

D'ERAMO Louis

MEYER Hugues

Groupe B4

PHYTEM 12

Cahier
de
T.P.
electronique

• Oscilloscope :

① Axe X

• On étudie un signal sinusoïdal $f = 1 \text{ kHz}$ $V = 1 \text{ V}$

mode normal: la trace est bien nette car l'appareil affiche la dernière courbe affichée.

mode auto: si le niveau du "trigger" est trop haut, le signal n'arrive pas à se synchroniser.

si $f = 0,2 \text{ kHz}$, du fait de changer le "trigger", le signal se redémare pas du bon endroit.

• Circuit RC :

+ choix de R :

$$1 \text{ k}\Omega \leq R \leq 1 \text{ M}\Omega$$

pour éviter d'appeler de forts courants

pour minimiser le bruit lié à la résistance

+ choix de C :

$$100 \text{ pF} \leq C \leq 1 \mu\text{F}$$

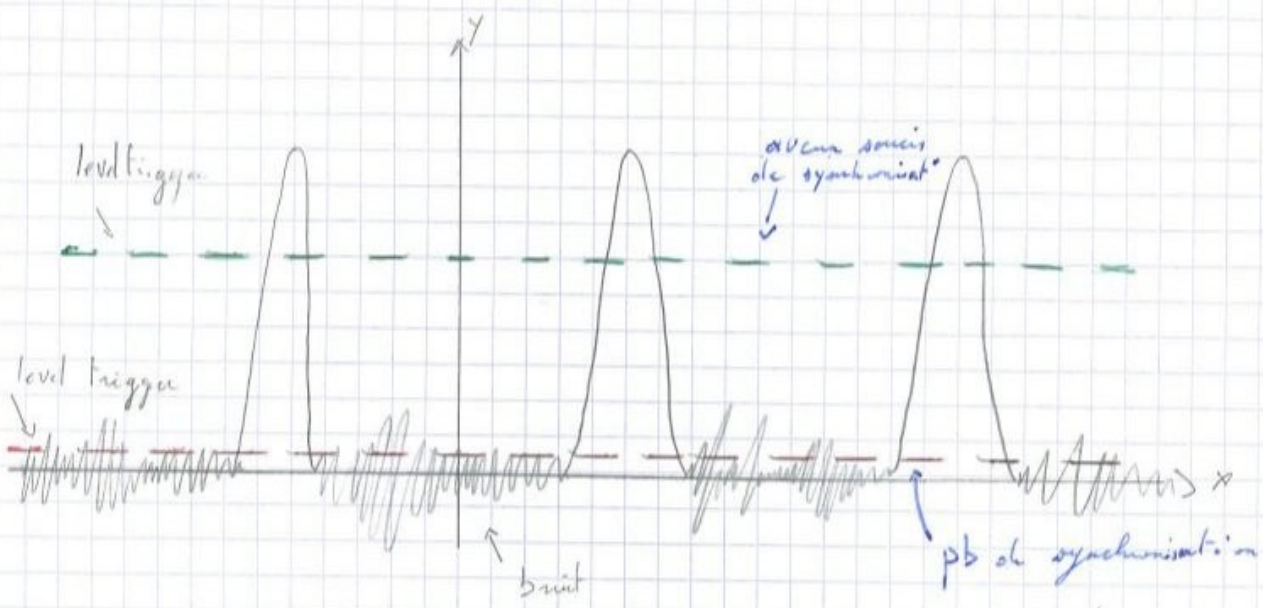
pour ne pas être confondu
à l'impédance d'un câble
coaxial

pour rester avec
des condensateurs en
ceramiques

mode sync: la synchronisation est indépendante des signaux envoyés. → très stable

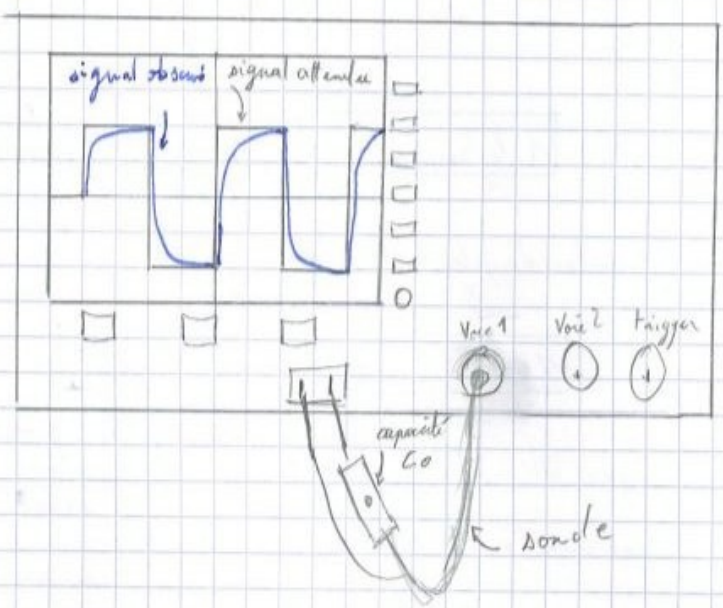
moyennage: la trace est stable a priori quelque soit la synchronisation

Néanmoins si il y a du bruit \rightarrow soucis.



II 2 Axe Y

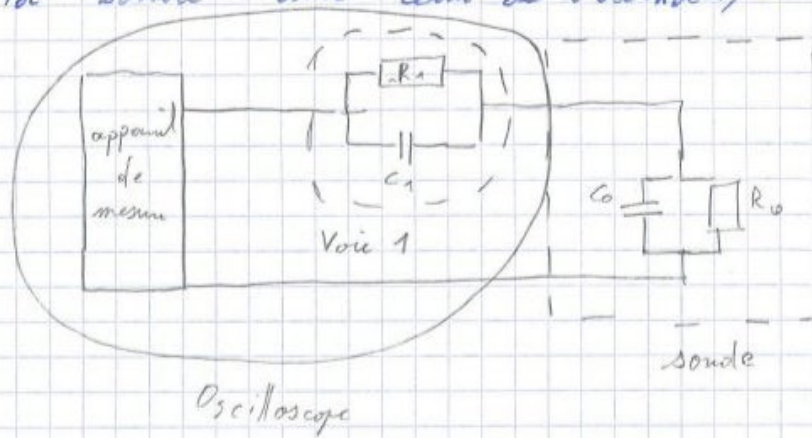
Calibrage :



On règle la sonde qui peut être modifiée comme un circuit RC parallèle via un signal aérien défini par l'oscilloscope.

Pour cela on modifie la valeur de la Capacité C_0 de la sonde avec un tournevis.

Le but est ici d'accorder le circuit $R_0 C_0$ de la sonde avec celui de l'oscilloscope.



• Effet des réglages sur une mesure :

• base de temps :

base de temps	VPP(mV)	écart moyenne (%)
100 ns	76,3	- 0,6
500 ns	76,6	- 0,2
1 μ s	76,9	0,2
10 μ s	77,2	0,6

l'effet peut être négligé en règle générale. \rightarrow c'est vite dit.

• base de Voltage (sans moyennage) (base de temps 500 ns)

base V	VPP(mV)	écart à la moyenne (%)
10 mV	76,6	- 0,2
20 mV	78,6	2,4
50 mV	81	5,5
100 mV	84	9,4
200 mV	91	18,6
500 mV	130	69,4
1 V	190	147
2 V	310	304
5 V	680	682

2
On voit ici qu'un mauvais choix de base d'amplitude peut avoir de mauvaises répercussions sur la mesure.

En passant au mode moyennage, on a :

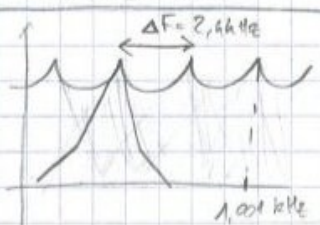
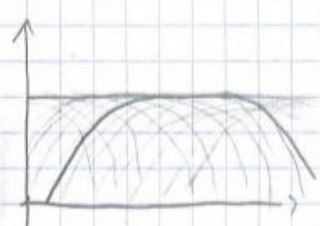

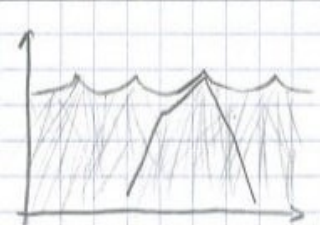
base V	VPP (mV)	écart à la moyenne (%)
10 mV	75,8	- 1,4
20 mV	77,1	0,3
50 mV	77,1	0,3
100 mV	76,4	- 0,7
200 mV	77	0,1
500 mV	78	1,4
1V	84	9,2
2V	95	23,5
5V	140	82

On voit ici que les écarts sont beaucoup moins importants en fonction de la base choisie.

II 6) les opérations mathématiques

1) $V_{RMS} = 1,0056 \pm 0,0017 V$ (Sinusoid)

• Mode Normal

Fenêtre	Allure trace	Max	Min
Rectangle		567,1 mdBV	-281,2 mdBV
Flattop		Max = 250 mdBV	Δ = 0 mdBV
Blackman-Harris		Δ = 218 mdBV	Max = 281,3 mdBV
Hanning		Δ = 344 mdBV	Max = 0 dBV

→ de quel pas fait-on varier la fréquence qd on fait cette expérience? pourquoi?

→ Si on augmente T_0 , on diminue F_c , donc on a plus de repliement. Le niveau de bruit est donc globalement augmenté.

2) $V_{pk-pk} = 3,4802 \pm 0,0023 V$

• Mode normal

↳ $L_{old\ fond} = 156 \text{ mdBV}$

↳ $V_{eff\ fond} = V_0 \cdot 10^{L_{old\ fond}/20}$

$V_{eff\ fond} = 1,02 V$

Théoriquement, $V_{eff\ fond} = \frac{8}{\pi^2} V_{RMS} = \frac{8}{\pi^2} \frac{V_{pk}}{2\sqrt{2}} = 0,997 V$

Ecart relatif de 2% entre théorie et expérience.

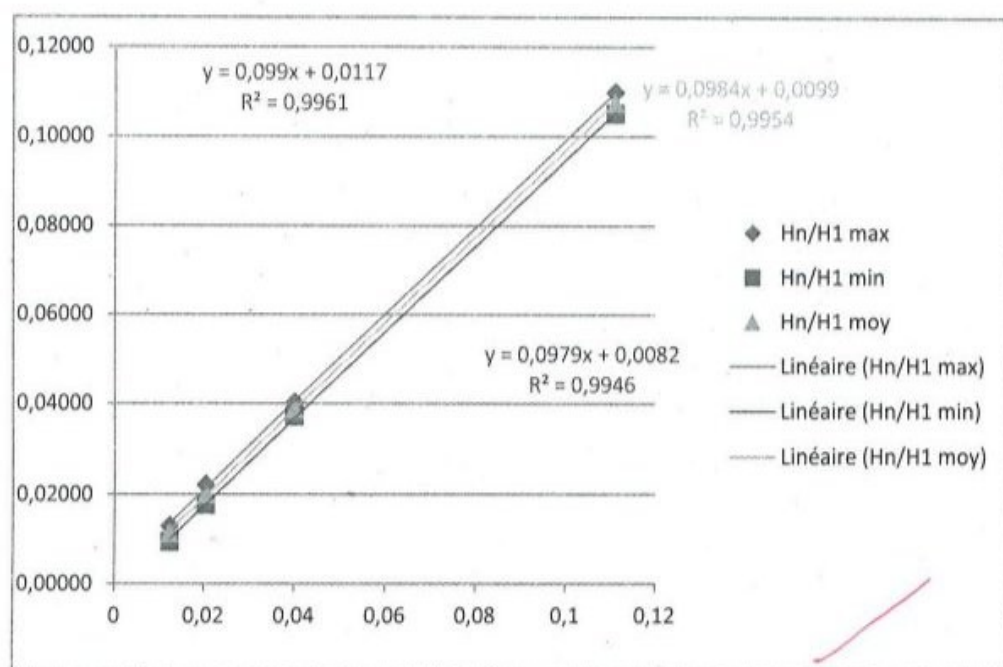
1^o harmonique : $LdB_1 = -19,19$ dBV

2^o ——— : $LdB_2 = -28,06$ dBV

3^o ——— : $LdB_3 = -33,41$ — $\Delta = 1,16$ dB

4^o ——— : $LdB_4 = -38,00$ — $\Delta = 1,5$ dB

$1/n^2$	LdBmax (dBV)	LdBmin (dBV)	Veffmax (V)	Veffmin (V)	Veffmoy (V)	Hn/H1 max	Hn/H1 min	Hn/H1 moy
	0,156	0,156	1,01812	1,01812	1,12436	1,00000	1,00000	1,00000
0,11111	-19,03	-19,41	0,11181	0,10703	0,10942	0,10982	0,10512	0,10747
0,04	-27,75	-28,41	0,04097	0,03798	0,03947	0,04024	0,03730	0,03877
0,020408	-32,9	-34,8	0,02265	0,01820	0,02042	0,02224	0,01787	0,02006
0,012345	-37,56	-40,22	0,01324	0,00975	0,01150	0,01301	0,00958	0,01129

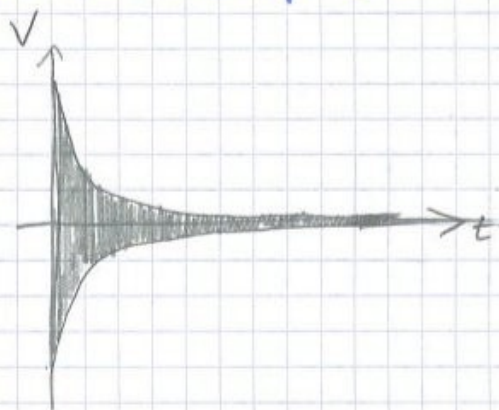


3) Signal carré

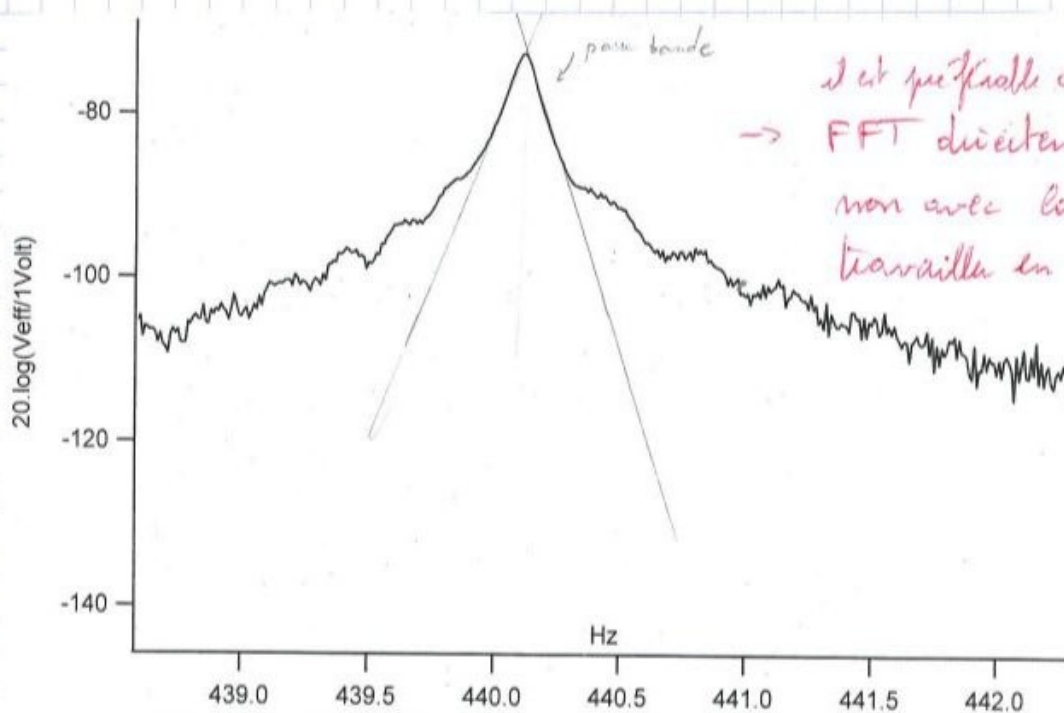
↳ Les harmoniques d'un signal carré sont atténuées lentement, en $\frac{1}{n}$. Une fréquence f_c trop petite conduit à une FFT où toutes l'information sont oubliées mais si cette fréquence est un petit peu trop grande, la lente atténuation des harmoniques conduit à un repliement très important. Les oscilloscopes dont on dispose ne permettent pas de choisir nT_0 correct pour observer une FFT correcte, on se trouve à chaque fois dans l'un des 2 cas décrits. En intercalant un filtre RC passe-bas, on pourrait éliminer les harmoniques à partir d'un certain rang et ainsi remédier aux problèmes de repliement.

4) Diapason

On envoie une impulsion sur le diapason. Le signal capté par un micro est envoyé à un oscilloscope. On obtient le signal suivant :



En effectuant la FFT de ce signal, on obtient la fonction de transfert du diapason. On observe un pic autour de $f = 440\text{ Hz}$, qui correspond à la hauteur du son émis par le diapason.



il est préférable d'utiliser la
→ FFT directement d'Igor et
non avec le menu pour
travailler en échelle linéaire.

Fenêtrage Rectangle - Freq. échantillonnage: $F_e = 10000\text{ Hz}$
Repliement Spectr. si $F_{max} > F_e/2 = 5000\text{ Hz}$ - Pas : $dF = 0.01\text{ Hz}$

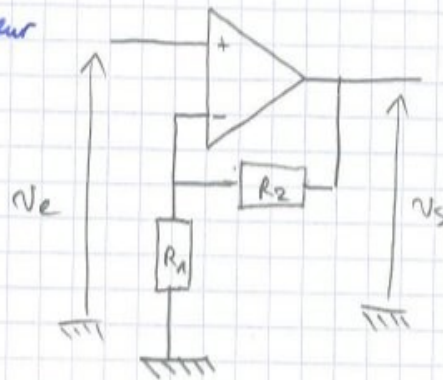
diagramme de Bode de la réponse du diapason.

TP 3 Stabilité en fréquence d'un oscillateur à boucle de réaction: effet de l'amplificateur

13/11/12

• Amplificateur opérationnel

→ Montage non-inverseur



• 1^{er} couple $(R_1, R_2) = (1k\Omega, 1k\Omega)$

À basse fréquence ($f = 100\text{ Hz}$), on a $V_{in} = 102,5\text{ mV}$
 $V_{out} = 199,85\text{ mV}$

$$\rightarrow G_{dB} = 20 \log \left(\frac{V_{out}}{V_{in}} \right) = 5,80$$

on cherche V_{out_c} tel que $G_{dB} = 5,80 - 3 = 2,80$ pour $V_{in} = 102,50\text{ mV}$. La fréquence correspondante sera la fréquence de coupure f_c .

$$\rightarrow V_{out_c} = V_{in} \times 10^{\frac{2,80}{20}} = 141,49\text{ V}$$

on trouve $3,44 \leq f_c \leq 3,46$ (MHz)

À f_c , $|\Delta\phi| = 140^\circ \rightarrow$ en théorie $|\Delta\phi| = 45^\circ$

→

$R_1(k\Omega)$	$R_2(k\Omega)$	G_{dB} BF	G_{dB_c}	f_c	$ \Delta\phi _c$
1	1	5,8	4,8	3,45 MHz	140°
1	10	20,9	17,9	335 kHz	51°
1	47	33,7	30,7	63,0 kHz	45°
1	100	40,2	37,2	32,5 kHz	45°

$$3,44 \leq f_c \leq 3,46 \text{ MHz}$$

$$333 \leq f_c \leq 335 \text{ kHz}$$

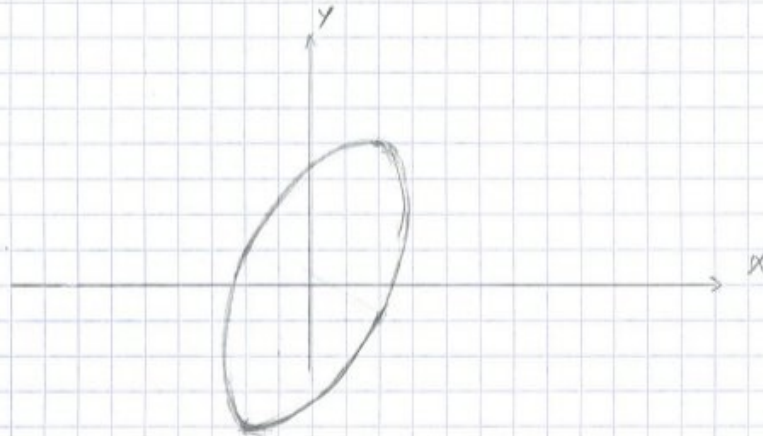
$$69,3 \leq f_c \leq 69,7 \text{ kHz}$$

$$32,1 \leq f_c \leq 32,8 \text{ kHz}$$

À haute fréquence, le déphasage à la coupure n'est pas de 45° , comme attendu. Cela est dû au fait que l'AO est lui aussi un filtre passe-bas et sa fréquence de coupure est inférieure aux fréquences f_c observées si $|\Delta\phi| > 45^\circ$. Il induit donc un déphasage supplémentaire. → origine du problème?

