



**INSTITUT
POLYTECHNIQUE
DE PARIS**



Télécom paris

D2 : Radio-frequency system and hardware modeling

Project C-RAN

Developed by :
Said Agouzal
Fernandes Maciel Edson

Academic year : 2024/2025

Table des matières

1	Optimisation de la chaîne de transmission (Tx)	2
2	Caractérisation du canal	3
3	Optimisation de la chaîne de réception (Rx)	4
3.1	Calcul du gain en bande de base (BB) avec LNA_Gain = 15 dB	5
3.2	Calcul du facteur de bruit (NF) du LNA	5
4	Consommation électrique du système	7
4.1	Consommation électrique de la chaîne de transmission (Tx)	7
4.2	Consommation électrique de la chaîne de réception (Rx)	8
5	Application sur une image 63 x 63 pixels	8
6	Analyse et comparaison du PlutoSDR avec notre chaine de transmission	8
6.1	Caractéristiques principales du PlutoSDR	8
6.2	Bloc fonctionnel du PlutoSDR	9
6.2.1	Côté Tx	9
6.2.2	Côté Rx	9
6.3	Conclusion	10

Optimisation d'un système de communication

1 Optimisation de la chaîne de transmission (Tx)

Pour effectuer la simulation et l'optimisation de la chaîne de transmission, nous avons étudié trois modèles d'amplificateurs en bande RF dont les spécifications sont détaillées ci-dessous :

Nom d'amplificateur	Gain (dB)	Facteur de bruit (dB)	IIP3 (dBm)	Consommation (W)
V63+	19,88	3,7	10,62	0,5
V62+	15,38	5	17,12	0,725
ZHL42+	39,46	8,07	5,39	15
RFLUPA05M06G	36	3	7	4,2
ADL5606	21,45	4,9	22,85	1,9

TABLE 1 – Spécifications des amplificateurs testés

Nous avons réalisé des simulations pour déterminer l'amplificateur le plus performant répondant aux exigences du cahier des charges. Ces exigences imposent un compromis entre une puissance de sortie moyenne de 20 dBm ($P_{out} = 20$ dBm) et un ACPR supérieur à 45 dB pour éviter les interférences avec les canaux adjacents. Toutes les mesures ont été effectuées avec une résolution de 32 bits afin d'éliminer l'effet du CNA sur le bruit ajouté.

Nous avons d'abord testé un signal à une seule porteuse (signal "un ton") et obtenu les résultats suivants :

Nom d'amplificateur	CNA Vref (V)	P_{out} (dBm)	ACPR (dB)	Consommation (W)	SNR (dB)
V63+	0,69	19,96	85,94	0,5	84,78
V62+	1	18,69	92,95	0,725	99,91
ZHL42+	0,035	20,19	75,85	15	73,08
RFLUPA05M06G	0,052	20,12	85,41	4,2	83,59
ADL5606	0,27	19,92	91,71	1,9	94,73

TABLE 2 – Résultats pour un signal à une seule porteuse

D'après ces résultats, nous constatons la supériorité des amplificateurs V63+ et ADL5606 en termes de consommation électrique, d'ACPR et de SNR. Cependant, il convient de vérifier si ces choix restent valables avec un signal modulé. La simulation avec signal modulé a donné les résultats suivants :

Nom d'amplificateur	CNA Vref (V)	P_{out} (dBm)	ACPR (dB)	Consommation électrique (W)
V63+	0,85	20,08	14,06	0,5
V62+	1	18,08	27,59	0,725
ZHL42+	0,056	20,07	57,75	15
RFLUPA05M06G	0,09	20,22	55,54	4,2
ADL5606	0,452	20,10	56,07	1,9

TABLE 3 – Résultats pour un signal modulé

Le rapport de force a changé de manière significative. Cette différence s'explique par la nature des signaux testés. Avec le signal à une seule porteuse, les produits d'intermodulation et les non-linéarités restaient confinés dans la bande utile. En revanche, avec le signal modulé occupant toute la bande, ces distorsions entraînent des interférences avec les signaux voisins, provoquant une diminution de l'ACPR, également, la tension Vref est augmentée, car la tension efficace d'un signal modulé est plus faible que celle d'un signal sinusoïdal pour un

même Vref. C'est particulièrement flagrant pour les amplificateurs V63+ et V62+, dont l'ACPR a diminué au point de ne plus respecter le cahier des charges.

