Université de Douala — École Supérieure Technique La Salle

Chaîne d'instrumentation et d'acquisition

Diapositives du cours — chapitres 1 à 6

Pr Moffo Lonla Bertrand

IIA5 — Année académique 2026–2027

Chapitre 1

Généralités sur la chaîne d'acquisition de données

Objectifs du cours

- Définir le **cahier des charges** d'une chaîne de mesure.
- Analyser les **spécifications** des composants : capteurs, références, sources de courant, amplificateurs, filtres, convertisseurs.
- Gérer l'**interaction des éléments** de la chaîne : niveaux, impédances, mode commun, repliement, bilan d'erreurs.
- Réaliser une chaîne complète de **mesure de température (Pt100)** avec un PIC18F45K22, Proteus et CCS C.

Organisation — 36 h

CM 20 h TD 8 h TP 8 h — 9 séances — CC : mini-projet (séance 8)

Plan du cours

1. Généralités sur la chaîne d'acquisition de données
2. Structures de la chaîne ; sources de tension et de courant, miroir de courant
3. Les amplificateurs
4. Les filtres
5. Les CAN et CNA
6. Mise en pratique : PIC18F45K22, Proteus et CCS C

Prérequis : électronique analogique (AOP, transistors), spectre et diagramme de Bode, codage binaire, programmation des microcontrôleurs en C.

Rôle et constitution d'une chaîne d'acquisition

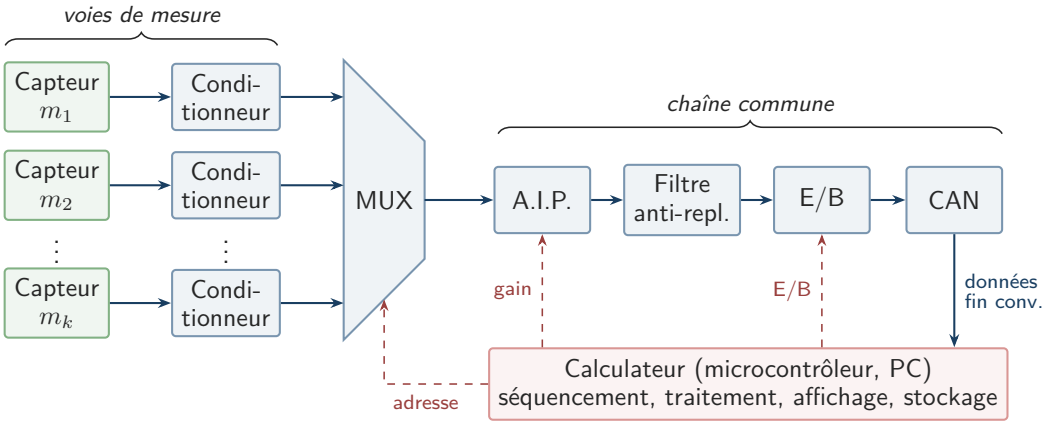
Du monde analogique au calculateur

- Les grandeurs physiques (température, pression, débit, force…) sont **analogiques**.
- Leur traitement est confié à un **calculateur numérique** (microcontrôleur, automate, PC).
- La chaîne d'acquisition est le pont entre les deux mondes.

Mesurande, chaîne de mesure

Le **mesurande** m est la grandeur que l'on veut mesurer. La **chaîne de mesure** transforme m en une information exploitable ; lorsqu'elle est numérique et traitée par un calculateur, c'est une **chaîne d'acquisition de données**.

Synoptique d'une chaîne multivoie



Rôle de chaque bloc

Capteur	mesurande $\rightarrow$ grandeur électrique (tension, courant, résistance, capacité…)
Conditionneur	grandeur électrique $\rightarrow$ tension ; excitation des capteurs passifs ; compensation
MUX	sélection de la voie, sur adresse du calculateur
A.I.P.	amplification différentielle, rejet du mode commun, gain choisi par voie
Filtre anti-repliement	limite la bande du signal à moins de $f_e/2$
E/B	fige la valeur pendant la conversion
CAN	tension $\rightarrow$ mot de N bits
Calculateur	séquencement, mise à l'échelle, linéarisation, affichage, stockage, commande

Dans un microcontrôleur

MUX, E/B et CAN sont **intégrés** : le concepteur garde le conditionnement, l'amplification, le filtrage et le choix de la référence.

