BUREAU D'ETUDE Radar
Correction

Nous avons vu, lors de l'introduction du module, qu'il existe une différence importante entre un système de transmission de type "télécommunication" et un système de type "radar". Parmi les différences notables, nous en avons relevé deux: l'expression du bilan de liaison et l'architecture de réception. Rappelons ici ces dernières.

Bilans de liaison

Cas des télécommunications

$$P_r = P_e G_e G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2 A = \frac{P_e G_e G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2} A$$

Cas du radar

$$P_r = \frac{P_e G_e{}^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 d^4} A$$

Dans ces équations, P_r est la puissance en réception, P_e est la puissance de l'émetteur, G_e le gain à l'émission, G_r celui à la réception, λ la longueur d'onde de l'onde, d la distance entre l'émetteur et le récepteur dans le cas d'un système type de télécommunication et la distance de la « cible » dans le cas du radar, σ une surface caractérisant la réflexion de l'onde par la cible (appelée Surface Equivalente Radar: SER) et A un coefficient d'atténuation incluant divers phénomènes physiques réduisant l'efficacité de la transmission.

Architectures typiques de réception

Nous avons déjà traité le cas d'un système de transmission de type télécommunication (voir figure 1) lors du BE GPS:

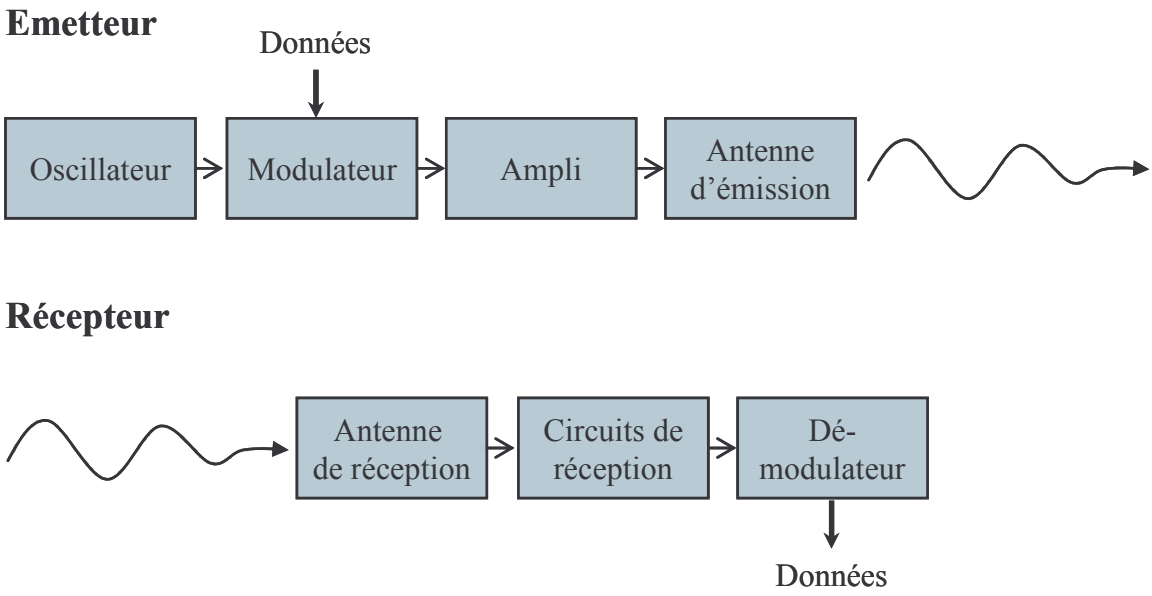

Figure 1 : Architecture typique d'un système de télécommunication

Nous allons étudier dans le présent BE une chaîne d'émission / réception radar (voir figure 2) et en extraire les principales différences avec le cas "télécommunication".