Pour notre choix final, nous éliminons d'abord le ZHL42+ en raison de sa consommation excessive (15 W). Il reste donc deux candidats : le RFLUPA05M06G et l'ADL5606. Bien que l'ADL5606 soit plus avantageux en termes de consommation électrique, notre objectif principal est d'analyser l'impact de la réduction du nombre de bits du CNA sur l'ACPR pour chaque amplificateur. Nous avons donc fait des simulations et avons obtenu les graphes suivants :

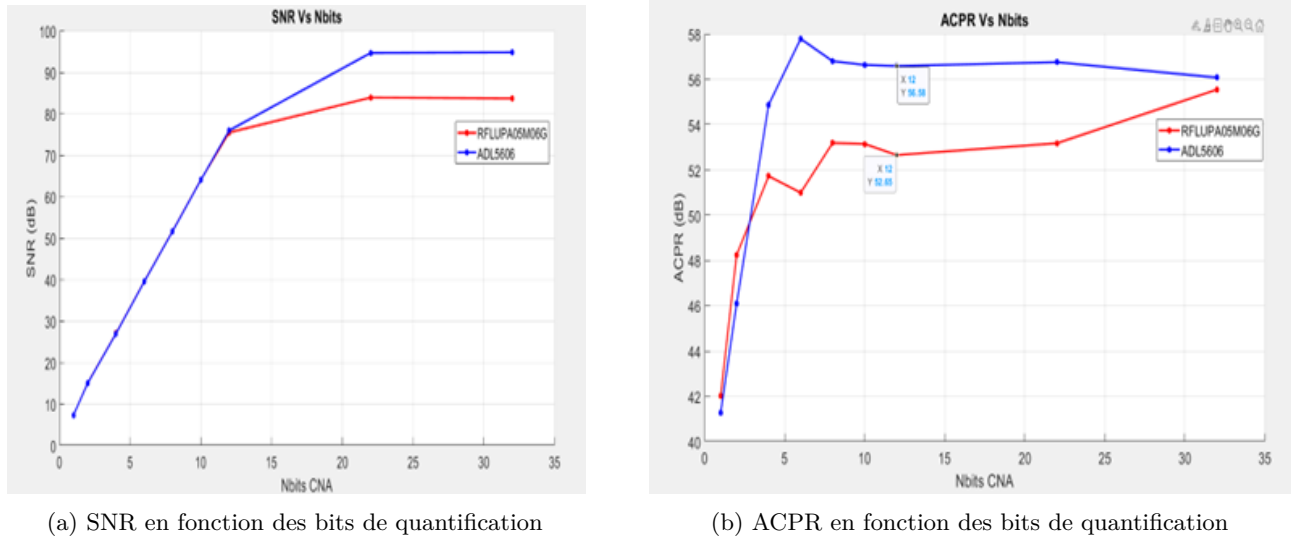


FIGURE 1 – Comparaison des performances entre les amplis RFLUPA05M06G et ADL5606

Nous observons que l'effet du CNA sur l'ACPR est mineur par rapport à celui de l'amplificateur de puissance (PA), grâce au filtre FIR. En revanche, le nombre de bits joue un rôle important concernant le SNR : un faible nombre de bits introduit du bruit dû aux erreurs de quantification. L'effet du nombre de bits étant similaire pour les deux PA, nous choisissons l'ADL5606 qui permet d'optimiser au mieux la chaîne de transmission.

Pour une meilleure efficacité énergétique, nous sélectionnons une résolution de CNA de 2 bits (la puissance électrique étant exponentiellement proportionnelle au nombre de bits), ce qui offre un bon compromis avec un SNR de 20,1 dB et un ACPR de 56,85 dB. Nous vérifions également la puissance de sortie pour ce nombre de bits : 20,89 dBm on dépasse la limite de 20 dBm et aussi on augmente la quantité de bruit de quantification qui causé des problèmes ensuite à la reception.

Pour confirmer ce choix, nous avons effectué un moyennage de puissance sur 10 itérations pour chaque nombre de bits :

Nbits	2	3	4	5	6	7	8	9
Puissance (dBm)	20,9	20,27	20,46	20,29	20,23	20,27	20,13	19,96

TABLE 4 – Puissance moyenne selon le nombre de bits

Après analyse, nous choisissons finalement 9 bits pour la résolution du CNA.

2 Caractérisation du canal

Étude de l'atténuation radio en milieu intérieur (Télécom Paris)

Contexte expérimental :

- Environnement contrôlé (pas d'interférences météorologiques, bâtiment à isolation forte : fenêtres atténuant significativement les ondes radio, perturbations mineures dues aux passages dans les couloirs)
- Configuration : Émetteur + antenne et récepteur SDR (PlutoSDR)

Paramètres clés :

- 11 positions de mesure (de 1,5 m à 55 m, par pas de 5 m)

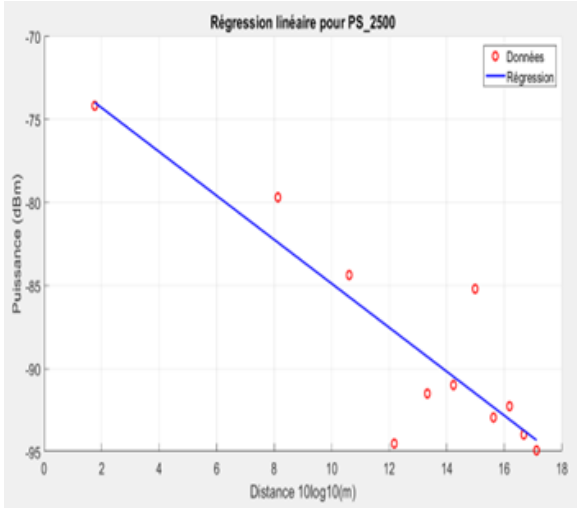
- Fréquences porteuses : 600 MHz et 2,5 GHz (± 10 MHz de bande)
- Gains testés : -20 dB à 40 dB (adaptation pour éviter la saturation)
- Fréquence d'échantillonnage : 30,72 MHz

