

# TELECOM205 - Projet de synthèse : système de communications

## D2 - Hardware AMS

Vincent, Antonin

**Comment optimiser les différentes chaînes ?** Pour tous les éléments concernés, les consommations ont été calculées et renvoyées dans la console afin de suivre l'évolution de la consommation des différents composants.

## Contents

<b>1</b>	<b>Tx</b>	<b>2</b>
1.1	Convertisseur Numérique Analogique . . . . .	2
1.2	Amplificateur de puissance . . . . .	2
1.3	Mesures sur un composant réel - Extra Credit 1 . . . . .	3
<b>2</b>	<b>Caractérisation du canal de transmission - Extra Credit 1</b>	<b>5</b>
<b>3</b>	<b>Rx</b>	<b>9</b>
<b>4</b>	<b>BER - Extra Credit 2</b>	<b>11</b>
4.1	BER sans code correcteur . . . . .	11
4.2	BER avec BCH correcteur 2 erreurs . . . . .	11
<b>5</b>	<b>Conclusion</b>	<b>14</b>

## 1 Tx

Il s'agit ici d'avoir un ACPR > 45 dB pour une puissance émise de 20 dBm à la sortie de l'émetteur (on utilise pour cette simulation un signal modulé de largeur de bande 20 MHz). Pour ce faire nous avons créé une fonction (voir *choose\_PA.m*) permettant de récupérer les spécificités (Gain, IPP<sub>3</sub>, consommation, NF) des 5 amplificateurs de puissance considérés. Ces spécificités sont tirées des documentations constructeur. La consommation a été calculée comme étant égale au produit du courant et de la tension d'alimentation du PA ( $V_{DC} \cdot I_{DC}$ ).

### 1.1 Convertisseur Numérique Analogique

L'élément à choisir pour le convertisseur analogique numérique (CNA ou DAC) est le nombre de bits de résolution. Pour cela, on se place sur un signal *single tone* et on va regarder le meilleur compromis entre un bon SNR (en sortie du Tx) et une faible consommation. On obtient le tableau suivant :

Nombre de bits	Consommation [W]	SNR [dB]
1	$1,2e^{-5}$	6,81
2	$2,4e^{-5}$	14
3	$4,28e^{-5}$	20,7
4	$9,6e^{-5}$	26,6
5	$1,92e^{-4}$	32,5
6	$3,84e^{-4}$	38,8
7	$7,68e^{-4}$	45
8	$1,535e^{-3}$	51
9	$3,07e^{-3}$	57,1
10	$6,141e^{-3}$	63,2
11	$1,228e^{-2}$	69,1
12	$2,456e^{-2}$	75,2
13	$4,91e^{-2}$	81,5
14	$9,8e^{-2}$	87
15	$1,965e^{-1}$	93
16	$3,93e^{-1}$	99,1
17	$7,86e^{-1}$	105
18	1,57	111,4

On remarque que la consommation explose assez vite et que pour avoir un bon SNR en sortie du Tx et une consommation correcte par rapport aux autres composants (sans le DAC une estimation de la puissance est de l'ordre de 1,8 W avec le PA choisi (cf le point dédié). Au vu du tableau, on prend dans notre cas 12 bits, valeur permettant un bon compromis entre bon SNR et consommation assez faible.

### 1.2 Amplificateur de puissance

Plusieurs paramètres sont à prendre en compte dans le choix de l'amplificateur de puissance (PA). Tout d'abord, la puissance fournie par celui-ci doit nous permettre d'atteindre 20dBm en moyenne sur le signal modulé. Il faut également qu'il respecte la contrainte donnée sur le rapport de puissance dans les canaux adjacents (ACPR), qui dépend du point de compression et de l'intermodulation (ici IIM<sub>3</sub> avec les données que nous avons).

Certains PA sont d'office à ne pas prendre en compte : ZX60-V63+ et ZX60-V62+. En effet, leur point de compression à 1dB est inférieur de plusieurs dB à la puissance voulue en sortie de 20dBm. Ils ne seront pas en mesure de fournir la puissance nécessaire, et ne conviennent de fait pas pour l'utilisation voulue du Tx. Pour les autres, nous calculons 'Pmax\_in' qui est la différence entre la puissance voulue à la sortie et le gain du PA. Cette valeur correspond à la valeur maximale du signal en entrée du PA pour arriver à la puissance souhaitée de 20dBm en sortie.

Pour ajuster la puissance en entrée du PA, nous normalisons (en divisant le signal par sa puissance) ce signal pour que sa puissance atteigne la valeur de  $P_{\max\_in}$  calculée précédemment. Dans le cas d'une implémentation réelle, on aurait modifié la tension de référence du DAC en début de chaîne. Toutefois, cette différence d'implémentation n'aura pas d'impact sur le calcul de la consommation d'énergie car la puissance du signal n'est pas un élément considéré dans notre modèle (en tout cas en amont du PA). Pour cette normalisation il suffit de calculer la différence entre  $P_{\max\_in}$  et la puissance (en dB), ce qui consistera en notre gain de correction. Puis il suffit d'appliquer ce gain au signal de base. Cette transformation permet bien de passer à un signal à 20dBm de puissance en sortie du Tx.

En étudiant les différents PA pour avoir le meilleur ACPR et la plus basse consommation, nous obtenons le tableau suivant (pour un signal modulé de largeur 20MHz) : (la consommation est obtenue selon I.V avec I et V respectivement le courant et la tension d'alimentation du PA)

PA	Consommation (en W)	ACPR (dB)
ZX60-V63+	0,345	31,53
ZX60-V62+	0,41	37,7
ZHL-42	13,2	48
RFLUPA05Mo6G	3,36	53,3
ADL5606	1,81	63,6

Les PA 1 et 2 ne peuvent convenir car l'ACPR est en dessous de 45dB. Au vu des consommations et l'ACPR, on choisit l'ADL5606.

L'ACPR obtenu vaut 63dB pour le signal désiré ce qui respecte les attentes du système tout en étant une valeur plausible pour un système réel.

Attention, il est à noter que dans notre programme l'ACPR est en convention négative.

