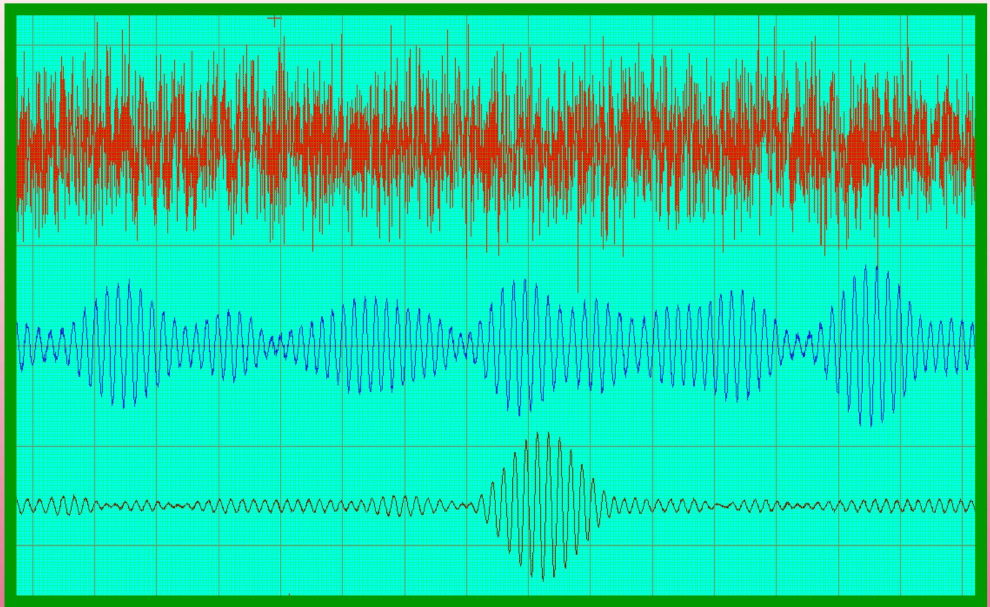
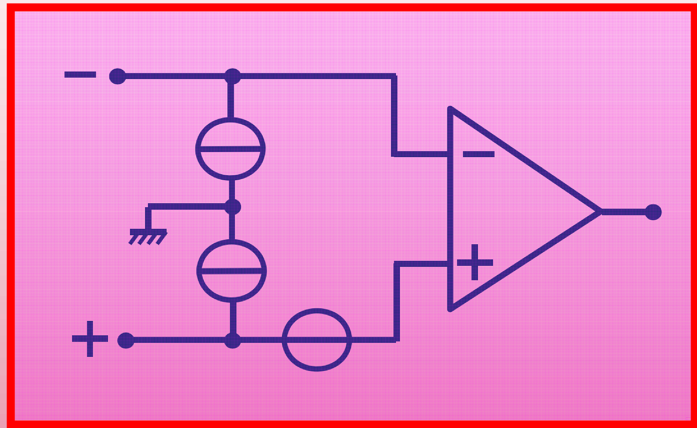
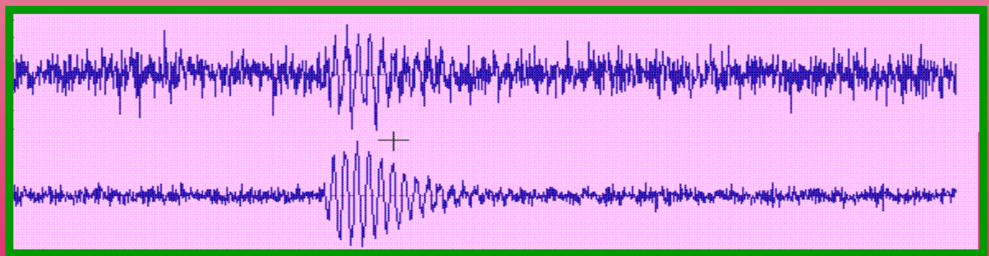
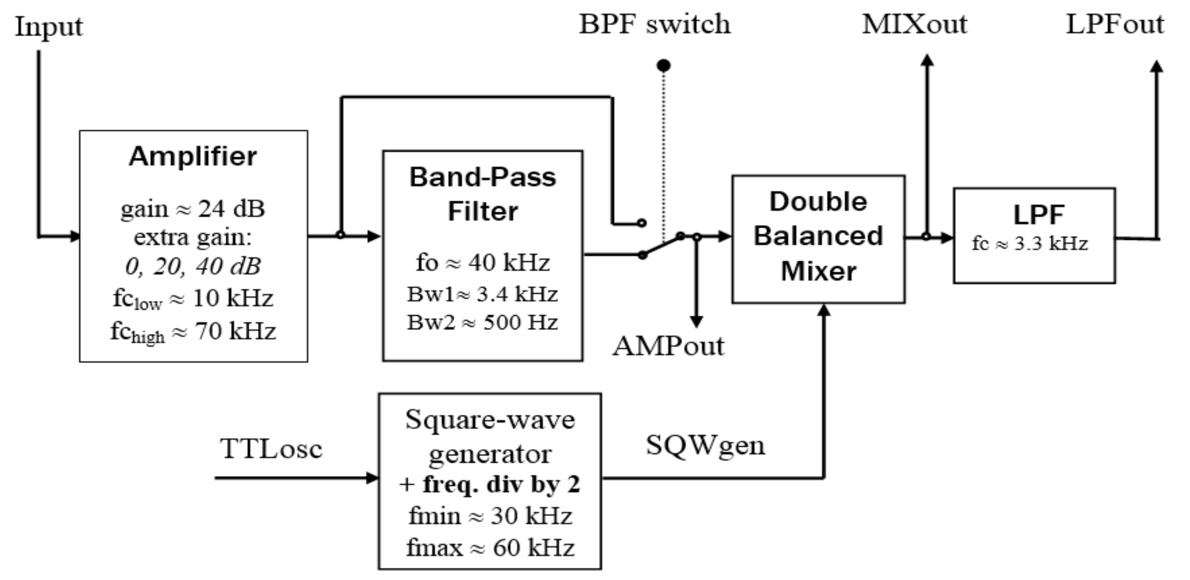
Electronique MIC3mte :
Traitement de signaux très bruités – 3443.5

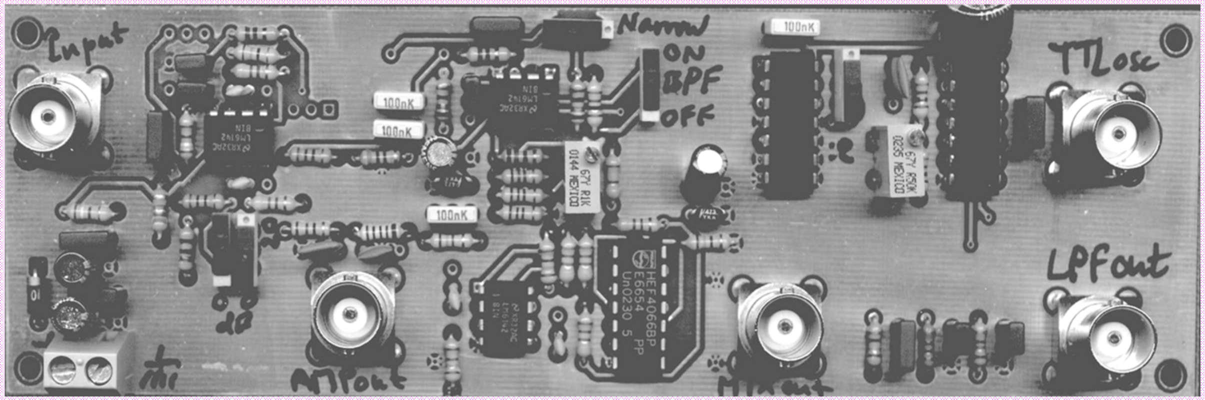






Lab – Gain d'un amplificateur – Passe-bande analogique (carte AMPMIX) 1





Power supply:
5 (8 mA) to 18V (20 mA),
Input impedance: 5 kΩ (AC coupling)

Amplifier:
fc_{low} ≈ 10 kHz, fc_{high} ≈ 70 kHz, gain: ≈ 24 dB, additional gain: + 20dB or + 40 dB

Band-Pass filter:
Second order, resonant frequency adjustable around 40 kHz Bandwidth:
Wide (3.4 kHz) or Narrow (≈ 500 Hz)

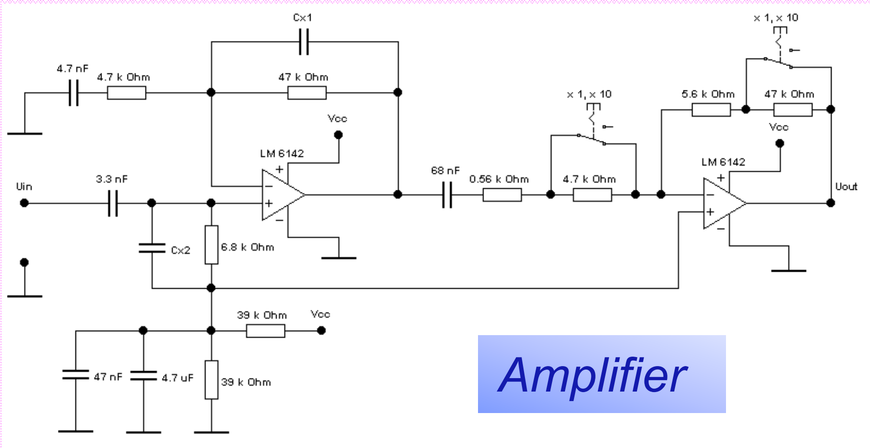
Square-Wave generator:
Tunable fmin ≈ 30 kHz, fmax ≈ 60 kHz

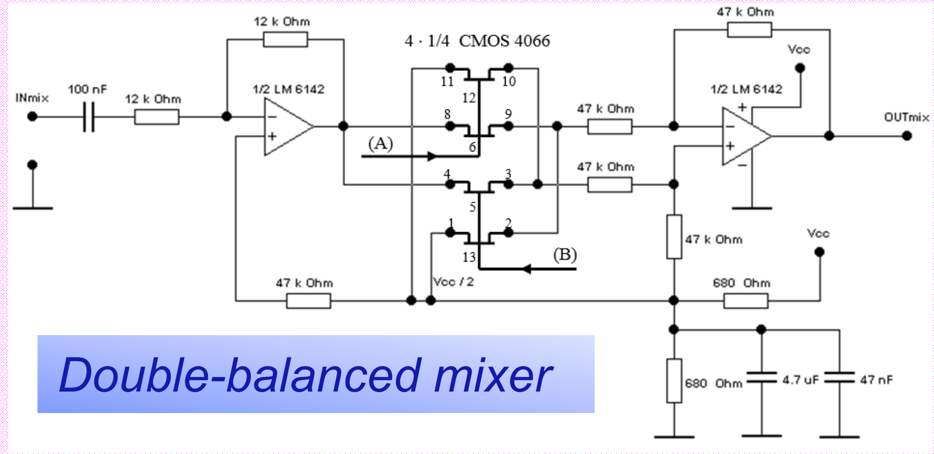
External frequency control (TTLosc)
$SQWgen_{freq.}$ = $TTLosc_{freq}/2$

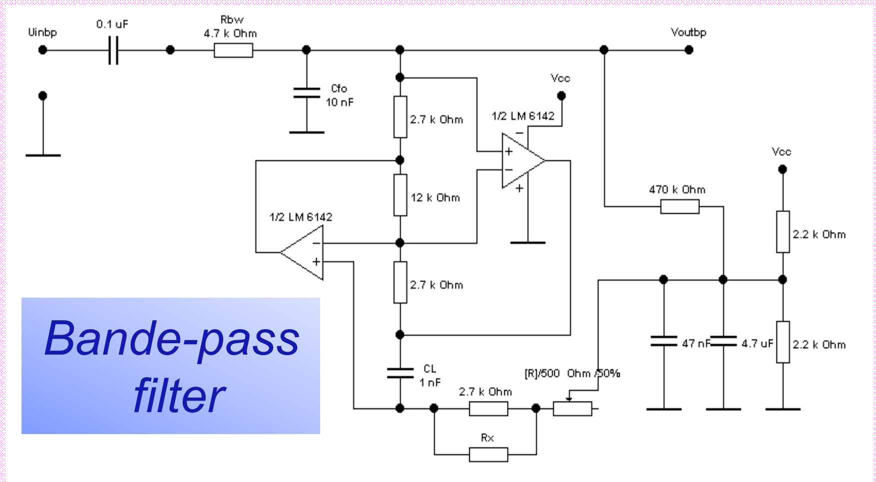
Double balanced mixer:
MIXout(t) = AMPout(t) · SQWgen(t),
i.e. AMPout multiplied by ± **1**

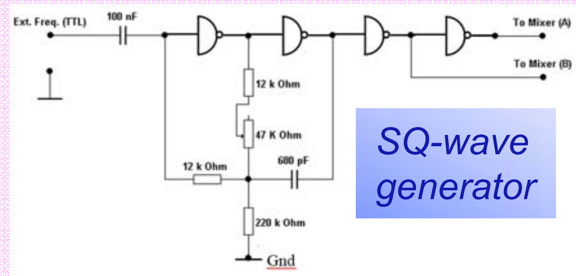
LPF:
Three cascaded R-C low-pass filters

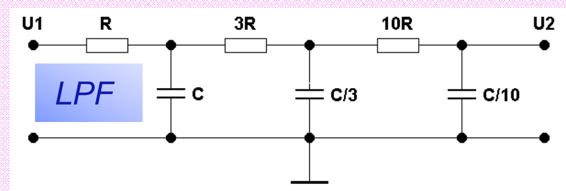
Lab – Gain d'un amplificateur – Passe-bande analogique (carte AMPMIX) 2









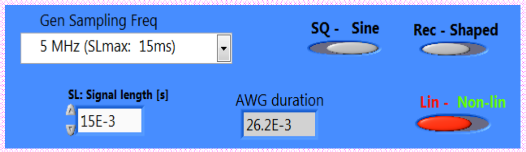


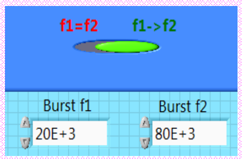
Lab – Gain d'un amplificateur – Passe-bande analogique (carte AMPMIX) 3

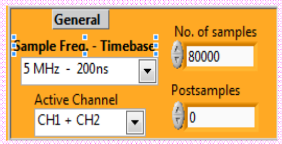
a) *En position gain MAX, mesurer le gain pour les fréquences suivantes:*
10 KHz – 20 KHz – 40 KHz – 80 KHz – 160 KHz – 320 KHz

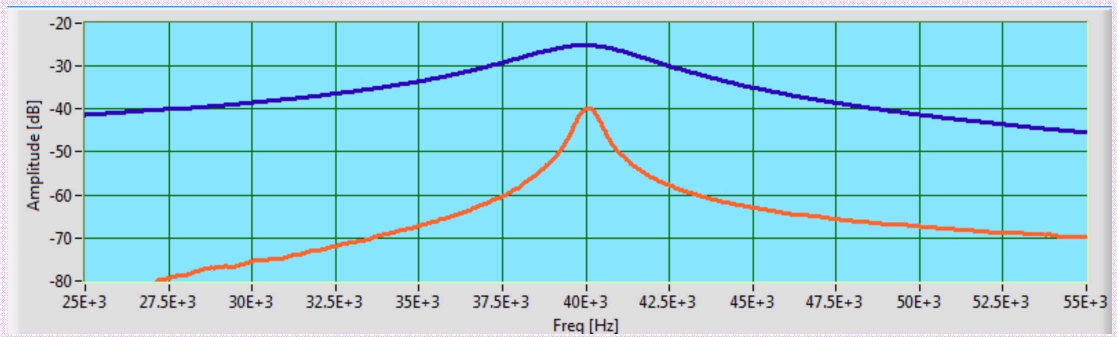
! Vérifier que l'amplificateur fonctionne bien en mode linéaire (pas de saturation) !

b) *Estimer la bande passante du filtre passe-bande analogique en bande large et en bande étroite. Mesurer le gain correspondant. Si la fréquence centrale du filtre n'est pas de 40 KHz, faire le réglage approprié pour qu'elle y soit.*

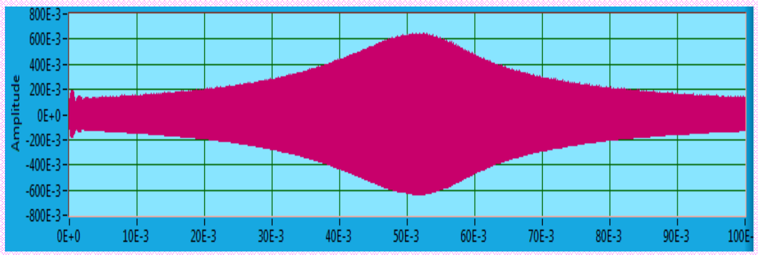


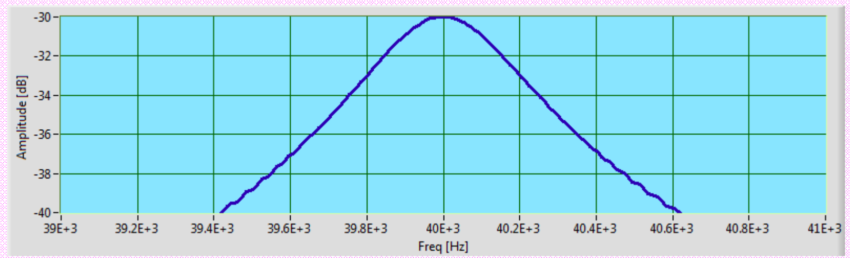






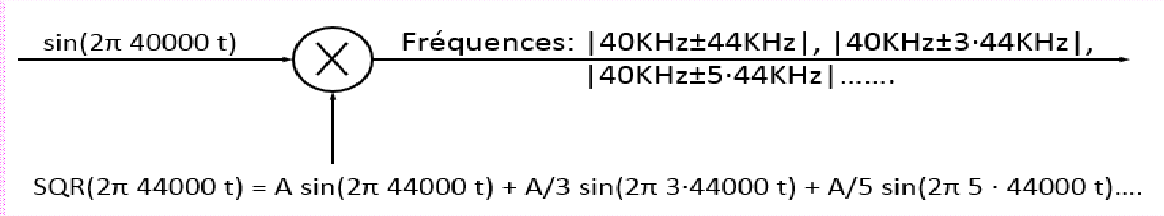
c) *Utiliser le paramétrage suivant pour mesurer avec précision la bande-passante du filtre en position «Narrow» -* Gen Sampling Freq: 1.25 MHz, SL: 100ms, Samplig Freq: 500 KHz, No of samples: 50000, Burst f2 – Burst f2 = 2 KHz





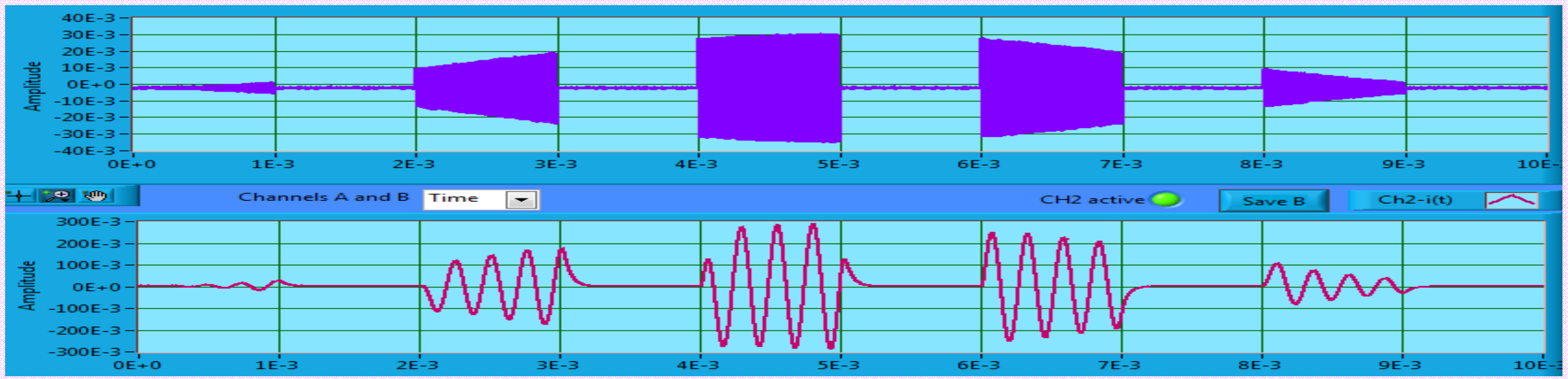
Lab – Changement de fréquence 1 (carte AMPMIX)

Principe : *La multiplication de deux signaux sinusoïdaux* $x_1(t)$ *et* $x_2(t)$ *de fréquences* f_1 *et* f_2 *génère deux signaux sinusoïdaux, l'un dont la fréquence est* f_1+f_2 *et l'autre dont la fréquence* $|f_1–f_2|$. *Si l'un des signaux est carré symétrique, alors on le décompose à l'aide des séries de Fourier pour faire l'analyse. Exemple :*



Après un filtre passe bas de fréquence appropriée il ne restera à sortie qu'un signal sinusoïdal de 4 KHz.

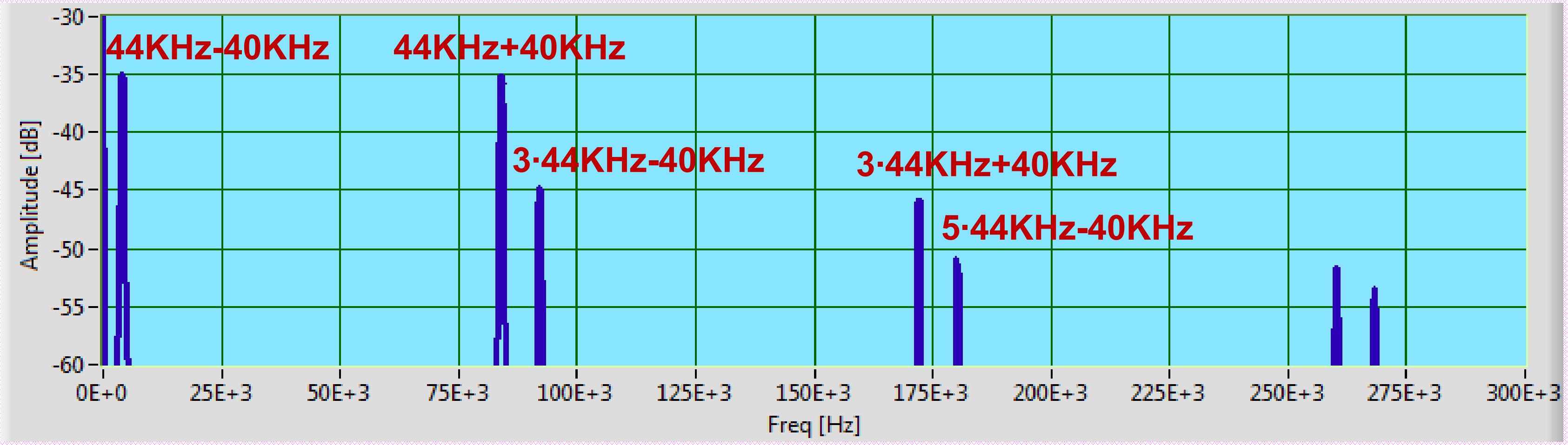
Régler le générateur à 40 KHz (shaped – 10ms) et regarder le signal à la sortie du mélangeur ainsi qu'après les filtres passe-bas. Régler l'oscillateur pour que la fréquence du signal après les filtres passe-bas soit de 4 KHz. Ajouter une modulation (400 Hz) au signal du générateur et vérifier qu'elle apparait bien à la sortie des filtres passe-bas mais avec une fréquence de 4 KHz.



Analog and Digital Signal Processing

Lab – Changement de fréquence 2 (carte AMPMIX)

Caractéristique spectrale de MIXout



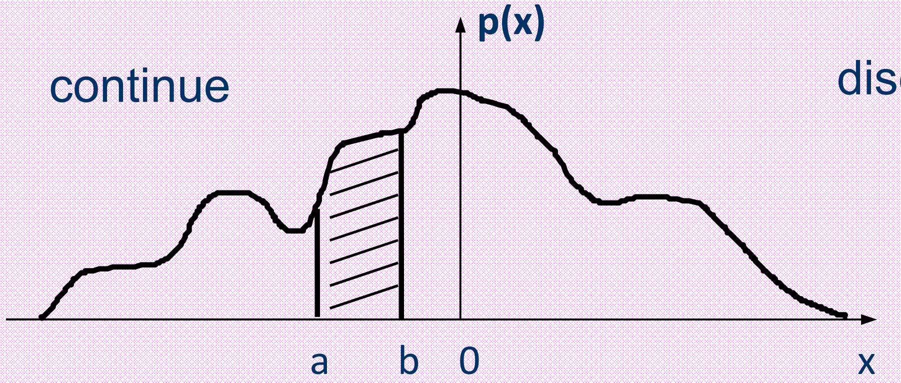
Conclusions : *La technique de changement de fréquence par multiplication avec un signal carré est facile à réaliser avec des commutateurs électroniques. Cependant, il est important de s'assurer que les caractéristiques spectrales du signal d'entrée (signal + bruit) soient limitées afin de ne pas pouvoir se mélanger avec les harmoniques du signal mélangeur (44KHz carré dans notre cas).*

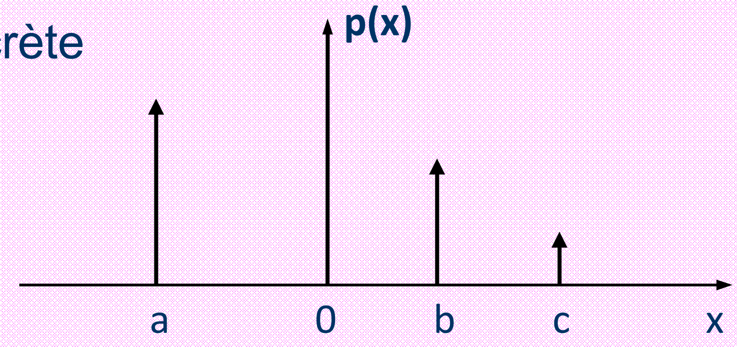
a) *Démontrer pratiquement que l'on obtiendra aussi un signal à LPFout de 4KHz si la fréquence du signal d'entrée est de* ***3·44KHz+4KHz*** *ou de* ***3·44KHz-4KHz****.*

a) *Démonter l'utilité de pré amplifier le signal d'un transducteur avant de faire une conversion A/D.*
Utiliser la réflexion contre le plafond d'un signal ultrasonore pour cette démonstration

T – Probabilité et variables aléatoires 1

Introduction: Une variable aléatoire X peut être spécifiée par sa densité de probabilité p(x) :

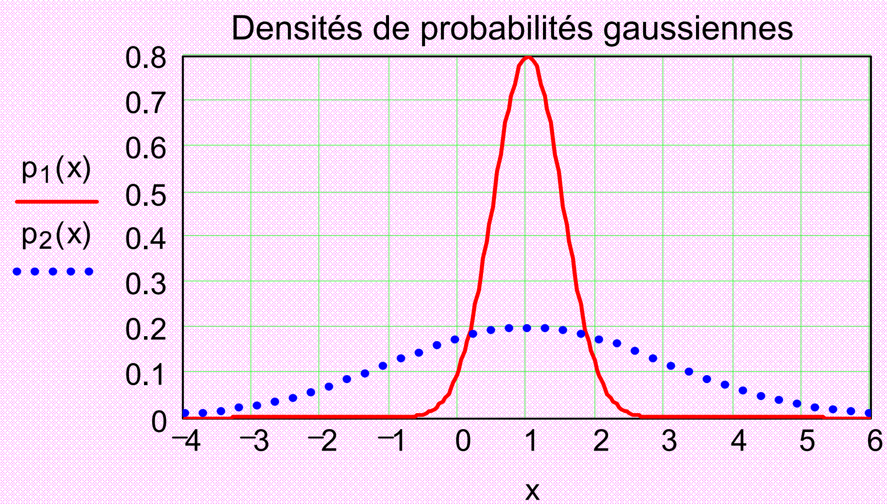




Par définition : $P(a < x < b) = \int_a^b p(x)\,dx$ avec $\int_{-\infty}^{\infty} p(x)\,dx = 1$

$$p(x) = \frac{1}{\sigma \cdot \sqrt{2 \cdot \pi}} \cdot e^{\frac{-(x-m)^2}{2 \cdot \sigma^2}}$$

$\sigma_1 = 0.5$ $\sigma_2 = 2$ $m = 1$



T – Probabilité et variables aléatoires 2

Définitions et relations importantes:

Tension RMS (efficace)
inclu les composantes AC et DC du signal

$$U_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{n} \cdot \sum_{i=0}^{n-1} x_i^2}$$

Valeur moyenne
composante DC du signal

$$\mu = \frac{1}{n} \cdot \sum_{i=0}^{n-1} x_i$$

Variance (dispersion des échantillons)
composante AC du signal

$$\sigma^2 = \frac{1}{n} \cdot \sum_{i=0}^{n-1} (x_i - \mu)^2$$

Déviation standard

$$\sigma$$

Relation

$$U_{RMS} = \sqrt{\mu^2 + \sigma^2}$$

Si $x_i = s_i + n_i$ *et ne sont pas corrélés et sont sans aucune composante DC*

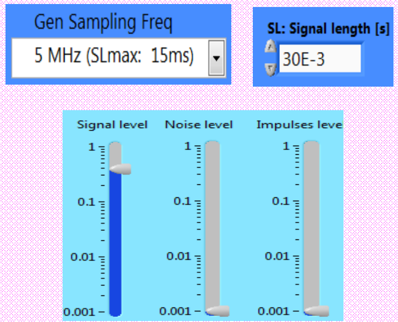
$$\sigma_x^2 = \sigma_s^2 + \sigma_n^2$$

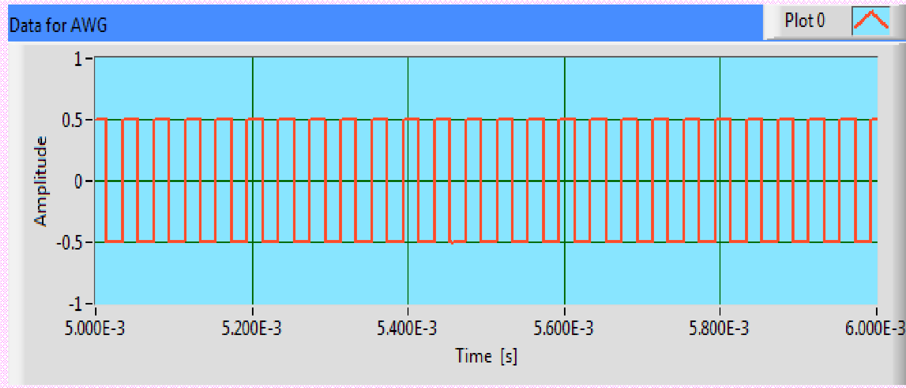
On a également :

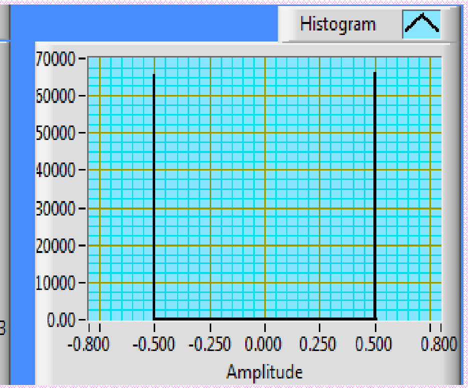
$$Ux_{RMS}^2 = Us_{RMS}^2 + Un_{RMS}^2$$