Les capteurs

Capteurs actifs et passifs

Actif

Fonctionne en **générateur** : thermocouple (Seebeck), quartz piézoélectrique, photodiode, capteur à induction.

Passif

Impédance variable avec le mesurande : Pt100, thermistance, jauge, capteur capacitif. Il faut une **source d'énergie** externe.

Mesurande	Capteur	Type	Sortie
Température	thermocouple K	actif	f.é.m. $\approx 41\,\mu\mathrm{V}\,^{\circ}\mathrm{C}^{-1}$
Température	Pt100	passif	$0{,}385\,\Omega\,^{\circ}\mathrm{C}^{-1}$
Température	LM35	intégré	$10\,\mathrm{mV}\,^{\circ}\mathrm{C}^{-1}$
Force, pression	jauges en pont	passif	mV/V
Éclairement	photodiode	actif	courant

Exemple fil rouge : la sonde Pt100

$$R(\theta) = R_0\,(1 + a\,\theta), \qquad R_0 = 100\,\Omega, \quad a = 3{,}85 \times 10^{-3}\,^\circ\mathrm{C}^{-1}$$

- Loi exacte (CEI 60751) : $R_0(1 + A\theta + B\theta^2)$, $A = 3{,}9083 \times 10^{-3}$, $B = -5{,}775 \times 10^{-7}$.
- Sensibilité : $0{,}385\,\Omega\,^\circ\mathrm{C}^{-1}$ seulement $\Rightarrow$ conditionnement soigné.
- Courant de mesure $\approx 1\,\mathrm{mA}$ (Pt1000 : $0{,}1\,\mathrm{mA}$) pour limiter l'**auto-échauffement**.

Attention

$1\,\Omega$ de fils de liaison $= 1/0{,}385 \approx 2{,}6\,^\circ\mathrm{C}$ d'erreur !

Caractéristiques métrologiques

Étendue, sensibilité, linéarité

- **Étendue de mesure** : EM $= m_{\max} - m_{\min}$.
- **Sensibilité** : $S = \Delta s / \Delta m$; la sensibilité d'une chaîne est le **produit** des sensibilités.
- **Linéarité** : écart maximal à la droite des moindres carrés, en % de la pleine échelle.

Étalonnage d'un capteur

θ (°C)	0	20	40	60	80	100
s (mV)	0,0	8,1	16,0	23,8	31,9	40,2

Régression : $\hat{a} = 0{,}4003\,\text{mV}\,°\text{C}^{-1}$, $\hat{b} = -0{,}014\,\text{mV}$; écart maximal $0{,}20\,\text{mV} \Rightarrow 0{,}51\,\%$ EM $\approx 0{,}5\,°\text{C}$.

Résolution, justesse, fidélité

- **Résolution** : plus petite variation perceptible ; chaîne numérique : $\Delta m_{\min} = q/S_{\text{chaîne}}$.
- **Fidélité** : dispersion des mesures répétées (erreurs *aléatoires*).
- **Justesse** : moyenne proche de la valeur vraie (erreurs *systématiques*).



- **Dynamique** : 1$^{\text{er}}$ ordre, τ ; $63\,\%$ en τ, $95\,\%$ en 3τ ; $f_c = 1/(2\pi\tau)$.
- **Grandeurs d'influence** : température ambiante, alimentation, CEM, humidité.

Erreurs et incertitudes

Incertitude-type et composition (GUM)

- Erreurs **systématiques** $\rightarrow$ étalonnage ; erreurs **aléatoires** $\rightarrow$ moyenne ($\sigma/\sqrt{n}$).
- **Type A** : $u = s/\sqrt{n}$. **Type B** : tolérance $\pm\Delta \Rightarrow u = \Delta/\sqrt{3}$; quantification $u = q/\sqrt{12}$.

$$u_c = \sqrt{\sum u_i^2}, \qquad U = k\,u_c \quad (k = 2,\ \approx 95\,\%)$$

Pt100 classe A à $80\,^\circ\mathrm{C}$

Sonde : $\Delta = 0{,}31\,^\circ\mathrm{C}$, $u_1 = 0{,}179\,^\circ\mathrm{C}$; conditionneur $\pm 0{,}2\,^\circ\mathrm{C}$, $u_2 = 0{,}115\,^\circ\mathrm{C}$; CAN 12 bits sur $100\,^\circ\mathrm{C}$, $u_3 = 0{,}007\,^\circ\mathrm{C}$.
$u_c = 0{,}213\,^\circ\mathrm{C}$, $U = 0{,}43\,^\circ\mathrm{C} \Rightarrow \theta = (80{,}0 \pm 0{,}4)\,^\circ\mathrm{C}$. **La sonde limite**, pas le CAN.

