

école _____
normale _____
supérieure _____
paris – saclay _____



Stage Liesse

Electronique expérimentale

Fabien Adam

fabien.adam@ens-paris-saclay.fr

4 & 5 mai 2017

Programme

□ **Jeudi 4 mai**

- 9h – 9h30 : Accueil au département EEA de l'ENS Paris Saclay
- 9h30 – 12h30 : Présentation des manipulations
- 12h30 – 14h : Déjeuner
- 14h – 18h : Manipulations

□ **Vendredi 5 mai**

- 9h – 12h : Manipulations et débriefing
- 12h – 13h30 : Déjeuner

□ **Objectifs :**

- Renforcement des compétences expérimentales
- Acquisition d'une culture technologique et scientifique au travers d'exemples applicatifs actuels

□ **Format :**

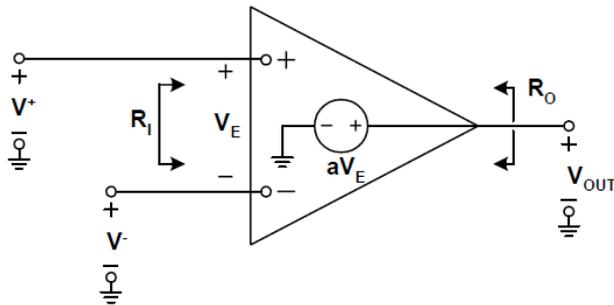
- Manipulations (plus ou moins proches du TP) et expériences de cours associées aux programmes de PTSI/PT/PSI

Thèmes

1. L'amplificateur linéaire intégré (ALI, ou AOP)
2. Modulation et démodulation d'amplitude, détection synchrone
3. Les oscillateurs
4. Filtrage analogique d'un signal
5. Filtrage numérique d'un signal
6. Analyse spectrale avec un oscilloscope numérique

1. L'amplificateur linéaire intégré (ALI, ou AOP)

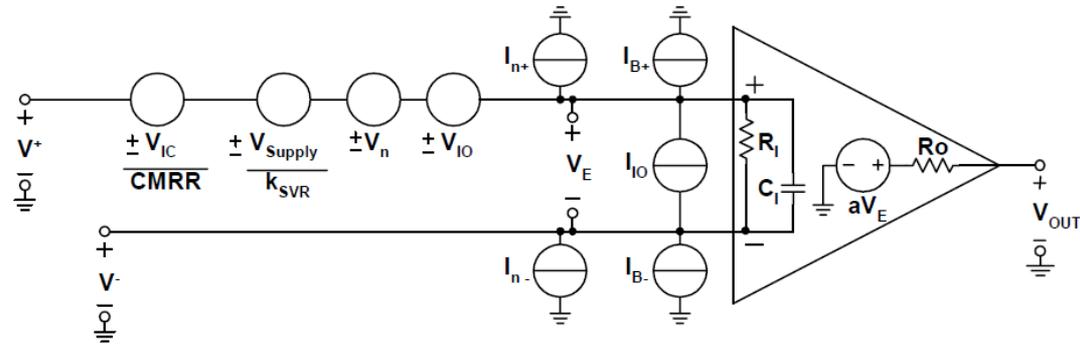
Modèle de l'ALI idéal



Imperfections



ALI réel



Paramètre

Valeur

Gain (a)

∞

Résistance d'entrée (R_I)

∞

Résistance de sortie (R_o)

0

Courant d'entrée ($I^+ I^-$)

0

Taux de réjection de mode commun (CMRR)

∞

Réjection de l'alimentation (k_{SVR})

∞

Questions:

- A quoi sont dues ces imperfections ?
- Quelles sont les performances d'un AOP moderne ?
- Pourquoi existe-t-il autant de références d'AOP ?

1. L'amplificateur linéaire intégré (ALI, ou AOP)

Structure interne de l'ALI

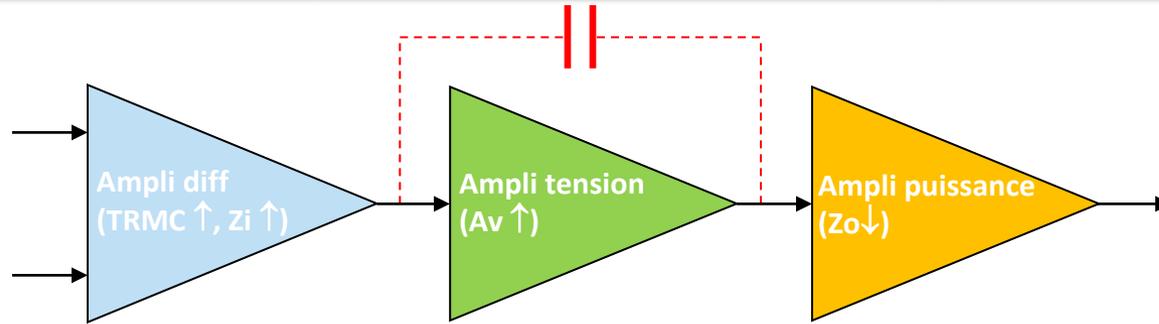
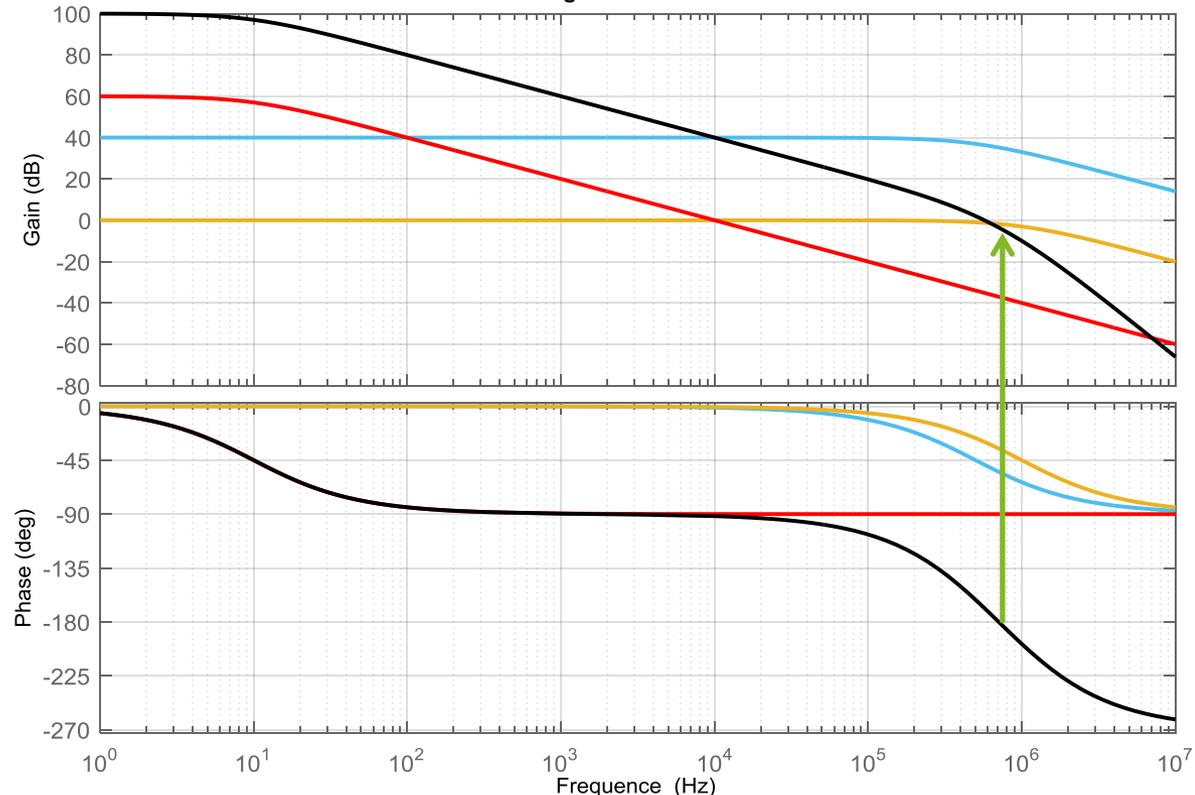


Diagramme de Bode



Compensation par pôle dominant

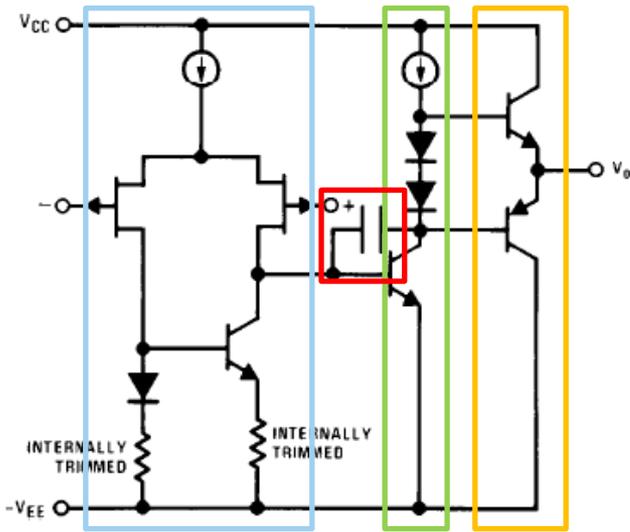
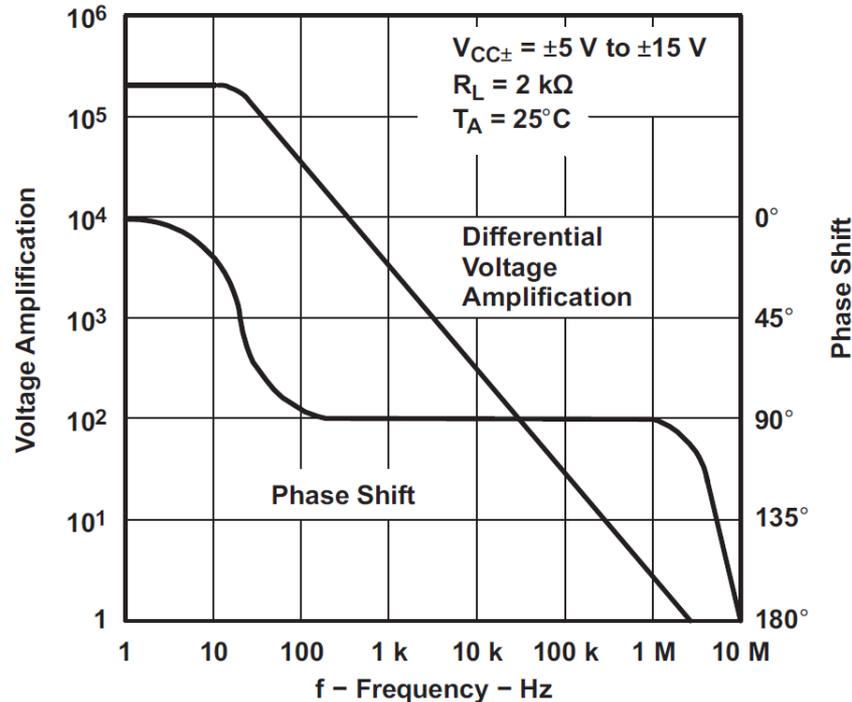


Schéma interne (simplifié) du TL081

1. L'amplificateur linéaire intégré (ALI, ou AOP)

Réponse en fréquence de l'ALI



Réponse fréquentielle du TL081

Modèle de l'ALI (compensé par pôle dominant) :

$$\underline{A}(j\omega) = \frac{A_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0}}$$

Avec pour le TL081 : $A_0 \sim 10^5$ et $f_0 \sim 10\text{Hz}$
 Un ALI n'est pas un (bon) comparateur !