Lab – Densités de probabilités - Histogramme 1

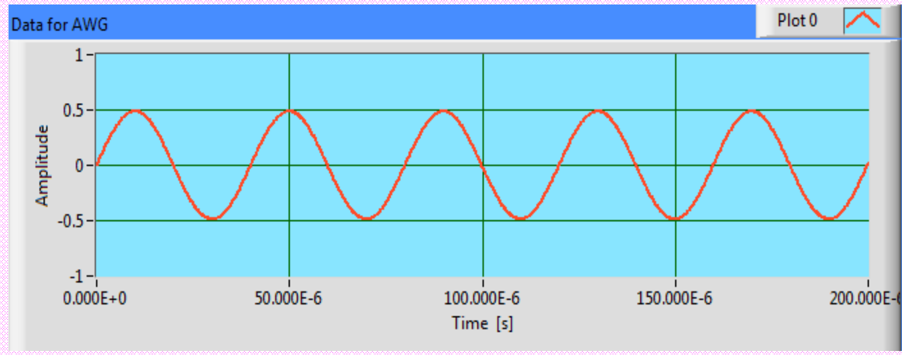
Signal carré :

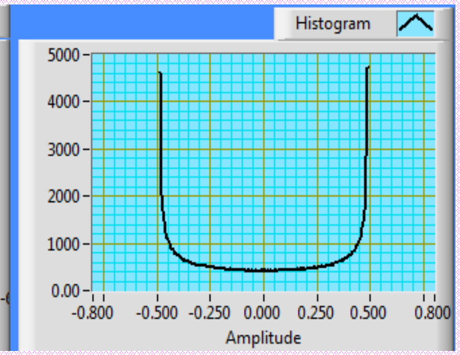




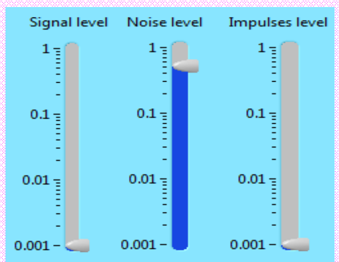


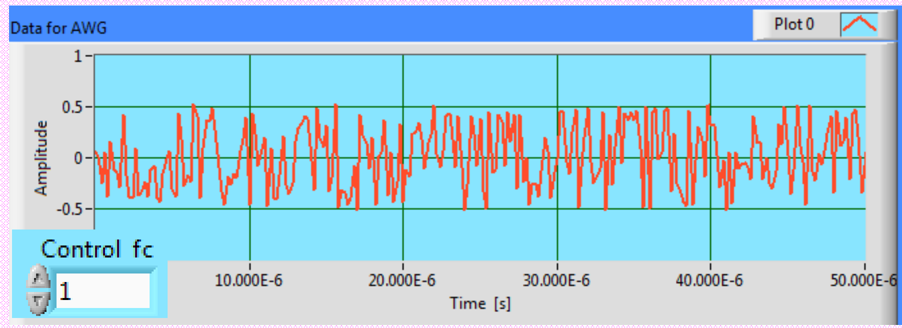
Signal sinusoidal :

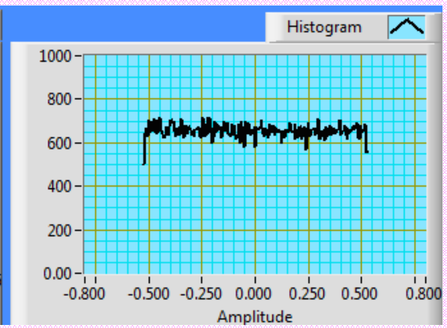




Densité uniforme :

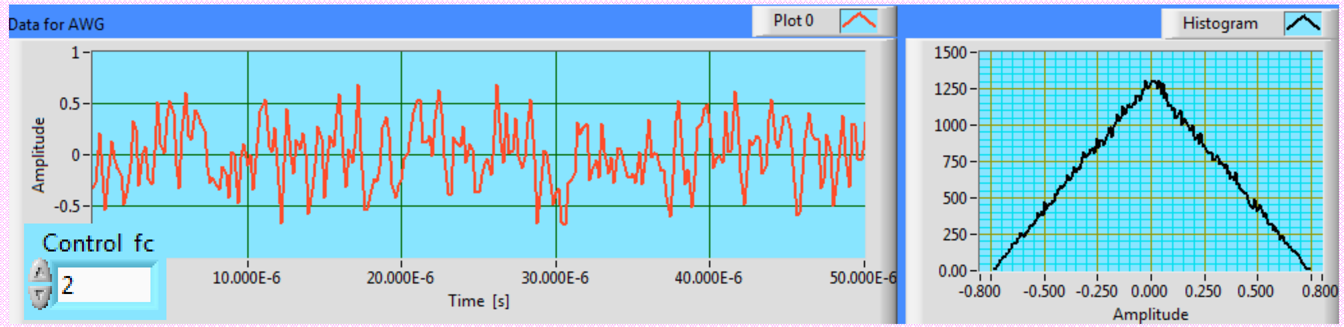




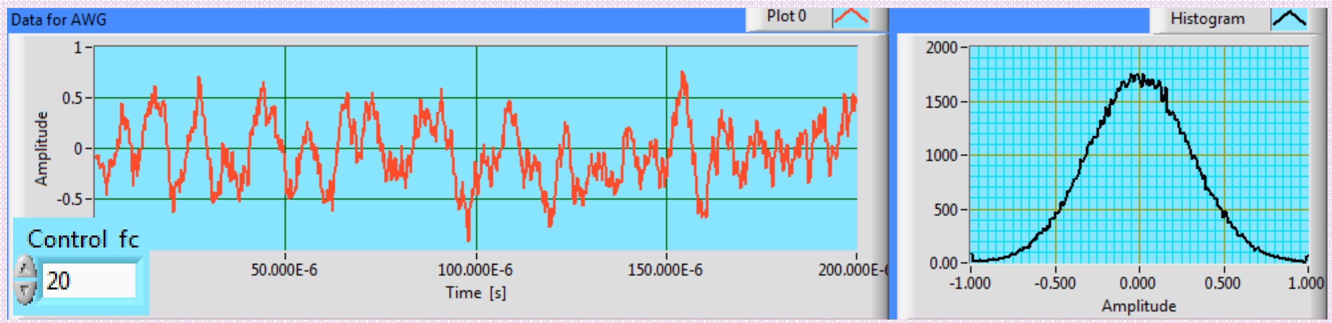


Lab – Densités de probabilités - Histogramme 2

Somme de 2 variables aléatoires de densités uniformes identiques :

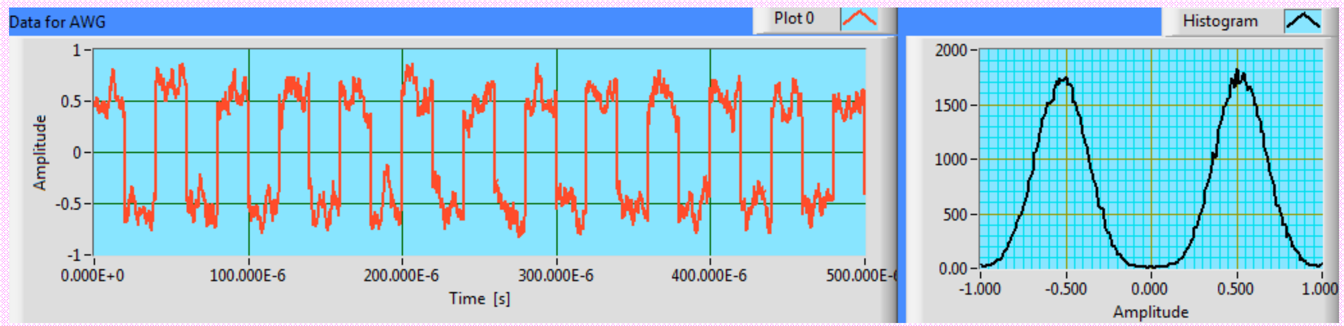


Somme de 20 variables aléatoires de densités uniformes identiques :

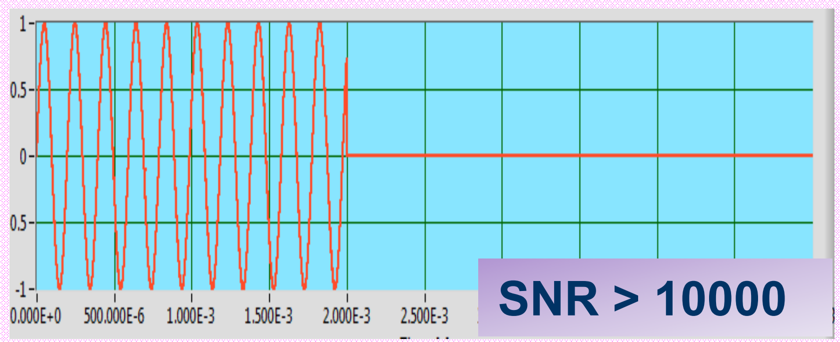


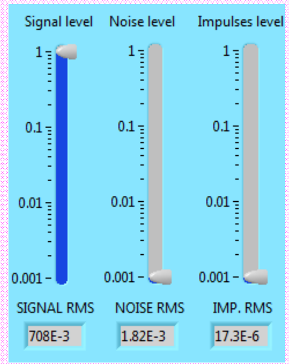
Somme de 20 variables aléatoires de densités uniformes identiques et d'un signal carré:

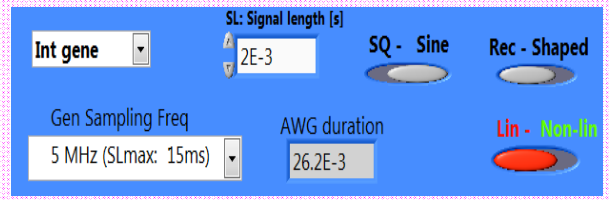
SIGNAL RMS	NOISE RMS	IMP. RMS
523E-3	146E-3	20.1E-6

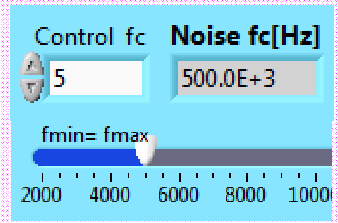


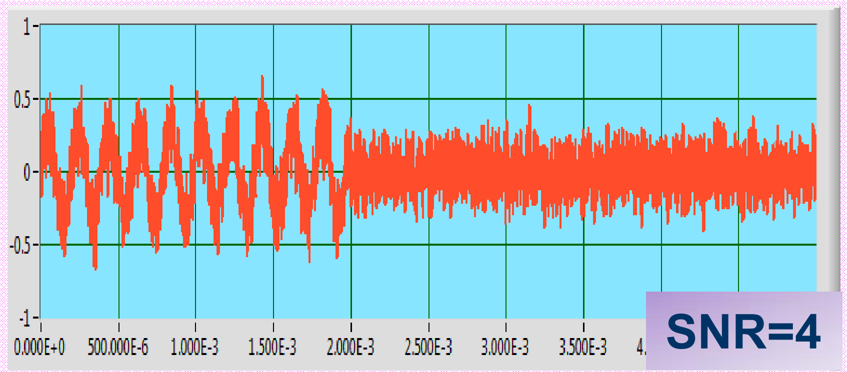
Lab - Mesure de tensions efficaces: signal, bruit et signal+bruit 1

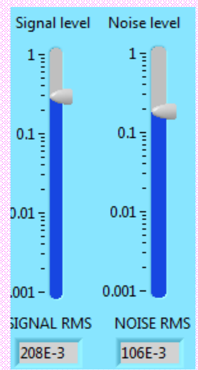








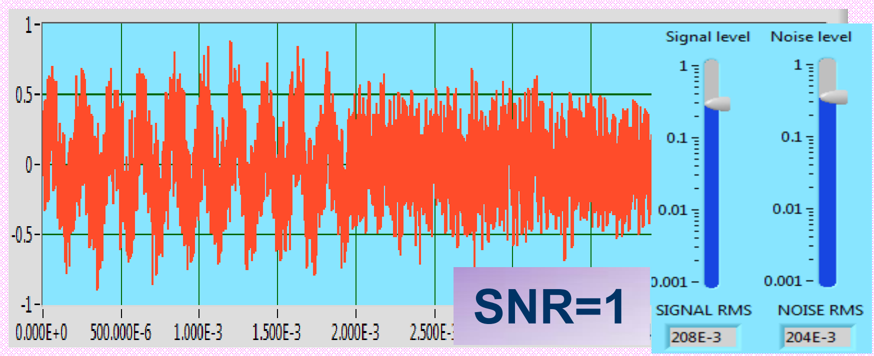


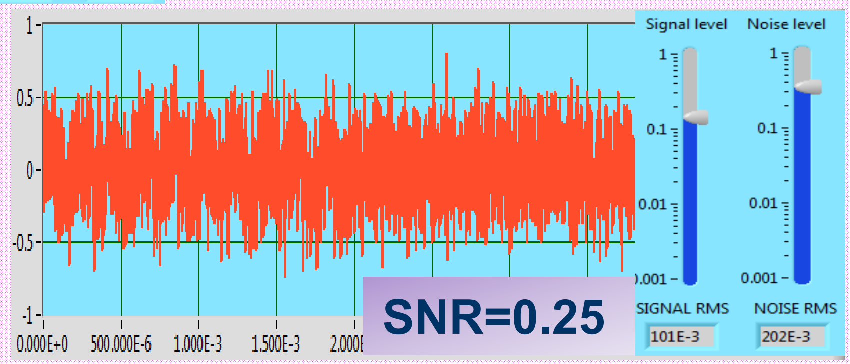


SNR (rapport signal-sur-bruit):

signal-to-noise ratio

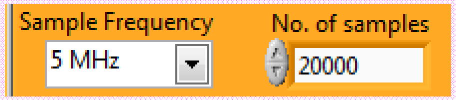
$$\frac{\text{Signal}_{\text{power}}}{\text{Noise}_{\text{power}}} = \frac{\text{Usignal}_{\text{RMS}}^{2}}{\text{Unoise}_{\text{RMS}}^{2}} = \frac{0.2^{2}}{0.1^{2}} = 4$$



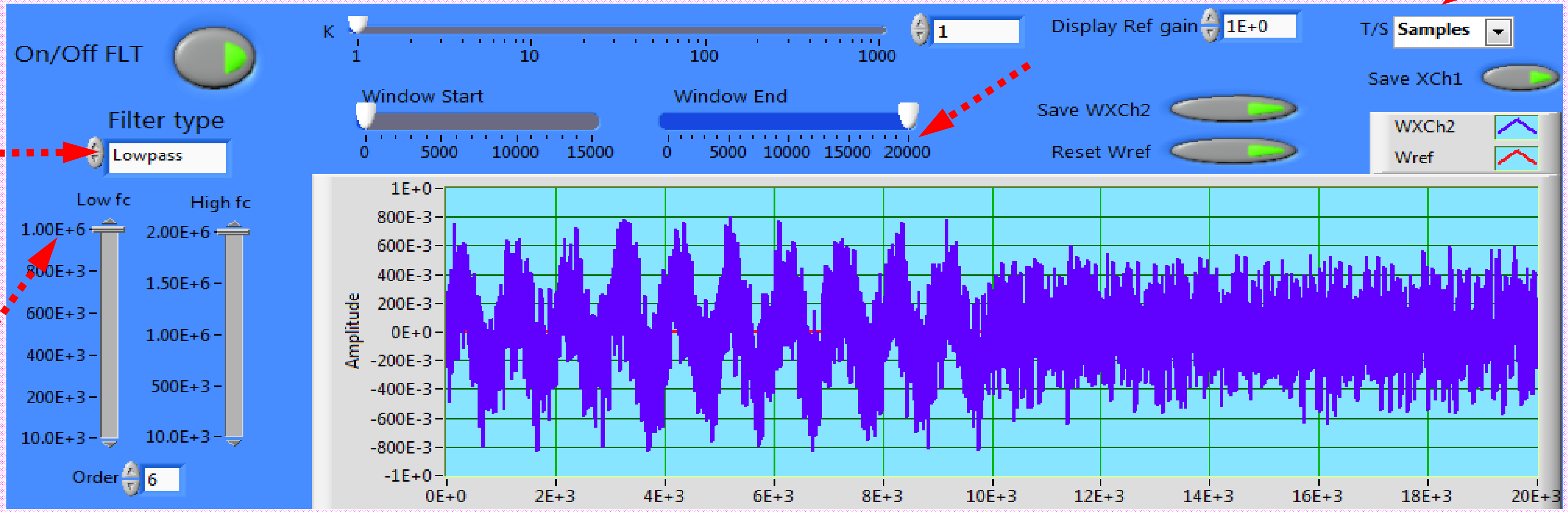


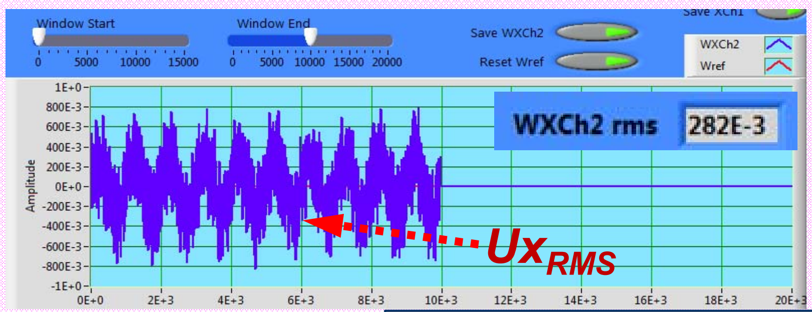
Lab - Mesure de tensions efficaces: signal, bruit et signal+bruit 2

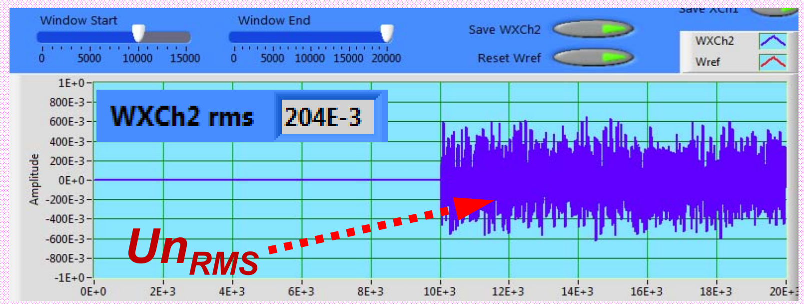
Acquisition settings



Generator : p11, SNR = 1



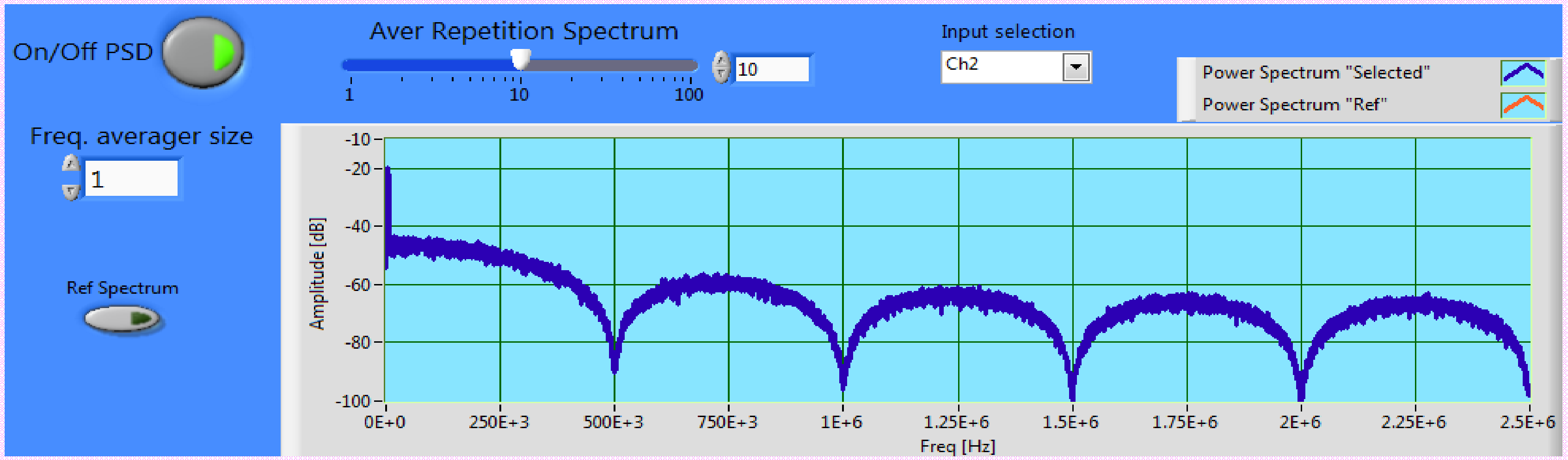


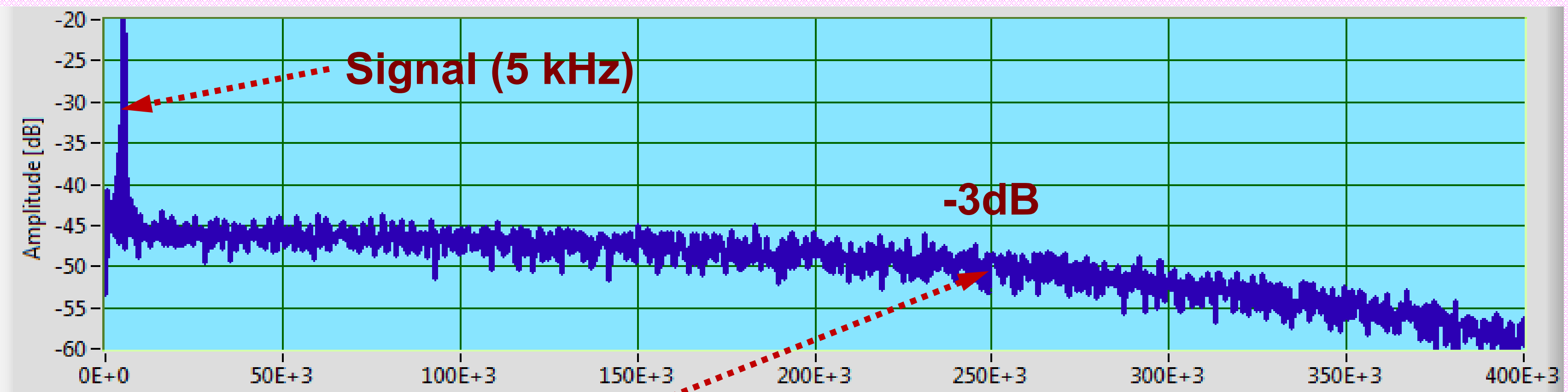


$$SNR = \frac{\sqrt{Ux_{RMS}^{2} - Un_{RMS}^{2}}}{Un_{RMS}} = \frac{\sqrt{0.282^{2} - 0.204^{2}}}{0.204} = 0.954$$

Lab - Mesure de tensions efficaces: signal, bruit et signal+bruit 3

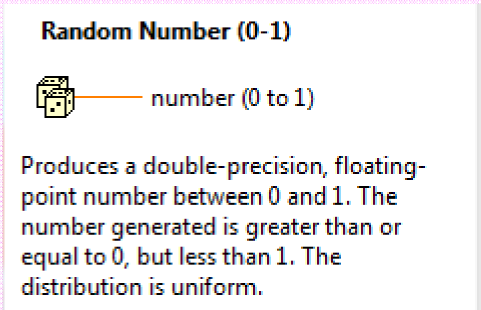
Caractéristiques spectrales

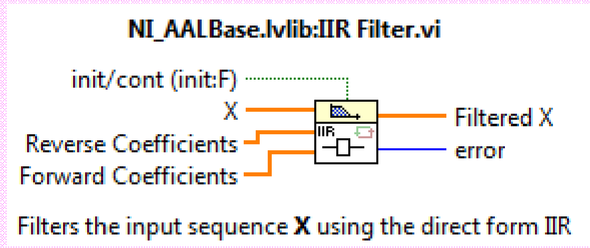




Fréquence de coupure du bruit ➔ bande passante équivalente du bruit: 250kHz

Lab- Générateur de bruit du programme LabView ←→ HS3 - Intro





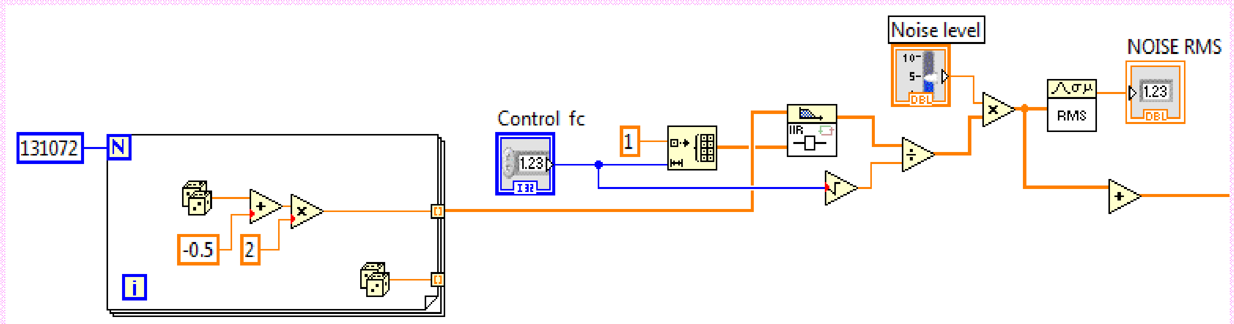
Reverse Coefficients: 0
Forward Coefficients: 1,1,1..

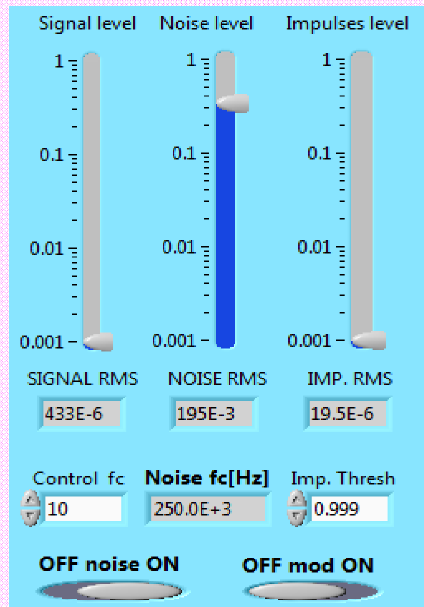
Le nombre de 1 est controllé par *"Control fc"*

$$Y(z) = (1 + z^{-1} + z^{-2} + z^{-3} \; \ldots..) \, X(z)$$

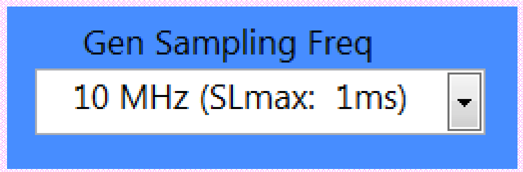
(moyenneur glissant)

Produit un nombre avec une densité de probabilité uniforme comprise entre 0 et 1

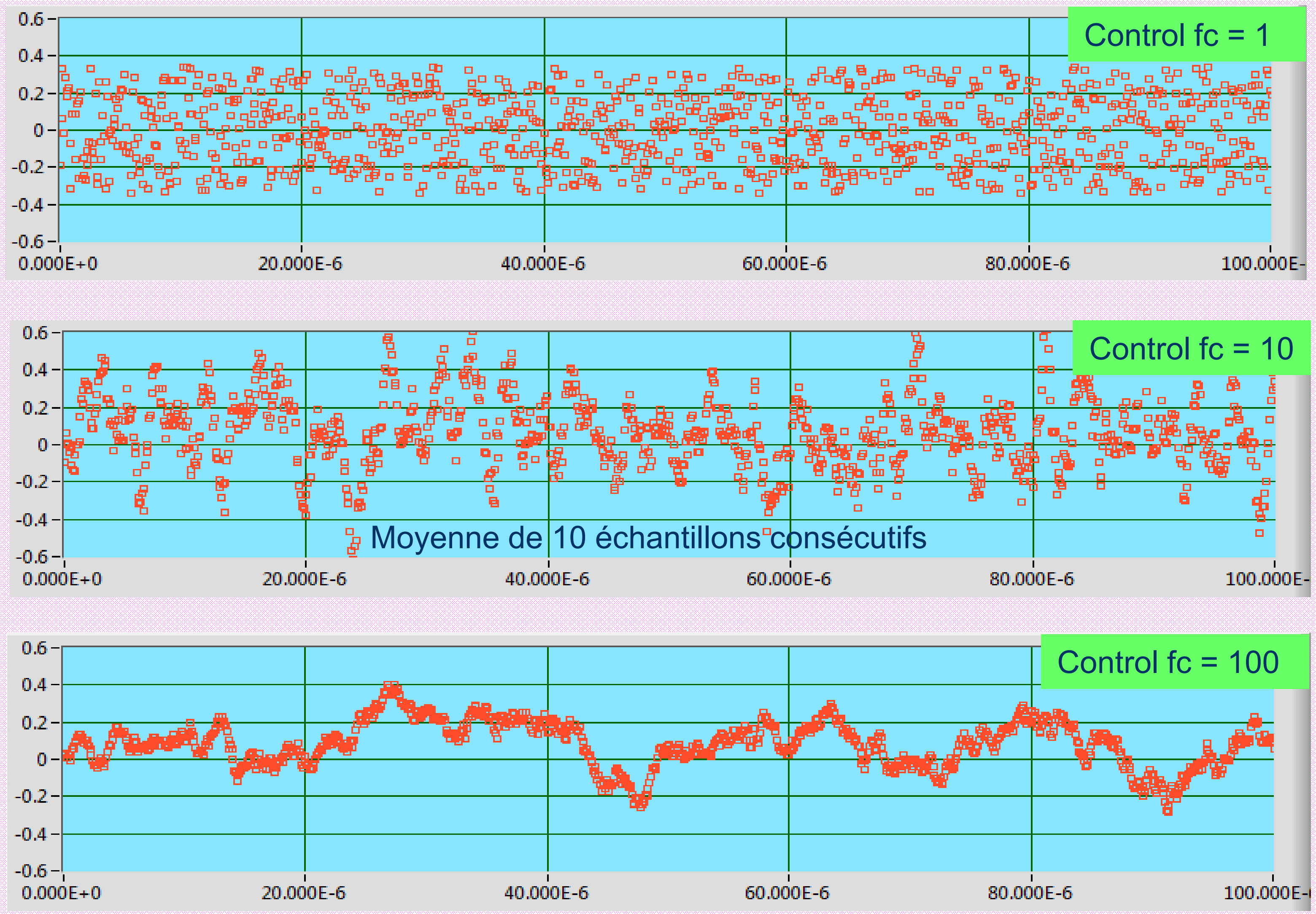




Paramètres du générateur :

