorithmes évolutionnaires ont déjà fait leurs preuves : ils sont simples à mettre en œuvre et suffisamment flexibles pour s'adapter à divers critères électromagnétiques (bande passante, directivité, absorption minimale, etc.).

Chapitre 4

Première approximation : Formule de Friis et Hypothèses

Dans un premier temps, l'optimisation de la puissance reçue par un tag RFID cible peut être étudiée en s'appuyant sur la *formule de Friis*, valable en champ lointain. Bien que cette approche soit simplifiée, elle fournit un cadre théorique de base permettant de saisir les interactions fondamentales entre la source (lecteur), le tag cible, et les éventuels tags dits « réflecteurs passifs ». Cette partie est largement inspirée par les travaux de l'article [2] et permet d'avoir une première approximations et résultats.

4.0.1 Hypothèses et Cadre de l'Étude

La formule de Friis repose sur plusieurs hypothèses essentielles :

- **Champ lointain** : Les tags et la source sont supposés suffisamment éloignés pour se trouver en zone de champ lointain. Concrètement, la distance R_0 entre le lecteur et un tag doit vérifier¹

$$R_{\text{far}} \geq \frac{2D^2}{\lambda}.$$

Dans cette zone, les ondes électromagnétiques peuvent être considérées comme localement planes, et l'amplitude du champ décroît en $1/r$.

- **Propagation sans obstacle direct** : Le canal direct entre la source et le tag cible est supposé dégagé, ou du moins accessible. Les réflexions dues à l'environnement (murs, sol) ne sont pas prises en compte à ce stade.
- **Antennes linéaires et isotropes (dans leur plan principal)** : Pour simplifier, on assimile souvent chaque tag à un dipôle demi-onde, avec un diagramme de rayonnement circulaire dans le plan considéré. Le lecteur est caractérisé par un gain G_t (ou G_{reader}) connu.
- **Polarisation maîtrisée** : La polarisation entre le lecteur et les tags est considérée comme identique (pertes de polarisation négligées). En pratique, on suppose une polarisation linéaire verticale pour toutes les antennes.

Le *champ lointain* implique notamment que l'amplitude du champ électrique décroît en $1/R$, et non pas plus lentement ou plus rapidement comme dans le champ proche réactif. Ce régime simplifie fortement l'expression de la puissance reçue et nous autorise à employer la formule de Friis.

1. Une règle de pouce courante est : $R_{\text{far}} \geq 2D^2/\lambda$, où D est la plus grande dimension de l'antenne et λ la longueur d'onde.

4.0.2 Formule de Friis pour le Chemin Direct

La puissance reçue par un tag cible (Tag0), situé à une distance R_0 de la source, est donnée par :

$$P_{r0} = P_t G_t G_{r0} \left(\frac{\lambda}{4\pi R_0} \right)^2, \quad (4.1)$$

où

- P_t est la puissance émise par la source (lecteur),
- G_t est le gain de l'antenne source,
- G_{r0} est le gain du tag (souvent autour de 2.15 dBi pour un dipôle demi-onde),
- λ est la longueur d'onde,
- R_0 la distance entre la source et le tag cible.

Cette première relation (4.1) n'inclut que le chemin direct. Pour inclure l'effet de tags « réflecteurs », on étend la formulation comme suit.

4.0.3 Ajout de Tags Réflecteurs et Contributions Indirectes

Soit un ensemble de N tags (en plus du tag cible), pouvant agir comme réflecteurs. Le tag i (à distance R_i de la source et d_i du tag cible) reflète vers Tag0 une partie de l'énergie reçue.

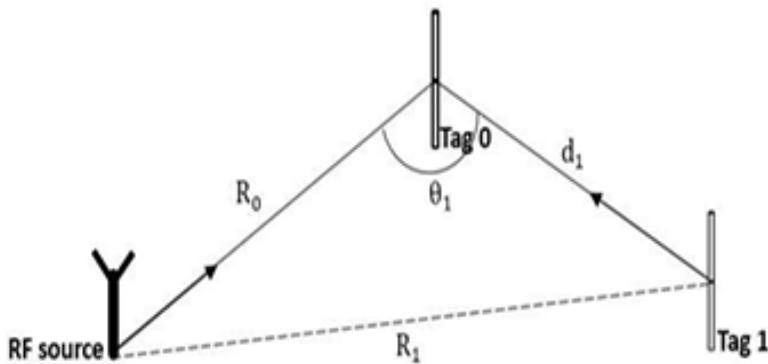


FIGURE 4.1 – Illustration du scénario étudié : Tag0 (le tag cible) et Tag1 (le tag de diffusion) sont séparés par une distance d_1 et sont éloignés de la source RF par des distances R_0 et R_1 respectivement.

Ainsi, la puissance totale absorbée par Tag0 est :

$$P_{T0} = P_{r0} \left| 1 + \sum_{i=1}^N \rho_i \exp(j\theta_i) \right|^2, \quad (4.2)$$

où

- P_{r0} est la puissance reçue selon la formule de Friis *sans* réflecteur (chemin direct seulement),
- ρ_i représente l'amplitude relative du champ rétrodiffusé par le tag i (fonction de la section efficace radar (RCS) et des distances R_i , d_i),
- θ_i est la différence de phase entre l'onde directe et l'onde réfléchie par le tag i , donnée par :

$$\theta_i = \frac{2\pi}{\lambda} [(R_i + d_i) - R_0].$$

Dans ce cadre simplifié, on suppose que :

- Les diagrammes d'antennes des tags sont isotropes dans le plan étudié (ex. : dipôles),
- Les gains d'émission/réception de tous les tags sont égaux ($G_{T0} = G_{T1}$, etc.),
- La polarisation est identique pour toutes les liaisons ($\rho_T = \rho_R = 1$).

4.0.4 Expression Simplifiée de la RCS et Coefficient K

Sous ces hypothèses, la RCS (*Radar Cross Section*) d'un tag i s'exprime comme :

$$\sigma_i = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_{T0} G_{T1} \rho_T \rho_R |\alpha - \Gamma^*|^2, \quad (4.3)$$

où α caractérise la géométrie de l'antenne (pour un dipôle mince, $\alpha \approx 1$), et Γ^* est le coefficient de réflexion en puissance² :

$$\Gamma^* = \frac{Z_L - Z_A^*}{Z_L + Z_A},$$

avec $Z_A = R_A + jX_A$ l'impédance d'antenne et $Z_L = R_L + jX_L$ l'impédance de charge. On définit alors

$$K \equiv |\alpha - \Gamma^*|^2.$$

Lorsque l'antenne et la charge sont adaptées ($Z_L = Z_A^*$), on a $K = 1$, privilégiant l'absorption plutôt que la réflexion. Pour maximiser la rétrodiffusion, on peut choisir une autre charge, augmentant K jusqu'à 4 en théorie, rendant le tag « réflecteur » plus efficace.

Pourquoi on ne peut pas ajuster la phase via l'impédance de charge ?

Même si l'impédance de charge influe sur la *quantité* d'énergie rétrodiffusée (via K), la phase globale du signal renvoyé reste principalement gouvernée par la géométrie du réseau (distances R_i, d_i) et par la phase intrinsèque de l'antenne. Dans le champ lointain, la relation de phase s'écrit en fonction des distances parcourues par l'onde ($\theta_i \sim \frac{2\pi}{\lambda}[(R_i + d_i) - R_0]$). On ne dispose pas ici d'un *contrôle continu* du déphasage : l'ajustement d'impédance modifie *principalement* l'amplitude de la rétrodiffusion (coefficient K), mais la phase n'est ajustable qu'à la marge. D'où l'idée d'une optimisation *discrète* (ex. : état adapté vs. état fortement réflecteur), faute de « rephasage » précis.

4.1 Implication du Champ Lointain sur l'Impédance et la Matrice d'Impédance

Le postulat de champ lointain simplifie l'expression de la puissance reçue et les couplages. En pratique, dans un modèle plus complet (par exemple en utilisant PyNEC ou d'autres codes basés sur la Méthode des Moments), on considère explicitement :

$[Z]$: la matrice d'impédance ($N \times N$), regroupant toutes les auto-impédances (Z_{ii}) et mutuelles (Z_{ij}).

- Dans la *zone de champ lointain*, les interactions entre deux dipôles séparés d'une distance r sont dominées par des couplages proportionnels à $\frac{1}{r}$, et la partie mutuelle Z_{ij} est relativement faible devant la partie d'auto-impédance Z_{ii} . Les éléments Z_{ij} oscillent typiquement en fonction de la distance et de la phase, mais restent d'amplitude réduite.
- À l'inverse, dans le *champ proche réactif*, les couplages sont plus complexes (dépendances en $\frac{1}{r^2}$ voire $\frac{1}{r^3}$), et la formule de Friis n'est plus valable. On doit alors recourir à la simulation MoM complète pour extraire précisément ces mutuelles.

2. Pour un dipôle mince, on rencontre souvent $|\alpha - \Gamma^*|^2 = K$, avec K pouvant varier de 0 à 4 selon l'impédance de charge.

4.1.1 Adaptation de la matrice d'impédance et vérifications des conclusions

Sous l'hypothèse de champ lointain, on suppose donc en première approximation :

$$|Z_{ij}| \ll |Z_{ii}| \quad \text{pour } i \neq j,$$

et la puissance reçue ou rétrodiffusée s'obtient via des formules de type Friis, avec un simple facteur $\frac{1}{R}$ dans chacune des contributions indirectes. Ainsi, un tag ou une antenne de « petite » dimension aura une auto-impédance Z_{ii} (plus ou moins réelle) dictée par la géométrie (par ex. un dipôle demi-onde), et des termes mutuels Z_{ij} relativement faibles dès lors que la distance r entre antennes est importante.

Validation numérique (inspirée de [7] et code IEMF). Au-delà de cette hypothèse simplificatrice, d'autres travaux récents (Raposo Sánchez [7]) se sont penchés sur le calcul plus précis de l'impédance mutuelle, via la méthode IEMF (*Induced EMF*). On retrouvera plus de détail sur cette méthode de calcul ici [1]. Concrètement, on :

1. Implique un courant sinusoïdal sur l'antenne « active » (dipôle 1).
2. Calcule le champ électrique en chaque point de l'antenne « passive » (dipôle 2), à l'aide d'intégrales (souvent complexes) et de méthodes d'intégration adaptatives.
3. Projette ce champ sur la longueur du dipôle 2 et en fait la somme intégrale (ce qui fournit l'EMF induite).
4. Déduit alors $Z_{21} = \frac{V_{\text{induite}}}{I_1}$, tension induite sur le dipôle 2 par le courant de dipôle 1.

Dans le cadre du stage précédent portant sur le sujet, un script Python implémentant cette méthode IEMF a permis de tracer les courbes de Z_{21} en fonction de la distance normalisée d/λ (en tenant compte d'un dipôle de référence de longueur $\lambda/2$). La Figure 4.2 en illustre un exemple, montrant notamment que pour $d \lesssim 0.5 \lambda$, la mutuelle est significative, tandis que pour $d \gtrsim 2 \lambda$, elle devient négligeable (quelques ohms). C'est cette géométrie qui est intéressante dans notre cas (antennes parallèles dans un même plan) puisqu'elle fait partie de nos hypothèses mais rappelons que la méthode IEMF ne se limite pas à une application si simple.

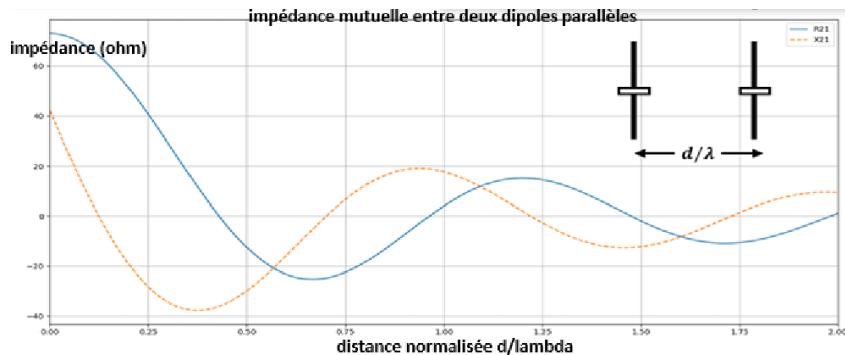


FIGURE 4.2 – Exemple de courbes d'impédance mutuelle (Z_{21} et Z_{12}) entre deux demi-onde parallèles, issues du code IEMF de l'ancien stagiaire. Au-delà de 1λ , on constate que $|Z_{ij}| \ll |Z_{ii}|$.

Interprétation :

- Pour $d < \lambda/2$: Les dipôles sont suffisamment proches pour que l'impédance mutuelle devienne importante (ex. : 10 à 30 Ω), remettant en cause l'emploi direct de Friis.

- **Pour** $d \approx 2\lambda$: Les valeurs de Z_{ij} sont déjà très réduites (souvent inférieures à 5Ω), ce qui *justifie* notre postulat $|Z_{ij}| \ll |Z_{ii}|$ dans l'approximation de champ lointain.
- **Conséquences sur le modèle** : Lorsque l'on étudie un réseau de tags répartis à plus d'une longueur d'onde de distance, la formule de Friis reste appropriée pour estimer la puissance reçue ou rétrodiffusée. En revanche, si on place des tags à 0.25λ ou 0.5λ , les couplages mutuels deviennent non négligeables : on doit alors recourir à un modèle complet d'impédances « N-port » (cf. chapitre 6.1).).

Ainsi, les travaux de Raposo Sánchez [7] et la validation numérique effectuée via le script IEMF confirment, d'une part, la **pertinence** de l'hypothèse $|Z_{ij}| \ll |Z_{ii}|$ dès lors que $d \gtrsim 2\lambda$, et d'autre part, la **nécessité** d'un modèle plus complet (si les tags sont rapprochés) pour concevoir un réseau *reconfigurable* de type *RIS passif* ou *tag RFID optimisé*.

Pour une étude approfondie sur la généralisation de la formule de Friis en champ proche et l'impact sur le calcul du couplage mutuel, on peut se référer aux travaux de Henrik Frid [3].

4.1.2 Exemple de Mise en Œuvre Simplifiée

Considérons un réseau RFID simplifié comprenant :

- **Un tag source** (alimenté), assimilé à l'émetteur principal ;
- **Un tag cible** (Tag0), jouant le rôle de récepteur dont on souhaite maximiser la puissance reçue ;
- **Un ensemble de tags réflecteurs passifs** (Tag1, Tag2, ..., Tag_n), pouvant chacun adopter un état « adapté » ou « réflecteur ».

Sous hypothèse de champ lointain, la puissance reçue par le tag cible (Tag0) se déduit d'une *formule de Friis généralisée*, qui intègre les chemins indirects renvoyés par les tags réflecteurs. Si R_0 désigne la distance entre l'émetteur et le tag cible, et (R_i, d_i) celles associées à un réflecteur i , alors la puissance au niveau de Tag0 s'écrit :

$$P_{T0} = P_t G_t G_{T0} \left(\frac{\lambda}{4\pi R_0} \right)^2 \left| 1 + \sum_i \sqrt{\frac{\sigma_i}{4\pi}} \frac{R_0}{R_i d_i} \exp(j\theta_{d_i}) \right|^2, \quad (4.4)$$

avec :

$$\begin{aligned} \theta_{d_i} &= \frac{2\pi}{\lambda} [(R_i + d_i) - R_0], \\ \sigma_i &= \frac{G_{T_i}^2 \lambda^2}{4\pi} K_i, \end{aligned}$$

et $K_i = |\alpha - \Gamma^*|^2$ dépend de l'impédance de charge $Z_{L,i}$ (par rapport à l'impédance d'antenne $Z_{A,i}$).

Action de l'impédance (coefficent K_i) : L'impédance de charge d'un tag réflecteur modifie surtout *l'amplitude* du signal renvoyé. En changeant $Z_{L,i}$, on augmente (ou réduit) le coefficient K_i et donc la part de l'énergie rétro-diffusée vers Tag0. En revanche, la *phase* de la contribution de chaque réflecteur reste dominée par les termes géométriques θ_{d_i} ; on ne dispose pas d'un contrôle fin du « déphasage ».

Conditions de validité (champ lointain) : Tant que chaque distance (R_0, R_i, d_i) reste de l'ordre de λ ou plus, le couplage mutuel entre antennes demeure faible ; cela se traduit par

$$|Z_{ij}| \ll |Z_{ii}| \quad (\text{pour } i \neq j),$$

et on peut utiliser directement la formule (4.4). Dès que les tags sont *trop rapprochés* (par exemple $d_i \ll 2\lambda$), il faudrait inclure explicitement le couplage mutuel dans la modélisation (voir la matrice d'impédance complète, cf. chapitre 6.1).

Conclusion : Cette « première approximation » (champ lointain + formule de Friis) apporte :

- Une **simplification notable** : dépendance en $1/R$ et usage de coefficients K_i pour moduler la rétrodiffusion.
- Une **analyse conceptuelle claire** : comprendre comment la charge d'un tag agit sur la puissance reçue via K_i , sans toutefois « rephaser » précisément. C'est une grande limite au modèle, équivalent à dire que la contribution des tags responsable d'interférences destructives ne pourra qu'être supprimée et non rephasée. On ne cherchera donc pas un optimum compromis entre le module et la phase idéale pour un tag donné. Seul le module est paramétrable (voir formule de la puissance)
- Une **limite pratique** : si $d_i < 2\lambda$, la contribution mutuelle n'est plus négligeable et la simple approche Friis peut dévier fortement de la réalité.
- **Pas de réflexion multiple** : le modèle ignore les effets des réflexions multiples entre deux tag donnés, ce qui limite la modélisation complexe des interactions entre les tags...

Les résultats tirés de ce modèle justifient, dans un second temps, le recours à des outils de simulation plus complets (*ex. PyNEC*) et la prise en compte de la *matrice d'impédance* du réseau pour affiner la prédiction des performances dès lors que les antennes (ou tags) se rapprochent, ou que l'environnement devient plus complexe.

Chapitre 5

Étude Statistique et Résultats en Champ Lointain

5.1 Méthodologie et Scénarios Simulés (Approche Monte Carlo)

Dans cette section, nous étudions l'impact de plusieurs *algorithmes d'optimisation* des charges pour un réseau de tags RFID disposés en *champ lointain* autour d'un tag cible. Nous utilisons pour cela une **approche Monte Carlo** :

1. Génération aléatoire des positions des N tags réflecteurs dans un rayon R autour du tag0 (cible),
2. Calcul de la *puissance reçue* P_{r0} (ou P_{T0}) via la *formule de Friis généralisée*,
3. Optimisation ou choix d'état pour chaque réflecteur selon le scénario (*NoReflect*, $Z=0$, *Binaire*, *GA*, *GA_refined*),
4. Répétition sur plusieurs réalisations afin d'obtenir *histogrammes* et *barplots* statistiques.

5.2 Comparaison de Cinq Scénarios (*NoReflect*, $Z=0$, *Binaire*, *GA*, *GA_refined*)

Nous comparons cinq scénarios distincts :

- **NoReflect** : il n'y a aucun réflecteur, seul le tag cible est présent. C'est la « borne basse ».
- **Z=0** : tous les réflecteurs sont imposés avec $Z_L = 0$ (court-circuit), renvoyant l'onde, mais sans nuance constructive ou destructive.
- **Binaire** : chaque réflecteur peut être soit *aucunement rétrodiffuseur* ($Z_L \rightarrow +\infty \Rightarrow K \approx 0$), soit *adapté* ($Z_L \approx -j \operatorname{Im}(Z_a) \Rightarrow K \approx 4$). Le code binaire choisit pour chaque tag l'état correspondant à l'effet *constructif* ou *destructif*.
- **GA** : un algorithme génétique cherchant la meilleure impédance (R, X) en continu pour chaque réflecteur.
- **GA_refined** : même principe que GA, mais avec plus d'itérations, une population plus grande, etc., pour être certain d'approcher au mieux l'optimum continu.

5.2.1 Exemple de Géométrie : Répartition Circulaire Binaire

La figure 5.1 présente une *répartition circulaire* typique, où $N = 30$ réflecteurs sont disposés autour du tag cible (en bleu). On y voit, en rouge, les tags que la méthode binaire classe en

« aucunement rétrodiffuseur » ($Z_L \rightarrow +\infty$, $K \approx 0$) et, en greenvert, les tags mis en « réflecteur » ($K \approx 4$). La source RF (carré noir) est située à environ -60λ sur l'axe vertical.