Emetteur/Récepteur

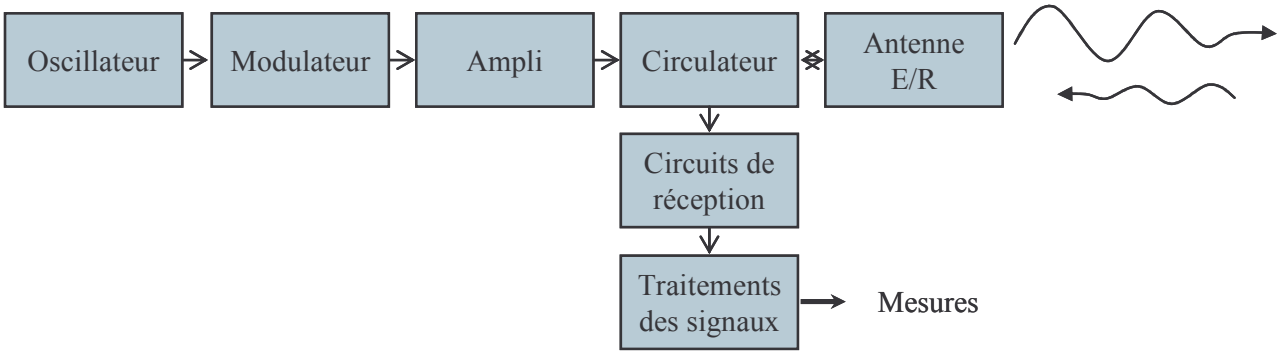

Figure 2 : Architecture typique d'un système radar

1/ Pour un seuil de réception donné, disons de -80 dBm, évaluer la puissance d'émission nécessaire à un bon fonctionnement à 10km dans les deux cas considérés dans ce bureau d'étude (télécommunication et radar). La fréquence du signal est de 1 GHz et les gains donnés ci-dessous:

- Cas "télécommunication": $G_e = 10$ dB et $G_r = 0$ dB
- Cas "radar": $G_e = 30$ dB et $G_r = 30$ dB, $\sigma = 1$ m^2

Commenter les résultats.

Correction:

a/ la puissance d'émission nécessaire à un bon fonctionnement à 10km est:

avec $\lambda = c/f = 0.3$ m

Pe telecom = 175mW soit 22.5dBm

Pe radar = 2187 W soit 63.4dBm

Malgré les forts utilisés pour le radar la puissance d'émission nécessaire est plus de 10000 fois supérieure dans ce cas comparé au cas telecom en considérant la même distance et le même seuil de réception. Ceci se comprend par la formule ou la distance diffère d'un facteur $1/d^2$ pour les telecoms et $1/d^4$ dans le cas du radar.

Considérons maintenant des émetteurs de 1W

- Retrouver, pour un seuil de réception identique (ici pris égal à -97 dBm), les distances de fonctionnement dans le cas radar et dans le cas télécom.
- Commenter.

Correction:

b/ Il s'agit ici de trouver à quelle distance nous pouvons espérer émettre à puissance d'émission et seuil de réception identiques (Pe= 1W Pr = -97 dBm D=?)

Telecom d = 169011m $d = \sqrt{\frac{P_e.G_e.G_r.\lambda^2}{4.\pi.P_r}}$

Radar d = 3883m $d = \sqrt[4]{\frac{P_e.G_e^2.\sigma.\lambda^2}{(4.\pi)^3.P_r}}$

Malgré les énormes gains des radars le résultat pour le calcul des distances est à l'inverse….

2/ Considérons maintenant une partie de la chaîne d'émission / réception du radar, illustrée à la figure 3 ci-après.