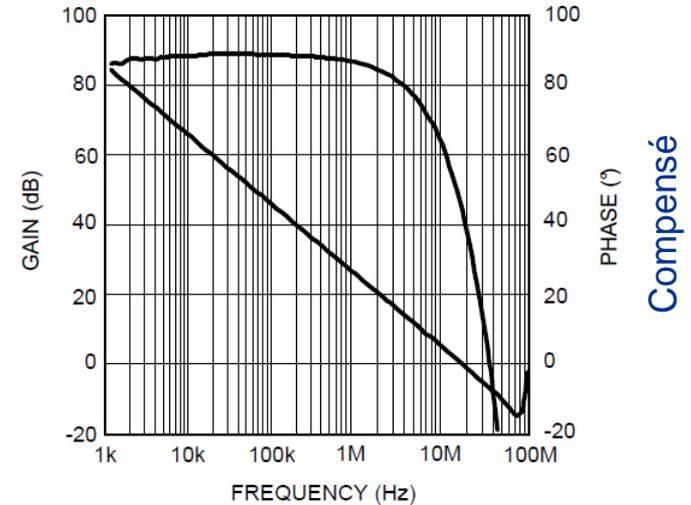
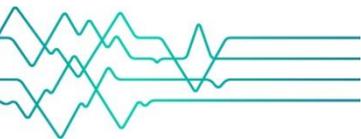


Figure 47. LMP7715 A_{VOL} vs. Frequency

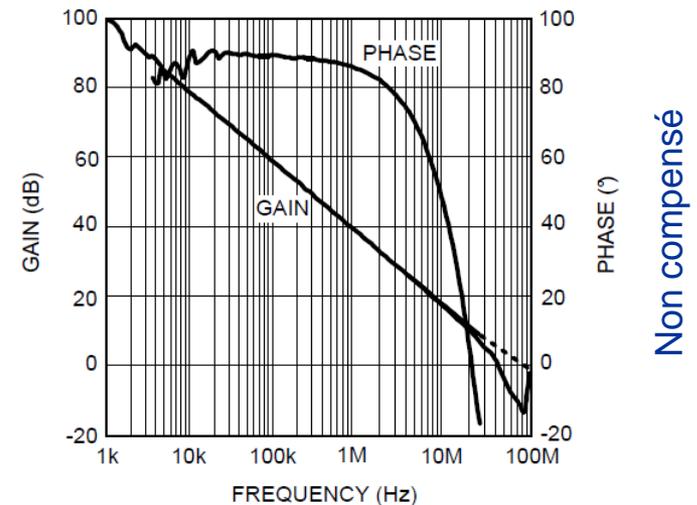


Figure 46. LMP7717 A_{VOL} vs. Frequency

1. L'amplificateur linéaire intégré (ALI, ou AOP)

Performances des ALI modernes (2017)

	TL081	Autre	Mais ...
Produit gain bande (GBW)	3MHz	10GHz (<i>LTC6409</i>)	$I_{bias}=70\mu A$
Gain statique (A_{VD})	200V/mV (106dB)	12000V/mV (141dB) (<i>OP177</i>)	SR=0,3V/ μs
Slew Rate (SR)	13V/ μs	6600V/ μs (<i>THS4509</i>)	$A_{VD}=2,5V/mV$ (68dB)
Courants d'entrée (I_{bias})	30pA	3fA (<i>LMP7721</i>)	SR=9V/ μs
Résistance d'entrée (R_i)	$10^{12}\Omega$	$>100.10^{12}\Omega$ (<i>ADA4530</i>)	GBW=2MHz
Tension d'offset (V_{io})	3mV	0,3 μV (<i>ADA4528</i>)	$R_i=225k\Omega$
Taux de réjection de mode commun (CMRR)	80dB	150dB (<i>ADA4077</i>)	SR=1,2V/ μs

+ Bruit, distorsions, alimentations, ...

→ familles d'AOP selon le type de transistors/étage



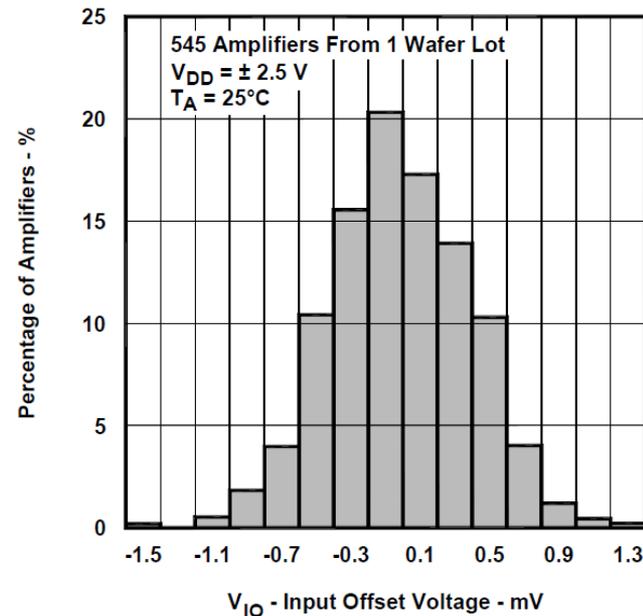
- L'ALI parfait n'existe pas !
- Les ALI modernes se rapprochent par certaines caractéristiques beaucoup de l'ALI idéal
- Le choix d'une référence résulte d'un compromis dicté par l'application

1. L'amplificateur linéaire intégré (ALI, ou AOP)

Activité expérimentale

	TL081
Produit gain bande (GBW)	3MHz
Gain statique (A_{VD})	200V/mV (106dB)
Slew Rate (SR)	13V/ μ s
Courants d'entrée (I_{bias})	30pA
Résistance d'entrée (R_i)	$10^{12}\Omega$
Tension d'offset (V_{io})	3mV
Taux de réjection de mode commun (CMRR)	80dB

- Mettre en évidence les imperfections d'un ALI
- Caractériser un ALI courant (TL081) et le comparer à d'autres ALI
- Sensibiliser à la dispersion des caractéristiques d'un composant
- Montrer qu'un modèle plus complet de l'ALI permet une meilleure compréhension de certains phénomènes



2. Modulation d'amplitude

Pourquoi moduler ?

Objectif de la modulation :

- Adapter un signal informatif à un canal afin de permettre sa transmission

Signal informatif ↔ modulant

$m(t)$

Ex : signal audio [20Hz;20kHz]

Canal à bande passante limitée

$H(f)$

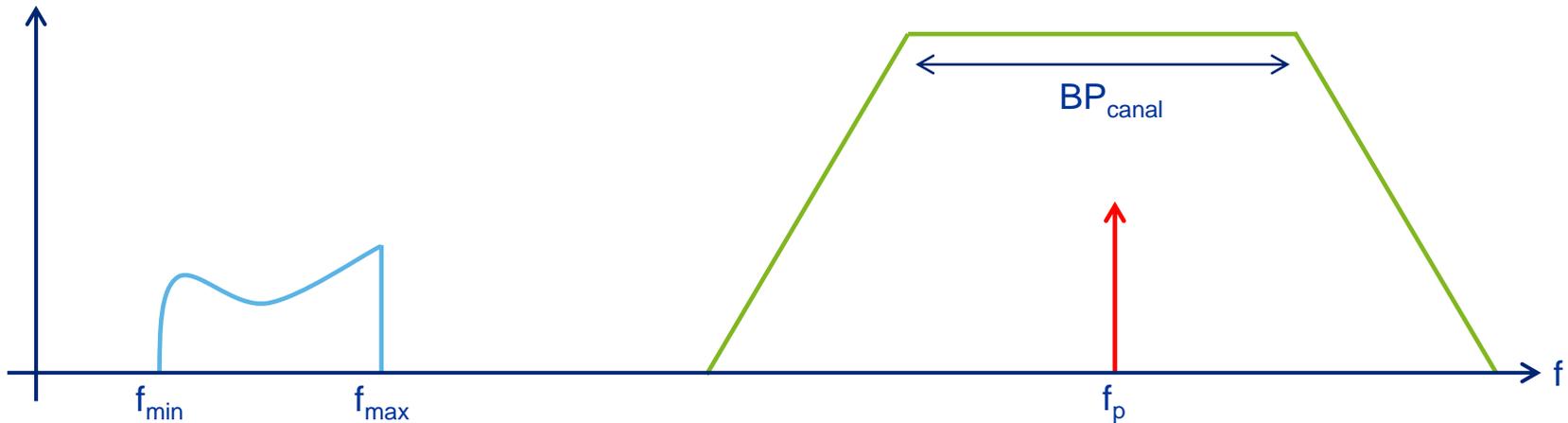
Ex : {DEL+air+photodiode}

Support de l'information ↔ porteuse

$p(t)=A\cos(2\pi f_p t+\varphi)$

Ex : lumière monochromatique rouge
 $\lambda=630\text{nm}$

$|M(f)|$ $|P(f)|$ $|H(f)|$



2. Modulation d'amplitude

Pourquoi moduler ?

Objectifs de la modulation :

- Adapter un signal informatif à un canal afin de permettre sa transmission
- Permettre la transmission de plusieurs signaux informatifs dans un canal

Signaux informatifs ↔ modulateurs

$$m_i(t)$$

Ex : signaux audio [20Hz;20kHz]

Canal à bande passante limitée

$$H(f)$$

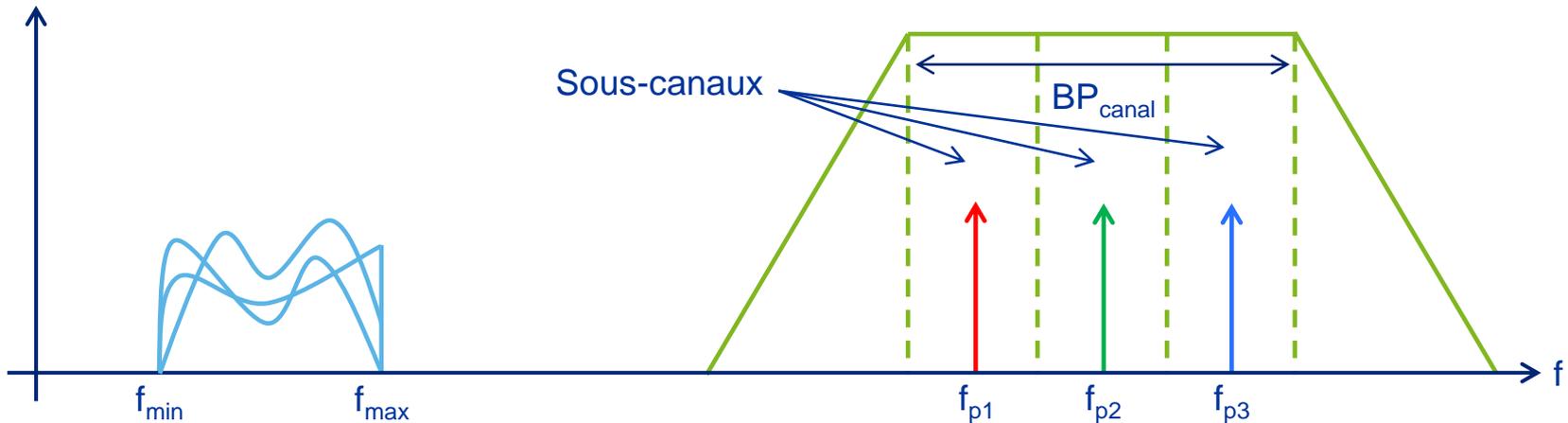
Ex : {DEL+air+photodiode}

Supports de l'information ↔ porteuses

$$p_i(t) = A \cos(2\pi f_{p_i} t + \phi)$$

Ex : lumières monochromatiques
RVB

$|M_i(f)|$ $|P_i(f)|$ $|H(f)|$



2. Modulation d'amplitude

Exemple d'application

Lien numérique par fibre optique jusqu'à l'utilisateur (FTTH : Fiber To The Home)

- Standard ITU (International Telecommunication Union) G.984
- Classe C : Bit « 0 » : 0dBm, bit « 1 » : +10dBm

Signaux informatifs ↔ modulateurs

$m_i(t)$

Voie montante : 1244Mbit/s

Voie descendante : 2488Mbit/s

Canal à bande passante limitée

$H(f)$

Fibre monomode

Diode Laser / PhD

Supports de l'information ↔ porteuses

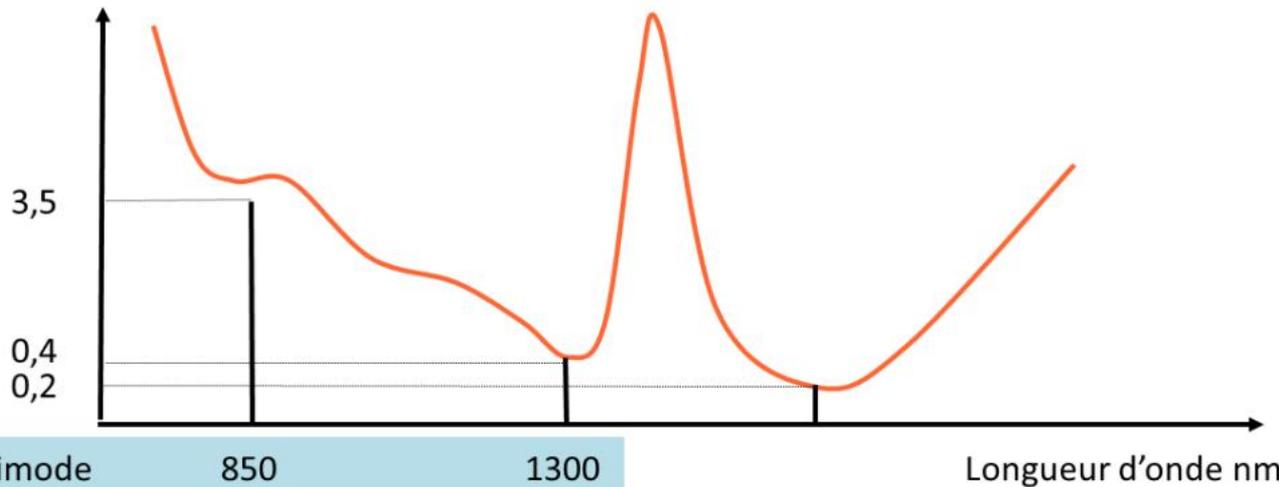
$p_i(t) = A \cos(2\pi f_{p_i} t + \varphi)$

Voie montante : 1260 à 1360nm

Voie descendante : 1480 à 1580nm

WDM (*Wavelength Division Multiplexing*)