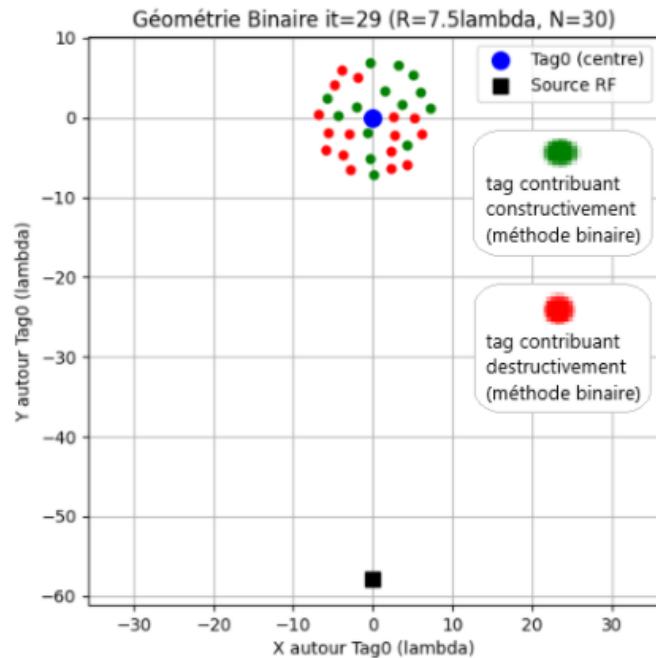


FIGURE 5.1 – Géométrie typique en mode *Binaire* pour $N = 30$ et $R = 7.5 \lambda$. Les réflecteurs rouges sont mis en « charge infinie » ($K \approx 0$), et les verts en « charge adaptée » ($K \approx 4$). Le tag cible (bleu) est au centre, la source RF (noir) est en bas à 20m du tag receveur.

5.3 Histogrammes de Puissance et Distribution Statistique

Sur la figure 5.2, nous montrons un exemple d'**histogrammes de puissances reçues** (en dBm) sur plusieurs réalisations Monte Carlo, avec $N = 30$ réflecteur et $R = 7.5 \lambda$. Chaque sous-figure correspond à l'un des cinq scénarios où l'on répète 50 fois cette génération aléatoire des coordonnées des tags pour en faire une analyse statistique. On y observe :

- *NoReflect* : un pic autour de -23 dBm (liaison directe),
- *Z=0* : distribution plus large, pouvant être destructrice si la configuration n'est pas favorable,
- *Binaire*, *GA* et *GA_refined* : pics généralement plus élevés, vers -21 ou -20 dBm, montrant le gain apporté par l'optimisation des charges.

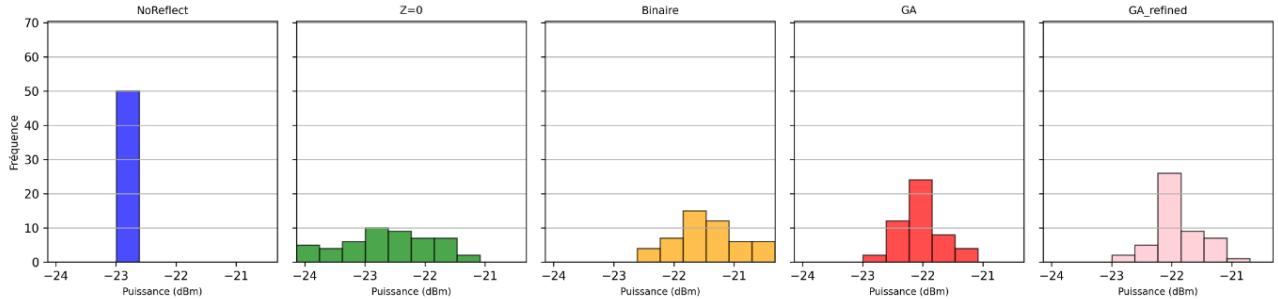


FIGURE 5.2 – Histogrammes (5 sous-figures) de puissance reçue pour $N = 30$ réflecteurs, $R = 7.5 \lambda$. On compare NoReflect, $Z = 0$, Binaire, GA et GA_refined. Un net gain apparaît pour Binaire et GA par rapport à NoReflect.

5.4 Puissance Moyenne et Écart-Type : Synthèse des Scénarios

La figure 5.3 trace la *puissance moyenne* (en dBm) et son *écart-type* pour chacun des cinq scénarios, toujours avec $N = 30$, $R = 7.5 \lambda$. On constate :

- *NoReflect* : moyenne la plus faible (autour de -23 dBm),
- *Z=0* : parfois plus dispersé, en moyenne autour de -22 dBm,
- *Binaire* : remonte autour de -21 à -20.5 dBm,
- *GA* et *GA_refined* : valeurs comparables, confirmant que la différence avec Binaire reste modeste.

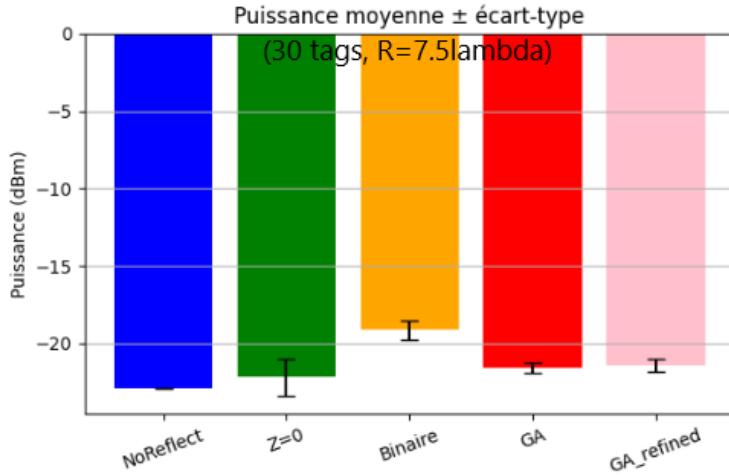


FIGURE 5.3 – Barplot de la puissance moyenne (\pm écart-type) pour $N = 30$ réflecteurs à $R = 7.5 \lambda$. Les différences entre Binaire, GA et GA_refined demeurent < 1 dB.

5.5 Nuage de Points d’Impédances : Convergence « quasi-binaire » et Dépendance aux Paramètres

Pour approfondir la comparaison entre *GA/GA_refined* et la méthode *Binaire*, la figure 5.4 représente un *nuage* d’impédances (R, X) obtenues en sortie de plusieurs runs d’algorithmes génétiques, comparées aux deux pôles caractéristiques de *Binaire* (*réflecteur* ($Z_L \approx -j \operatorname{Im}(Z_a) \Rightarrow K = 4$) vs. *aucunement rétrodiffuseur* ($Z_L \rightarrow +\infty \Rightarrow K = 0$)).

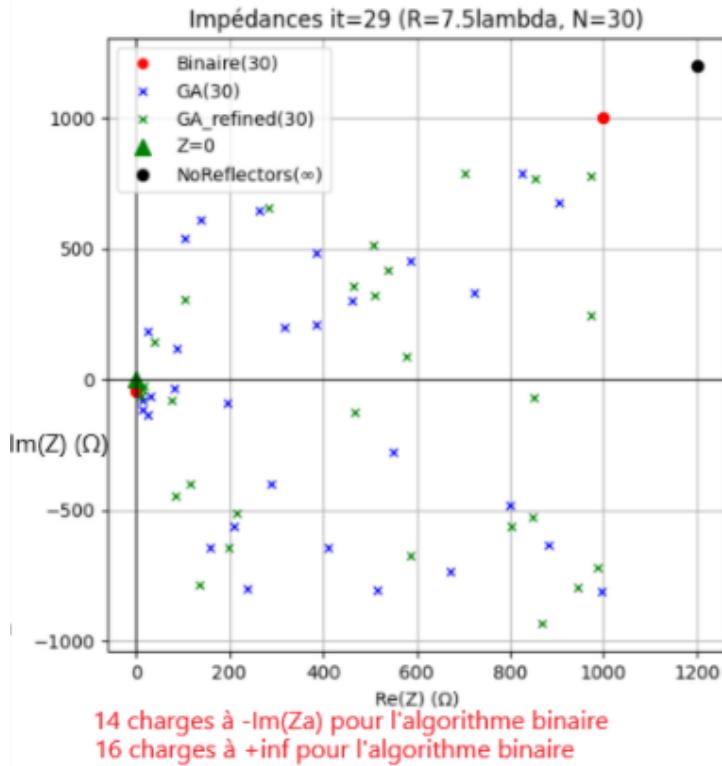


FIGURE 5.4 – Exemple de répartition des impédances finales pour $N = 30$ tags (rayon 7.5λ). Les croix bleues (GA) et vertes ($GA_refined$) s’agglutinent autour de deux zones (charges quasi-infinies *vs.* charges adaptées). Les deux pôles red'binaire sont visibles (adapté, infini). On note un éparpillement dû notamment aux paramètres d’optimisation.

(1) Deux grands pôles, mais une convergence partielle. En champ lointain (modèle de Friis), l’impédance n’a pas de levier réel pour *rephaser* le signal, la distance imposant déjà l’essentiel de la phase. Par conséquent, la solution *continue* proposée par un algorithme génétique *tend* à se **discréteriser** en deux états :

- **Renvoyer** : $Z_L \approx -j \operatorname{Im}(Z_a)$, $K \approx 4$,
- **Absorber (aucunement rétrodiffuseur réflecteur)** : $Z_L \rightarrow +\infty$, $K \approx 0$.

Toutefois, la figure 5.4 montre que les points $GA/GA_refined$ peuvent rester légèrement dispersés ($\operatorname{Re} \approx 900\Omega$ plutôt que ∞ , ou $\operatorname{Im} \approx -35\Omega$ au lieu de -42Ω , etc.). Le fait de ne pas tomber *pile* sur les deux pôles provient de plusieurs raisons :

- **Bornage numérique** : si l’on limite l’espace à $\pm 1000\Omega$ (voire plus), l’algorithme peut s’arrêter en $R = 999\Omega$ au lieu de ∞ .
- **Paramètres d’optimisation (popsize, mutation, itérations)** : un réglage insuffisant peut ne pas *explorer* entièrement les bords de l’espace, ou stagner dans un optimum local.
- **Faible impact pratique** : même si $R = 900\Omega$ n’est pas ∞ , l’effet de rétrodiffusion reste quasi-identique pour la puissance reçue.

(2) L’importance des réglages empiriques. Les algorithmes génétiques ne garantissent jamais *à coup sûr* l’optimum global lorsque le nombre de variables ($2 \times N$) et l’étendue de l’espace ($\pm 10^3$ voire $\pm 10^4$) augmentent. Le *popsize*, le *taux de mutation*, ou encore la *sélection* influent grandement sur la qualité de la convergence. On constate donc :

- $GA_refined$ converge souvent **un peu mieux**, au prix d’un coût de calcul plus élevé (voir fig. 5.5).
- Sur certains runs, GA standard peut aboutir à quelques points « exotiques », même si

- la majorité se groupera autour des deux pôles.
- Dans ce modèle de Friis, cette « imperfection » n'affecte pratiquement pas la puissance reçue, car l'absence de « rephasage » rend la solution binaire naturellement proche de l'optimum.

(3) Vers un « couplage mutuel » : la phase redevient cruciale. Enfin, il faut rappeler qu'en **champ proche** (tags espacés de moins de $\approx \lambda$), l'impédance *peut* influer *aussi* sur la *phase* du signal rétrodiffusé. Dans ce cas, un algorithme continu (GA, PSO, etc.) pourrait offrir un gain net en ajustant (R, X) pour **rephaser** chaque réflecteur, alors que la méthode *binaire* resterait aveugle à ces degrés de liberté. Cette perspective sort toutefois du cadre de Friis, et nécessiterait d'intégrer la matrice $[Z]$ complète (cf. Chap. 6.1).

En résumé, la figure 5.4 illustre que le *GA* « s'écrase » vers deux amas de solutions (R, X), mais pas *exactement* sur (∞, \dots) ni $(-j \operatorname{Im}(Z_a), \dots)$. Cette légère dispersion tient aux bornes, aux réglages d'optimisation et au fait que, dans le *champ lointain*, *aucune* phase fine n'est contrôlée. De plus, viser l'impédance « strictement infinie » n'est pas indispensable pour approcher l'effet « de passification du tag » : toute *grande* valeur ($R \gtrsim 500 \Omega$) suffit largement à renvoyer l'énergie.

Au final, *GA* reproduit donc à peu près la solution *binaire*, sans gain notable de performance par rapport à la simple *discrétisation* (en deux états) qui, rappelons-le, est plus commode *matériellement* pour un tag RFID. Lorsque l'on s'éloignera de la zone de *champ lointain* (et que la phase deviendra sensible à la charge via le couplage mutuel), la « marge » d'optimisation *en continu* deviendra plus significative, ce qui fera l'objet d'études ultérieures.

Principe de la solution binaire : deux états en fonction du $\delta\phi$

Dans le code `apply_binary_impedance` (extrait ci-dessous), on constate qu'on assigne à chaque réflecteur *soit* une *charge quasi-réflectrice*, *soit* une *charge quasi-infinie*, en se basant sur le critère $\cos(\delta_\phi) \geq 0$ ou non :

```
def apply_binary_impedance(tags, rf_source, tag0, Za, wavelength):
    R0 = np.linalg.norm(tag0 - rf_source)
    k = 2.0 * np.pi / wavelength
    Z_bin = np.zeros(len(tags), dtype=complex)

    for i, t in enumerate(tags):
        Ri = np.linalg.norm(t - rf_source)
        di = np.linalg.norm(t - tag0)
        delta_phi = k * (Ri + di - R0)
        if np.cos(delta_phi) >= 0:
            Z_bin[i] = -1j * Za.imag
        else:
            Z_bin[i] = 1000 + 1j*1000
    return Z_bin
```

Interprétation de $\delta\phi$. Pour chaque réflecteur (coordonnées \mathbf{t}_i), on définit :

$$R_0 = \|\mathbf{tag0} - \mathbf{rf_source}\|, \quad R_i = \|\mathbf{t}_i - \mathbf{rf_source}\|, \quad d_i = \|\mathbf{t}_i - \mathbf{tag0}\|.$$

On calcule ensuite

$$\delta_\phi = k(R_i + d_i - R_0),$$

où $k = \frac{2\pi}{\lambda}$. L'idée est de comparer la *phase additionnelle* du chemin indirect (source → i → tag0) à celle du chemin direct (source → tag0). C'est une approximation qui s'avère utile dans nos hypothèses de Friis.

- $\cos(\delta_\phi) \geq 0$ signifie que δ_ϕ est *dans une zone* $[-\frac{\pi}{2}, +\frac{\pi}{2}] \cup [3\pi/2, \dots]$, autrement dit l'onde indirecte est *plutôt en phase* avec l'onde directe.
- $\cos(\delta_\phi) < 0$ signifie, au contraire, un *décalage* $\approx \pi$ (ou voisin), c.-à-d. une interférence *défavorable*.

Attribution de deux états. Selon cette condition, on choisit :

$$Z_{\text{bin},i} = \begin{cases} -j \operatorname{Im}(Z_a), & \text{si } \cos(\delta_\phi) \geq 0, \\ 1000 + j 1000, & \text{sinon.} \end{cases}$$

1. **Cas** $\cos(\delta_\phi) \geq 0$: *réflecteur efficace*, on prend $Z_L \approx -j \operatorname{Im}(Z_a)$. Dans l'approximation Friis, cela revient à « rendre l'antenne » quasi-adaptée en amplitude, mais avec $\Gamma \approx 1$ et un certain déphasage (souvent $-j X$). On force ainsi un *retour maximal* d'énergie, si le tag est « en phase ».
2. **Cas** $\cos(\delta_\phi) < 0$: *état absorbant*, on choisit $Z_L \approx 1000 + j 1000 \approx \infty$. C'est un moyen simple de « couper » le réflecteur ($|\Gamma| \approx 1$, mais la partie réelle est si élevée que le courant est quasi nul \Rightarrow pas d'énergie renvoyée). Autrement dit, on fait « disparaître » le tag (aucune rétrodiffusion notable).

Logique générale : - Si un réflecteur se situe dans une zone *constructive* par rapport au chemin direct ($\cos(\delta_\phi) \geq 0$), on le rend « actif » (i.e. fort renvoi). - Si au contraire il est dans une zone *destructive* ($\cos(\delta_\phi) < 0$), on le « désactive » (impédance quasi infinie). C'est en ce sens qu'on parle de **méthode binaire** : *réfléchir* ou *ne pas réfléchir*.

Pourquoi $-j \operatorname{Im}(Z_a)$? Le code emploie $-j \operatorname{Im}(Z_a)$ comme « état fort réflecteur ». Souvent, si $Z_a = R_a + j X_a$ est l'antenne d'intérêt (ou un dipôle), alors on prend la *partie imaginaire* de Z_a pour *résorber* la composante réactive, et créer une réflexion $\Gamma \approx 1$. Il s'agit d'une astuce *ad hoc* pour *maximiser* la rétrodiffusion (dans le code, la ligne `pythonZbin[i] = -1j * Za.imag` correspond exactement à cette visée).

Conclusion : cette fonction `apply_binary_impedance` illustre la logique binaire décrite dans la théorie (section 5.2) :

- on regarde si le tag *peut* contribuer *constructivement*, - si oui, on lui affecte une *impédance réactive* ($-j \operatorname{Im}(Z_a)$) pour renvoyer un maximum d'énergie, - sinon, on lui affecte une *impédance quasi-infinie* pour « l'éteindre ».

Cela garantit un effet similaire à un *GA* cherchant $\arg(\Gamma_i) \approx 0$ ou π , mais en version *ultra-simplifiée*, d'où le terme « binaire ».

5.6 Durée d'Optimisation : Limite des Algorithmes Génétiques

Enfin, la figure 5.5 illustre l'évolution du *temps moyen* nécessaire pour optimiser la configuration des réflecteurs en fonction de N . On voit que *binaire* (courbe violette) reste quasiment constant, tandis que *GA* et surtout *GA_refined* augmentent de manière quasi-quadratique. Pour 30 tags, *GA_refined* peut exiger plus de 200 secondes par itération.

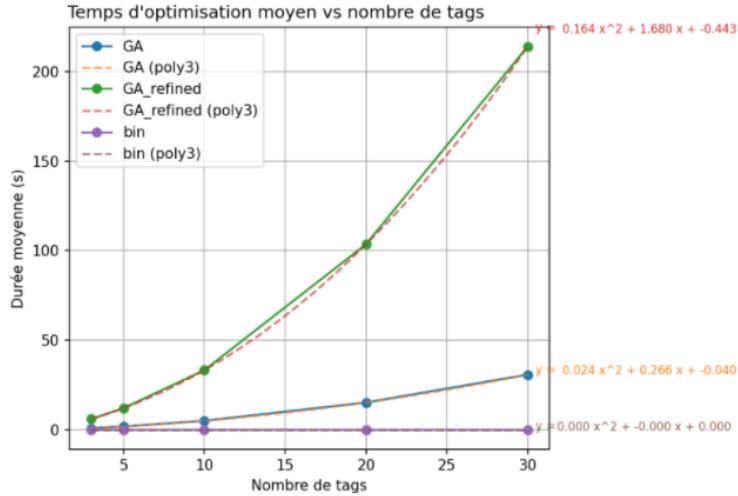


FIGURE 5.5 – Temps d’optimisation moyen (*approche Friis*) vs. nombre de tags. L’algorithme **binaire** (violet) est presque constant, tandis que **GA** (bleu) et **GA_refined** (vert) grimpent rapidement.