### 1.3 Mesures sur un composant réel - Extra Credit 1

Dans le cadre d'un TP, nous avons effectué des mesures de consommation sur l'amplificateur de puissance ZX60-V63+. L'objectif était de mesurer le gain du PA autour de la fréquence centrale du canal (avec un signal *single tone* à 2,4 GHz), et d'en déduire le point de compression à 1dB en faisant varier la puissance.

*Remarque : nous avons effectué cette mesure à l'aide de la carte Pluto, qui ne permet pas de connaître la puissance réelle émise ni la puissance reçue. Tout est relatif à la porteuse, dont on ne connaît pas la puissance. Ainsi, nous pouvons obtenir le point de compression  $P_{comp@1dB,in}$  non pas en dBm mais dans une valeur en dB dépendante de l'atténuation de sortie du TX de la carte d'évaluation. Il en va de même pour  $P_{comp@1dB,out}$ . Seule la mesure du rapport entre la puissance TX et la puissance RX était donc pertinente (soit la mesure du gain de l'amplificateur).*

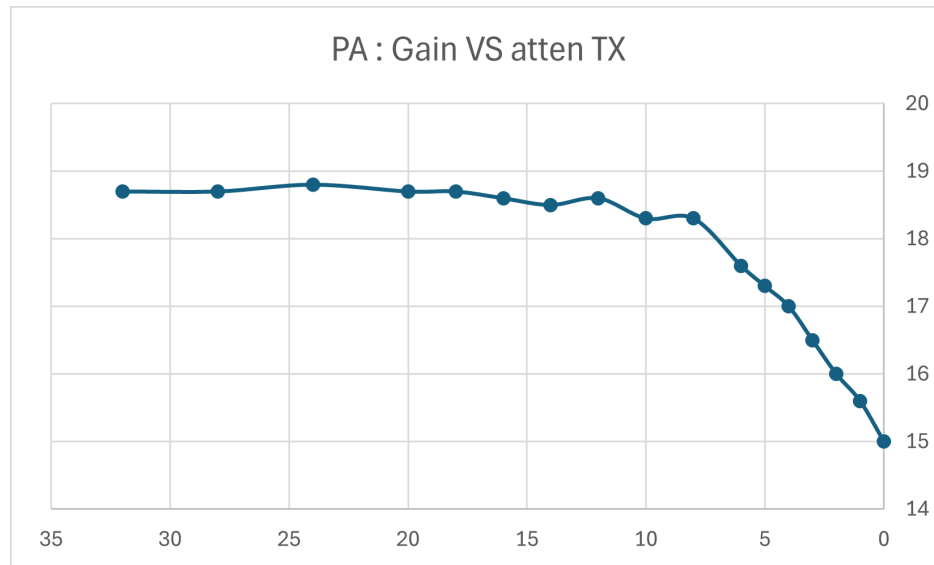


Figure 1: Gain de l'amplificateur de puissance ZX60-V63+ en fonction de l'atténuation de sortie de la carte AD9361

Le gain en petit signal est autour de 18,7dB. Le point de compression à 1dB est la puissance (en entrée ou en sortie, dépendant de la valeur demandée) pour laquelle le gain est de 1dB inférieur à celui en petit signal. Ici, on cherche l'atténuation pour laquelle le gain est de 17,7dB. On trouve donc  $Atten_{comp@1dB} = 6dB$ .

Nous avons en plus tracé l'IM3 pour plusieurs valeurs de puissance en entrée. Pour faire cette mesure, nous devons envoyer un signal deux tons (même puissance pour les deux fréquences) dans le PA, puis déterminer la différence de puissance entre l'une des raies principales, et l'une des raies issues du produit d'intermodulation d'ordre 3. En somme, le calcul est :

$$IM3_{dB} = P_{IM3\ right, dBm} - P_{OL\ right, dBm}$$

Nous avons ainsi le résultat suivant :

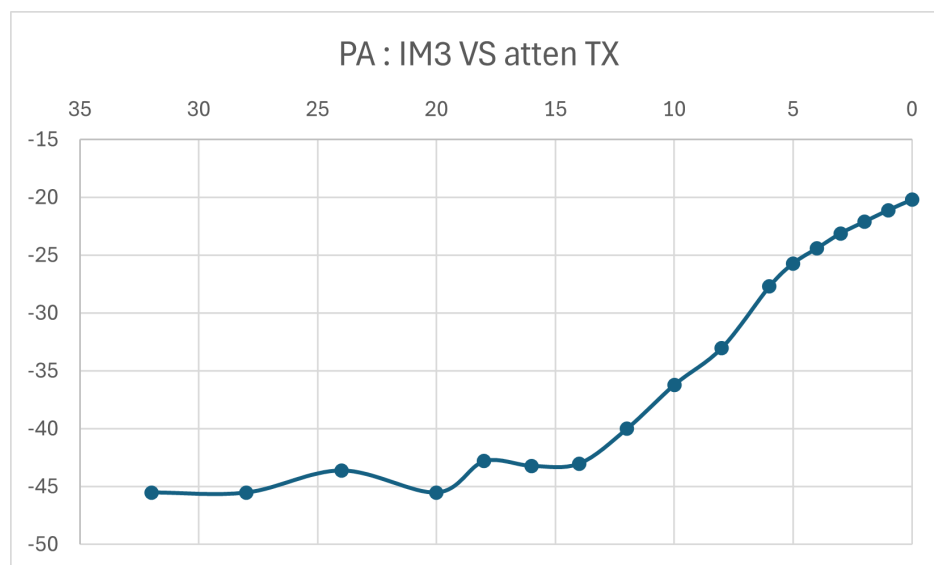


Figure 2: IM3 de l'amplificateur de puissance ZX60-V63+ en fonction de l'atténuation de sortie de la carte AD9361

Le résultat est cohérent, dans le sens où l'IM<sub>3</sub> est dégradé (une valeur plus proche de 0) pour des puissances plus fortes.