Méthodologie :

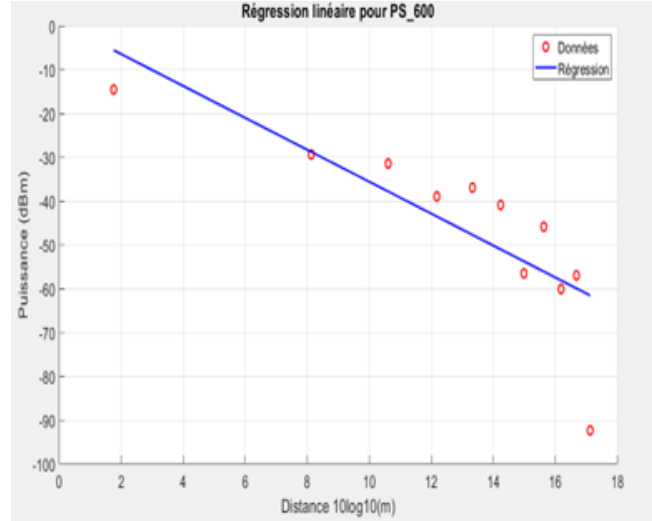
- Acquisition automatisée via script Python (13 mesures par gain/distance, moyennées pour réduire le bruit)
- Mesures enregistrées séparément pour chaque fréquence

Analyse :

- Application d'une régression linéaire pour estimer l'exposant de trajet (comparaison avec le modèle de Friis en espace libre, exposant théorique = 2)



(a) Régression linéaire pour $f=2.5\text{GHz}$



(b) Régression linéaire pour $f=600\text{MHz}$

- Résultats :
 - Pour 2,5 GHz : exposant = 1,32
 - Pour 600 MHz : exposant = 3,65

Remarques :

- La structure murs/verre de Télécom Paris explique l'atténuation variable, justifiant l'écart avec le modèle théorique
- La plage de gain ajustée reflète les contraintes pratiques liées à la saturation

3 Optimisation de la chaîne de réception (Rx)

Après caractérisation du canal, nous avons déterminé par simulation les puissances maximale et minimale à l'entrée du LNA du récepteur :

Distance (m)	1,4	1400
Puissance (dBm)	-23,00	-83,00

TABLE 5 – Puissance reçue en fonction de la distance

Nous disposons ainsi de la plage de puissance moyenne du signal reçu. Pour déterminer la puissance maximale, nous considérons le rapport de puissance crête à puissance moyenne ($\text{PAPR} = 20 \times \log_{10}(V_{\text{peak}}/V_{\text{rms}})$). Pour la tension V_{rms} de signal modulé on a :

$$V_{\text{rms}} = 10^{\frac{\text{Power}_{\text{sig}}}{20}} \times \sqrt{\frac{R_{\text{in}}}{1 \times 10^3}} = 1.58 \times 10^{-2} V \quad (1)$$

Après dix acquisitions et moyennage, nous obtenons $V_{\text{peak}} = 0.0396$ V, ce qui nous donne un $\text{PAPR} = 8$ dB pour un signal modulé. La puissance reçue maximale est donc $P_{\text{max}} = -23 + 8 = -15$ dBm.

3.1 Calcul du gain en bande de base (BB) avec LNA_Gain = 15 dB

- Gain de LNA : 15 dB
- Gain du mélangeur : Le multiplexeur divise la puissance sur deux canaux I et Q, d'où un gain de -6,02 dB

La puissance maximale à l'entrée de l'ADC sans saturation est de $P_{max} = 10 \times \log(V_{ref}^2/R_{in}) = 13,01$ dBm. Par conséquent, le gain maximal de la chaîne est $G_{max} = 13,01 - (-15) = 28,01$ dB. Le gain nécessaire pour l'amplificateur en bande de base (PA_BB) est donc de $28,01 - 15 + 6,02 = 19,03$ dB.