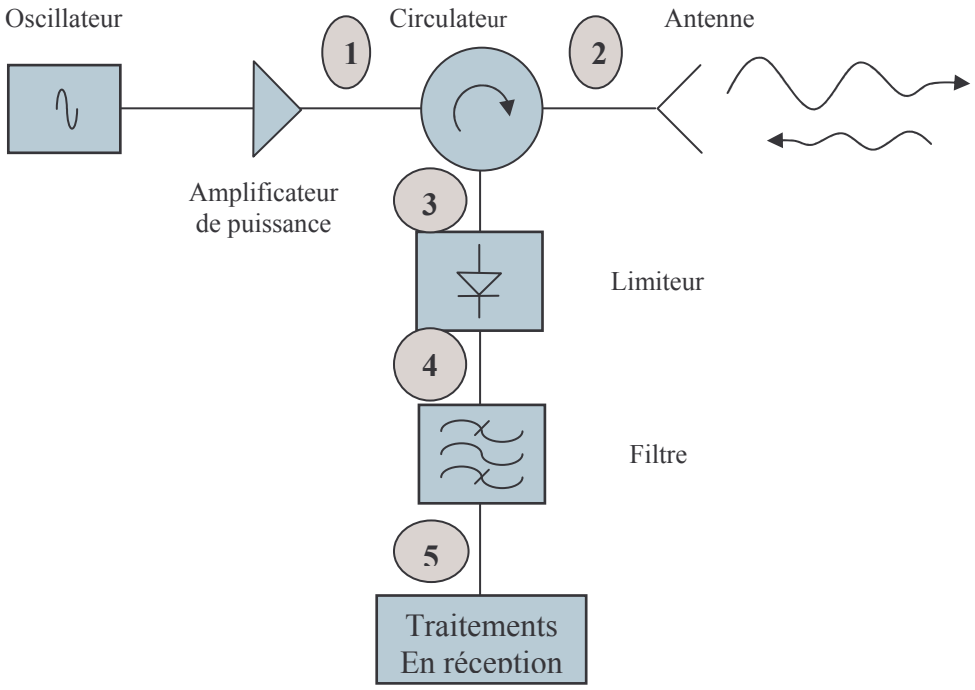

Figure 3 : Architecture retenue

- L'amplificateur de puissance, dont le gain est de 30 dB et la puissance de sortie de 1 kW, présente des non-linéarités d'ordre 3 caractérisées par un point d'interception en entrée de 45 dBm (75dBm en sortie) et un point de compression à 1 dB de 35 dBm (en entrée). Cet amplificateur est précédé par un oscillateur fournissant un signal à f_0 = 1 GHz, mais présentant la particularité de générer un signal parasite à 1,005 GHz, de puissance égale à 1 % de la puissance du signal à la fréquence fondamentale f_0.

- Le circulateur, déjà étudié en cous intégré sur les paramètres [S], permet d'isoler la chaîne de réception de la chaîne d'émission. Cependant cette isolation, parfaite à la fréquence f_0, est caractérisée par la matrice de répartition suivante dès que la fréquence du signal est différente de f_0 de plus de 2 MHz.

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 & e^{j\beta} \\ \left(\sqrt{1-10^{-8}}\right)e^{j\psi} & 0 & 0 \\ 10^{-4}e^{j\varphi} & e^{j\tau} & 0 \end{bmatrix}$$

Les paramètres S d'un circulateur idéal sont les suivants :
$S_{11} = S_{22} = S_{33} = 0$ (adaptation aux trois accès)
$S_{21} = S_{32} = S_{13} = 1$
$S_{12} = S_{23} = S_{31} = 0$
mais malheureusement il y a des pertes d'où la matrice ci-dessus…

- L'antenne est un élément fondamental du radar. Dans le cas présent d'un radar mono statique, elle sert à l'émission et à la réception. Son gain à l'émission est de 40 dB.

- Le signal reçu après réflexion sur la cible, située à 50 km du radar, présente un "décalage Doppler" dû au déplacement relatif de la cible et du radar. Ce décalage en fréquence est caractérisé par la formule suivante:

$$f_{Doppler} = \frac{2v_r}{\lambda}$$

Où v_r est la vitesse radiale relative de la cible par rapport au radar et λ la longueur d'onde du signal. La fréquence en réception n'est ainsi pas identique à la fréquence en émission. Dans le cas présent, nous considérerons une cible se déplaçant à 250 m/s en direction du radar.