Atténuation (dB/km)



multimode

850

1300

Longueur d'onde nm

monomode

1310

1550

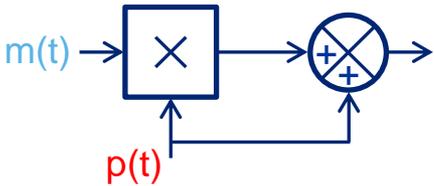
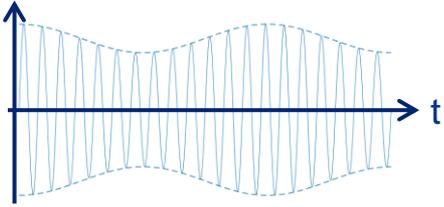
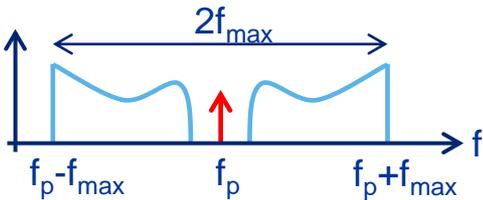
2. Modulation d'amplitude

Les différentes MA

	Modulateur	Allure temporelle (modulant sinus)	Allure fréquentielle
Porteuse conservée			
Porteuse supprimée			
Bande latérale unique			
Bande latérale atténuée			

2. Modulation d'amplitude

Démodulation non cohérente

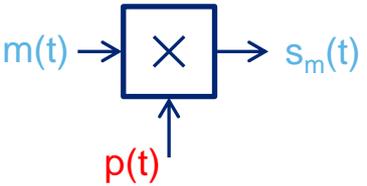
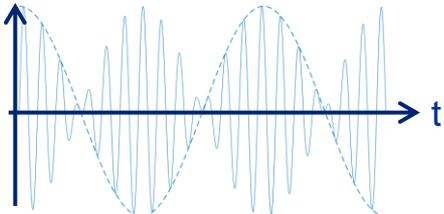
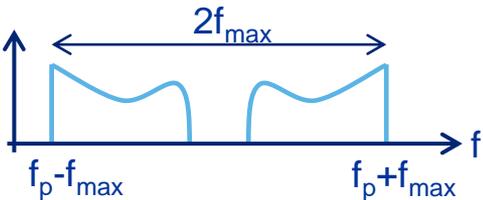
	Modulateur	Allure temporelle (modulant sinus)	Allure fréquentielle
Porteuse conservée			

L'enveloppe du signal modulé est l'image du modulant → détection d'enveloppe (si pas de sur-modulation)

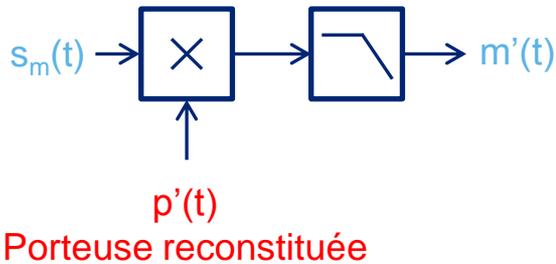
Transmission optique : photodiode ↔ démodulateur non cohérent

2. Modulation d'amplitude

Démodulation cohérente (ou synchrone)

	Modulateur	Allure temporelle (modulant sinus)	Allure fréquentielle
Porteuse supprimée			

Interprétation de la modulation comme une transposition de fréquence → démodulation par transposition inverse



Problématique de la phase de la porteuse reconstituée :

$$p(t) = A \cos(2\pi f_p t)$$

$$p'(t) = A \cos(2\pi f_p t + \varphi)$$

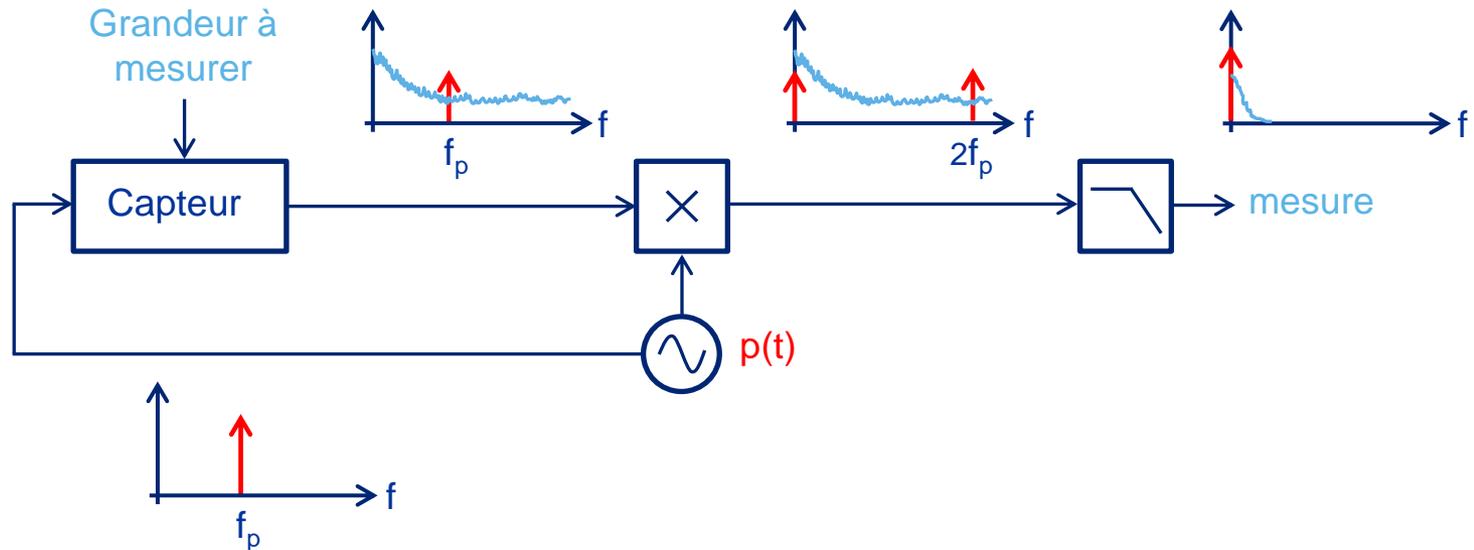
→ Modulation par $\cos(\varphi)$

2. Modulation d'amplitude

Lien avec la détection synchrone

Idée : améliorer le rapport signal à bruit en « adaptant » le traitement au bruit

Objectif : détecter (mesurer) un signal (sinusoïdal) de fréquence connue noyé dans un bruit

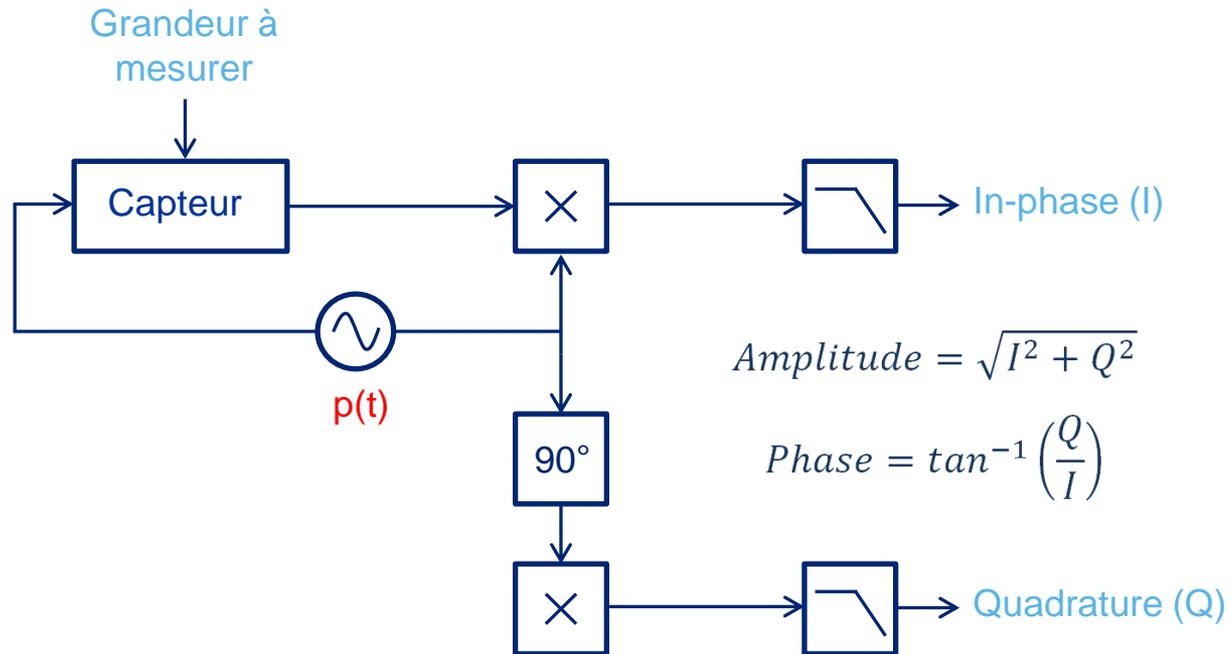


2. Modulation d'amplitude

Lien avec la détection synchrone

Idée : améliorer le rapport signal à bruit en « adaptant » le traitement au bruit

Objectif : détecter (mesurer) un signal (sinusoïdal) de fréquence connue noyé dans un bruit



2. Modulation d'amplitude

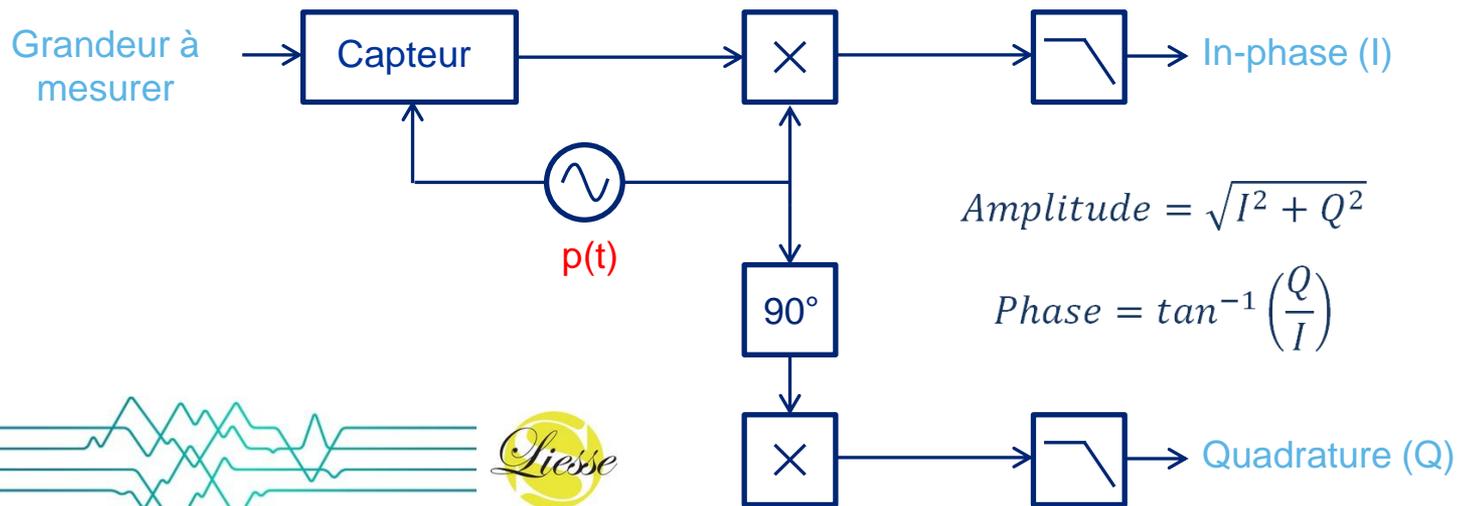
Activité expérimentale

Modulation d'amplitude

- Mettre en œuvre une liaison optique à deux canaux en WDM (*Wavelength Division Multiplexing*)
- Mettre en œuvre et caractériser un équivalent électronique de cette liaison
- Rapprocher les deux canaux, illustrer l'impossibilité de séparation par filtrage → démodulation synchrone
- Illustrer la problématique de reconstitution de la porteuse (phase)

Détection synchrone

- Démonstration de l'intérêt de la détection synchrone en quadrature sur la manipulation « Effet de peau »