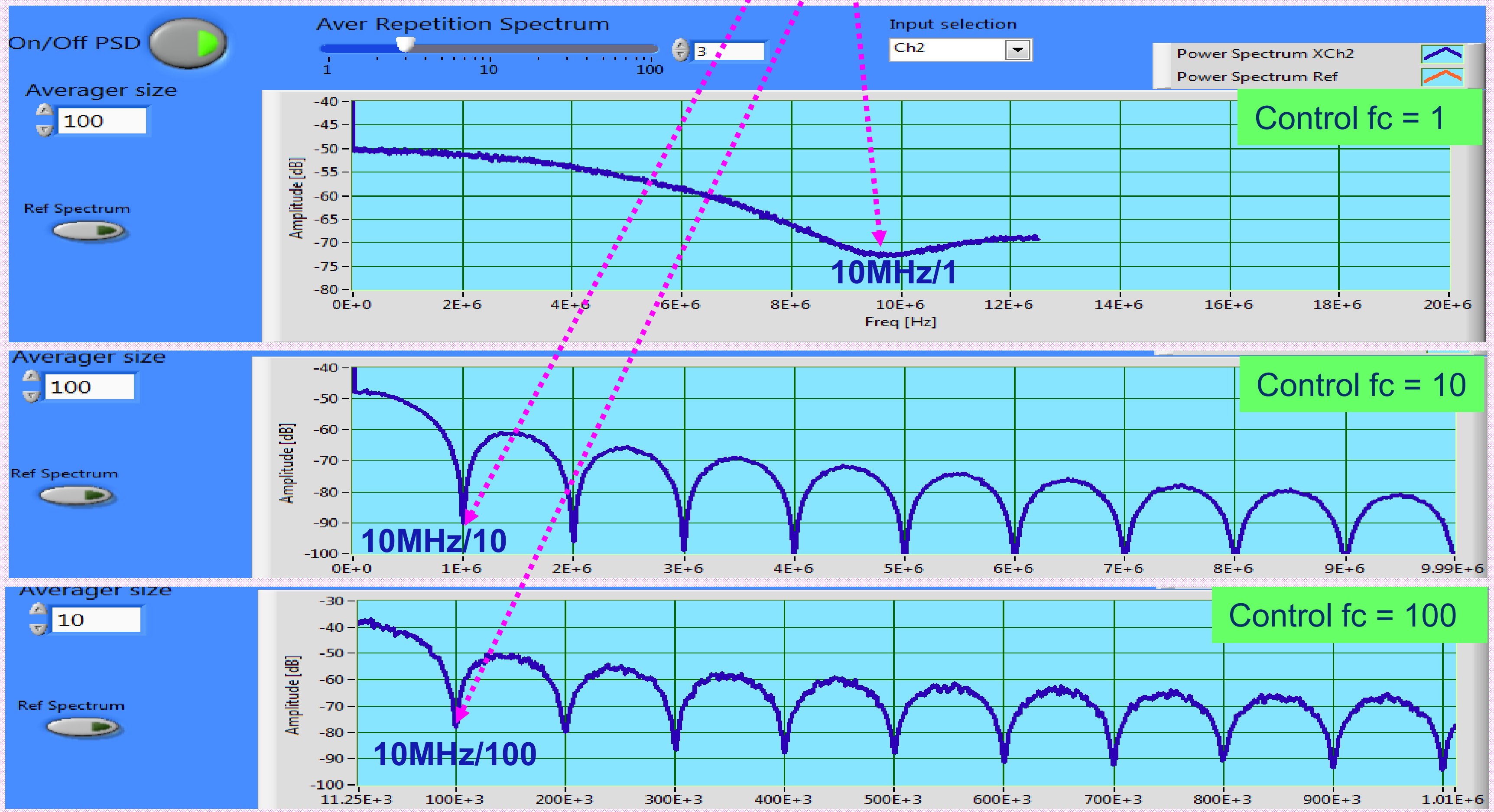


Lab - Générateur de bruit du programme LabView ←→ HS3 - *Moyennage*



Lab - Générateur de bruit du programme LabView ←→ HS3 - *Spectre*

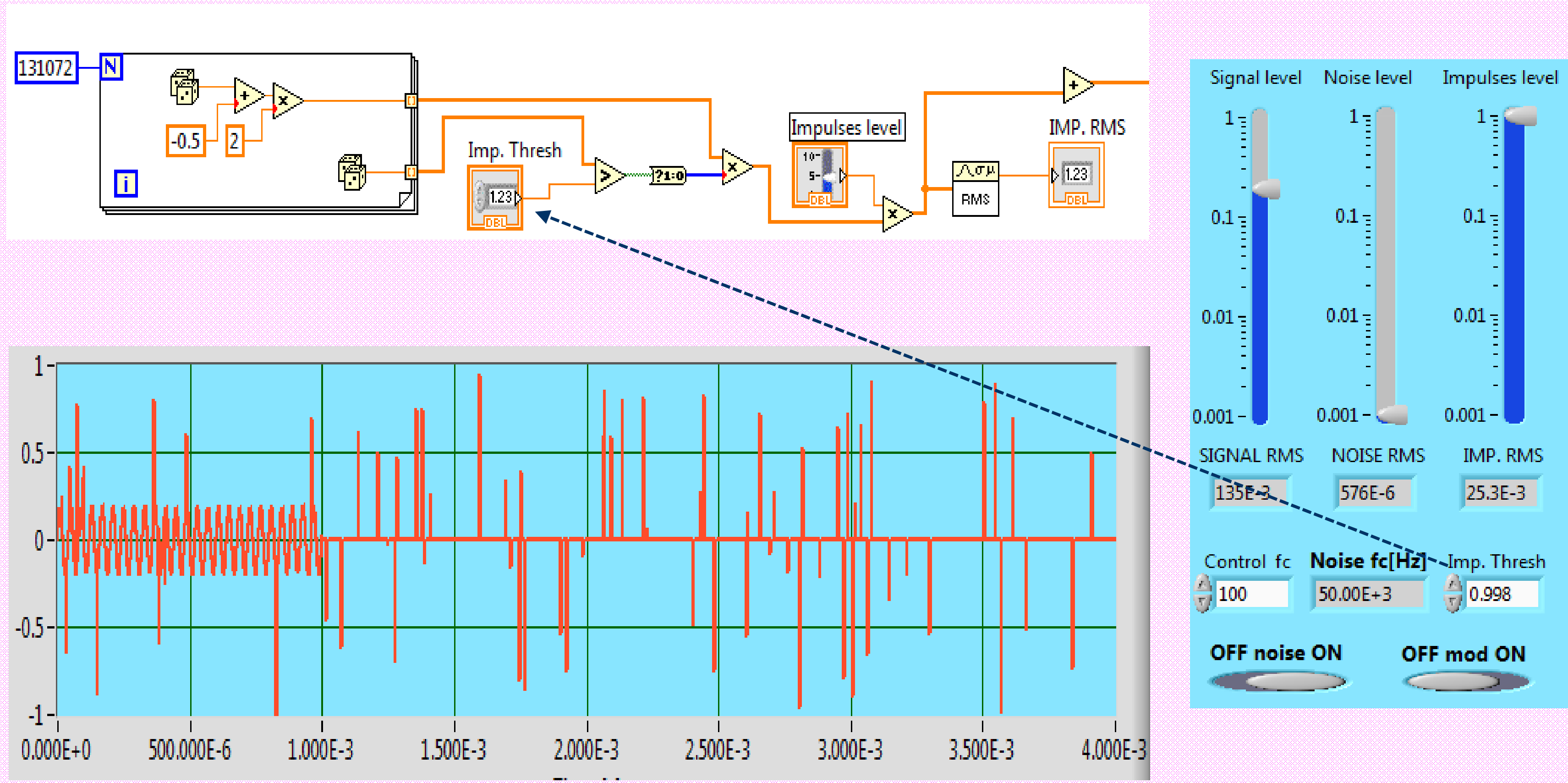
Forme de la caractéristique spectrale: sin(x)/x; le premier zéro: **"Gen Sampling Freq" / "Control fc"**



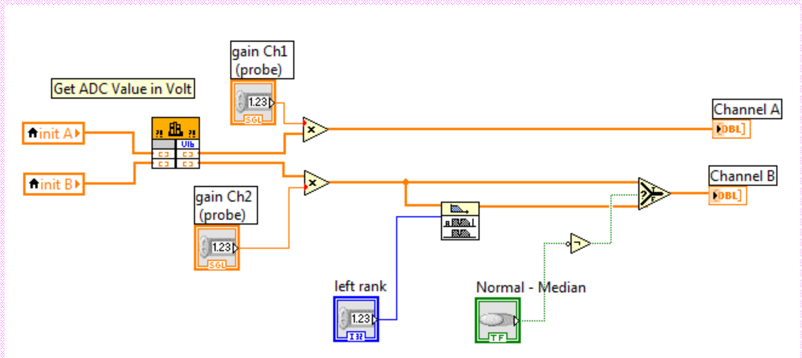
Acquisition setting: *Sampling Frequency:* ***25MHz,*** *No. of Samples:* ***100000***

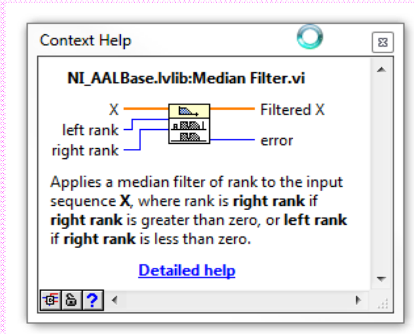
Lab - Générateur de bruit du programme LabView ←→ HS3– *Impulsions*

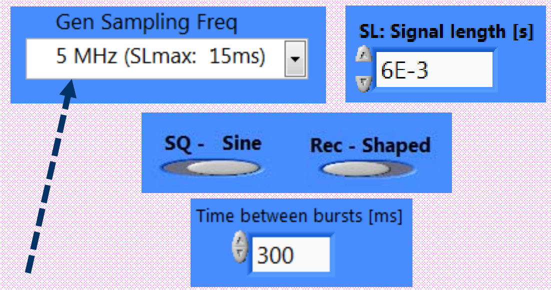
Q: Comment fonctionne le générateur d'impulsions?

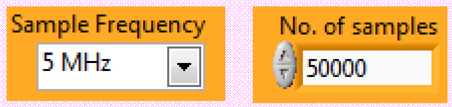


Lab- Réduction du bruit impulsif du programme LabView ←→ HS3 – *Filtre médian*

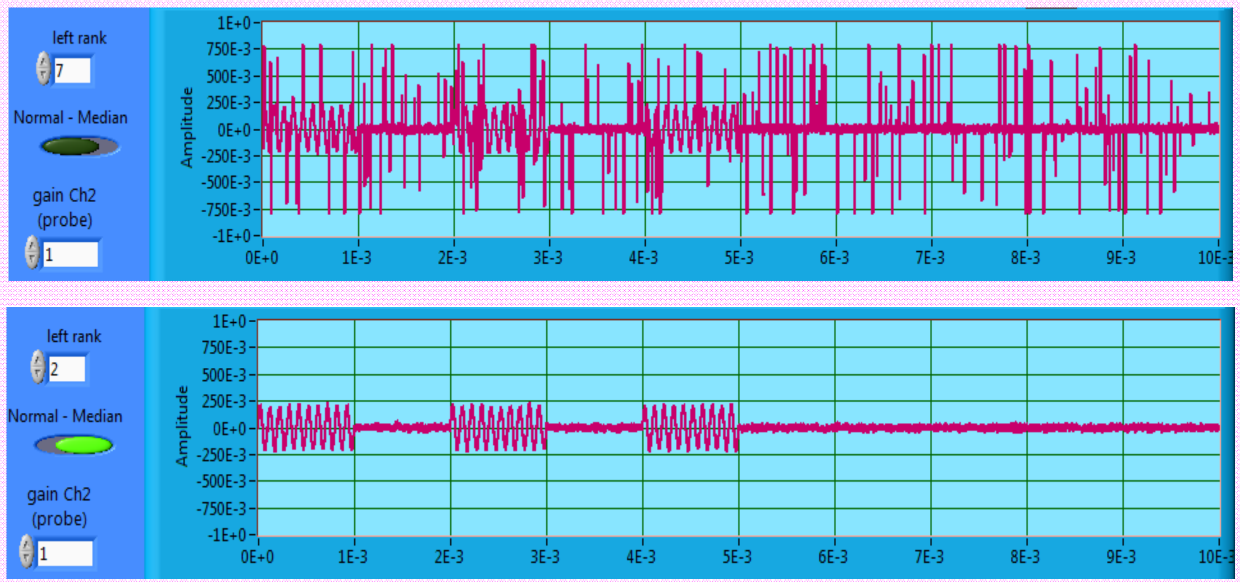


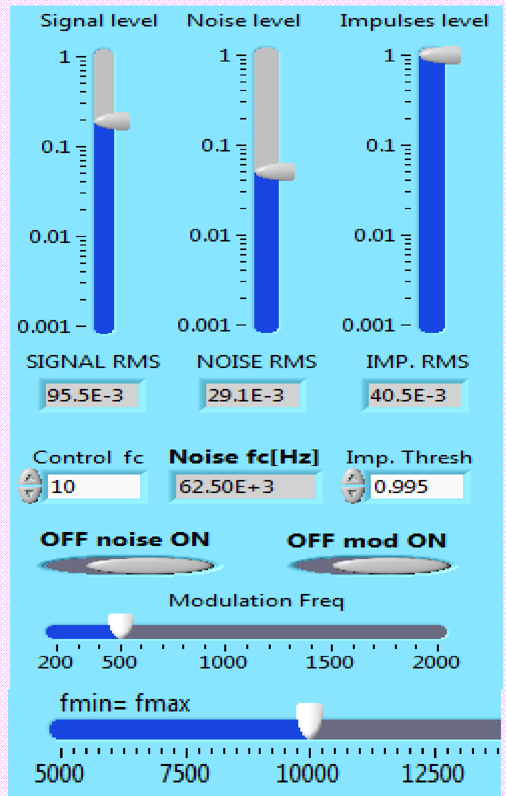






Tester les limites du filtre médian en augmentant le nombre d'impulsions ainsi que la longueur du filtre médian





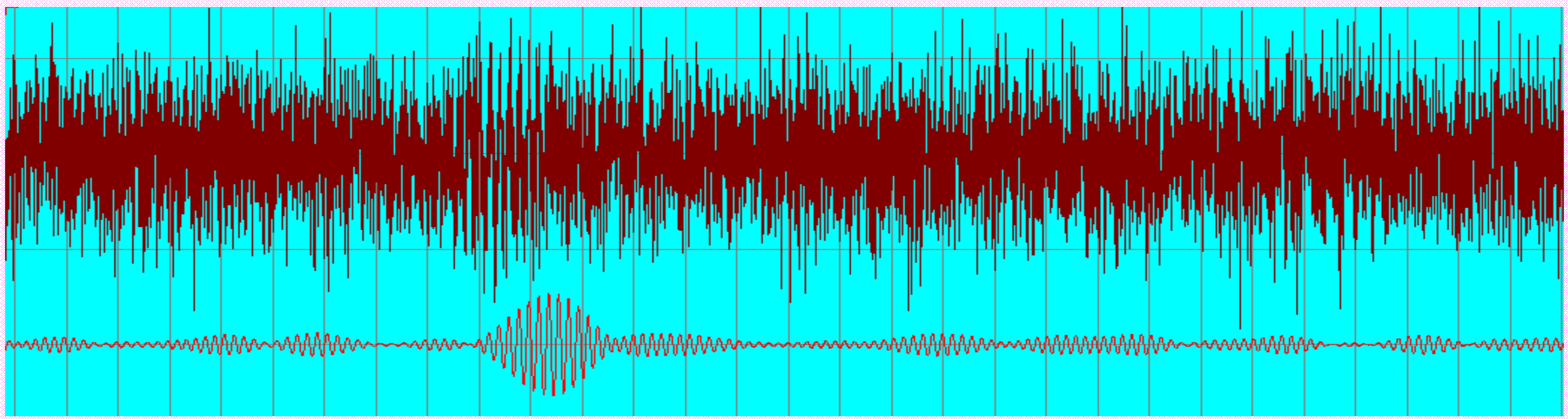
T - BAND-PASS FILTERING

Noise bandwidth: $\boldsymbol{Bw_{noise}}$, Band-pass filter bandwidth: $\boldsymbol{Bw_{BPF}}$

$$SNR(dB)_{out} = SNR(dB)_{in} + 10 \log [\, Bw_{noise} / Bw_{BPF} \,]$$

➔ In a uniformely distributed noise, its power is proportional to the bandwidth

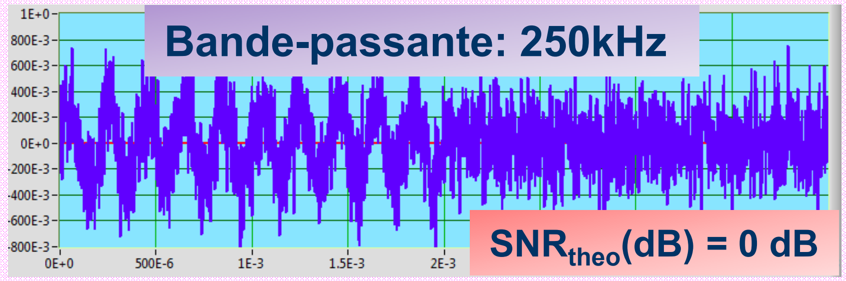
Example: Bw_{noise} = 1 MHz, Bw_{BPF} = 10 kHz → SNR improvement of 20 dB

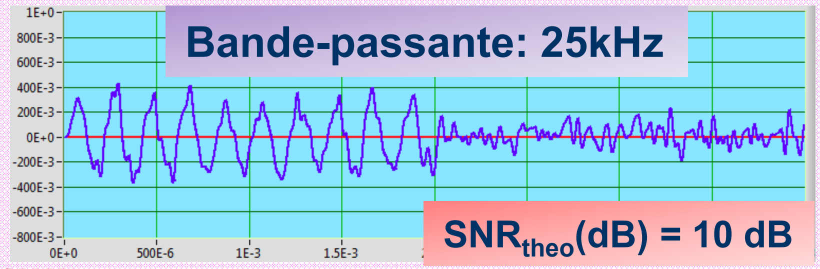


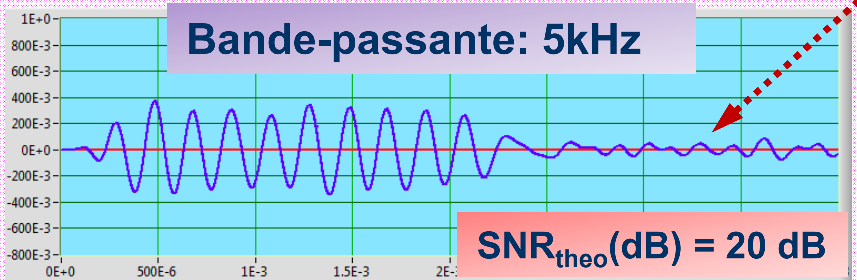
➔ Drawback: Rise-time and fall-time inversely proportional to Bw_{BPF}

➔ Bw_{BPF} is bounded by ***Desired Signal Time Position Estimation Accuracy***

Lab - Réduction du bruit par diminution de la bande-passante 1







Amélioration mesurée du SNR:

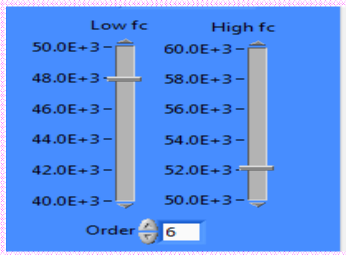
$$20 \cdot \log\left(\frac{\sqrt{0.210^2 - 0.028^2}}{0.028}\right) = 17.423$$

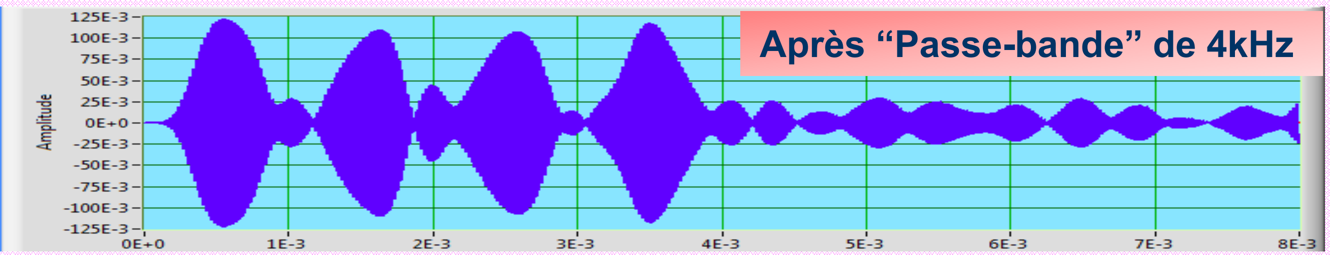
Statistique un peu limite !

Exercice : *Gen Sampling Freq = 5 MHz - signal : 50 kHz (sinus)*

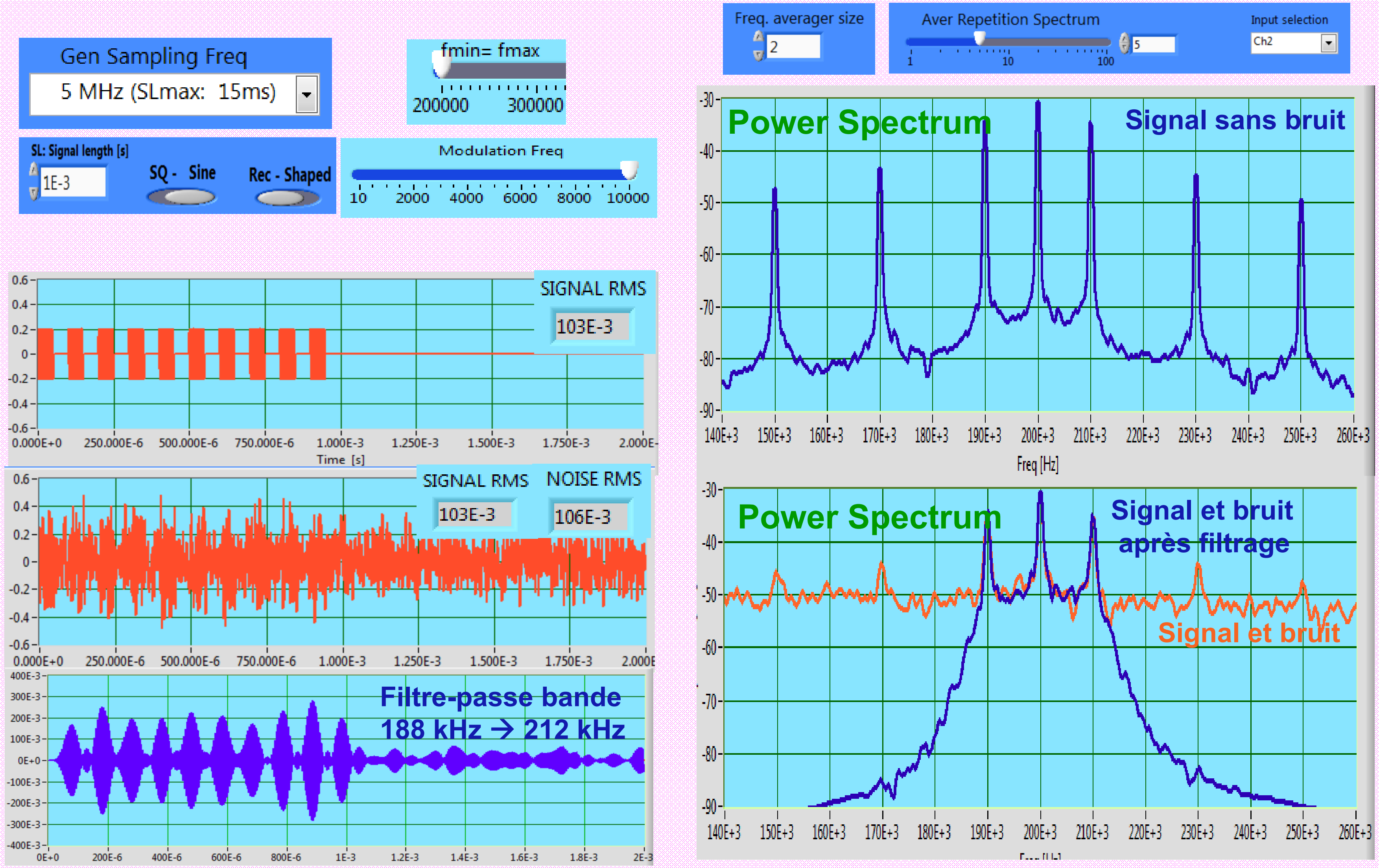
SIGNAL RMS	NOISE RMS	IMP. RMS
50E-3	99E-3	18.1E-6

→

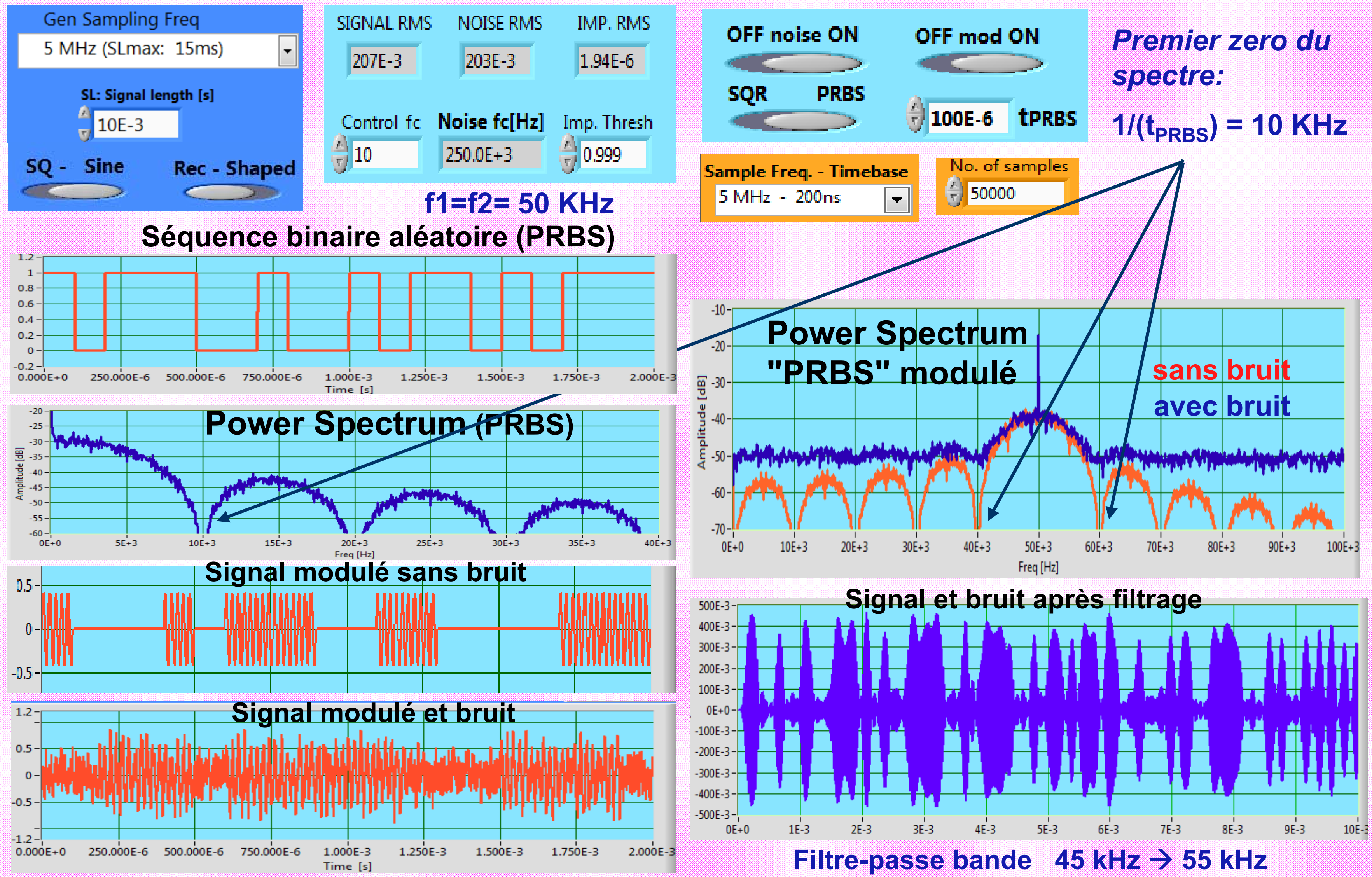




Lab - Réduction du bruit par diminution de la bande-passante 2



Lab - Réduction du bruit par diminution de la bande-passante 3



Premier zero du spectre:

$1/(t_{PRBS})$ = 10 KHz

Filtre-passe bande 45 kHz → 55 kHz

T - AVERAGING: Multiple periodic excitation response averaging

Concept:

$x_1(n) = S(n) + N_1(n)$

$+$

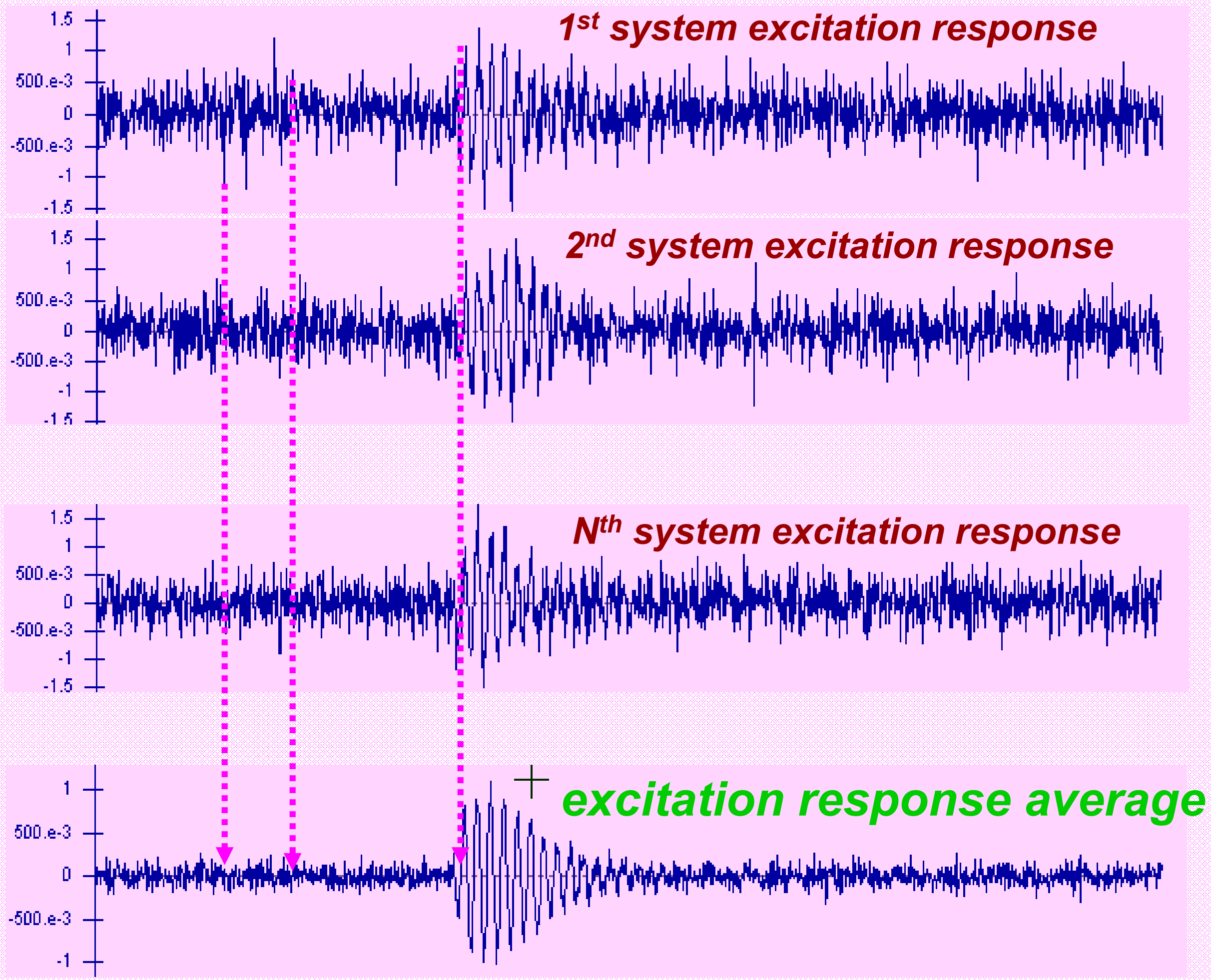
$x_2(n) = S(n) + N_2(n)$

$+$

$+$

$x_N(n) = S(n) + N_N(i)$

$$x_{Aver}(n) = \frac{1}{K} \cdot \sum_{i=1}^{K} x_i(n)$$

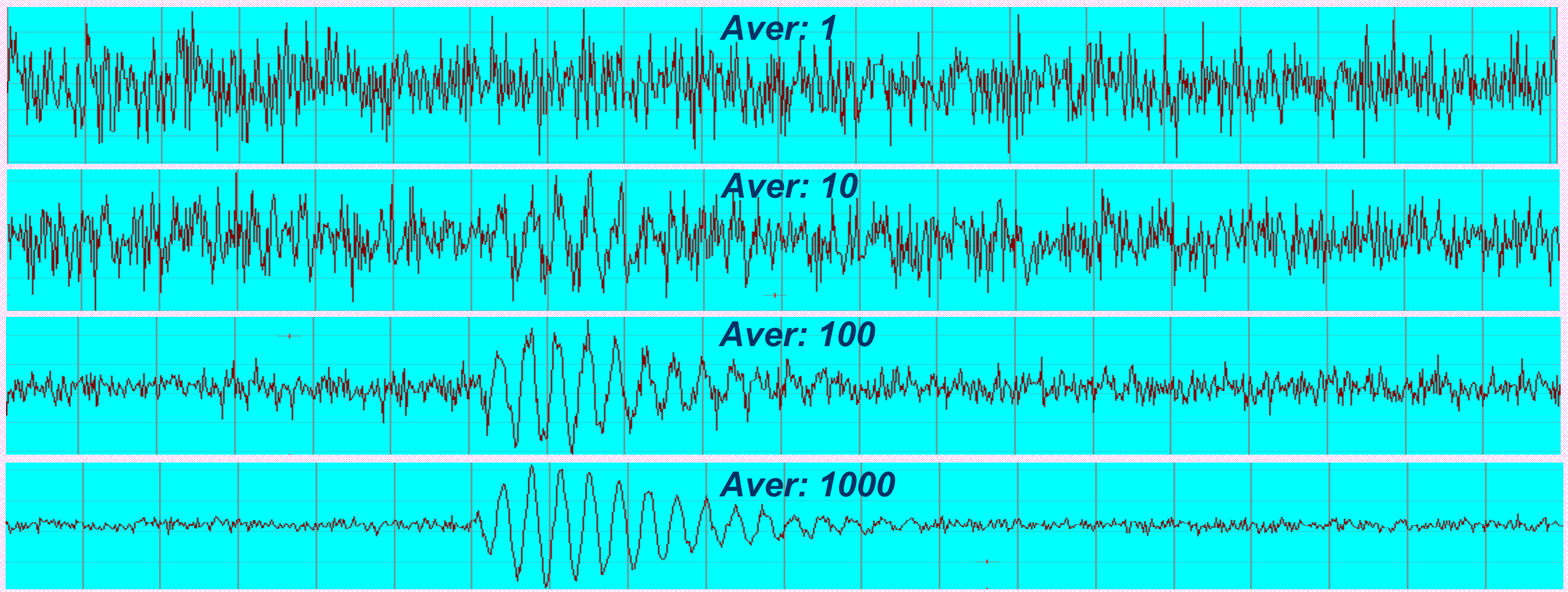


T - AVERAGING (cont')