Avec le potentiomètre ($f=30kHz$)

$R_2(k\Omega)$	$\Delta\phi$		
1	5°	6	29°
2	10°	7	32°
3	15°	8	37°
4	20°	9	40°
5	24°	10	44°



On voit ici l'effet de non linéarité de l'amplificateur opérationnel.

Visualisation de diagramme de Bode via Iga :

Manipulation :

- Acquisition / connexion USB / Oscilloscope en USB
- Initialisation & lire
- Acquisition / connexion USB / génération d'impulsion

Amplitude \hat{v} sine

Durée Pulse T_p \hat{v} → suffisamment petite pour éviter saturation

Période Pulse T \hat{v} → suffisamment petite pour éviter fréquence

Durée d'acquisition \hat{v} → période pulse > durée d'acquisition

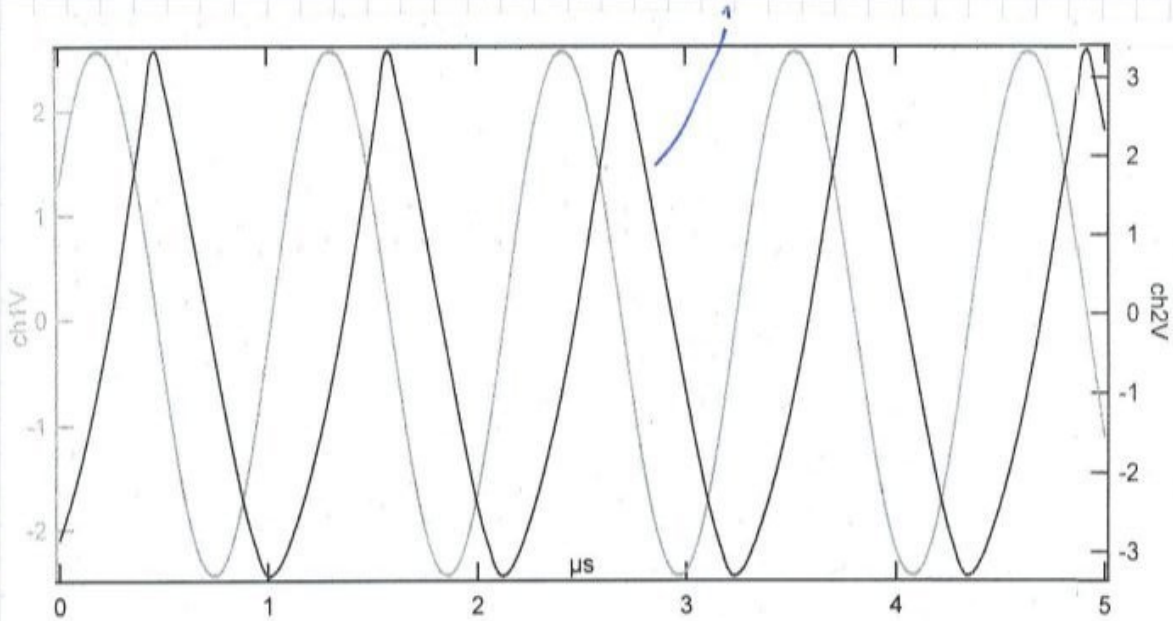
tir à gauche

signal sine plutôt que impulsion → 2 amplitudes

- moyennage sur plusieurs mesures \rightarrow bruit
- Spectre avec Rec & log
- Bode

3. Slew rate

distorsion du signal due à l'A.O.



RUN n°1 - STATUT: Acquisition OK
 Nombre de Points par channel : 10000
 Freq. Echan. : 2e+09 Hz Base de Temps : 5e-06 s

→ ordre de grandeur de slew rate?

Résultat
 de FFT
 $\approx f_0 = 210 \text{ kHz}$
 et $V_{pp} = 5 \text{ V}$

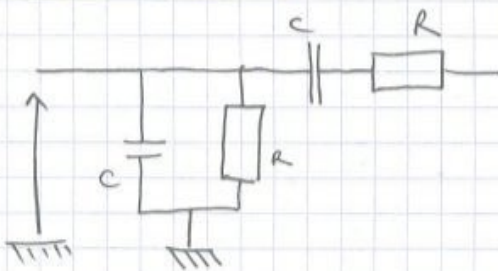
Ordre des harmoniques	Gain	Amplitude
0	7,5	11,8568685
1	-11,87	1,27488204
2	-13,75	1,02676251
3	-23,125	0,34891529
4	-25	0,28117066
5	-31	0,14091915
6	-30	0,15811388

observation des
 caractéristiques non
 sinusoïdales de l'A.O.

THD
 0,14424788

$$\text{THD} = \frac{\sum P(\text{harmoniques})}{P(\text{initiale})} \rightarrow \text{non parfait}$$

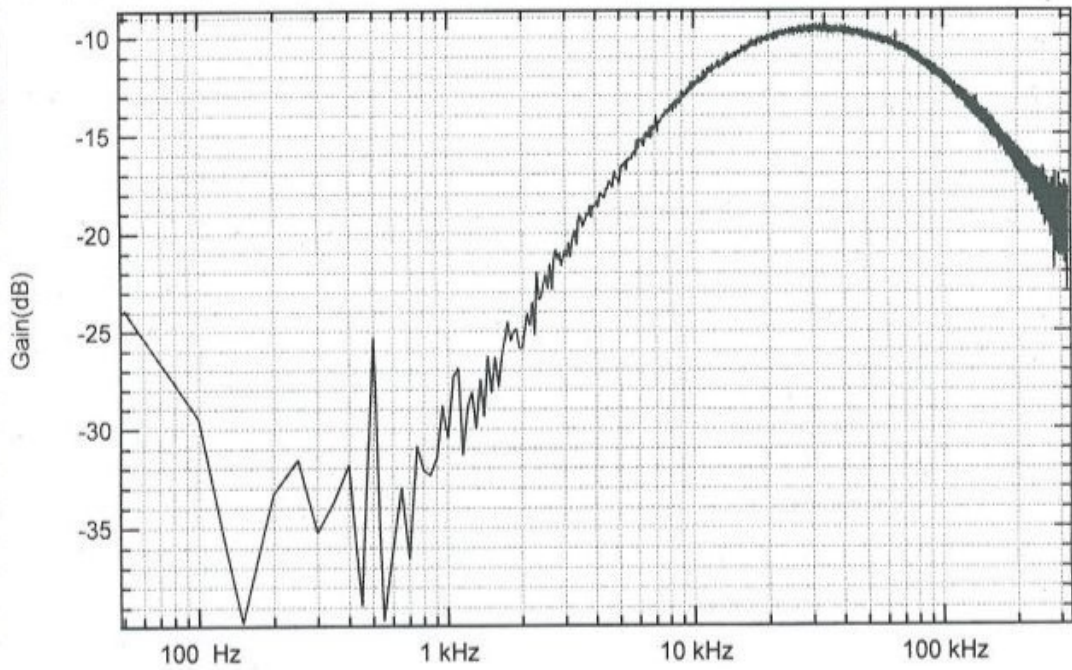
→ Filtre de Wien



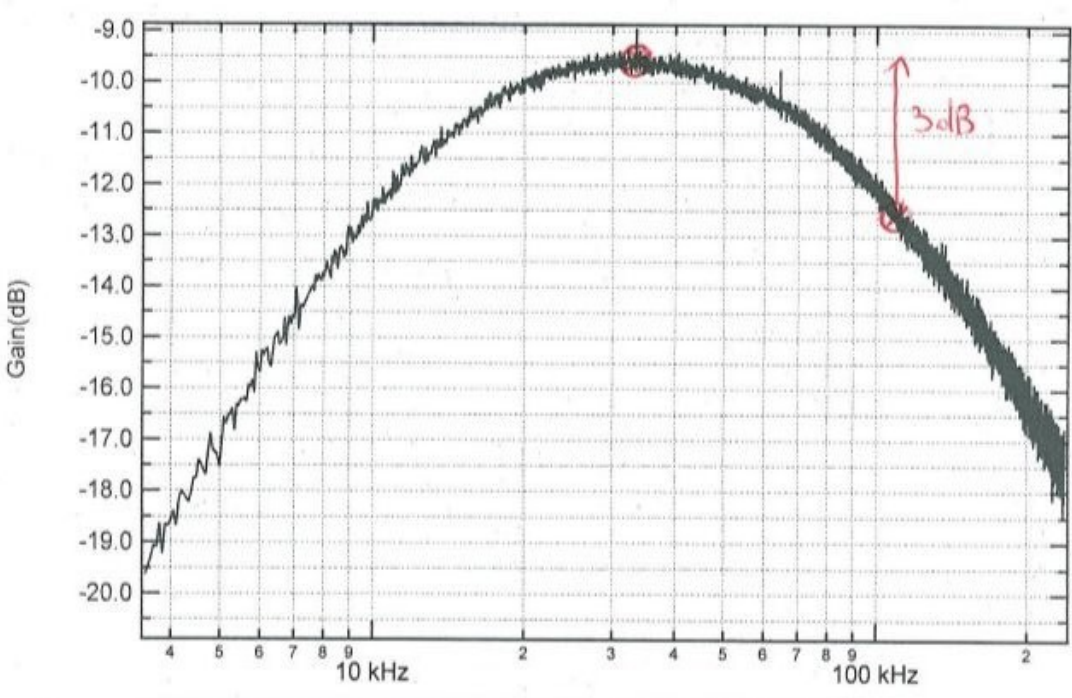
$R = 1 \text{ k}\Omega$
 $C = 4,7 \text{ nF}$

On va chercher à caractériser l'effet de ce filtre afin de comprendre son effet dans le montage d'oscillation à relaxation.

Diagramme de Bode



Fenêtrage Rectangle - Freq. échantillonnage: $F_e=1.25e+07$ Hz
 Repliement Spectr. si $F_{max}>F_e/2=6.25e+06$ Hz - Pas : $dF=50$ Hz



Fenêtrage Rectangle - Freq. échantillonnage: $F_e=1.25e+07$ Hz
 Repliement Spectr. si $F_{max}>F_e/2=6.25e+06$ Hz - Pas : $dF=50$ Hz

On a donc un filtre passe-bande.

$X_1 = 33500 \text{ Hz} = f_{c0}$

$\Delta X = 76050 \text{ Hz}$

$BP = 2\Delta X = 148 \text{ kHz}$

$X_2 = 1,075 \cdot 10^5 \text{ Hz}$

$Y_1 = -9,56 \text{ dB}$

$\Delta Y = 3,03 \text{ dB}$

facteur de qualité

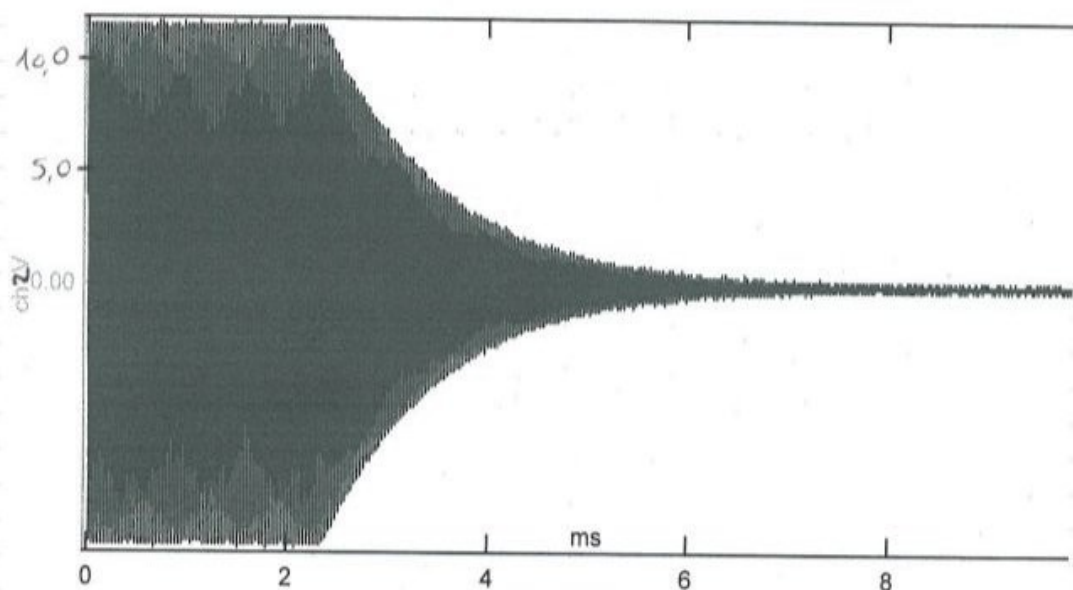
$Q = \frac{f_{c0}}{BP} = 0,23$

$Y_2 = -12,53 \text{ dB}$

On a un filtre passe bande de mauvaise qualité (faible Q).

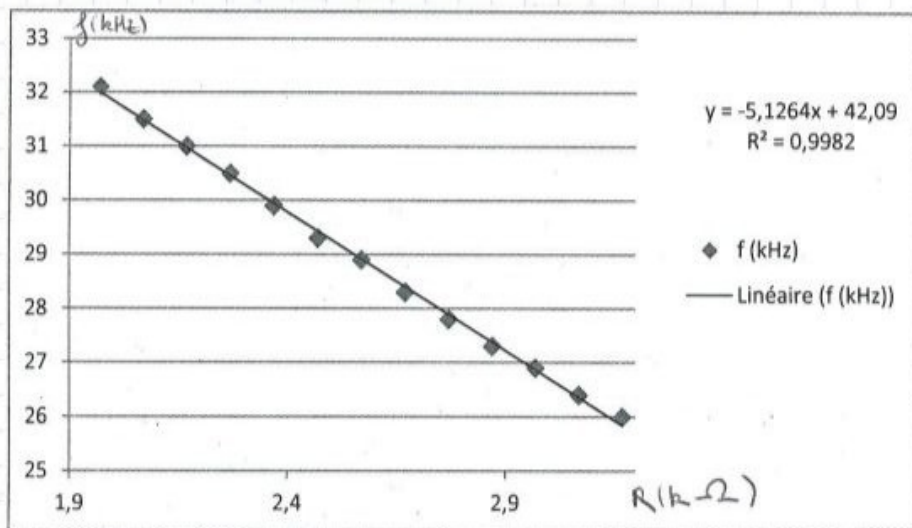
3. Oscillateur à pont de Wien

Le régime sinusoïdal s'établit pour $R_L = 1,37 \text{ k}\Omega$. On peut observer l'établissement de ce régime lorsque l'on passe de $1,36$ à $1,37 \text{ k}\Omega$ et son extinction dans le sens inverse.



RUN n°2 - STATUT: Acquisition OK
 Nombre de Points par channel : 10000
 Freq. Echan. : 1e+06 Hz Base de Temps : 0.01 s

R (kohms)	f (kHz)
1,97	32,1
2,07	31,5
2,17	31
2,27	30,5
2,37	29,9
2,47	29,3
2,57	28,9
2,67	28,3
2,77	27,8
2,87	27,3
2,97	26,9
3,07	26,4
3,17	26



On observe ici une relation de linéarité entre la fréquence d'oscillation et les valeurs de la résistance.

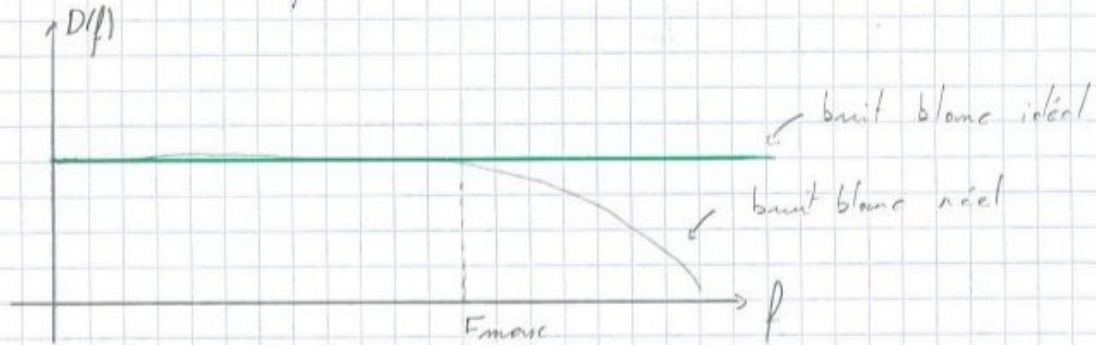
Ainsi on voit que la fréquence d'oscillation est directement commandée par le filtre de Wien. On peut montrer que la fréquence d'oscillation correspond à la fréquence de coupure du filtre de Wien.

→ justement non, on ne change rien au filtre et pourtant, on modifie la fréquence.

TP:4 Instrumentation
&
bruit

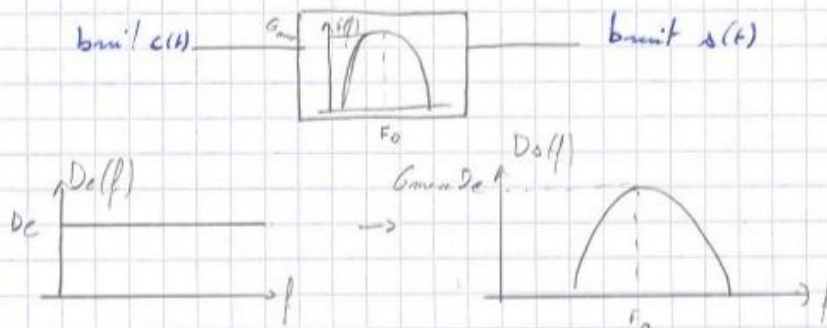
Différents types de bruit: Le bruit blanc

• Le bruit blanc : analyse

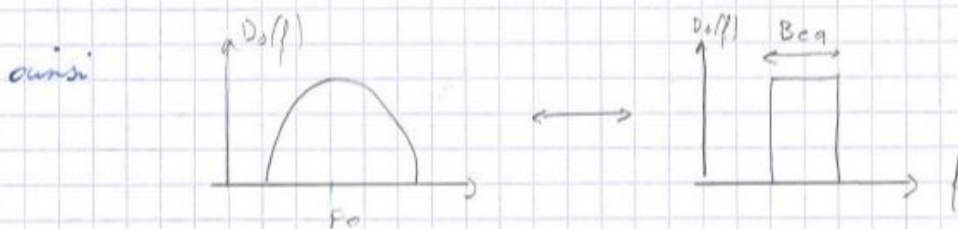


on parle de bruit blanc si $f_{max} \text{ de travail} < F_{max}$.

• application: filtrage



$$\begin{aligned} \text{et } V_{eff}^2 &= \int_0^{+\infty} D_s(f) df = \int_0^{+\infty} \frac{|F(f)|^2}{G_{max}^2} G_{max}^2 D_c df \\ &= G_{max}^2 D_c \underbrace{\int_0^{+\infty} \frac{|F(f)|^2}{G_{max}^2} df}_{B_{eq}} \end{aligned}$$



Ceci permet de réaliser des ordres de grandeurs de V_{eff} plus facilement.

4
 Lors de ce TP nous allons appliquer ce résultat pour déterminer la valeur du bruit blanc en fonction de la résistance.

→ Bruit gaussien:

On génère un bruit de 2V efficace avec le générateur. on mesure à l'oscilloscope.

$$V_{\text{eff}} = 2,16 \text{ V}$$

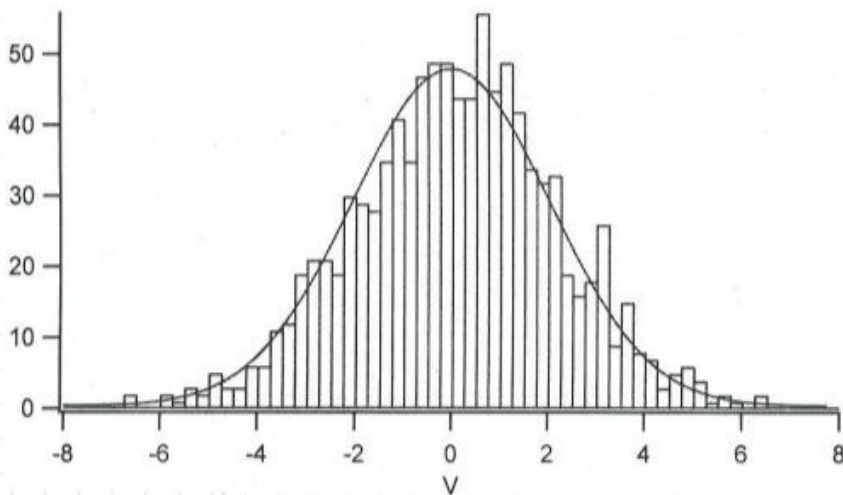
$$\sigma = 48,5 \text{ mV}$$

$$V_{\text{RMS}} = 2,16 \pm 0,0485 \text{ V}$$

On remarque une légère différence entre la valeur efficace créée par le générateur et celle mesurée par l'oscilloscope.