si vr = 250 m/s fd= 1667 Hz pour fréquence de 1GHz

- Un avion de ligne vol à environ (A380) 912Km/H soit 253m/s, ce qui correspond à une fréquence doppler fd de 1687Hz
- Le concorde 2179Km/h soit 605 m/s fd= 4033Hz
- Un avion militaire MIG25 vole à mach 3.03 (3000Km/h soit 833 m/s) fd=5553 Hz

Voilà les cibles que l'on pourrait croiser par exemple

La fréquence doppler dépend de la longueur d'onde donc à chaque fréquence envoyée par le radar on aura une fréquence doppler correspondante (4 en tout), voir les valeurs plus loin dans les tableaux. **$F_{di} = (2.v_r)/\lambda_i = (2.vr/c) \,.\, F_i$**

- Le limiteur permet de laisser passer, sans modification, un certain niveau de puissance qui lui est présenté à son entrée, et d'atténuer des niveaux de puissances plus élevés. Une courbe typique est donnée ci-dessous figure 4:

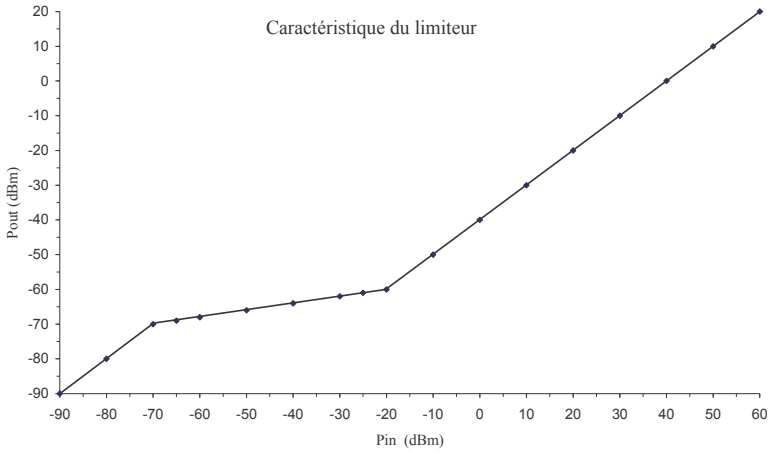

Figure 4 : Caractéristique du limiteur

- Le filtre présente une perte d'insertion de 0 dB dans sa bande de fonctionnement qui est de 2 MHz, centrée autour de f_0. En dehors de cette bande, la pente d'atténuation est de 15 dB /octave.

a/ Faire une description qualitative des divers signaux reçus aux accès numérotés (sur la figure 3), et en particulier au niveau des traitements en réception (accès 5).

Correction:

D'après le problème posé dans l'énoncé nous devons regarder ce qu'il nous sera nécessaire de calculer pour traiter le problème étape par étape:

➢ Tout d'abord nous devons traiter un élément non-linéaire (l'amplificateur de puissance).
Deux fréquences sont présentent à son entrée F_0 = 1 GHz et F_1= 1.005GHz. Les puissances associées sont P_{F0} = 30dBm en entrée et P_{F1}= 1/100. P_{F0}= 10 dBm
En sortie nous devons déterminer les fréquences et les puissances présentent.
Nous savons que la tension en sortie de l'élément non linéaire s'exprime comme indiquée dans la formule (1).
Plusieurs fréquences seront donc présentent, fondamentales, harmoniques et produits d'intermodulation (PIM) d'ordre pair et impair.

Dans le cours nous avons vu que les PIM les plus gênants sont ceux d'ordre impair (=3), que nous noterons par la suite F_2 et F_3. Il faudra donc déterminer ces fréquences ainsi que la puissance associée que nous noterons P_{F2} et P_{F3}.
Tous ces signaux seront présents au point 1.

➢ Ensuite d'après la matrice de paramètres S et le cours sur les multipôles nous savons

déterminer le sens de déplacements des signaux à travers le circulateur lorsqu'un signal est appliqué à l'un de ses accès.

Au point 2 nous retrouverons donc les signaux provenant de 1, atténués de $|S_{21}|^2$, soit 0.999 que nous considérerons égale environ à 1 par la suite pour simplifier les démarches.