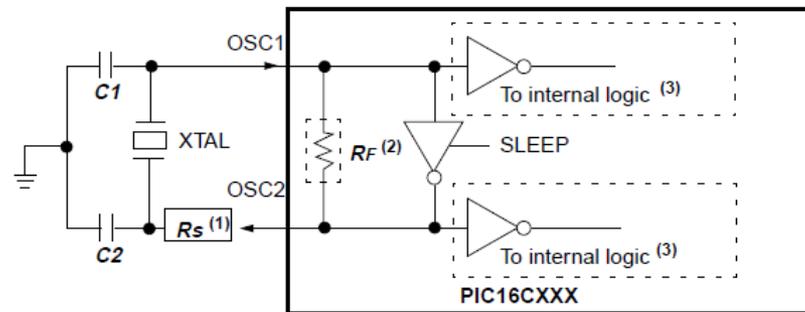
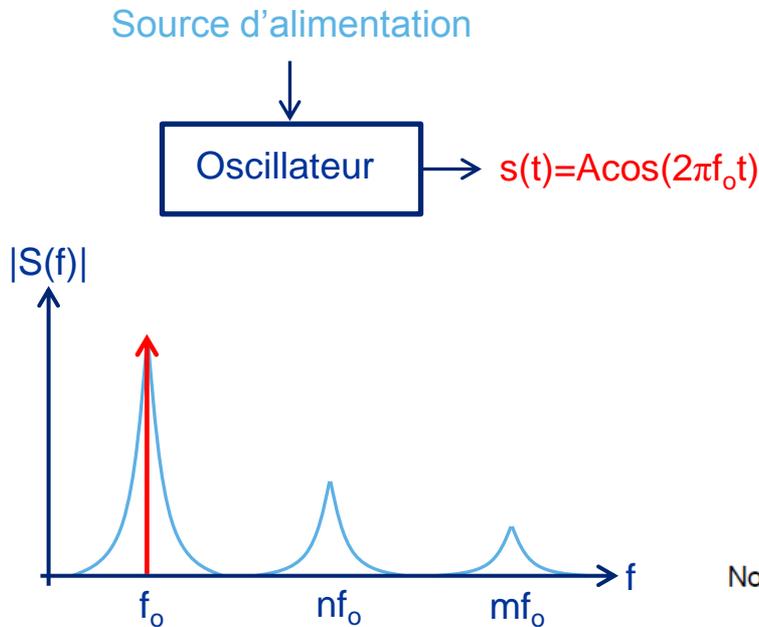


3. Les oscillateurs

Multivibrateurs/oscillateurs quasi-sinusoïdaux

Rôle : générer un signal périodique / sinusoïdal de fréquence fixe (ou réglable)

Caractéristiques : stabilité(s) en fréquence, pureté spectrale



Note 1: A series resistor, R_S , may be required for AT strip cut crystals.

Note 2: The feedback resistor, R_F , is typically in the range of 2 to 10 M Ω .

Note 3: Depending on the device, the buffer to the internal logic may be either before or after the oscillator inverter.

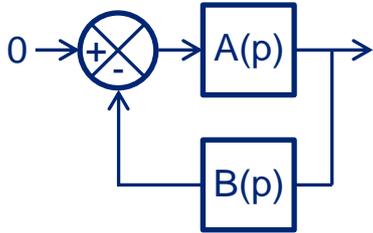
Oscillateur typique d'un microcontrôleur

3. Les oscillateurs

Structure d'un oscillateur quasi-sinusoidal, condition d'oscillation

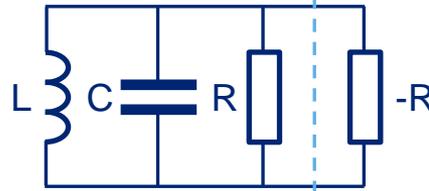
Différents points de vue

Automatique

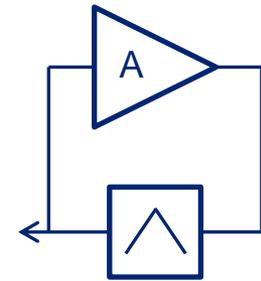


Physique

Cellule résonnante amortie (avec pertes) Compensation des pertes



Electronique



Condition d'oscillation de Barkhausen : $A(j\omega_o).B(j\omega_o) = -1 \leftrightarrow \begin{cases} |A(j\omega_o).B(j\omega_o)| = 1 \\ \arg(A(j\omega_o)) + \arg(B(j\omega_o)) = \pi (+2k\pi) \end{cases}$

Condition de démarrage des oscillations : $|A(j\omega_o).B(j\omega_o)| > 1$

Les non-linéarités (amplificateur) limitent l'amplitude des oscillations : $A_{eqNL}(j\omega_o).B(j\omega_o) = -1$

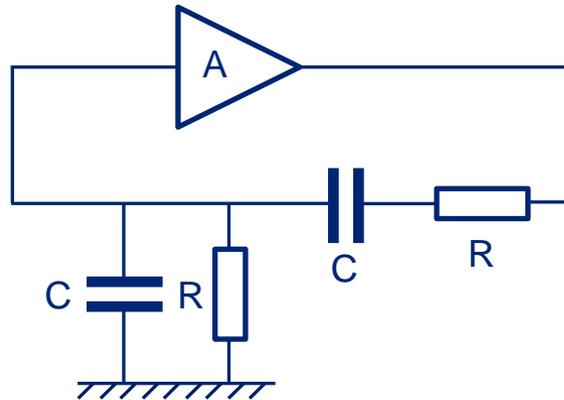
$\leftrightarrow \begin{cases} |A_{eqNL}(j\omega_o).B(j\omega_o)| = 1 \rightarrow \text{amplitude des oscillations} \\ \arg(A_{eqNL}(j\omega_o)) + \arg(B(j\omega_o)) = \pi (+2k\pi) \rightarrow \text{fréquence des oscillations} \end{cases}$

3. Les oscillateurs

Activité expérimentale

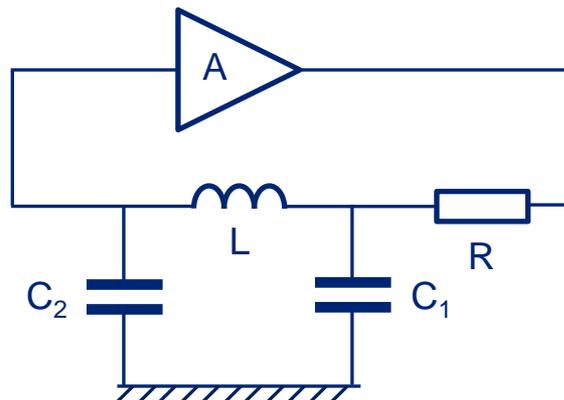
Pont de Wien :

Conditions d'oscillation, étude du démarrage, stabilisation de l'amplitude, pureté spectrale.



Colpitts:

Stabilité en fréquence, jitter, bruit de phase. Comparaison à un oscillateur à quartz (Pierce)

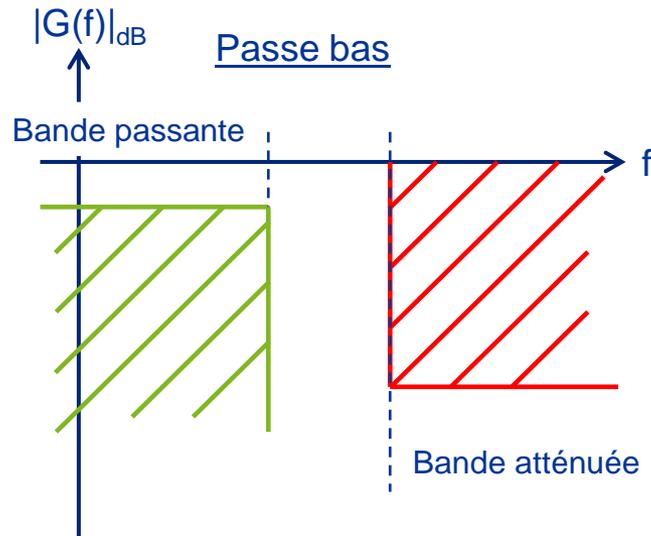


4. Filtrage analogique

Gabarits, fonctions de transfert/d'approximation

Objectifs du filtrage:

- Supprimer (atténuer) un signal parasite
- Sélectionner une portion (fréquentielle) d'un signal
- Donner des propriétés particulières à un système (ex : égalisation d'une salle d'écoute)
- Donner des propriétés particulières à un signal (ex : filtres en cosinus surélevés en communications numériques)

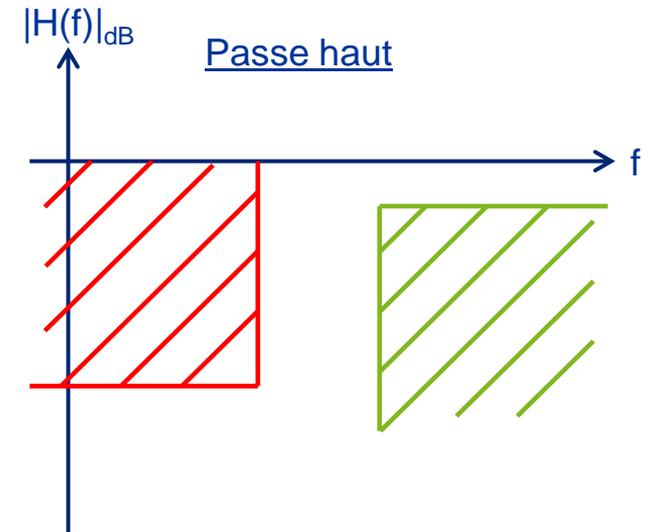
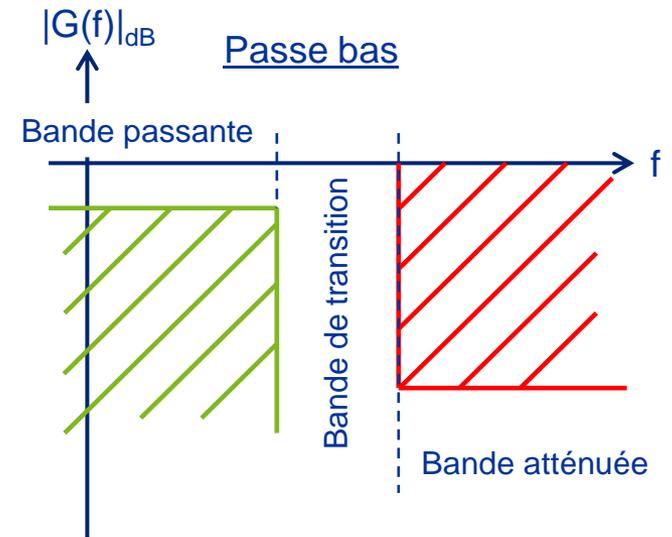


Données du problème de filtrage
Cahier des charges

Gabarit de filtre (en gain)

4. Filtrage analogique

Synthèse de filtre : méthodologie

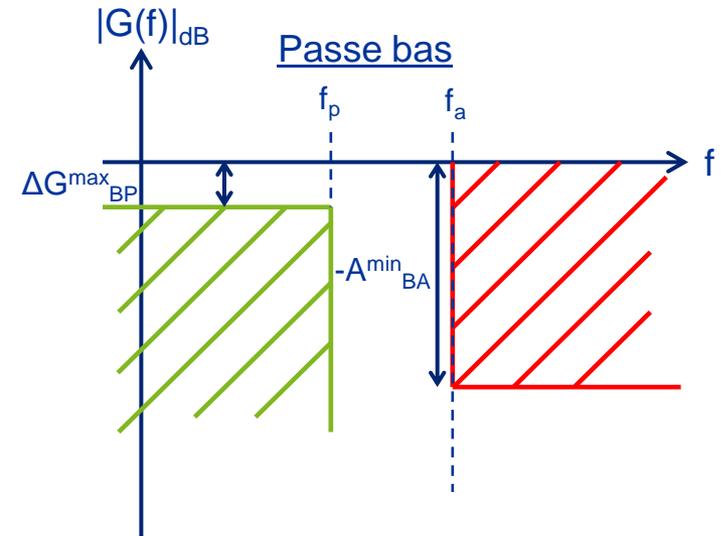


Données du problème de filtrage
Cahier des charges

Gabarit de filtre (en gain)