Ainsi, ces mesures nous ont permis de nous exercer sur la caractérisation d'un amplificateur de puissance. Toutefois, les valeurs obtenues n'étaient pas réellement exploitables car la carte Pluto n'est pas adaptée pour faire de telles mesures, et que cet amplificateur n'est de toute manière pas assez puissant pour être utilisé : son point de compression dans la documentation est de 17,8dBm en sortie, largement inférieur aux 20dBm de puissance moyenne nécessaire.

## 2 Caractérisation du canal de transmission - Extra Credit 1

On veut voir si dans le canal on retrouve l'atténuation en champ libre. Pour cela on a pris des mesures à différents gains. On va tracer la courbe de la puissance à un gain donné en échelle logarithmique et on va mesurer la pente obtenue. On s'attend à une courbe de -2, car l'atténuation vaut (formule de Friis)  $(\frac{\lambda}{2\alpha\pi d})^2$  avec d la distance entre le Tx et le Rx.

Voici donc le protocole de mesure et les conditions de mesure.

Nous avons fait des mesures dans un couloir. Le Tx se trouve à un bout du couloir, au centre du-dit couloir en largeur. Nous prenons un outil de mesure par laser (télémètre) et mesurons toujours du même point. Nous faisons une mesure tous les 5m, en commençant à 1m du récepteur. Pour cela, nous prenons une feuille blanche, sur laquelle sera réfléchi le laser, et plaçons des marques au sol, tous les 5m. Nous obtenons donc des mesures de 1 à 46m, soit 10 points de mesure.

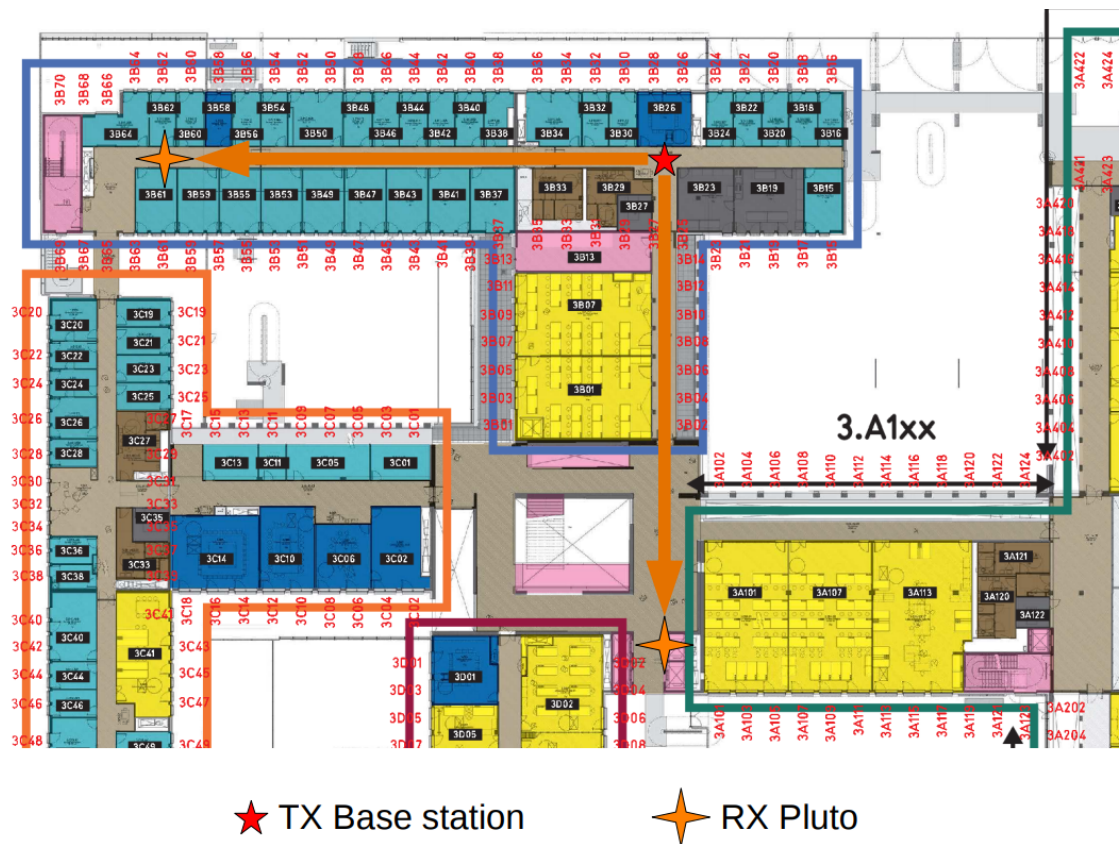


Figure 3: Disposition des capteurs en intérieur

Après avoir marqué physiquement les points de mesure dans le couloir, nous prenons un carton sur lequel nous posons l'antenne Rx pour les mesures. Le carton sera déplacé sur chaque Scotch et permet d'avoir toujours le même référentiel de hauteur pour l'antenne.



Figure 4: Disposition des Rx en fonction du Tx

Nous prenons garde à ce qu'il n'y ait aucun mouvement dans le couloir pendant les mesures (personne ne marche, ne sort d'une salle, aucune porte ne s'ouvre, nous gardons la même position derrière l'antenne pour chaque mesure).

La mesure sera faite deux fois sur chaque emplacement, à 600MHz et à 2.5GHz

Il faut d'abord choisir le gain. On souhaite déterminer les bornes de celui-ci. Pour cela on va tracer, à 1m de Tx (soit la distance où le signal reçu au Rx est le plus fort car distance la plus petite avec laquelle nous avons fait les mesures) l'évolution du SNR avec le gain. On prendra le gain le plus élevé tel qu'il n'y a pas saturation.