→ Analyse statistique avec Igor:

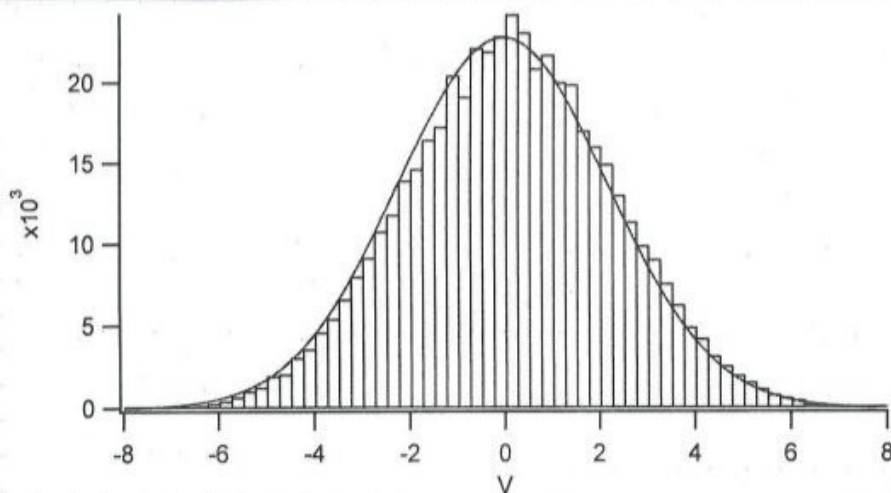
on veut un pas de 0,25 entre +8V et -8V \Rightarrow 64 barres.



→ Analyse statistique avec 1000 points.

L'ajustement avec une gaussienne donne $2\sigma^2 = (2,9852)^2 \text{ V}^2$

$$\sigma = \underline{V_{\text{RMS}}} = 1,04 \text{ V}$$



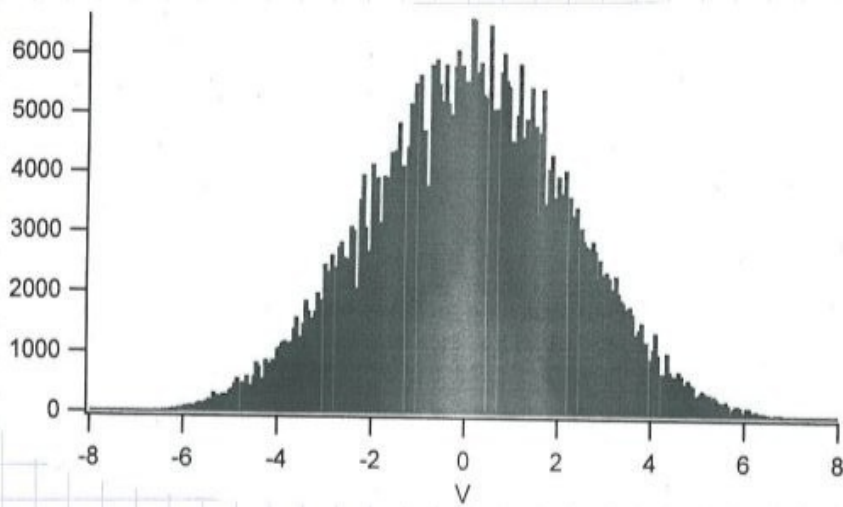
→ Analyse statistique avec 10000 points

On ajuste avec une gaussienne:

$$2\sigma^2 = (3,1045)^2 \text{ V}^2$$

$$\Rightarrow \sigma = \underline{V_{\text{RMS}}} = 1,15 \text{ V}$$

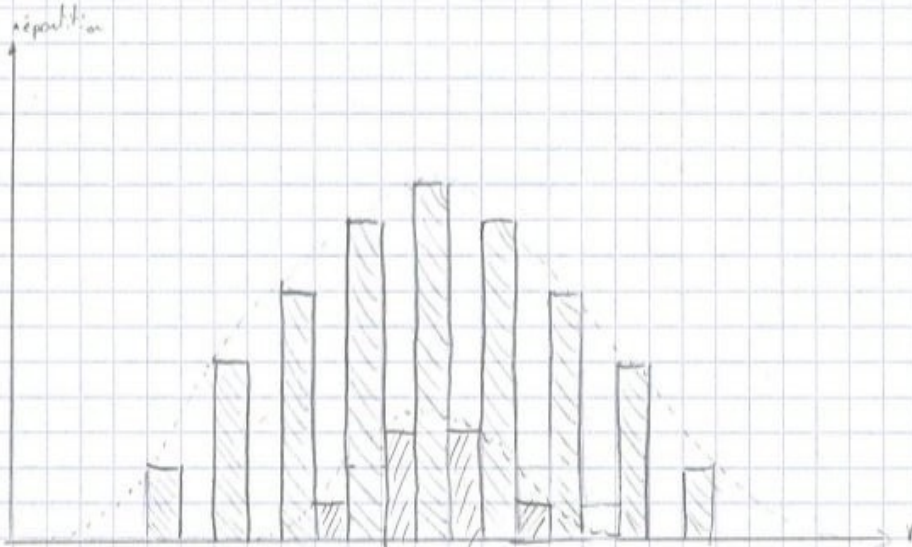
Un histogramme créé avec 1000 points n'est pas proche du tout de la gaussienne attendue :
 Il n'y a pas suffisamment d'acquisitions pour prêter une grande fiabilité aux résultats de l'analyse. Avec 10 000 points, on trouve une valeur efficace plus proche de la valeur affichée par l'oscilloscope, ce qui est préférable.

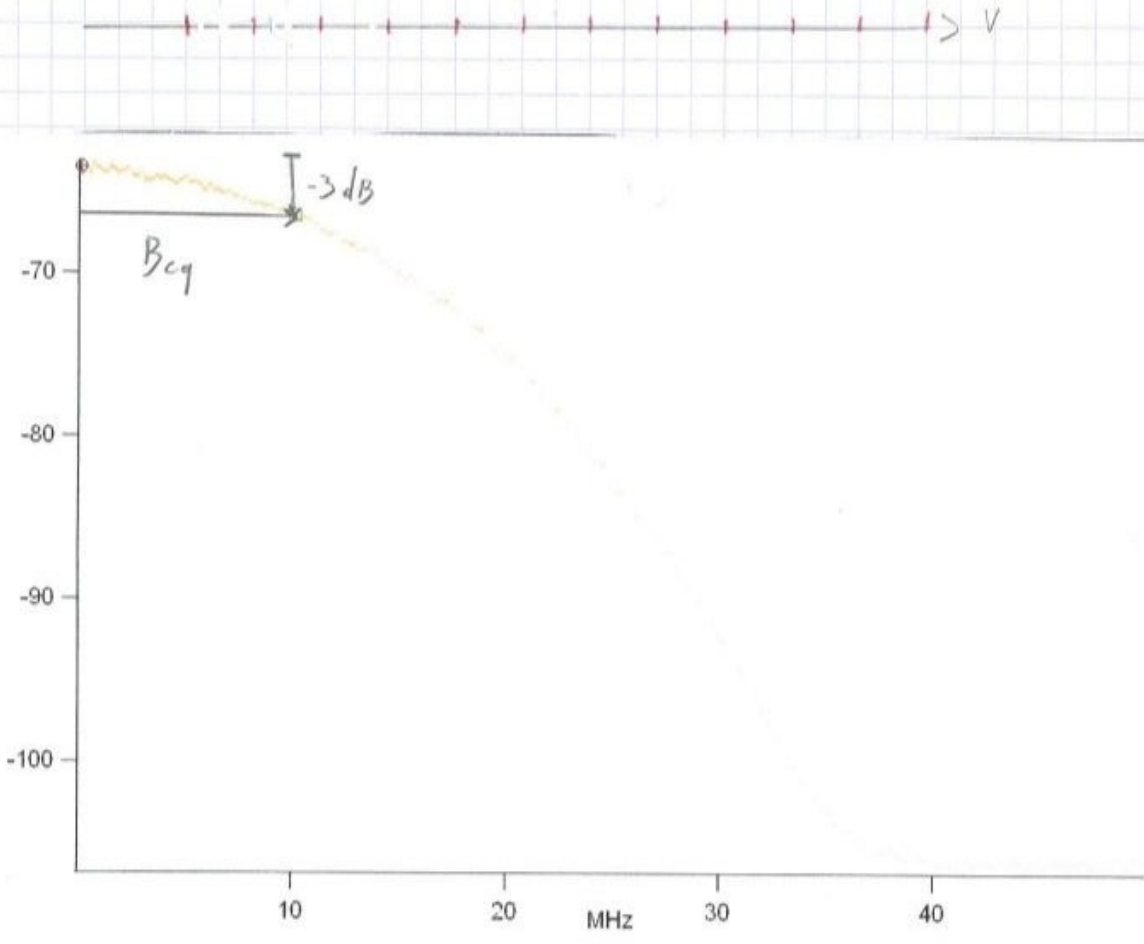


En changeant le pas de résolution, on se rend compte que certaines valeurs ne sont pas prises en compte. Ceci résulte d'une incompatibilité du pas de quantification des données avec le pas de résolution de l'historgramme.
 ici le pas est inférieur au pas de quantification de résolution.



si le pas de l'historgramme est différent d'un multiple du pas de résolution :





Fenêtrage Hanning - Freq. échantillonnage: $F_e = 1e+08$ Hz
 Point 0: X: 1.011e+07 Y: -68.401

DSP d'un bruit Gaussien.

Pour définir ~~un~~ B_{cg} ici, on peut choisir de prendre la bande passante à -3 dB.

on travaille en puissance -3 dBm's pas le m'ère qu'en tension!

Ainsi ici $B_{cg} \approx 10$ MHz

$V_{eff} = \sqrt{2 \cdot DSP_{max} \cdot B_{cg}}$ calculé avec les 2 valeurs

Ainsi on a vu comment trouver une valeur efficace moyenne d'un bruit ainsi que la bande équivalente ce qui va nous permettre de mieux analyser les contributions de différents appareils.

→ Bruit thermique dans une résistance

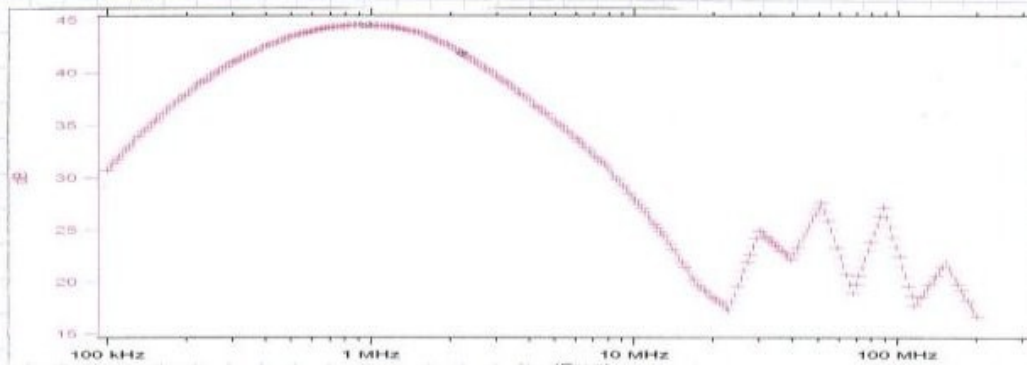


Diagramme de Bode de l'ensemble amplificateur + résistance

Résistance	0 R	51 R	100 R	180 R	270 R	390 R	510 R	820 R	1000 R
GdB _{max}	44,515	44,516	44,547	44,551	44,475	44,597	44,661	44,513	44,426

$\rightarrow \langle GdB_{max} \rangle = 44,54 \text{ dB}$
 $= 169 \text{ (linéaire)}$

On a ici $V_{eff}^2 = G_{max}^2 (D_{amp} + D_{res}) B_{eq}$

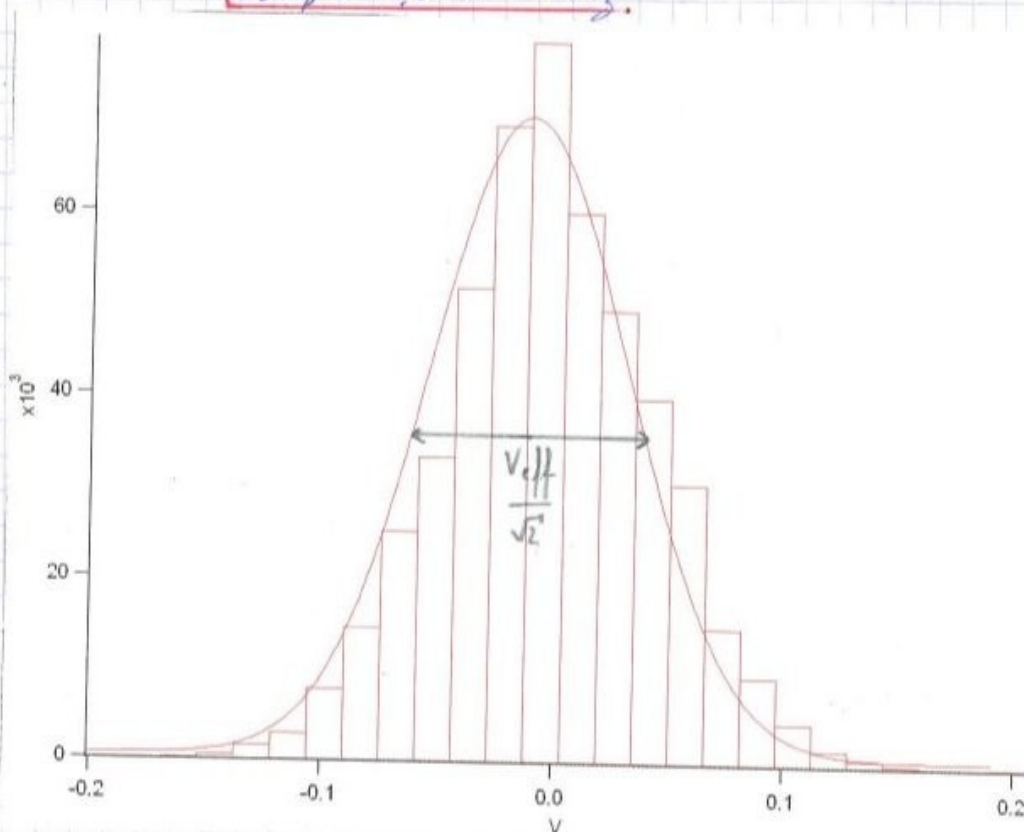
\nearrow valeur que l'on souhaite mesurer
 \downarrow contribution amplificateur

• On va caractériser l'amplificateur pour atteindre D_{amp}

1^{ère} méthode : on détermine V_{eff} pour avoir D_{amp} :

$V_{eff}^2 = 3,046 \cdot 10^{-12} \text{ V}^2$ et $B_{eq} = 1,3 \text{ MHz}$
 \hookrightarrow manque de précision

$D_{amp} = 8,2 \cdot 10^{-13} \text{ V}^2/\text{Hz}$



4

On mesure B_{eq} en évaluant la bande à -3 dB du diagramme DSP.

Cette méthode est peu précise et amène des erreurs dans le calcul.

2^{ème} méthode :

On cherche le maximum de la DSP de l'amplificateur.

$$\text{On a alors : } \underline{D_{amp} = 6,3 \cdot 10^{-10} \text{ V}^2/\text{Hz}}$$

Ce résultat sera considéré pour la suite

Mesure de D_{res} :

On choisit une résistance de 1000Ω .

$$\text{On a } D_{TOT} = D_{res} + D_{amp} = 2,019 \cdot 10^{-8} \text{ V}^2/\text{Hz}$$

avez vous divisé par le gain de l'amplificateur ou non ?

Vérifions si $\underline{D_{res} = 4 k_B T R}$ ↑ valeur de la résistance
↑ facteur de Boltzmann

Ici $D_{res} = D_{TOT} - D_{amp}$

En supposant que $D_{res} = a R$ où $a \in \mathbb{R}$

$$\text{alors } a = \frac{D_{TOT} - D_{amp}}{R}$$

A.N. $a = 1,956 \cdot 10^{-11} \text{ V}^2/\Omega\text{Hz}$

ici $T = 295,7 \text{ K}$

ainsi $4 k_B T = 1,63 \cdot 10^{-20} = a_{théorique}$

et où $\underline{\frac{a_{théorique}}{a_{exp}} = 8,35 \cdot 10^{-10}}$

Cet énorme différence peut être expliquée par la faiblesse des résultats pour D_{rot} .

avec une résistance de $1\text{ k}\Omega$ on aurait dû avoir :

$$D_{rot} = 1,63 \cdot 10^{-17} \text{ V}^2/\text{Hz}$$

et $D_{rot} \ll D_{amp}$.

Ainsi nous n'avons pu observer un changement de D_{rot} .

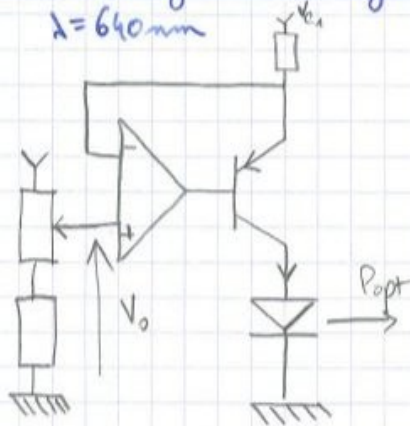
Ici le résultat $D_{rot} \neq D_{amp}$ peut être dû à la faiblesse des résultats et donc une imprecision sur le résultat d'autant plus grande.

Quelques erreurs d'interprétation, ni ni dans l'ensemble, les expériences sont correctement consignées.