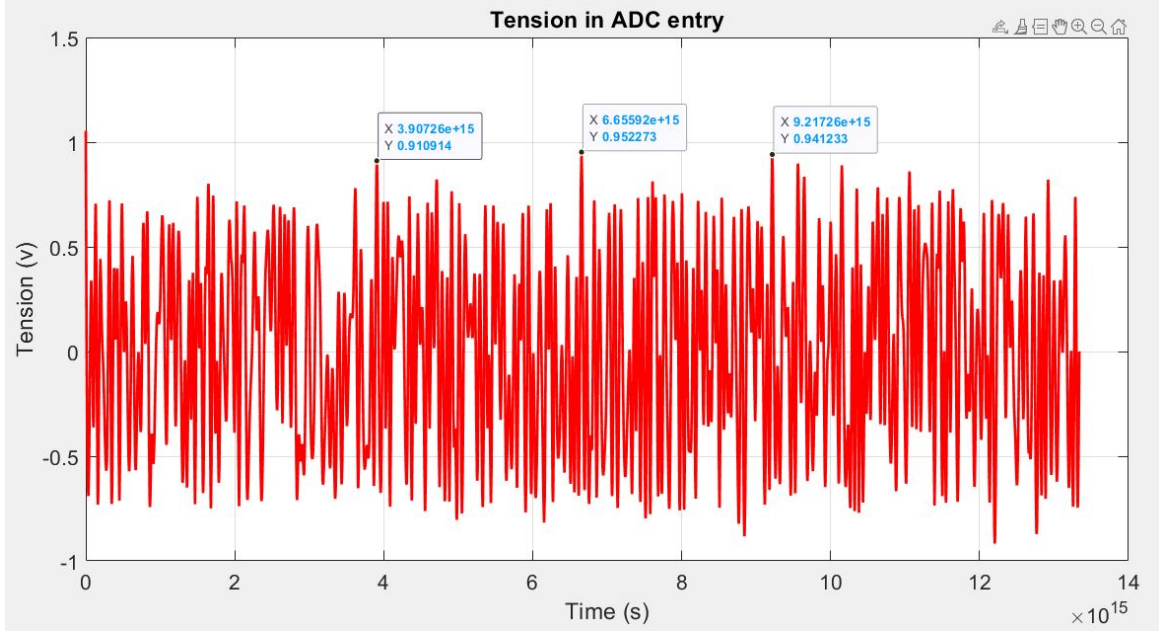


FIGURE 3 – Signal à l'entrée de l'ADC à 1.4 m

Ce gain permet d'exploiter pleinement la plage dynamique du CAN comme on peut le voir ci-dessus :

3.2 Calcul du facteur de bruit (NF) du LNA

Pour garantir un bon SNR quelle que soit la puissance du signal d'entrée, nous considérons le cas le plus défavorable où le signal est très faible (puissance reçue de -83 dBm) :

- SNR à l'entrée du LNA (pratique) : $SNR_{in} = 16,36$ dB, donc le NF du LNA ne doit pas dépasser 6,36 dB
- SNR à l'entrée du LNA (théorique) : $SNR_{in} = -83 + 101 = 18$ dB, donc le NF du LNA ne doit pas dépasser 8 dB

Nous choisissons de nous baser sur le SNR obtenu par simulation, mais avant tout, nous souhaitons connaître le nombre de bits (N_{bits}) nécessaire pour obtenir un SNR de 10 dB qui est donné par $N = (SNR - 1,76 - 10 \times \log(osr) - 20 \times \log(V_{peak}/V_{ref}))/6,02$, ce qui donne 9.97 donc $N_{bits} = 10$. On a pour ce nombre de bits le facteur de bruit de ADC est définie comme :

$$F_{ADC} = \frac{N_{A,ADC}}{K \cdot T \cdot BW} + 1$$

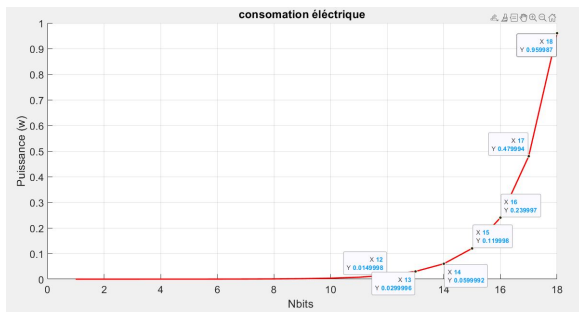
$$\text{avec } N_{A,ADC} = \frac{q^2}{12 \cdot OSR_{ADC} \cdot R_{in}}$$

$$\text{et } q = \frac{\text{FullScale}_{ADC}}{2^{n_{Bit,ADC}}}$$

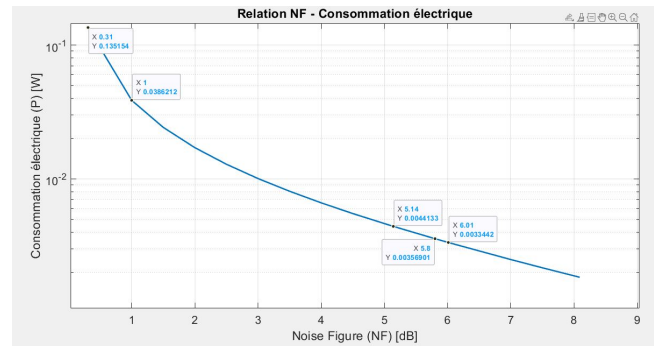
Donc il reste donc comme principales inconnues le NF du LNA et CAN, nous souhaitons déterminer via la formule de Friis :

$$F_{tot} = F_{LNA} + \frac{F_{Filtre} - 1}{G_{LNA}} + \frac{F_{BB} - 1}{G_{LNA} G_{Filtre}} + \frac{F_{ADC} - 1}{G_{LNA} G_{Filtre} G_{BB}}$$