5.7 Conclusion (Approximation de Friis)

- (1) **Efficacité du Binaire** : Dans le régime de *champ lointain* (modèle de Friis), la *phase* renvoyée par un tag dépend uniquement de la distance. L’algorithme binaire (deux états) parvient donc à reproduire l’essentiel du gain qu’un GA en continu obtiendrait, sans exiger un temps de calcul élevé. C’est en fait la solution idéale, de notre optimisation pour ce modèle
- (2) **Faible gain du GA vs. Binaire** : Les solutions « en continu » s’effondrent pratiquement sur deux pôles, comme l’illustre la figure 5.4. Ni GA ni GA_refined n’aboutissent à un rephasage, car la formule de Friis n’inclut pas le couplage mutuel qui rendrait la *phase* modulable par l’impédance.
- (3) **Temps de calcul** : Le *binaire* a un temps d’optimisation quasi constant, même pour 30 ou 50 tags, alors que GA / GA_refined deviennent très coûteux (voir fig. 5.5).
- (4) **Vers un modèle plus complet** : la phase peut alors être *ré-accordée* par l’impédance de charge. Dans ce cas, un GA en continu *pourrait* dépasser la simple solution binaire. C’est l’objet de la suite du travail, où l’on abandonne l’approximation Friis au profit d’un solveur de type PyNEC.

En résumé, pour des surfaces reconfigurables RFID largement espacées (champ lointain), et sans considération de rephasage comment avec la formule de Friis, la *solution binaire* apparaît donc comme un **compromis très pertinent** : mise en œuvre matérielle simple (2 états), quasi-nullité du temps d’optimisation, et performances *idéales*. Ainsi ces résultats montrent deux choses, l’optimisation continue dans un contexte de grande dimensions ne peut tendre vers la solution idéale sans un temps de calcul démesurée. Les impédances des simulations réalisées avec PyNEC dont la complexité s’avère bien supérieure à la formule de Friis (la solution des impédances des tags réflecteurs ne sera évidemment plus binaire) pourront être choisies dans un contexte de n états d’impédances et l’optimisation continue ne pourra pas être utilisée efficacement.

Chapitre 6

Modélisation Théorique

6.1 Réseau de circuits équivalents

Dans le chapitre précédent, nous avons présenté une vue d'ensemble d'un système RFID générique, caractérisé notamment par la présence de multiples antennes (tags) distribuées de manière aléatoire. Dans cette partie, nous allons analyser ce système RFID sur un plan *circulaire*. L'objectif est d'obtenir un cadre théorique et pratique permettant de relier le comportement électromagnétique global (onde incidente, couplages mutuels, charges reconfigurables) à des grandeurs électriques mesurables et manipulables (tensions, impédances, puissances). Ce circuit à N-port est basé sur la thèse de Aiman Mughal [5]

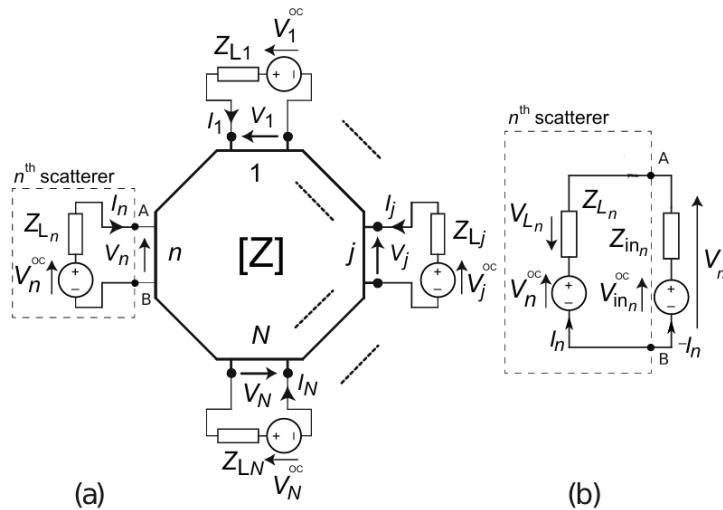


FIGURE 6.1 – Modèle de circuit équivalent de (a) N antennes d'étiquettes chargées exposées à une onde électromagnétique incidente (b) le circuit vu par la n-ième antenne d'étiquette.

Tensions à vide (V_{OC}) : Les V_{OC} , ou tensions à vide, représentent les tensions mesurées aux bornes des ports (correspondant aux tags) lorsque ces derniers ne sont connectés à aucune charge ni même à l'antenne. C'est en fait une source externe d'énergie qui sera à considérer pour l'émetteur. Pour les rélecteurs et récepteurs ces tensions seront nulles.

Impédances de charge (Z_L) : Les Z_L sont les impédances des charges raccordées à chaque antenne (tag). Dans le cas d'un tag RFID, cette charge correspond à l'impédance de la puce, potentiellement reconfigurable. En ajustant dynamiquement Z_L , on modifie la quantité d'énergie absorbée et réémise, ce qui permet d'influencer le champ électromagnétique local et, in fine, de maximiser la puissance reçue par un tag cible. Les Z_L sont donc les variables d'optimisation principales.

Matrice d'impédance (Z) : La matrice $[Z]$ décrit les interactions entre tous les ports. Sur la diagonale, on trouve les impédances propres de chaque antenne, et hors diagonale, les impédances mutuelles caractérisant le couplage entre antennes. Ce couplage, souvent complexe, influe sur les courants et tensions de chaque élément, et donc sur la puissance reçue. La prise en compte de $[Z]$ est cruciale pour un modèle réaliste, car dans un réseau dense, le couplage mutuel ne peut être négligé. La matrice d'impédance, notée $[Z]$, est un outil central dans la description circulaire d'un réseau d'antennes. Considérons un ensemble de N antennes (ou dipôles), chacune correspondant à un port. Pour N antennes, la matrice $[Z]$ est de taille $N \times N$ et relie le vecteur des tensions port ($[V]$) au vecteur des courants port ($[I]$) via la relation linéaire :

$$[V] = [Z][I].$$

avec :

$$[Z] = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & \cdots & Z_{1N} \\ Z_{21} & Z_{22} & \cdots & Z_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Z_{N1} & Z_{N2} & \cdots & Z_{NN} \end{bmatrix}.$$

Pour un réseau à N ports, l'élément Z_{ij} de la matrice d'impédance se définit comme :

$$Z_{ij} = \left. \frac{V_i}{I_j} \right|_{\substack{I_k=0 \\ k \neq j}}$$

Autrement dit, pour mesurer Z_{ij} , on impose que tous les autres ports (autres que j) soient en circuit ouvert, ce qui revient à forcer $I_k = 0$ pour $k \neq j$. Le rapport entre la tension V_i au port i et le courant I_j injecté au port j sous cette condition donne l'impédance mutuelle ou propre correspondante.

Par exemple, dans le cas de deux ports ($N = 2$), on a :

$$Z_{11} = \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{I_2=0}, \quad Z_{12} = \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{I_1=0}.$$

Ici, pour obtenir Z_{11} , on laisse le port 1 excité par un courant I_1 et on s'assure que le port 2 est ouvert ($I_2 = 0$). Pour Z_{12} , on excite le port 2 ($I_2 \neq 0$) et on garde le port 1 ouvert ($I_1 = 0$). Ces conditions garantissent une mesure cohérente des impédances propres et mutuelles.

Dans ce tableau, Z_{ii} (les éléments diagonaux) représentent les impédances propres (ou self-impedances) de chaque antenne, c'est-à-dire l'impédance mesurée sur l'antenne i lorsqu'elle est excitée seule et que toutes les autres sont en circuit ouvert. Ces impédances propres prennent en compte la géométrie de l'antenne, sa fréquence d'opération, ainsi que les pertes intrinsèques.

Les termes hors-diagonale, Z_{ij} pour $i \neq j$, sont les impédances mutuelles (ou mutual impedances). Elles traduisent le couplage électromagnétique entre les antennes i et j . En d'autres termes, Z_{ij} représente la tension induite sur l'antenne i due au courant circulant dans l'antenne j . Ce couplage est fonction de la distance, de l'orientation, de la géométrie des antennes, et de la fréquence. Les impédances mutuelles ont un rôle crucial dans les réseaux denses d'antennes, car elles influencent considérablement la répartition des courants et, par conséquent, des puissances.

Ainsi, la matrice $[Z]$ fournit une description complète de l'interaction entre chaque antenne et l'ensemble du réseau. Elle est indispensable pour comprendre et maîtriser le comportement électromagnétique global, en particulier dans les scénarios de modulation d'impédances (comme dans le cadre d'une surface intelligente reconfigurable ou d'un réseau de tags RFID reconfigurables).

Courants et Tensions aux ports (I_n, V_n) : Pour chaque port n , I_n est le courant aux bornes de l'antenne, et V_n la tension correspondante. Ces grandeurs, déterminées à partir de $[V_{OC}]$, $[Z_L]$ et $[Z]$, permettent de calculer la puissance. Par exemple, la puissance absorbée par la charge du port n (i.e. par le tag) peut être exprimée en fonction de I_n et Z_{Ln} .

Impédance d'entrée ($Z_{in,n}$) : L'impédance d'entrée vue par le port n , notée $Z_{in,n}$, représente l'impédance *effective* que « voit » le tag n lorsqu'on tient compte de **sa propre charge**, du **couplage mutuel** et des **charges** des autres tags. C'est cette impédance qui détermine comment la tension à vide $V_{OC,n}$ se répartit entre l'antenne et la charge du tag, et donc *quelle quantité de puissance* est finalement absorbée ou renvoyée par le port n .

Matrice d'impédance modifiée \mathbf{Z}_{modn} . [1] Pour calculer $Z_{in,n}$, on procède à une **modification locale** de la matrice d'impédance \mathbf{Z} : on *ajoute* les charges $\{Z_{L,j}\}$ aux *diagonales* correspondantes de \mathbf{Z} (sauf pour la ligne/colonne n selon la convention employée). Concrètement :

$$\mathbf{Z}_{modn} = \begin{bmatrix} Z_{11} + Z_{L,1} & \dots & Z_{1n} & \dots & Z_{1N} \\ \vdots & \ddots & \vdots & & \vdots \\ Z_{j1} & \dots & Z_{jj} + Z_{L,j} & \dots & Z_{jN} \\ \vdots & & \vdots & \ddots & \vdots \\ Z_{n1} & \dots & Z_{ni} & Z_{nn} & Z_{nN} \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ Z_{N1} & \dots & Z_{Ni} & \dots & Z_{NN} + Z_{L,N} \end{bmatrix}$$

Ici, chaque *diagonale* Z_{jj} est remplacée par $(Z_{jj} + Z_{L,j})$, **excepté** pour $j = n$ si l'on veut séparer le calcul de $Z_{in,n}$ lui-même (la convention peut varier selon les auteurs).

Une fois \mathbf{Z}_{modn} définie, on **l'inverse**, puis on évalue la *composante* $\mathbf{Z}_{modn}^{-1}(n, n)$. L'impédance d'entrée s'en déduit via :

$$Z_{in,n} = \frac{1}{[\mathbf{Z}_{modn}^{-1}](n, n)}.$$

Ainsi, $Z_{in,n}$ « tient compte » à la fois des impédances mutuelles (hors-diagonale de \mathbf{Z}) et des charges $\{Z_{L,j}\}$ sur les autres ports. En pratique, c'est cette $Z_{in,n}$ qui détermine le *coefficient de réflexion* local :

$$\Gamma_n = \frac{Z_{L,n} - Z_{in,n}^*}{Z_{L,n} + Z_{in,n}},$$

et donc la *fraction* de l'onde incidente réellement absorbée (vers la charge $Z_{L,n}$) ou renvoyée par le port n .

Voltages internes ($V_{in,n}^{OC}, V_{in,n}, \dots$) : En plus de $V_{OC,n}$ (tension à vide du port n), on introduit souvent $V_{in,n}^{OC}$, une tension interne équivalente. n . $V_{in,n}^{OC}$ correspond à la contribution des autres tags (N-1) sur le port n en tenant compte du couplage. Elle permet de distinguer la part de l'excitation due à l'excitation externe par une source de tension ($V_{OC,n}$) et la part due à la rétrodiffusion des autres tags alimentés directement. ($V_{OC,in,n}$).

Coefficients de réflexion et Paramètres d'adaptation : Le coefficient $\Gamma_{int,n}$, défini comme

$$\Gamma_{int,n} = \frac{Z_{Ln} - Z_{in,n}^*}{Z_{Ln} + Z_{in,n}},$$

mesure la qualité d'adaptation entre la charge et l'impédance d'entrée. Une bonne adaptation ($|\Gamma_{int,n}|$ faible) signifie une transmission efficace de la puissance vers le tag. Ainsi, en modifiant Z_{Ln} , on agit sur $\Gamma_{int,n}$ et donc sur la puissance absorbée ou réémise.

6.1.1 Utilité dans le Cadre de l'Optimisation

L'objectif étant d'optimiser la puissance reçue par un tag cible, la relation analytique entre les charges, les tensions à vide et le couplage, fournie par le modèle circuitaire, est particulièrement précieuse :

1. **Paramètres manipulables** : Les Z_L sont des variables d'optimisation naturelles. En ajustant les impédances de charge, on modifie directement la distribution de la puissance et le coefficient de réflexion, et donc la quantité de puissance délivrée au tag cible.
2. **Prise en compte du couplage** : Le couplage mutuel, souvent difficile à gérer dans une approche purement électromagnétique, est intégré naturellement via la matrice $[Z]$. L'optimisation peut ainsi tenir compte de phénomènes comme l'interférence constructive ou destructive entre tags, sans qu'il soit nécessaire de refaire une simulation EM complète à chaque itération.
3. **Complexité réduite** : Au lieu de recourir à une simulation 3D EM coûteuse (type CST ou HFSS) à chaque changement d'impédance, on utilise le modèle circuitaire. Les tensions à vide $[V_{OC}]$, les impédances $[Z_L]$ ainsi que la géométrie du système (équivalente à renseigner la matrice $[Z]$) constituent les seules données d'entrée de notre simulation.

Les étapes suivantes sont alors simplifiées :

- (a) Les courants $[I_n]$ aux ports sont obtenus directement par la simulation électromagnétique (via PyNEC).
 - (b) La matrice d'impédance $[Z]$ peut être déterminée une fois pour toutes ou mise à jour à l'aide d'algorithmes dédiés, sans relancer de lourdes simulations 3D.
 - (c) Les grandeurs électriques secondaires ($[V_{Ln}]$, $[V_{in,n}^{OC}]$, etc.) sont ensuite simplement calculées à partir de ces données, grâce aux relations fondamentales issues du modèle équivalent N-port.
4. **Lien direct entre impédance et puissance** : Les formules explicites pour P_{L_n} (puissance absorbée par le tag n) et P_{in_n} (puissance réémise), ainsi que leurs relations avec $Z_{in,n}$ et $\Gamma_{int,n}$, permettent de comprendre immédiatement l'impact d'une modification de charge sur la performance du système.

En somme, ce modèle circuitaire fournit un cadre opérationnel complet pour comprendre, analyser et optimiser le comportement d'un réseau RFID complexe, qu'il s'agisse d'un simple ensemble de tags ou d'une configuration plus élaborée où chaque tag se comporte comme un élément de RIS. En ayant accès à toutes ces grandeurs (tensions, impédances, coefficients de réflexion, puissances), on peut explorer une gamme de stratégies d'optimisation et améliorer la robustesse et l'efficacité énergétique du système.

6.2 Notion de puissances dans le réseau N -ports

Dans l'analyse circuitaire d'un réseau de tags RFID (ou scatterers passifs), chaque antenne exposée à l'onde électromagnétique incident peut être représentée par une *source de tension à vide* (V_{OC}), puis chargée par une impédance $\{Z_L\}$. Le couplage entre antennes apparaît dans la matrice d'impédance \mathbf{Z} . Dans ce contexte, il est utile de définir **plusieurs puissances** qui interviennent au sein du circuit équivalent, pour décrire qui joue le rôle de « générateur » et qui reçoit ou absorbe la puissance.

— **Puissance par le générateur de tension (alimentation de l'émetteur)** : P_{VOC_n} .

— *Définition* : c'est la puissance que qu'un générateur de tension connectée à l'émetteur induit spécifiquement sur **l'antenne** du port n , lorsqu'on modélise ce port comme un « générateur » de tension $V_{OC,n}$ en circuit ouvert.

- *Interprétation* : si $P_{VOC_n} > 0$, alors la source $V_{OC,n}$ se comporte comme *générateur* (il injecte de l'énergie). Si ($P_{VOC_n} = 0$), cela signifie que l'antenne concernée n'est pas connectée à une alimentation externe, le port n se comporte comme un récepteur d'énergie.
- *Formule usuelle* :
$$P_{VOC_n} = \frac{1}{2} \Re(V_{OC,n} I_n^*),$$
où I_n est le courant au port n , et $V_{OC,n}$ la tension à vide correspondante.
- *Contexte* : dans la configuration où l'antenne n est exposée à une source de tension, $V_{OC,n}$ est la tension appliquée au port du tag N.
- **Puissance induite par les autres antennes** : $P_{VOC_{inn}}$.
 - *Définition* : cette seconde « source » (cf. Figure 6.1(b) dans le texte) représente la *contribution* due aux $N - 1$ antennes voisines (elles-mêmes actives ou réémises).
 - *Formule usuelle* :
$$P_{VOC_{inn}} = \frac{1}{2} \Re([V_{OC_{inn}}] I_n^*),$$
où $V_{OC_{inn}}$ est la tension équivalente issue de l'alimentation directe ou par rétro-diffusion des autres tags des autres ports sur le port n , et I_n est toujours le courant du port n .
 - *Interprétation* : - Si $P_{VOC_{inn}} > 0$, cela signifie que, selon la convention de courant, le couplage apporte de la puissance vers le port n (constructif). - Si $P_{VOC_{inn}} < 0$, alors au contraire, le port n transfère de la puissance vers les autres (destructif).

Bilan de puissance ($P_{VOC_n} + P_{VOC_{inn}}$) La somme $P_{VOC_n} + P_{VOC_{inn}}$ représente la *puissance totale disponible* au port n (en prenant en compte l'onde incidente *et* les contributions/couplages). Selon la charge $Z_{L,n}$, cette puissance se répartit entre :

- **La puissance absorbée** par la charge du port n , notée P_{L_n} ,
- **La puissance reçue** (et parfois réémise) par l'antenne elle-même, notée P_{in_n} , qui partira éventuellement vers le lecteur (backscattering).

On a ainsi la conservation (en l'absence de pertes ohmiques internes) :

$$P_{VOC_n} + P_{VOC_{inn}} = P_{L_n} + P_{in_n}.$$

Autrement dit, la somme des « puissances générées » au port n (source de tension au port N + couplage) se partage entre la partie **absorbée dans la charge** (puce RFID) et la partie **rayonnée ou renvoyée par l'antenne** (P_{in_n}).

Puissance absorbée P_{L_n} . C'est la puissance *effectivement* captée par la charge (ex. : puce RFID),

$$P_{L_n} = \frac{1}{2} \Re\{V_{L_n} I_n^*\},$$

où V_{L_n} est la tension aux bornes de la charge. Si on veut estimer le « niveau d'énergie » suffisant pour *activer* le tag, c'est $P_{L_{récepteur}}$ qu'il faut comparer au niveau du récepteur pour comprendre l'influence des optimisations des impédances de chaque tag sur la puissance.

Puissance réémise P_{in_n} . C'est la partie renvoyée ou “*re-radiée*” via l'antenne du port n ,

$$P_{in_n} = \frac{1}{2} \Re\{Z_{in,n}\} |I_n|^2.$$

Souvent, dans le cadre d'un *réseau passif*, c'est la puissance envoyée en backscatter vers le lecteur, *modulée* si la puce change d'impédance. Elle ne représente pasdes pertes ohmiques mais la puissance puissance qui est renvoyée dans l'espace sous forme d'ondes électromagnétiques.

6.2.1 Expressions simplifiées en termes de $\Gamma_{int,n}$

Les mêmes grandeurs (P_{L_n} , P_{in_n}) peuvent être réécrites via le **coefficent de réflexion interne** $\Gamma_{int,n} = \frac{Z_{L,n} - Z_{in,n}^*}{Z_{L,n} + Z_{in,n}}$, qui décrit le mismatch entre la charge $Z_{L,n}$ et l'impédance d'entrée $Z_{in,n}$ vue par l'antenne n (incluant couplages). Par exemple, on peut avoir

$$P_{L_n} = \frac{|V_{OC,n} - V_{OC_{inn}}|^2}{8 \Re(Z_{in,n})} (1 - |\Gamma_{int,n}|^2),$$

comme indiqué dans la littérature [5] (cf. équations analogues dans le texte). Ici, un $\Gamma_{int,n} \approx 0 \Rightarrow$ adaptation \Rightarrow max d'absorption.