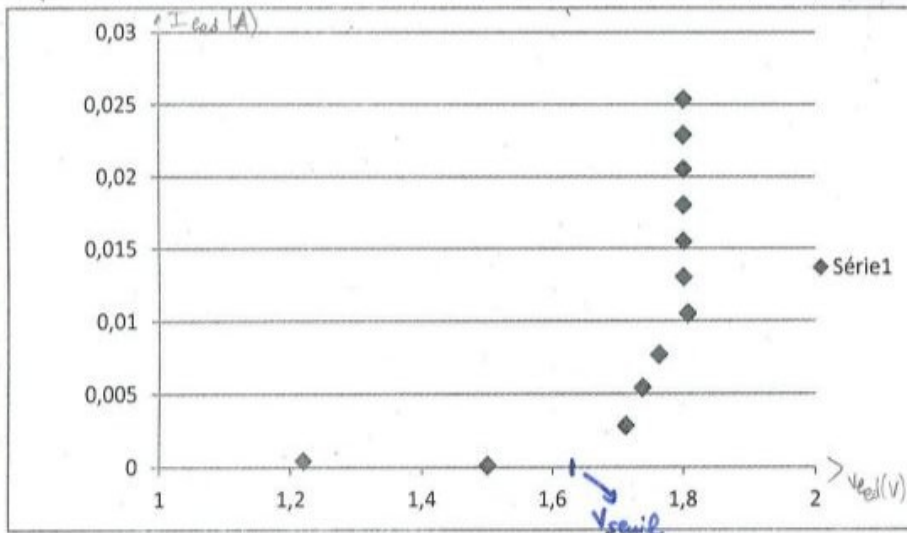
Caractéristique statique d'une diode

• Etabonnage du rouge:

$$V_{c1} = 10,175V$$



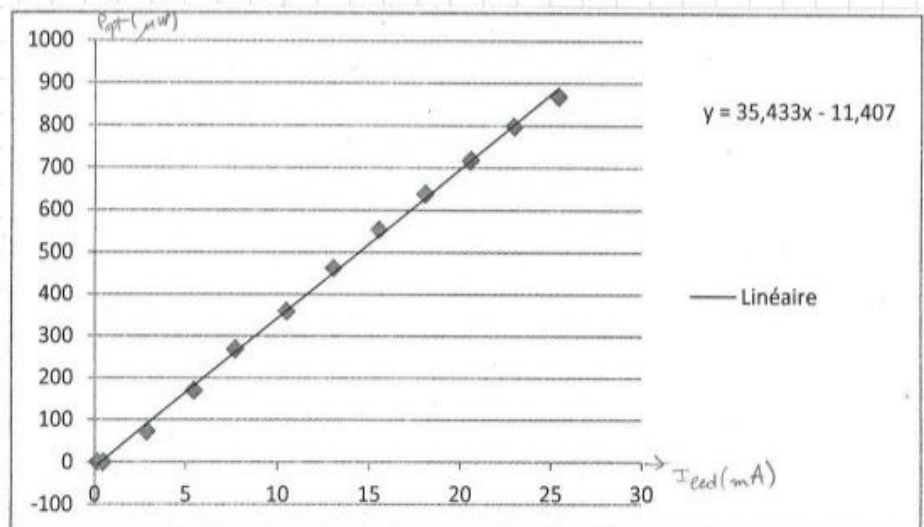
V0 (V)	Vled (V)	Iled (A)	Iled (mA)	Popt (W)	Popt (uW)
10,0875	1,219	0,0004375	0,4375	0,00000028	0,28
9,605	1,712	0,00285	2,85	0,0000724	72,4
9,0875	1,737	0,0054375	5,4375	0,00017	170
8,6375	1,762	0,0076875	7,6875	0,000269	269
8,076	1,806	0,010495	10,495	0,00036	360
7,568	1,8	0,013035	13,035	0,000463	463
7,07	1,8	0,015525	15,525	0,000554	554
6,565	1,8	0,01805	18,05	0,000639	639
6,068	1,8	0,020535	20,535	0,000718	718
5,59	1,8	0,022925	22,925	0,000798	798
5,097	1,8	0,02539	25,39	0,000868	868
10,15	1,5	0,000125	0,125	0,00000033	0,33



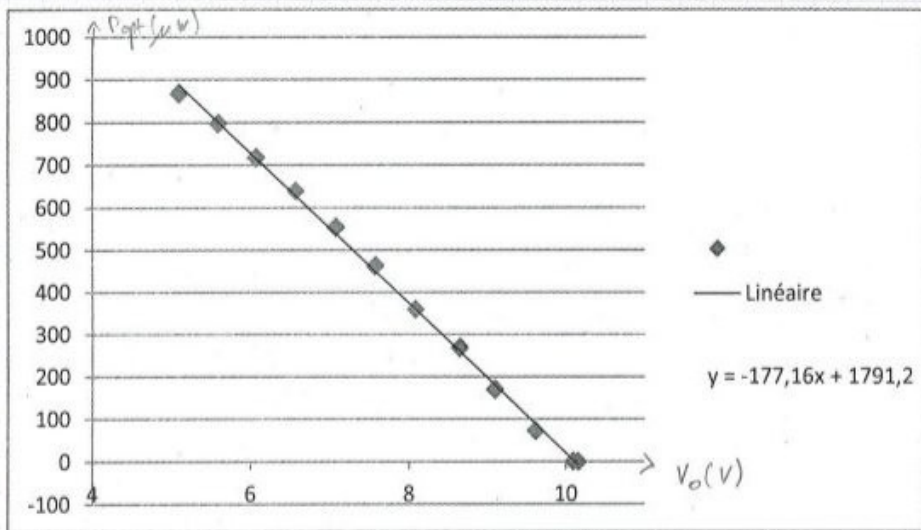
Caractéristique de la Led.

$$V_{seuil} \sim 1,65V$$

On obtient un comportement linéaire de la puissance optique et l'intensité dans la led, de coefficient directeur $\frac{dP_{opt}}{dI_{led}} = 35,4 \mu W \cdot mA^{-1} = 35,4 mW \cdot A^{-1}$



Courbe Popt (Iled)



On a aussi nécessairement un comportement linéaire de P_{opt} par rapport à V_o car $V_o = V_{cc} - I_{led} R_o$.

$$\frac{dP_{opt}}{dV_o} \approx -0,18 \text{ mW} \cdot \text{V}^{-1}$$

Caractérisation du photorécepteur

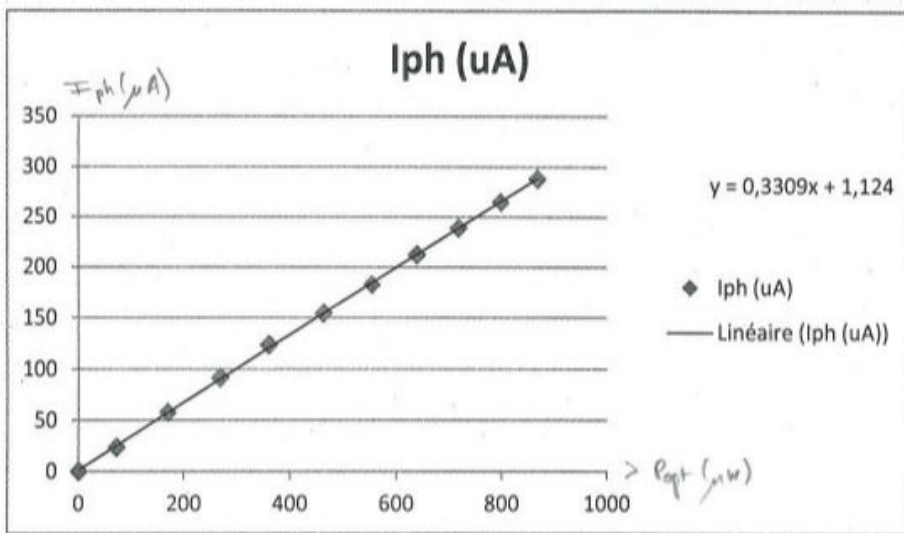


En faisant varier la tension de polarisation V_{pol} , on s'aperçoit que le courant i_{photo} reste constant. On prendra pour la suite une tension de 5V. Cette tension aura une influence sur le comportement dynamique

Variation de l'intensité de la photodiode en fonction du flux optique.

Grâce à l'étalonnage précédent, on connaît le flux en fonction de la tension V_o , ainsi on peut tracer la caractéristique flux / intensité de notre photodétecteur

V_{pol} (V)	Popt	Popt (uW)	R^*I_{ph} (V)	I_{ph} (uA)
-5	0,00000028	0,28	0	0
-5	0,0000724	72,4	0,71	23,67
-5	0,00017	170	1,73	57,67
-5	0,000269	269	2,75	91,67
-5	0,00036	360	3,7	123,33
-5	0,000463	463	4,63	154,33
-5	0,000554	554	5,49	183
-5	0,000639	639	6,37	212,33
-5	0,000718	718	7,17	239
-5	0,000798	798	7,94	264,67
-5	0,000868	868	8,64	288

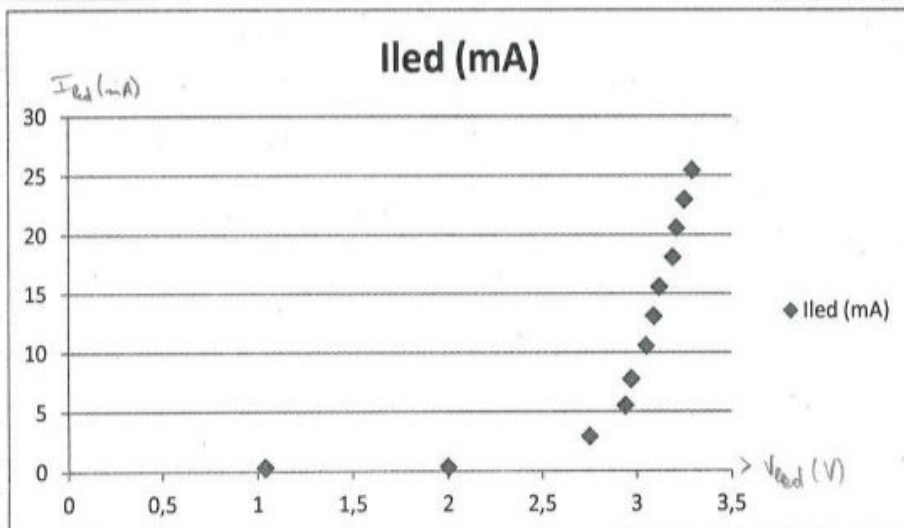


On a ainsi caractérisé la photodiode dont on dispose pour une longueur d'onde $\lambda = 640 \text{ nm}$.
Cet étalonnage pourra servir plus tard pour mesurer une puissance optique reçue par cette diode.

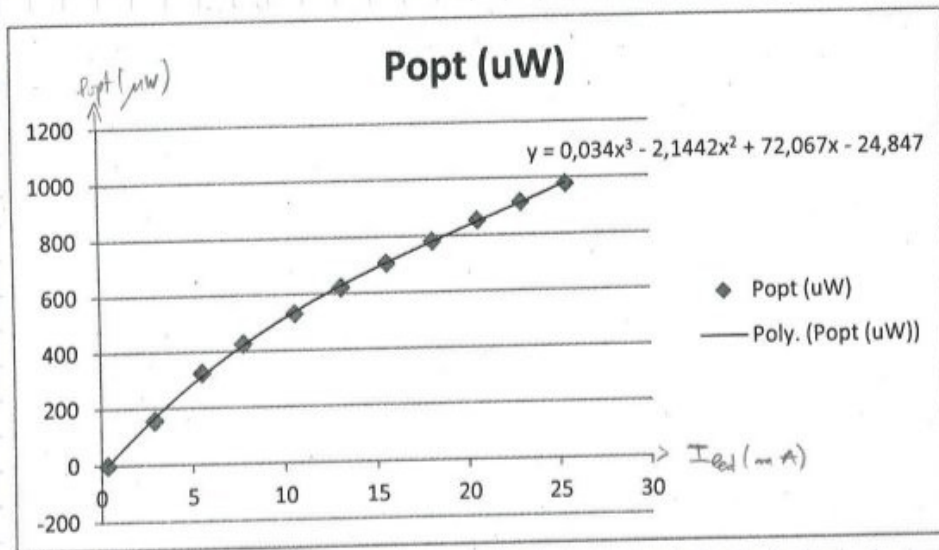
Susceptibilité = $0,331 \text{ W} \cdot \text{A}^{-1}$

• Étalonnage du vert: $V_{CA} = 10,18 \text{ V}$
 $\lambda = 525 \text{ nm}$

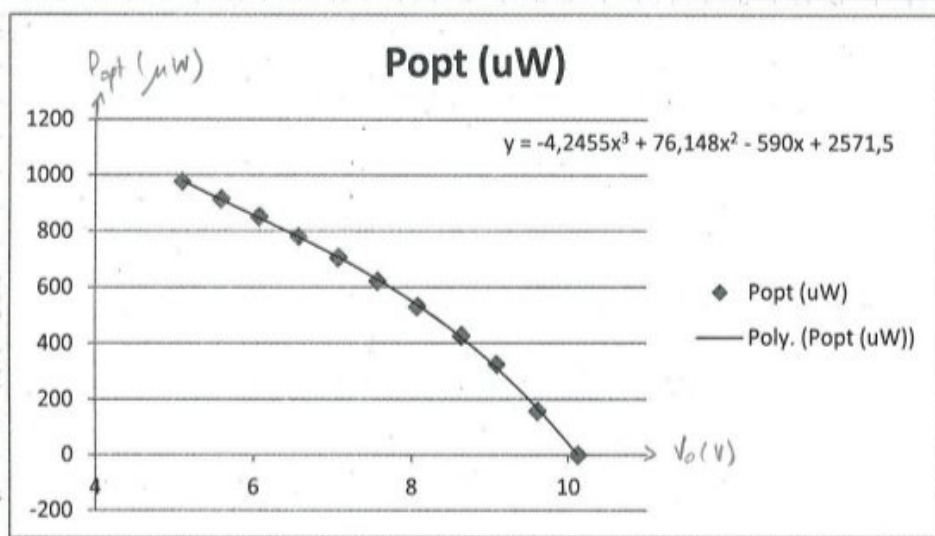
V0 (V)	Vled (V)	Iled (A)	Iled (mA)	Popt (uW)
10,1225	1,0375	0,000325	0,325	0
9,605	2,75	0,0029125	2,9125	157
9,0875	2,94	0,0055	5,5	325
8,6375	2,97	0,00775	7,75	426
8,076	3,05	0,0105575	10,5575	531
7,568	3,09	0,0130975	13,0975	621
7,07	3,12	0,0155875	15,5875	705
6,565	3,19	0,0181125	18,1125	780
6,068	3,21	0,0205975	20,5975	851
5,59	3,25	0,0229875	22,9875	914
5,097	3,29	0,0254525	25,4525	977
10,1175	2	0,00035	0,35	0



Caractéristique de la Led
 $V_S \sim 2,5 \text{ V}$

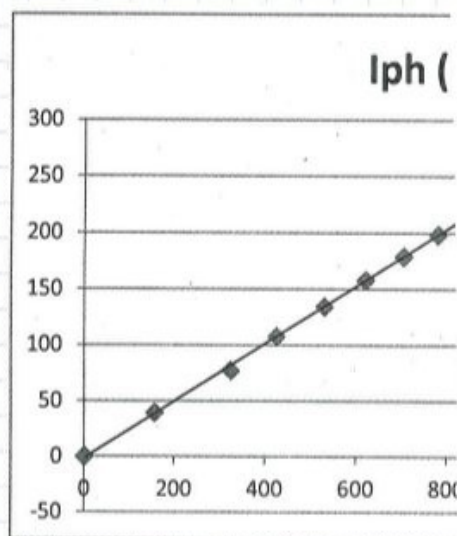


déjà établi
Le photorécepteur n'a pas un comportement tout à fait linéaire avec I_{led} et V_o , on peut le modéliser par un polynôme de degré 3 où le terme linéaire est cependant largement prépondérant. On a $\frac{dP}{dI} \sim 72 \text{ uW} \cdot \text{A}^{-1}$



Caractérisation de la photodiode ($\lambda = 525 \text{ nm}$)

Vpol (V)	Popt	R*Iph (V)	Iph (uA)
-5	0	0	0
-5	157	1,1875	39,58
-5	325	2,32	77,33
-5	426	3,2225	107,42
-5	531	4,035	134,50
-5	621	4,7325	157,75
-5	705	5,3725	179,083333
-5	780	5,9525	198,42
-5	851	6,4925	216,416667
-5	914	6,98	232,67
-5	977	7,4725	249,083333

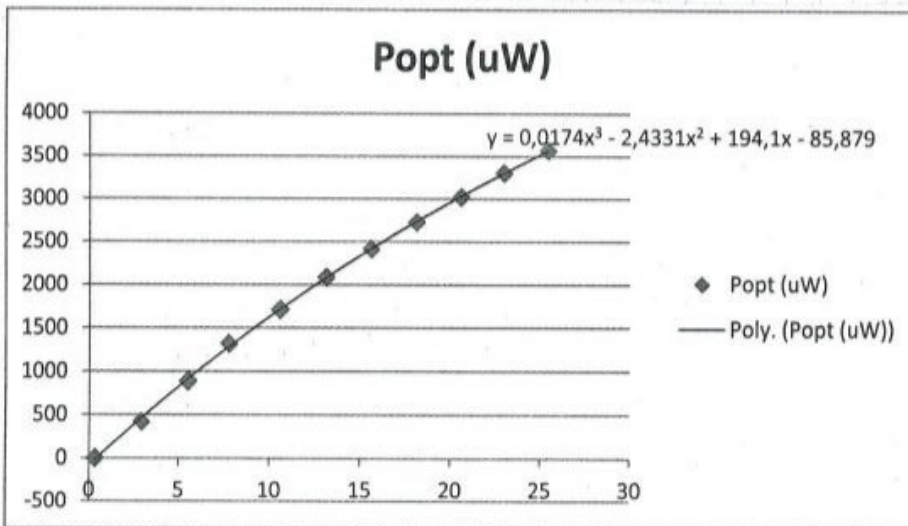
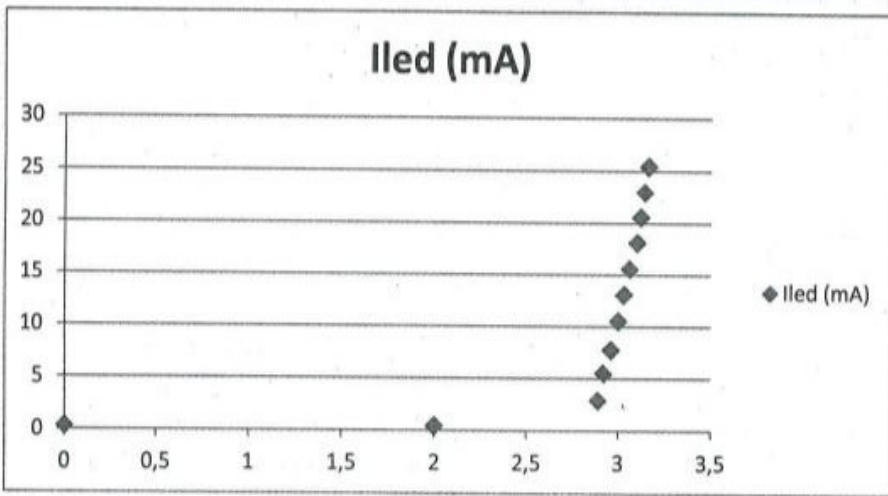


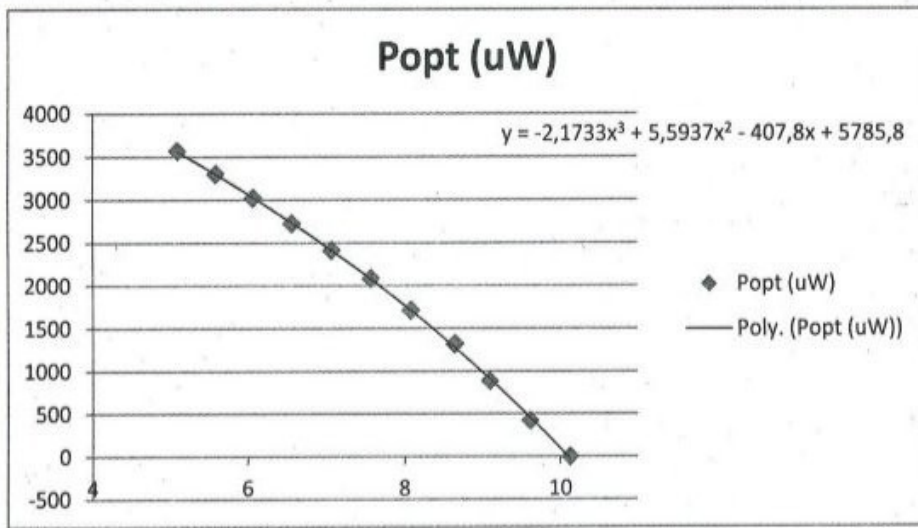
Susceptibilité = $0,256 \text{ W} \cdot \text{A}^{-1}$

Etalonnage du bleu :
 $\lambda = 470 \text{ nm}$

$V_{cc} = 10,18 \text{ V}$

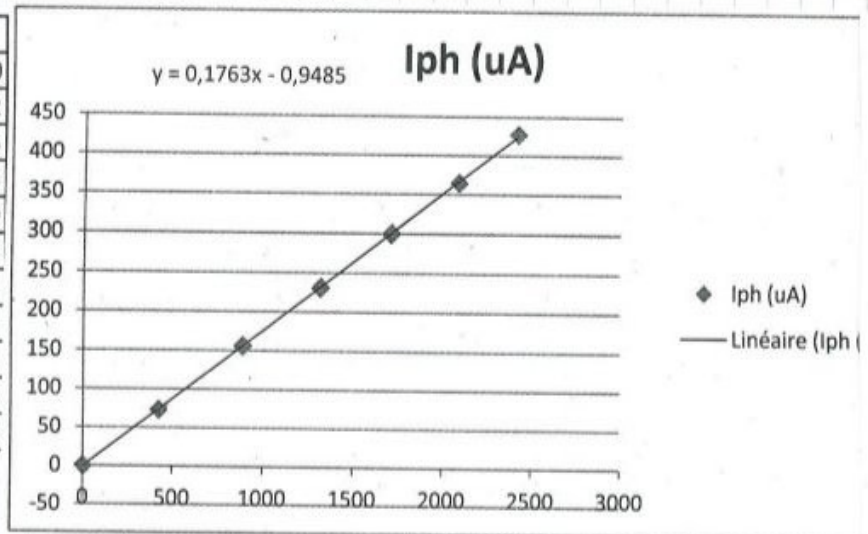
V0 (V)	Vled (V)	Iled (A)	Iled (mA)	Popt (uW)
10,1225	0	0,000325	0,325	0
9,605	2,89	0,0029125	2,9125	422
9,0875	2,92	0,0055	5,5	890
8,6375	2,96	0,00775	7,75	1320
8,076	3	0,0105575	10,5575	1712
7,568	3,03	0,0130975	13,0975	2085
7,07	3,06	0,0155875	15,5875	2414
6,565	3,1	0,0181125	18,1125	2726
6,068	3,12	0,0205975	20,5975	3023
5,59	3,14	0,0229875	22,9875	3304
5,097	3,16	0,0254525	25,4525	3569
10,1	2	0,0004375	0,4375	0