Après plusieurs simulations ci-dessous :



(a) Consommation électrique (W) en fonction du nombre de bits



(b) Consommation électrique (W) en fonction du NF

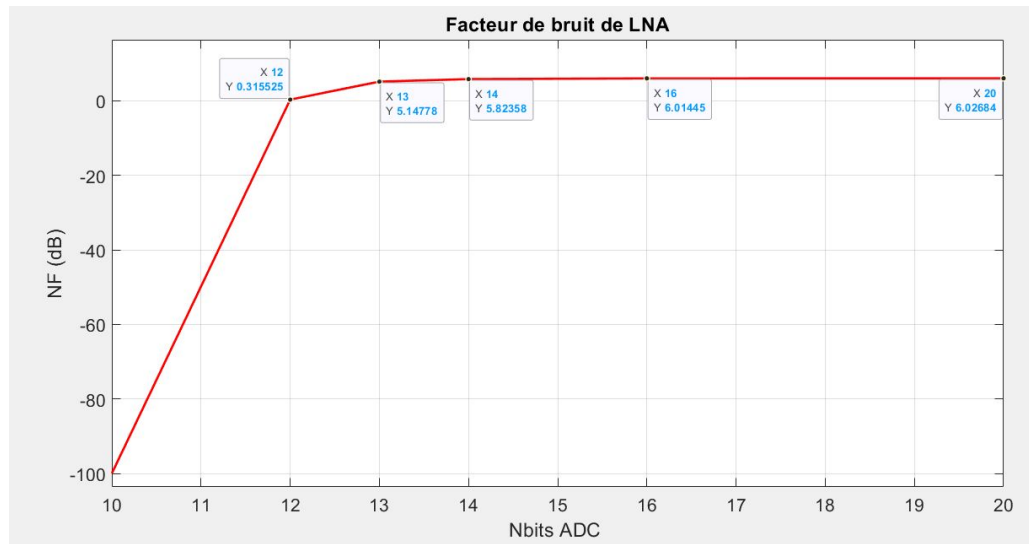
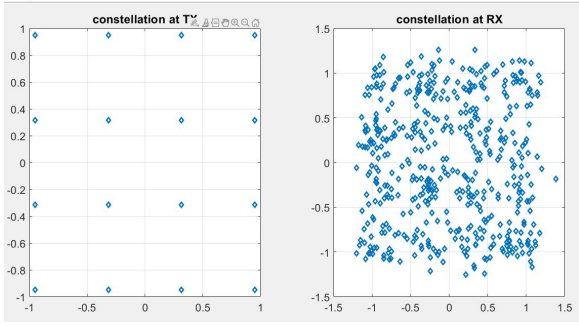
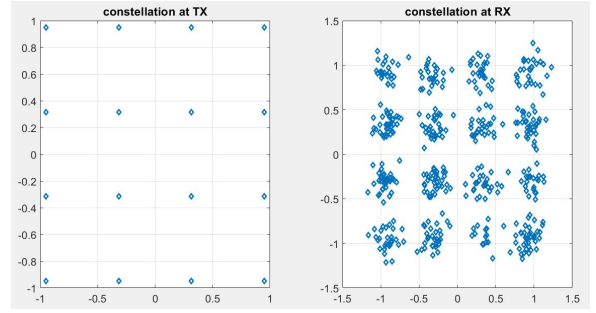


FIGURE 5 – SNR pour différents NF en fonction du nombre de bits

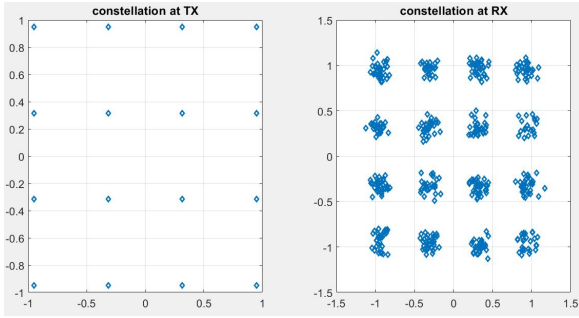
— on trouve que le meilleur choix en terme performance et consommation électrique c'est choisir un nb de bits de Nbits = 13 et NF = 5.14 dB



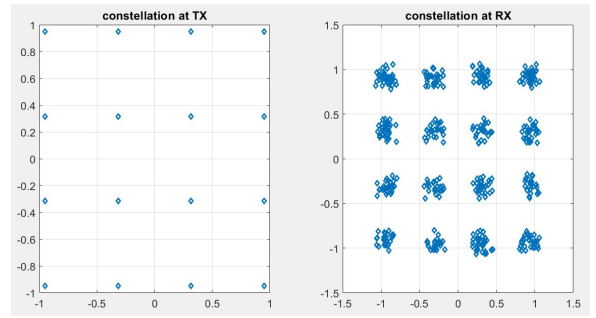
(a) comparaison de constellation à distance de 1400 m