- $(1 - |\Gamma_{int,n}|^2)$: fraction *absorbée* (vs. *renvoyée*)
- $\Re(Z_{in,n})$: partie réelle de l'impédance d'entrée (joue un rôle dans la distribution de puissance)

Conclusion sur les puissances (P_{VOC_n} , $P_{VOC_{inn}}$, P_{L_n} , P_{in_n}).

- P_{VOC_n} : puissance « “injectée par un générateur de tension” » sur l'antenne n .
- $P_{VOC_{inn}}$: puissance « “induite par le couplage depuis les $N-1$ autres ports” ».
- P_{L_n} : puissance *absorbée* par la charge (puce RFID) du port n .
- P_{in_n} : puissance *rémise* ou “antenne-level” (éventuellement vers le lecteur).

Selon la *convention de courant* et la *phase* des contributions, ces termes peuvent être positifs (générateurs) ou négatifs (récepteurs). L'important est qu'il y ait **au moins une source** (onde EM incidente, couplage constructif) pour alimenter le circuit. Ainsi, on peut dresser un *power budget* pour chaque tag et analyser comment la géométrie, le couplage et les charges reconfigurables influencent la répartition de la puissance dans l'ensemble du réseau.

6.3 Passage à Python et Intégration PyNEC

PyNEC permet de calculer les impédances mutuelles entre antennes filaires. Étapes : 1. Générer la géométrie. 2. Calculer les impédances mutuelles. 3. Construire le circuit N-port. 4. Calculer les puissances absorbées et rétrodiffusées.

6.4 Optimisation des Impédances : Enjeux et Méthodologie

Au-delà de la simple analyse théorique (type Friis) ou de la simulation circuitaire, l'une des questions centrales de ce travail consiste à *optimiser* les impédances de charge (Z_L) des différents tags, dans le but de maximiser la puissance reçue par un tag cible (ou d'autres objectifs éventuels). Cette section discute des difficultés du problème d'optimisation, présente deux approches (approximation *directe* et simulation plus complète), et illustre la mise en œuvre pratique via un algorithme évolutionnaire (differential evolution).

6.4.1 Problématique et Difficulté du Problème

L'optimisation des impédances dans un réseau de tags RFID reconfigurables s'avère délicate, car :

- **Forte non-linéarité** : La puissance reçue dépend de la somme cohérente des champs rétrodiffusés, et les interactions (couplage mutuel, réflexion, etc.) rendent le paysage de l'objectif (fonction de Z_L) très non-linéaire. De plus, modifier l'impédance d'un tag peut affecter la distribution des courants et, par ricochet, la puissance collectée.

- **Grand nombre de variables** : Dans un réseau dense, chaque tag peut disposer de plusieurs degrés de liberté (e.g. la partie réelle et imaginaire de Z_L). Pour N antennes, on peut donc se retrouver avec $2N$ variables (réelle et imaginaire pour chaque charge), à ajuster simultanément.
- **Coût de l'évaluation** : Calculer la puissance reçue pour une configuration donnée peut exiger le recours à une *simulation électromagnétique* plus ou moins lourde (par exemple PyNEC). Lorsque l'algorithme d'optimisation itère sur des milliers de configurations, le temps de calcul peut rapidement devenir prohibitif.
- **Recherche de maximum global** : La fonction objectif (e.g. $-P_{\text{reçue}}$ à minimiser ou $+P_{\text{reçue}}$ à maximiser) peut présenter de multiples maxima locaux. Les algorithmes d'optimisation classiques peuvent alors s'enliser dans un optimum local au lieu du global.

6.4.2 Deux Grands Scénarios d'Optimisation

(1) **Basé sur la Formule de Friis (champ lointain).** Lorsque la distance entre les tags est suffisamment grande (typiquement $d \gtrsim 2\lambda$), on peut recourir à l'approximation dite *Friis + RCS* (voir Section 4). Dans ce cadre :

- La puissance reçue par le tag cible s'exprime via la somme en amplitude et phase des contributions rétrodiffusées par chaque réflecteur ;
- L'effet de l'impédance $Z_{L,i}$ (charge du tag i) se résume essentiellement à son coefficient K_i , modulant l'amplitude de la rétrodiffusion (sans contrôle précis de la phase).
- L'algorithme d'optimisation peut directement optimiser $\{K_i\}$ (ou $\{Z_{L,i}\}$) afin de maximiser la somme cohérente, mais les hypothèses de couplage négligeable entre les antennes doivent être valables ($Z_{ij} \ll Z_{ii}$).

Cette approche est relativement *rapide* à évaluer à chaque itération (pas de résolution EM complète), mais elle reste moins fidèle si les tags sont proches.

(2) **Basé sur la Simulation Complète (PyNEC).** Dès que des antennes/tags sont rapprochés (typiquement $d \leq 0.5\lambda$) ou qu'on veut modéliser de façon fine la géométrie (orientation, sol, métal, etc.), il convient d'utiliser la *matrice d'impédance* (Section 6.1) issue d'un solveur MoM comme PyNEC. À chaque configuration d'impédances $\{Z_{L,i}\}$, on :

1. Met à jour la matrice $[Z]$ ou on la relit (si la géométrie ne change pas) ;
2. Calcule les courants et tensions $(\{I_n, V_n\})$ aux ports, via la résolution du réseau N -port ;
3. Déduit la puissance absorbée ou réémise par le tag cible.

Cette méthode est plus précise mais *beaucoup plus lourde* numériquement, d'où un temps de simulation plus grand par itération. Lorsqu'on applique un algorithme d'optimisation (pouvant exiger des centaines ou milliers d'évaluations), le coût total peut monter en flèche.

6.4.3 Implémentation Pratique : Exemple d'Algorithme Évolutionnaire

Dans notre cadre, l'*objectif* consiste généralement à *maximiser la puissance* collectée par un tag cible (ou parfois à minimiser une fonction de coût liée à la puissance perdue). Nous avons retenu une stratégie évolutionnaire, `differential_evolution` de la bibliothèque `scipy.optimize`, illustrée dans le listing suivant :

```
def objective_function(params, antennes_coords, impedances_simulation):
    # reconstruction des impédances [ZLn = R + jX]
    # calcul de la matrice circuit + tensions
```

```

# simulation pour obtenir la puissance P_L du 'receiver'
# => on renvoie -P_L (car on veut max P_L)

result = differential_evolution(
    objective_function,
    bounds,
    args=(antennes_coords, impedances_simulation),
    strategy='rand1bin',
    maxiter=5000,
    popsize=50,
    ...
    disp=True
)

```

Principe de l'algorithme.

- **Paramètres à optimiser** : On encode $\Re(Z_{L,n})$ et $\Im(Z_{L,n})$ pour chaque antenne n . Autrement dit, le vecteur **params** fait taille $2N$.
- **Évaluation** : Pour chaque individu de la population, on appelle **objective_function**, qui calcule la puissance reçue (avec un signe négatif si on code un minimiseur).
- **Mutation et recombinaison** : L'algorithme *differential evolution* perturbe les solutions en combinant les vecteurs candidats, favorisant l'exploration d'un large espace de solutions.
- **Convergence** : Après plusieurs générations, l'algorithme se stabilise vers un ensemble de paramètres (impédances) donnant un maximum local (et souvent global si la population est suffisamment diversifiée).

Complexité et limites.

- **Coût d'évaluation** : Chaque itération requiert la simulation du circuit (ou l'application de la formule de Friis). Dans le cas *MoM + circuit complet*, cela peut prendre plusieurs secondes (voire minutes) par évaluation, et l'on exécute potentiellement des milliers de ces évaluations.
- **Grand espace** : Même pour quelques dizaines d'antennes, on atteint vite un espace à 80 ou 100 dimensions ($2N$). L'optimisation évolutionnaire reste faisable, mais la convergence peut être longue et nécessiter de régler finement les paramètres (popsize, mutation, *maxiter*, etc.).
- **Besoins de discrétisation** : Dans la pratique, un tag RFID ne peut pas prendre n'importe quelle impédance ; on est limité à quelques états (binaire ou multi-états). Ainsi, après avoir exploré un modèle *continu*, on discrétise souvent les solutions pour voir si, par exemple, 2 ou 4 valeurs possibles suffisent à se rapprocher du maximum global.

6.4.4 Synthèse et Perspectives

L'optimisation des charges dans un réseau RFID reconfigurable illustre bien la **complexité** du problème : il combine un modèle électromagnétique non-linéaire, un grand nombre de variables, et un coût de simulation potentiellement élevé. Les *méta-heuristiques* telles que *l'évolution différentielle* ou *les algorithmes génétiques* apportent une solution pragmatique, capables de rechercher un maximum global sans nécessiter de dérivées. Néanmoins, pour des réseaux de grande taille (plus de 50 antennes) ou un scénario 3D réaliste (CST/HFSS), le temps de calcul peut devenir considérable.

Les pistes d'amélioration incluent :

- **La réduction de l'espace de recherche** (discrétisation en quelques états d'impédance) afin de limiter le nombre de configurations.
 - **L'emploi de modèles simplifiés (ex. : Friis + RCS)** lorsqu'on sait que les antennes sont à plus d'une longueur d'onde les unes des autres.
 - **L'apprentissage automatique** : on peut tenter d'entraîner un surrogate model (réseau de neurones, GPR, etc.) pour approximer la fonction objectif, accélérant l'optimisation.
- En conclusion, la **difficulté du problème d'optimisation** (non-linéarité, grands espaces, coûts de simulation) nécessite des heuristiques robustes et un travail d'ingénierie numérique. Les résultats obtenus, qu'ils soient en continu ou après discrétisation, fournissent un aperçu intéressant du gain potentiel qu'apporte la reconfiguration d'impédances dans les systèmes RFID passifs ou de type RIS.

Chapitre 7

Matrice d'Impédances Z_L dans un Réseau N -Ports : Rôle, Influence et Optimisation

Pour un *tag réflecteur non alimenté* dans un réseau d'antennes modélisé par un **circuit à N -ports**, l'objectif est de manipuler les signaux électromagnétiques incidents (en phase et en amplitude) afin de *maximiser la puissance reçue* sur un *tag cible* donné. Dans ce chapitre, nous expliquons le **rôle** de la *matrice des impédances de charge* \mathbf{Z}_L , son **influence** sur le comportement global du réseau, et la **motivation** d'une *discrétisation en quelques états* pour répondre aux contraintes matérielles des tags RFID, éclairée par nos multiples simulations (en continu et en discret). Nous discuterons également des **Résultats** illustrés sur plusieurs figures, afin de comprendre comment se comporte l'antenne réceptrice (Ant#2) et un réflecteur (Ant#3) en fonction de la distance normalisée d/λ . Enfin, nous mettrons l'accent sur **l'impact du choix de la plage de réactance** ($-50 \dots 50 j$, $-400 \dots 400 j$, $-1000 \dots 1000 j$) et sur **l'importance de la parité de N** (nombre d'états).

7.1 Rôle de la Matrice Z_L dans le Réseau N -ports

7.1.1 Matrice d'impédance \mathbf{Z} et charges \mathbf{Z}_L

Dans un réseau à N -ports (chaque port représentant une *antenne*), l'interaction électromagnétique est décrite par la **matrice d'impédance** $\mathbf{Z} \in \mathbb{C}^{N \times N}$, qui contient :

- **Les impédances propres** Z_{ii} (diagonale), mesurées au port i lorsque les autres sont ouverts (p. ex. une demi-onde avec $Z_i \approx (73 + j 45.5) \Omega$ si isolée).
- **Les impédances mutuelles** Z_{ij} (hors-diagonale), traduisant le *couplage* entre les antennes i et j .

Lorsque l'antenne i est terminée par une charge $Z_{L,i}$, on introduit une *matrice de charges diagonale* \mathbf{Z}_L . Les termes de \mathbf{Z} et les choix de \mathbf{Z}_L déterminent les tensions/courants au sein du réseau, donc la puissance rétrodiffusée ou absorbée.

7.1.2 Modification de la réflexion locale (Γ_i)

La charge $Z_{L,i}$ contrôle le *coefficient de réflexion* local Γ_i ,

$$\Gamma_i = \frac{Z_{L,i} - Z_{in,i}^*}{Z_{L,i} + Z_{in,i}},$$

où $Z_{in,i}$ est l'impédance d'entrée vue par le port i , dépendant à la fois de \mathbf{Z} et de $\{Z_{L,j}\}_{j \neq i}$.
Ainsi,

- **Charge quasi-adaptée** ($Z_{L,i} \approx Z_A^*$) : $|\Gamma_i| \approx 0$, minimisant la rétrodiffusion et maximisant l'absorption.
- **Charge réactive** ($Z_{L,i} = jX$) : peut *maximiser* la réflexion ($|\Gamma_i| \approx 1$) et *ajuster la phase* du signal renvoyé.

7.1.3 Rephasage Collectif et Somme Cohérente

L'effet combiné des charges $\{Z_{L,i}\}$ influe sur les *phases* et *amplitudes* des signaux réfléchis. On peut, en principe, optimiser \mathbf{Z}_L pour que ces signaux *s'ajoutent constructivement* au niveau du tag *cible*. Cela exige de gérer de multiples interactions mutuelles (hors-diagonale de \mathbf{Z}), et d'ajuster soigneusement les Γ_i .

7.2 Influence de Z_L sur le Système : Couplage et Puissance Reçue

7.2.1 Impédances d'entrée et couplage

Quand on **change** une charge $Z_{L,j}$, on *modifie* non seulement l'impédance d'entrée du port j , mais aussi $Z_{in,i}$ de plusieurs autres ports i . (cf. Chap. 6.1). C'est là que le **couplage mutuel** joue : un même (R, X) choisi au réflecteur peut avoir un *effet positif ou négatif* sur le récepteur, suivant la géométrie et la phase des signaux.

7.2.2 Somme Cohérente des Signaux

La puissance reçue au tag *cible* résulte de la superposition cohérente :

$$P_{\text{cible}} \propto \left| V_{\text{direct}} + \sum_{i=1}^N V_{\text{refl},i} \right|^2.$$

Chaque $V_{\text{refl},i} = \rho_i e^{j\theta_i}$ dépend de la *charge* $Z_{L,i}$. **Plus précisément**, ρ_i est une fonction de $Z_{L,i}$ et θ_i est une fonction de $Z_{L,i}$, de la *phase* d'incidence et du couplage.

L'**objectif** est donc de repasser ($\arg(\Gamma_i)$) et de régler l'amplitude ($|\Gamma_i|$) afin d'assurer une addition constructive au niveau du récepteur.

7.3 Observations Numériques : Évolution des Puissances et de l'Impédance

Nous avons mené **plusieurs simulations**, en faisant varier la distance normalisée d/λ , la puissance d'émission étant fixée (par ex. 1 W, soit 30 dBm). Les figures suivantes comparent *différentes stratégies* :

- **A_imZin (2 dipôles)** : un réglage fixe de l'émetteur (réactif) et du récepteur (adapté),
- **B2 : GA (réflecteur seul)** : algorithme génétique *continu* sur le seul réflecteur,
- **C2 : discret (réflecteur seul)** : impédances réactives dans un intervalle donné (0 à -400 j, ou -50 j à +50 j, ou -1000 j ... + 1000 j) avec un certain nombre N d'états,
- **ReflectAll** : on force tout en fort renvoi ($\Re(Z_L) \approx 0$, $\Im(Z_L) \approx \pm X$).

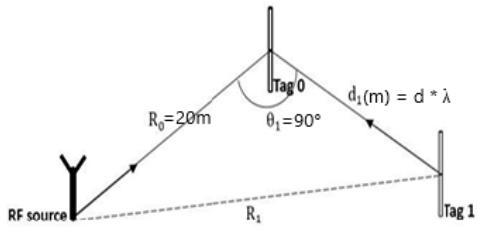


FIGURE 7.1 – Schéma simplifié du scénario géométrique : le lecteur (*RF source*) (émetteur) claire un tag 0(récepteur) (à 20 m en hauteur, angle $\theta_1 = 90^\circ$) et un tag 1 (réflecteur) à une distance $d_1 = d \lambda$ selon l'axe horizontal. Les distances R_0 et R_1 indiquent la portée respective vers 0 et 1, permettant d'étudier l'impact du placement (en particulier d) sur la puissance reçue et la configuration d'impédance.

7.3.1 Exemple de Résultats : Plages $[-50 j, +50 j]$ vs. $[-400 j, +400 j]$ vs. $[-1000 j, +1000 j]$

Plage $-50 j \dots + 50 j$

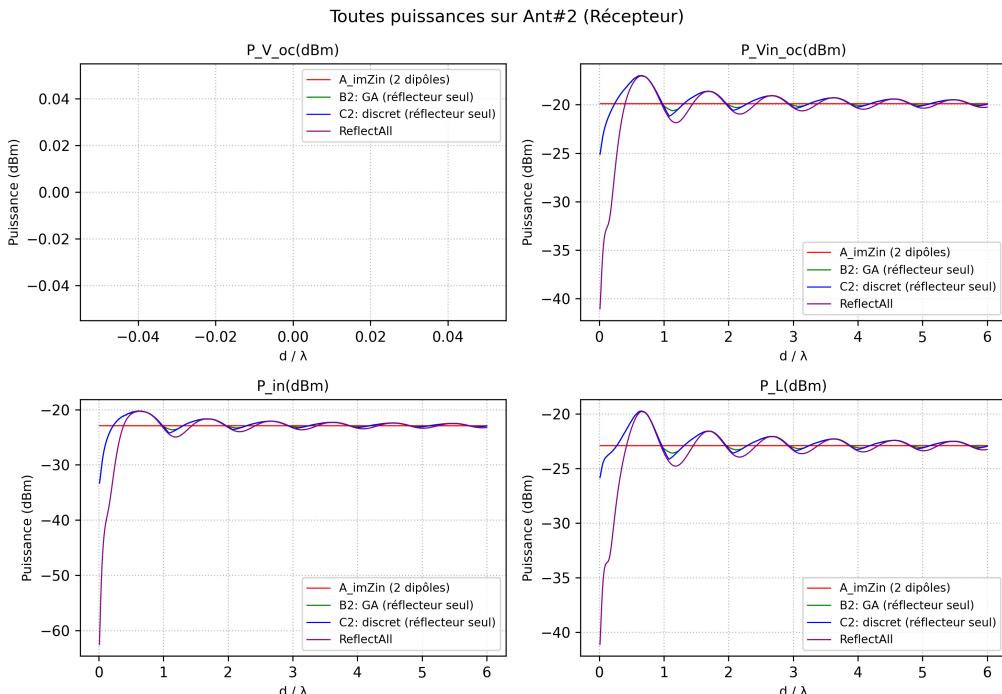


FIGURE 7.2 – Plage $[-50 j, +50 j]$. Puissances sur le récepteur (Ant#2). On retrouve A_{imZin} , $B2$ (GA), $C2$ (discret) et $ReflectAll$. Les écarts entre GA (vert) et Discret (bleu) sont ici très faibles, mais la *marge de rephasage* est limitée ($\pm 50 j$). On constate que $ReflectAll$ (violet) provoque des chutes plus marquées.

Lorsque nous n'autorisons que $\Im(Z_L) \in [-50, +50]$, le *réflecteur* dispose d'une marge de manœuvre très **réduite** pour rephaser. On remarque sur la Figure 7.2 que l'algorithme GA se rapproche très vite d'une solution $\Im(Z_L) \approx -45 \Omega$ ou $\Im(Z_L) \approx +30 \Omega$ selon la distance, mais ne peut *pas* corriger davantage les interférences destructives. Le discret $\{-50, -25, 0, +25, +50\}$ reproduit ce comportement, avec un écart quasi nul : la « granularité » n'est pas un frein, mais la *plage* $\pm 50 j$ reste **insuffisante** pour compenser un couplage fort.