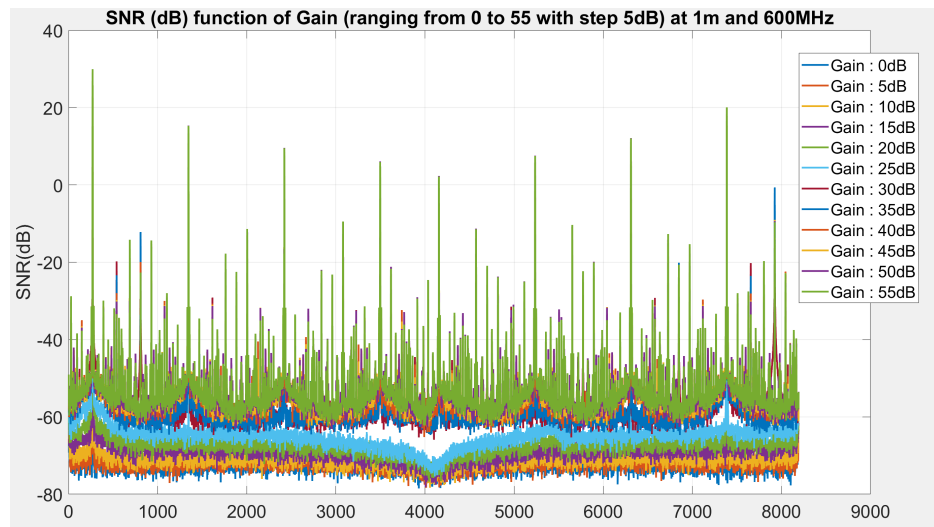


Figure 5: Tracé du SNR pour différents Gain, à 1m, pour 600MHz

Le meilleur gain est ici 25dB, au dessus il y a saturation de l'ADC de la carte Pluto SDR.

On peut alors tracer l'évolution de la puissance en fonction de la distance pour cette valeur de gain. On obtient, en échelle semi-logarithmique, la courbe suivante :

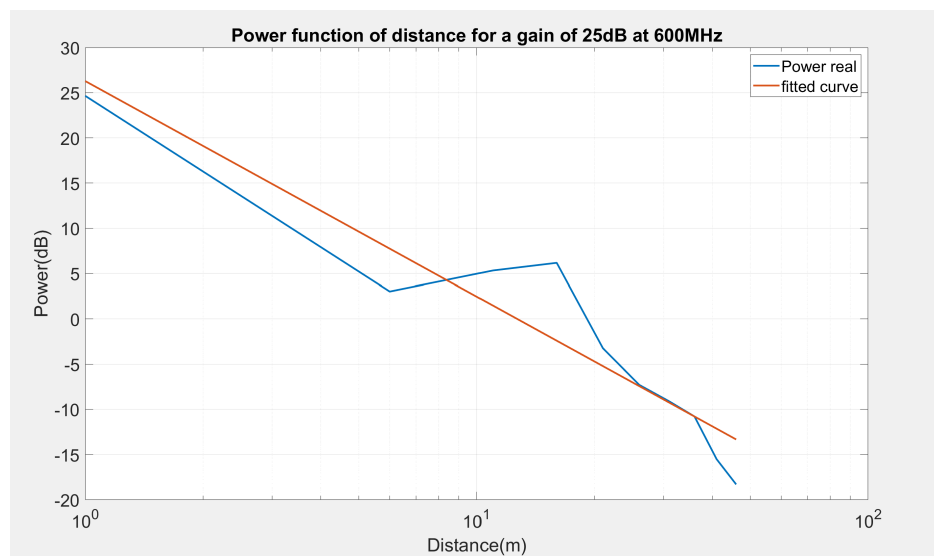


Figure 6: Puissance en fonction de la distance, gain de 25dB, 600MHz

La pente obtenue est de  $-2.38 \text{ dB/m}$ .

A 2.5GHz on a le gain max avant saturation de vaut 35dB et on obtient une pente de  $-1.72 \text{ dB/m}$ .

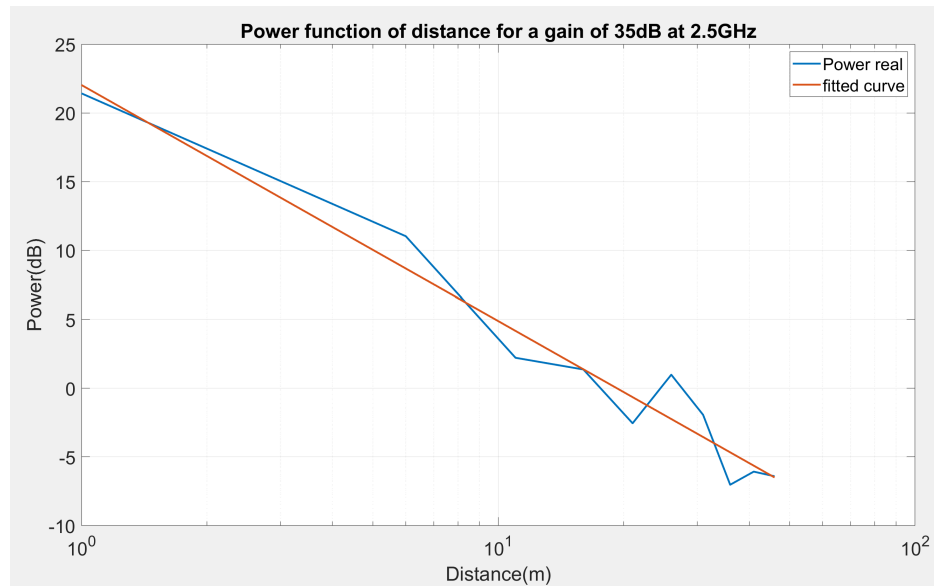
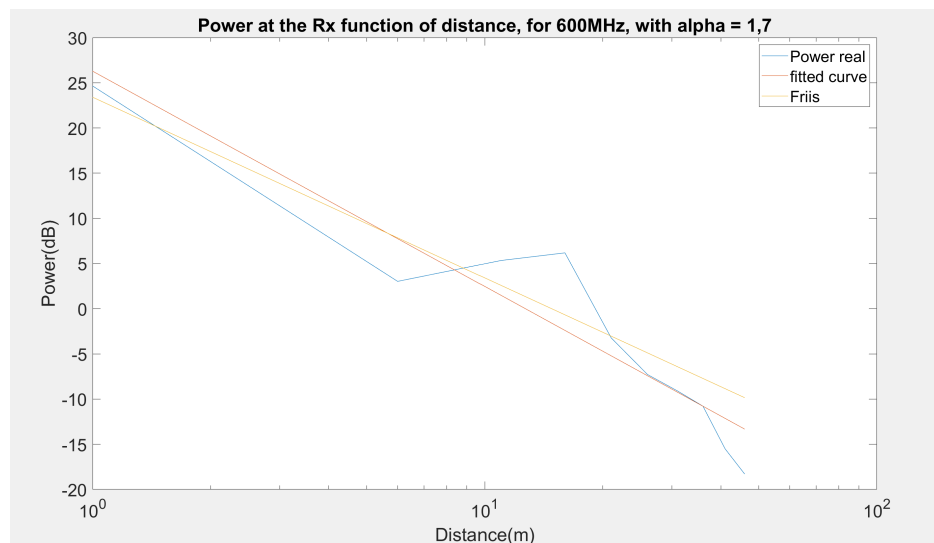