(b) comparaison de constellation à distance de 750 m

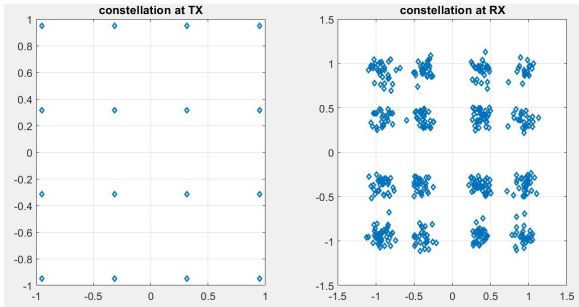


(c) comparaison de constellation à distance de 200 m

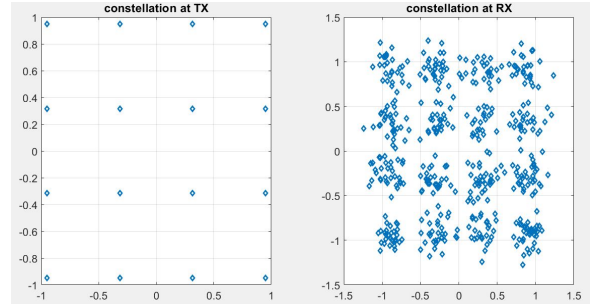


(d) comparaison de constellation à distance de 50 m

FIGURE 6 – Diagrammes de Constellation – Partie 1



(a) comparaison de constellation à distance de 1.4 m



(b) comparaison de constellation à distance de 1400 m
avec $NF = 1$ dB

FIGURE 7 – Diagrammes de Constellation – Partie 2

il est clair qu'à 1400 m, un problème est observable, donc on décide d'au lieu d'ajouter un bit qui sera conjuguer en 2 bits car on le signal I et le signal Q qui est équivalent à $+0.06$ W nous allons diminuer le NF de LNA jusqu'à 1 dB ce qui correspond à une augmentation de consommation de 0,034 W, permettant un gain net de 0,026 W par rapport à l'ajout d'un bit supplémentaire.

Vérification SNR à différentes distances :

Pour un signal sinusoïdal, le SNR varie de 16.96 dB (à 1400 m) à 59,01 dB (à 1.4 m).

Notre système est donc correctement dimensionné et il respecte les exigences de cahier de charge.

4 Consommation électrique du système

4.1 Consommation électrique de la chaîne de transmission (Tx)

Puissance Tx (W) = Puissance CNA-I + Puissance CNA-Q + Puissance PA + Puissance Up-Mixer = $0,00187 + 0,00187 + 1,9 + 0,012 = 1,915$ W

L'amplificateur de puissance (PA) contribue donc à 99% de la consommation électrique de la chaîne de transmission.

4.2 Consommation électrique de la chaîne de réception (Rx)

Puissance Rx (W) = Puissance LNA + Puissance CAN-I + Puissance CAN-Q + Puissance BB_PA_I + Puissance BB_PA_Q + Puissance Down-Mixer = $0.038 + 0.03 + 0.03 + 0.01 + 0.01 + 0.012 = 0.13$ W

La consommation totale du système est de 2,045 W. On constate que la chaîne d'émission représente environ 93,65% de la consommation totale.

5 Application sur une image 63 x 63 pixels

Pour illustrer visuellement les effets de la chaîne Tx-Rx nous avons envoyé une image dans le canal et nous avons obtenue les resultats suivants