If the noise vectors $N_i(n)$ are independant than it can be shown that:

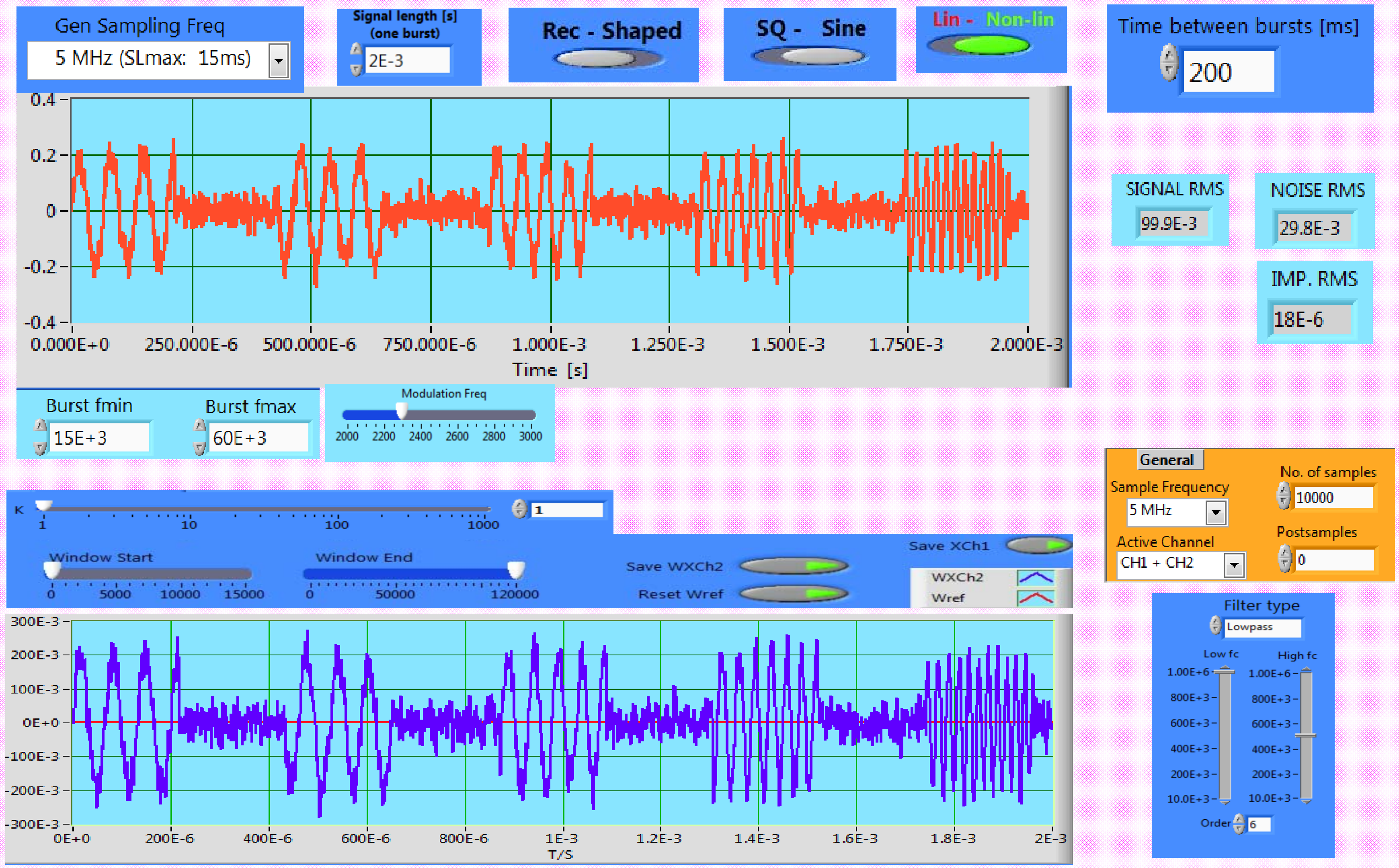
$$SNR_N(dB) = SNR_1(dB) + 10 \log_{10} N$$

In words: the SNR improvement is proportional to the number of repetition N of the system excitation

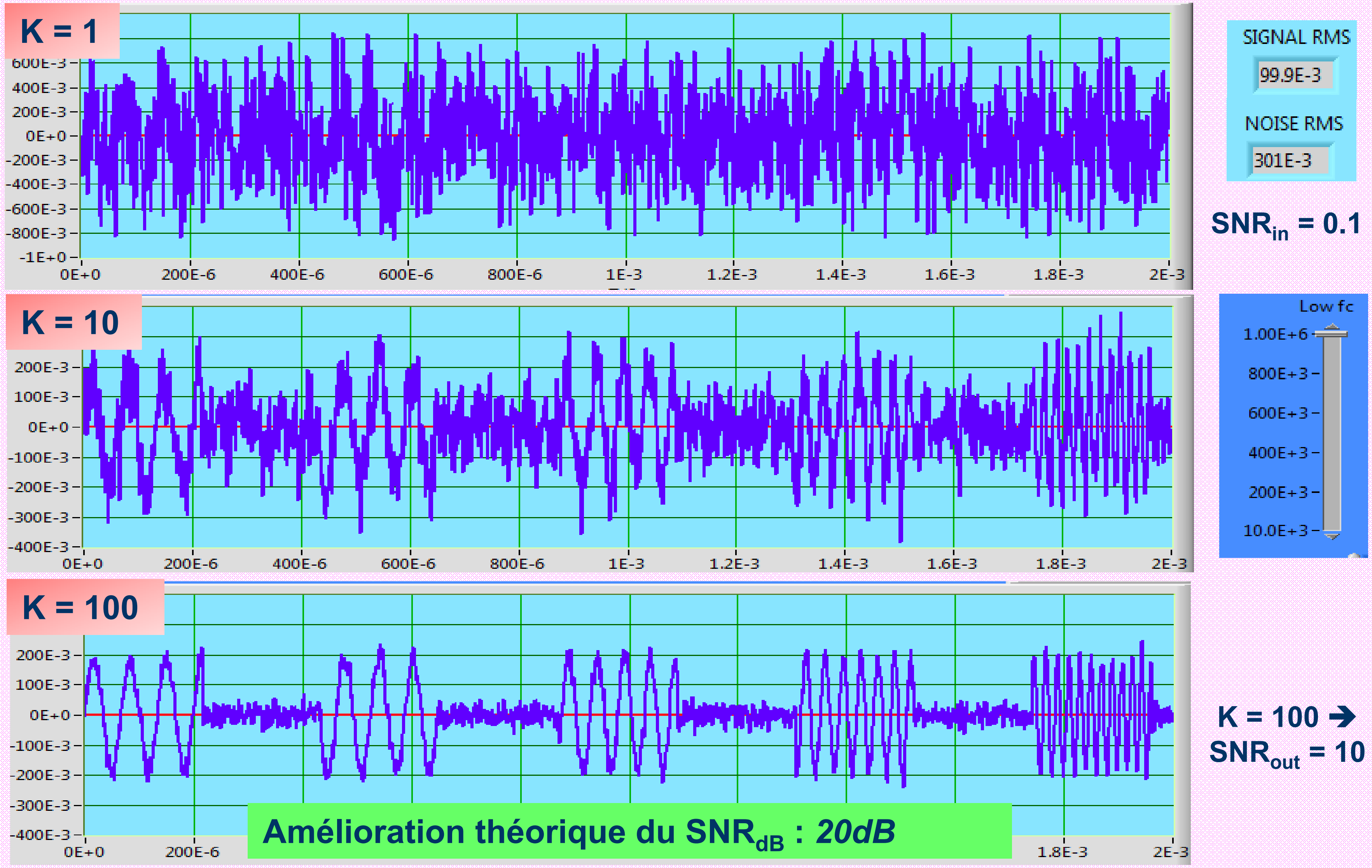


If the noise is NOT random ➔ Averaging is USELESS!

Lab - Réduction du bruit par répétition et moyennage 1



Lab - Réduction du bruit par répétition et moyennage 2

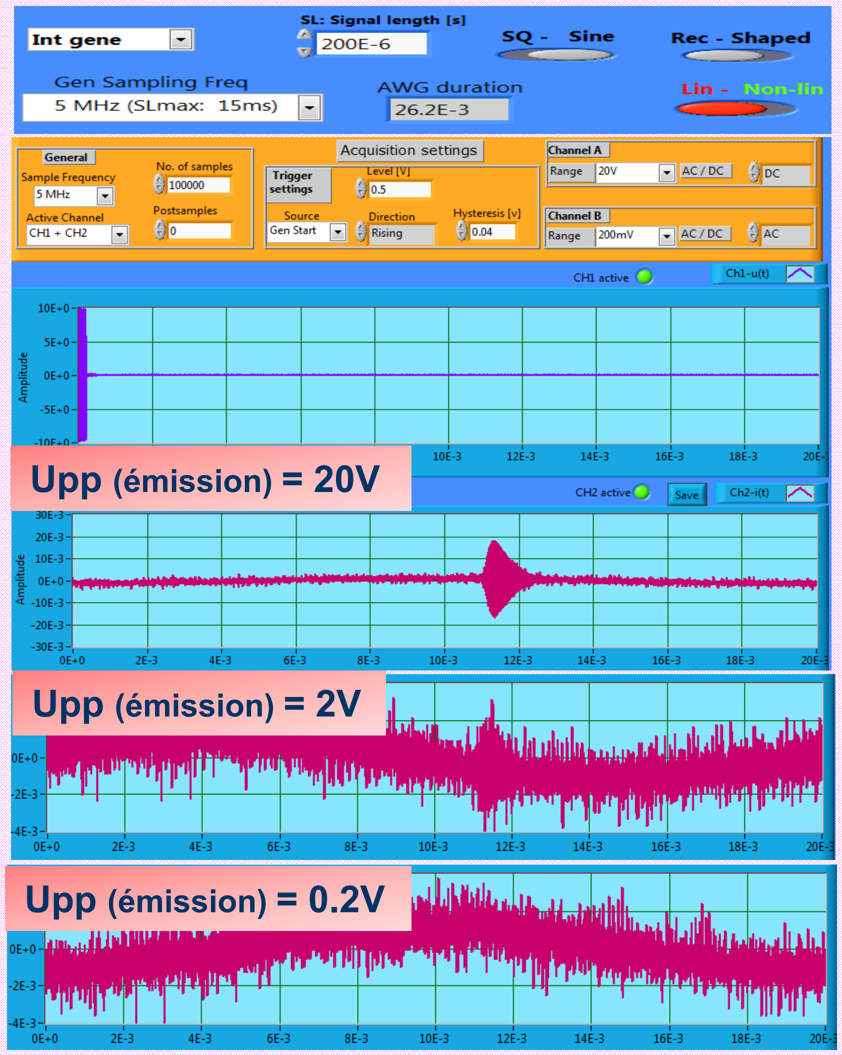


$SNR_{in} = 0.1$

$K = 100 \rightarrow$
$SNR_{out} = 10$

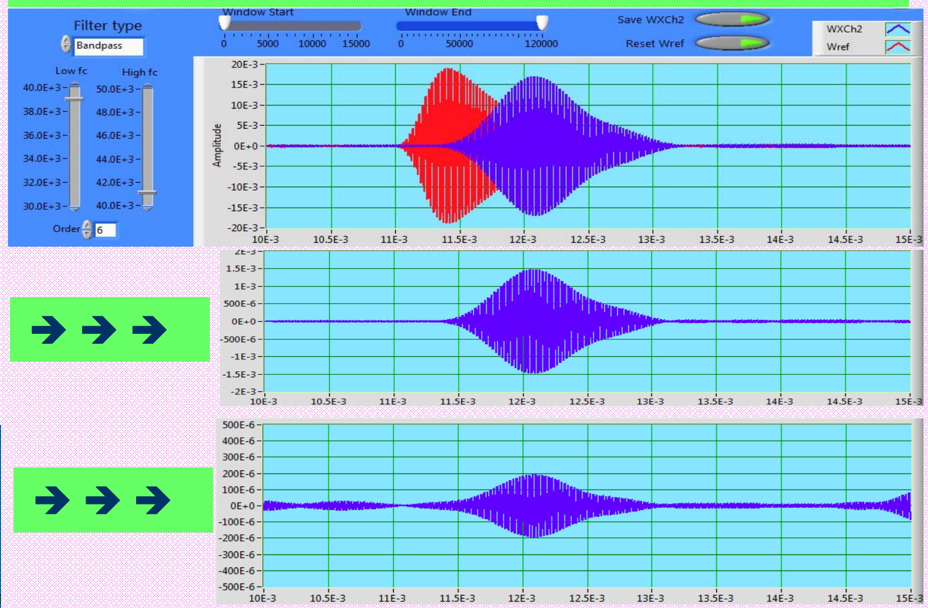
Amélioration théorique du SNR_{dB} : *20dB*

Lab - Réduction du bruit par répétition et moyennage 3

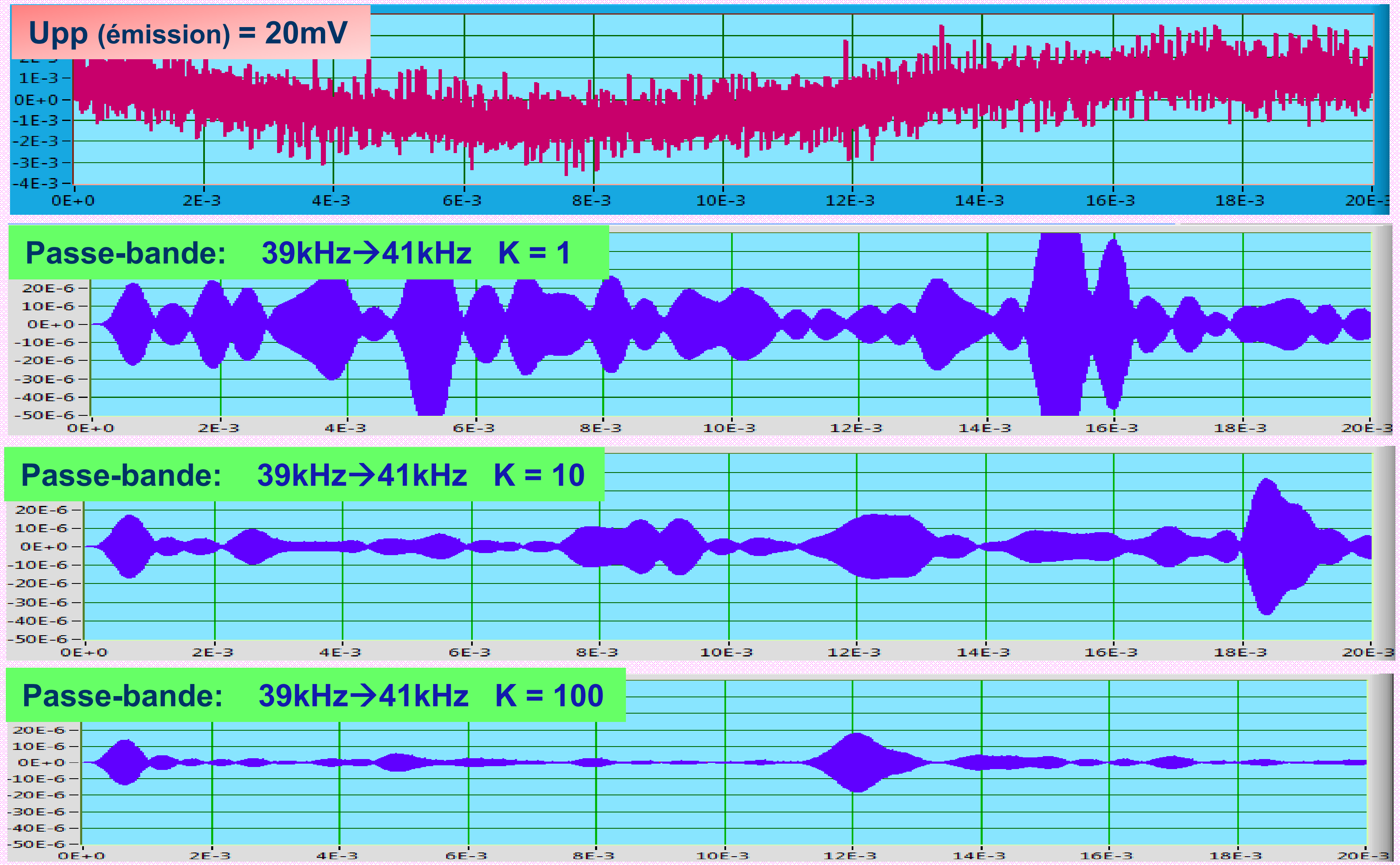


Transducteurs ultrasons de 40 kHz

Passe-bande: 30kHz→50kHz 39kHz→41kHz



Lab - Réduction du bruit par répétition et moyennage 4



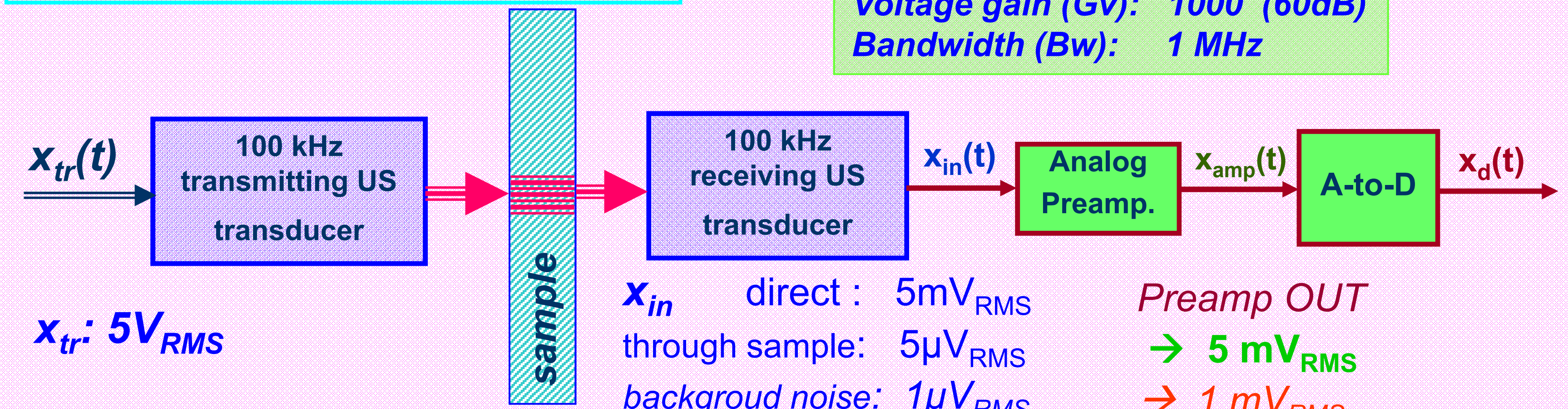
T – Bruit dans un système d'acquisition de signal 1

Example from acoustics:

Transducer → air → transducer: - 60 dB

Analog Preamp. Specs:

Voltage gain (Gv): 1000 (60dB)
Bandwidth (Bw): 1 MHz



x_{tr}: $5V_{RMS}$

x_{in} direct : $5mV_{RMS}$
through sample: $5\mu V_{RMS}$
backgroud noise: $1\mu V_{RMS}$

Preamp OUT
→ $5\ mV_{RMS}$
→ $1\ mV_{RMS}$
→ $16\ mV_{RMS}$ (LM6142)

Sample attenuation: 60 dB

A-to-D voltage range: ± 1 V (14bits)
➔ AD_{noise}: $35\ \mu V_{RMS}$ (not significant in this case)

Analog Preamp: LM6142

Equivalent input noise: $16\ nV_{RMS}/\sqrt{Hz}$
➔ $16\ \mu V_{RMS}$ (Bw = 1 MHz)

➔ Usefull signal is apparently lost in the noise

T – Bruit dans un système d'acquisition de signal 2

INTRODUCTION

"Statistical fluctuation of electric charge exists in all conductors, producing random variation of potential between the ends of the conductor. The electric charges in a conductor are found to be in a state of thermal agitation, in thermodynamic equilibrium with the heat motion of the atoms of the conductor.
The manifestation of the phenomenon is a fluctuation of potential difference between the terminals of the conductor" – J.B. Johnson [1]

"The term spontaneous fluctuations, although, perhaps, theoretically the most appropriate, is not commonly used in practice; usually it is simply called noise"
– Aldert van der Ziel [2]

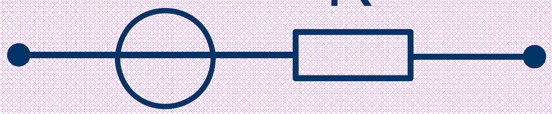
Early investigators of noise likened spontaneous fluctuations of current and voltage in electric circuits to Brownian motion. In **1928** Johnson [1] showed that electrical noise was a significant problem for electrical engineers designing sensitive amplifiers. The limit to the sensitivity of an electrical circuit is set by the point at which the signal-to-noise ratio drops below acceptable limits.

J. B. Johnson. Thermal Agitation of Electricity in Conductors. Physical Review, July 1928, Vol. 32.
2. Aldert van der Ziel. Noise. Prentice-Hall, Inc., 1954.

T – Bruit dans un système d'acquisition de signal 3

BRUIT D'UNE RESISTANCE

Schéma équivalent d'une résistance en tenant compte du bruit :



La tension efficace (RMS) d'une résistance à 300⁰ K se calcule comme suit :

$$e_R = U_{R_{RMS}} = 0.12 \cdot 10^{-9} \cdot \sqrt{R} \cdot \sqrt{BandePassante}$$

$$e_{50} = 0.9 \cdot 10^{-9} \cdot \sqrt{BandePassante} \qquad e_{1K} = 4 \cdot 10^{-9} \cdot \sqrt{BandePassante} \qquad e_{1M} = 130 \cdot 10^{-9} \cdot \sqrt{BandePassante}$$

Tension *RMS* du bruit pour diverses valeurs de résistances en fonctions de la bande-passante (à 300⁰K) :

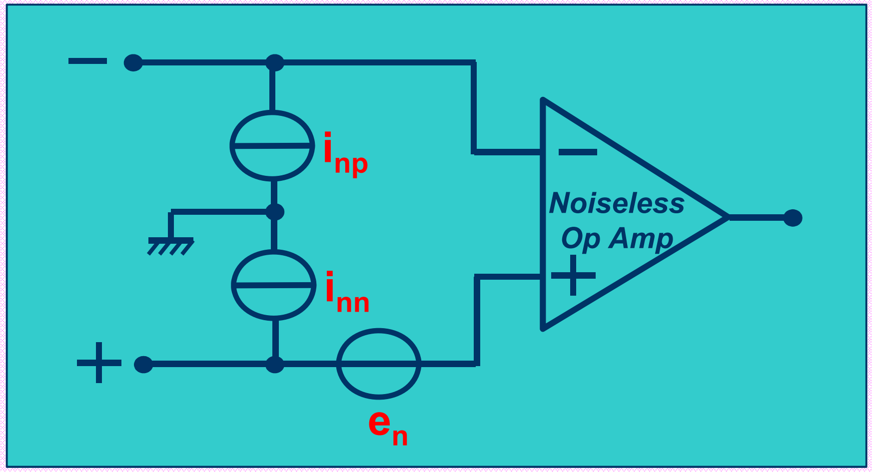
50 Ω	***1 kHz:***	***26 nV$_{RMS}$***	***100 kHz:***	***260 nV$_{RMS}$***	***10 MHz:***	***2.6 µV$_{RMS}$***
1 kΩ	***1 kHz:***	***130 nV$_{RMS}$***	***100 kHz:***	***1.3 µV$_{RMS}$***	***10 MHz:***	***13 µV$_{RMS}$***
100 kΩ	***1 kHz:***	***1.3 µV$_{RMS}$***	***100 kHz:***	***13 µV$_{RMS}$***	***10 MHz:***	***130 µV$_{RMS}$***

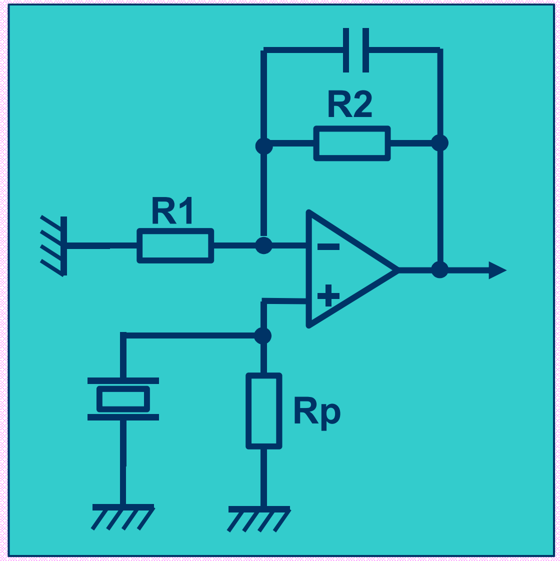
T – Bruit dans un système d'acquisition de signal 4

PREAMPLIFIER NOISE

Op Amp Noise Voltage or Current Spectral Density

An operational amplifier (OP Amp) is characterized by the spectral densities of its noise voltage (e_n) and noise current (i_{nn}-i_{np}) per root hertz, i.e. $V/\sqrt{Hz}$ or $A/\sqrt{Hz}$. Spectral densities are commonly used to specify noise parameters.





In a non-inverting voltage preamplifier, the equivalent input noise voltage spectral density is determined as follows (R1 << Req):

$$e_{equi} = (e_n{}^2 + e_{Req}{}^2 + i_{np}{}^2 \cdot |Zeq|^2)^{0.5}$$

e_n: Op Amp Input Noise-Voltage Density - ***LM6142: 16 nV/√Hz, MAX412: 2.4 nV√Hz***

i_{np}: Op Amp Input Noise-Current Density - ***LM6142: 0.2 pA/√Hz, MAX412: 1.2 pA√Hz***

T – Bruit dans un système d'acquisition de signal 5

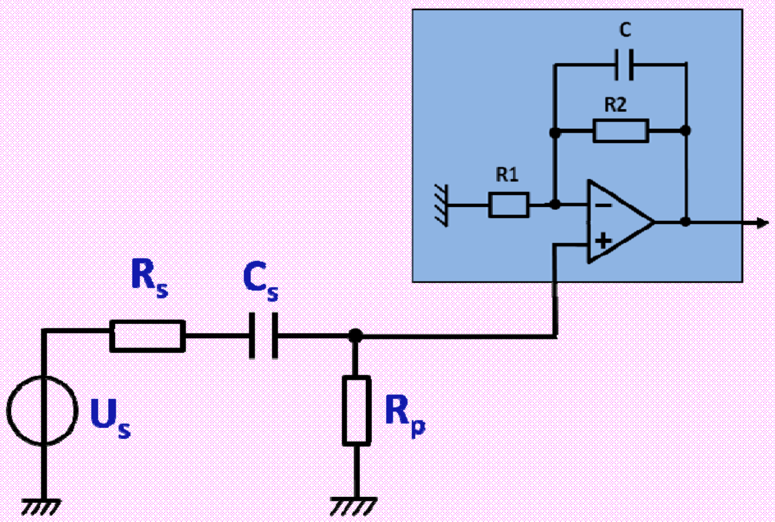
PREAMPLIFIER NOISE (cont')

e_{Req}: Equivalent voltage spectral density of Req

Req : Real part of the source impedance ***Zs*** at the frequency of operation in parallel with ***Rp***

|Zeq| : Module of the source impedance ***Zs*** at the frequency of operation in parallel with ***Rp***

Input circuit Req and |Zeq| computation example:



Rp = 10kΩ f_{op}= 200kHz

Rs = 500Ω Cs = 1 nF

$$Zeq = \frac{Rp \cdot \left(Rs + \frac{1}{j \cdot \omega_{op} \cdot Cs}\right)}{Rp + Rs + \frac{1}{j \cdot \omega_{op} \cdot Cs}} = 530 - j \cdot 717$$

$$|Zeq| = |530 - j \cdot 717| = 892$$

Req = 530 , |Zeq| = 892

$$e_{equi} = (e_n^2 + e_{Req}^2 + i_{np}^2 \cdot |Zeq|^2)^{0.5}$$

T – Bruit dans un système d'acquisition de signal 6

PREAMPLIFIER NOISE (cont')

Equivalent preamplifier ouput noise:

$$Uout_{RMS} = Gv \cdot \sqrt{Bandwidth} \cdot e_{equi}$$

Example: Gv = 100, Bw = 1 MHz, ***LM6142*** *and* ***Max412***

LM6142 $100 \cdot \sqrt{1 \cdot 10^6} \cdot \sqrt{\left(16 \cdot 10^{-9}\right)^2 + \left(2.9 \cdot 10^{-9}\right)^2 + \left(0.2 \cdot 10^{-12} \cdot 892\right)^2} = 1.6 \times 10^{-3}\ V_{RMS}$

Max412 $100 \cdot \sqrt{1 \cdot 10^6} \cdot \sqrt{\left(2.4 \cdot 10^{-9}\right)^2 + \left(2.9 \cdot 10^{-9}\right)^2 + \left(1.2 \cdot 10^{-12} \cdot 892\right)^2} = 3.9 \times 10^{-4}\ V_{RMS}$

Appropriate OPAMP choice and resistor values optimization
➔ SNR improvement

Q: What happens if Cs = 10 pF instead of 1nF ? ***(Zeq = 9800 – j 1200)***

PROBLEMS

Problem 9.1

In a non-inverting voltage preamplifier, the equivalent input noise voltage spectral density is determined as follows (R1 << Req and Rp >> Rs):

$$e_{equi} = (e_n^2 + e_{Rs}^2 + i_{np}^2 \cdot Rs^2)^{0.5} \quad \text{where } Rs = real[Zs]$$

You have the choice between two Op Amps: Max412 and LM6142. Which one do you use if:

a) $Rs = 400\Omega$ b) $Rs = 100k\Omega$ with $e_{Rs} = 4\ nV \cdot (Rs/1000)^{0.5} / (Hz)^{0.5}$ **(300ºK)**

Problem 9.2

In the example of page 29 the *through* sample signal is equal to $\boldsymbol{5\ \mu V_{RMS}}$ and the equivalent LM6142 input noise to $\boldsymbol{16\mu V_{RMS}}$ → ***Preamp OUT SNR(dB) ≈ 20 log(5mV$_{RMS}$ /16mV$_{RMS}$) ≈ - 10dB***

The 100kHz ultrasound signal ***rise-time*** and ***fall time*** is approximately equal to ***70µs***.

a) How many repetition do you need in order to obtain a $SNR_{Proc}(dB) = 20dB$

→ $Usample_{RMS} / Unoise_{RMS} = 10$

b) What improvement do we get if we replace the ***LM6142*** by a ***Max412***?