Plage $-400 j \dots + 400 j$

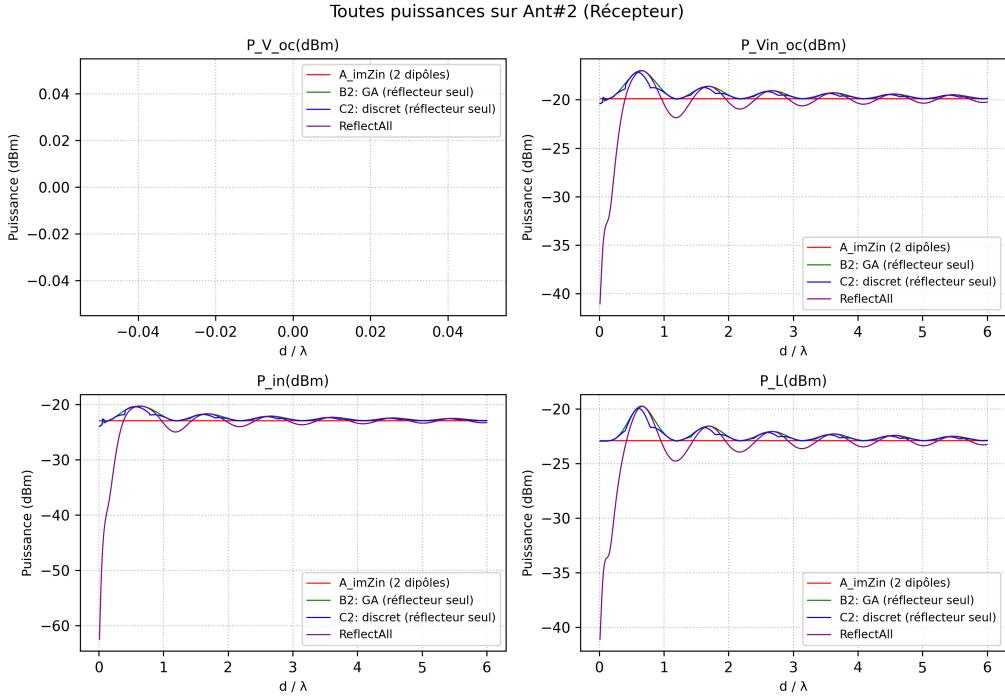


FIGURE 7.3 – Plage $[-400 j, +400 j]$. Puissances sur le récepteur (Ant#2). Même légende : A_imZin (rouge), B2 GA (vert), C2 Discret (bleu), ReflectAll (violet). Ici, le réflecteur peut *vraiment* rephaser (jusqu'à $\pm 400 j$). Les performances GA vs. Discret sont quasi identiques (1 dB d'écart).

Ici, la *plage* $\pm 400 j$ confère plus de liberté au réflecteur. Sur la Figure 7.3, on voit que C2 (bleu) parvient à « suivre » B2 (vert), grâce à un maillage d'une dizaine d'états $\{-400, -300, \dots, +400\}$. Les pics ou creux sont mieux *comblés* qu'avec $\pm 50 j$. Dans un dipôle demi-onde idéal isolé ($Z \approx 73 + j45$), pouvoir se placer à $-300..-400 \Omega$ de réactance négative peut annuler la *phase destructive* perçue au récepteur — c'est donc un **levier** important pour manipuler Γ .

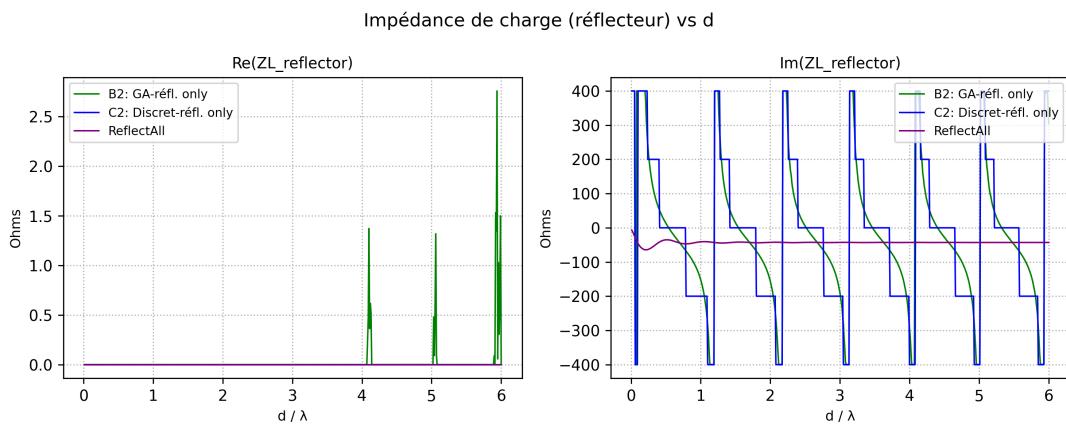


FIGURE 7.5 – Impédance de charge optimale (réflecteur #3) en fonction de la distance d/λ , pour 3 approches : B2 GA-réfl. only (vert), C2 discret-réfl. only (bleu), ReflectAll (violet). Graphique gauche : partie réelle, graphique droit : partie imaginaire. On observe que la *méthode discrète* (courbe bleue) « saute » entre 0 et -400Ω (paliers), alors que la *GA* (vert) propose un chemin plus lisse, mais très proche en termes de performance. ReflectAll reste centrée autour de $\Im(Z_L) \approx -42.5 \Omega$, ce qui ne s'adapte pas toujours bien.

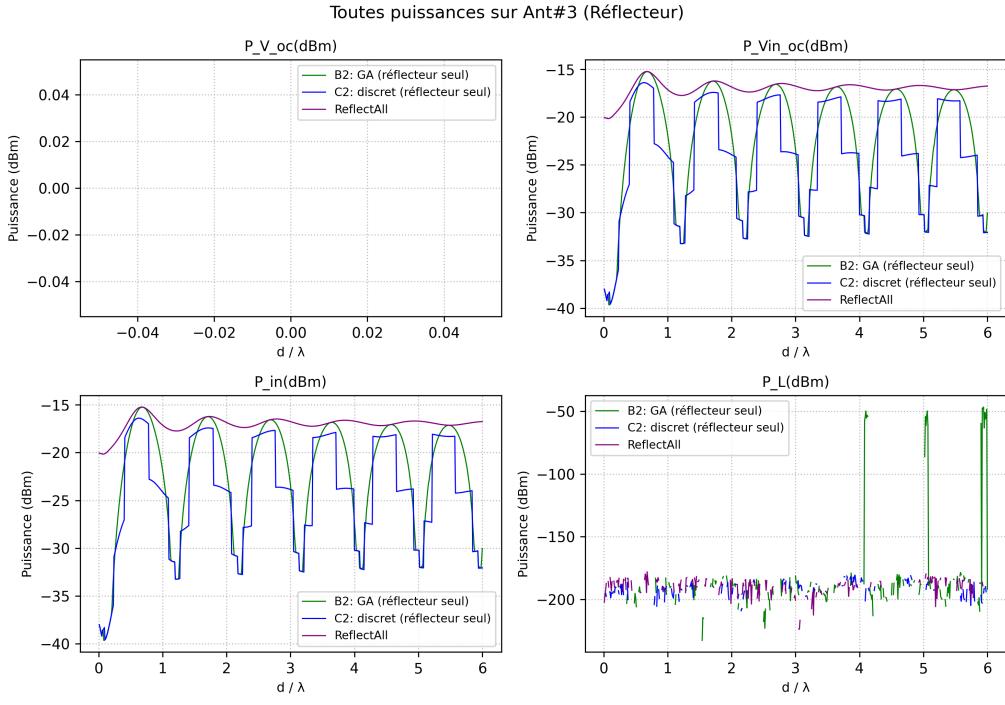


FIGURE 7.4 – Puissances sur l’antenne #3 (réflecteur). Les sous-figures montrent P_{V_oc} , P_{Vin_oc} , P_{in} , P_L . On note que l’algorithme discret (bleu) oscille parfois fortement, mais se rapproche globalement du GA (vert). `ReflectAll` (violet) est en général au-dessus en P_{in} , ce qui peut desservir le récepteur.

La Figure 7.4 focalise sur l’antenne #3 (réflecteur). On remarque :

- P_{in} et P_L varient énormément quand on force un renvoi total (`ReflectAll`), car l’interférence locale sur le réflecteur peut se révéler destructrice ou constructive.
- Les stratégies B2 et C2 gèrent activement le réflecteur pour ne pas trop « gâcher » d’énergie. Les écarts prononcés (ex. pic ou chute) s’expliquent par le couplage.
- La solution « GA » (vert) vs. « discret » (bleu) : les crêtes sont assez similaires, même si la discrétisation cause des paliers plus abrupts (descente subite de P_{in}).

La plage étendue $[-1000j \dots +1000j]$: avantages, limites et risques

Lorsque nous autorisons la réactance du réflecteur à balayer une plage particulièrement large ($\pm 1000j$), on peut espérer un rephasage plus fin de l’onde réémise, puisque l’on dispose d’un choix beaucoup plus vaste de valeurs imaginaires (voir Fig. 7.6). En théorie, si l’optimum effectif se situe dans $\{-600j, \dots\}$, on aura la certitude de pouvoir l’approcher sans être « en butée » (alors qu’un intervalle $\pm 400j$ pourrait parfois s’avérer insuffisant). Toutefois, l’extension $\pm 1000j$ peut aussi diluer la répartition des N états discrets : si l’on conserve le même N sur un intervalle plus grand, la distance entre chaque valeur s’accroît et on risque de « louper » la solution idéale plus souvent, ce qui rend la performance variable selon la direction ou la situation de l’antenne.

Un bénéfice modéré malgré une plage très étendue. En pratique, la Figure 7.6 révèle qu’au-delà de $\pm 400j$, le surcroît de performance se révèle marginal, typiquement de l’ordre de 0.5 dB ou moins. La plupart des « rephasages » réellement utiles tendent à se situer dans l’intervalle $[-100, -600]j$. Dépasser $-600j$ n’améliore guère l’adaptation, *dans nos géométries d’antenne*, et n’offre pas de gain notable.

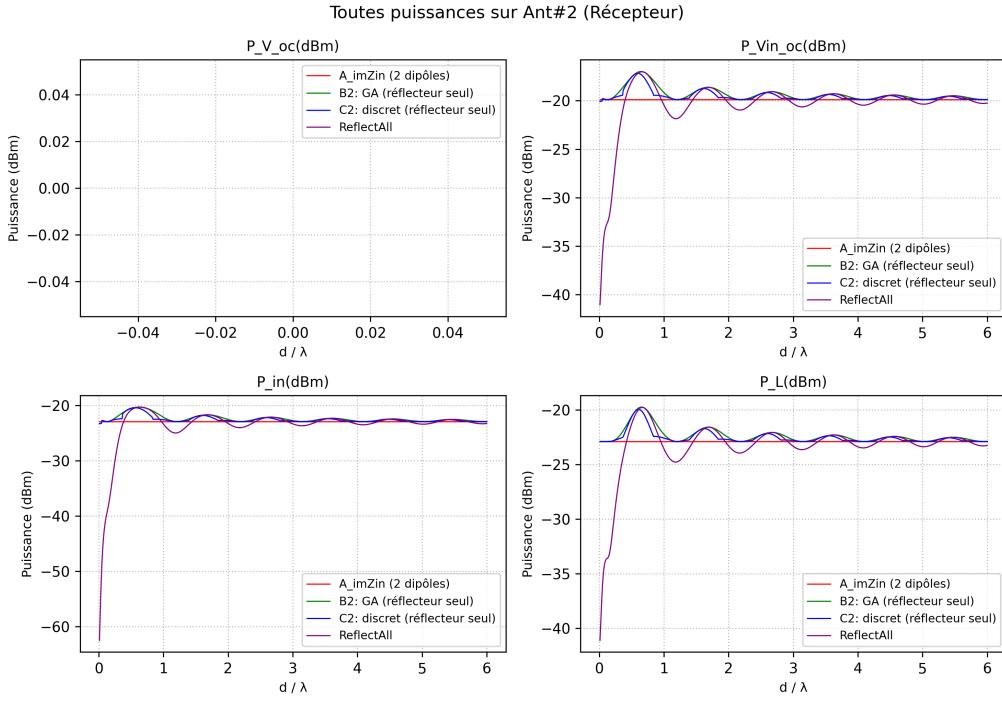


FIGURE 7.6 – **Plage de réactance** $[-1000 j, +1000 j]$ pour le réflecteur. Tracés de la puissance sur le récepteur (Antenne#2) selon quatre scénarios : (rouge) **A_imZin**, (vert) **B2 GA**, (bleu) **C2 Discret**, (violet) **ReflectAll**. Les performances (notamment GA vs. Discret) diffèrent peu, montrant qu'aller jusqu'à $\pm 1000 j$ n'apporte qu'un « gain marginal » par rapport à $\pm 400 j$. En outre, on constate que certains lobes de gain deviennent *moins* marqués du fait d'une « dilution » de la répartition des valeurs de réactance.

Risques de la plage large et dilution. Malgré la garantie de couvrir tous les rephasages extrêmes, étendre la plage à $\pm 1000 j$ présente plusieurs inconvénients :

- **Difficulté de réalisation matérielle** : atteindre $\pm 1000 j\Omega$ peut exiger des composants très volumineux ou de fortes valeurs d'inductance/capacité, augmentant les pertes et la sensibilité thermique.
- **Dilution des états discrets** : pour un nombre d'états N identique, la distance entre valeurs s'accroît. On peut alors *louper* un rephasse idéal se situant, par exemple, autour de $-j200$ ou $-j250$, entre deux crans disponibles et trop éloignés l'un de l'autre. On observe ainsi parfois une légère baisse de performance dans certains lobes.
- **Sensibilité accrue** : plus la plage est vaste, plus chaque valeur représente un pas important, et plus de petits écarts mécaniques/thermiques risquent d'induire de grandes variations d'impédance effective.

Comportement de la partie réelle $\Re(Z_L)$. Dans nos simulations, la partie réelle de la charge réflecteur se retrouve quasi-systématiquement très grande (isolante) ou quasi nulle. L'idée est de renvoyer l'onde (purement réactive) ou de couper sa transmission (impédance $\rightarrow +\infty$). Obtenir un $\Re(Z_L) \approx 50\Omega$ n'est guère désiré, car on dissiperait l'énergie au lieu de la renvoyer.

Conclusion. En résumé, autoriser $\pm 1000 j$ dans la plage de réactances peut sembler attrayant pour éviter de « saturer » un optimum éventuel, mais *l'apport est modeste* et surtout, **la dilution des états trop vaste risque** de dégrader localement les lobes de gain si N n'est pas revu à la hausse. En outre, la réalisation pratique de si grandes valeurs réactives peut s'avérer complexe et/ou imposer des éléments encombrants.

7.4 Impact du Nombre d'États (N) et de la Parité (ex. $N = 4$)

Lorsque l'on balaie $\Im(Z_L)$ sur un spectre discret $\{-jX_{max}, \dots, jX_{max}\}$, il est logique que le nombre d'états N joue un rôle crucial. En effet, plus on augmente N , plus la répartition des valeurs de réactance imaginaire se densifie et *se rapproche* d'une solution quasi-continue (voir Fig. 7.7). On s'attend donc, de manière générale, à de meilleures performances moyennes lorsque N augmente.

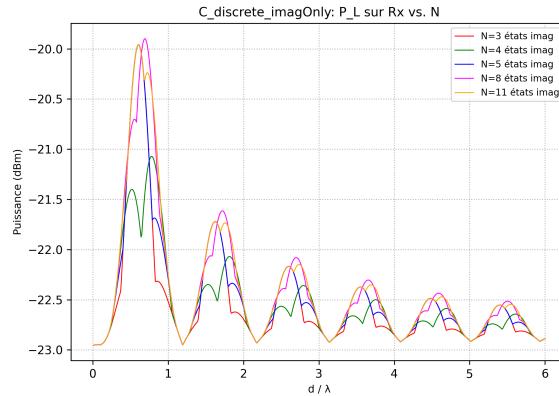


FIGURE 7.7 – Extrait montrant la puissance reçue (P_L) pour différents nombres d'états $\{N = 3, 4, 5, 8, 11\}$ balayant $\pm 400j$. On observe que pour les pics, l'écart peut atteindre 1 dB entre $N = 3$ et $N = 11$, tandis qu'il est souvent plus faible (0.5 dB) ailleurs.

Dans cette section, nous analysons deux aspects :

1. L'impact du nombre d'états N sur la granularité :

- Avec N faible (ex. $N = 3$), on ne peut représenter qu'un ensemble restreint de réactances imaginaires. Si l'optimum se situe entre deux valeurs possibles, la « distance » (en $j\Omega$) demeure trop grande, ce qui détériore la compensation fine.
- Avec un N plus grand (ex. $N = 11$), la densité de points s'améliore, on « affine » la réactance. Cela permet parfois de gagner jusqu'à 1 dB sur certaines fréquences ou positions d'antenne.

2. Le rôle de la parité de N :

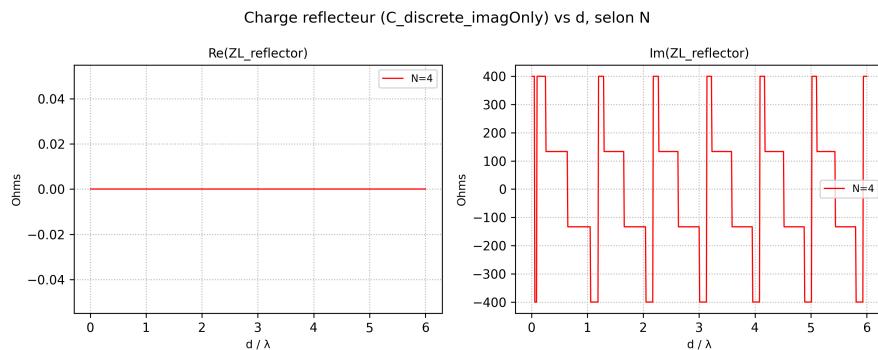


FIGURE 7.8 – Impédance de charge optimale (réflecteur #3) en fonction de la distance d/λ , pour 3 approches : B2 GA-réfl. only (vert), C2 discret-réfl. N=4 only (bleu), ReflectAll (violet). Graphique gauche : partie réelle, graphique droit : partie imaginaire. .

- Cas impair (ex. $N = 3, 5, 11$) : on inclut systématiquement $0j$, ainsi que des états

positifs et négatifs symétriques. Quand l'optimum se situe autour de $-jx$ faible (ex. $-j5$), la présence d'états centrés autour de zéro peut être utile.

- **Cas pair (ex. $N = 4, 6, 10$)** : on ne dispose pas forcément de $0j$. On risque alors de « sauter » directement de $+jX$ à $-jX$, sans valeur proche de $-j5$ ou $-j10$. Cela peut perturber l'adaptation si l'optimum $\Im(Z_L)$ était proche de $0j$.(voir pour $N=4$)

Exemple illustratif (antenne demi-onde isolée). Une demi-onde présente souvent un Z central à $\sim 73+j45$. Pour compenser $j45$, on aimerait $-j45$. Si l'on ne propose pas cette valeur dans la liste (ex. $-j50 \approx$), on perd en adaptation. Le fait de disposer d'un état $0j$ (quand N est impair) ou $-j50$ exact permet alors un ajustement plus précis autour de l'optimum.

En bref, ce n'est pas tant la symétrie en elle-même qui importe, mais plutôt la **répartition adéquate des valeurs imaginaires** autour de l'optimum $-j\Im(Z_{in})$. Les solutions impaires contiennent $0j$ et répartissent plus naturellement de part et d'autre, tandis que les solutions paires peuvent manquer d'un état nul, ce qui « brouille » parfois le rephasage fin.