Caractérisation de la photodiode ($\lambda = 470 \text{ nm}$)

Vpol (V)	Popt	R*Iph (V)	Iph (uA)
-5	0	0	0
-5	422	2,1875	72,92
-5	890	4,6875	156,25
-5	1320	6,9375	231,25
-5	1712	9	300,00
-5	2085	10,9375	364,58
-5	2414	12,8125	427,083333
-5	2726	13,6875	456,25
-5	3023	13,6875	456,25
-5	3304	13,6875	456,25
-5	3569	13,6875	456,25



Susceptibilité = $0,176 \text{ W.A}^{-1}$

On obtient

λ (nm)	Susc. (W.A ⁻¹)
660	0,331
525	0,256
470	0,176

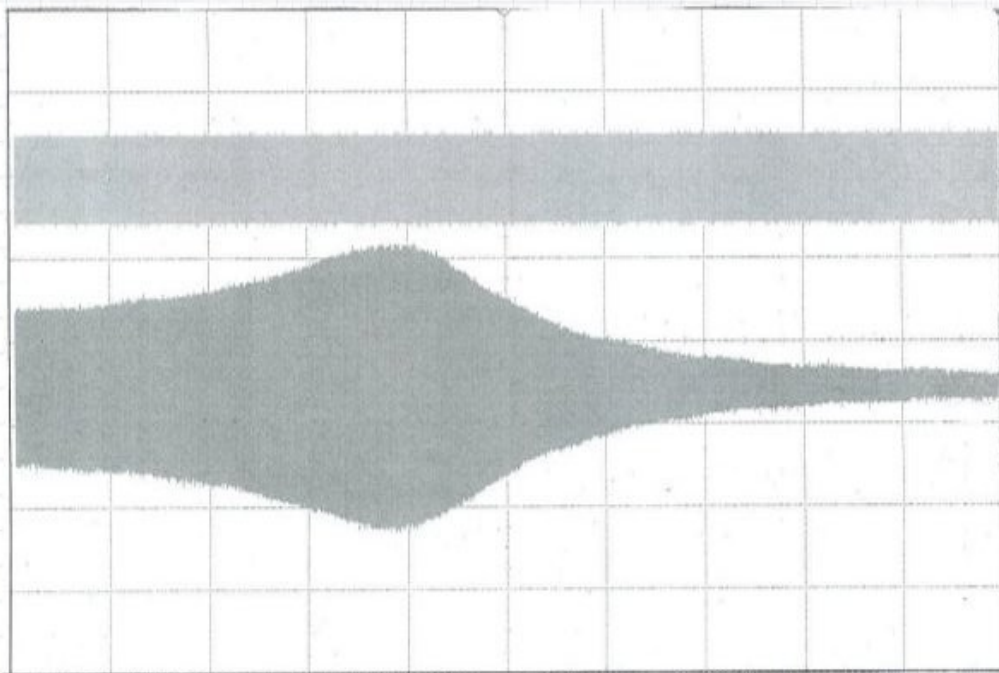
On peut faire passer une droite $Susc. = 8,72 \cdot 10^{-4} \frac{\lambda}{\text{nm}} - 0,22 \text{ (W.A}^{-1}\text{)}$

Étude dynamique de la photodiode

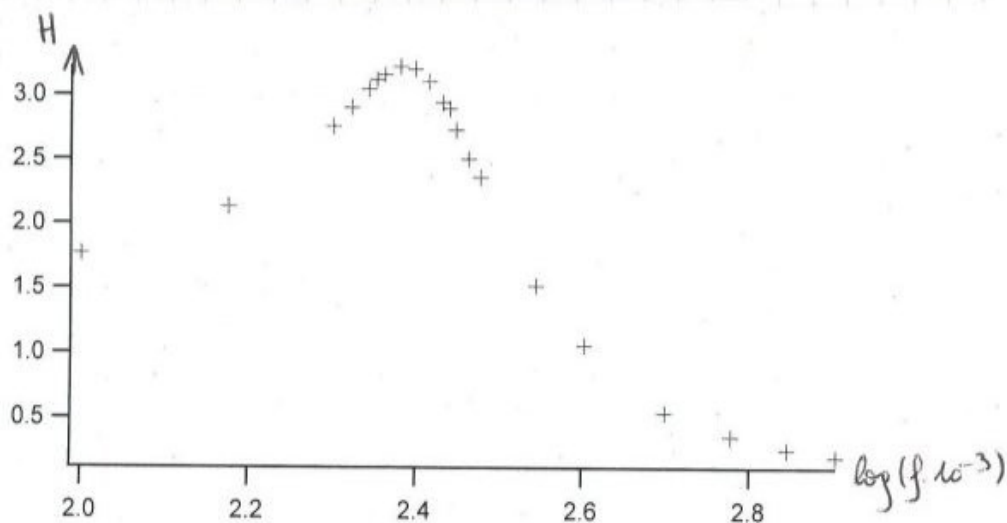
Le but de cette étude dynamique est de caractériser la modulation d'amplitude créée par la photodiode, d'en déterminer sa fonction de transfert.

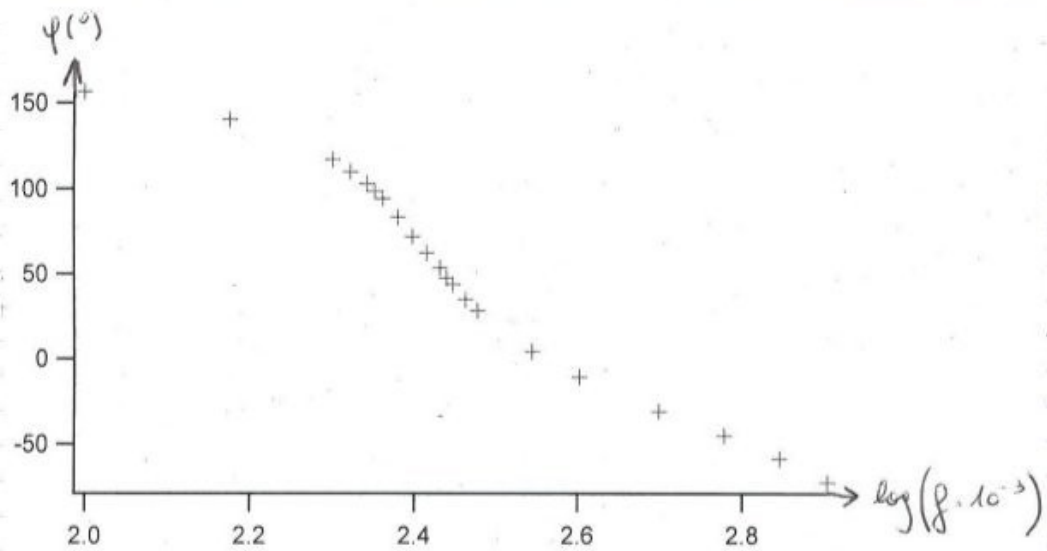
En premier lieu, un rapide balayage en fréquence nous indique que la photodiode se comporte comme un filtre passe-bas d'ordre 2^{a priori}, ayant une résonance à $f_0 = 246,14 = 0,05 \text{ kHz}$

En effectuant un sweep avec le générateur, on peut obtenir un premier diagramme de Bode en amplitude :



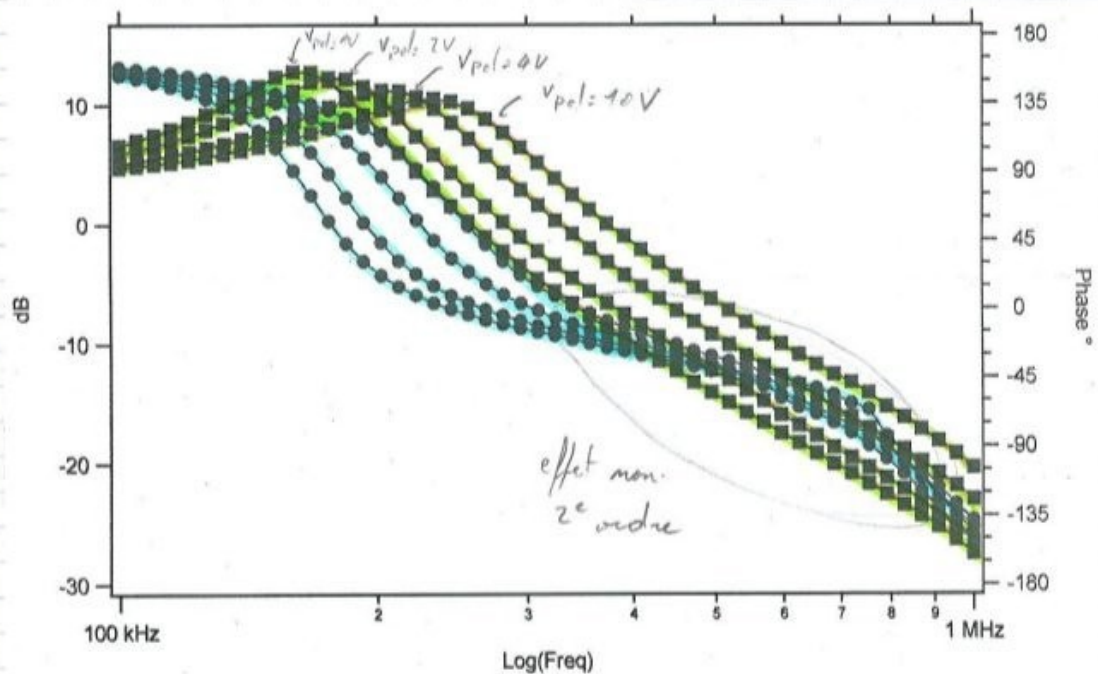
On effectue un deuxième diagramme de Bode, en amplitude et en phase à l'aide d'un relevé point par point :





On remarque tout d'abord que pour les hautes fréquences, on n'a pas de comportement rigoureusement du second ordre, notamment pour la phase où l'on doit tendre vers une limite finie (0°).

On étudie ensuite l'influence de la tension de polarisation sur la fonction de transfert. On obtient les diagrammes suivants en faisant varier V_{pd} :

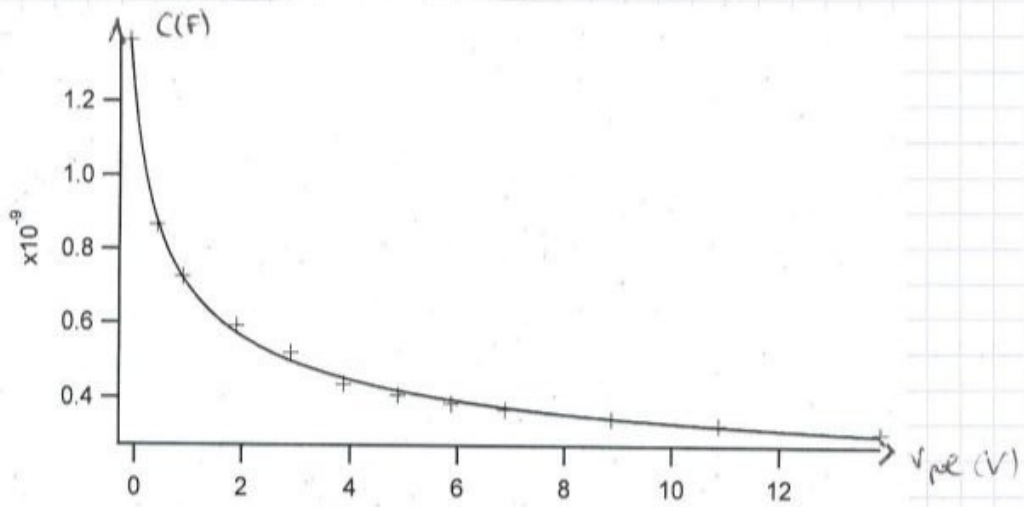


Capacité de la diode

On peut associer à la photodiode une capacité correspondant à la "réactance" de la photodiode. En effet, lorsqu'on impose un signal carré, il y a un certain temps avant que la tension aux bornes de la diode n'atteigne sa valeur stationnaire.

le temps de montée ($\approx 0.3\tau$) s'écrit $\tau = RC$ où R est la résistance utilisée. on fait varier V_{pol} et on a déduit C en mesurant τ .

on sait que l'on peut modéliser C avec $C = C_0 + \frac{C_1}{\sqrt{A_1 + V_{pol}}}$



on obtient

$$\begin{cases} C_0 = 1,22 \cdot 10^{-10} \pm 0,12 \text{ F} \\ C_1 = 6,84 \cdot 10^{-10} \pm 0,25 \text{ F} \\ A_1 = 0,397 \pm 0,018 \text{ V} \end{cases}$$

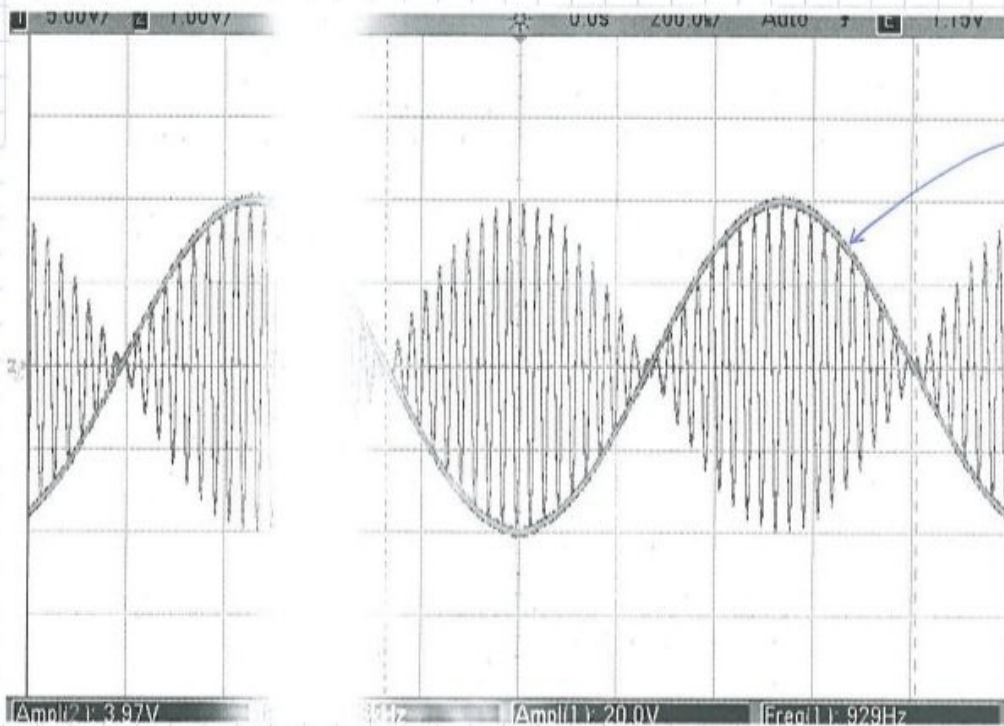
Transmission de l'information

Modulation d'Amplitude

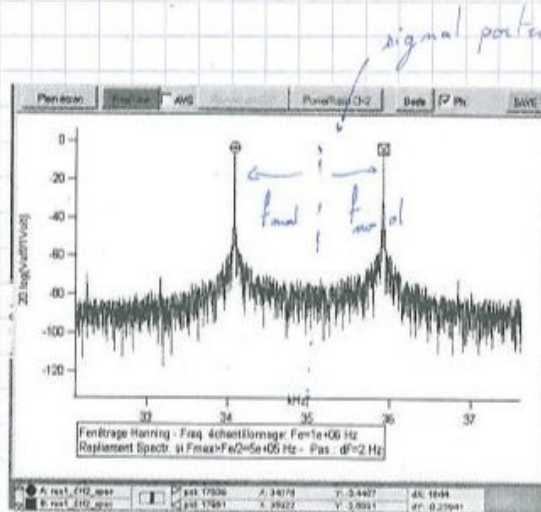
A.) Modulation

signal modulant: $V_{pp} = 20,05 \text{ V}$
 $f = 921,3 \text{ Hz}$

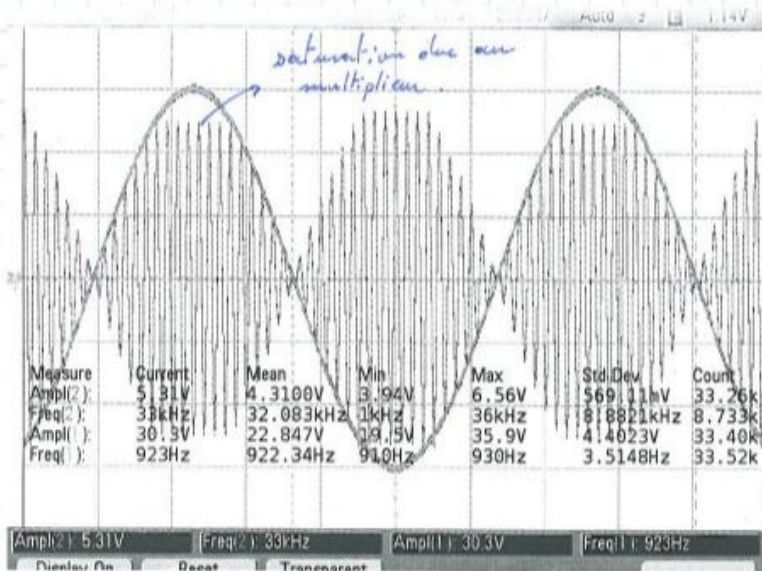
porteuse: $V_{pp} = 3,96 \text{ V}$
 $f = 35\,004 \text{ Hz}$



On observe le signal de porteuse modulé en amplitude par le signal modulant



On change maintenant la tension du signal modulant :

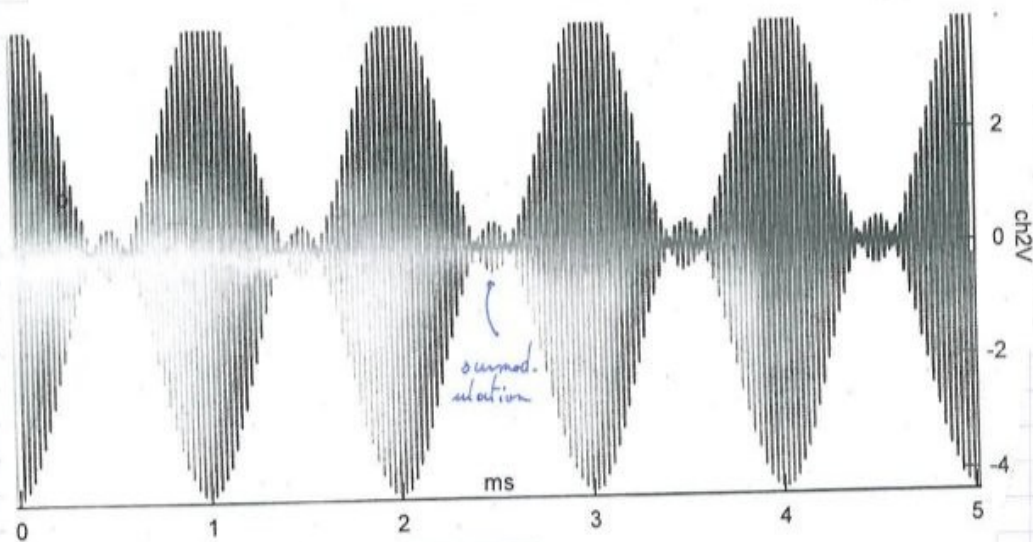


On passe maintenant à la modulation à portuse cosinus (DBPC) :