➢ Les signaux présents en 2 seront émis à travers l'antenne réfléchis par la cible qui est à une distance de 50Km.

Cette réflexion produit les fréquences doppler calculées chacune pour une longueur d'onde donnée selon: $\mathbf{F_{di} = (2.v_r)/\lambda_i = (2.vr/c) \,.\, F_i}$

Le bilan de liaison radar se calcule pour chacune des fréquences.

➢ Au point 3 nous retrouvons donc les fréquences doppler résultantes de la propagation (venues du point 2), transmises à travers le circulateur $|S_{32}|^2$= 1, avec leur puissance associée notée $P(F_0+F_{d0})$ par exemple.

Et les fréquences F_1, F_2 et F_3 venant de 1 transmises par le circulateur avec une atténuation de 80dB = $|S_{31}|^2$, la fréquence F_0 n'étant pas transmise par le circulateur vers le point 3.

Ensuite les divers signaux traversent le limiteur puis un filtre.

➢ Pour nous permettre de déterminer les fréquences et les puissances des différents signaux il faut revenir à l'équation (1) ci-dessous et identifier les différents paramètres à calculer afin de pouvoir par la suite calculer le rapport signal à bruit obtenu aux différents points du circuit :

La tension en sortie de l'élément non linéaire s'exprime comme indiquée ici:

$$V_s(t) = \alpha_1\left(A_0\cos\omega_0 t + A_1\cos\omega_1 t\right) + \alpha_2\left(A_0{}^2\frac{1+\cos 2\omega_0 t}{2} + A_1{}^2\frac{1+\cos 2\omega_1 t}{2} + A_1A_0\frac{\cos(\omega_0+\omega_1)t + \cos(\omega_0-\omega_1)t}{2}\right) + \alpha_3\begin{Bmatrix} A_0{}^3\left(\frac{3\cos\omega_0 t}{4} + \frac{\cos 3\omega_0 t}{4}\right) + A_1{}^3\left(\frac{3\cos\omega_1 t}{4} + \frac{\cos 3\omega_1 t}{4}\right) \\ + A_0{}^2A_1\left(\frac{3}{2}\cos\omega_1 t + \frac{3}{4}\cos(2\omega_0-\omega_1)t + \frac{3}{4}\cos(2\omega_0+\omega_1)t\right) \\ + A_0A_1{}^2\left(\frac{3}{2}\cos\omega_0 t + \frac{3}{4}\cos(2\omega_1-\omega_0)t + \frac{3}{4}\cos(2\omega_1+\omega_0)t\right)\end{Bmatrix}$$

Nous devons calculer la puissance aux fréquences F_0 F_1 et F_2 F_3

➢ Dans le cas du fonctionnement linéaire de l'amplificateur de puissance le gain en tension s'exprime:

As= α_1.Ae => Ps= A_s^2/Z_0 = $(\alpha_1^2.A_e^2)/Z_0$ = $\alpha_1^2.(A_e^2/Z_0)$= α_1^2. Pe

α_1 = gain en tension= $\sqrt{\frac{P_s}{P_e}} = \frac{P_{F0s}}{P_{F0e}}$ avec P_{F0}s= 1KW et P_{F0}e = 1 W donc **$\boldsymbol{\alpha_1}$ =31.6**

(qui correspond à 30dB)

➢ Le comportement de l'amplificateur est non linéaire il faut donc maintenant calculer $\alpha 3$ pour pouvoir en déduire les puissances de F_0 F_1 et F_2 F_3 en sortie de l'amplificateur.
D'après la formule du cours pour une seule fréquence F_0 d'amplitude A_0 le gain en tension est :

$$G_{\text{en tension}} = \alpha_1 + (3/4)\ \alpha_3.A_0^2$$

Au point de compression à 1 dB : P_{1dBin}= 35dBm

$P=A_{0pc}^2/Z_0 \Rightarrow A_{0pc}=\sqrt{50 * \frac{10^{3.5}}{1000}} = 12.57$ V

G_{1dB} =31.6 + 0,75*α_3*12.57²= 28,18 (G_{dB}= 30dB-1dB=29dB soit 28,18 en tension)