7.4.1 Évolution de Z_{in} en Fonction de d/λ : Exemples sur le Réflecteur

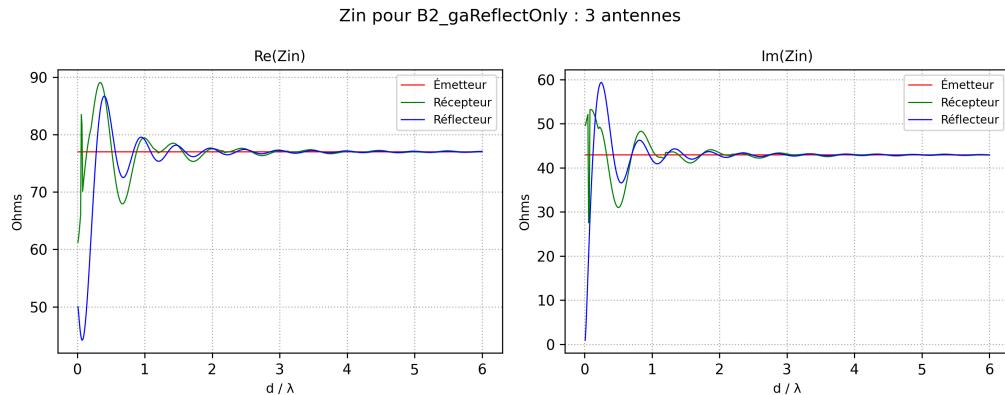


FIGURE 7.9 – Évolution de Z_{in} (partie réelle et imaginaire) pour l'émetteur (rouge), le récepteur (vert) et le réflecteur (bleu), B2_gaReflectOnly, au cours de d/λ . On note que l'impédance d'entrée du réflecteur fluctue fortement (de 50Ω à 90Ω en partie réelle, 0 – 60Ω en imaginaire), ce qui explique la nécessité d'une plage de réactances assez large pour corriger ou inhiber les signaux destructifs.

Comme on le voit sur la Figure 7.9, l'impédance d'entrée $Z_{in,refl}$ (courbe bleue) varie sensiblement avec d/λ . Parfois, $\Re(Z_{in,refl}) \approx 50\Omega$, parfois elle descend à 45Ω ou grimpe à 80 – 90Ω . La partie imaginaire oscille entre 30 et 60Ω . Pour annuler ou rephaser efficacement, il faut donc un $\Im(Z_L)$ suffisamment « fort » pour compenser (ou renvoyer en quadrature) ; d'où l'intérêt d'autoriser $\pm 200j$ ou $\pm 400j$ et non seulement $\pm 50j$.

7.5 Analyse des Résultats Numériques : Distances d/λ , Angles ϕ et Réglages

7.5.1 Dispositions Géométriques : ex. rotation ϕ

Le schéma de la Figure ?? illustre un scénario-type : on place le récepteur Tag0 à la distance R_0 , et un autre tag 1 (réflecteur) à un rayon $d\lambda$ autour du point central (angle ϕ). On fait varier $\phi \in [0, \dots, 360^\circ]$. La puissance P_L sur Tag0 dépend fortement de l'alignement, de la présence/absence des réflecteurs, et du réglage \mathbf{Z}_L .

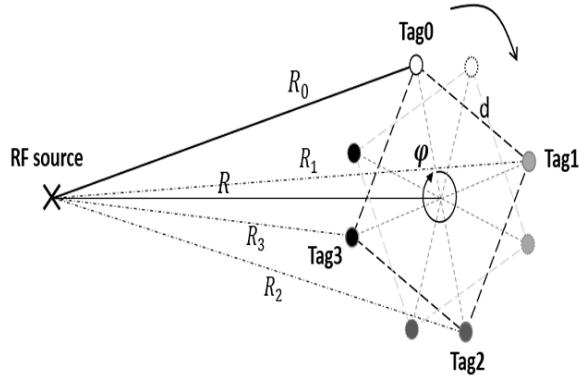


FIGURE 7.10 – Exemple de configuration pour tester l'influence de l'angle ϕ : le tag 0 est le récepteur visé, un autre tag 1 (ou {2, 3}) sert de réflecteur. La distance R_0, R_1 ou d sont normalisées par λ .

7.5.2 Exemple : Courbes comparatives (Sans réflecteurs, GA-bef, GA-aft, ReflectAll, Continu, Discret 3/5)

Figure C.3 : on constate que la *courbe bleue (GA-bef)* peut tomber assez bas ($-32 - 33 \text{ dBm}$), tandis que *GA-aft (vert)* culmine près de -22 dBm . *ReflectAll (magenta)* se tient en moyenne -24 dBm , mais présente parfois des chutes plus sévères, faute de prendre en compte les couplages multiples. Les deux approches *Réflecteur(continu) (orange)* et *Réflecteur(discret N=3 ou 5) (rouge foncé / gris)* approchent $-21 - 22 \text{ dBm}$, soit un gain de $9 - 11 \text{ dB}$ par rapport à « sans réflecteurs » (-31 dBm).

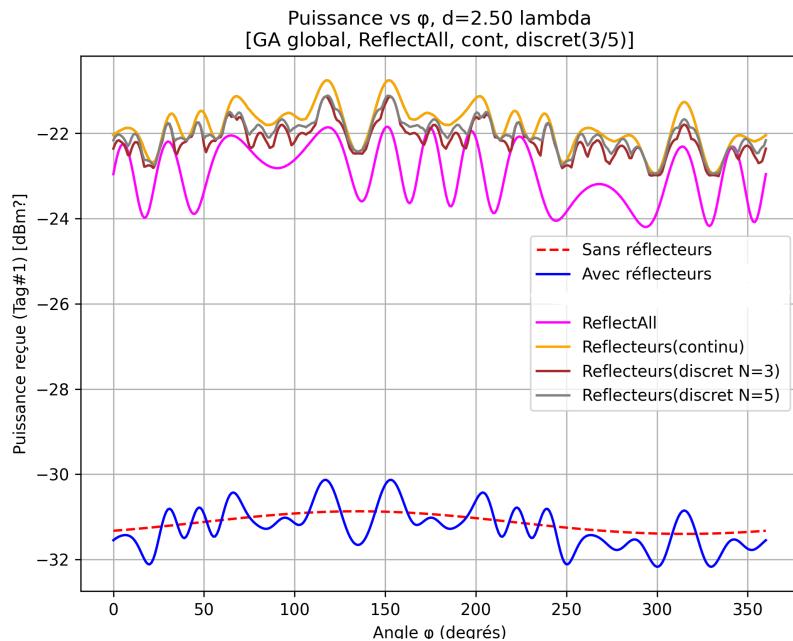


FIGURE 7.11 – Extrait : puissance reçue P_L en fonction de ϕ , pour $d = 2.50 \lambda$. **Sans réflecteurs** (rouge, tirets), **GA global** (bleu/vert : GA-bef / GA-aft), **ReflectAll** (magenta), **Réflecteurs(continu)** (orange), **Réflecteurs(discret 3/5)** (rouge foncé / gris).

7.5.3 Cas $d = 0.67 \lambda, 1.50 \lambda, 2.50 \lambda$

Les simulations menées pour diverses valeurs de d (p. ex. $\{0.67, 1.50, 2.50\}\lambda$) montrent un **comportement qualitativement similaire** :

- *Sans réflecteurs* : $-30.. -32$ dBm de manière assez stable,
- *GA-bef* : courbe bleue en bas, puis *GA-aft* : pointe verte plus haute,
- *ReflectAll* : un ~ -24 dBm moyen avec des minima plus prononcés,
- *Continu* et *Discret (N=3,5)* : proches de -21 ou -22 dBm, avec un *discret N=3* qui parfois descend -23 dBm, tandis que le $N=5$ reste au-dessus $-22.5 - 22$ dBm.

Ceci s'explique par le fait que la *configuration d'antenne* (la distance émetteur-récepteur de base, et la position du réflecteur) détermine la « zone » de couplage. Le GA global sait s'adapter *complètement*, l'approche *continu* (réflecteurs seuls) s'en approche, et *discret (N=5)* n'en est pas loin. *Sans réflecteurs* demeure la configuration de base la moins efficace.

7.6 Conclusion sur l'Optimisation Z_L et la Discrétisation

L'analyse des résultats montre l'importance cruciale du *réglage* de la charge (réactif ou conjugué) pour manipuler la rétrodiffusion et la phase de l'onde. On peut retenir :

1. **Le GA global** offre le *meilleur gain potentiel* (pouvant grimper à $+9$ dB au-dessus de la configuration sans réflecteurs), mais reste computationnellement lourd et peut, dans certaines itérations, donner de mauvais résultats transitoires.
2. **ReflectAll** propose une solution *uniforme* ($-jX$) sur tous les réflecteurs. On obtient un gain de l'ordre de $6-7$ dB sur certaines configurations, mais on observe aussi des creux sévères si le couplage se met en « opposition de phase ». Les géométries sont ici propices à la constructivité des ondes mais qui n'est absolument pas le cas dans un cas aléatoire.
3. **Réflecteurs ($Z_L \approx Z_a^*$ ligne bleue)** : on impose à chaque réflecteur une charge $Z_L \approx Z_a^*$. On optimise donc le transfert d'énergie à la charge des N tag dans cette configuration. Sans optimisation de rephasage dédié à cible tag1, on se rend compte de l'influence de la géométrie des tags sur les puissances du tag. L'aspect destructif prend tout son sens quand même avec des tags réflecteurs. la puissance est moins optimale que la puissance directe. *au niveau du récepteur* principal. On constate dans nos résultats que la courbe bleue ($Z_L=Z_a$) se situe $\approx -29 \dots -30$ dBm en moyenne ; cela reste mieux que « sans réflecteurs » quand le couplage est favorable, mais n'atteint pas le gain d'un *rephasing* vraiment piloté.
4. **Réflecteurs(discret N=3 ou 5)** s'approche étonnamment de la solution continue. Avec $N = 3$, on peut rater 1 dB sur certains maxima, mais on reste proche sur la moyenne. Avec $N = 5$, on se confond presque avec la courbe continue (0.5 dB d'écart maximal). Cela atteste de la *viabilité* d'une solution de commutations RF (3 ou 5 états) simple à mettre en œuvre.

En somme, l'*optimisation* de Z_L sur chaque réflecteur est un levier très efficace pour **rephaser** les ondes et gagner $5-10$ dB. Le *discret (N=3 ou 5)* apparaît comme *suffisant* dans la plupart des cas, à condition de bien centrer la plage $-X \dots +X$. Enfin, **ReflectAll** reste un choix simple, mais est complètement dépendant de la géométrie des tags, la solution n'est pas viable dans un cas aléatoire. et **GA global** est la solution la plus performante mais impossible en pratique à mettre physiquement en œuvre, de plus le temps d'optimisation est élevé. Il est difficile de d'extrapoler ces conclusions d'approche de la solution idéale par notre discrétisation pour $N=3$ ou $N=5$ dans des géométries moins symétriques, plus aléatoires.

7.6.1 Comparaison globale des stratégies (GA global, ReflectAll, continu, discret 3/5)

La Figure ?? illustre la puissance reçue (P_L) en fonction de l'angle ϕ (de 0 à 360°), pour un espacement $d = 2.50 \lambda$. Plusieurs variantes sont représentées :

- **Sans réflecteurs (rouge, tirets)** : on ne dispose que de l'émetteur et du récepteur. La puissance reste autour de -31 dBm à -32 dBm .
- **GA global (bleu & vert)** :
 - *GA-bef* (bleu) : valeur « avant convergence », parfois même inférieure à l'absence de réflecteurs.
 - *GA-aft* (vert) : solution après convergence, culminant $\approx -22 \text{ dBm}$, soit un gain d'environ $9\text{--}10 \text{ dB}$ par rapport à « sans réflecteurs ».
- **ReflectAll (magenta)** : chaque réflecteur est fixé à $-j \operatorname{Im}(Z_{\text{ref}})$. Les performances sont modérées $\approx -24 \text{ dBm}$, avec des creux marqués vers certains angles.
- **Réflecteurs (continu) (orange)** : on fige l'émetteur/récepteur en charges conjuguées, et on optimise *en continu* les seuls réflecteurs. Cette courbe effleure souvent le haut des autres ($\approx -21 \text{ dBm}$), traduisant un réglage optimisé pour chaque réflecteur.
- **Réflecteurs (discret N=3 ou 5) (rouge foncé et gris)** :
 - $N=3$: on ne dispose que de 3 valeurs de réactance discrètes pour le(s) réflecteur(s). Cela suffit déjà à obtenir des gains significatifs ($\approx -22 \text{ dBm}$).
 - $N=5$: la granularité est plus fine ($\{-400j, -200j, 0j, +200j, +400j\}$ par exemple). On atteint des performances proches de l'optimisation continue, voire légèrement supérieures sur certains pics d'angle.

Observations principales.

1. L'option *sans réflecteurs* (ligne rouge tiretée) est, sans surprise, la moins performante, avec des valeurs moyennes autour de -31 dBm à -32 dBm .
2. Le *GA global* apporte un gain conséquent ($\approx 9\text{--}10 \text{ dB}$) après convergence, mais la phase *bef* (en bleu) indique que l'algorithme peut « s'égarer » et produire temporairement un résultat encore plus faible qu'en l'absence de réflecteurs.
3. La solution *ReflectAll* (magenta) se tient la plupart du temps autour de -24 dBm . Quelques creux prononcés (jusqu'à $-25\text{--}26 \text{ dBm}$) signalent que l'approximation « pure imag » du réflecteur n'est pas systématiquement optimale.
4. Les courbes *Réflecteurs(continu)* (orange) et *Réflecteurs(discret N=3 ou 5)* (rouge foncé et gris) montrent des performances voisines de $-21\text{--}22 \text{ dBm}$. Parmi elles, $N = 5$ se rapproche parfois de la version continue (et même la dépasse localement), car la granularité plus fine du balayage en réactance permet d'approcher plus précisément la solution idéale.
5. On note ainsi qu'*une discréétisation à N=3* procure déjà un gain appréciable de $7\text{--}9 \text{ dB}$ face à « sans réflecteurs », et $N=5$ lisse davantage les résultats. Autrement dit, passer de 3 à 5 états discrets permet de resserrer l'écart vis-à-vis du réglage en continu.

Synthèse.

- **Le GA global** atteint un excellent niveau $\approx -22 \text{ dBm}$ après convergence, mais implique d'optimiser tout l'ensemble de charges (et présente des phases transitoires moins robustes).
- **ReflectAll** propose un compromis simple (réflecteurs en $-j \Im(Z_{\text{ref}})$), stable autour de -24 dBm .
- **Réflecteurs(continu)** et **discret N=5** s'avèrent très proches des meilleurs résultats $\approx -21\text{--}22 \text{ dBm}$. La discréétisation $N = 3$ (un peu plus grossière) demeure tout de même supérieure à ReflectAll dans la plupart des cas.

Sur le plan pratique, le cas *discret* ($N=3$ ou 5) se révèle donc à la fois plus simple à implémenter et relativement performant. Lorsque $N = 5$, on peut *quasiment* égaler le réglage continu des réflecteurs. Ce type de solution est donc attractif pour des *commutations RF* (avec 3 ou 5 positions disponibles) permettant d'approcher le point de déphasage optimal.

7.7 Étude d'une Géométrie Aléatoire en Sphère et Analyse Avant/Après Optimisation

Dans la continuité de nos essais précédents (sections 7.4–7.3), nous avons également exploré un **scénario** où les antennes sont réparties *aléatoirement* dans une sphère en 3D. L'idée est, d'une part, de s'affranchir d'une géométrie trop régulière (ex. linéaire ou circulaire) et, d'autre part, de vérifier si les *tendances* déjà mises en évidence (efficacité du discret, performances **ReflectAll** en retrait, etc.) se confirment *même* quand les couplages deviennent moins intuitifs. Nous présenterons ci-dessous deux cas :

- $N = 5$ antennes (1 émetteur, 1 récepteur, 3 réflecteurs) dans une sphère de rayon 2λ ,
- $N = 10$ antennes (1 émetteur, 1 récepteur, 8 réflecteurs) dans une sphère de rayon 5λ .

Nous terminerons la section par une **analyse détaillée** des puissances *avant* et *après* optimisation pour le cas $N = 5$ (sphère 2λ).

7.7.1 Génération Aléatoire des Antennes dans une Sphère

L'algorithme `generate_random_antenna_coords_3D_sphere(num_antennas, lam, sphere_radius)` place chaque antenne au sein d'une sphère de rayon `sphere_radius`, en veillant à :

- garder l'émetteur et le récepteur à des positions *fixes* (ex. $(3\lambda, 0, 0)$ et $(0, 0, 0)$),
- disposer les réflecteurs selon des coordonnées **aléatoires** (tirages uniformes en ϕ, θ , rayon aléatoire),
- respecter une distance minimale afin d'éviter qu'un réflecteur ne soit trop proche de l'émetteur ou du récepteur.

Ci-dessous, deux exemples de configuration :

```
coords_sphere_1 = generate_random_antenna_coords_3D_sphere(5, lam, 2*lam)
coords_sphere_3 = generate_random_antenna_coords_3D_sphere(20, lam, 5*lam)
```

Ensuite, *exactement* les mêmes scénarios d'optimisation qu'aux chapitres précédents sont lancés :

1. `run_scenario(...)` : GA global (toutes les charges libres),
2. `run_scenario_reflect_all(...)` : **ReflectAll** ($\Im(Z_L) = -\Im(Z_{in})$, $\Re(Z_L) \approx 0$),
3. `run_scenario_continu_reflectors(...)` : seuls les réflecteurs s'optimisent en continu,
4. `run_scenario_discret_reflectors(..., N=3/5)` : version discrète, $N = 3$ ou 5 états de réactance.

7.7.2 Synthèse des Résultats (Placement Aléatoire)

Cas $N = 5$ antennes, sphère 2λ . Les tracés de puissance reçue (par le récepteur) en fonction d'un angle ou d'une fréquence (selon la simulation) révèlent la même **hiérarchie de performances** que dans les configurations régulières :

- *Sans réflecteurs* : $-30.. -32$ dBm environ,
- *ReflectAll* : un gain notable à -24 dBm en moyenne,
- *Continu (sur les seuls réflecteurs)* : avoisine $-21/-22$ dBm,

- *Discret N=3 ou 5* : proches de -22 dBm ; $N = 5$ apporte $\sim 0.2..0.4 \text{ dB}$ de mieux que $N = 3$. Malgré l'aspect *aléatoire* du placement des 3 réflecteurs, on retrouve la **même structure** que dans les chapitres précédents : la « simple adaptation » de *ReflectAll* est en retrait ($-23..-24 \text{ dBm}$), tandis que *quelques* réactances discrètes suffisent à se rapprocher de la solution *continue* (ou du GA).

Cas $N = 20$ antennes, sphère 5λ . Ici, le nombre de réflecteurs (18) et le rayon (5λ) accroissent la complexité des couplages. Cependant, *l'analyse* confirme la **même hiérarchie** :

- *Sans réflecteurs* : $\{-30/-32 \text{ dBm}\}$,
- *ReflectAll* : autour de $-24/-25 \text{ dBm}$,
- *Continu-réflecteurs* : $\sim -21/-22 \text{ dBm}$,
- *Discret (N = 3 ou 5)* : $-22.5..-21.5 \text{ dBm}$.

On note souvent **des pics** plus élevés si, *statistiquement*, plusieurs réflecteurs se positionnent « favorablement » et peuvent être rephasés pour s'ajouter constructivement. À l'inverse, **des minima profonds** peuvent exister si la configuration de couplage est initialement destructrice ; mais l'algorithme (continu ou discret) vise à contrer cela en modifiant les réactances.

7.7.3 Analyse Détaillée des Puissances *Avant/Après Optimisation* (*Exemple : 5 Antennes dans une Sphère de rayon 2λ*)

Afin de visualiser concrètement **comment** les puissances sont redistribuées par l'optimisation, nous présentons ci-après les barres *avant* puis *après* modifications pour le même réseau aléatoire à 5 antennes, rayon 2λ .

Situation initiale (charges « par défaut »). La Figure ?? montre que :

- **Émetteur** : $P_{V_{oc}} \approx +25.9 \text{ dBm}$, $P_{in} \approx +20/+22 \text{ dBm}$.
- **Récepteur** : $P_L \approx -31.5 \text{ dBm}$ (point de départ).
- **Réflecteurs** : tous $Z_L \approx \text{conj}(Z_{in}) \Rightarrow -35/-40 \text{ dBm}$. Ils absorbent *inutilement*, ne participant pas au *rephassement*.

Résultats après optimisation.