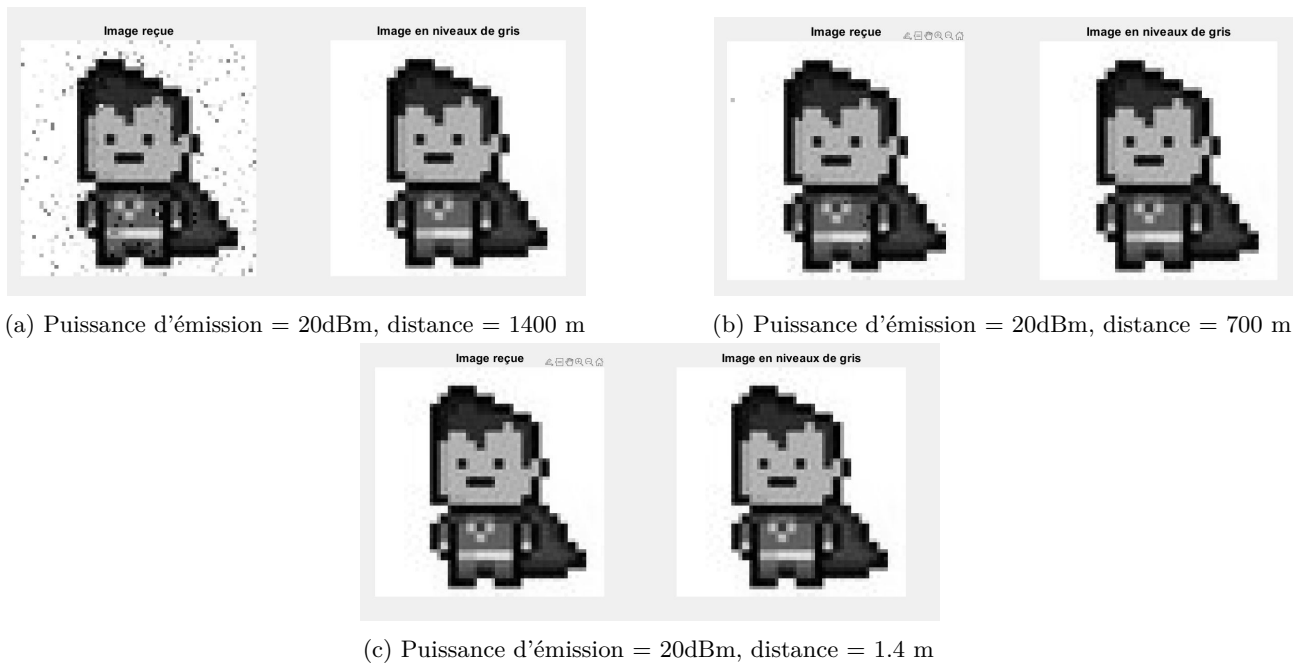


FIGURE 8 – l'effet de notre chaine Tx-Rx sur une image

6 Analyse et comparaison du PlutoSDR avec notre chaine de transmission

6.1 Caractéristiques principales du PlutoSDR

Le PlutoSDR (ADALM-PLUTO) est un dispositif de radio logicielle (SDR) idéal pour le prototypage et l'apprentissage. Il repose sur le transceiver RF AD9363. Voici ses principales caractéristiques techniques :

- **Bande de fréquence** : 325 MHz à 3.8 GHz (extensible à 70 MHz – 6 GHz par modification logicielle).
- **Bande passante** : jusqu'à 20 MHz (extensible à 56 MHz selon le modèle).
- **Taux d'échantillonnage** : de 520 kSPS à 61.44 MSPS.
- **Convertisseurs** : ADC et DAC 12 bits.
- **Canaux RF** : 1 voie émission (Tx) et 1 voie réception (Rx), full-duplex.