Cahier des charges

Rédiger le cahier des charges

1. **Mesurande et environnement** : étendue, milieu, ambiance, distance, perturbations.
2. **Performances statiques** : résolution, incertitude, linéarité, stabilité.
3. **Performances dynamiques** : bande passante, temps de réponse, f_e, nombre de voies, simultanéité.
4. **Exploitation** : affichage, liaison, alarmes, alimentation, coût, isolement.

À retenir

Chaque exigence se traduit en spécification de bloc : courant et sensibilité du capteur, gain et TRMC de l'amplificateur, coupure et ordre du filtre, N et f_e du CAN.

Exemple : huile de transformateur, $0\,°C$ à $100\,°C$ à $0{,}1\,°C$

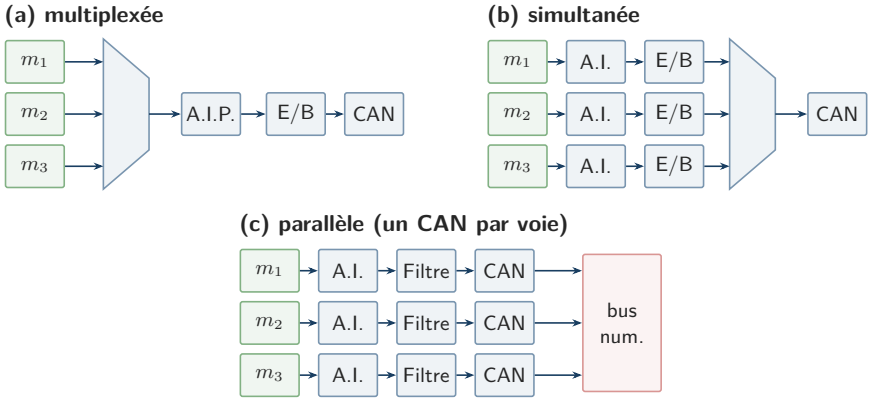
- **Nombre de bits** : $100/0{,}1 = 1000$ niveaux $\Rightarrow N \geq 10$; on prend 12 bits (marge).
- **Gain** : $0\,V$ à $5\,V$ pour $100\,°C \Rightarrow 50\,mV\,°C^{-1}$; Pt100 à $1\,mA$: $0{,}385\,mV\,°C^{-1} \Rightarrow G \approx 130$, après suppression des $100\,mV$ à $0\,°C$.
- **Échantillonnage** : signal lent $\Rightarrow f_e = 10\,Hz$ et moyennage ; RC à $1\,Hz$ (atténue aussi le $50\,Hz$).

Chapitre 2

Structures de la chaîne ; sources de tension et de courant

Structures multivoies

Trois organisations



(a) économique, voies décalées dans le temps (b) prélèvements simultanés (c) cadence maximale, coût élevé

Cadence d'une chaîne multiplexée

$$f_{e,\max} = \frac{1}{k\,(t_{\text{mux}} + t_{\text{ét}} + t_{\text{acq}} + t_{\text{conv}})}$$

Exemple

$k = 8$ voies ; $1 + 4 + 2 + 10 = 17$ µs par voie ; tour complet 136 µs.
$f_{e,\max} = 7{,}35$ kHz par voie $\Rightarrow$ bande utile $< 3{,}7$ kHz (Shannon).
Voies 1 et 8 prélevées à 119 µs d'écart.

- Mesure de puissance $p = u\,i$, déphasage, vibrations : décalage inacceptable $\Rightarrow$ **un E/B par voie** commandés ensemble.

Masses et mode commun

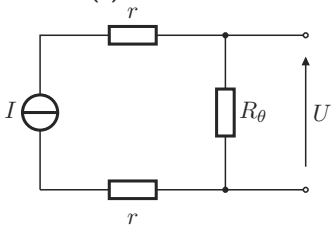
- Source **référencée** (une borne à une masse) ou **flottante**.
- Masses distantes : différence de potentiel V_{mc} = **tension de mode commun**.
- Entrée asymétrique : mesure $v + V_{\mathrm{mc}}$; blindage relié aux deux bouts : **boucle de masse**.