Le signal de sortie est égale :

$$S(t) = k P(t) M(t) + P(t)$$

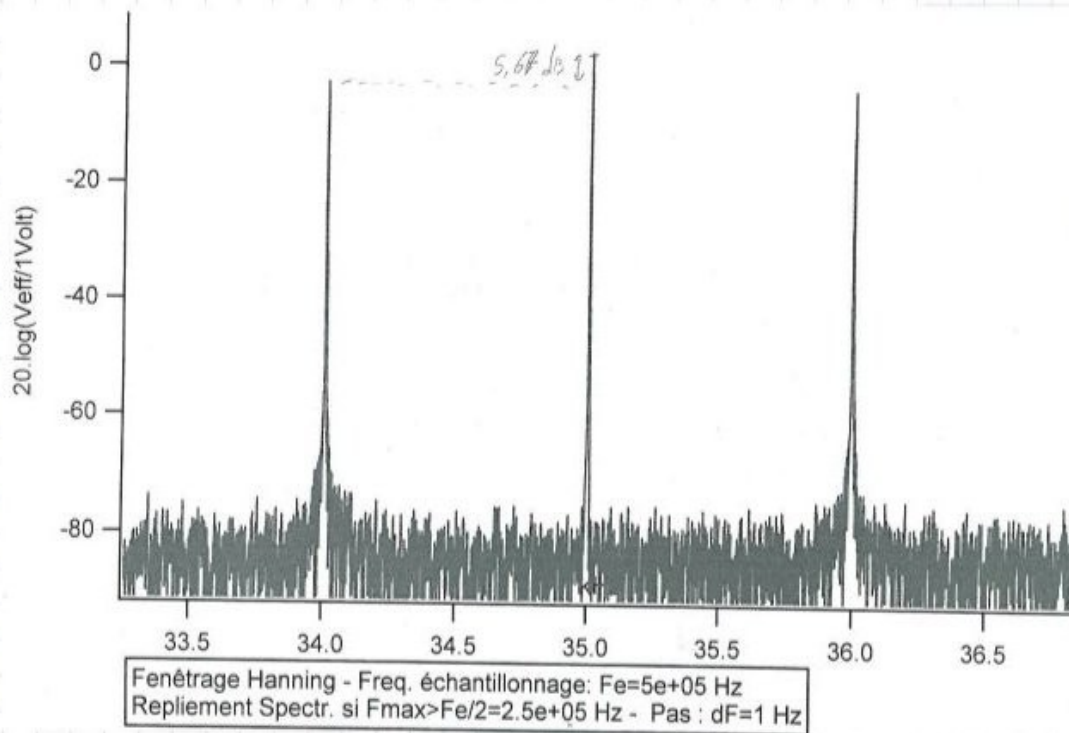
\uparrow \uparrow \uparrow
 1/10 portuse modulant



RUN n°3 - STATUT: Acquisition OK
 Nombre de Points par channel : 5e+05
 Freq. Echan. : 1e+08 Hz Base de Temps : 0.005 s

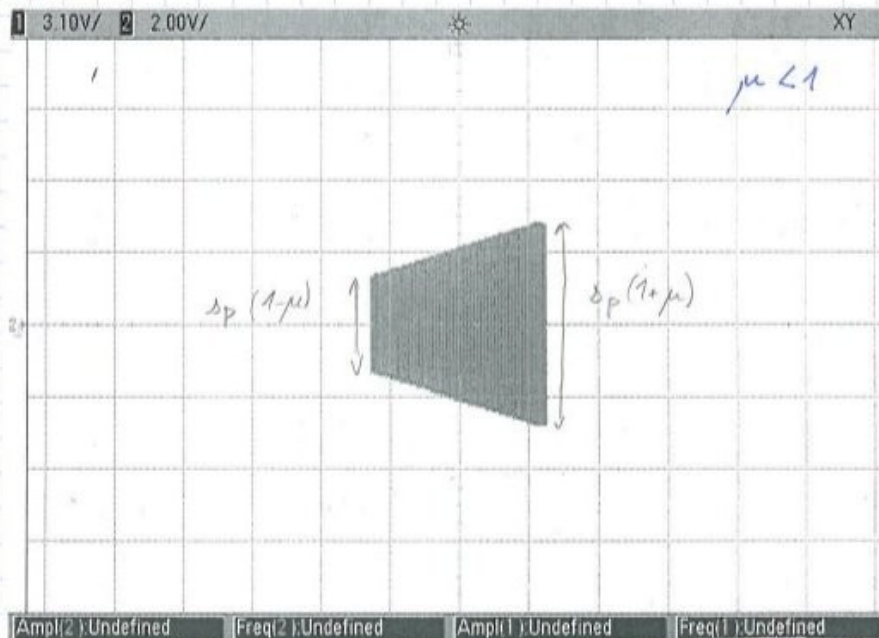
On va observer l'effet sur le signal via 3 méthodes :

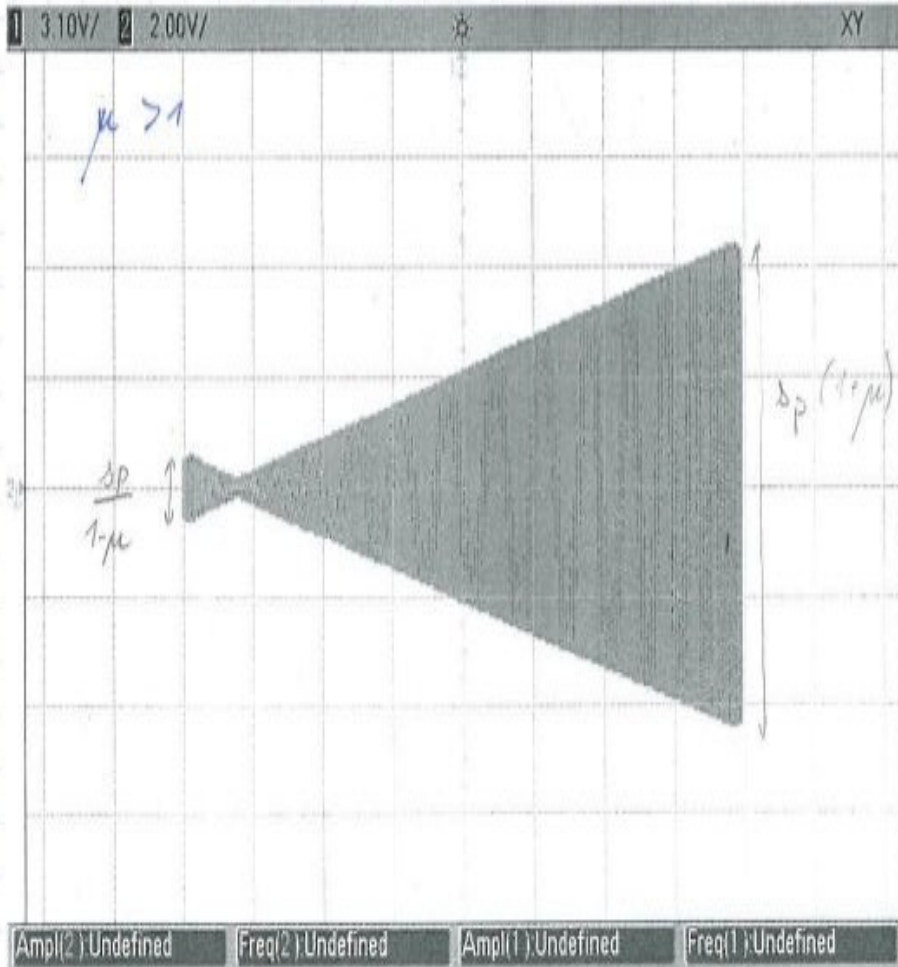
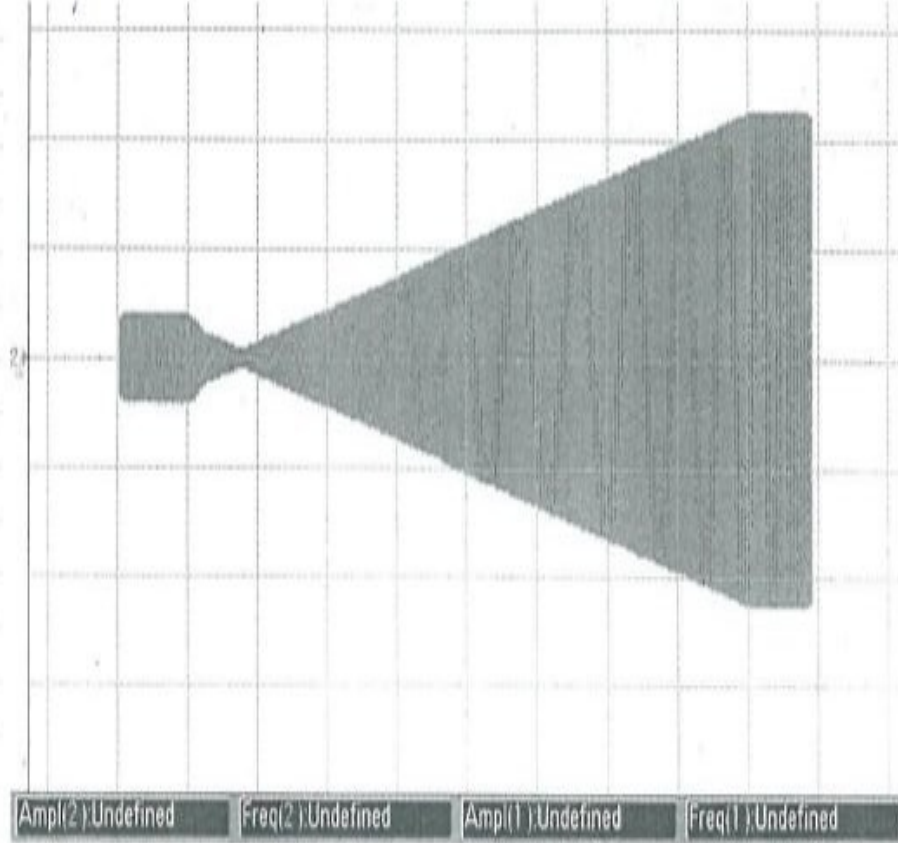
- le signal TF
- le mode XY
- ——— temporel



la différence entre les 2 pics est égale à $\Delta_{dB} = 20 \log\left(\frac{\mu}{1-\mu}\right)$
 d'où : $\mu = 3,8$

méthode XY

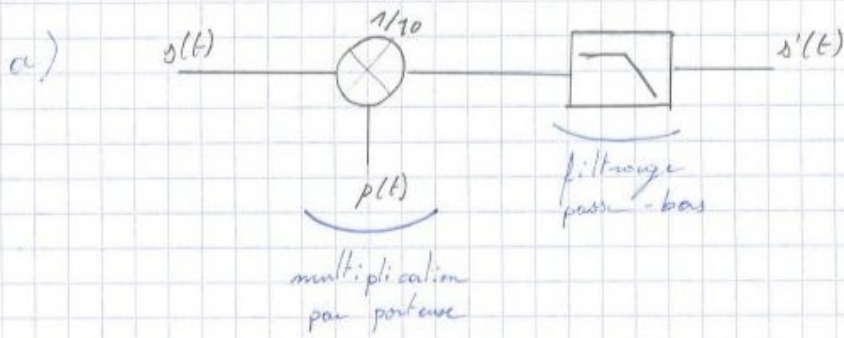




En faisant le rapport, on trouve

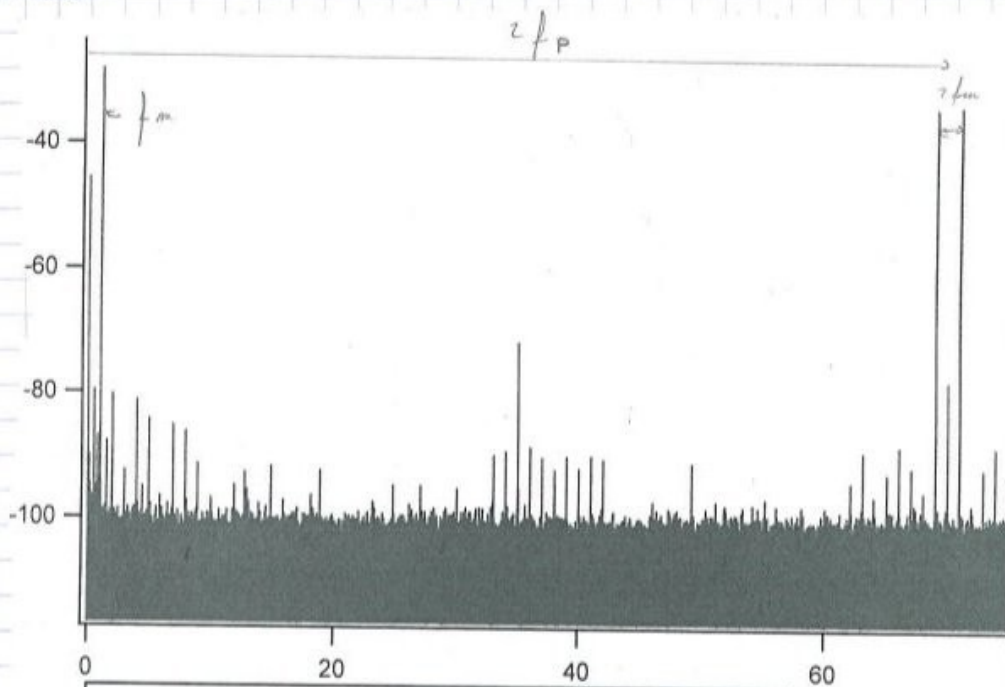
$$\underline{\mu = 3,6}$$

B.) Démodulation



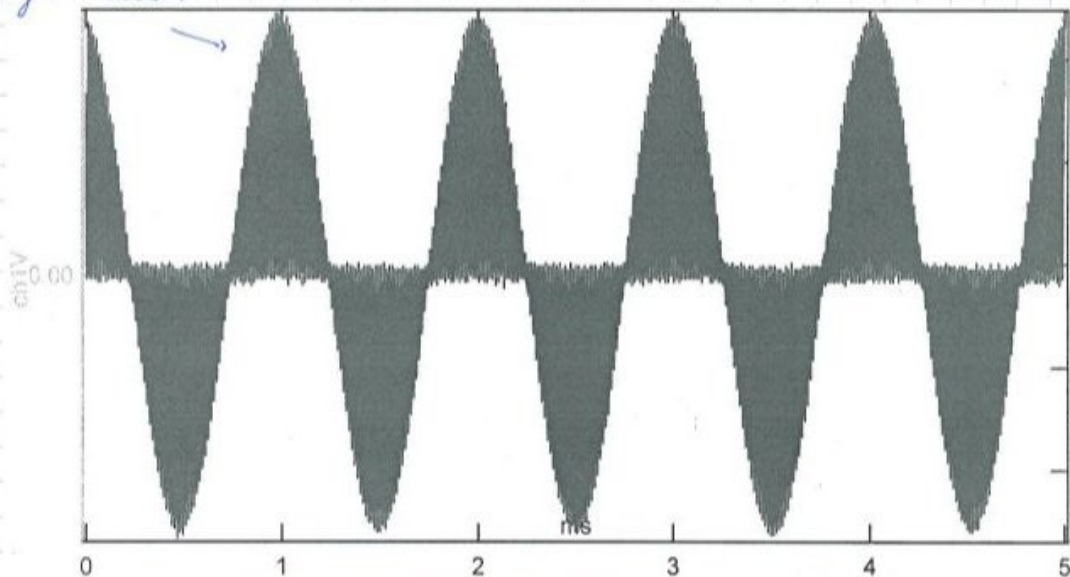
• multiplieur :

On multiplie par la porteuse afin d'augmenter la fréquence de la porteuse



Fenêtrage Hanning - Freq. échantillonnage: $F_e=2.5e+05$ Hz
 Repliement Spectr. si $F_{max}>F_e/2=1.25e+05$ Hz - Pas : $dF=0.5$ Hz

signal observé

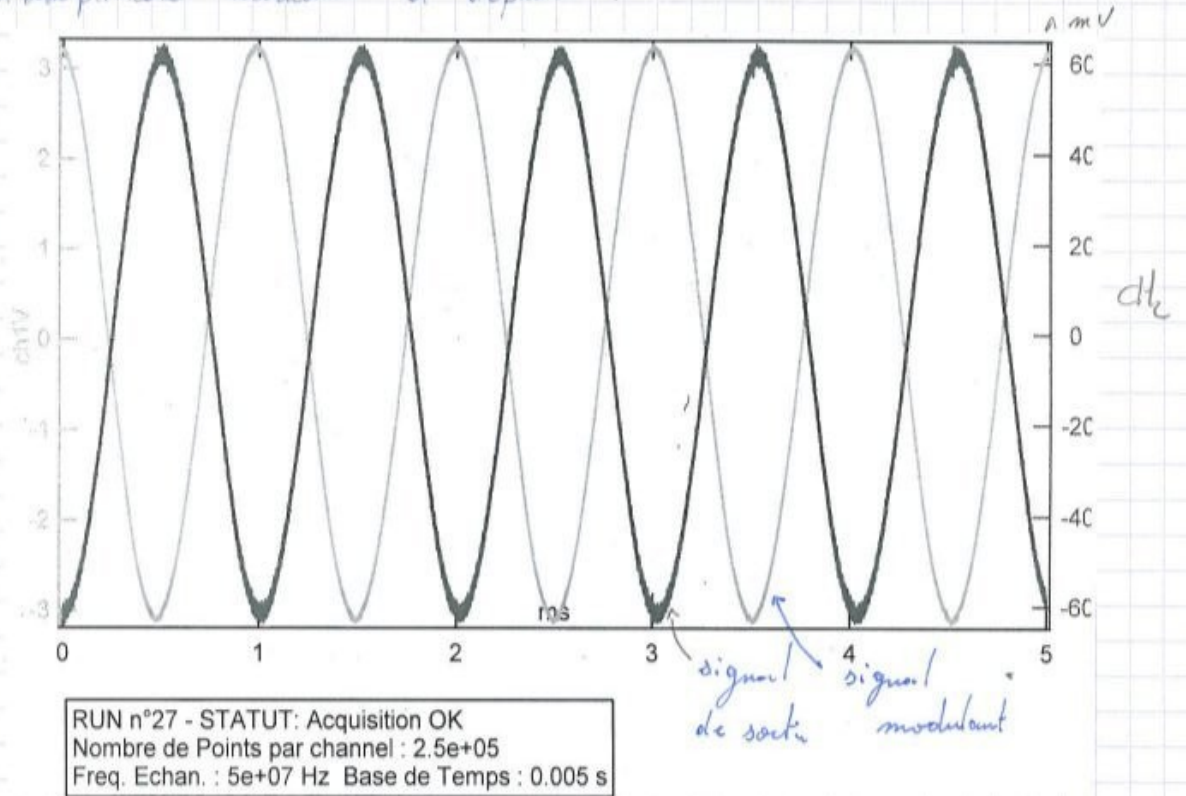


RUN n°21 - STATUT: Acquisition OK
 Nombre de Points par channel : $5e+05$
 Freq. Echan. : $1e+08$ Hz Base de Temps : 0.005 s

filtrage:

On filtre le signal afin de supprimer les composantes à $2f \pm f_m$.
↳ filtre passe bas. $f_c = 5 \text{ kHz}$.

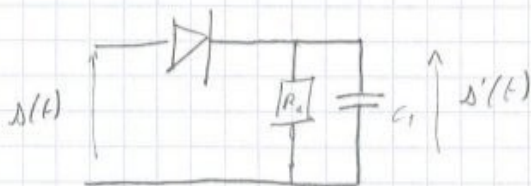
On récupère un signal de fréquence identique au signal modulant mais d'amplitude moindre et déphasé.



si on couple 2 générateurs, on peut avoir un petit décalage de fréquence entre la porteuse et le 2^e signal du 2^e multiplicateur.