Consider that the effect of $\boldsymbol{u_n}$ largely dominates the effect of $\boldsymbol{i_{np}}$.

Problème 9.3 Calcul de SNR et amélioration par filtrage

a) Un préamplificateur a une bande passante de 10MHz et un bruit équivalent d'entrée e_{equi} de $4nV/(Hz)^{1/2}$. Si l'amplitude du signal du générateur est de 2 μV_{rms}, quel est le SNR(dB) à l'entrée du préamplificateur ?

Rappel : $SNR(dB) = 20 \cdot \log_{10}(Usignal_{RMS}/Ubruit_{RMS}) = 10 \cdot \log_{10}(Psignal_{RMS}/Pbruit_{RMS})$

$20\ dB \Rightarrow Psignal_{RMS} / Pbruit_{RMS} = 100$ ou $Usignal_{RMS} / Ubruit_{RMS} = 10$

$-20\ dB \Rightarrow Psignal_{RMS} / Pbruit_{RMS} = 0.01$ ou $Usignal_{RMS} / Ubruit_{RMS} = 0.1$

b) Si la fréquence centrale du signal du générateur est de 1MHz avec une bande-passante de 10 kHz, quelle sera le nouveau SNR(dB) à la sortie d'un filtre passe-bande placé après le préampli ? (Bw : bande-passante)

Rappel : $\boldsymbol{SNR(dB)_{out} = SNR(dB)_{in} + 10 \cdot \log_{10}[\, Bw_{bruit} / Bw_{signal} \,]}$

Problème 9.4 Amélioration du SNR par répétition

Si le SNR(dB) = -10dB après filtrage et optimalisation du préamplificateur et en admettant que l'on puisse travailler en mode répétitif, combien de répétition faudra-t-il pour que le SNR soit amélioré de 30dB ?

Rappel : ***Amélioration en dB :*** $\boldsymbol{10 \cdot \log_{10} N}$

Quelles sont les conditions pour que la répétition produise l'amélioration désirée ?

T - CORRELATION - WINDOWING

Definition: The correlation between waveforms is a measure of the **similarity or resemblance** between the waveforms. When x(t) and y(t) are time-limited functions then their correlation, also called the ***cross-correlation*** is defined as:

$$Rxy(\tau) = \frac{1}{t_2 - t_1} \cdot \int_{t_1}^{t_2} x(t) \cdot y(t+\tau)\, dt$$

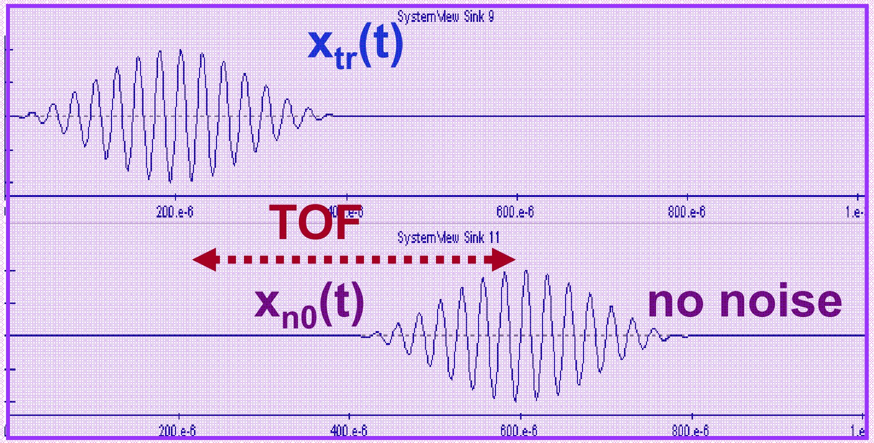
with x(t) and y(t) completely defined in the interval t_1 to t_2

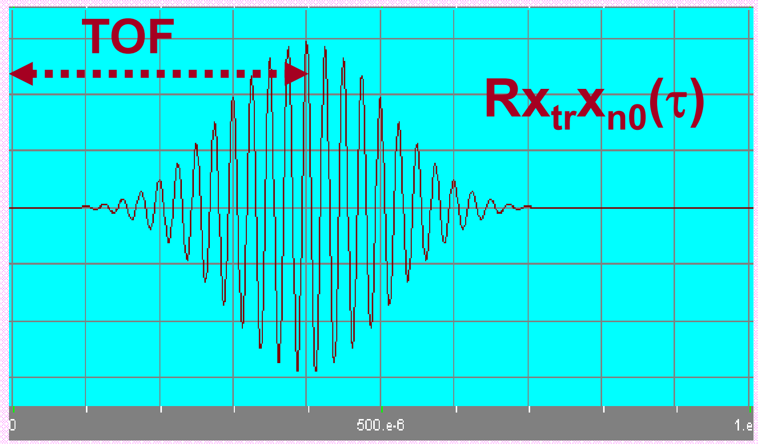
In the discrete case, i.e. x(t) → x(n) and y(t) → y(n), their **cross-correlation** is usually defined as follows:

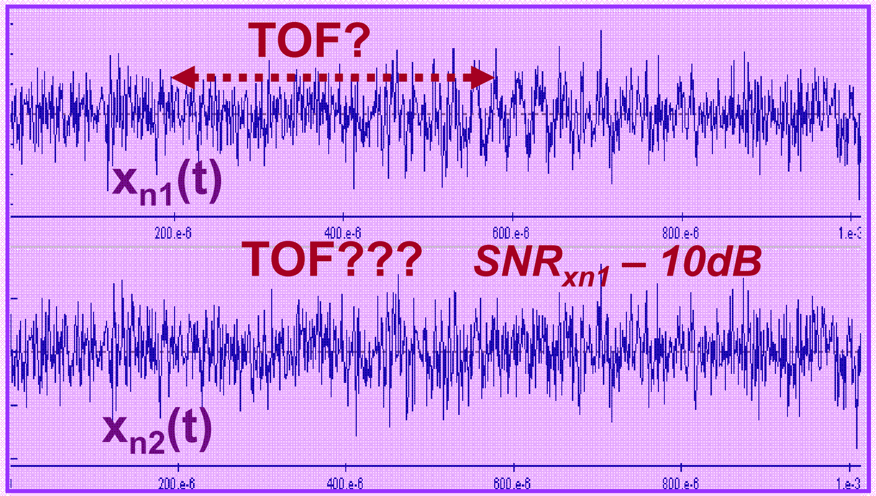
$$R_{XY}(n) = \frac{1}{L-K+1} \cdot \sum_{m=K}^{L} x(n) \cdot y(n+m)$$

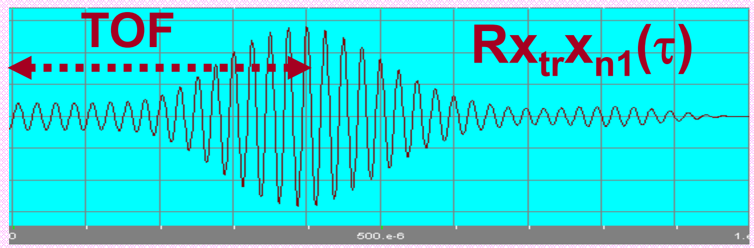
where K and L define a realistic interval over which $R_{XY}(n)$ is computed.

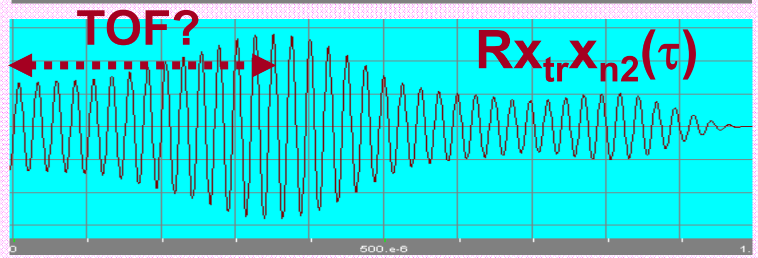
T- CROSS-CORRELATION APPLICATION: Time-of-flight (TOF)





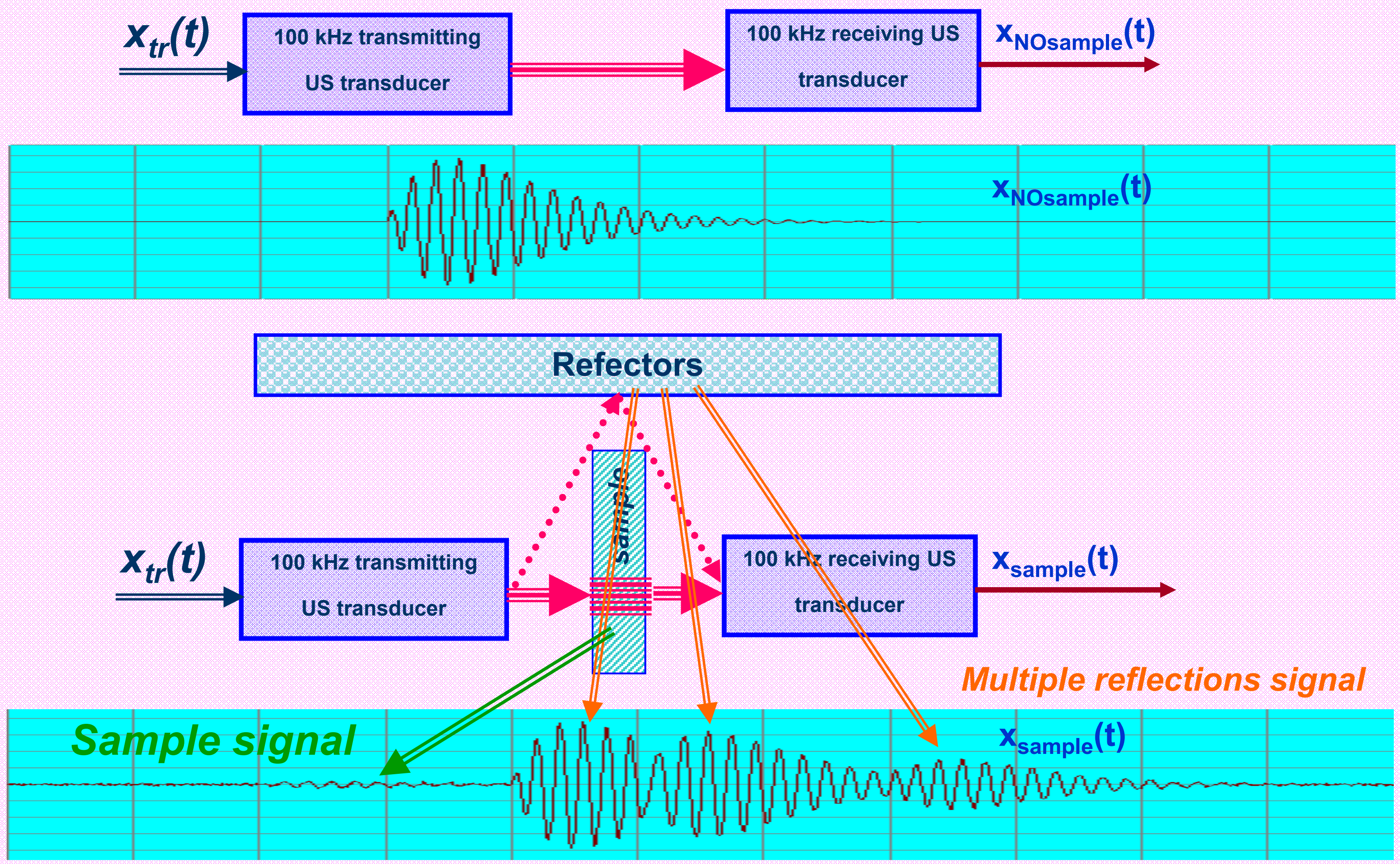




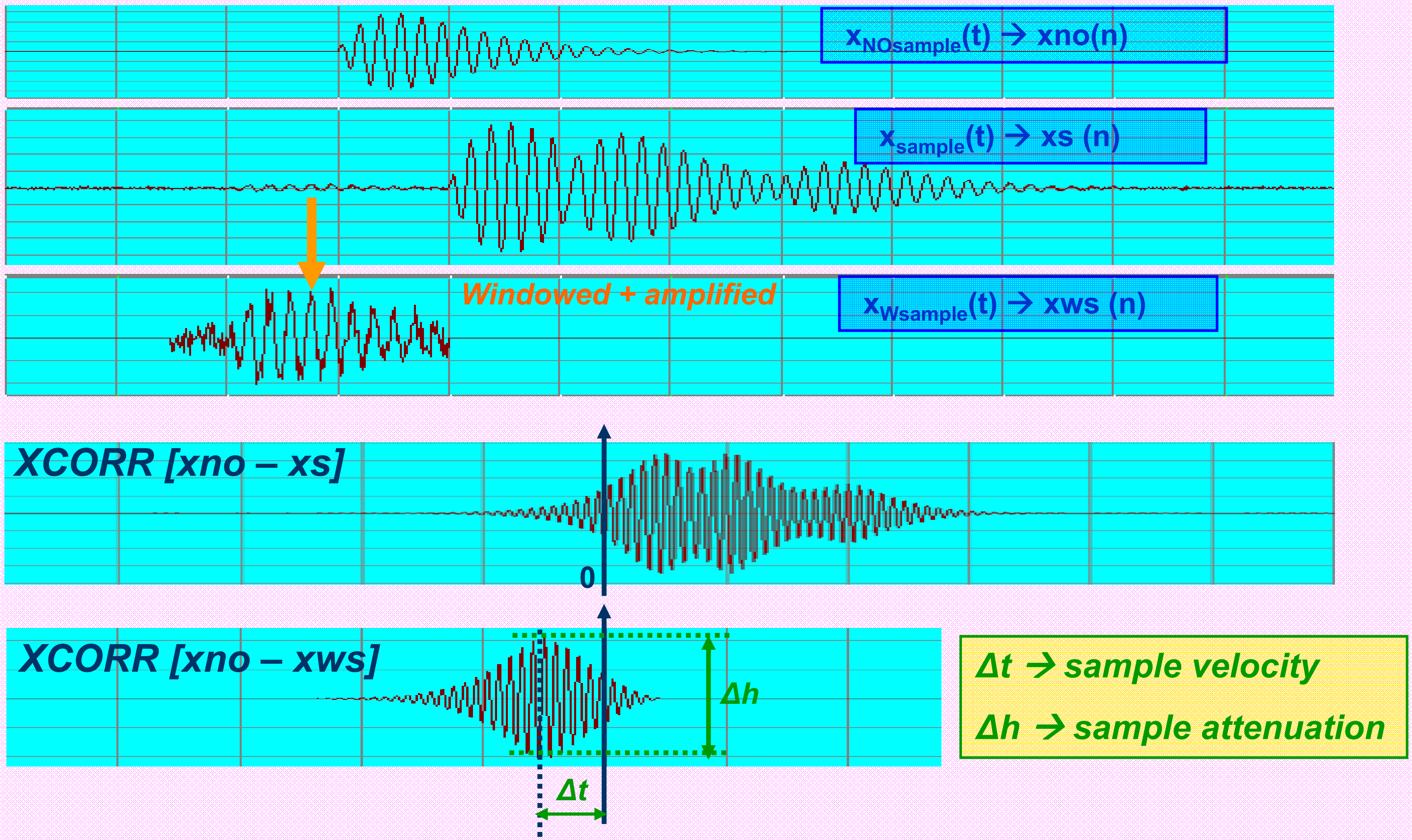


Problem: The maximum is NOT reliably determined when the noise gets very strong!

T - CORRELATION – WINDOWING 1



T - CORRELATION – WINDOWING 2



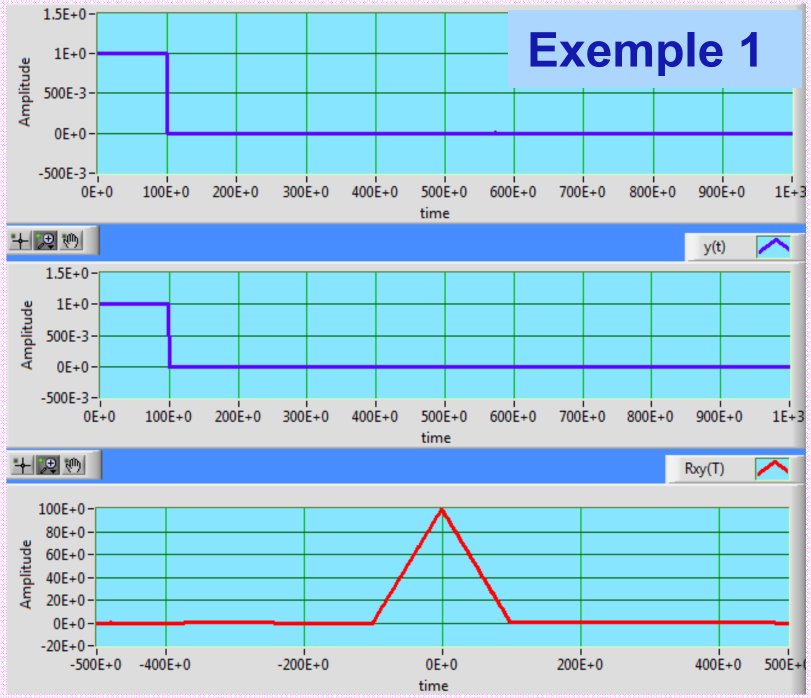
Lab - Corrélation 1

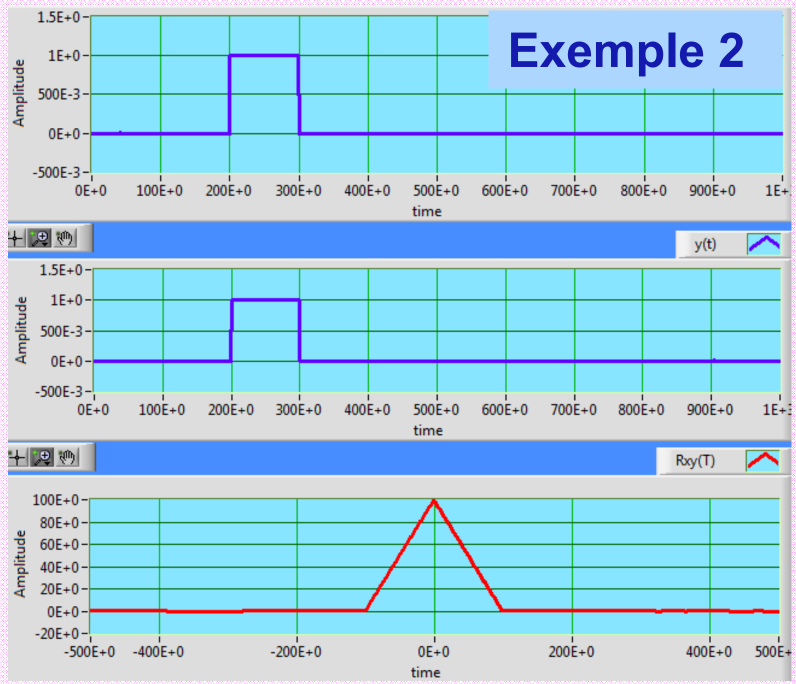
Mesure de la ressemblance entre deux signaux en fonction du décalage dans le temps de l'un deux.

Definition: Corrélation ou "Cross-Correlation"

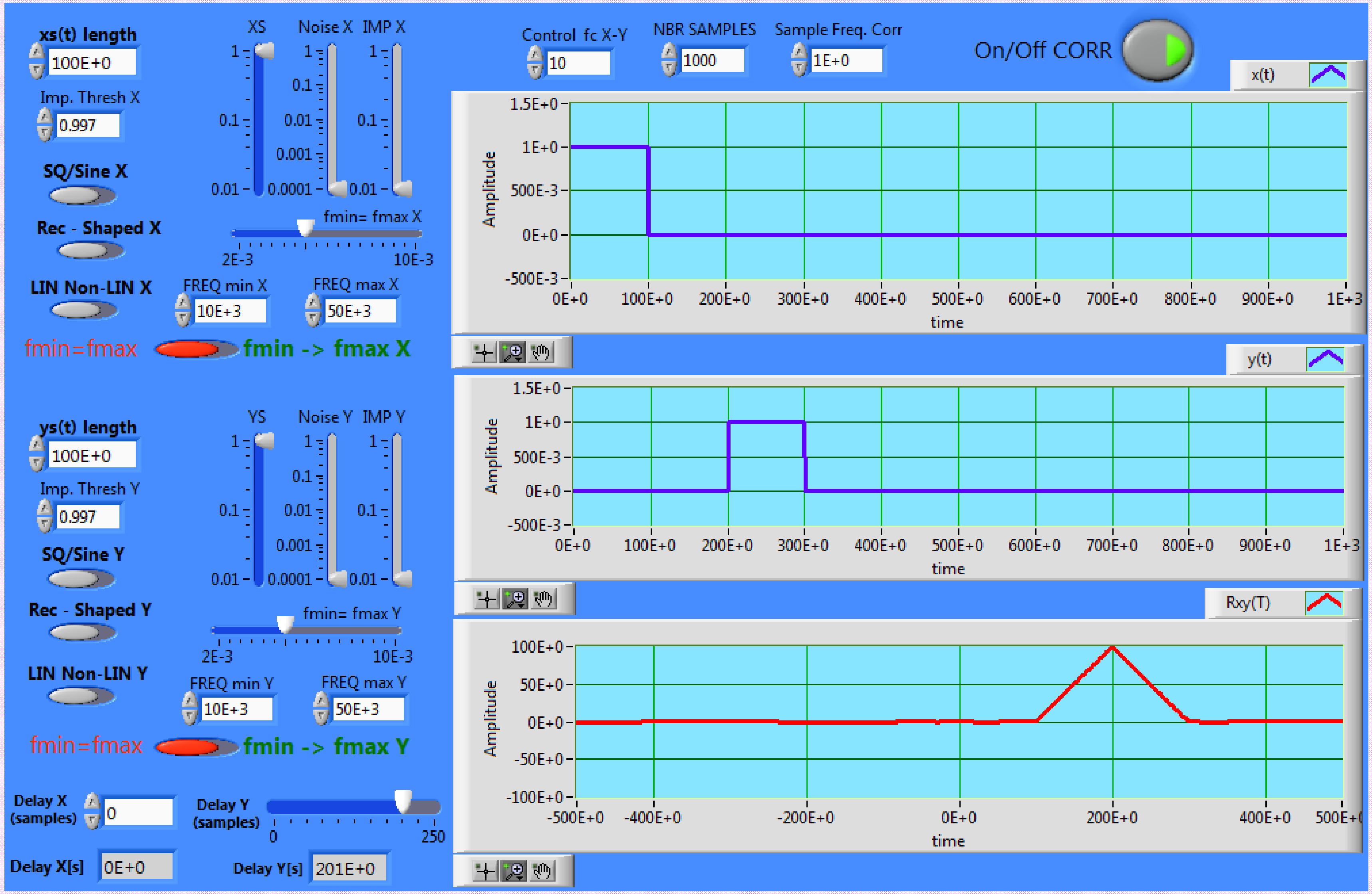
$$Rxy(\tau) = \frac{1}{t_2 - t_1} \cdot \int_{t_1}^{t_2} x(t) \cdot y(t+\tau)\, dt$$

Note: On parle d'auto-corrélation quand ***x(t) = y(t)***

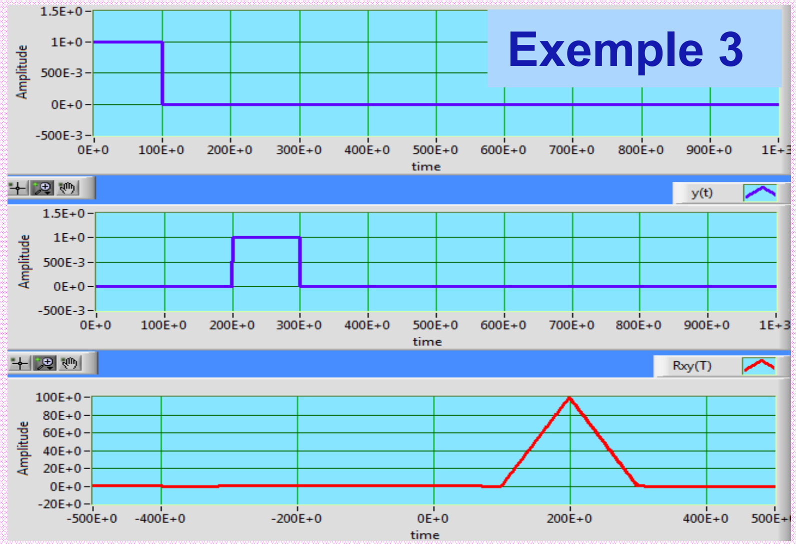




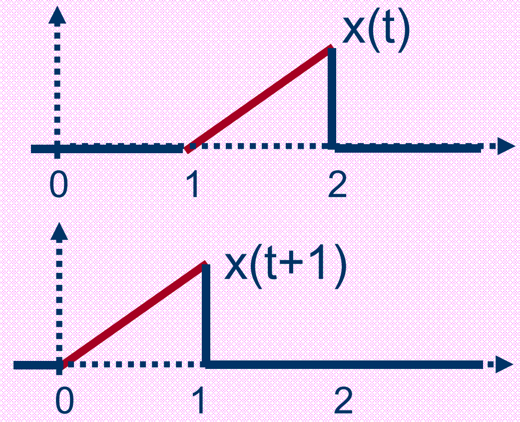
Lab - Corrélation 2



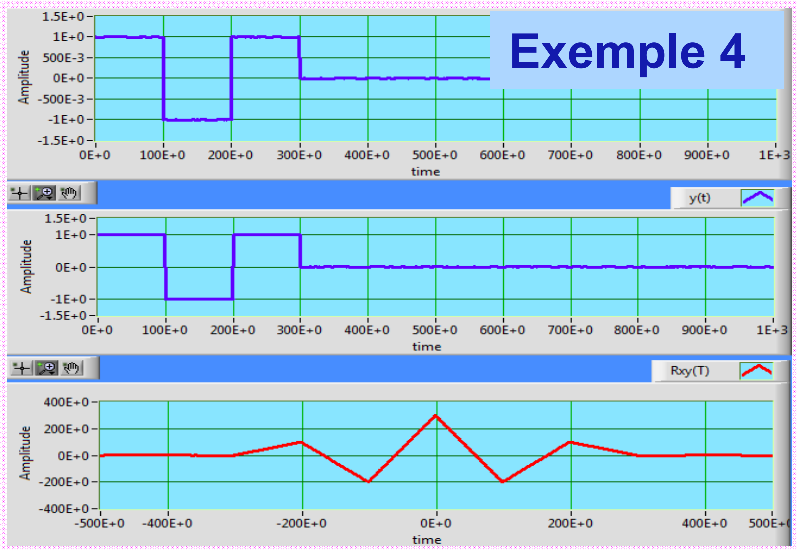
Lab - Corrélation 3

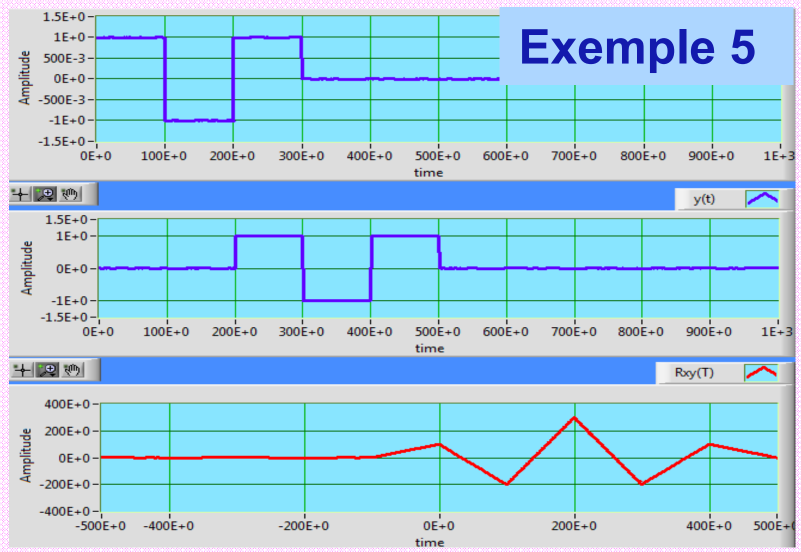


Rappel:



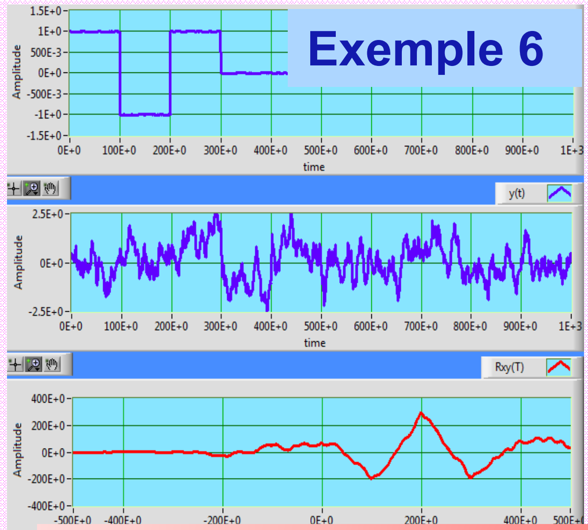
Dans cet exemple : y(t+200) = x(t) ➔ on obtiendra le maximum de la corrélation pour T = 200



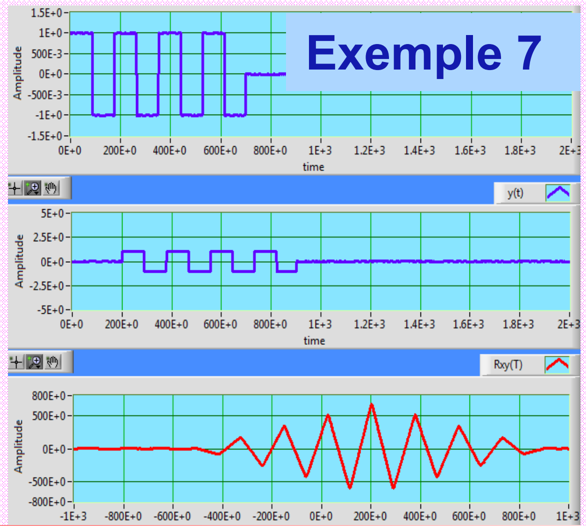


Lab - Corrélation 4

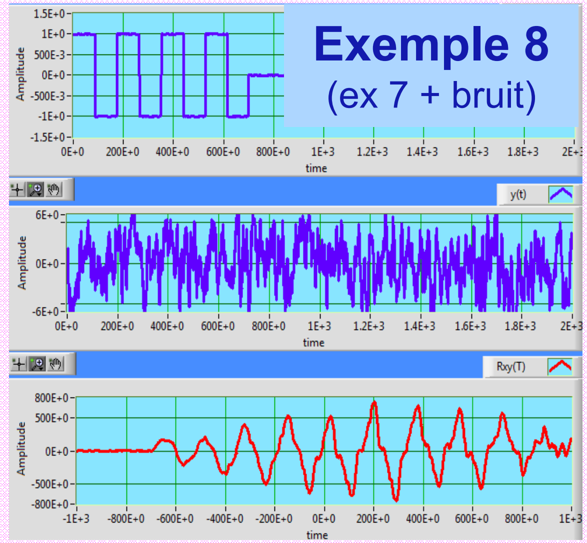
Exemple 6



Exemple 7



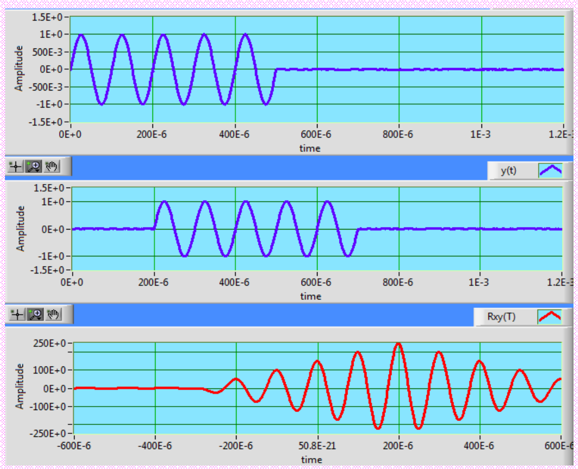
Exemple 8
(ex 7 + bruit)