Figure 7: Puissance en fonction de la distance, gain de 35dB, 2.5GHz

L'écart vis à vis de la valeur attendue (2) peut venir d'imprécisions de mesure ou bien car nous ne sommes pas vraiment en espace libre : le couloir est étroit et de nombreux changements (fenêtre ou mur en béton, ouverture plus ou moins grande du fait de la présence d'un hall ou de portes coupe-feu) de conditions ne permettent pas d'être dans des conditions purement idéales. Notons que pour la valeur inférieure (en valeur absolue) à 2, nous pouvons justifier ceci par le fait que les différents murs permettent au signal de 'rebondir' et au Rx nous recevons ces rebonds, ce qui diminue l'atténuation. Les deux valeurs de pentes sont cependant cohérentes et on peut bien prendre l'atténuation en champs libre comme l'atténuation dans le channel.

Reste à vérifier la loi de Friis. Dans l'air libre on a un  $\alpha$  de l'ordre de 1,7. En traçant en fonction de la distance la courbe  $G - 20\log_{10}\left(\frac{\lambda}{2\alpha\pi d}\right)$  avec G le gain en puissance on est censé avoir une bonne correspondance. On reprend le tracé correspondant au gain d'amplitude de 25dB (soit 50 en puissance). On obtient la courbe suivant :

Figure 8: Puissance en fonction de la distance à 600MHz pour  $\alpha = 1,7$ 

La courbe théorique (Friis sur la figure 8) semble correspondre plutôt bien au modèle obtenue. On peut donc bien faire



l'approximation du modèle de Friis dans notre cas.

### 3 Rx

Dans cette partie, nous avons plusieurs composants :

- LNA
- Down Sampling mixer
- Anti Alias Filter
- Baseband Gain
- ADC

On veut un SNR de sortie de 10dB pour un signal sinusoïdal.

Pour déterminer les différentes valeurs il faut respecter certains points : respecter le SNR de sortie, que le signal soit au niveau de la pleine échelle du DAC, que le délai soit pris en compte pour avoir un BER respectable.

Pour la gestion du délai. Nous sommes dans le cas de filtre à réponse impulsionnelle finie (FIR) au RX et au TX, il suffit donc de prendre (résultat connu)  $delay = \frac{n_{RX} + n_{TX}}{2}$  où  $n$  correspond à l'ordre du filtre FIR (du RX ou TX).

Pour le SNR, on va raisonner avec un budget de bruit dans un premier temps. Le bruit qui s'ajoute est de  $20\log_{10}(B_w K T)$  avec  $K$  la constante de Boltzmann,  $T$  la température en Kelvin et  $B$  la bande passante.

En calculant le SNR d'entrée (utilisation de perf\_estim) et en faisant SNR de sortie (10dB) moins celui d'entrée, on connaît le NF pour la chaîne totale. Il reste à répartir le budget entre les différents composants (LNA, BB gain, Anti Alias Filter).

Pour cela, on se place à l'atténuation maximale (soit 1400m dans notre cas) pour calculer le SNR d'entrée. On obtient alors un budget de NF. Le NF du BB gain est fixé à 10dB. Il faut donc répartir le NF entre le LNA et le AA Filter.

Pour le NF du LNA, on utilise la formule  $(SNR_{LNA}^{lin})^{-1} = (SNR_{in}^{lin})^{-1} + x(SNR_{out}^{lin})^{-1}$ , avec  $x$  la part du LNA dans le budget de bruit total (par exemple  $x = 0.15$  pour une contribution de 15% dans le bruit total). Attention, la consommation du LNA dépend du NF, le résultat que donne la formule est à adapté en fonction des performances pour optimiser la consommation

Il est important de ne pas faire saturer notre chaîne de réception, c'est-à-dire qu'il faut respecter la pleine échelle de l'ADC soit  $\pm 1V$ ). On souhaite donc déterminer le gain maximum autorisé pour l'ensemble du RX. Pour ce faire, on se place au minimum d'atténuation (1.4m), là où la puissance d'entrée est maximale. On calcule la puissance du signal. Pour un signal sinusoïdal d'amplitude  $A$ , on a :

$$P_{signal_{dBm}} = 10\log\left(\frac{A^2 1000}{2R}\right)$$

où  $R$  vaut  $50\Omega$ . On déduit alors le gain en amplitude  $G$  tel que  $GA = 1$ . Ce gain  $G$  est à réparti entre le LNA et le BB gain. On pourrait le répartir équitablement mais il est mieux d'avoir un gain maximal en entrée de la chaîne de réception (ici le LNA) pour optimiser le facteur de bruit. Avec  $F_k$  (respectivement  $G_k$ ) le facteur de bruit (respectivement le gain) du  $k$ -ième élément de la chaîne, on a :

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_N - 1}{G_1 G_2 \dots G_{N-1}}$$

Les mesures montrent qu'avec  $G_{tot}$  le gain global de la chaîne de réception, on a  $G_{tot} > 15dB$ . Dans le sujet, le gain maximal autorisé pour le LNA est 15dB, on choisit donc cette valeur pour avoir le meilleur facteur de bruit :  $G_{LNA} = 15dB$ . Pour le BB gain, il suffit de choisir  $G_{BB} = G_{tot} - G_{LNA}$ .