À retenir

Entrée **différentielle** (amplificateur d'instrumentation) qui mesure $v_+ - v_-$ et rejette V_{mc}. Source flottante : résistance de $10\,\mathrm{k\Omega}$ à $100\,\mathrm{k\Omega}$ de chaque entrée vers la masse (courants de polarisation).

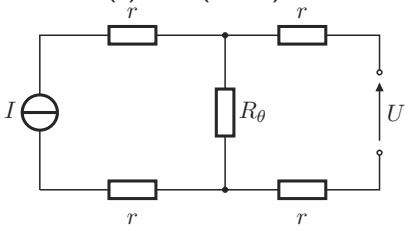
Liaison des capteurs résistifs : 2, 3 ou 4 fils

(a) 2 fils



$U = (R_\theta + 2r)\, I$

(b) 4 fils (Kelvin)

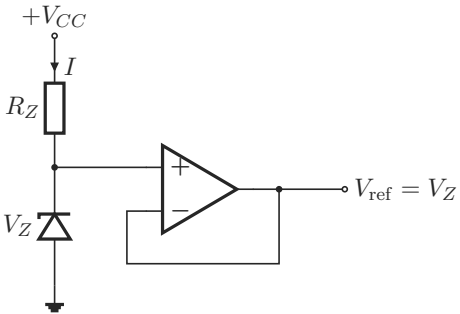


$U = R_\theta\, I$ (courant nul dans les fils de mesure)

- 2 fils : $r = 0{,}5\,\Omega$ par fil $\Rightarrow$ $2{,}6\,^\circ$C d'erreur, variable avec la température du câble.
- 4 fils (Kelvin) : les fils de mesure ne sont parcourus par aucun courant $\Rightarrow$ erreur nulle.
- 3 fils : avec un pont, les fils sont dans deux branches adjacentes $\Rightarrow$ compensation.

Sources de tension de référence

La référence fixe l'échelle de toute la chaîne



- Zener : $I = (V_{CC} - V_Z)/R_Z$; suiveur pour isoler la charge ; $V_Z \approx 5{,}6\,\text{V}$: coefficient de température minimal.
- Bandgap ($\approx 1{,}23\,\text{V}$) : LM4040, REF02, ADR4xx ; $4{,}096\,\text{V} \Rightarrow q = 1\,\text{mV}$ en 12 bits.
- Critères : tolérance, ppm/°C, bruit, stabilité.

Dérive

12 bits, $5\,\text{V}$, $10\,\text{ppm/°C}$, $\Delta T = 30\,°\text{C}$: $1{,}5\,\text{mV} > q = 1{,}22\,\text{mV} \Rightarrow$ mesure **ratiométrique**.

Sources de courant

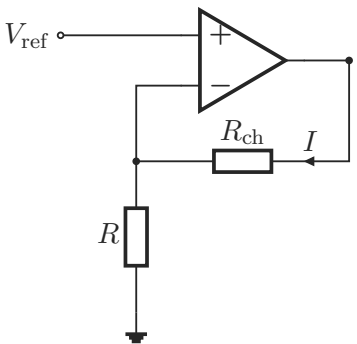
Pourquoi un courant constant ?

- $U = R(\theta)\, I$: proportionnelle à R, donc **linéaire** en θ.
- En tension avec résistance série : $U = E\, R/(R + R_s)$, non linéaire.

Caractéristiques d'une source réelle

Résistance de sortie R_o : $\Delta I = \Delta U / R_o$.
Plage de conformité : tensions de charge pour lesquelles I reste constant $\Rightarrow R_{\mathrm{ch,max}}$.

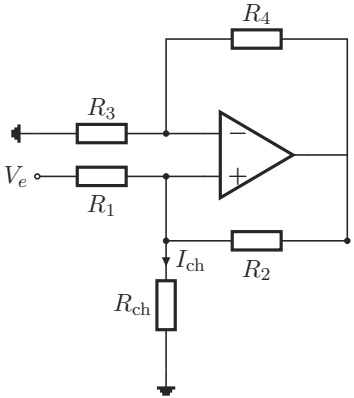
Source à AOP (charge flottante)



$$I = \frac{V_{\text{ref}}}{R}$$

- Indépendant de R_{ch} tant que $V_{\text{ref}} + R_{\text{ch}} I \leq V_{\text{sat}}$.
- $V_{\text{ref}} = 1\,\text{V}$, $R = 1\,\text{k}\Omega$: $1\,\text{mA}$; $R_{\text{ch,max}} = 12\,\text{k}\Omega$ sous $\pm 15\,\text{V}$.
- Charge sans borne à la masse : mesure différentielle obligatoire.