4. Filtrage analogique

Synthèse de filtre : méthodologie

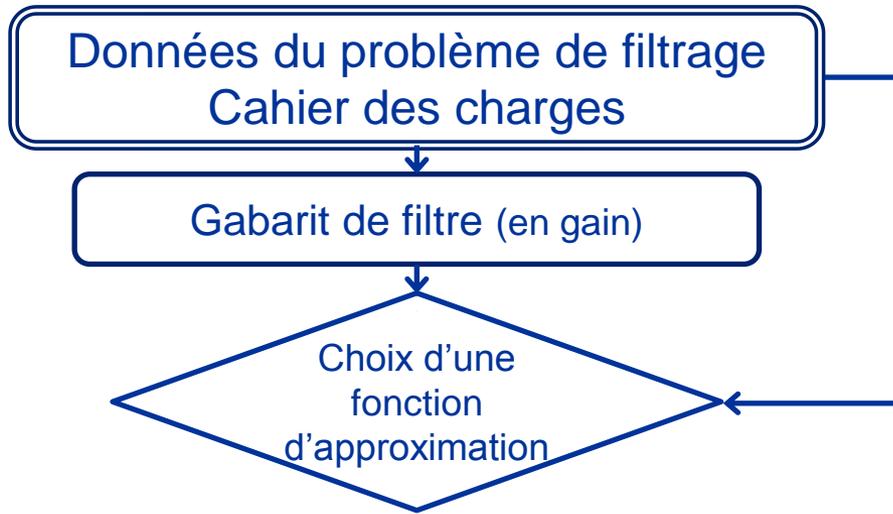


Bande occupée du signal utile $\rightarrow f_p$

Altération tolérable du signal utile $\rightarrow \Delta G_{BP}^{max}$

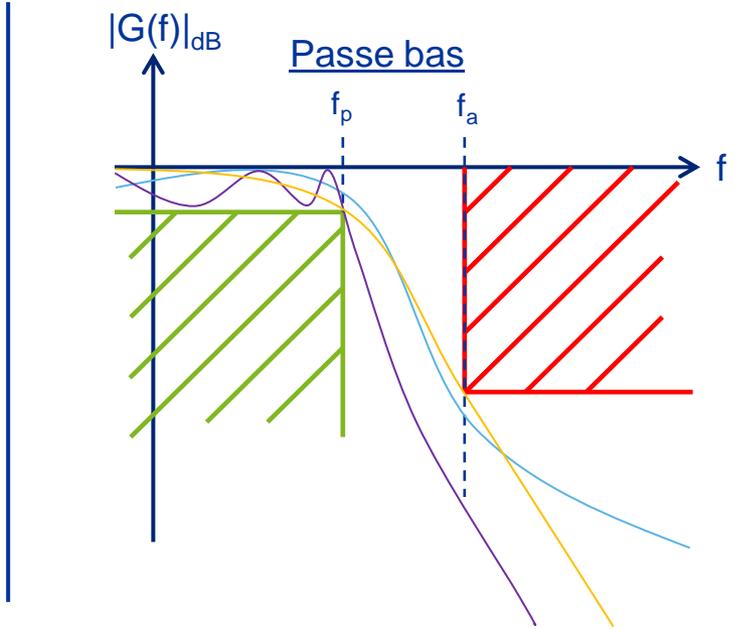
Plus faible fréquence à atténuer $\rightarrow f_a$

Atténuation minimale au-delà de cette
fréquence $\rightarrow A_{BA}^{min}$



4. Filtrage analogique

Synthèse de filtre : méthodologie



Un gabarit → une infinité de fonctions de transfert : comment choisir ?

Certaines FT présentent des propriétés « intéressantes » :

- Butterworth : gain le + plat dans la BP
- Tchebychev : pente la + raide dans la BT
- Bessel : tps de propagation de groupe le + constant dans la BP
- Cauer : ordre minimal à gabarit donné

Données du problème de filtrage
Cahier des charges

Gabarit de filtre (en gain)

Choix d'une
fonction
d'approximation

4. Filtrage analogique

Synthèse de filtre : méthodologie

- Butterworth : gain le + plat dans la BP
- Tchebychev : pente la + raide dans la BT
- Bessel : tps de propagation de groupe le + constant dans la BP
- Cauer : ordre minimal à gabarit donné

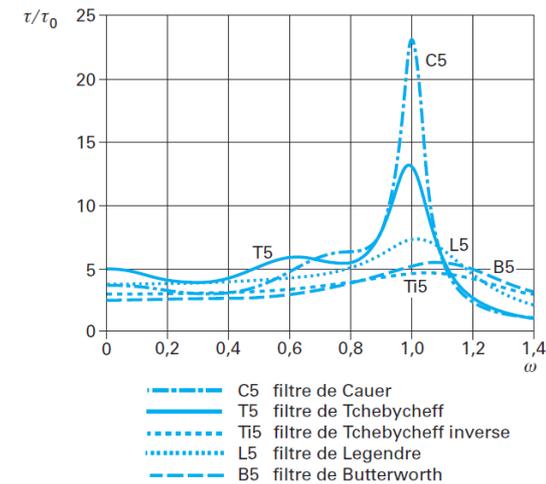
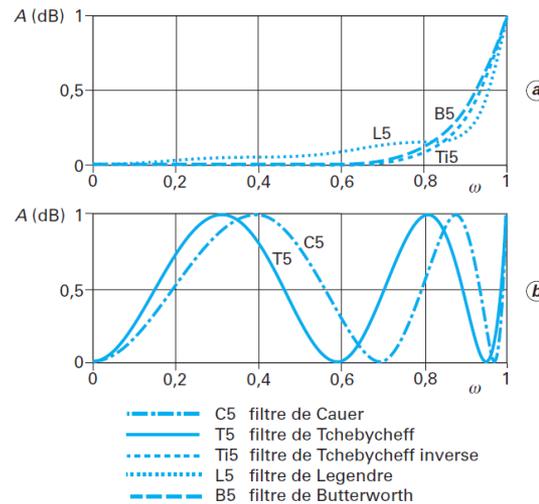
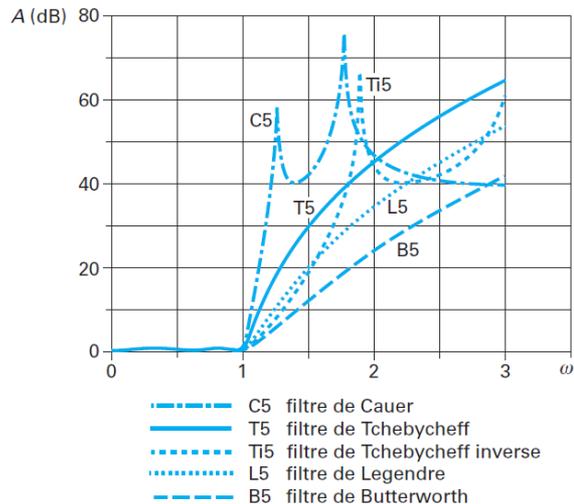


Figure 21 – Comparaison entre les affaiblissements de cinq filtres analytiques d'ordre 5

Figure 22 – Réponse en bande passante des filtres de la figure 21

Figure 23 – Réponse comparée en temps de propagation de group des filtres de la figure 21

Données du problème de filtrage
Cahier des charges

Gabarit de filtre (en gain)

Choix d'une
fonction
d'approximation

Fonction de transfert

4. Filtrage analogique

Synthèse de filtre : méthodologie

Filtres polynomiaux

Filtres non polynomiaux (ou elliptiques)

L'ordre du filtre dépend du gabarit ET du
choix de la fonction d'approximation

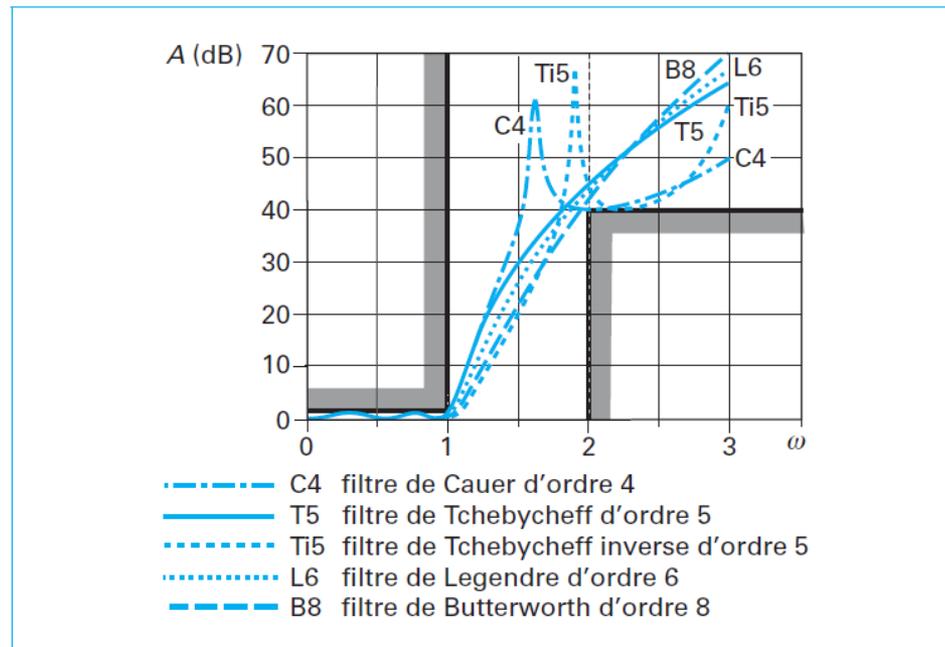


Figure 24 – Réponse comparée de cinq filtres analytiques répondant aux spécifications d'un même gabarit d'affaiblissement

Données du problème de filtrage
Cahier des charges

Gabarit de filtre (en gain)

Choix d'une
fonction
d'approximation

Fonction de transfert

Choix d'une
mise en œuvre

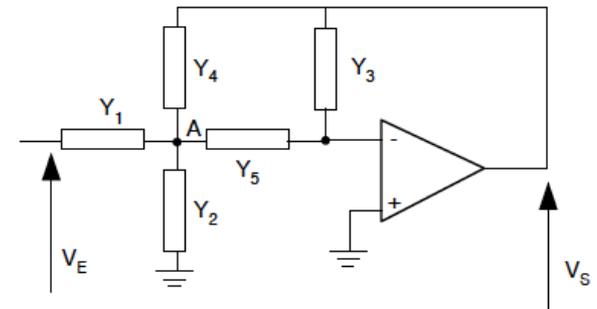
4. Filtrage analogique

Synthèse de filtre : méthodologie

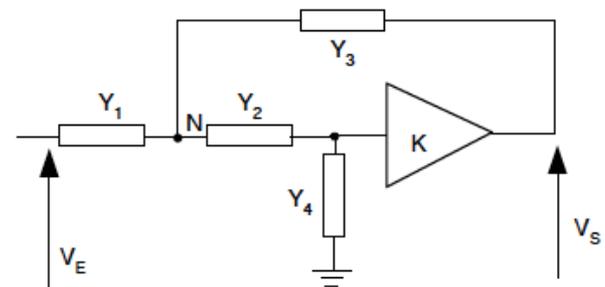
Filtres passifs / actifs

Mise en cascade de cellules d'ordre 1 ou 2

Utilisation de composants discrets
RLC+AOP ou distribués



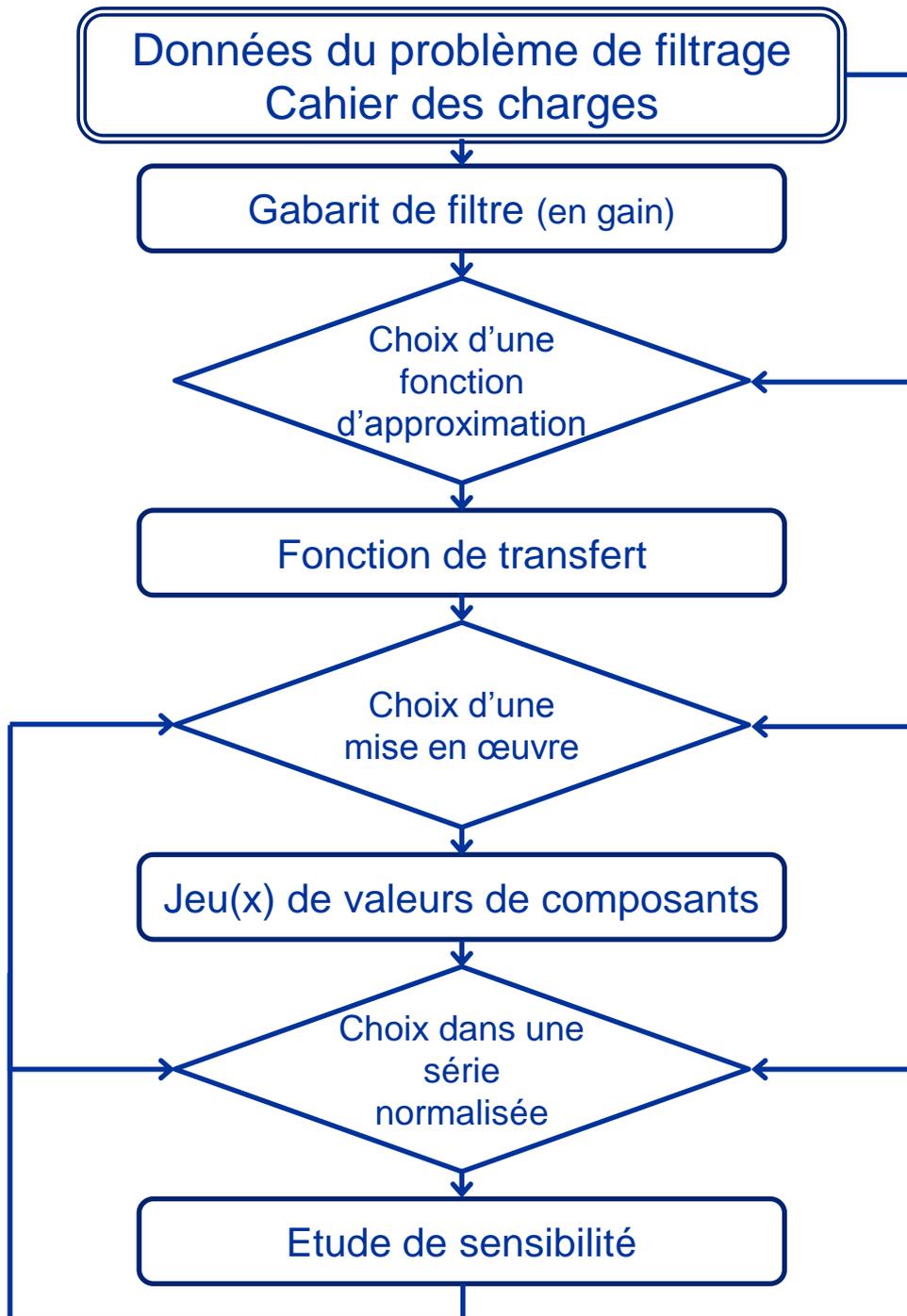
Structure d'ordre 2 de Rauch
(ou Multiple Feedback)



Structure d'ordre 2 de Sallen Key

4. Filtrage analogique

Synthèse de filtre : méthodologie



Prise en compte de critères « autres » : prix, complexité, réglages, bruit, linéarité, impédances d'entrée/sortie ...