D'où **α_3 = -0,0288 ≅ - 0,029**

Remarque supplémentaire : D'après le cours les amplitudes des fréquences F_O (d'amplitude A_0) et F_1 (d'amplitude A_1) n'étant pas égales le développement de la non-linéarité à l'ordre 3 donne pour la fréquence fondamentale:

$V_{sortie} = \alpha_1 A_0 + \alpha_3. (3/4.A_0^3 + 3/2.A_1^2\ A_0)$

D'où le gain en tension $G= \alpha_1 + \alpha_3. (3/4.A_0^2 + 3/2.A_1^2)$

Au point de compression à 1 dB

G_{1dB} =31.6 + α_3*(0,75* 12.57² +3/2. A_0^2/100) = 28,18

α_3 = -0,0283 ≅ - 0,029

La puissance en sortie de l'amplificateur de puissance est égale à 64dBm pour une puissance d'entrée de 35dBm d'après la définition du point de compression à 1dB. (P_{1dBout}= 64 dBm)

L'amplitude d'entrée du signal à la fréquence (au point de compression) F_0 est
$A_{0pc}= (10^{3.5})/1000$= 12.57 V

On s'aperçoit ici que la valeur de A0 étant plus grande (facteur 10) par rapport à A1, la valeur de $\alpha 3$ ne diffère pas beaucoup.

➢ Les valeurs des tensions A0 (F0) et A1(F1) en entrée de l'amplificateur sont pour la suite du problème et d'après l'énoncé (1kW en sortie de l'amplificateur à F0):

$P = A^2. Z_0 \Rightarrow A= \sqrt{(P. 50)}$
P_{F0} = 30 dBm = 1W => A_0 = 7.07 V
P_{F1}= 10 dBm = 0.01W => A_1 = 0.7V

- Les valeurs des puissances en sortie de l'amplificateur sont pour la suite du problème et d'après l'énoncé pour les différentes fréquences:

Pour F_0

$V_{sortie} = \alpha_1 A_0 + \alpha_3 . (3/4.A_0^3 + 3/2.A_1^2 A_0) = 215.2V$
$P_{FO} = V^2_{sortie}/50 = 926.4W \Rightarrow 29.67dBw = 59.67dBm \cong 60\ dBm$

De même pour F1
$V_{sortie} = \alpha_1 A_1 + \alpha_3 . (3/4.A_1^3 + 3/2.A_0^2 A_1) = 21.6V$
$P_{FO} = V^2_{sortie}/50 = 9.33W \Rightarrow 9.7dBW = 39.7dBm \cong 40\ dBm$

Pour F2
$P(F2) = (3/4\ \alpha_3 A0^2 A1)^2/50 \Rightarrow 10,7dBm \Rightarrow 11dBm$

Pour F3
$P(F3) = (3/4\ \alpha_3 A1^2 A0)^2/50 \Rightarrow -9,5dBm \Rightarrow -10dBm$

NB: les arrondis sont considérés pour simplifier les calculs par la suite, ne pas les faire dans le cas du traitement réel des données.

Dans la suite vous trouverez dans les tableaux les valeurs des différentes fréquences et puissances aux différents points du problème.

En 1

Av ampli	Fréquences Après Ampli		
F_0 30dBm	F_0	1 GHz	$P(F_0) =$ 60dBm (59.6dBm)
F_1 10dBm	F_1	1.005 GHz	$P(F_1) =$ (1/10 A_0) 40dBm
	$F_2 = 2f_0 - f_1$	0.995 GHz	$P(F_2) = (3/4\ \alpha_3 A_0^2 A_1)^2/50 = 10,7dBm \Rightarrow 11dBm$
	$F_3 = 2f_1 - f_0$	1.010 GHz	$P(F_3) = (3/4\ \alpha_3 A_1^2 A_0)^2/50 = -9,5dBm \Rightarrow -10dBm$