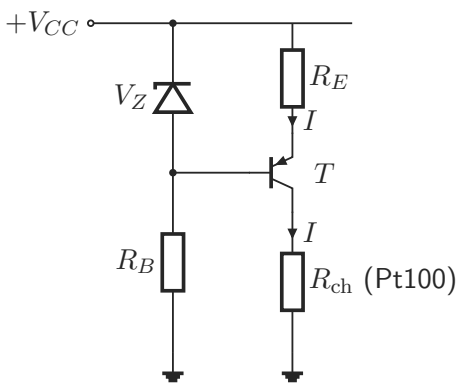
Source de Howland (charge à la masse)



$$I_{\text{ch}} = \frac{V_e}{R_1} + v_L \left(\frac{R_4}{R_2 R_3} - \frac{1}{R_1} \right)$$

- Si $R_4/R_3 = R_2/R_1$: $I_{\text{ch}} = V_e/R_1$.
- Une résistance à ε près : $R_o = R/\varepsilon$ ($10\,\text{M}\Omega$ pour $R = 10\,\text{k}\Omega$, $0{,}1\,\%$).
- Appariement des résistances critique.

Source à transistor PNP et diode Zener

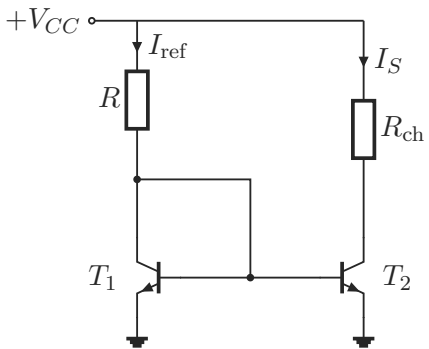


$$I \approx \frac{V_Z - V_{EB}}{R_E}$$

- $V_{CC} = 12\,\text{V}$, $V_Z = 3{,}3\,\text{V}$, $V_{EB} = 0{,}6\,\text{V}$, $R_E = 2{,}7\,\text{k}\Omega$: $I = 1\,\text{mA}$.
- Émetteur à $9{,}3\,\text{V} \Rightarrow R_{\text{ch,max}} \approx 9\,\text{k}\Omega$.
- V_{EB} : $-2\,\text{mV}\,^\circ\text{C}^{-1} \Rightarrow I$ dérive de $0{,}07\,\%\,^\circ\text{C}^{-1}$ ($\approx 0{,}2\,^\circ\text{C}$ par degré d'ambiance sur une Pt100).

Miroirs de courant

Miroir simple



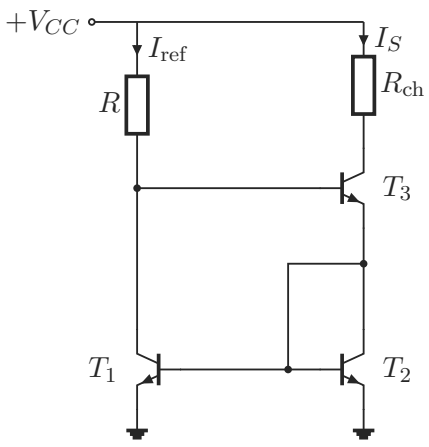
$$I_S = \frac{I_{\text{ref}}}{1 + 2/\beta}, \qquad I_{\text{ref}} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R}$$

- Erreur due à β : $2\,\%$ pour $\beta = 100$.
- **Effet Early** : $r_o = V_A / I_S$.
- $1\,\text{mV}$ d'écart de $V_{BE} \Rightarrow 4\,\%$ sur I : transistors appairés ou résistances d'émetteur.

Exemple

$V_A = 100\,\text{V}$: $r_o \approx 100\,\text{k}\Omega$; $\Delta V_{CE} = 10\,\text{V} \Rightarrow \Delta I = 10\,\%$!