Le maximum de la corrélation correspond au délai (ex: de propagation) entre les deux signaux

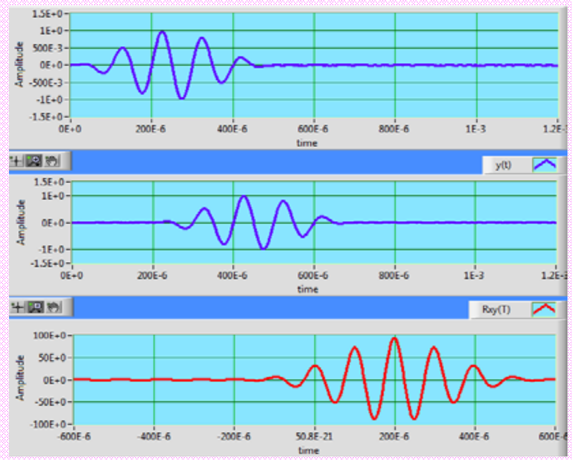
Dans l'exemple 8, le maximum est difficile à déterminer avec précision

Exemple 9



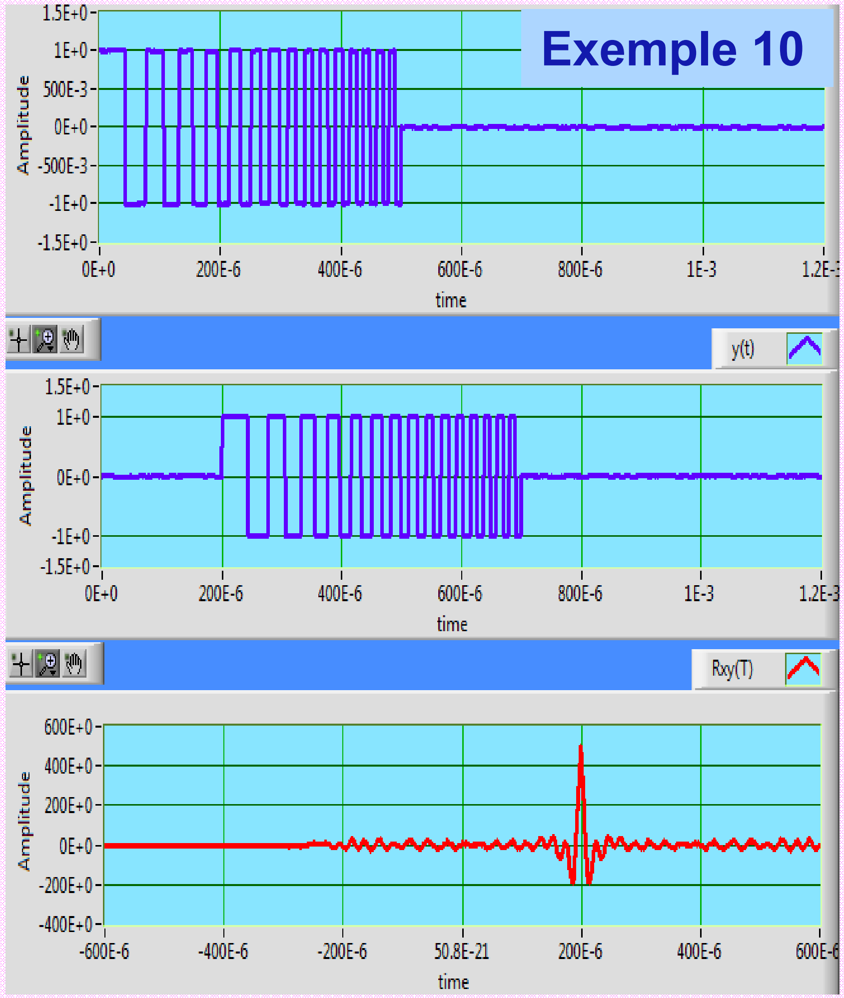
Avec enveloppe ➔

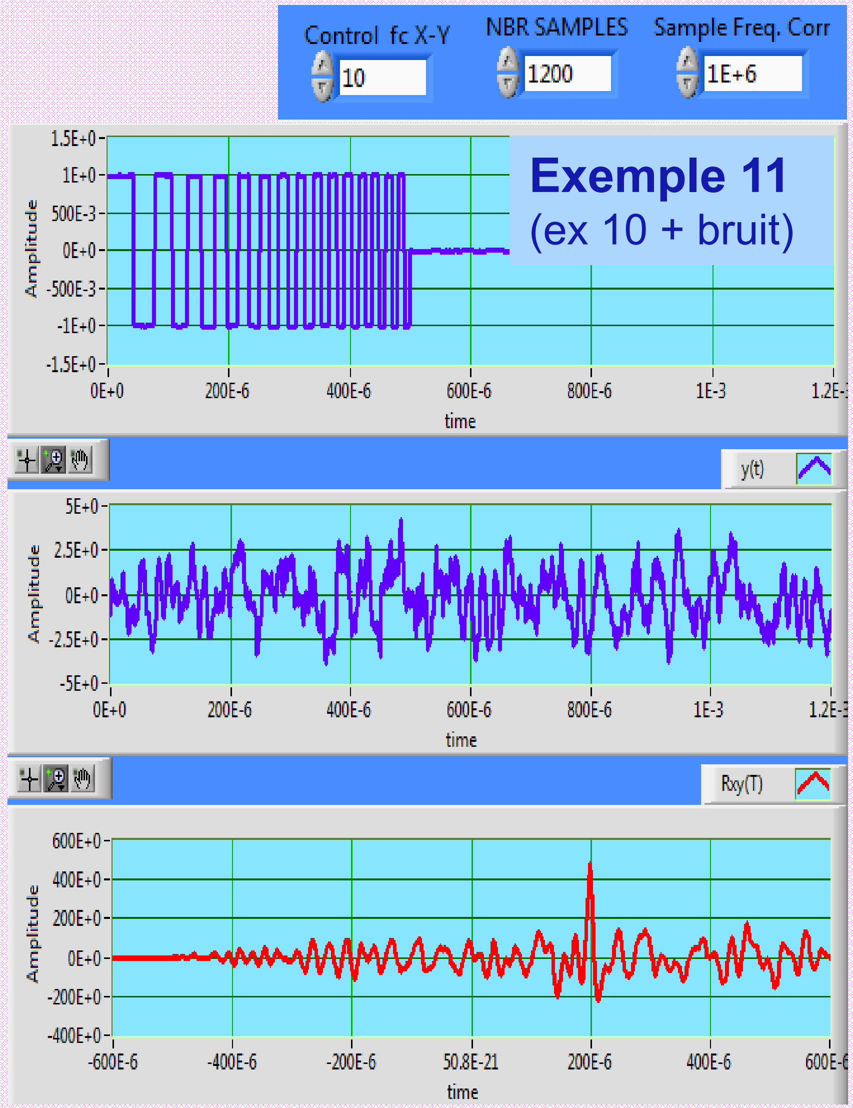
La corrélation est plus compacte → le maximum sera mieux défini



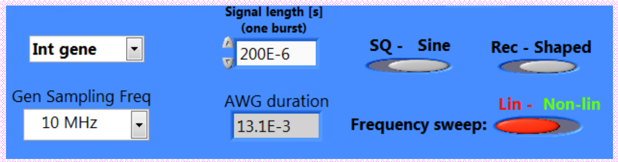
Lab - Corrélation 5

Chirp: 10kHz → 50kHz

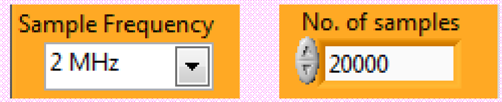




Lab - Corrélation – Application pratique : mesure de variation de distance (transducteurs ultrasons de 40 kHz)



40 kHz, 1Vpp

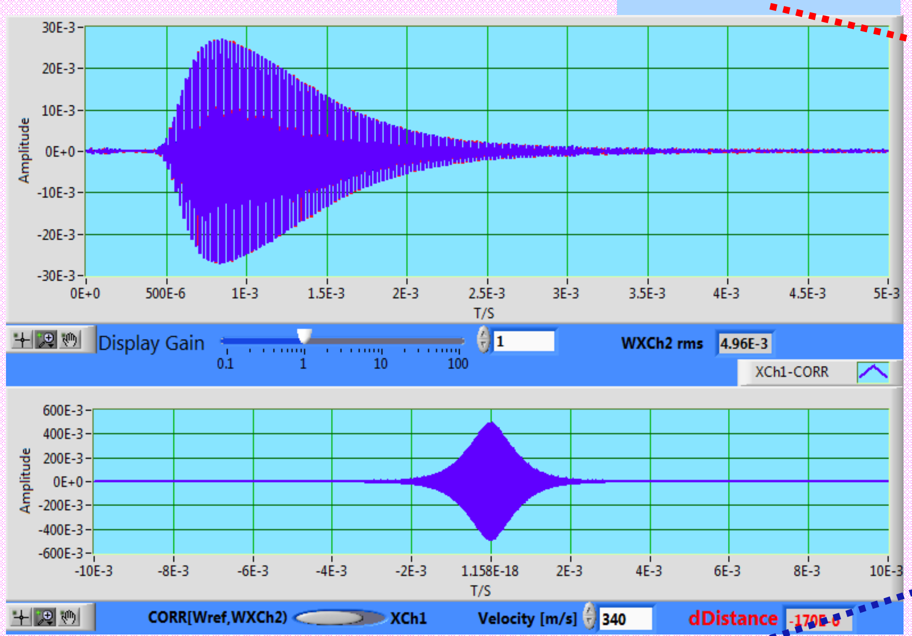


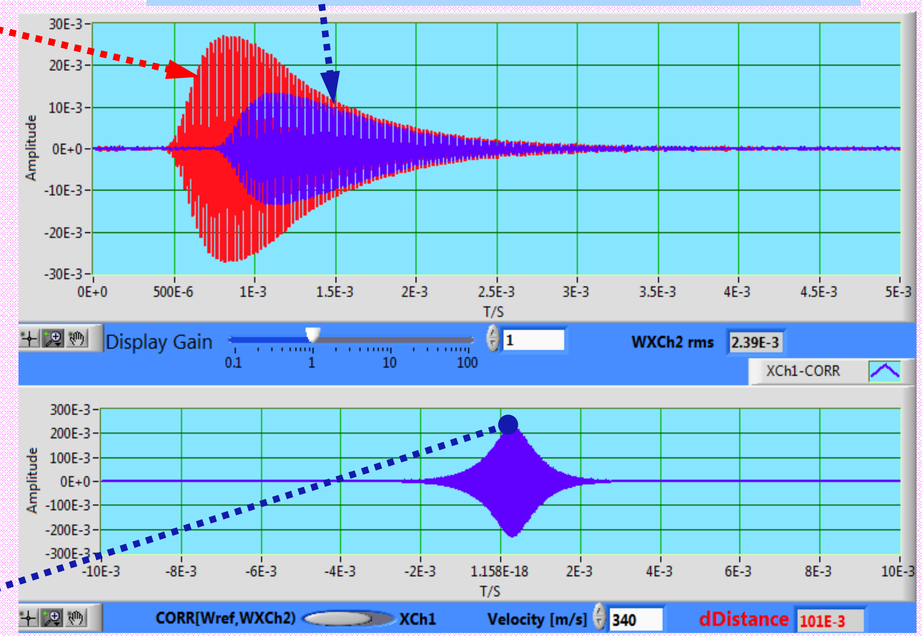
Acquisition Settings

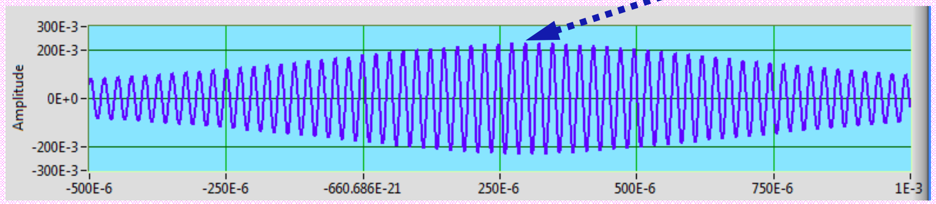
Filtre passe-bande à régler !

Référence

Déplacement d'environ 10cm







Tester la sensibilité au bruit……

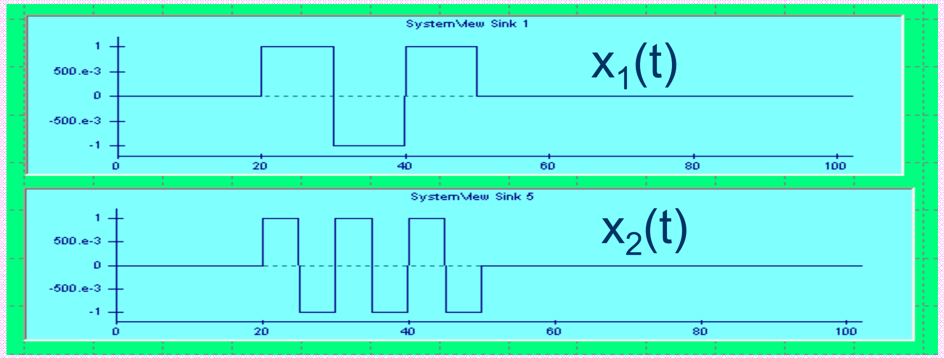
Problème 9.5 (Correlation)

Tracer et determiner le maximum de :

a) $Rx_1x_1(\tau)$

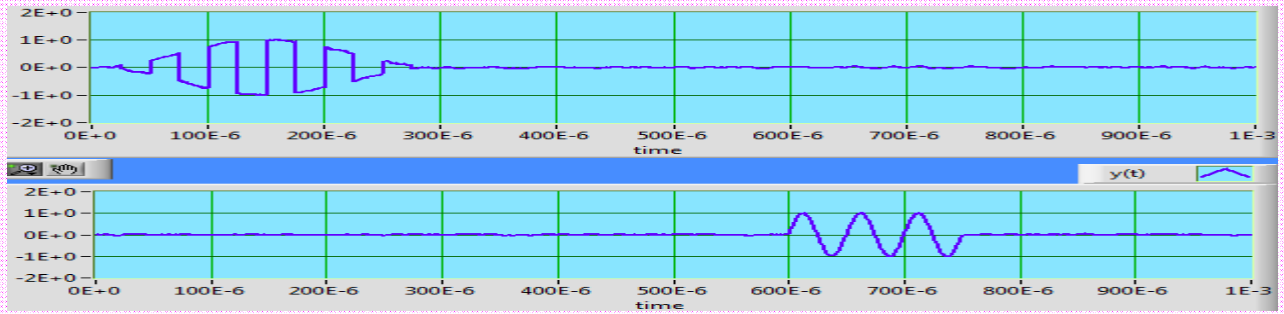
b) $Rx_2x_2(\tau)$

c) $Rx_1x_2(\tau)$

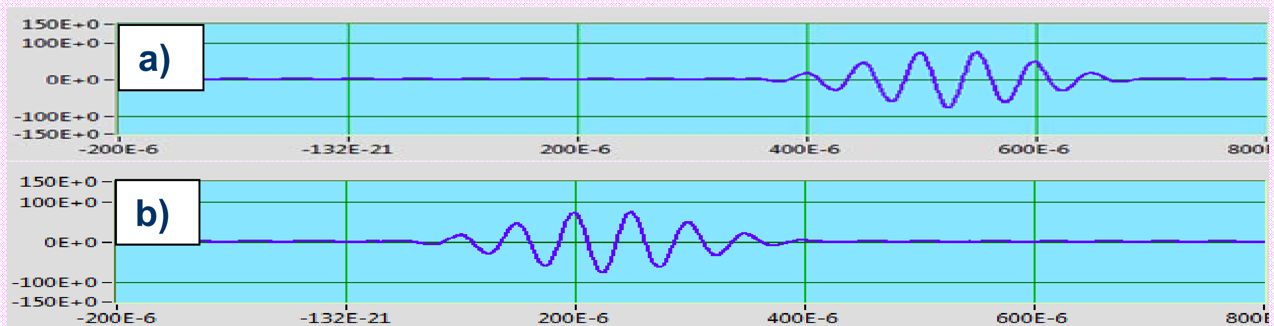


Problème 9.6 (Correlation)

Soit ces 2 signaux :

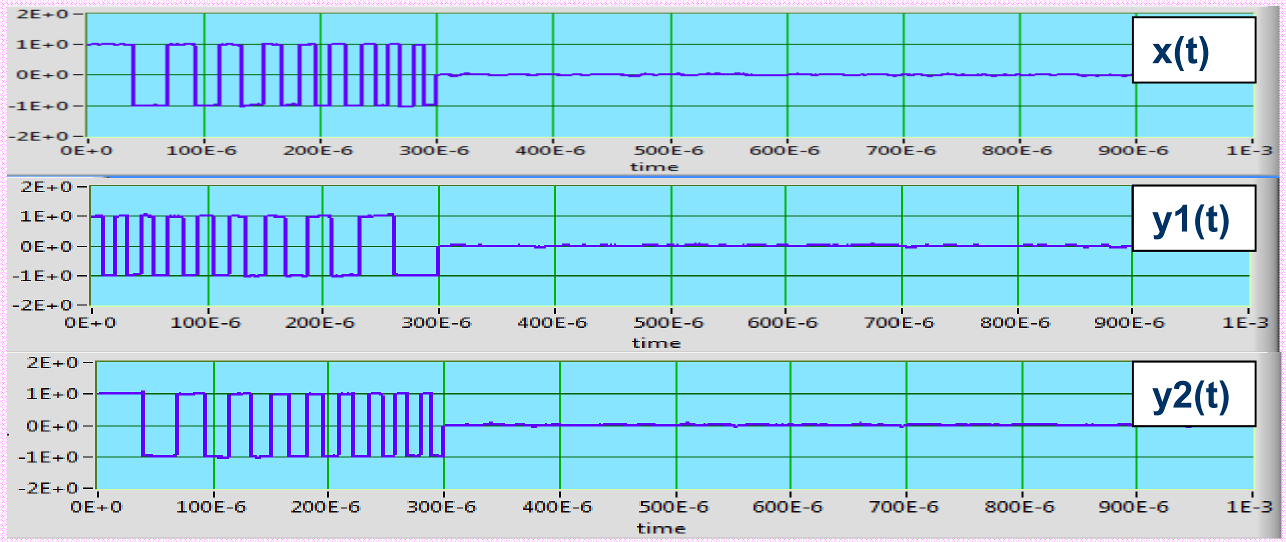


Laquelle de ces deux cross-correlations est la bonne ?

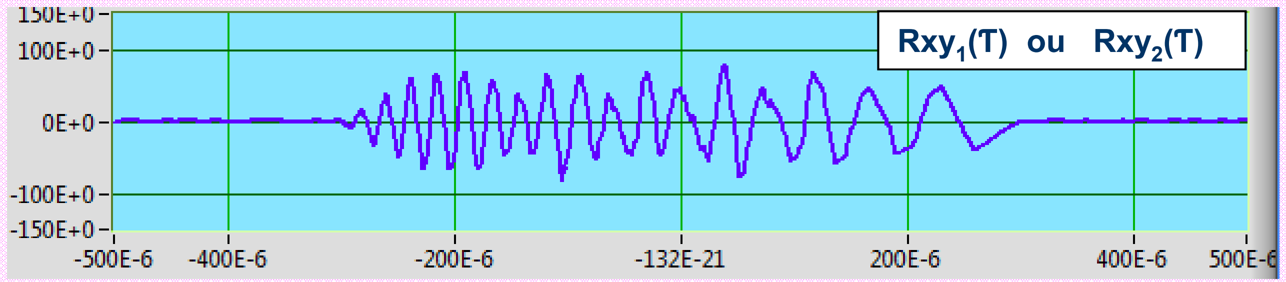


Problème 9.7 (Correlation)

Soit ces trois signaux :



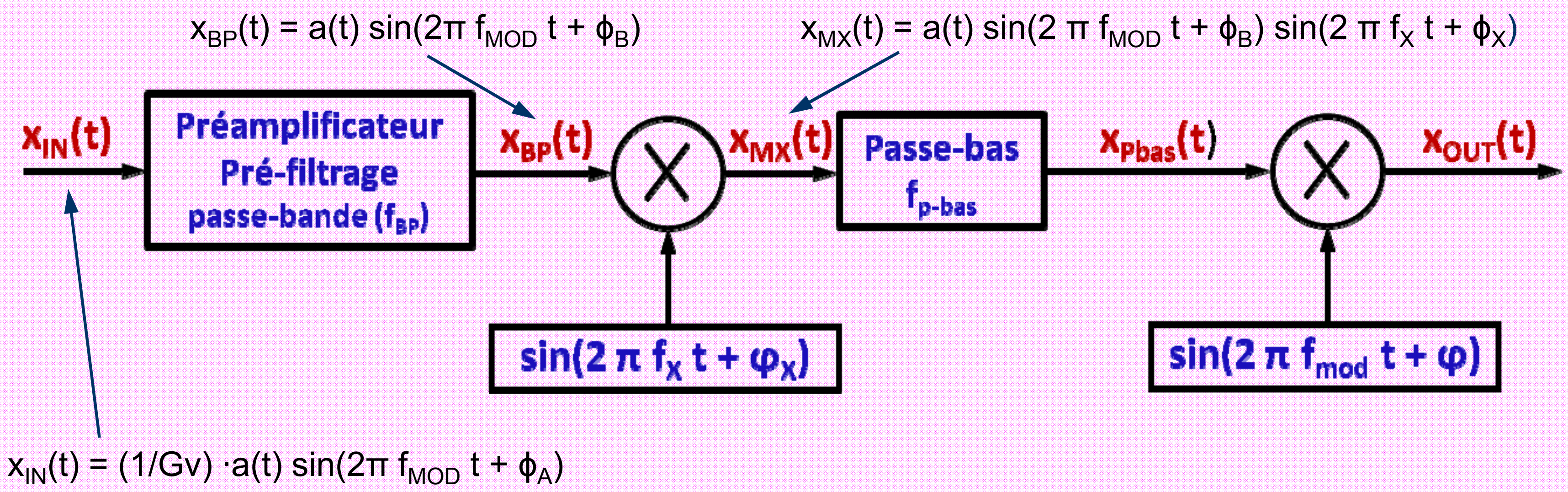
Quelle cross-corrélation est-ce ? **$Rxy_1(\tau)$ ou $Rxy_2(\tau)$**



T – *Lock-In Amplifier* – Détection synchrone et pseudo-synchrone 1

INTRODUCTION: Dans beaucoup de processus physiques, l'information utile ***a(t)*** est directement ou indirectement multipliée par un signal sinusoïdal de fréquence f_{MOD} beaucoup plus élevée que celles contenues dans ***a(t)***.
Si f_{MOD} ainsi que sa phase sont disponibles, ou qu'ils peuvent être retrouvés par un moyen tel que le PLL (phase-locked loop), alors on peut utiliser une structure appelée **"Lock-In"** ou **"Détection Synchrone"** pour retrouver ***a(t)*** de façon optimale. Cependant, si la phase de f_{MOD} n'est pas disponible ou qu'elle est trop instable, alors une structure appelée **"Détection Pseudo-Synchrone"** est utilisée.

Structure de la **"Détection Synchrone"** *(analyse sans bruit)*



T – *Lock-In Amplifier* – Détection synchrone et pseudo-synchrone 2

$x_{MX}(t) = a(t) \sin(2\pi f_{MOD} t + \phi_B) \sin(2\pi f_X t + \phi_X)$

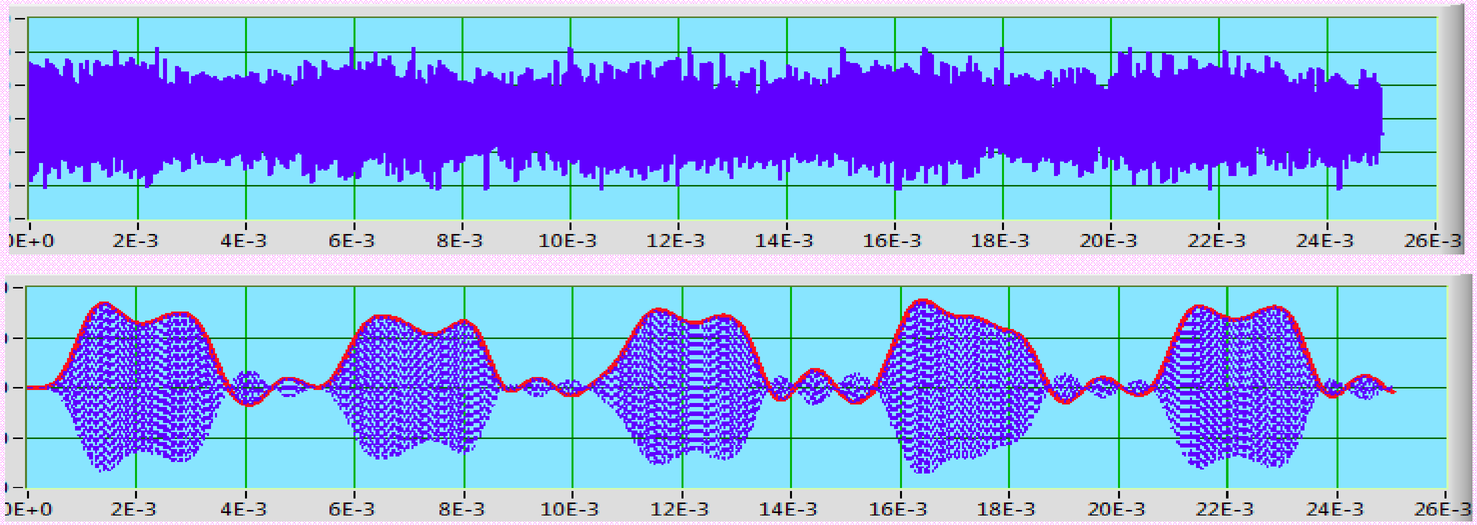
Si $f_{MOD} = f_X$ et $\phi_B = \phi_X$ ➔ $\sin(2\pi f_{MOD} t + \phi_B)^2 = 0.5 (1 - \cos(2\pi\, 2f_{MOD} t + 2\phi_B))$

➔ $x_{MX}(t) = a(t)\, 0.5 (1 - \cos(2\pi\, 2f_{MOD} t + 2\phi_B))$ ➔ $x_{Pbas}(t) = 0.5\, a(t)$

Il peut être démontré que l'amélioration du rapport signal-sur-bruit se détermine comme suit :

$$SNR_{OUT} = SNR_{IN} \cdot f_{BP} / f_{p\text{-}bas}$$

exemple: ***SNR_{OUT} = 0.25 · 500 / 2 = 62.5***

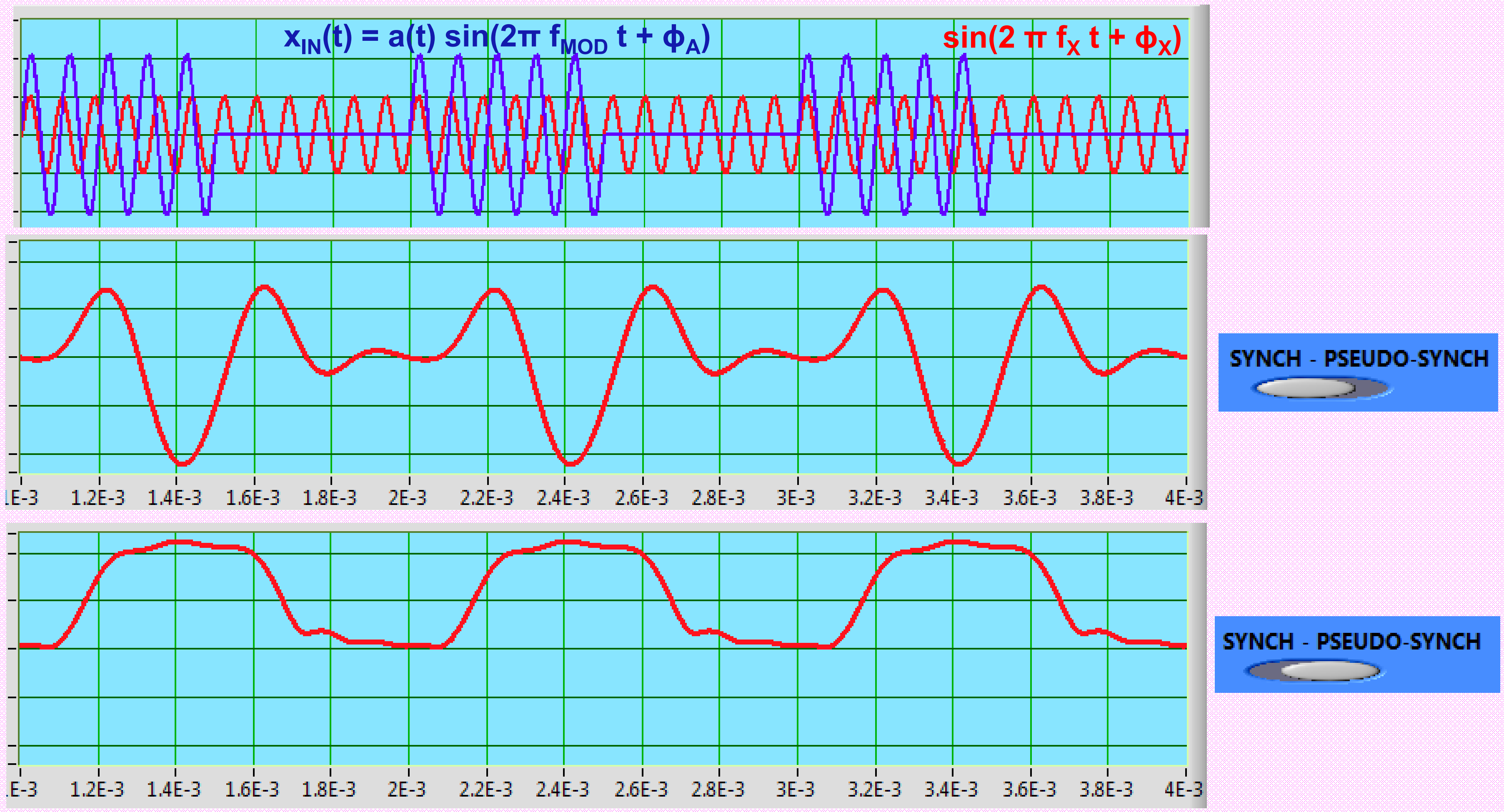


f_{BP} = 500 kHz

$f_{p\text{-}bas}$ = 2 kHz

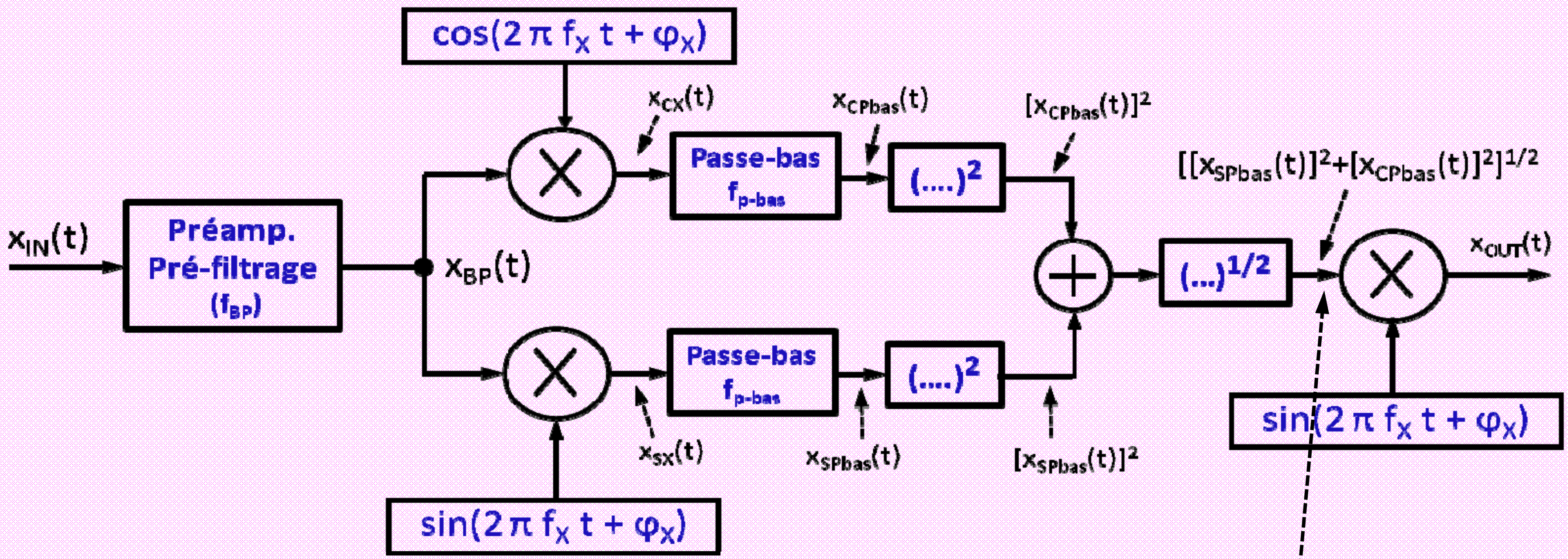
T – *Lock-In Amplifier* – Détection synchrone et pseudo-synchrone 3