En 2

		Avant propagation	**Après propagation**
F_0		$P(F_0) =$ 60dBm (59.6dBm)	$P(F_0+F_{d0}) = -91dBm$ *
F_1		$P(F_1) =$ (1/10 A_0) 40dBm	$P(F_1+F_{d1}) = -111dBm$ *
$F_2 = 2f_0 - f_1$		$P(F_2) = (3/4\ \alpha_3 A_0^2 A_1)^2/50 = 11dBm$	$P(F_2+F_{d2}) = -140\ dBm$ *
$F_3 = 2f_1 - f_0$		$P(F_3) = (3/4\ \alpha_3 A_1^2 A_0)^2/50 = -10dBm$	$P(F3+F_{d3}) = -161\ dBm$ *
Les fréquences doppler correspondantes à chacune des fréquences émises par le radar			
$F_{d0} = 1667Hz$	$F_{d1} = 1675Hz$	$F_{d2} = 1658Hz$	$F_{d3} = 1683Hz$
Le bilan de liaison du radar se calcule d'après : * $Pr = PeG^2\lambda^2\sigma/[(4*\pi)^3 d^4]$			
Avec G^2=80 dB; d=50Km; σ=1			

En 3 (même chose qu'au point 2 mais avec les fréquences qui proviennent de 1)

	De 2 Après propagation	De 1 atténuées de 80dB
F_0	$P(F_0+F_{d0})$= -91dBm	$P(F_0)$= bloquée par atténuateur
F_1	$P(F_1+F_{d1})$= -111dBm	$P(F_1)$= -40dBm
$F_2= 2f_0-f_1$	$P(F_2+F_{d2})$= -140 dBm	$P(F_2)$= -69 dBm
$F_3= 2f_1-f_0$	$P(F3+F_{d3})$= -161 dBm	$P(F_3)$= -90 dBm

En 4 (les différentes puissances sont transmises à travers le limiteur)

	De 2 Après propagation +limiteur + filtre	De 1 atténuées de 80dB +limiteur
F_0	$P(F_0+F_{d0})$= -91dBm	
F_1	$P(F_1+F_{d1})$= -111dBm	$P(F_1)$= ~~-40dBm~~ = -64dBm
$F_2= 2f_0-f_1$	$P(F_2+F_{d2})$= -140 dBm	$P(F_2)$= ~~-69.3 dBm~~ = -70 dBm
$F_3= 2f_1-f_0$	$P(F3+F_{d3})$= -161 dBm	$P(F_3)$= -90 dBm

En 5

le filtre apporte une atténuation supplémentaire à 5MHz autour de 1 GHz le signal est atténué de 35dB. A 10MHz le signal est atténué de 50 dB. 15dB/octave

	De 2 Après propagation +limiteur + filtre	De 1 atténuées de 80dB +limiteur + filtre
$F_{0=\ 1Ghz}$	**$P(F_0+F_{d0})$= -91dBm**	
$F_{1=\ 1.005Ghz}$	$P(F_1+F_{d1})$= -146dBm	**$P(F_1)$= -99 dBm**
$F_{2=0.995Ghz}$	$P(F_2+F_{d2})$= -175 dBm	$P(F_2)$= -105 dBm
$F_{3\ =1.010Ghz}$	$P(F3+F_{d3})$= -211 dBm	$P(F_3)$= -140 dBm

Maintenant nous connaissons les fréquences et les valeurs des puissances présentent à chacun des points du radar, il nous faut calculer le rapport signal à bruit pour savoir si nous sommes capable de traiter le signal qui nous intéresse (F_O+F_{D0}), savoir s'il sort du bruit.

b/ Calculer, pour les différents points, le rapport signal sur bruit, en prenant en compte l'ensemble des signaux présents (et en analysant leur contribution au signal utile ou au bruit).

Correction:

On fait les calculs de puissance du signal utile et des divers signaux parasites, en incluant le bruit thermique pour calculer le rapport en question.