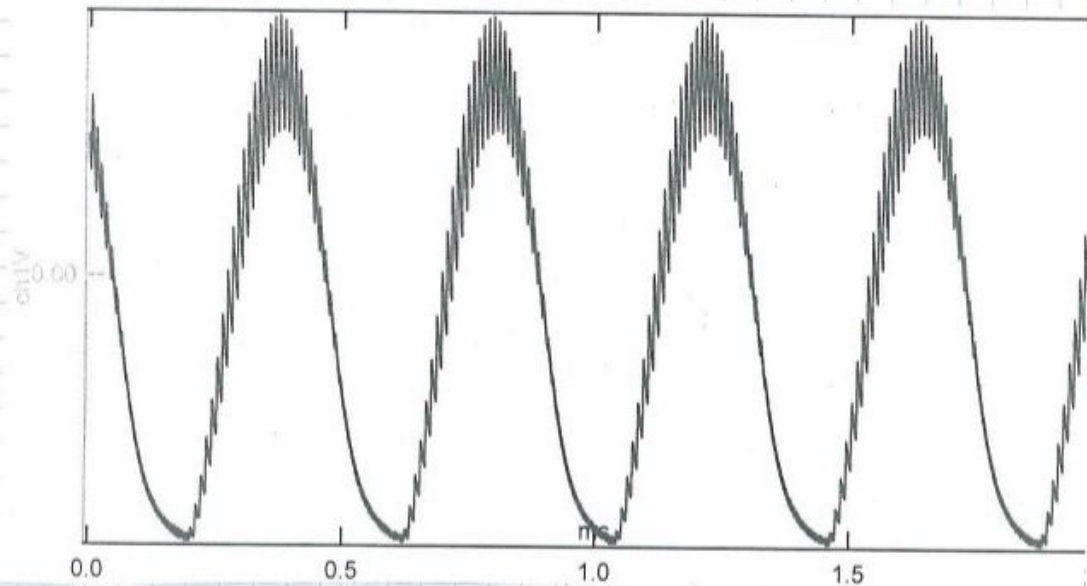
intérêt: pour modulation porteuse supprimée

b) détecteur de crête

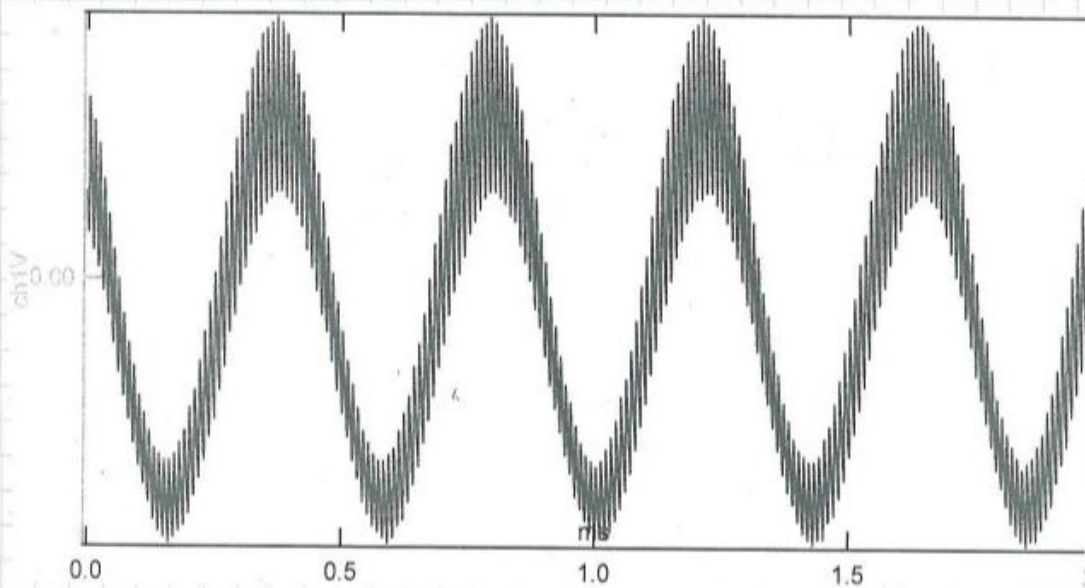


Le signal modulé $s(t)$ entre dans le système représenté ci-dessus, qui détecte les crêtes. Le signal $s'(t)$ est donc un ensemble de charges et de décharges qui suivent globalement les crêtes du signal modulé, c'est-à-dire l'allure de la modulante.

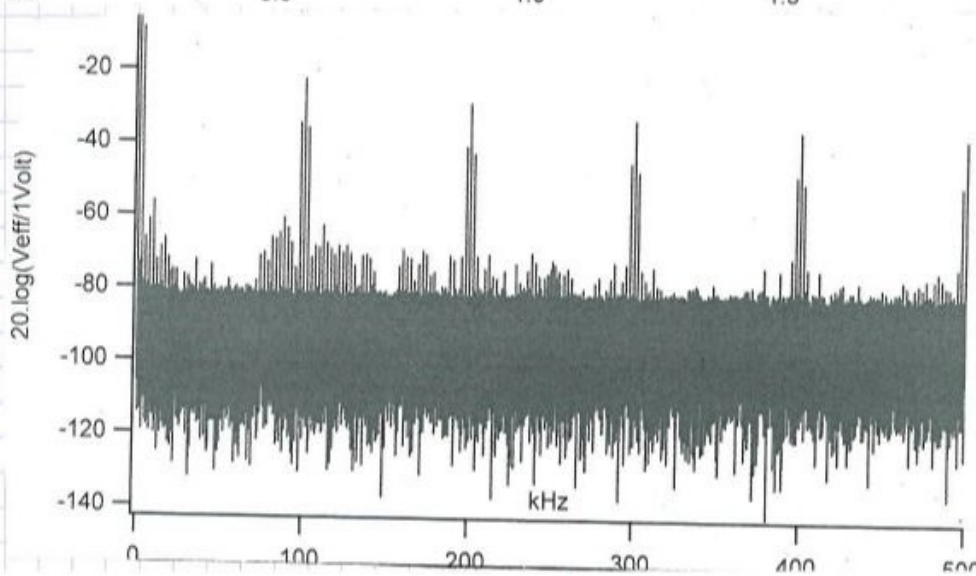
En fonction du temps de relaxation du circuit RC (c'est-à-dire des paramètres R et C) et de la pente de la modulate ($\approx \text{fréq.} \times \text{amp.}$), le signal $s'(t)$ suit plus ou moins bien l'allure de la modulate. Si la pente de la modulate est trop forte et que la relaxation du RC est trop lente, on démodulera mal (scope 1). On peut régler les paramètres différents pour une meilleure démodulation (2).



1



2



22/02/12

Modulation et démodulation de fréquence

① Modulation en fq

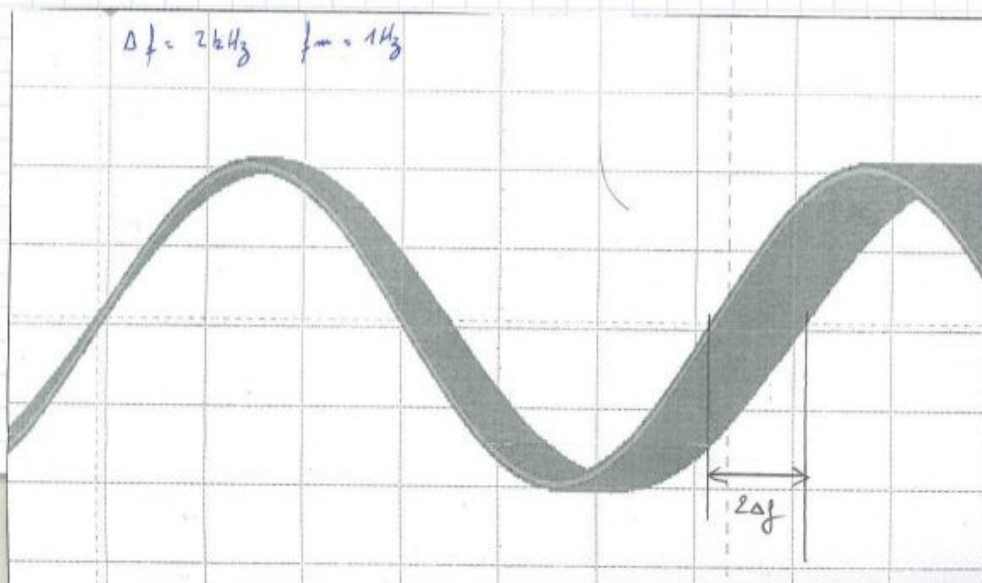
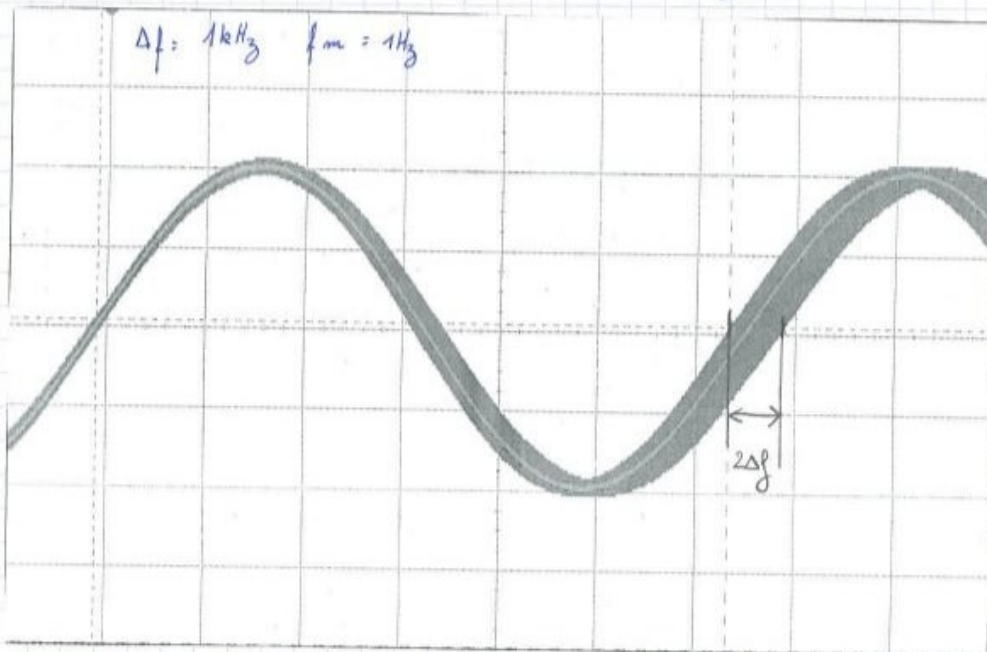
a) bases fréquences

On étudie l'effet de la fréquence de modulation et le décalage Δf du signal modulant.

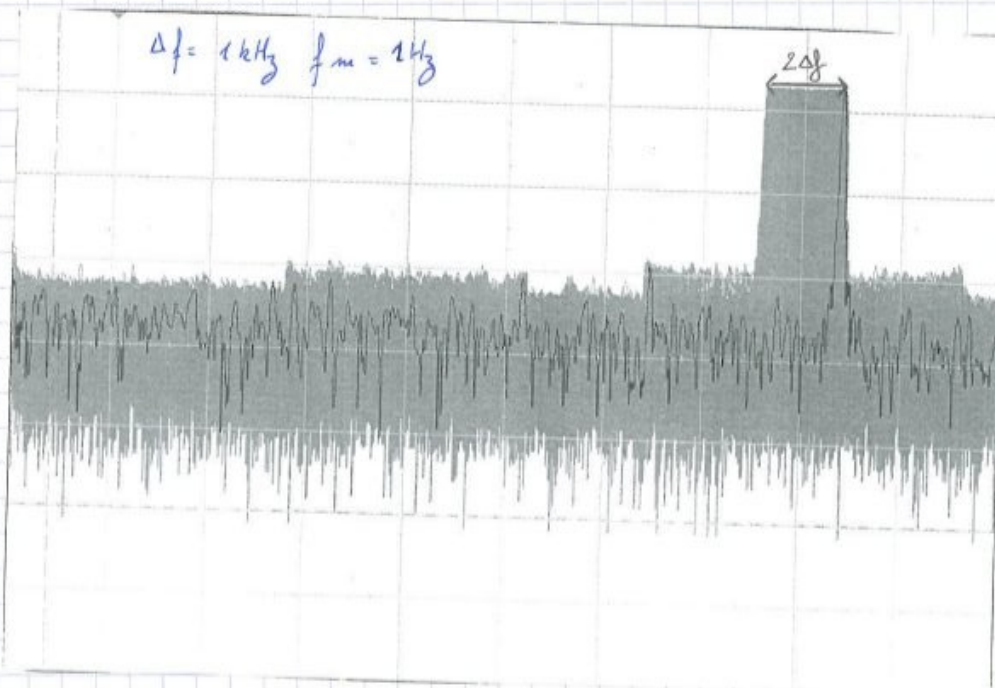
Pour information $s(t) = A_p \cos(2\pi f_p t + \beta \sin(2\pi f_m t))$

où $\beta = \frac{\Delta f}{f_m}$

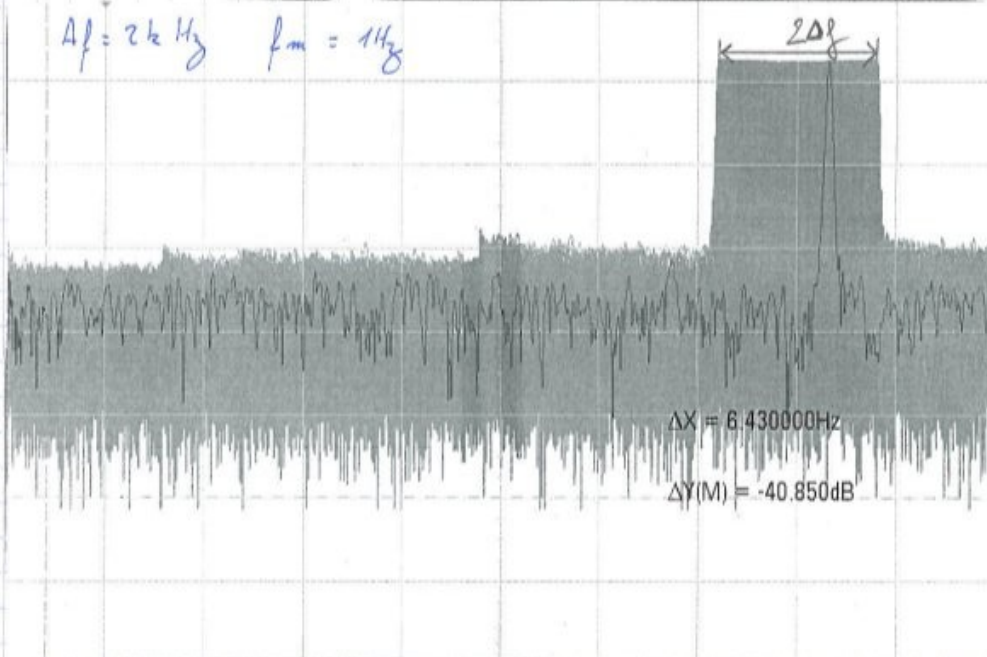
on observe que f_m est la fréquence à laquelle le signal "bouge".
 Δf représente l'écart de fréquence de signal



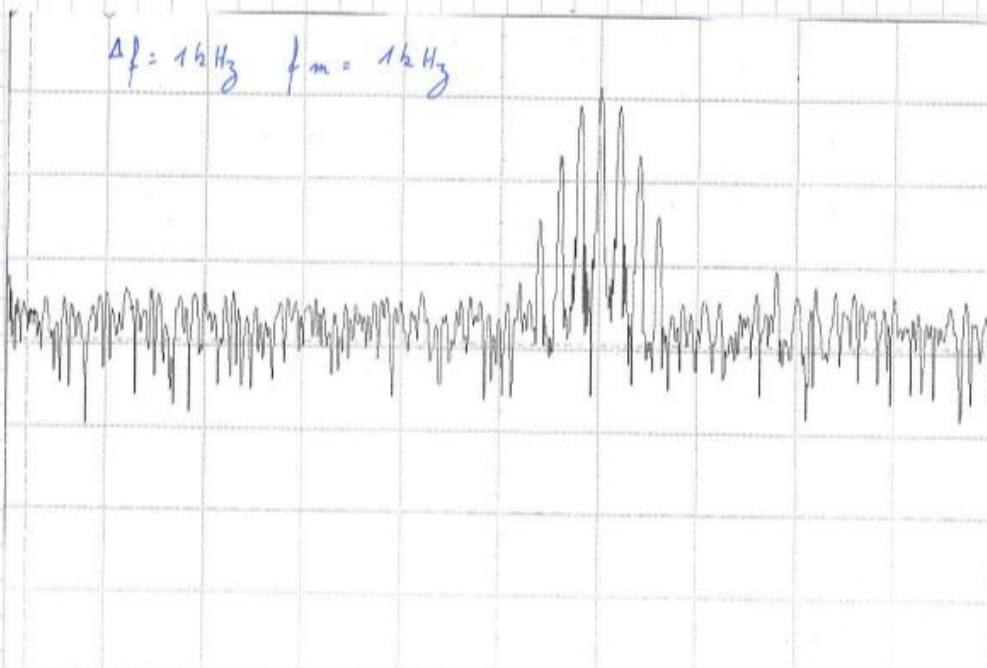
$$\Delta f = 1 \text{ kHz} \quad f_m = 2 \text{ Hz}$$



$$\Delta f = 2 \text{ kHz} \quad f_m = 1 \text{ Hz}$$

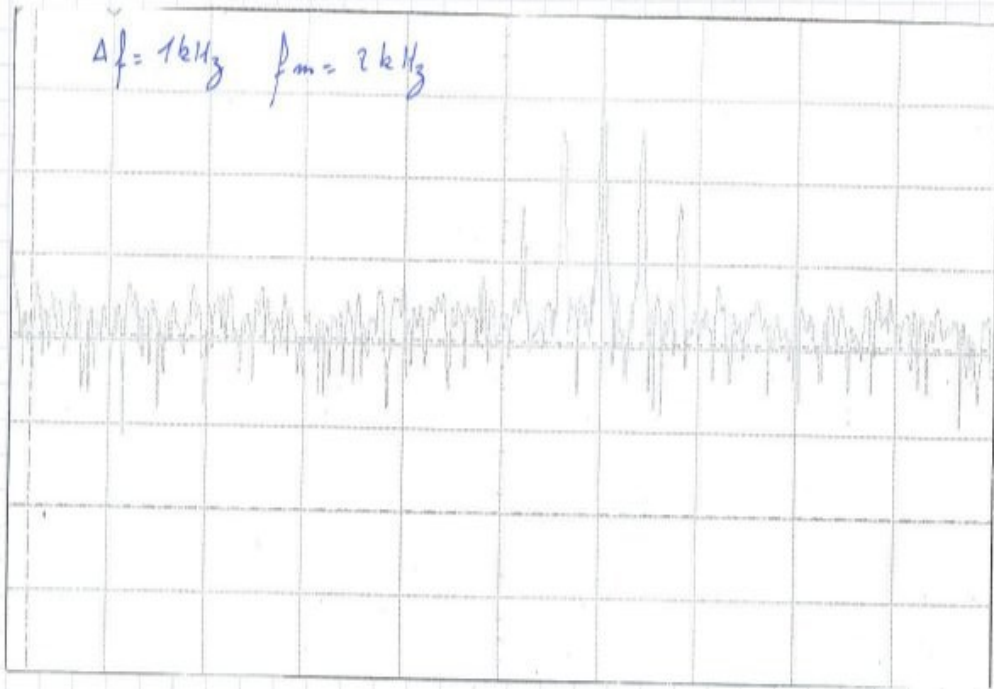


$$\Delta f = 1 \text{ kHz} \quad f_m = 1 \text{ kHz}$$



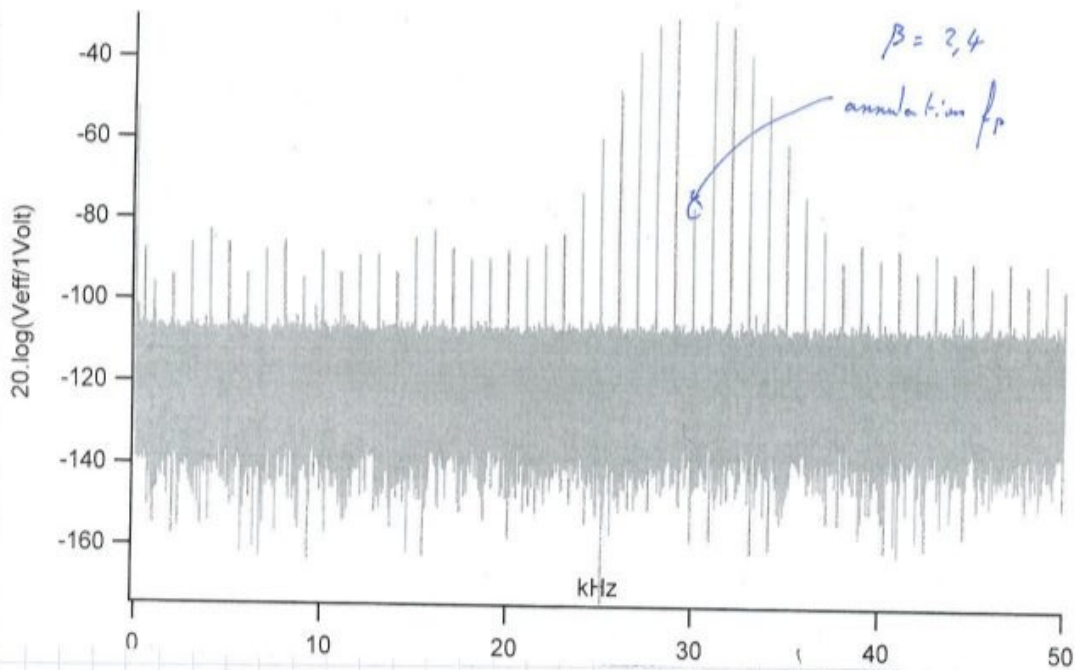
Ici le temps de calcul de la FFT est supérieur à la période "d'oscillation"