$f_{MOD} \neq f_X$ ➔ la démodulation synchrone ne fonctionne pas alors que la démodulation pseudo-synchrone peut fonctionner sous certaines conditions



T – *Lock-In Amplifier* – Détection synchrone et pseudo-synchrone 4

Structure de la **"Détection Pseudo Synchrone"** *(analyse sans bruit)*



$x_{IN}(t) = (1/Gv) \cdot a(t) \sin(2\pi f_{MOD}\, t + \phi_A)$ ➔ $x_{BP}(t) = a(t) \sin(2\pi f_{MOD}\, t + \phi_B)$

$x_{SX}(t) = a(t) \sin(2\pi f_{MOD}\, t + \phi_B) \sin(2\pi f_X\, t + \phi_X)$

$x_{CX}(t) = a(t) \sin(2\pi f_{MOD}\, t + \phi_B) \cos(2\pi f_X\, t + \phi_X)$

Conditions: $f_{MOD} \approx f_X$ $\phi_A \neq \phi_X$

$x_{SPbas}(t) = a(t)\, 0.5 \cos(\phi_B - \phi_X)$ $x_{CPbas}(t) = a(t)\, 0.5 \sin(\phi_B - \phi_X)$

$[[x_{SPbas}(t)]^2+[x_{CPbas}(t)]^2]^{1/2} = [[a(t)\, 0.5 \cos(\phi_B - \phi_X)]^2 + [a(t)\, 0.5 \sin(\phi_B - \phi_X)]^2]^{1/2} = \mathbf{0.5\, a(t)}$

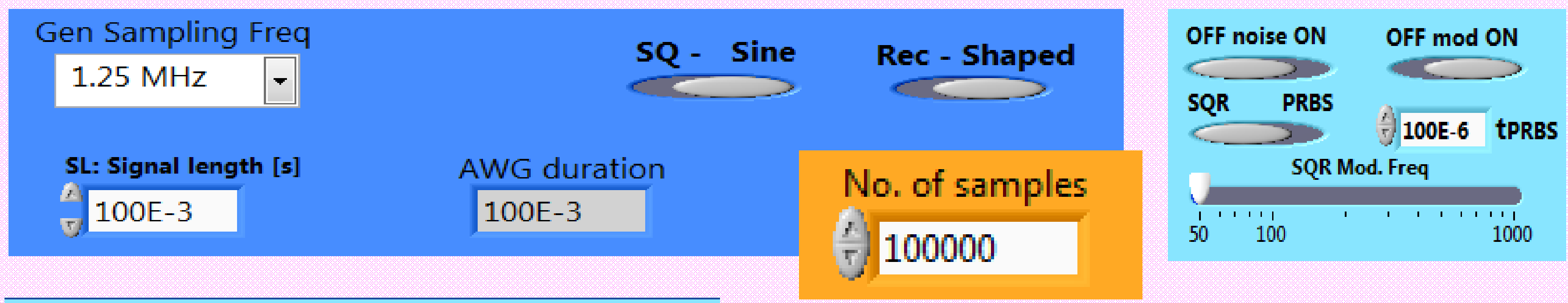
T – *Lock-In Amplifier* – Détection synchrone et pseudo-synchrone 5

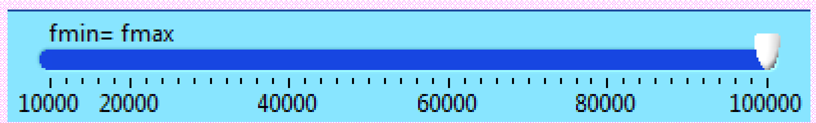
Avantage de la détection synchrone ou pseudo-synchrone

Exemple : Si un signal centré sur 100kHz a une bande-passante de 10Hz, la réalisation d'un filtre passe-bande à 100kHz est à-peu-près impossible, même en forme numérique. Si l'on utilise une détection synchrone ou asynchrone, un "simple" filtre passe-bas ayant une fréquence de coupure de 10Hz fera l'affaire !

Lab – *Lock-In Amplifier* – Détection synchrone et pseudo-synchrone 1

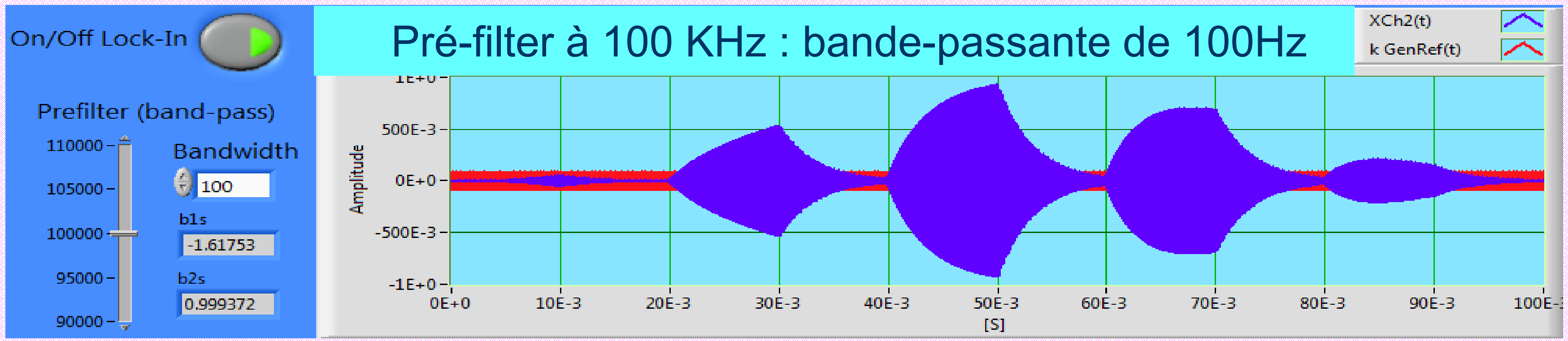
Paramétrage du générateur :

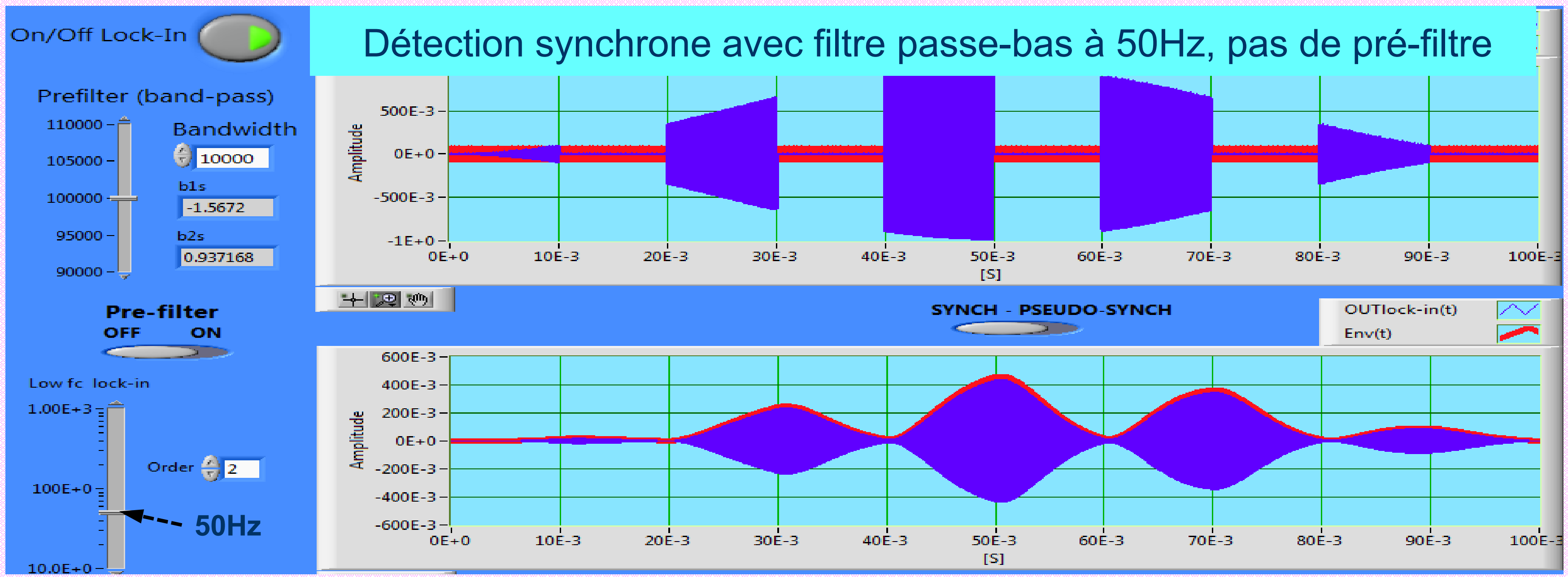




Acquisition: *Sample Frequency: 1 MHz*
No. of samples: 100'000

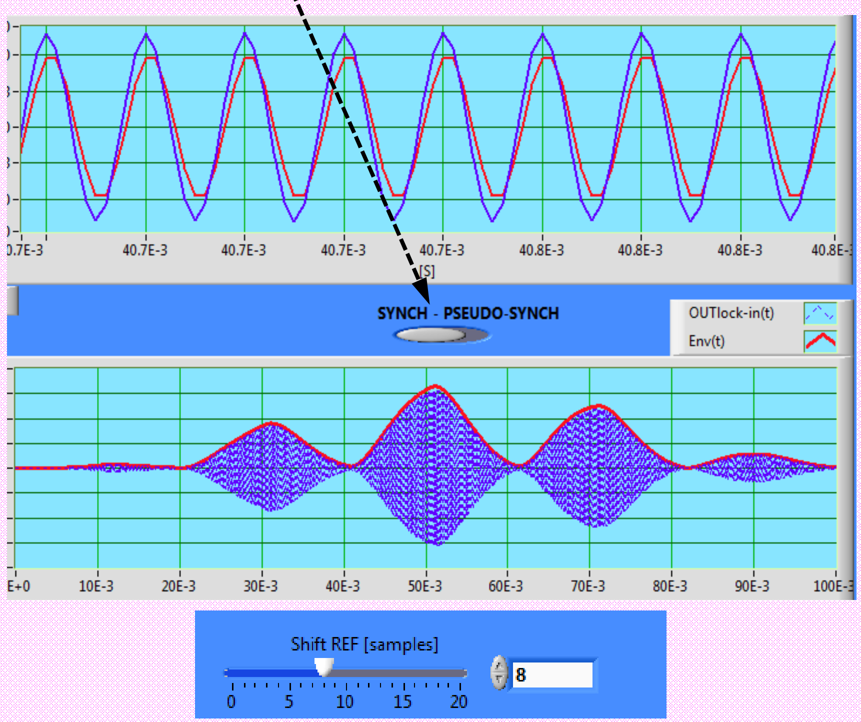
Lab – *Lock-In Amplifier* – Détection synchrone et pseudo-synchrone 2

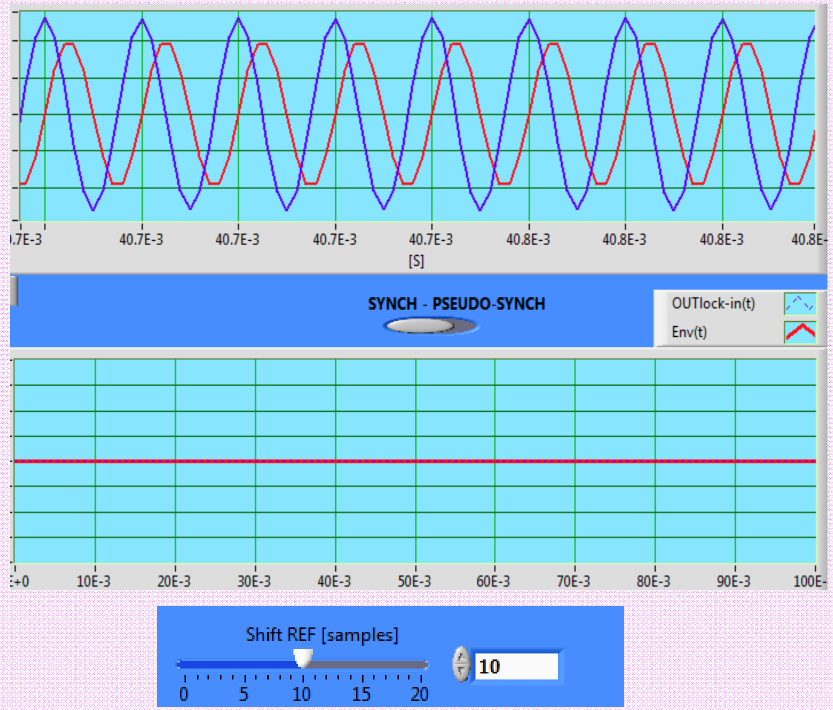




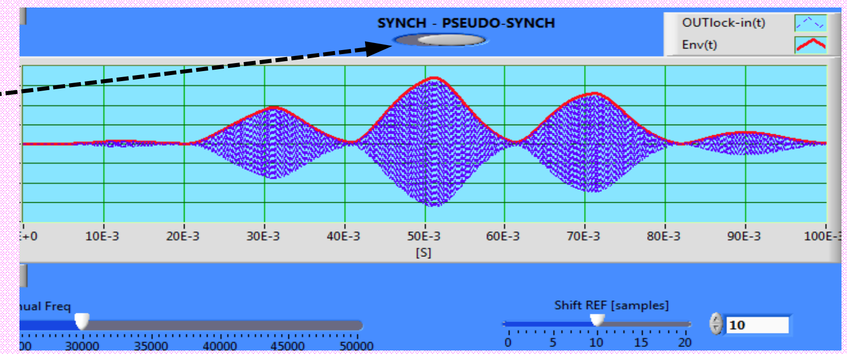
Lab – *Lock-In Amplifier* – Détection synchrone et pseudo-synchrone 4

Mode synchrone: Ajustement de la phase





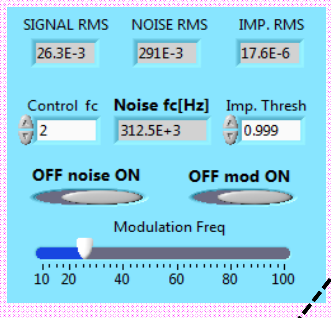
Mode pseudo-synchrone:

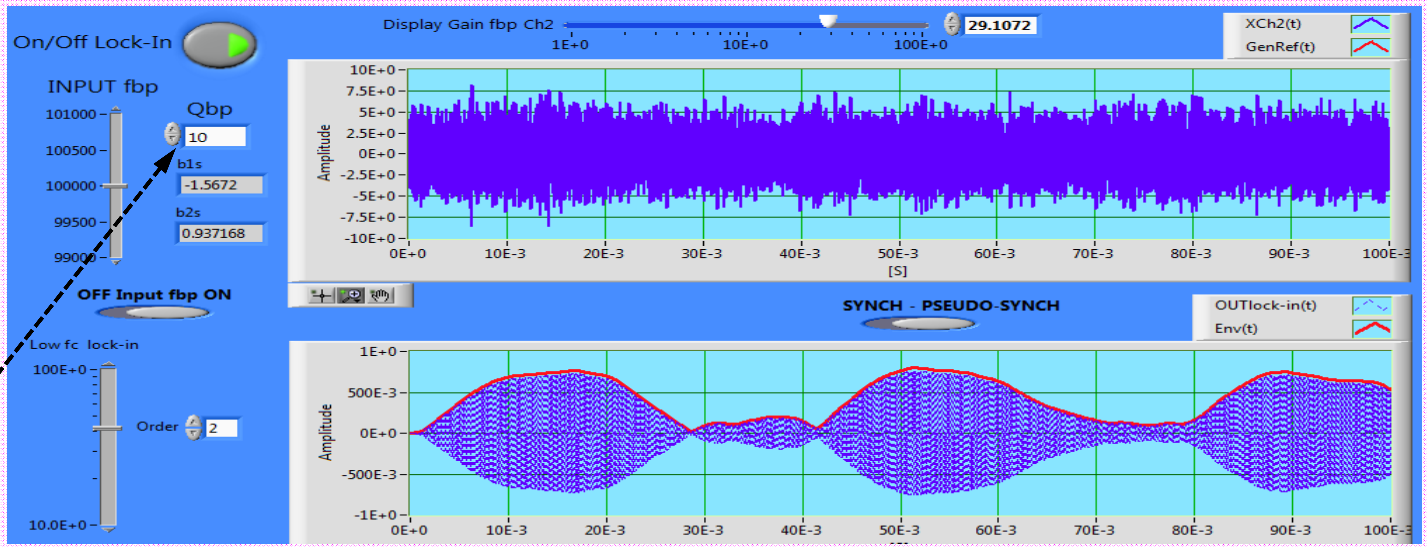


Lab – *Lock-In Amplifier* – Détection synchrone et pseudo-synchrone 5

Test avec du bruit :

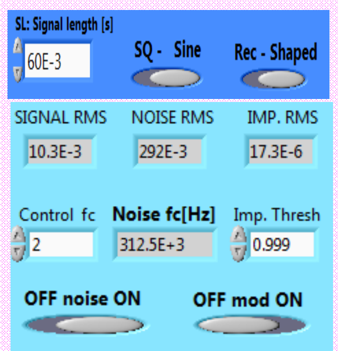
a)

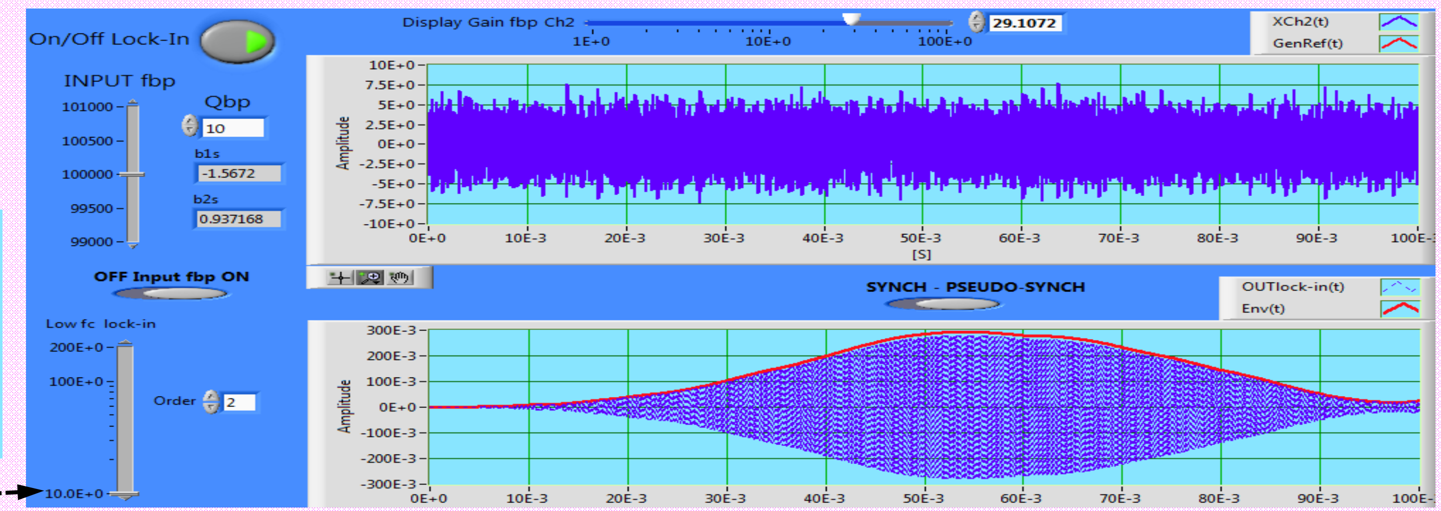




Tester avec le passe-bande de 10 KHz

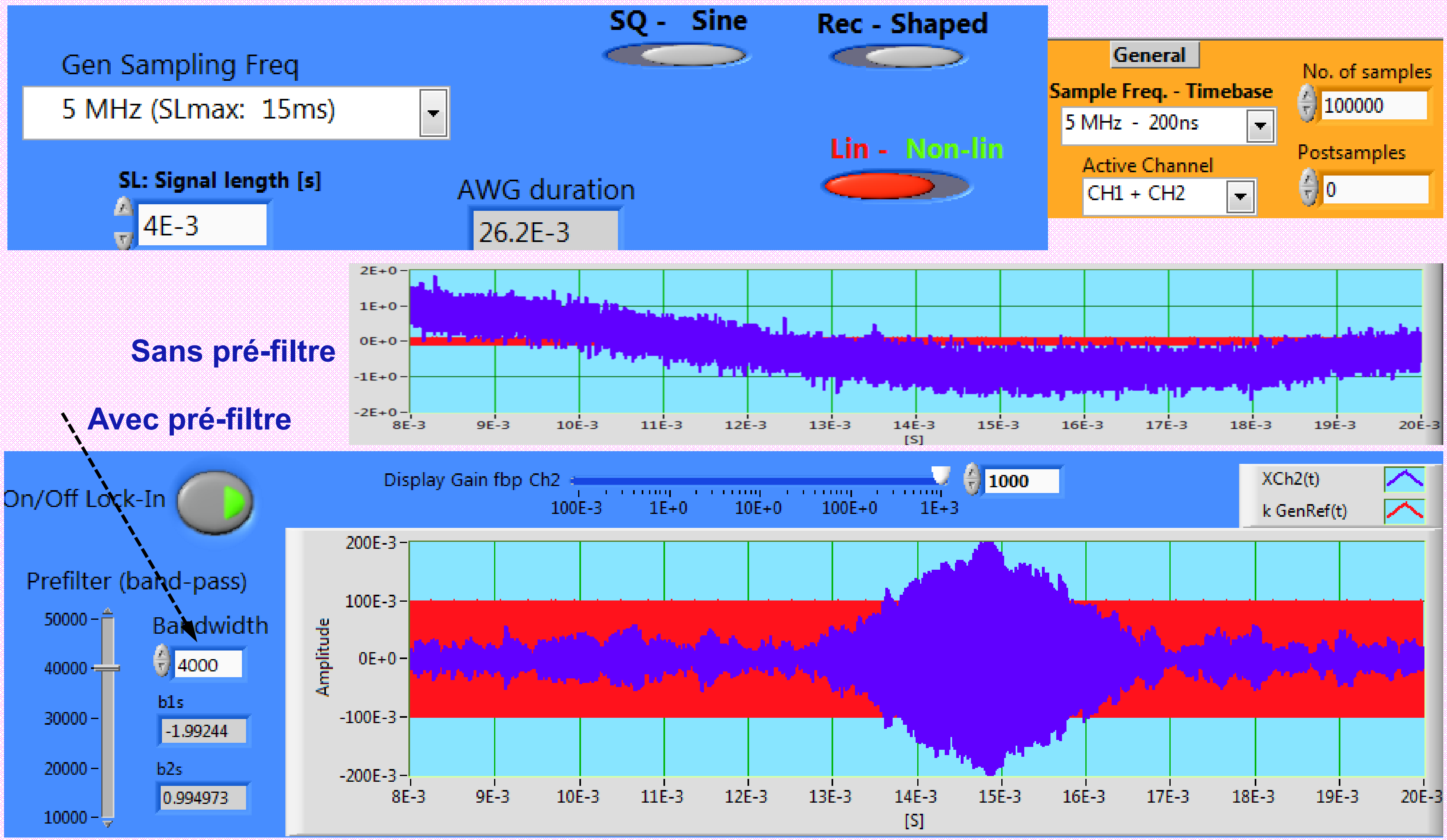
b)





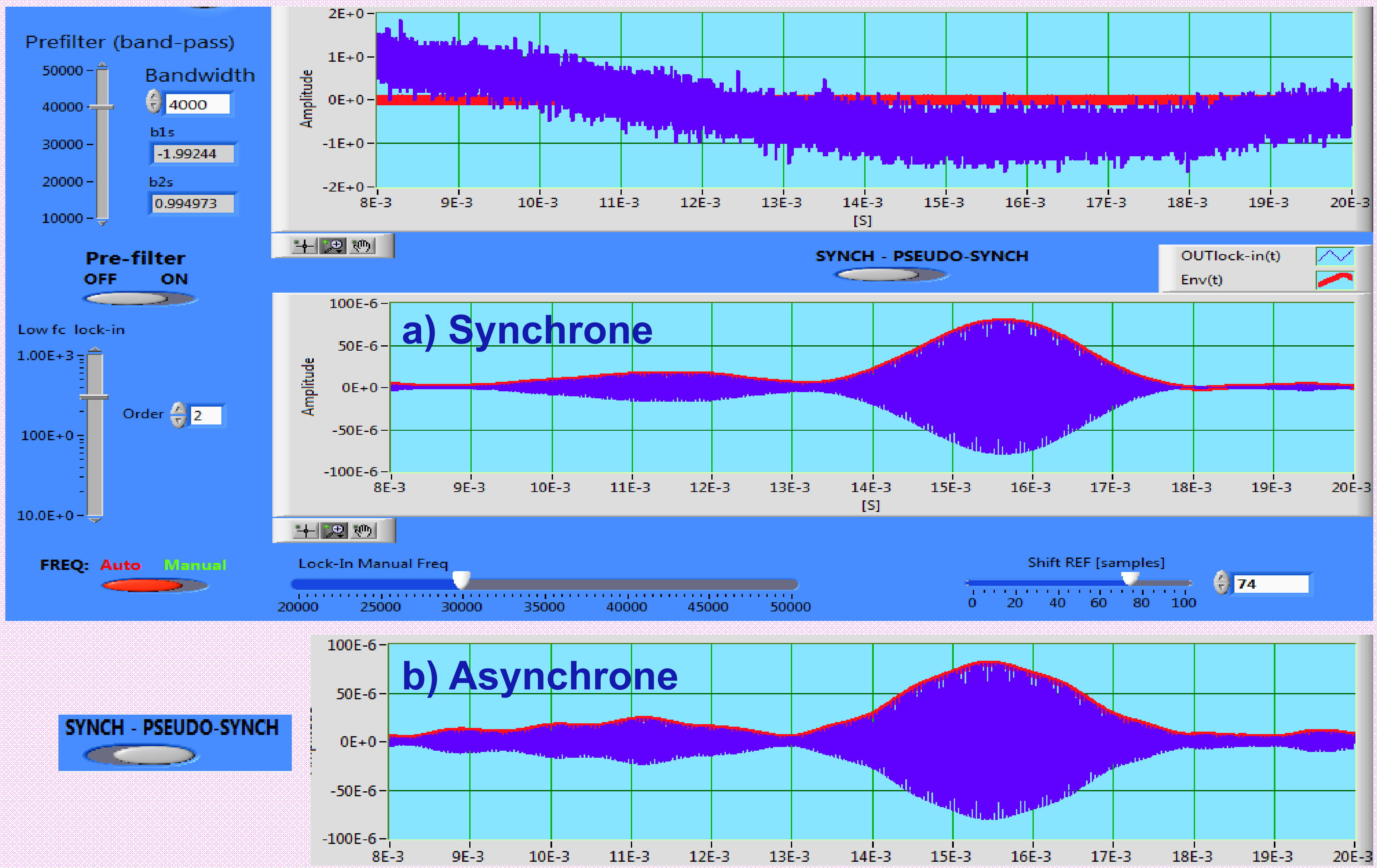
Lab – *Lock-In Amplifier* – Détection synchrone et pseudo-synchrone 6

Test avec un signal d'écho de transducteurs ultrasons de 40 KHz

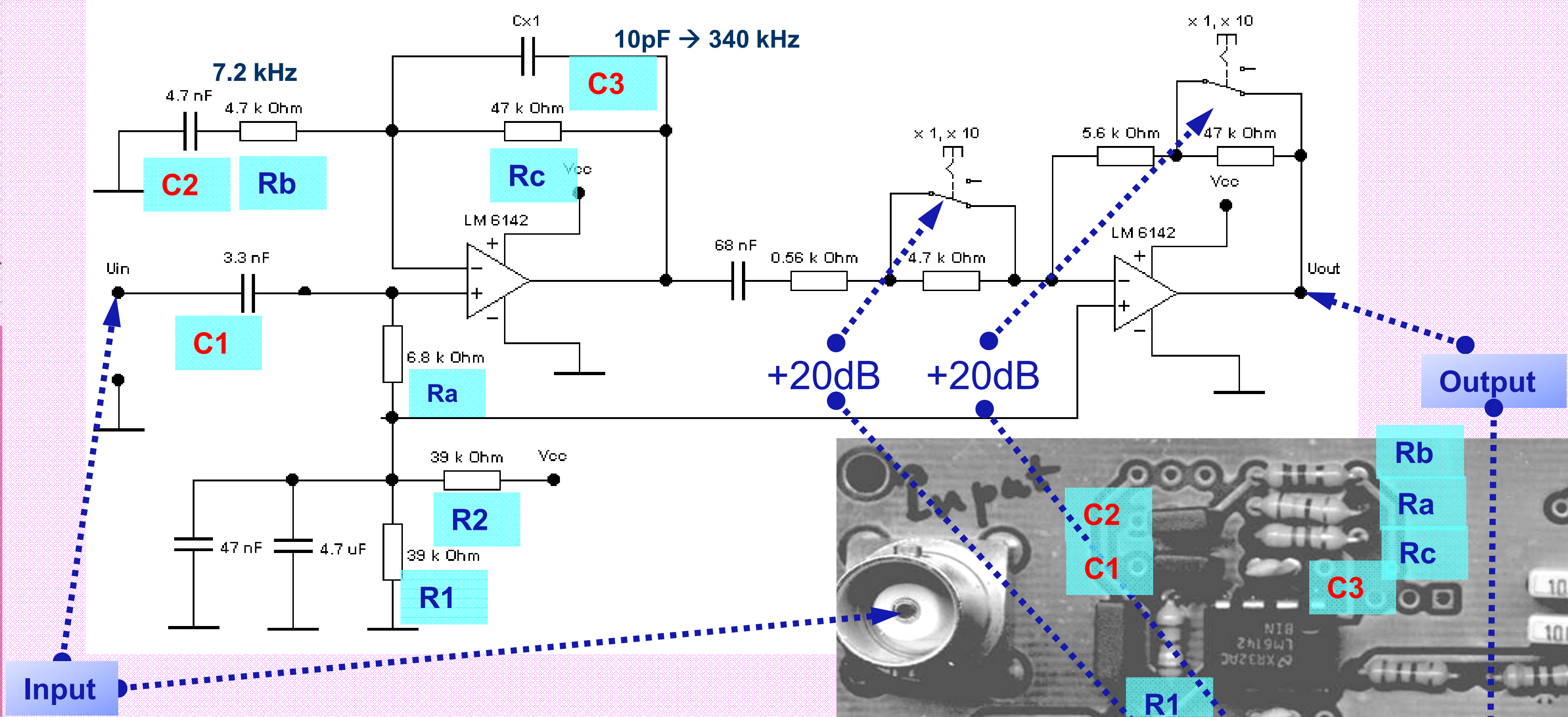


Lab – *Lock-In Amplifier* – Détection synchrone et pseudo-synchrone 7

Test avec un signal d'écho de transducteurs ultrasons de 40 KHz (suite)