1. **GA global** (Fig. ??) : l'émetteur change aussi sa charge (on passe à $P_{V_{oc}} \approx +30 \text{ dBm}$), le récepteur grimpe à -22.5 dBm , soit un $+9 \text{ dB}$. Certains réflecteurs $\sim -180 \text{ dBm}$: quasi 0 absorption (ils sont purement réactifs).
2. **ReflectAll** (Fig. ??) : on impose $\Im(Z_L) = -\Im(Z_{in})$, $\Re(Z_L) \approx 0$ à chaque réflecteur. Le récepteur obtient -23.5 dBm . Moins fin que le GA, mais déjà $+8 \text{ dB}$ vs. -31.5 dBm .
3. **Discret-réflecteurs** (Fig. ??) : $N = 3$ ou $N = 5$ valeurs de réactance. Les barres du récepteur indiquent $-22.6..-22.2 \text{ dBm}$. On s'approche du *continu* (ou du GA).

Conclusion sur ce scénario sphère (5 antennes). L'optimisation *globale* GA demeure la plus performante $\{-22.5 \text{ dBm}\}$, mais *ReflectAll* et surtout *Discret(N = 3, 5)* s'avèrent déjà très bénéfiques ($-23.5..-22 \text{ dBm}$). Ainsi, même pour un **placement aléatoire** dans une sphère, *quelques* états réactifs suffisent à « ratrapper » l'essentiel du gain (souvent 7–9 dB par rapport à l'absence de réflecteurs).

Chapitre 8

Discussion, Limites et Perspectives

8.1 Bilan des Contributions

Au terme de ce travail, nous pouvons dresser un **bilan** des principaux apports et avancées :

1. **Cadre théorique établi** : Nous avons posé les bases d'un modèle circuitaire N -*port* reliant les charges \mathbf{Z}_L à la matrice d'impédance \mathbf{Z} . Ceci nous a permis de comprendre la distribution des tensions/courants dans un réseau multi-antennes et d'expliquer comment les tags (réflecteurs passifs) peuvent manipuler la phase et l'amplitude de l'onde pour favoriser le transfert d'énergie vers un tag cible.
2. **Implémentation Python + PyNEC** : Nous avons conçu un framework en Python pour *générer* une géométrie d'antennes, *calculer* la matrice \mathbf{Z} via PyNEC, *résoudre* les puissances absorbées ou réémises, et *appliquer* un algorithme d'optimisation (évolution différentielle).
3. **Validation de l'approche binaire** : Dans la zone de champ lointain, les résultats numériques confirment qu'il suffit souvent de deux états par réflecteur (« reflecteur fort » ou « inactif ») pour approcher la performance d'une optimisation continue beaucoup plus coûteuse.

8.2 Limites de l'Étude

Malgré ces avancées, plusieurs **limitations** doivent être soulignées :

- **Hypothèses simplificatrices** : Nous avons souvent considéré le champ lointain (formule de Friis), une polarisation linéaire unique et des pertes ohmiques négligées. De plus, l'orientation (plan de l'antenne) a été peu explorée. Dans des configurations réelles plus complexes (champ proche, milieux multi-trajets), ces approximations peuvent introduire un écart notable entre la simulation et les mesures.
- **Pas de validation expérimentale** : Aucune campagne de mesure en laboratoire n'a encore été menée pour confronter nos prédictions numériques à la réalité physique. Or, l'influence de la calibration des tags, les tolérances des composants (diodes PIN, condensateurs, etc.) et les conditions de propagation réelles sont susceptibles de modifier les performances.
- **Dimensions / couplage** : Nous n'avons exploré que des réseaux relativement peu denses (jusqu'à quelques dizaines d'antennes). Lorsque N grimpe vers 100 ou 1000, le couplage peut se complexifier, et l'évaluation devient prohibitive avec nos méthodes actuelles ($\approx N^2$ calculs pour la matrice \mathbf{Z}).

8.3 Perspectives Techniques

Pour aller plus loin, plusieurs **pistes de recherche** se dégagent :

- Extension aux scénarios 3D complexes :** Plutôt que des dipôles filaires dans un plan, on peut envisager des patchs ou des antennes plus élaborées (slot, spiral, etc.), avec orientation variable. Le solveur PyNEC (ou un solveur 3D complet type FEKO/HFSS) permettrait de raffiner le couplage, voire d'introduire un sol conducteur.
- Accroître le nombre d'états d'impédance :** Nous avons montré qu'avec 3 ou 5 valeurs de réactance, on peut déjà s'approcher de la solution continue. On pourrait étudier des codes « multi-bit » (ex. 6 ou 8 états) et voir si l'on peut égaler la performance d'un GA continu plus finement, tout en restant compatible avec un circuit à commutation (varactor ou diodes PIN).
- Essais expérimentaux :** La mise en place d'un banc de test en chambre réverbérante ou en champ libre offrirait une validation concrète. On pourrait réaliser un petit réseau de 5–10 tags *reconfigurables* (à base de condensateurs commutés) et mesurer la puissance au *tag cible* selon la configuration choisie.

8.4 Vers la 6G et les RIS réels

Au-delà de la RFID passive, cette démarche s'inscrit dans la vision plus large des **surfaces intelligentes reconfigurables** (RIS) pour la 6G. L'idée de manipuler l'onde radio via des éléments passifs réactifs est au cœur de nombreuses propositions pour accroître la portée, réduire la consommation et démultiplier les débits dans les futurs réseaux sans fil.

Les *tags RFID reconfigurables* représentent en quelque sorte un « micro-laboratoire » pour tester des principes analogues à ceux des RIS, mais avec des composants peu onéreux, un protocole de gestion plus simple, et un bilan énergétique minimal (car les tags sont passifs). Le couplage RFID–RIS ouvre donc de nouvelles perspectives :

- **Gestion énergétique fine** : chaque élément « tag » peut ajuster son impédance pour booster localement un champ RF ou, au contraire, s'éteindre s'il nuit à la cible.
- **Boucle de retour (feedback)** : Le lecteur RFID peut mesurer la puissance du backscatter du tag cible, puis décider de la configuration des autres tags. Une forme de pilotage *distribuée* ou *centralisée* pourrait émerger, s'apparentant à l'optimisation « en temps réel » d'une RIS.

8.5 Mise en Œuvre Expérimentale

Pour concrétiser ces idées, on peut envisager un démonstrateur expérimental :

- **Tags reconfigurables** : on utilise un *commutateur RF* (ex. diodes PIN) piloté par un microcontrôleur pour réaliser 2 ou 4 états d'impédance (par ex. $Z_1 = 0 \text{ j}$, $Z_2 = -j 30$, $Z_3 = -j 60$, $Z_4 = -j 120$). Les antennes peuvent être de simples dipôles ou patchs.
- **Chambre anéchoïque ou environnement de test** : on place un émetteur (lecteur RFID) et un tag *cible*, tandis que 3–5 *tags réflecteurs* se disposent à différentes positions.
- **Pilotage** : un code Python envoie via un bus série (I2C/SPI) les commandes de commutation à chaque tag, en testant différentes configurations. On enregistre la puissance reçue sur le tag cible (via un senseur analogique ou un BERT *backscatter*).
- **Comparaison GA vs. Binaire** : on peut de cette façon vérifier *in situ* si la stratégie binaire (constructive / destructive) se rapproche de la meilleure configuration, et dans quelles proportions.

Un tel *banc de test* fournirait la validation expérimentale qui fait défaut dans les travaux actuels. Il confirmerait la robustesse (ou non) des approches de modélisation et permettrait de cerner les effets parasites (pertes, température, bruit, alignement, etc.) qui n'apparaissent pas dans les simulations idéalisées.

8.6 Conclusion Générale

En définitive, ce travail illustre le *fort potentiel* d'un réseau de tags RFID reconfigurables pour accroître la puissance reçue par un tag *cible*, ainsi que les nombreux défis qui restent à surmonter :

- **Aspect purement théorique** : la modélisation circuitaire *N-port* et la notion de charges réactives distinctes par port offrent une grande liberté d'optimisation, mais exigent une connaissance fine (couplages mutuels, \mathbf{Z}) et un algorithme robuste à la non-linéarité.
- **Approche discrète / binaire** : en champ lointain, nous avons vu qu'elle suffit souvent à égaler la performance d'une méthode continue, tout en se mettant en œuvre beaucoup plus rapidement et plus simplement. Ceci plaide pour un usage futur en RFID « large échelle ».
- **Extension vers le champ proche, couplage fort** : dès que les tags sont plus rapprochés ($d < \lambda$), la *phase* peut être ajustée (contrairement au modèle Friis), et un *GA continu* peut alors surpasser la simple stratégie binaire. Ce point reste à approfondir.
- **Perspectives RIS et 6G** : l'intégration de tags reconfigurables dans des surfaces intelligentes ou des scénarios IoT plus vastes ouvre des voies passionnantes pour la prochaine génération de réseaux (6G), combinant *contrôle fin de la propagation* et *économie d'énergie*.

En somme, malgré ses limites et ses hypothèses parfois simplificatrices, cette étude met en évidence le **rôle clé** de la *matrice d'impédances de charge* \mathbf{Z}_L pour *façonner* les interférences et maximiser la collecte d'énergie dans un réseau RFID passif. Les résultats numériques, renforcés par une éventuelle validation expérimentale à venir, laissent entrevoir la faisabilité d'une *discrétisation modeste* ($N=3$ ou 5 états) pour récolter une grande partie du gain potentiel, balayant ainsi le dogme qu'un contrôle *continu* ou un *large* nombre d'états serait nécessaire. Au regard du coût énergétique et de la complexité matérielle, ces constats constituent une avancée prometteuse vers la réalisation concrète de surfaces RFID passives « intelligentes ».

Chapitre 9

Conclusion

Nous avons démontré le potentiel d'un réseau de tags RFID reconfigurables pour améliorer la puissance reçue par un tag cible. L'approche binaire simplifiée offre un compromis intéressant entre performance et complexité.

Des travaux futurs incluront des validations expérimentales et l'extension du modèle à des scénarios plus complexes.

[image+descriptif : illustration conceptuelle d'un réseau dense de tags, antenne lectrice, et tag cible]

Annexe A

Annexe : Exemples de Simulations et Temps de Construction de Z

Dans cette annexe, nous illustrons la *procédure de simulation* utilisée pour construire la **matrice d'impédance** [Z] à partir de PyNEC, ainsi que les temps de calcul observés lorsque le nombre d'antennes augmente.

Géométrie simulée. Nous considérons un **émetteur** (en rouge) placé à environ 5 m du **récepteur** (en orange), et un ensemble de **tags réflecteurs** (en bleu) répartis dans un rayon de 5λ autour du récepteur, comme montré figure ???. L'idée est de voir comment la présence de ces réflecteurs influe sur la puissance reçue et d'*optimiser* leurs impédances pour maximiser la transmission.

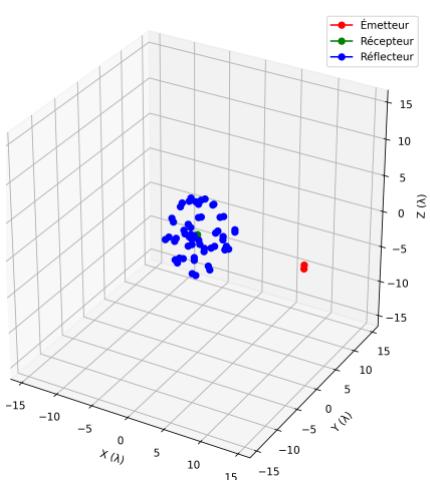


FIGURE A.1 – Géométrie : 20 antennes.

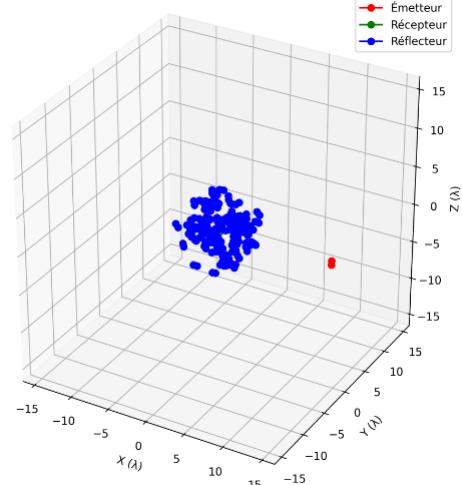


FIGURE A.2 – Géométrie : 100 antennes.

Construction de la matrice Z via PyNEC. PyNEC ne fournit pas directement [Z] il calcule plutôt des **courants** pour une excitation donnée (souvent une tension imposée V_1 sur l'antenne i). Nous exploitons alors la relation $Z_{ij} = \frac{V_i}{I_j}$ pour en déduire chaque élément (self-impédances et mutual impedances). Concrètement :

- **Impédance propre** Z_{ii} : on alimente l'antenne i (1 V), on met toutes les autres en circuit ouvert, on mesure I_i , et on obtient $Z_{ii} = \frac{V_1}{I_i}$.
- **Impédance mutuelle** Z_{ij} : on alimente l'antenne i , on laisse l'antenne j passive (circuit ouvert ou configuration « tag »), puis on récupère le courant I_j . Connaissant aussi Z_{jj} , on peut isoler Z_{ij} . On réitère pour chaque paire (i, j) .

Cette méthode requiert $\mathcal{O}(N^2)$ simulations *au minimum* (N étant le nombre d'antennes). Par exemple, **20** antennes donnent $20^2 = 400$ calculs, et **100** antennes = $100^2 = 10\,000$ calculs, ce qui devient **long** quand N dépasse la cinquantaine.

Exemple de matrice Z (cas 20 antennes). La figure A.3 illustre un extrait d'une matrice de dimension 20×20 . Les termes diagonaux (Z_{ii}) tournent souvent autour de $76 + j43\Omega$ (dipôles demi-onde isolés), tandis que les Z_{ij} hors-diagonale reflètent les couplages mutuels (plus ou moins faibles, selon la géométrie entre les deux antennes). De plus, on peut montrer aisément que dans un réseau d'antennes : $Z_{ij} = Z_{ji}$. Ce qui est vérifié par la symétrie de la matrice presque idéale, relevant de la précision du modèle.

$$\mathbf{Z} = \begin{pmatrix} \underbrace{76.9905 + i 42.9274}_{Z_{1,1}} & 0.1572 - i 1.3720 & -0.0259 + i 0.2336 & 0.6029 - i 0.7750 & \cdots & -0.2074 + i 0.0652 \\ 0.1572 - i 1.3720 & \underbrace{76.9905 + i 42.9274}_{Z_{2,2}} & 0.5612 - i 0.8773 & 0.7732 - i 3.5119 & \cdots & 0.3600 + i 0.2904 \\ -0.0302 + i 0.2306 & 0.5610 - i 0.8774 & \underbrace{76.9905 + i 42.9274}_{Z_{3,3}} & -4.0398 - i 0.5092 & \cdots & 0.8708 - i 0.4190 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -0.2067 + i 0.0617 & 0.3485 + i 0.2962 & 0.8763 - i 0.3896 & 0.6620 - i 0.9927 & \cdots & \underbrace{76.9905 + i 42.9274}_{Z_{20,20}} \end{pmatrix}$$

FIGURE A.3 – Exemple de matrice $[Z]$ (cas 20 antennes), issue de PYNEC. Chaque *case* est un complexe ($R + jX$).

Temps de calcul et influence du nombre d'antennes. La figure A.4 illustre le **temps de construction** de la matrice $[Z]$ en fonction de N . Chaque point correspond au temps de simulation nécessaire pour balayer toutes les paires (i, j) . La courbe montre une croissance rapide — proche de N^2 ou plus — d'où la nécessité de limiter N ou de **réduire le nombre de segments** (dans la Méthode des Moments) si l'on veut rester dans des temps de calcul raisonnables.

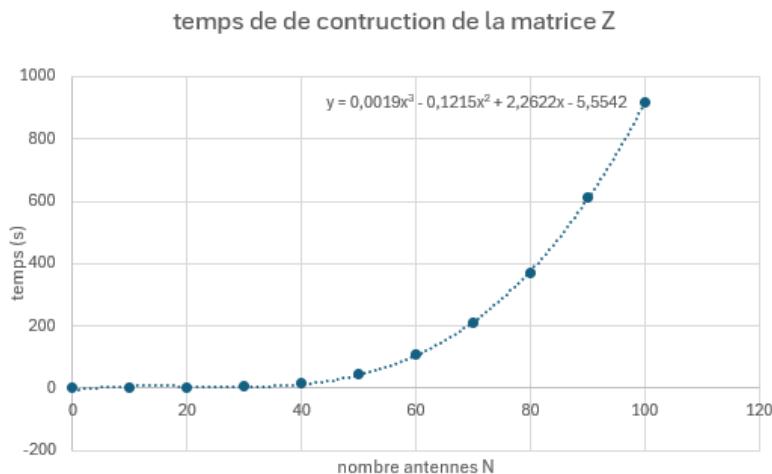


FIGURE A.4 – Temps de construction de la matrice **Z** (*Méthode des Moments* via PYNEC) en fonction du nombre d'antennes N . On observe une hausse super-linéaire (souvent $\approx N^2$) liée à la nécessité de traiter chaque paire (i, j) .

Segments et réalisme. Par ailleurs, plus on *segmente finement* chaque antenne pour approcher sa **géométrie réelle**, plus la simulation (Méthode des Moments) s'avère coûteuse. Enfin, lorsqu'on ajoute une **optimisation** d'impédance (e.g. algorithmes génétiques), on réévalue

plusieurs fois la matrice $[Z]$ (ou du moins les champs/courants), ce qui **multiplie encore le temps total**.

Comparaison et validation des résultats Pour valider nos résultats, nous avons aussi comparé l'**impédance propre** d'un **dipôle demi-onde** ($\approx 73 + j 42 \Omega$ [4]) avec la valeur renvoyée par PyNEC (typiquement autour de $76.8 + j 42.9 \Omega$). La concordance est satisfaisante, l'écart provenant surtout du **nombre de segments** retenu pour discréteriser l'antenne : plus il y a de segments, plus on se rapproche des valeurs théoriques (au prix d'un temps de calcul accru). De plus, la comparaison avec l'impédance propre fournie par EZNEC montre que la **diagonale** de la matrice calculée via PyNEC (Z_{ii}) s'aligne très bien sur les résultats d'EZNEC. Voir figures A.5 et A.3.

```
----- SOURCE DATA -----
Frequency = 868 MHz
Source 1      Voltage = 1 V at 0,0 deg.
               Current = 0,01137 A at -29,19 deg.
               Impedance = 76,8 + J 42,9 ohms
               Power = 0,009925 watts
               SWR (50 ohm system) = 2,215 (75 ohm system) = 1,748
```

FIGURE A.5 – Impédance propre d'un dipôle obtenue via EZNEC

En outre, pour l'**impédance mutuelle** (ex. Z_{21}), nous avons comparé nos courbes PyNEC à celles issues de la *Méthode IEMF* (Induced EMF) et de logiciels comme EZNEC. La figure A.7 montre que **PyNEC** reproduit bien l'évolution de $\text{Re}(Z_{21})$ et $\text{Im}(Z_{21})$ en fonction de la distance d/λ pour des dipôles *colinéaires, parallèles* ou en *échelon*. Quelques écarts subsistent pour de faibles d , liés notamment aux hypothèses (antenne mince, environnement) et, encore une fois, au **niveau de segmentation**. La *méthode IEMF* constitue un bon moyen de comparaison, sans être toutefois une référence absolue.