4. Filtrage analogique

Exemples



SPECIFICATIONS

ANALOG INPUTS (A, B, C)

Type	electronically balanced
Connector	XLR
Max. input level	+22 dBu
Input impedance	approx. 20 k Ω at 1 kHz
Crosstalk	-72 dB @ 0 dBu In

DIGITAL INPUT (A)

Connector	XLR
Format	S/PDIF or AES/EBU
Input level	0.3 to 10 Vpp
Input impedance	approx. 110 Ω
Sampling frequency	32 to 96 kHz
Special feature	Sample Rate Converter

MICROPHONE ININPUT (C)

Type	electronically balanced
Connector	XLR
Max. input level	-23 dBu
Input impedance	approx. 470 Ω at 1 kHz
Phantom supply	+15 V

ANALOG OUTPUTS (1, 2, 3, 4, 5, 6)

Type	electronically balanced
Connector	XLR
Max. output level	+22 dBu
Output impedance	approx. 160 Ω at 1 kHz
Crosstalk	-100 dB @ 10 dBu In

SYSTEM DATA

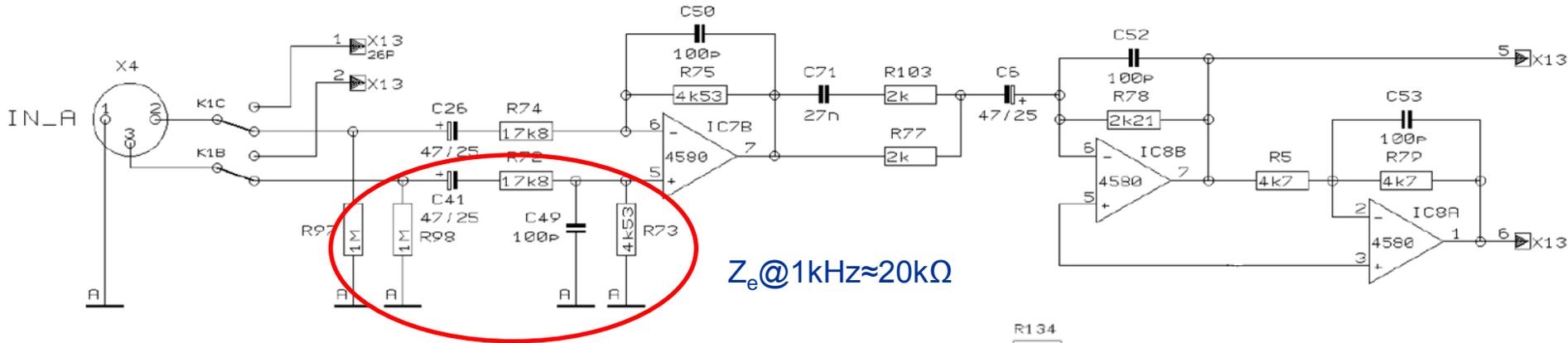
Sampling frequency	96 kHz
Signal delay	< 1 ms
Frequency response	Analog input to analog output 10 Hz to 35 kHz (-1 dB) typ.
Dynamic range	109 dB
(analog input \rightarrow analog output)	
Input noise	-90 dBu (@ +22 dBu \rightarrow 112 dB)
Output noise	-90 dBu (@ +22 dBu \rightarrow 112 dB)
THD+N Ratio	0,007 % @ 0 dBu In, Gain 1 0,004 % @ 10 dBu In, Gain 1

CONVERTERS

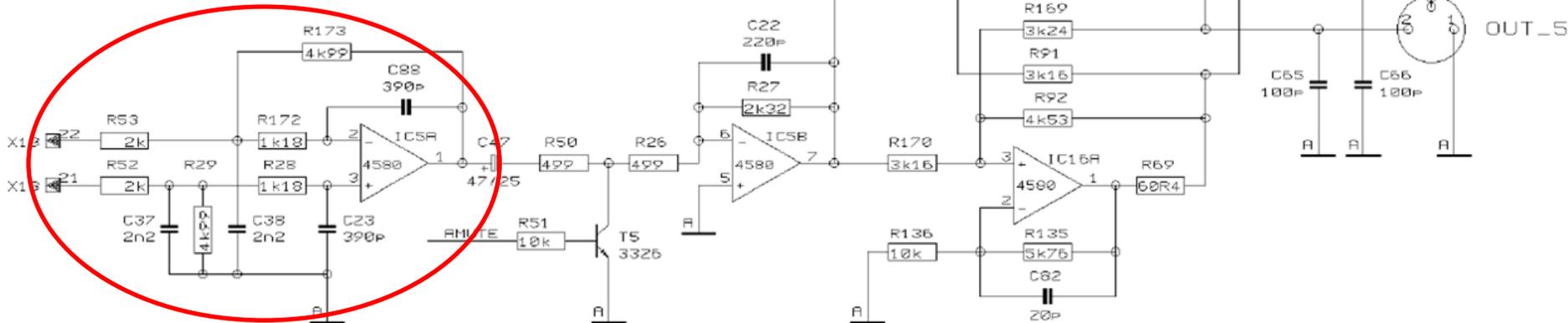
A/D converter	
Resolution	24-Bit Delta-Sigma AKM*
Oversampling	64x
Dynamic range	112 dB typ.
D/A converter	
Resolution	24-Bit Delta-Sigma AKM*
Oversampling	64x
Dynamic range	112 dB typ.

4. Filtrage analogique

Exemples



Structure d'ordre 2 de Rauch
(version différentielle)



4. Filtrage analogique

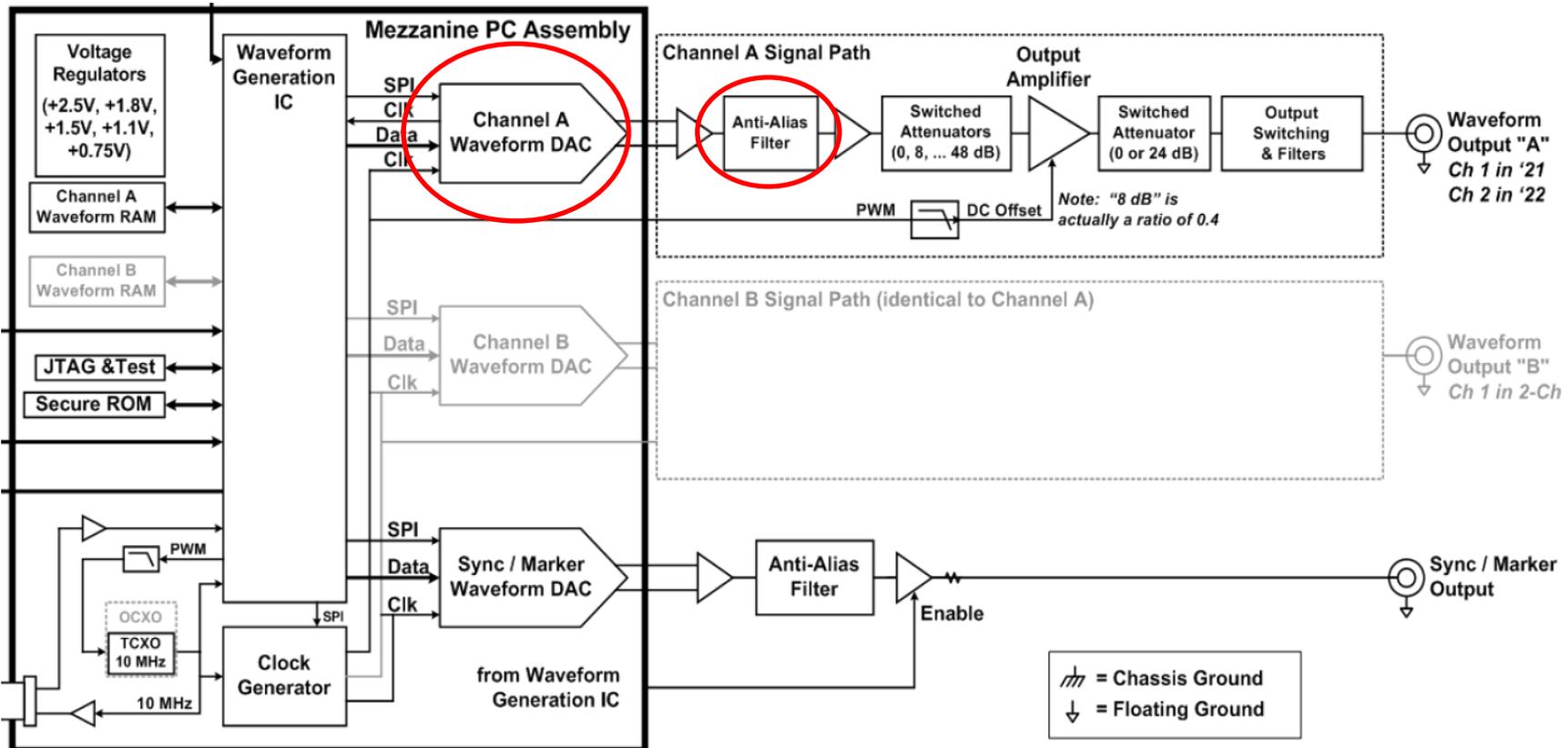
Exemples



The 14 bit waveform DAC, U901, is loaded with data from the Synthesis IC, U501. Data is clocked using the 50 MHz WFDAC_CLK from U602.

The differential output of the DAC is applied to one of two filters

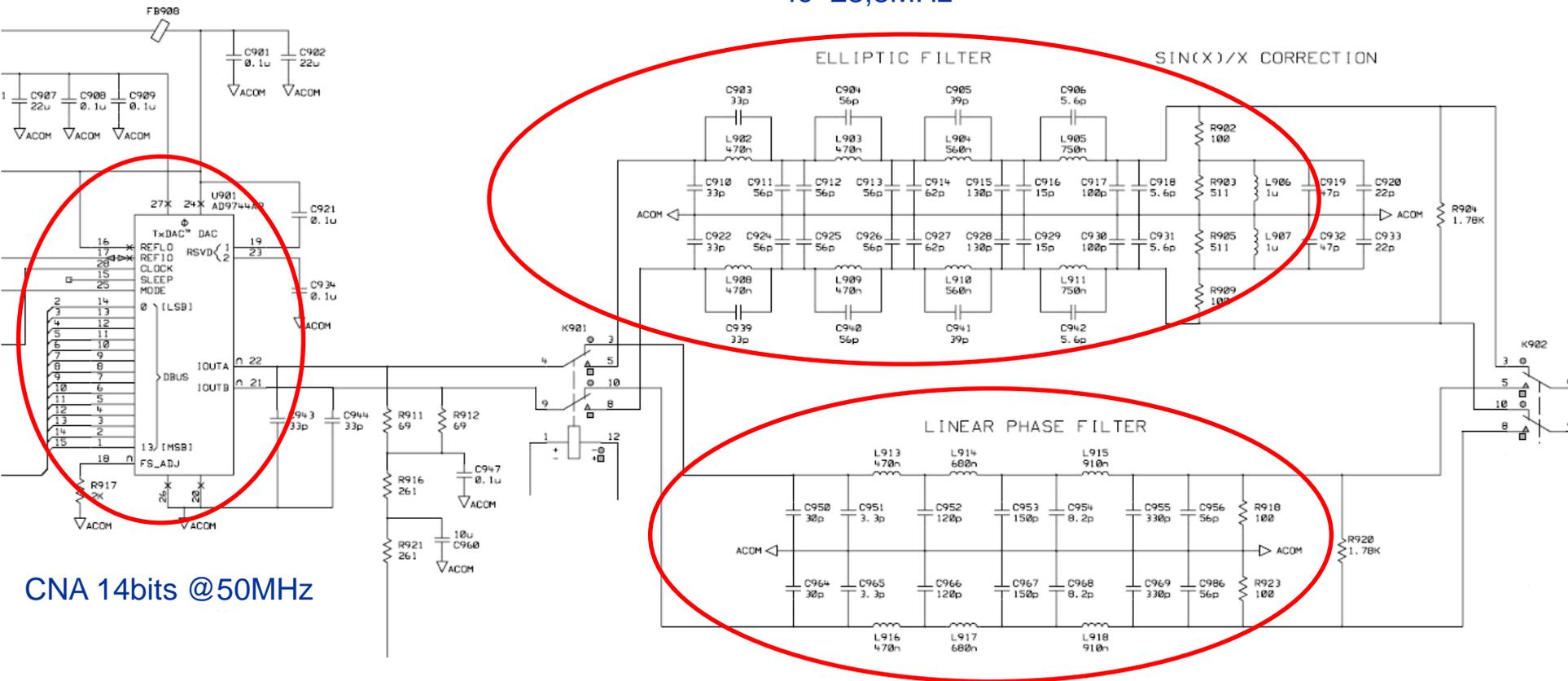
- A 9th order elliptical filter with a cutoff frequency of 23.5 MHz. This filter includes $\sin(x)/x$ correction. This filter is used for continuous sine and squarewaves.
- A 7th order linear phase filter with a cutoff frequency of 12.5 MHz. This filter is used for ramp, noise, and arbitrary waveforms.