Concernant le facteur de bruit, celui de l'ampli BB est fixé à 10dB par l'énoncé. En utilisant la formule ci-dessus, et avec le budget de bruit que nous avons au RX, nous avons fixé celui du LNA à 4dB. Cette valeur est tout à fait typique pour ce type de composants vendus sur le marché, et convient à nos besoins. Nous avons souhaité fixer cette valeur pour effectuer les ajustements sur le budget de bruit avec la résolution de l'ADC.

Le bruit généré par les autres éléments de la chaîne de réception étant ignoré dans notre simulation à l'exception du filtre "analogique", on obtient le résultat suivant (on n'oublie pas de passer les facteurs de bruit en linéaire) :

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

Avec :  $F_{LNA,dB} = 4dB$ ,  $G_{LNA,dB} = 15dB$  ;

$F_{BB,dB} = 10dB$ ,  $G_{BB,dB} = 20dB$  ;

$F_{fil,dB} = 5dB$ ,  $G_{fil,dB} = -0.1dB$  maximum dans la bande.

$$F_{tot} = 2.51$$

$$F_{tot,dB} = 4.58 dB$$

Ce résultat est tout à fait cohérent avec le facteur de bruit du LNA.

Pour le nombre de bits de l'ADC, on a la formule suivante :

$$SQNR_{dB} = 6,02n + 1,76 + 20\log_{10}\left(\frac{2A_{in}}{PE}\right) + 10\log_{10}\left(\frac{f_s}{2B_w}\right)$$

Avec  $n$  le nombre de bits,  $A$  l'amplitude du signal analogique entrant,  $PE$  la pleine échelle,  $f_s$  la fréquence d'échantillonnage, et  $B_w$  l'occupation spectrale du signal échantillonné.

Ici, on veut un SQNR supérieur à 10dB en bout de chaîne de réception, au niveau de l'ADC. A partir du SNR en entrée de la chaîne de réception et du facteur de bruit du récepteur, il a été possible de déterminer le bruit de quantification maximum autorisé ( $SQNR_{dB,max}$ ). On peut ainsi appliquer la formule du SQNR ci-dessus pour trouver le nombre de bits minimum permettant de respecter la contrainte de SNR en réception.

En pratique, nous avons simulé avec un signal *single tone* et déterminé le SNR pour plusieurs valeurs de nbits. Faire varier le nombre de bits de réception change également la consommation ainsi que le BER (à déterminer sur signal modulé, donc avec d'autres simulations). Nous avons rassemblé ces valeurs dans le tableau suivant, à la distance maximale de 1400m :

Nombre de bits	Consommation ADC I [mW]	Consommation RX [mW]	SNR ( $ADC_{in}$ ) [dB]
9	2	24	8.1
10	3	27	8.1
11	6	33	8.1
12	12	45	12.8
13	25	69	16.1
14	49	119	17.1
15	98	217	17.6
16	196	414	17.7
17	393	806	17.8
18	786	1592	17.8

On rappelle que l'on a besoin d'un SNR supérieur à 10 dB en entrée de l'ADC. Ainsi, d'après les simulations le nombre de bits de résolution de l'ADC doit être de 12 au minimum pour respecter cette contrainte. Nous choisissons de conserver cette valeur, qui offre un  $SNR = 12.8dB$  et une consommation de la chaîne  $P_{DC,RX} = 45mW$ . En effet, augmenter le nombre de bits permettrait de gagner jusqu'à 5dB, mais ceci se ferait au détriment de la consommation (qui serait multipliée par 20 pour atteindre 17,8dB de SNR).

Ainsi, le comportement de la chaîne de réception est satisfaisant tant en terme de performances (respect du cahier des charges) qu'en consommation, avec un SNR de 12,8dB dans le pire des cas à 1400m, tout en consommant moins de 50mW au total.

## 4 BER - Extra Credit 2

### 4.1 BER sans code correcteur

Dans cette partie, nous vérifions que le BER en sortie est convenable, ce qui permettrait de justifier de la solidité de notre système.

Pour cela, on se place dans le cas d'une modulation, ici une modulation 16 QAM.

Pour calculer le BER, on utilise la fonction `'plotBERTXR'` sur Matlab qui permet de tracer pour 100 points correspondant à des distances de transmissions allant de 1,4 à 1400m.

Pour le calcul, on va utiliser la fonction `biterr` entre le signal d'entrée et le signal de sortie, après démodulation. Attention, il convient d'abord de tronquer les signaux et de les recentrer. Pour cela, nous devons trouver le delay et cela se fait via la fonction `finddelay` de `matplotlib`. Une fois le delay trouvé, les signaux centrés, on obtient la courbe suivante :

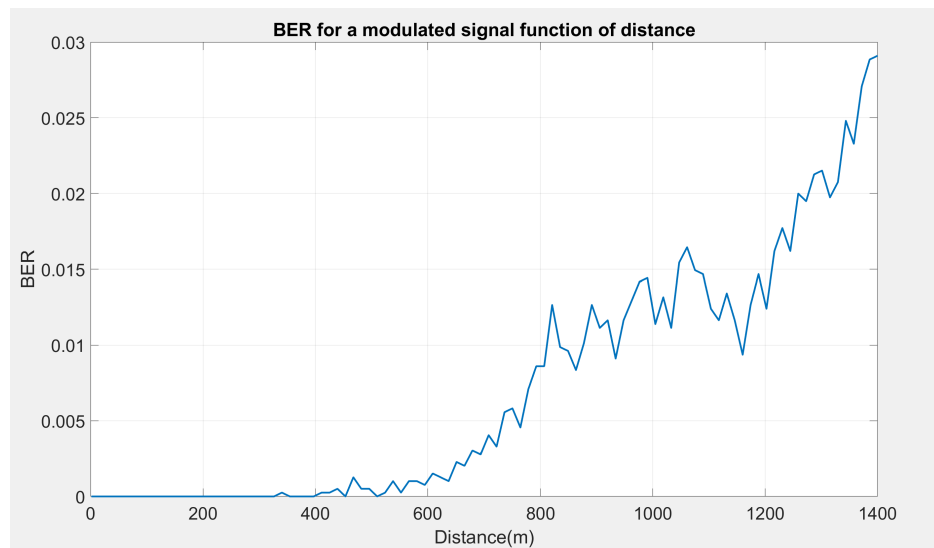


Figure 9: BER entre le signal d'entrée et de sortie en fonction de la distance

On remarque que le BER augmente en fonction de la distance et atteint à 1400 m un niveau de 0,03 ce qui reste dans les ordres de grandeurs cohérent pour une modulation de la sorte.