Lab - Bruit d'un amplificateur à OPAMP (carte AMPMIX) 1



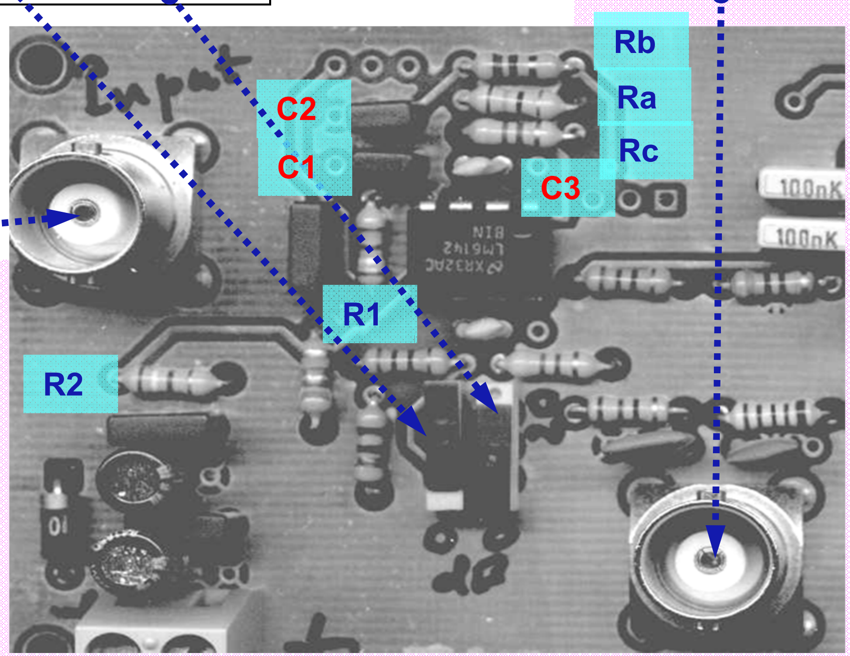


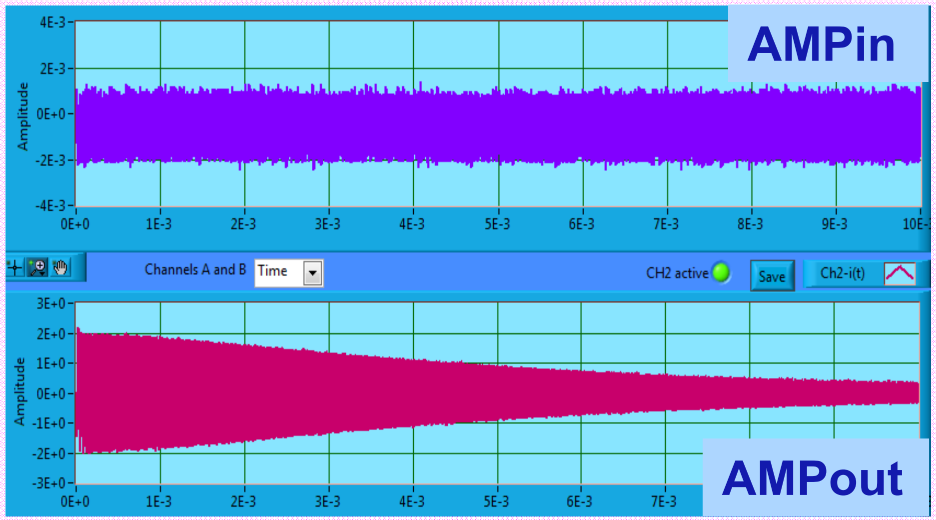
Schéma de l'amplificateur ayant un gain commutable d'environ : ***20, 40 et 60 dB*** qui correspond à des gains de ***10, 100 et 1000*** en tension. ***Ex: 20 log(1000) = 60***

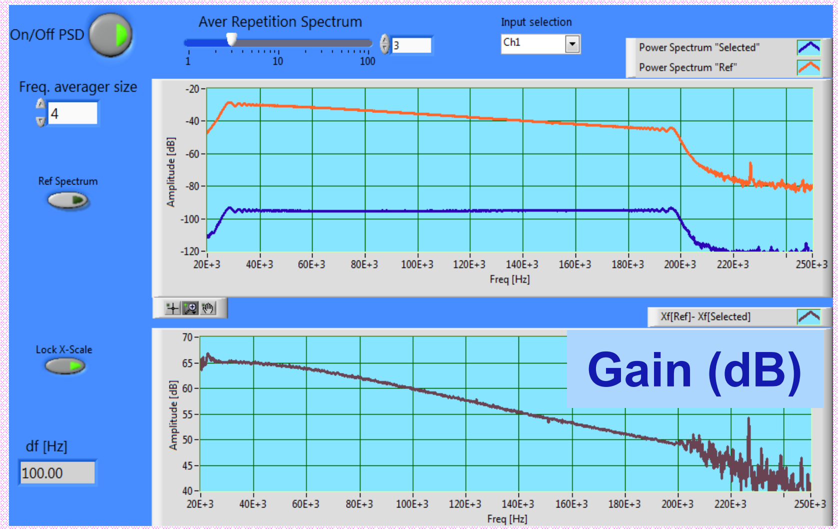
Lab - Bruit d'un amplificateur à OPAMP (carte AMPMIX) 2

1) Déterminer le gain de l'amplificateur entre 25kHz et 200kHz, choisir une plage de 50kHz à100kHz où le gain est quasi constant.

Bien vérifier que l'amplificateur fonctionne en mode linéaire (Uin: ~1mV)

Gen Sampling Freq: 5 MHz, Signal length: 10ms, 25kHz → 200kHz (Sine – Rec – Lin)
Sampling Freq: 10MHz, no. of samples: 100000 (ajuster les mV de sensibilité pour ChA et ChB)





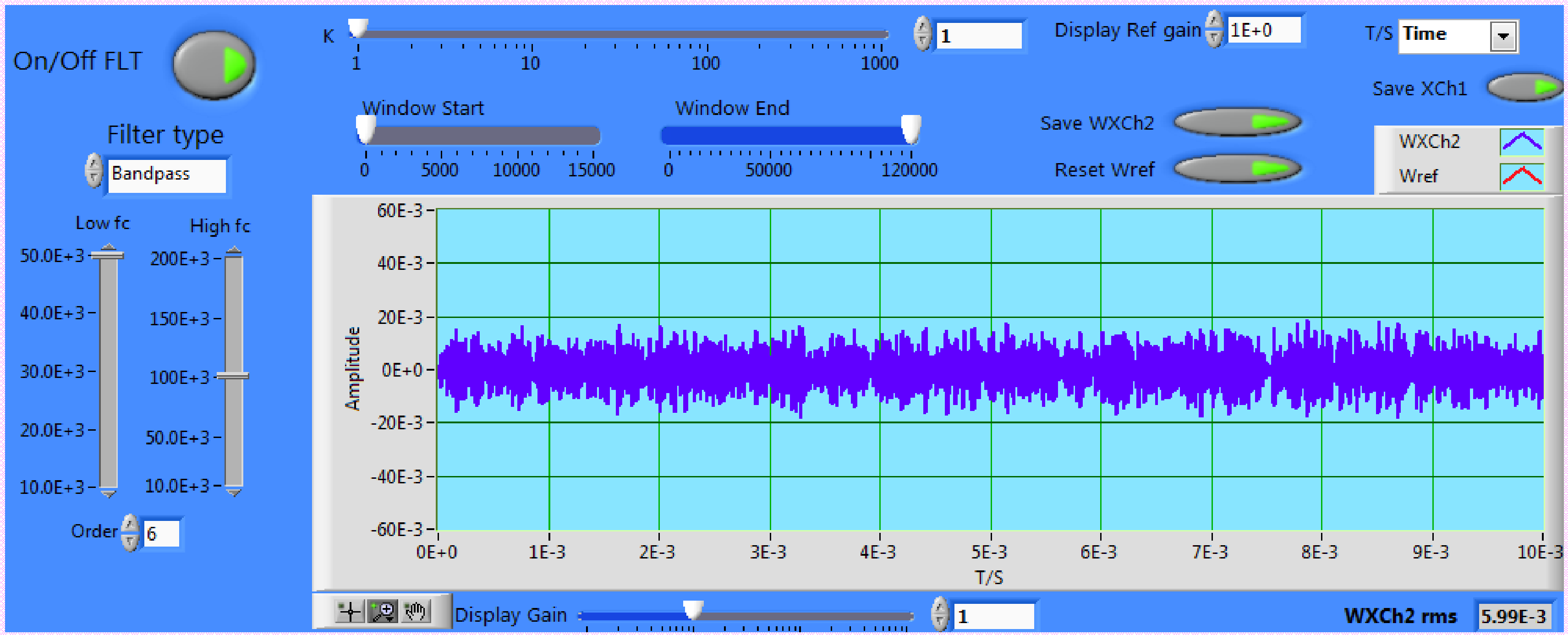
2) Mettre une résistance de 50Ω à l'entrée, régler le filtre passe-bande de 50 kHz à 100 kHz et mesurer la tension RMS de bruit - ***Ne pas oublier de réajuster la sensibilité du ChB à 200mV.***

3) Déterminer le bruit de tension équivalent à l'entrée (utiliser le gain moyen entre 50 kHz et 100 kHz).

4) Répéter 2) et 3) mais sans la résistance de 50Ω, c'est-à-dire avec l'entrée à très haute impédance.

Lab - Bruit d'un amplificateur à OPAMP (carte AMPMIX) 3

Gain moyen entre 100kHz et 150kHz : 63 dB



Tension RMS à la sortie de l'amplificateur non-saturé (mode linéaire)

$$50\Omega : \quad \frac{5.9 \cdot 10^{-3}}{10^{\frac{63}{20}} \cdot \sqrt{50 \cdot 10^{3}}} = \boxed{18.68 \times 10^{-9} \quad V_{RMS}}$$

Valeur théorique: ~18nV_{RMS} (LM6142, Ra)

Tension de bruit RMS équivalente à l'entrée de l'amplificateur

Gain en tension de l'amplificateur

Bande-passante de la mesure du bruit de sortie

Lab - Bruit d'un amplificateur à OPAMP (circuits 2 et 3)   4

Freq AWG: 50 MHz, SL: 1 ms, Freq Acq: 25 MHz (25000 échant.)

Circuit 2 (Max412)

R1 : 330 KΩ   R8 : 33KΩ

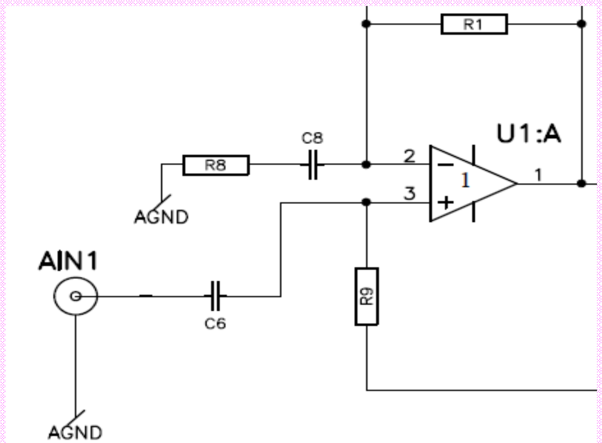
e_{equi}: 55 nV_{RMS}

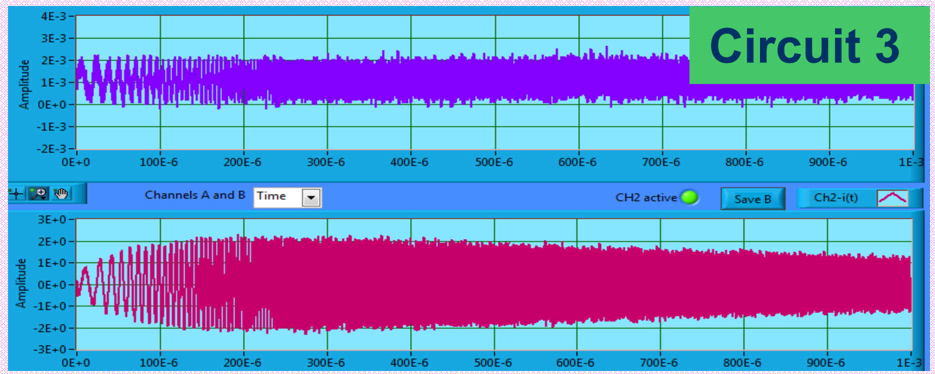
R1 et R8 sont mal dimentionnées

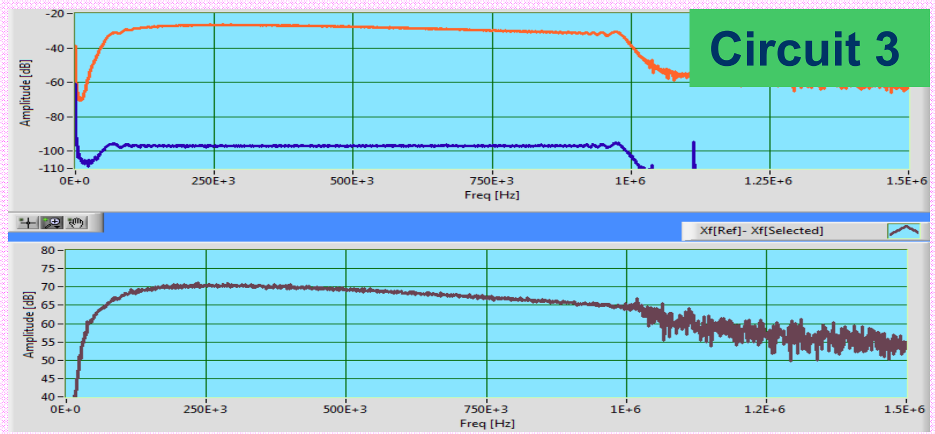
Circuit 3 (Max412)

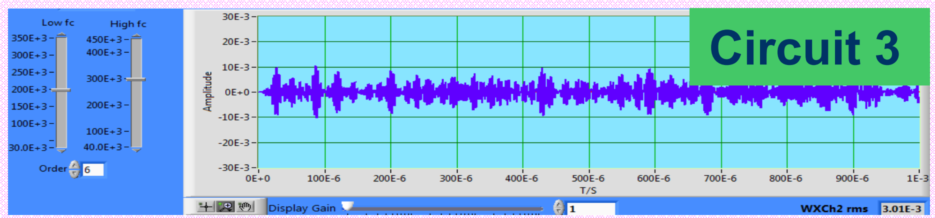
R1 : 220 Ω   R8 : 2.7KΩ

e_{equi}: 3.2 nV_{RMS}

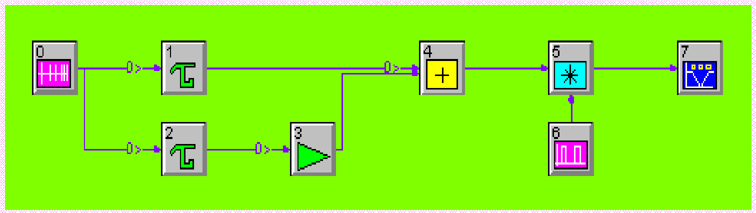




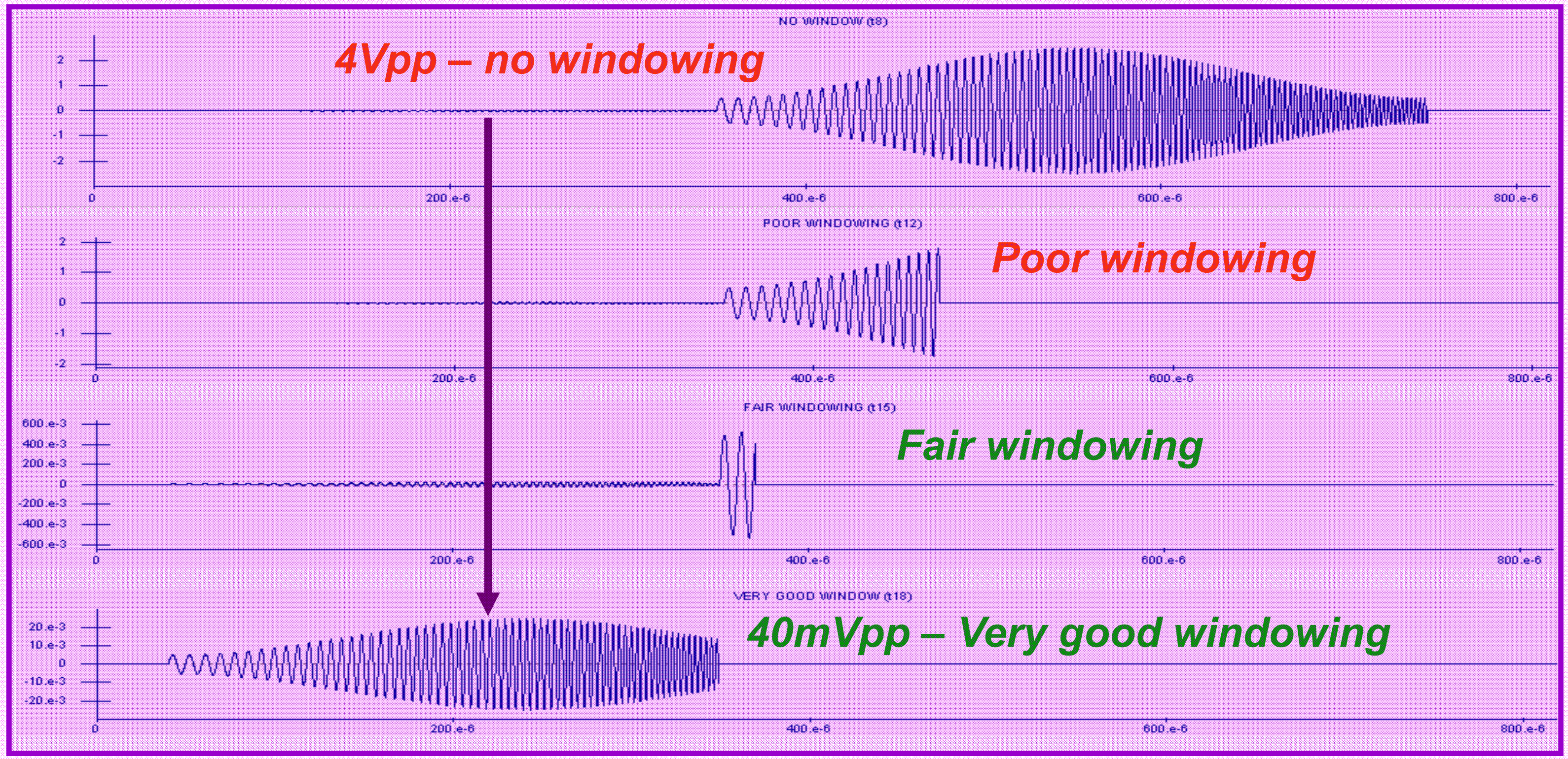




T - SPECTRAL ANALYSIS - WINDOWING: *Example* 1

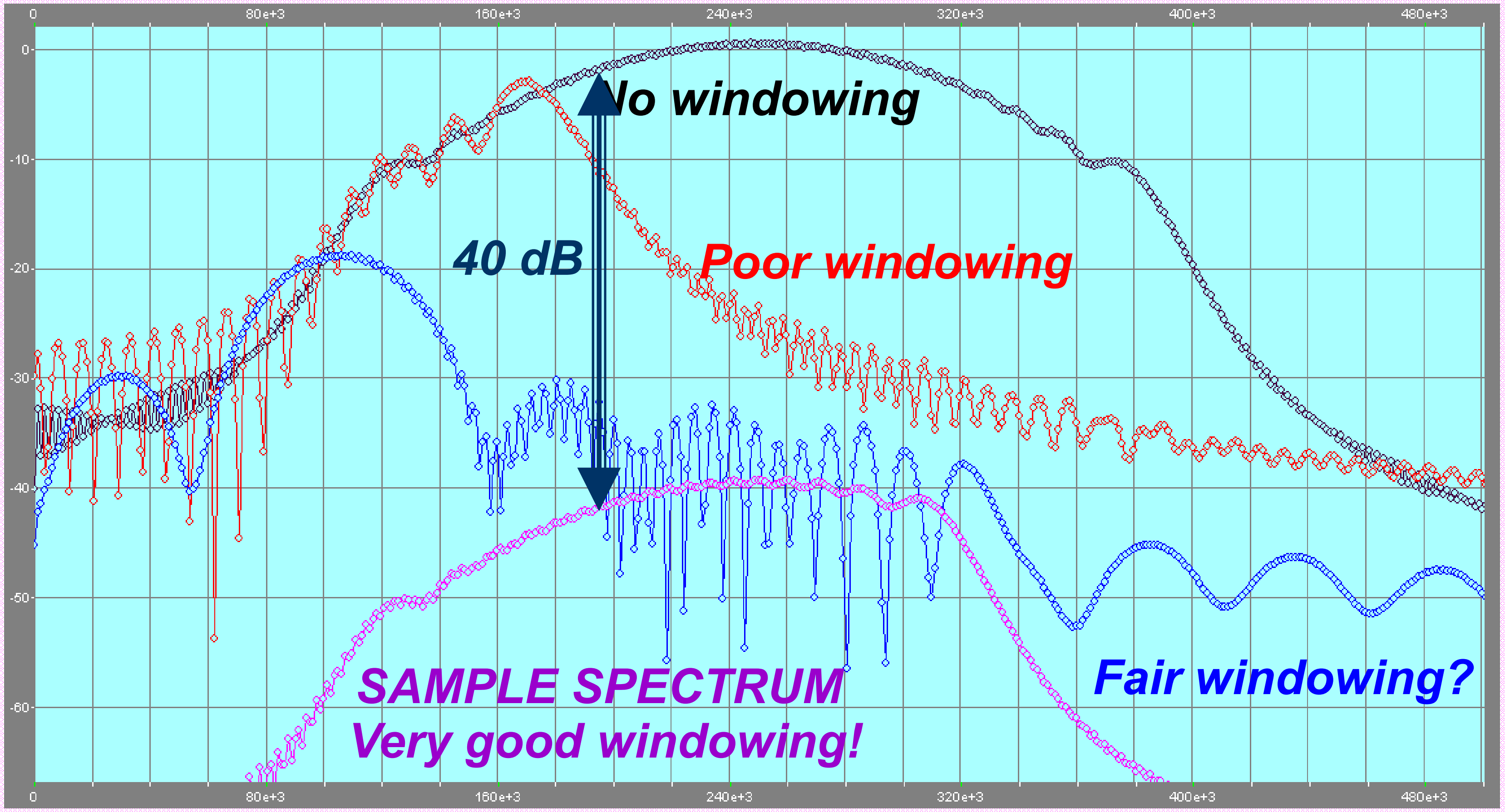


0 - chirp – 100 kHz → 400 kHz in 400µs
1 - Propagation delay unwanted signal: 350 µs
2 - Propagation delay desired signal: 40 µs
3 - Sample attenuation: 40 dB
5/6- Windowing



Analog and Digital Signal Processing

T - SPECTRAL ANALYSIS - WINDOWING: *Example* 2



Adequate WINDOWING is crucial in spectral analysis

SOLUTIONS

Sol. Prob. 9.1

Max412: 400Ω → 3.5 nV/√Hz, 100kΩ → 126.5nV√Hz

LM6142: 400Ω → 16.2 nV/√Hz, 100kΩ → 47.5nV√Hz

➔ a) 400Ω : Max412 b) 100kΩ : LM6142

Sol. Prob. 9.2

Minimum necessary bandwidth: ≈ 1/(Rise-time) = 15kHz → ***Bw_{BPF} = 20kHz***

$$Bw_{LM6142} := 1 \cdot 10^6 \qquad Bw_{BPF} := 20 \cdot 10^3 \qquad K_{Repetition} := 21$$

➔ Choice: $K_{Repetition} = 25$

a)

$$20 \cdot \log\left(\frac{5}{16}\right) + 10 \cdot \log\left(\frac{Bw_{LM6142}}{Bw_{BPF}}\right) + 10 \cdot \log\left(K_{Repetition}\right) = 20.109$$

b)

$$20 \cdot \log\left(\frac{5}{2.4}\right) + 10 \cdot \log\left(\frac{Bw_{LM6142}}{Bw_{BPF}}\right) + 10 \cdot \log\left(K_{Repetition}\right) = 36.587$$

➔ +16dB improvement

Sol. Prob. 9.3 *Calcul de SNR et amélioration par filtrage*

a) Un préamplificateur a une bande passante de 10MHz et un bruit équivalent d'entrée de $4nV/(Hz)^{1/2}$. Si l'amplitude du signal du générateur est de $2\mu V_{rms}$, quel est le SNR(dB) à l'entrée du préamplificateur ?

$$20 \cdot \log\left(\frac{2 \cdot 10^{-6}}{4 \cdot 10^{-9} \cdot \sqrt{10 \cdot 10^{6}}}\right) = \boxed{-16 \text{ dB}}$$

b) Si la fréquence centrale du signal du générateur est de 1MHz avec une bande-passante de 10 kHz, quelle sera le nouveau SNR(dB) à la sortie d'un filtre passe-bande placé après le préampli ?

Amélioration du SNR par la réduction de la bande passante du bruit:

$$10 \cdot \log\left(\frac{10 \cdot 10^{6}}{10 \cdot 10^{3}}\right) = \boxed{30 \text{ dB}}$$

Nouveau SNR: $\boldsymbol{SNR_{10kHz} = -16dB + 30dB = \boxed{14dB}}$

Sol. Prob. 9.4 *Amélioration du SNR par répétition*

Si le SNR(dB) = -10dB après filtrage et optimalisation du préamplificateur et en admettant que l'on puisse travailler en mode répétitif, combien de répétition faudra-t-il pour que le SNR soit amélioré de 30dB ?

$10^{30/10} = \boxed{\textbf{1000 répétitions}}$

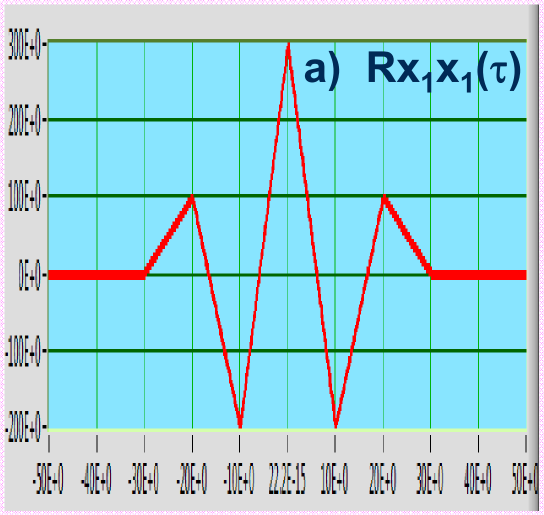
Quelles sont les conditions pour que la répétition produise l'amélioration désirée ?

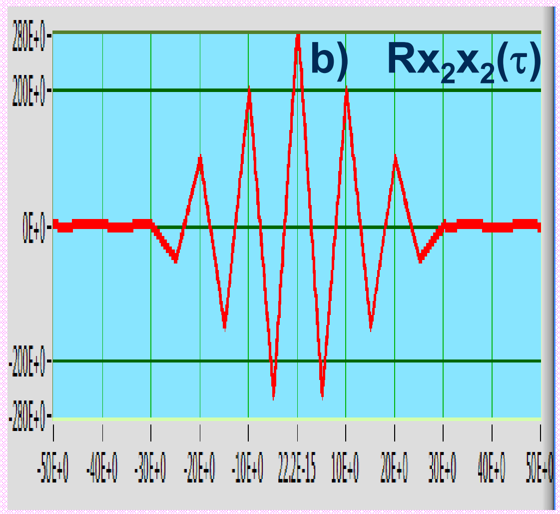
- Le bruit est vraiment aléatoire (ou sa phase a une distribution aléatoire)

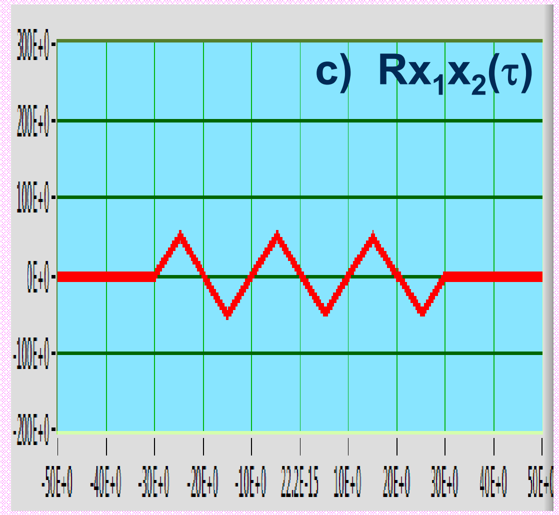
- La phase du signal est constante (ou suffisamment constante)

Analog and Digital Signal Processing

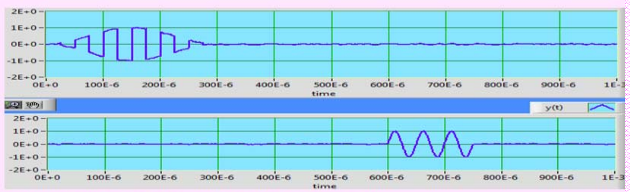
Sol. Prob. 9.5



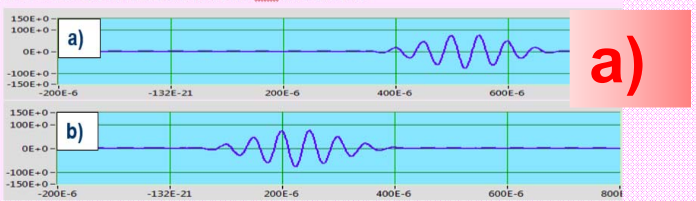




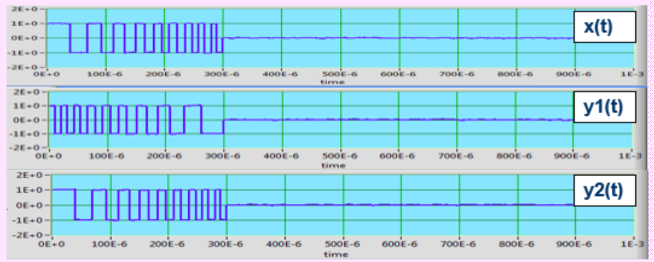
Sol. Prob. 9.6



Laquelle de ces deux cross-correlations est la bonne ?



Sol. Prob. 9.7



Quelle cross-corrélation est-ce ? $Rxy_1(\tau)$ ou $Rxy_2(\tau)$