4. Filtrage analogique

Exemples

Filtre elliptique ordre 9
 $f_c = 23,5\text{MHz}$



CNA 14bits @50MHz

Filtre de Bessel ordre 7
 $f_c = 12,5\text{MHz}$

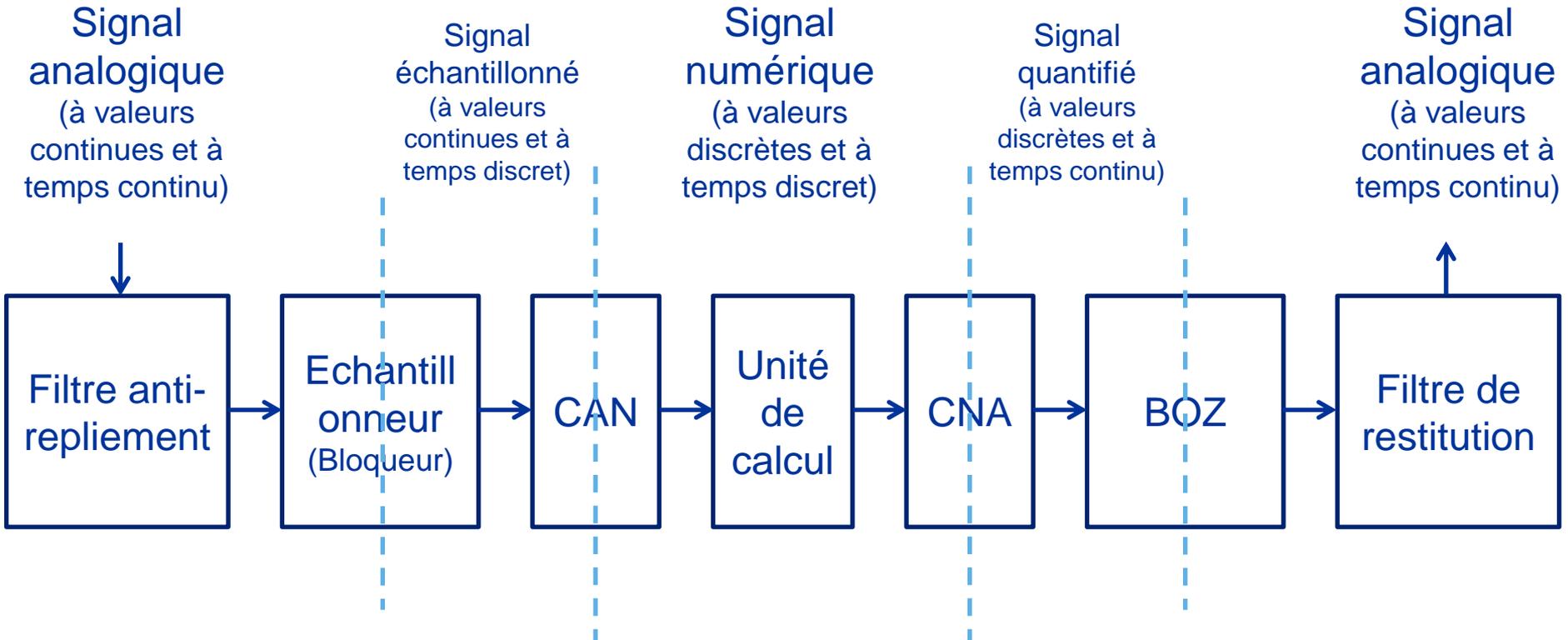
4. Filtrage analogique

Activité expérimentale

- Utiliser un logiciel de synthèse de filtre (FilterPro) : illustrer le choix de la fonction d'approximation et mise en œuvre (cellules actives à AOP)
- Utiliser un logiciel de simulation électronique (LTSpice) pour prédire le comportement d'un filtre, étude statistique de sensibilité (Monte Carlo)
- Câbler deux cellules de filtrage d'ordre 3, un Bessel, un Tchebychev. Analyse comparative, illustrer le rôle des deux filtres internes du GBF
- Caractériser à l'analyseur de spectre ce filtre interne, comparer à la simulation

5. Filtrage numérique

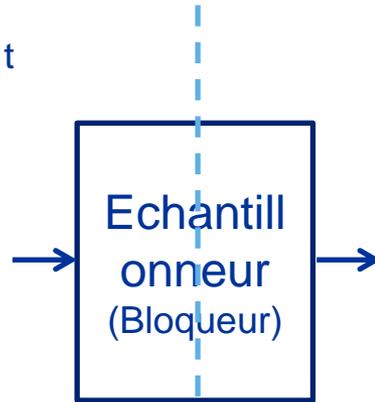
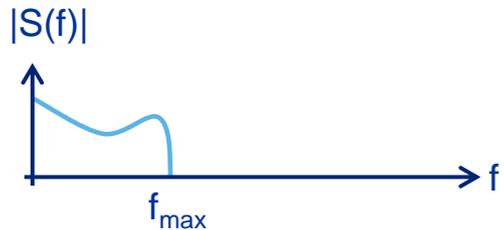
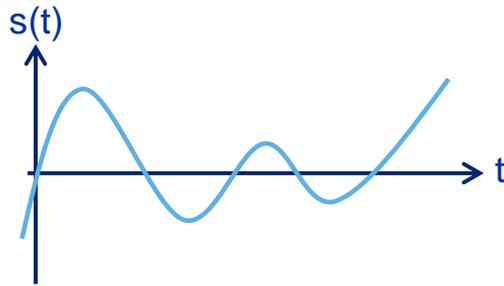
Chaîne de traitement numérique du signal



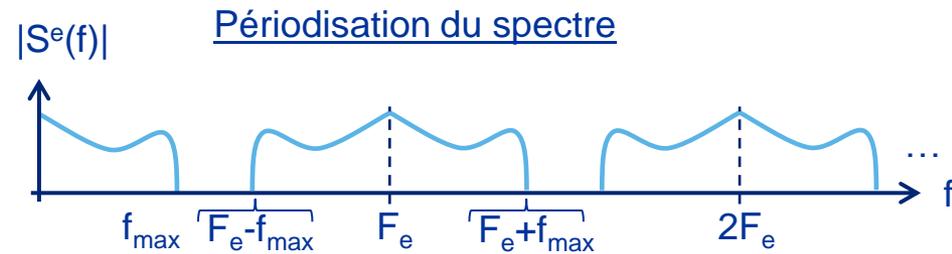
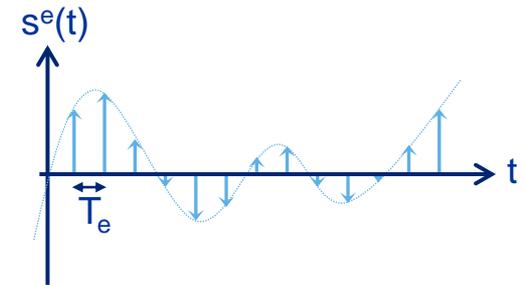
5. Filtrage numérique

Echantillonnage

Signal analogique



Signal échantillonné idéal



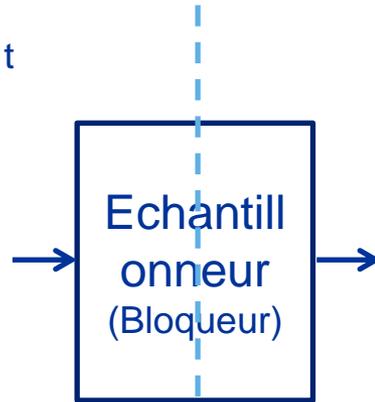
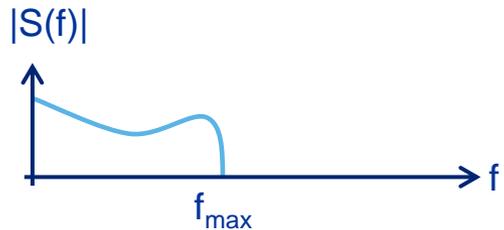
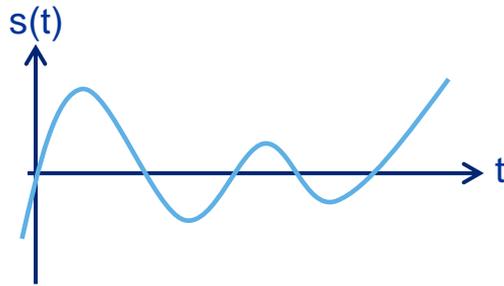
Cas où : $f_{\max} < F_e - f_{\max}$

càd : $2f_{\max} < F_e$ Condition de Nyquist - Shannon

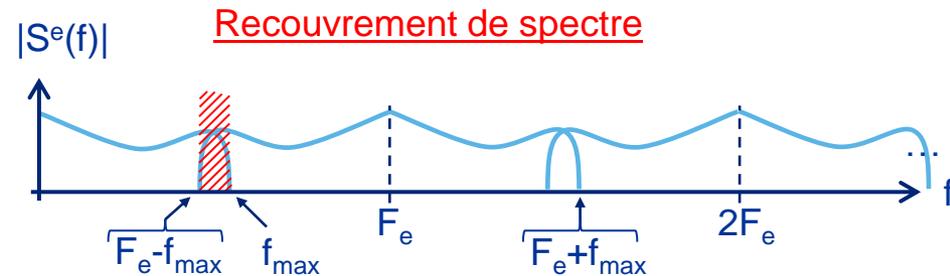
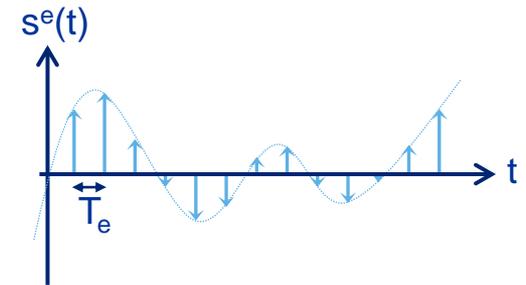
5. Filtrage numérique

Echantillonnage

Signal analogique



Signal échantillonné idéal



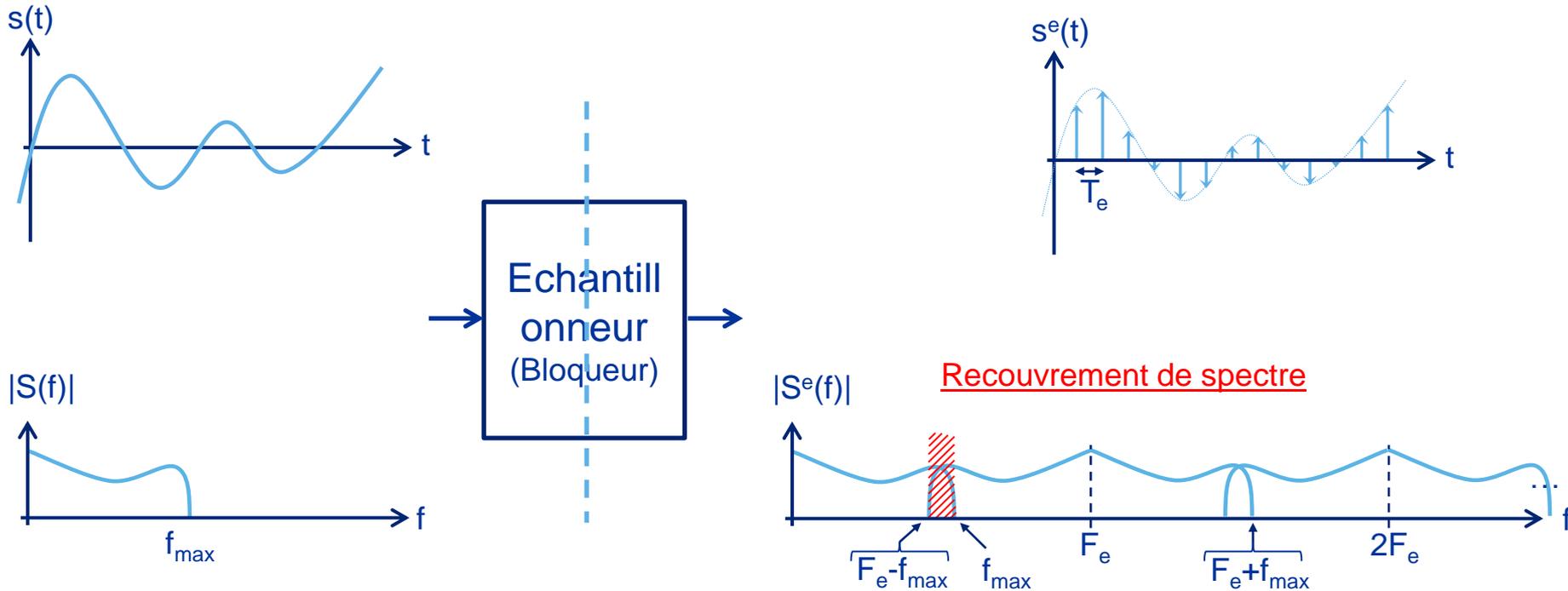
Cas où : $f_{\max} > F_e - f_{\max}$

càd : $2f_{\max} > F_e$ Phénomène de recouvrement (engendré par le repliement)