Pour des distances très faibles le BER est nul, il n'y a pas eu de pertes dans la transmission. Attention le modèle utilisé est informatique et ne prend pas de compte de nombreux paramètres au niveau de la transmission (météo, coefficient de propagation  $\alpha$  pris comme valant 2 dans notre cas, au lieu de 1.7 dans la réalité).

Les ordres de grandeur et l'allure de la courbe restent satisfaisants.

### 4.2 BER avec BCH correcteur 2 erreurs

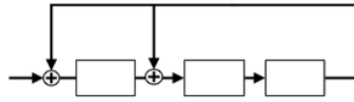
Pour cette partie, nous incluons le code BCH correcteur de 2 erreurs dans la chaîne de transmission. Rappelons son fonctionnement :

On a  $GF(32) = GF(2)[x]/(1 + x^2 + x^5)$ . On note  $\alpha$  l'élément primitif. Puis pour le codage, on utilise la technique des registres illustrée dans l'exemple ci-dessous :

Le degré du polynôme générateur correspond au nombre de registres et les puissances des différents éléments donnent les positions respectives des différents sommateurs binaires.

On va donc prendre dans notre cas des trames de longueur 21, les passer dans les registres puis ajouter le mot de code de longueur 10 obtenue (forme systématique) à la fin des 21 bits afin d'avoir une trame de 31 bits. Pour la correction, on va construire toutes les combinaisons de 0 et de 1 possibles (1 seul 1 pour 1 erreur et 2 1 pour 2 erreurs), les passer dans le BCH et comparer avec les mots de codes en sortie du système. Si on trouve correspondance, on a un erreur (ou 2) située(s) à la position du (des) 1.

To illustrate the encoder, we take the example of the BCH code (7, 4, 3) where the generator polynomial is  $g(x) = 1 + x + x^3$ . The encoder calculates  $m(x) \bmod g(x)$ . Let  $m(x) = b_0x + b_1x^2 + b_2x^3$



- Initially, the shift register contains all zeros.
- The coefficients of  $m(x)$  are clocked into the shift register one bit coefficient at a time, beginning by the highest coefficient,  $b_2$ , followed by  $b_1$  and so on.

Figure 10: Exemple d'un décodeur BCH

On va donc générer plusieurs trames et les mettre à la suite des autres afin d'avoir un signal de grande taille. Chaque trame passera dans le BCH puis sera modulé en BPSK. On envoie le tout dans le Tx. A la sortie du Rx on récupère et on démodule. Tout cela est fait dans 'completeTxRxBCH.m'.

Attention l'étape compliquée est celle du calcul du BER. En effet, après réception, il y a un délai entre le message reçu et le message envoyé. Le calcul du délai est très important et consiste en l'étape la plus délicate (une fois le BCH fonctionnel). Le délai consiste en un écart entre les données dans la trame reçue et celle envoyée.

Le point complexe est le suivant : sans la notion de délai comment retrouver les trames initiales et les décoder ? En effet si on se trompe dans le délai (que ce soit dans le choix d'un mauvais délai ou simplement un délai calculé au mauvais moment) nous allons couper des trames en deux. Lors de la correction nous allons corriger des trames qui n'existaient donc pas au début et le code correcteur corrigera des erreurs n'en étant pas. Le BER le résultant sera mauvais (ici les tests en faisant: réception au Rx  $\Rightarrow$  démodulation  $\Rightarrow$  correction  $\Rightarrow$  calcul du délai  $\Rightarrow$  calcul du BER donnaient un BER de 0.14, ce qui est tout bonnement trop élevé).

*Note : On parle du calcul du délai. En réalité la phase de calcul du délai comprend également la translation des différentes trames afin de les réaligner.*

En prenant en compte le BER de la QAM (0.03 à 1400m), le fait qu'une BPSK est plus robuste car plus de puissance alloué à chaque signal on s'attend à beaucoup moins d'erreurs. On peut donc jouer sur cela. De ce fait, après réception au Rx et démodulation du signal on va directement calculer le délai. Pour que ce dernier soit plus juste on va user d'une astuce. Lors de la transmissions de l'ensemble des trames, l'on va ajouter une trame composée seulement de 1 au début et à la fin de l'ensemble. Cela permettra de bien repérer le début et la fin (et est de toute manière cohérente avec un fonctionnement réel car on signal le début d'une trame).

Ensuite à la réception on va comparer le message reçue avec le message d'entrée sans la trame d'initialisation (celle de 1). Cela va forcer à considérer les 1 en début du message de réception comme étant du délai. Cette hypothèse repose sur ce qui a été dit plus haut : le taux d'erreur étant supposé très faible, la probabilité que la trame initiale soit touchée est faible. Ainsi un zéro sera par exemple nécessairement en dehors de la trame d'initialisation.

Le calcul du délai étant fait, il reste alors à faire le décodage 2 erreurs tous les 31 bits (longueur d'une trame) et de comparer le résultat avec ce qui été envoyé au Tx.

On obtient alors des BER valant 0.0 sur toute la plage (ce pour quoi nous n'affichons pas de courbe ici car peu d'intérêt). Ceci pourrait être une erreur mais en le calculant pour une distance de 10000m on obtient un BER de 0.19 (et SNR de l'ordre de -10dB), ce qui est cohérent.

Les figures des constellation aux deux extrêmes sont les suivantes. On a tracé au RX avant la correction et la prise en compte du délai.