Le calcul complet est : $C/(\Sigma I_{Fi}+N)$

Le rapport signal sur bruit après le filtre est donc égal à, pour la fréquence de puissance la plus élevée différente de notre signal d'intérêt :

$C/I_{(F1)}$=> en dB -91- -99= + 8dB

Si l'on veut affiner un peu le calcul, nous allons considérer deux signaux de bruit aux fréquences F1 et F2 dont les amplitudes sont les plus élevées par rapport à notre signal utile.

$C/(I_{F2} + I_{F1})$ => en dB -91- -98 = + 7dB

$(I_{F2} + I_{F1})$ = -98dBm

C= -91dBm = $7.94.10^{-13}$ W à $F_0 + F_{D0}$

N= -111dBm = $7.94.\ 10^{-15}$ W dans 2 MHz

Si l'on calcule en détail:

En 3 $C/(\Sigma I_{Fi}+N)= 7.93328.10^{-6}$ soit -51 dB

En 4 $C/(\Sigma I_{Fi}+N)= 1.52.10^{-3}$ soit -28 dB

En 5 $C/(\Sigma I_{Fi}+N)= 7{,}94.10^{-13}/(1{,}575.10^{-13}+7.94.10^{-15}) = 4.79$ soit 6.8dB

En le faisant à chaque étape on s'aperçoit que les éléments améliorent le rapport signal à bruit, jusqu'à nous permettre de faire une bonne détection avec un rapport signal à bruit positif

c/ Proposer une autre approche permettant d'éliminer les produits d'intermodulation créés dans l'amplificateur de puissance de l'émetteur. Commenter.

Correction:

Une possibilité serait de mettre un filtre à l'entrée de l'amplificateur de puissance, dans la chaîne d'émission.

P_{F0} = 30dBm
P_{F1} = 10dBm

Si le filtre est le même qu'en réception : atténue de 35dB à 5MHz et de 50 dB à 10 MHz.
P_{F0} = 30dBm
P_{F1} = -25dBm ($3.16*10^{-6}$W)

En 1

A_0= 7,07V toujours, mais A1= ($50*3.16*10^{-6}$W)= 0.0125 V

P_{F0} = 60dBm => 1KW	1Ghz	(59.6dBm => 912W)	
P_{F1} = 5dBm => 3.16mW	1,005GHz		
P_{F2} = $3.69*10^{-6}$ W => -54.32dBW = - 24.32dBm	$(3/4\ \alpha_3 A_0^2 A_1)^2/50$	0,995GHz	
P_{F3}= $1.154*10^{-11}$ W => -109dBW = -79dBm	$(3/4\ \alpha_3 A_1^2 A_0)^2/50$	1,010GHz	

En 2 après propagation sur 50Km

Pr (dBm)= Pe -151dB Pr (W) = Pe * $7{,}25.10^{-16}$

Les fréquences doppler sont les même

$P_{(F0 + Fd0)}$ => -91 dBm
$P_{(F1 + FD1)}$ => -146dBm
$P_{(F2 + FD2)}$ => -175,32 dBm
$P_{(F3 + FD3)}$ => -230 dBm

En 3 en plus des fréquences précédentes s'ajoutent les raies suivantes:

P_{F1} = -75dBm
P_{F2} = -104.32 dBm
P_{F3}= -159 dBm
Et
$P_{(F0 + Fd0)}$ => -91 dBm
$P_{(F1 + FD1)}$ => -146dBm
$P_{(F2 + FD2)}$ => -175,32 dBm
$P_{(F3 + FD3)}$ => -230 dBm

En 4 on a la même chose le limiteur laisse tout passer.
En 5 après le filtre

P_{F1} = -110dBm
P_{F2} = -139,32 dBm
P_{F3}= -209 dBm
P(F0 + Fd0) => -91 dBm
$P_{(F1 + FD1)}$ => -181dBm
$P_{(F2 + FD2)}$ => -210,32 dBm
$P_{(F3 + FD3)}$ => -280 dBm

C/ I_{F1} => en dB -91--110= 19 dB !!!!! On améliore le rapport signal à bruit

Le filtre aurait pu être placé après l'amplificateur de puissance le rapport signal à bruit aurait été du même ordre de grandeur.