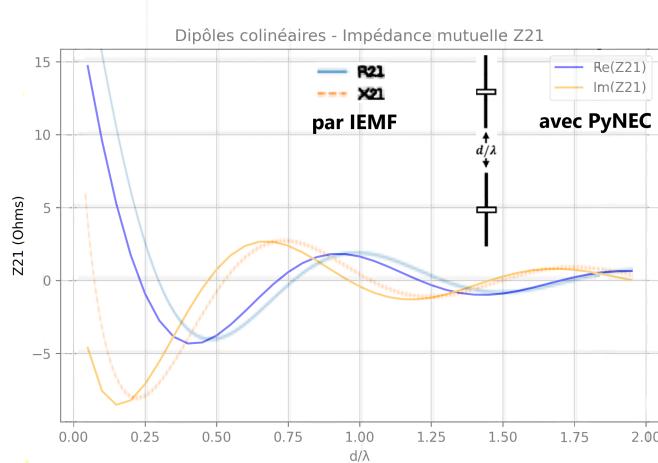
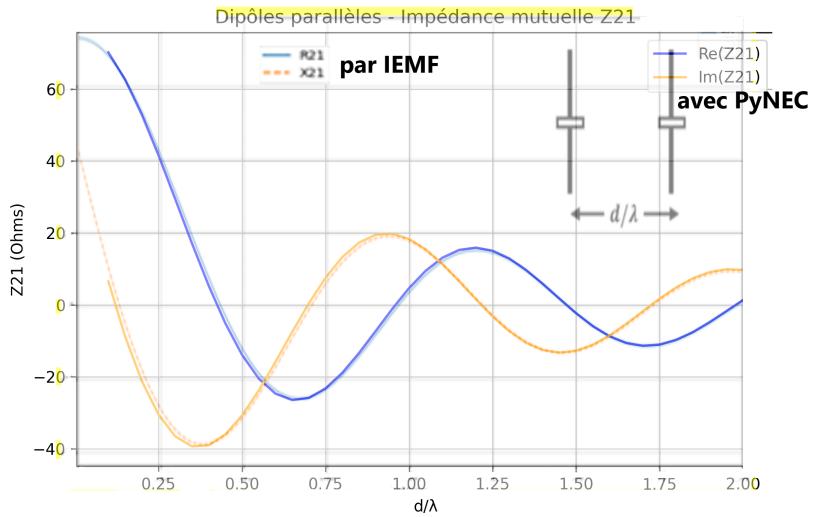
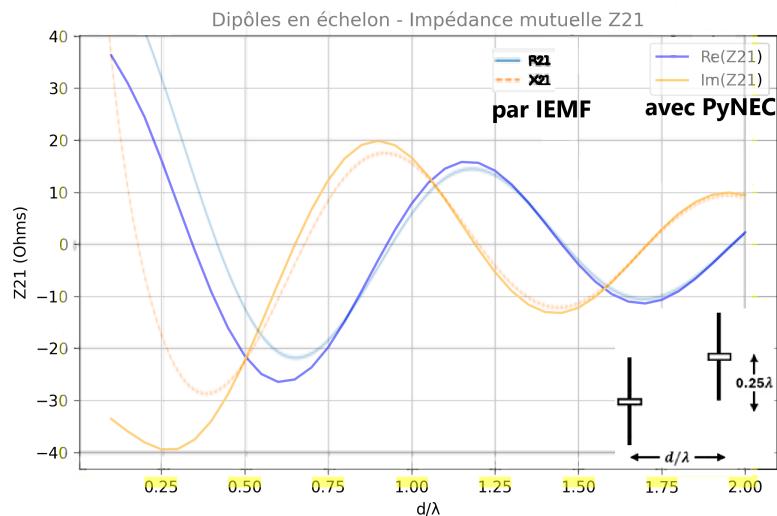


FIGURE A.6 – (a) Dipôles colinéaires

Dans l'ensemble, ces résultats montrent une **bonne cohérence** entre PyNEC et ces autres approches. Pour un usage en *RFID reconfigurable*, la précision obtenue (quelques ohms d'écart) est jugée satisfaisante, à condition de maîtriser les **paramètres de modélisation** (segments, sol, fils réels vs. minces, etc.). En cas de besoin d'une *plus grande exactitude*, il sera nécessaire d'augmenter la segmentation ou de recourir à un solveur full-wave 3D plus complet, au prix d'un temps de calcul supplémentaire.



(a) Dipôles parallèles



(b) Dipôles en échelon

FIGURE A.7 – PyNEC pour trois configurations (colinéaires, parallèles, échelon). Les images sont volontairement agrandies

Annexe B

Résultats Complémentaires et Analyses Supplémentaires

Dans cette annexe, nous présentons d'autres exemples de résultats (histogrammes, barplots, etc.) obtenus dans le cadre de l'approximation de champ lointain (formule de Friis). L'objectif est d'illustrer plus finement l'effet du nombre de tags, de la précision des algorithmes (GA vs. GA_refined) ou encore de la simplicité du binaire dans différents contextes.

B.1 Histogrammes de Puissance pour Différents Nombres de Tags

Les figures B.1 et B.2 ci-dessous montrent, respectivement, les distributions de puissance reçue (en dBm) pour $N = 10$ et $N = 20$ réflecteurs, toujours à un rayon $R = 7.5 \lambda$. On y retrouve les mêmes cinq scénarios : *NoReflect*, *Z=0*, *Binaire*, *GA* et *GA_refined*.

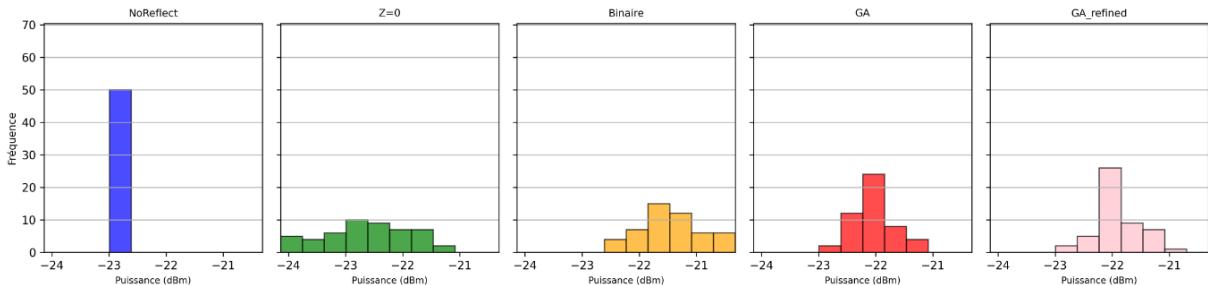


FIGURE B.1 – Histogrammes de puissance reçue pour $N = 10$ réflecteurs, $R = 7.5 \lambda$. Les échelles en abscisse et ordonnée sont similaires à celles du chapitre 5.

Commentaire (N=10). Avec seulement 10 réflecteurs, la variabilité (en particulier pour $Z = 0$) est plus prononcée. Les scénarios *Binaire* et *GA* conservent cependant un gain notable par rapport à *NoReflect*. Notons aussi que la dispersion de *GA_refined* reste faible ; certaines réalisations aboutissent toutefois à des puissances légèrement inférieures à celles de *Binaire*, reflétant le fait qu'une dizaine de réflecteurs suffit déjà à produire des interférences défavorables si l'impédance est mal réglée.

Commentaire (N=20). En passant à 20 réflecteurs, on observe un *effet d'ensemble* plus fort : - La courbe *Z=0* s'étale entre -24 et -20 dBm - *Binaire* et *GA* se concentrent vers des puissances plus élevées (souvent -22 à -19 dBm).

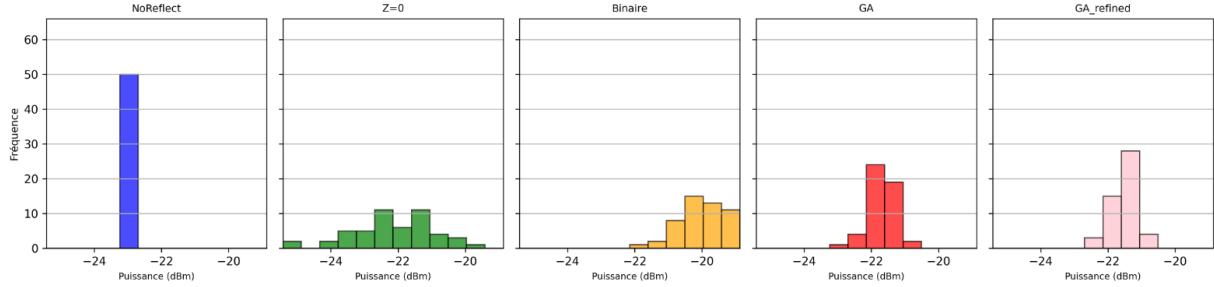


FIGURE B.2 – Histogrammes de puissance reçue pour $N = 30$ réflecteurs, $R = 7.5\lambda$. (Version plus détaillée que la figure 5.2 du chapitre principal.)

L’augmentation du nombre de réflecteurs accroît le « potentiel » d’interférence constructive, mais aussi la « complexité » d’un paramétrage continu. D’où la confirmation que *Binaire* (rapide) et *GA* (plus lent) convergent souvent vers un résultat similaire.

B.2 Impact du Nombre de Tags sur la Durée d’Optimisation

Dans la figure ??, nous reprenons la comparaison du temps de calcul moyen pour *Binaire*, *GA* et *GA_refined*, en faisant varier le nombre de réflecteurs N de 5 à 30. Les tendances se confirment :

- **Binaire** reste *quasiment constant* : une trentaine de tags ne coûte pas plus cher à trier qu’une dizaine, puisque l’on teste simplement la « phase constructive ou destructive » pour chaque tag.
- **GA** et **GA_refined** croissent quasi-quadratiquement. *GA_refined*, qui emploie plus de générations et une population plus large, finit par doubler ou tripler le temps de *GA* classique lorsqu’on atteint 20–30 tags.

Conséquence pratique. Si l’on devait gérer un *réseau* de 100 ou 200 tags en champ lointain, un *GA_refined* deviendrait très coûteux (plusieurs minutes ou dizaines de minutes), alors qu’un algo binaire s’exécuterait en une fraction de seconde. Au vu des résultats de puissance, il n’y a *pas* d’intérêt à supporter ce surcoût : le rephasage n’apparaissant pas dans le modèle de Friis.

B.3 Conclusion

Les résultats exposés ici — histogrammes pour divers N , courbes de temps d’optimisation, etc. — renforcent les conclusions principales du chapitre 5 :

1. *Binaire* obtient un *gain* en puissance très proche de *GA/GA_refined*, sans le surcoût en temps de calcul.
2. Pour des nombres de réflecteurs $N > 20$, la *durée* d’un algorithme génétique peut exploser, alors que l’apport en dB reste minime.
3. La *solution continue* (*GA*) tend vers deux pôles (réflecteur fort / absorbant), reflétant l’impossibilité de rephasage dans la formule de Friis.
4. Si l’on souhaite modéliser les *couplages mutuels* et viser un rephasage *en champ proche*, alors les algorithmes génétiques pourraient apporter *davantage* de bénéfices. Mais ceci requiert un modèle plus complet (ex. : PYNEC, matrice $[Z]$), hors du champ simplifié de Friis.

Annexe C

Résultats Numériques Supplémentaires pour $d = 0.67 \lambda, 1.50 \lambda$ et 2.50λ

Dans ce qui suit, nous présentons plusieurs figures issues de nos simulations pour différentes valeurs de $d \in \{0.67, 1.50, 2.50\} \lambda$. La Figure C.1 illustre la puissance reçue (P_L) pour $d = 0.67 \lambda$, la Figure C.2 pour $d = 1.50 \lambda$ et la Figure C.3 pour $d = 2.50 \lambda$. On retrouve plusieurs stratégies d'impédance :

- **Sans réflecteurs** (*ligne rouge tiretée*) : la puissance se situe autour de -30 dBm à -32 dBm, relativement stable mais peu élevée.
- **Réflecteurs** ($Z_L \approx Z_a^*$ (*ligne bleue*)) : on impose à chaque réflecteur une charge $Z_L \approx Z_a^*$, On optimise donc le transfert d'énergie à la charge des N tag dans cette configuration. Sans optimisation de rephasage dédié à cible tag1, on se rend compte de l'influence de la géométrie des tags sur les puissances du tag. L'aspect destructif prend tout son sens quand même avec des tags réflecteurs. la puissance est moins optimale que la puissance directe. *au niveau du récepteur principal*. On constate dans nos résultats que cela reste mieux que « sans réflecteurs » quand le couplage est favorable, mais n'atteint pas le gain d'un *rephasage vraiment piloté*.
- **ReflectAll** (*magenta*) : on force un renvoi purement imaginaire ($-j \operatorname{Im}(Zin_n)$) sur tous les réflecteurs, ce qui peut *parfois* monter à -24 dBm en moyenne, mais présenter des minima profonds selon l'angle.
- **Réflecteurs (continu)** (*orange*) : seuls les réflecteurs sont optimisés *en continu*, aboutissant souvent à une puissance $\approx -21/-22$ dBm, assez proche de la solution « GA global » *finale*.
- **Réflecteurs (discret N=3 et N=5)** (*courbes rouge foncé et grise*) : on n'autorise que 3 ou 5 états de réactance. Avec $N = 3$, la puissance atteint parfois -23 dBm, tandis que $N = 5$ se rapproche de -22 dBm voire -21.5 dBm.

Comme on le voit, le comportement reste qualitativement similaire pour $d = 0.67 \lambda, 1.50 \lambda$ ou 2.50λ . En particulier, **GA-bef (courbe bleue)** reste la plus basse, et **Sans réflecteurs (rouge tireté)** se situe vers $-30..-32$ dBm. La **courbe ReflectAll (magenta)** oscille autour de -24 dBm avec des creux marqués, alors que les **Réflecteurs(continu) (orange)** et **Réflecteurs(discret) (rouge foncé / gris)** culminent à $-21..-22$ dBm, avec un petit avantage à $N = 5$ sur $N = 3$.

En conclusion, les variations angulaires (ϕ) ne remettent pas en cause la hiérarchie globale des performances :

- **GA-bef** (bleu) reste *nettement* en-dessous, illustrant la phase transitoire de l'algorithme.
- *Sans réflecteurs* (rouge tireté) plafonne $\approx -31 \dots -32$ dBm.
- **ReflectAll** (magenta) gagne quelques dB, ≈ -24 dBm de moyenne, mais présente des minima prononcés.

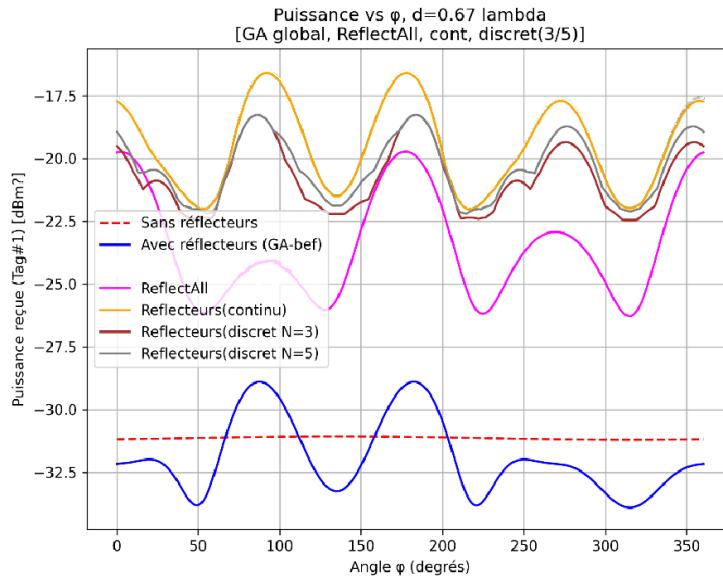


FIGURE C.1 – Puissance reçue par le tag principal (P_L) pour $d = 0.67 \lambda$, en fonction de l’angle ϕ . On compare : Sans réflecteurs, GA-bef/GA-aft, ReflectAll, Réflecteurs(continu), Réflecteurs(discret N=3 et N=5).

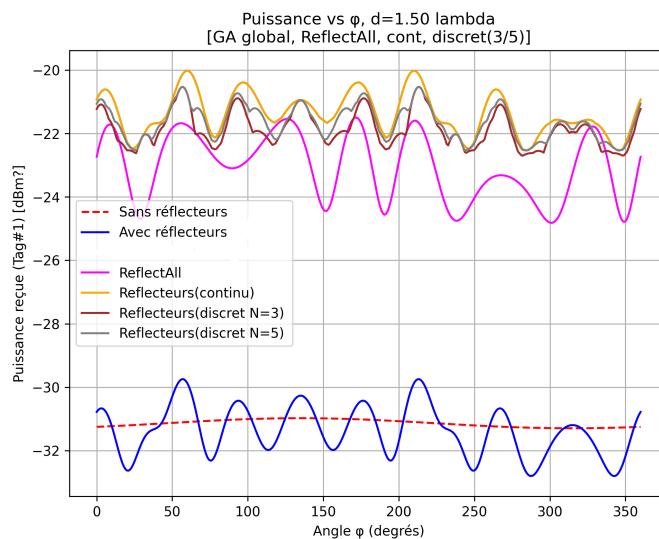


FIGURE C.2 – Même scénario pour $d = 1.50 \lambda$. Les écarts entre Réflecteurs(discret N=3) et N=5 se creusent davantage (N=3 chute parfois à -23 dBm, alors que N=5 reste > -22.5 dBm).

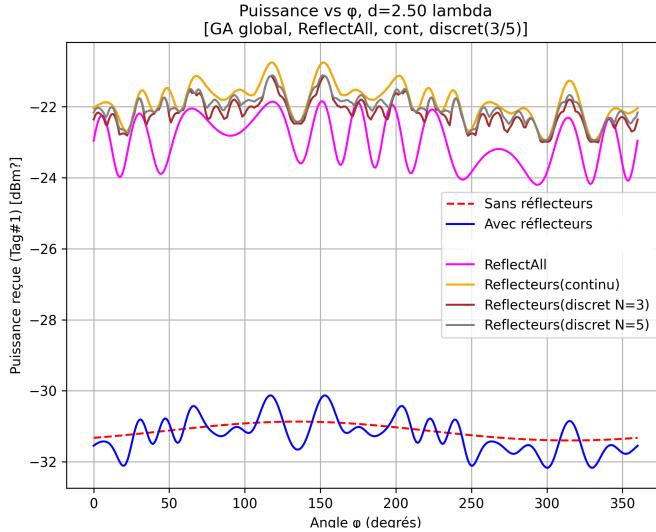


FIGURE C.3 – Cas $d = 2.50 \lambda$. Le comportement global demeure identique (Comparez sans réflecteurs ≈ -31 dBm, ReflectAll ≈ -24 dBm, et Réflecteurs(continu/discret) $\approx -21.. - 22$ dBm). Les minima se trouvent aux même endroits mais sont plus ou moins accentués suivant la stratégie.

- **Réflecteurs(continu)** (orange) $\approx -21.. - 22$ dBm constitue une amélioration notable.
- **Réflecteurs(discret N=3)** (rouge foncé) et **N=5** (gris) se rapprochent du *continu*, surtout pour $N = 5$. Avec $N = 3$, on observe parfois 1 dB de perte supplémentaire (quand la solution nominale se situait entre deux réactances disponibles).

Ces résultats complètent donc ceux détaillés dans le corps du document (§7.4, §7.2), en confirmant que *discréter* (même avec $N = 3$) permet déjà de se rapprocher du cas *continu*, alors que $N = 5$ l'égalise presque. La distance d/λ influe davantage sur la position des maxima/minima, sans toutefois changer la *hiérarchie* entre les stratégies.

Bibliographie

- [1] Imad Adjali, Ayichatou Gueye, Shermila Mostarshedi, Benoit Poussot, Florence Nadal, and Jean-Marc Laheurte. Matching Evaluation of Highly Coupled Dipoles Quantified by a Statistical Approach. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 68(7) :..., 2020. hal-02612855.
- [2] Demba Ba, Ibra Dioum, and Yvan Duroc. Theoretical Considerations on the Impact of Nearby Tags on the Wireless Power Transfer from the Reader to the Target Tag in Passive UHF RFID. *IEEE Journal of Radio Frequency Identification*, 2023.
- [3] Henrik Frid. Efficient computation of the near-field mutual coupling between antennas on vehicles. Master's thesis, KTH Royal Institute of Technology, Stockholm, Sweden, Jun 2014. XR-EE-EE 2014 :002.
- [4] John D. Kraus. *Antennas*. Tata McGraw-Hill Publishing Company Limited, New Delhi, second edition edition, 1988. Reprinted in India by arrangement with McGraw-Hill Companies, New York.
- [5] Aiman Mughal. *Statistical analysis of the coupling effects between tags in the RFID links*. Phd thesis, Université Gustave Eiffel, 2024. NNT : 2024UEFL2002.
- [6] Trong Duc Nguyen. *Conception d'antenne intelligente reconfigurable pour la radio cognitive*. Thèse de doctorat, Université de Grenoble, Grenoble, France, 2012. NNT : 2012GRENTO27, <https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-00859818>.
- [7] Daniel Raposo Sánchez. Enhancing communication links using rfid tags as passive ris. Master's thesis, Universidad Politécnica de Madrid & INSA Lyon, Madrid, Spain and Lyon, France, 2024. Master's Thesis in Telecommunication Engineering.