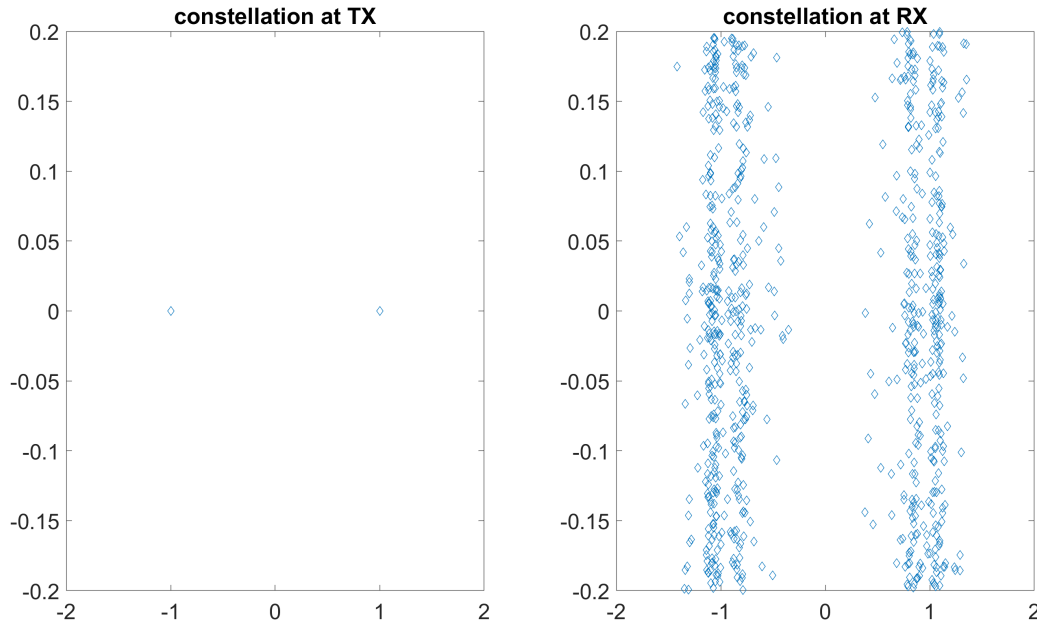


Figure 11: Constellation avec code BCH correcteur 2 erreurs pour une distance  $d = 1400\text{m}$  entre Tx et Rx

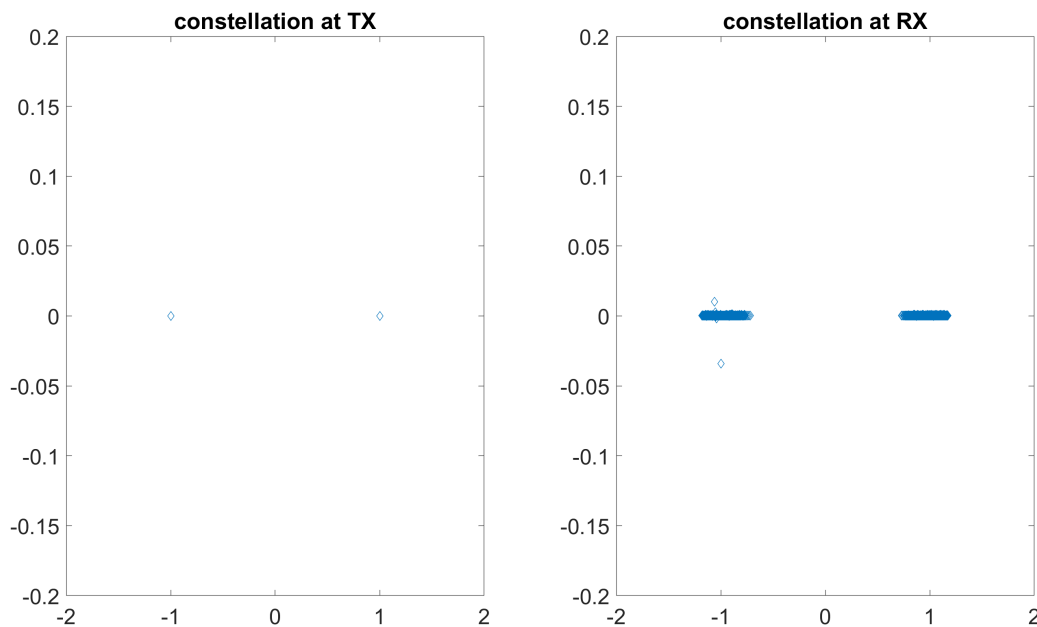


Figure 12: Constellation avec code BCH correcteur 2 erreurs pour une distance  $d = 1,4\text{m}$  entre Tx et Rx

La valeur de 0 pourrait être due à la longueur de la simulation, il faudrait donc augmenter le nombre de bits du paquet pour augmenter la précision. Avec plus de  $3 \cdot 10^5$  bits et plus de 3h pour finir le code, le résultat était toujours 0. Il faudrait sans doute monter à  $10^6$  pour voir une réelle différence mais le programme tournerait bien trop longtemps.

On gagner donc énormément en performance avec le BCH. A noter qu'il faudra compter sur un coût plus élevé en terme énergétique (codage, constellation plus énergivore,...)

## 5 Conclusion

Dans cette partie du projet, nous avons simulé le comportement matériel d'une chaîne de transmission complète. D'une part, nous avons déterminé les paramètres des chaînes d'émission (TX) et de réception (RX) pour respecter le cahier des charges :

- Un signal modulé en 16-QAM dans un canal de 20MHz ;
- Un ACPR supérieur à 45dB en sortie du Tx pour signal modulé ;
- un SNR supérieur à 10dB en sortie du Rx pour un signal onetone ;

Pour un signal modulé nous avons 63dB d'ACPR, ce qui respecte les contraintes. De plus, cette valeur semble cohérente avec ce que l'on pourrait obtenir sur un système réel.

Pour un onetone à 1.4m on obtient un SNR de 63.4dB **sans saturation**. Pour 1400m, on obtient un SNR de 12,3dB. Les deux sont supérieurs aux 10dB demandés et là encore les valeurs sont cohérentes.

Pour ce qui est de la consommation, la consommation totale du Tx est de 1.85 W, majoritairement à cause du PA (1.81W) ; le Rx présente une consommation de 0.045 W. On a donc une consommation totale de la chaîne de 1.90 W.