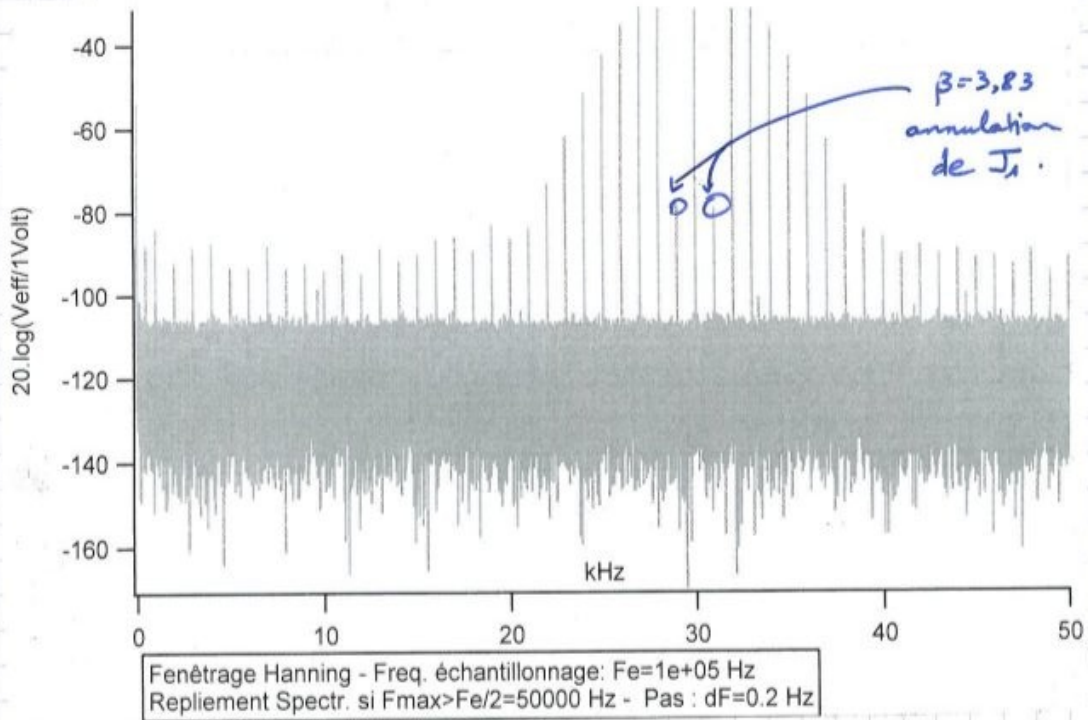
du signal



b) fréquence audio

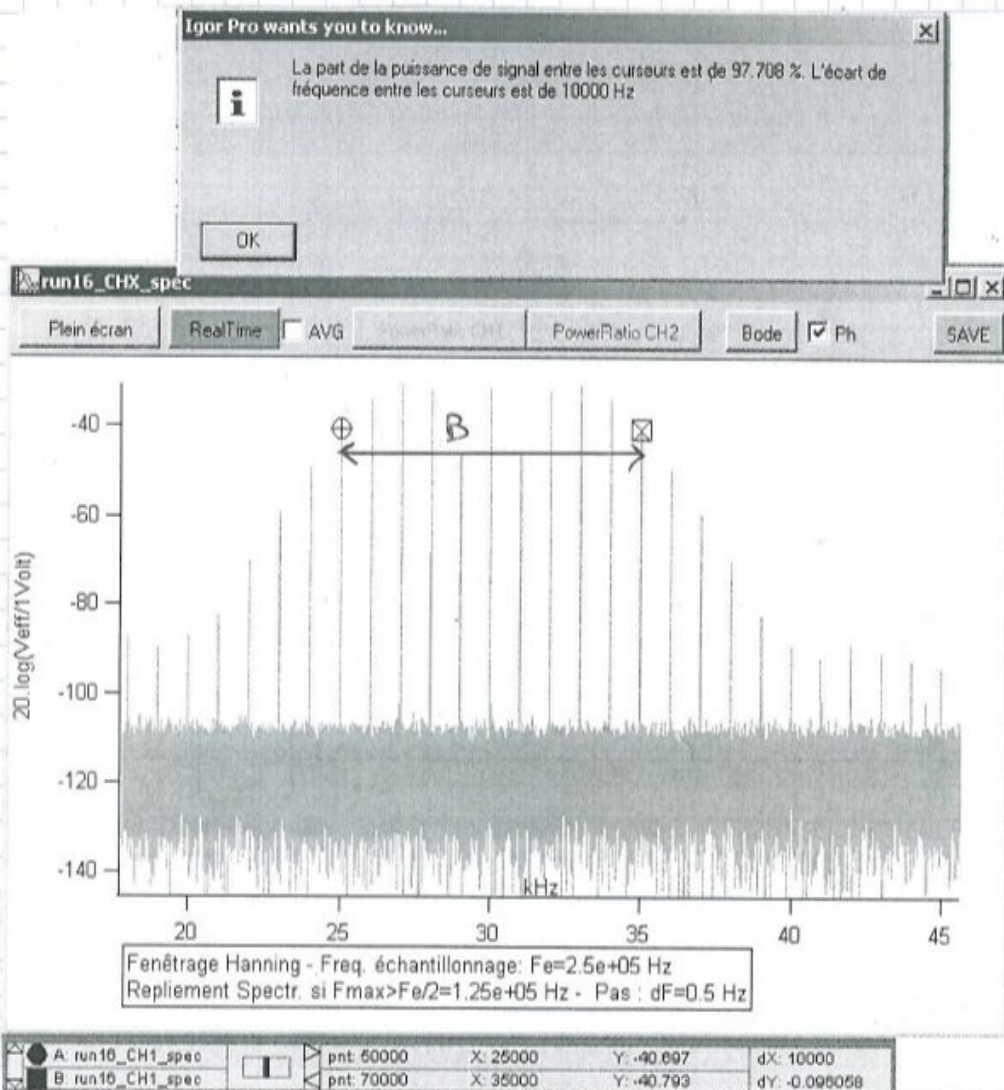
Pour certains β , on observe l'annulation de certaines fréquences, ce qui correspond aux zéros des fonctions de Bessel (issus de la fft du signal)





→ Bande de Carson.

On se focalise à $\Delta f = 4 \text{ kHz}$ et $f_m = 1 \text{ kHz} \Rightarrow p = 4, B = 10 \text{ kHz}$



La règle de Carson prévoit 98% de la puissance sur la bande B.

Expérimentalement, on a 97,08% de la puissance.

2) Boucle à verrouillage de phase



$$u_1(t) = A_1 \cos(\omega_0 t + \phi_1(t))$$

$$u_2(t) = A_2 \cos(\omega_0 t + \phi_2(t))$$

$$u_c(t) = u_1(t) \times u_2(t) \times K_c$$

$$= \frac{A_1 A_2}{2} K_c \left(\cos(2\omega_0 t + \phi_1(t) + \phi_2(t)) + \cos(\phi_1(t) - \phi_2(t)) \right)$$

on se place $\approx \Delta\phi = 0$

$$\phi_1 = \phi_2 = \phi$$

$$u_c(t) = \frac{K_c A_1 A_2}{2} \cos(2\omega_0 t + 2\phi(t))$$

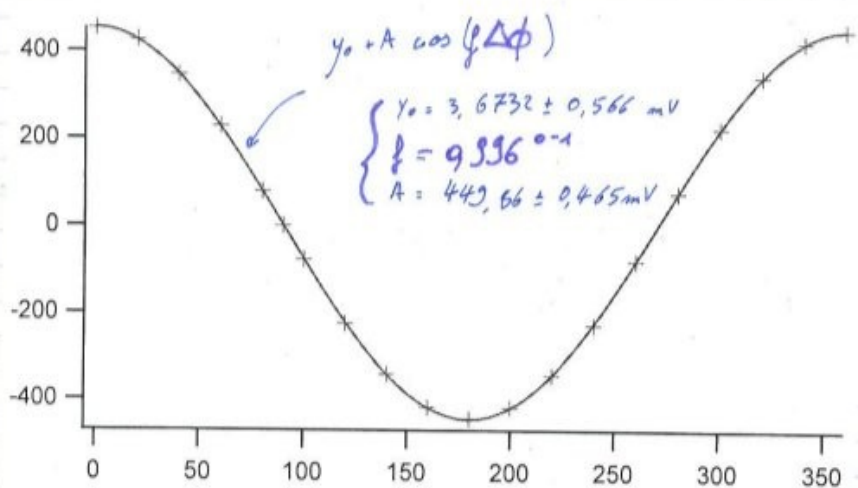
Expérimentalement, $A_1 = A_2 = 3,00 \text{ V}$

$$K_c A_1 A_2 = 330,68 \text{ mV}$$

On déduit $K_c = 0,1034$

On fait passer u_c dans un filtre passe-bas de fréquence de coupure $f_c = 10 \text{ kHz}$
 On se réempère que la valeur moyenne du signal. En faisant varier $\Delta\phi$,
 cette valeur moyenne varie et vaut $\frac{K_c A_1 A_2}{2} \cos(\Delta\phi)$

Point	delta_phi	Vmoy
0	0	452.3
1	20	426.2
2	40	346.9
3	60	228.6
4	80	80.1
5	100	-76.1
6	120	-223.2
7	140	-340.6
8	160	-417.6
9	180	-443.9
10	90	1.2
11	200	-418.7
12	220	-343.3
13	240	-226.4
14	260	-79
15	280	77.3
16	300	225.8
17	320	345.3
18	340	425.1
19	360	452.5

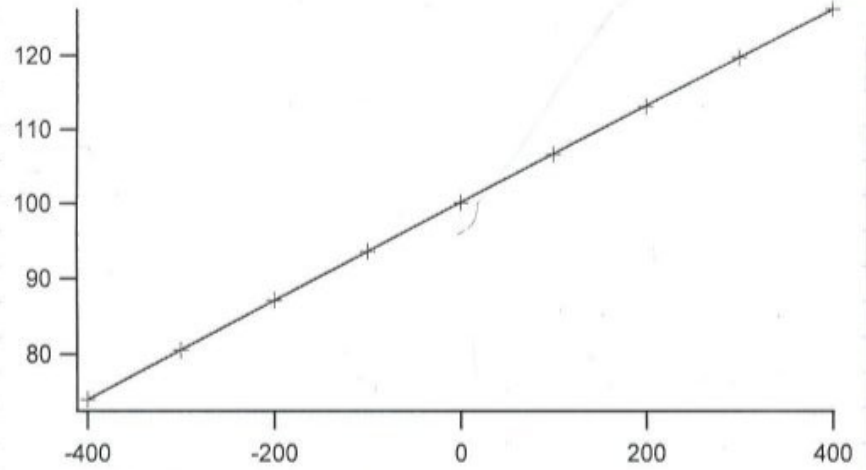


profil du signal de sortie en fonction de $\Delta\phi$

→ VCO

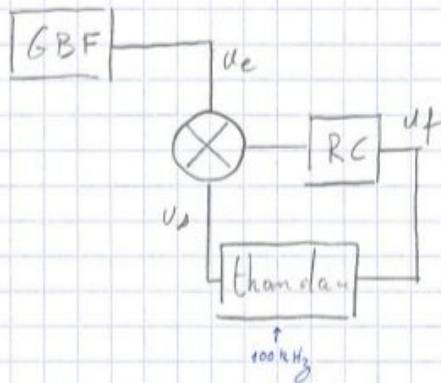
On envoie un signal continu en entrée du générateur Thandar qui sert de VCO. La fréquence de sortie est donnée par $f_s(t) = f_0 + K_0 \frac{u_e(t)}{\text{entrée}}$
 En faisant varier la valeur de la tension d'entrée:

Point	V (mV)	f (kHz)
0	-400	74.039
1	-300	80.51
2	-200	87.08
3	-100	93.61
4	0	100.1
5	100	106.63
6	200	113.12
7	300	119.77
8	400	126.37



On déduit $K_0 = 0,065367 \pm 7,31 \cdot 10^{-5} \text{ kHz/mV}$
 $f_0 = 100,14 \pm 9,0184 \text{ kHz}$

filtre à verrouillage de phase:

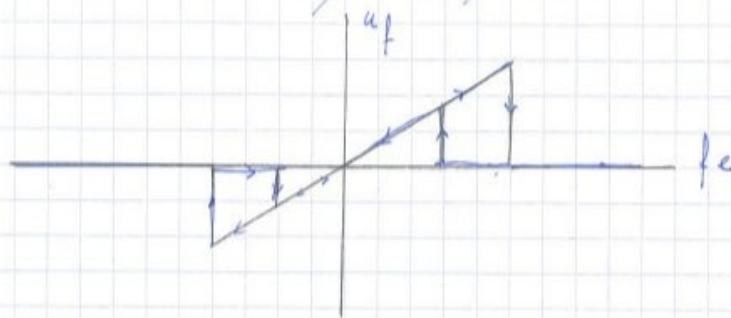


On commence avec une fq de 100 kHz. Comme les fréquences sont ajustées, le GBF Thandar n'a pas besoin de modifier sa fréquence.

∴ la fréquence n'est pas la même, et reste dans la plage de fonctionnement du Thandar, alors le signal de sortie u_f est un signal continue proportionnel à la différence de fréquence, le Thandar réajuste donc sa fréquence pour s'adapter.

Quand on sort du domaine de linéarité du transistor, on ne peut plus accorder. On obtient donc un signal u_f somme de 2 sinusoïdes de fréquences $100 \pm f_{entré}$.

On observe alors un cycle d'hystérésis dans l'accrochage.



→ Influence du bruit

On met à une entrée du multiplicateur le signal modulé auquel on a sommé un signal de bruit. Ce bruit supplémentaire permet une accroche plus facile dans une bande d'accroche plus large.

C) Démodulation

On injecte alors le signal modulé dans la boucle à verrouillage de phase, le signal de sortie reproduit alors une sinusoïde de fréquence égale à celle de la portuse. On a alors une technique pour démoduler un signal modulé en fréquence.

Régime transitoire :

si le signal modulant est un signal carré, on observe alors en sortie un signal carré mais présentant des petites oscillations. Ces oscillations sont dues au caractère filtre passe bas du circuit.

ajout d'un signal parasite :

on rajoute un signal perturbant. En approchant la fréquence de celle du signal modulant, le système va avoir tendance à s'accrocher sur

le signal parasite car il est plus puissant.

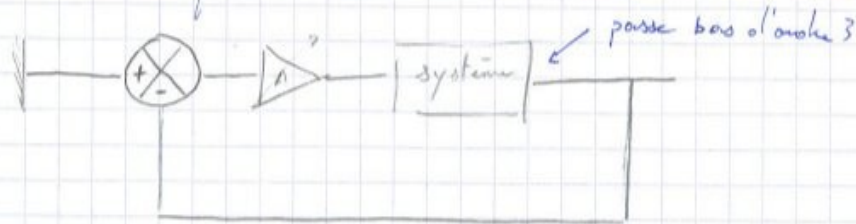
→ avantage de la modulation AM/FM :

- moins de problèmes de parasitage d'amplitude (lié atténuation diverse)
- technologie plus récente → accès bande passante plus grande

15/03/13

Asservissement

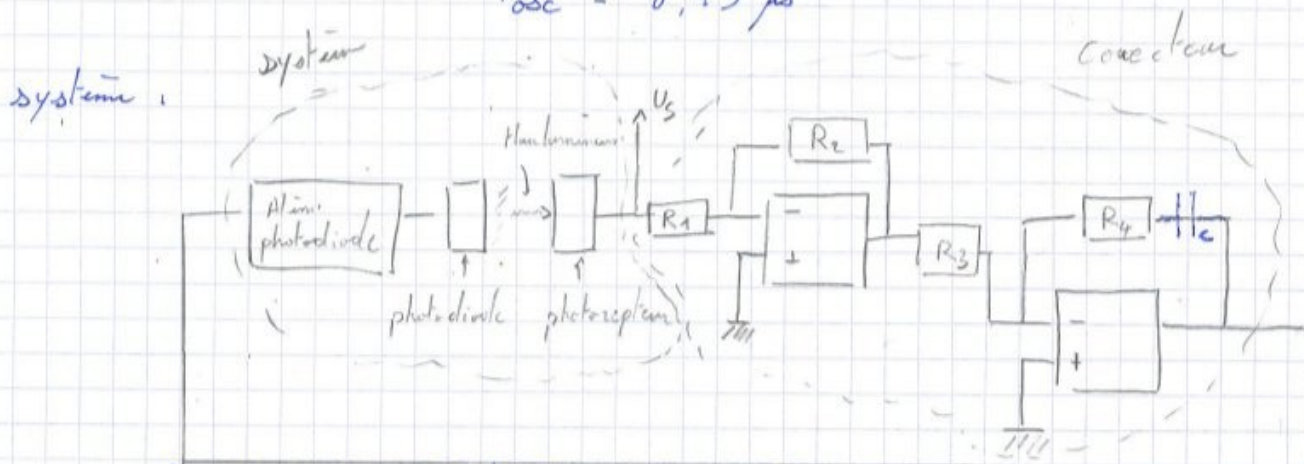
(A) Contrôle du flux lumineux reçu par un photorécepteur



Ce système est rétrocontrôlé. On augmente alors le gain A jusqu'à obtention d'oscillation (condition de Barkhausen en retour unitaire)

On mesure $f_{osc} = 118,64 \text{ kHz}$ (cette valeur vient avec l'éloignement du système)

$$T_{osc} = 8,43 \mu\text{s}$$



avec $R_1 = R_3 = R_4 = 15 \text{ k}\Omega$ $R_2 = 9,6 \text{ k}\Omega$

On change le montage pour introduire un condensateur tel que ^{on change R4}

$$\begin{cases} 0,83 T_{osc} = R_4 C \\ 0,45 \frac{R_2 R_4}{R_1 R_3} \Big|_{\text{avant}} = \frac{R_2 R_4}{R_1 R_3} \Big|_{\text{après}} \end{cases}$$

On a alors conçu un correcteur proportionnel intégral

On modifie alors le montage



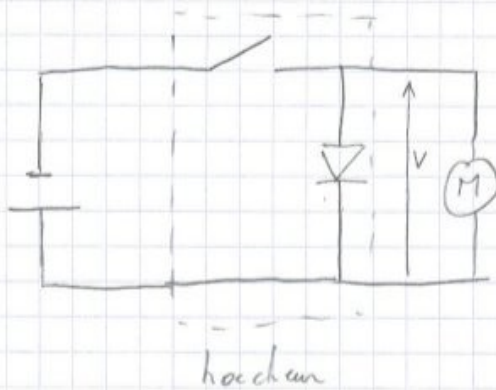
On a fonctionnement du système sur la plage :

$$V_c = [820 \text{ mV} ; 1,4 \text{ V}]$$

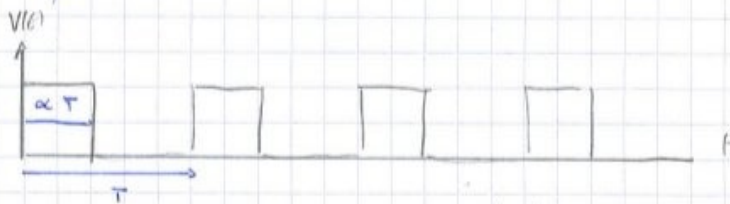
diode éteinte

non linéarité dues saturation

B) Accroissement en vitesse



• caractéristique que d'un haché :



• caractéristique du moteur :

$$H(j\omega) = \frac{G_0}{1 + j\omega\tau_m}$$

$$G_0 = 0,74 \quad \tau_m = 72 \text{ ms ici}$$

↳ comportement typique : Le moteur suit à faible fréquence mais ne peut plus accélérer à haute fréquence. On observe aussi une absence de résonance.

On trouve la caractéristique G_0 et τ_m en envoyant un signal créneau :

• correction : on introduit un correcteur proportionnel intégral pour avoir un gain statique nulle et annuler les effets d'une perturbation.



$$\hookrightarrow \text{comp}(p) = K \left(\frac{1 + j\omega\tau_c}{j\omega\tau_c} \right) \quad \text{où} \quad K = \frac{R_2 R_4}{R_1 R_3} \quad \text{et} \quad \tau_c = R_4 C$$

On dimensionne le correcteur pour satisfaire les critères de stabilité

$$\tau_c = \tau_m$$

$$\text{soit } R_4 C = 72 \text{ ms}$$

On choisit $C = 1 \mu\text{F}$ $R_3 = R_4 = 72 \text{ k}\Omega$ $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$
 $R_2 \rightarrow$ potentiel réglable

observation: A jout d'une charge au moteur (rhéostat

* sans correcteur : ralentissement du moteur.

* avec --- : la vitesse du moteur augmente jusqu'à prendre sa vitesse sans rhéostat.
de plus tps de réponse \downarrow si $K \uparrow$.