6.2 Bloc fonctionnel du PlutoSDR

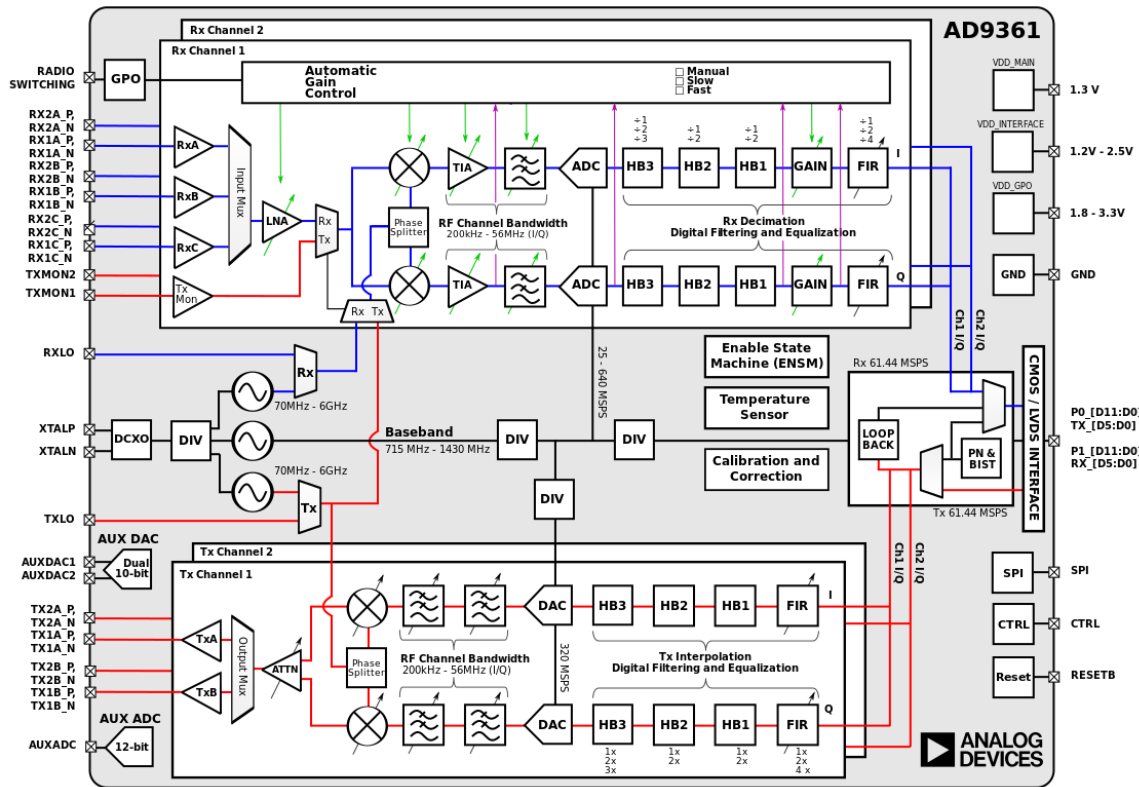


FIGURE 9 – Schéma fonctionnel du PlutoSDR

6.2.1 Côté Tx

- La chaîne de transmission du PlutoSDR comprend plusieurs blocs qui traitent le signal depuis sa forme numérique jusqu'à la sortie RF. Le signal numérique en phase (I) et quadrature (Q) est d'abord interpolé et filtré numériquement pour augmenter sa fréquence d'échantillonnage. Ensuite, il est converti en signal analogique par des convertisseurs numérique-analogique (DAC). Ce signal analogique est ensuite modulé en fréquence à l'aide de mélangeurs, créant ainsi un signal RF prêt à être transmis. Un diviseur de phase est utilisé pour garantir la séparation entre les composants I et Q du signal. Des atténuateurs et des multiplexeurs sont également présents pour ajuster et diriger les signaux vers les sorties.

- Notre modélisation du système est similaire à celle du PlutoSDR, si l'on ignore les filtres en bande RF et les blocs d'interpolation. La seule différence réside dans le fait que la chaîne du PlutoSDR fonctionne avec un CNA à tension de référence fixe. Pour garantir une puissance de sortie constante de 20 dBm, un atténuateur est utilisé lorsque la puissance dépasse la valeur cible, ce qui constitue une solution bien plus simple et efficace que celle adoptée dans notre modèle. En effet, dans notre cas, nous avons utilisé un CNA avec une tension de référence variable : 0,27 V pour une sinusoïde, 0,452 V pour un signal modulé, et 0,395 V pour une image. Cette méthode est difficile à mettre en œuvre en pratique, car elle nécessite de tester différentes tensions de référence pour chaque type de signal afin de ne pas dépasser les 20 dBm en sortie.

6.2.2 Côté Rx

Pour l'architecture de la chaîne de réception d'un canal RX, on observe la présence d'un multiplexeur permettant de sélectionner l'antenne de réception (qui ne sera pas utile ici, car l'antenne RxA est la seule utilisée par un PlutoSDR non modifié).

On améliore ensuite le rapport signal/bruit en amplifiant notre signal avec un **LNA** (Low Noise Amplifier), ce qui est bien le cas dans notre modèle. Un **mélangeur** (mixeur) est ensuite utilisé pour translatier le signal de la fréquence RF vers la bande de base à l'aide d'un oscillateur local.

Le PlutoSDR fonctionne sur le même principe, mais avec un **déphaseur physique** qui génère deux signaux LO décalés de 90°, destinés à alimenter deux mélangeurs distincts pour produire les composantes **I/Q**.

Un amplificateur **TIA** (Transimpedance Amplifier) est utilisé sur les voies I et Q (exclusif au PlutoSDR). Il permet de amplifier le signal de dans la bande de base pour utiliser tous la dynamique CAN.

Les blocs **HB** ne sont pas présents dans notre modèle simulé. Ces filtres *half-band* permettent de réduire la fréquence d'échantillonnage tout en conservant les informations utiles du signal.

Concernant le **gain**, de **LNA** et **TIA** il est manuel dans notre simulation. Il existe trois options possibles pour le PlutoSDR :

- **Gain manuel** : c'est l'utilisateur qui fixe le gain.
- **Slow attack** : ajuste automatiquement le gain avec une réponse lente, adapté aux signaux stables.
- **Fast attack** : ajuste automatiquement le gain avec une réponse rapide, utilisé pour les signaux à variation rapide.

La variation de gain est une caractéristique très puissante, car elle permet d'augmenter le gain lorsque le signal reçu est trop faible, et inversement de le diminuer lorsque le signal est trop fort, afin d'éviter la saturation du CAN. Ce n'est pas le cas dans notre système, où le gain est réglé une seule fois, uniquement pour éviter la saturation du CAN. Ainsi, si le signal reçu est trop faible, il n'est pas suffisamment amplifié.

Par ailleurs, concernant l'oscillateur local (LO), dans notre système, il est supposé parfait, mais en pratique, un asservissement est généralement utilisé pour éliminer le bruit de phase du LO

On y retrouve des blocs essentiels tels que les DAC/ADC, les filtres passe-bas (LPF), les filtres half-band (HB), les mixeurs I/Q, les oscillateurs locaux (LO), les amplificateurs (LNA/PA), et les filtres RF.

Notre chaine de transmission, bien que simulée, présente une architecture quasi identique à celle du PlutoSDR :

- Utilisation d'un chemin I/Q pour la modulation et la démodulation..
- mélangeur avec un LO.
- Présence d'amplificateurs (LNA/PA) et de filtres passe-bande.

6.3 Conclusion

La comparaison entre l'architecture interne du PlutoSDR et celle de notre chaine simulée montre une très grande similitude. Les deux implémentations suivent le même schéma de traitement de signal, depuis les symboles numériques jusqu'à la transmission RF et inversement. Cela confirme que notre simulation sous MATLAB constitue un excellent modèle de référence pour appréhender le fonctionnement réel d'une chaine de transmission RF.