5. Filtrage numérique

Echantillonnage

Echantillonnage idéal, réel, blocage (ordre 0)



Revenir sur GBF : $\sin x/x$
correction

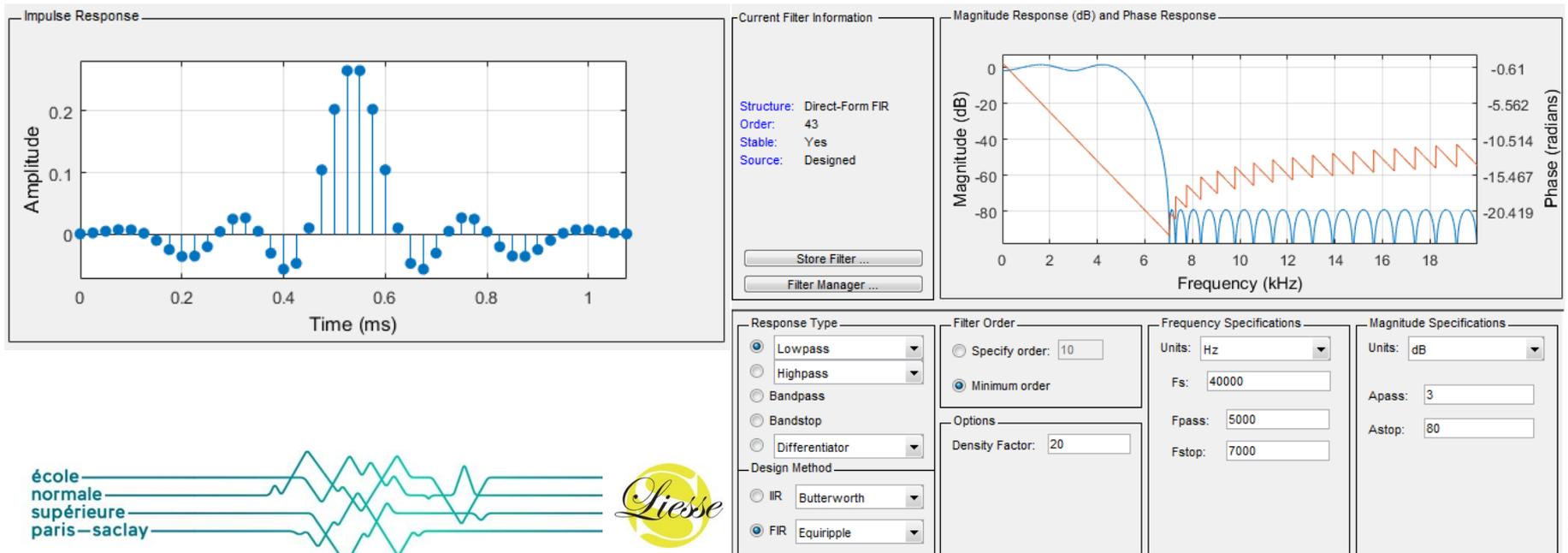
Cas où : $f_{\max} > F_e - f_{\max}$

càd : $2f_{\max} > F_e$ Phénomène de recouvrement
(engendré par le repliement)

5. Filtrage numérique

Activité expérimentale

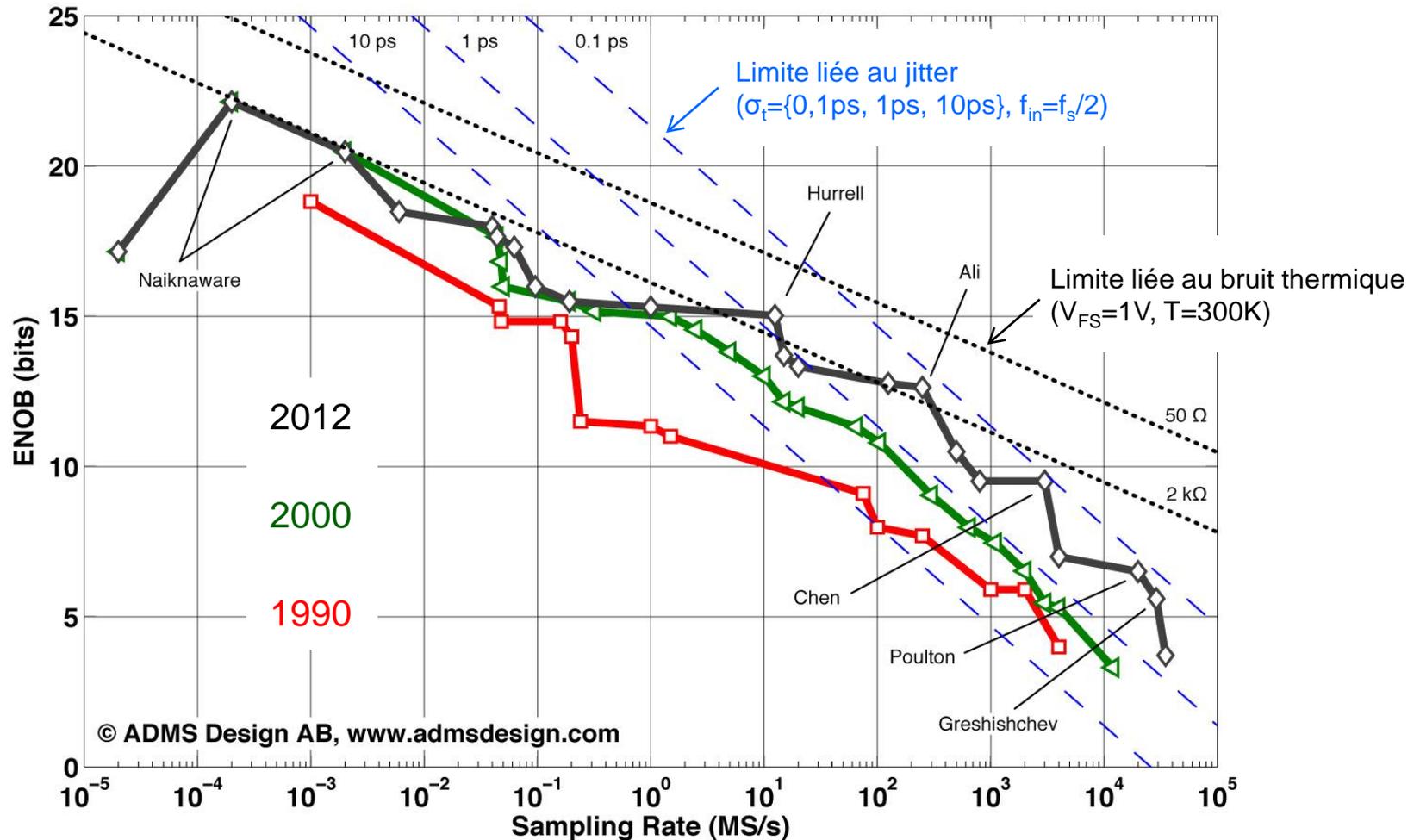
- Illustrer la problématique de l'échantillonnage sur un système de traitement numérique temps réel (à base d'Arduino) pour réaliser un suiveur
- Sur la même cible mettre en œuvre un filtre numérique simple (moyenleur), retrouver les principaux résultats de filtrage
- Illustrer la problématique du temps de calcul
- Utiliser un outil de synthèse et d'analyse de filtre numérique (FDATool)
- Mettre en œuvre un (des) filtre(s) numérique(s) sur une cible DSP, comparer les performances



6. Oscilloscope numérique

Quantification

Compromis nombre de bits (effectifs) / fréquence d'échantillonnage



6. Oscilloscope numérique

Etat de l'art (2017)

	Keysight DSOZ634A	Tektronix DPO77002SX	Lecroy LabMaster 10 Zi-A
Photo			
Bande passante (analogique)	63GHz	70GHz	100GHz
Fréquence d'échantillonnage	160GS/s	200GS/s	240GS/s
ADC	8 bits	8 bits	8 bits
Nombre de points / acquisition	2Gpts	1Gpts	1,5Gpts
Jitter horloge d'échantillonnage	50fs	<65fs	50fs
Type d'entrée	1,85mm 50Ω	1,85mm 50Ω	1mm 50Ω
ENOB	5,1 bits (@200mVfs)	4.6 bits (@250mVfs)	

6. Oscilloscope numérique

Etat de l'art (2017)

	Lecroy HDO8108A	Lecroy LabMaster 10 Zi-A
Photo		
Bande passante (analogique)	1GHz (@50Ω)	100GHz
Fréquence d'échantillonnage	10GS/s	240GS/s
ADC	12 bits	8 bits
Nombre de points / acquisition	250Mpts	1,5Gpts
Jitter horloge d'échantillonnage	280fs	50fs
Type d'entrée	BNC 1MΩ/50Ω	1mm 50Ω
ENOB	8,4 bits	

6. Oscilloscope numérique

Acquisition et analyse spectrale

Différents modes d'acquisition :

Normal

Moyenne

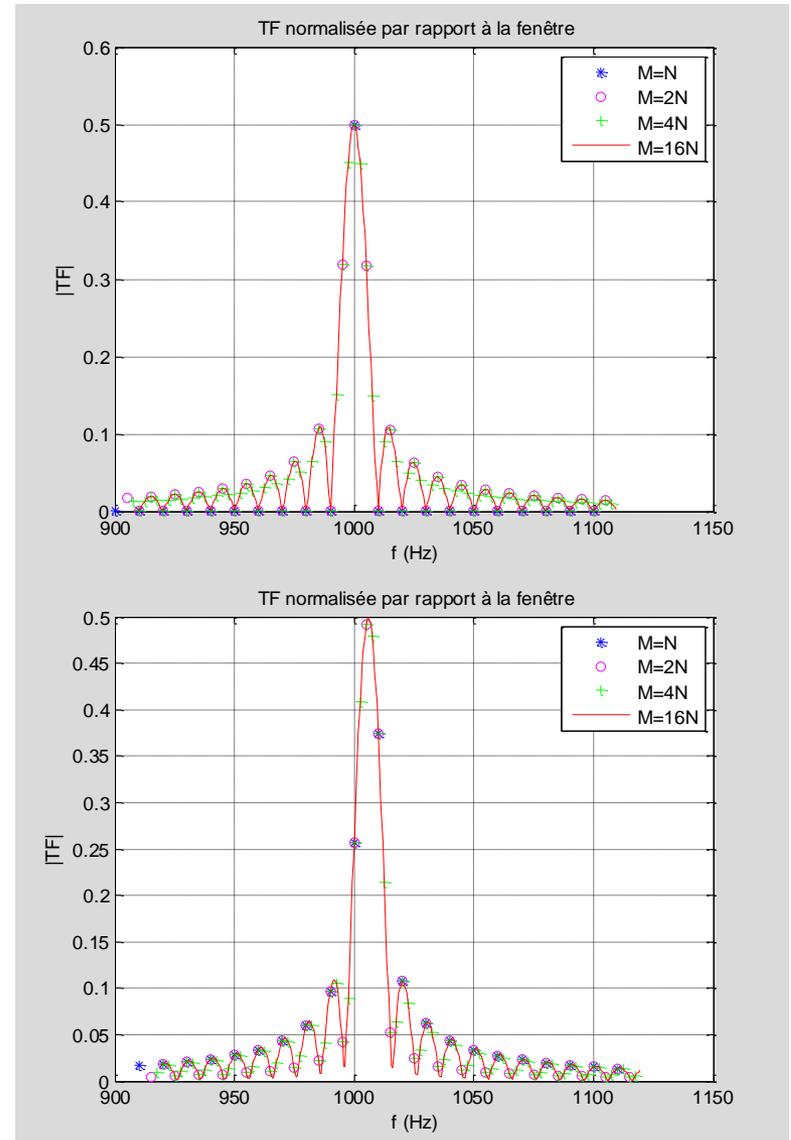
Haute résolution

Analyse spectrale par FFT:

Grille d'analyse

Bourrage de zéros

Fenêtrage



6. Oscilloscope numérique

Acquisition et analyse spectrale

Différents modes d'acquisition :

Normal

Moyenne

Haute résolution

Analyse spectrale par FFT:

Grille d'analyse

Bourrage de zéros

Fenêtrage