Miroir de Wilson



$$I_S = I_{\text{ref}}\left(1 - \frac{2}{\beta^2 + 2\beta + 2}\right), \quad R_o \approx \frac{\beta\, r_o}{2}$$

- Contre-réaction par T_3 : si I_S augmente, la base de T_3 baisse.
- $\beta = 100$: erreur $0{,}02\,\%$, $R_o \approx 5\,\text{M}\Omega$; $\Delta V = 10\,\text{V} \Rightarrow \Delta I = 0{,}2\,\%$.
- Prix : une tension V_{BE} de plus aux bornes de la source.

Synthèse : exciter un capteur résistif

Solution	Avantages	Inconvénients
Tension + résistance série	simple	non linéaire, sensible à l'alimentation
Pont de Wheatstone	supprime le décalage, 3 fils	non linéaire, sortie différentielle
Source à AOP	précise (V_{ref}/R)	charge flottante
Howland	charge à la masse	appariement critique
Transistor + Zener	économique	dérive de V_{BE}
Miroir de Wilson	forte R_o, intégrable	appariement des transistors

Chapitre 3

Les amplificateurs

Le problème

- Signaux de capteurs : de quelques µV à quelques centaines de mV.
- Superposés à un **mode commun** important et à des parasites.
- Il faut les porter à la pleine échelle du CAN **sans** amplifier les perturbations ni ajouter d'erreurs (décalage, dérive, bruit) supérieures à la résolution.

Montage	Relation (AOP idéal)
Non inverseur	$s = (1 + R_2/R_1)\, e$
Inverseur	$s = -(R_2/R_1)\, e$
Sommateur inverseur	$s = -R_f\,(e_1/R_1 + e_2/R_2 + \dots)$
Soustracteur ($R_4/R_3 = R_2/R_1$)	$s = (R_2/R_1)(e_1 - e_2)$

L'AOP réel

Défauts de l'AOP

- **Décalage** V_{os}, amplifié par $1 + R_2/R_1$, et sa dérive ($\mu V\,°C^{-1}$).
- **Courants de polarisation** I_b : chute dans la résistance de source.
- **GBW** : $f_c \approx \text{GBW}/G$. **Slew rate** : $2\pi f V_m < \text{SR}$.
- **CMRR**, **PSRR**, **bruit**.

AOP	V_{os}	dérive	GBW	SR
TL084	$3\,mV$	$18\,\mu V\,°C^{-1}$	$3\,MHz$	$13\,V\,\mu s^{-1}$
OP07	$30\,\mu V$	$0{,}3\,\mu V\,°C^{-1}$	$0{,}6\,MHz$	$0{,}3\,V\,\mu s^{-1}$

Le décalage ramené en degrés

Pt100 à $1\,mA$: $0{,}385\,mV\,°C^{-1}$. TL084 : $3/0{,}385 \approx 7{,}8\,°C$! OP07 : $0{,}19\,°C$.

Mode différentiel et mode commun

Taux de réjection du mode commun

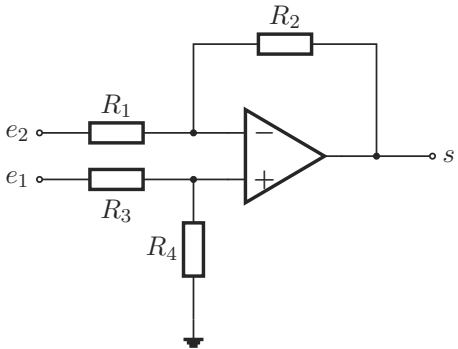
$$v_d = e_1 - e_2, \qquad v_{\mathrm{mc}} = \frac{e_1 + e_2}{2}, \qquad s = A_d\, v_d + A_{\mathrm{mc}}\, v_{\mathrm{mc}}$$

$$\mathrm{TRMC} = \left| \frac{A_d}{A_{\mathrm{mc}}} \right|, \qquad s = A_d \left(v_d + \frac{v_{\mathrm{mc}}}{\mathrm{TRMC}} \right)$$

Pont de jauges

$v_d = 10\,\mathrm{mV}$ à pleine charge, $v_{\mathrm{mc}} = 5\,\mathrm{V}$. Erreur $< 0{,}1\,\%$ PE ($10\,\mu\mathrm{V}$) $\Rightarrow$ TRMC $\geq 5 \times 10^5 = 114\,\mathrm{dB}$.

Soustracteur à un AOP : ses limites

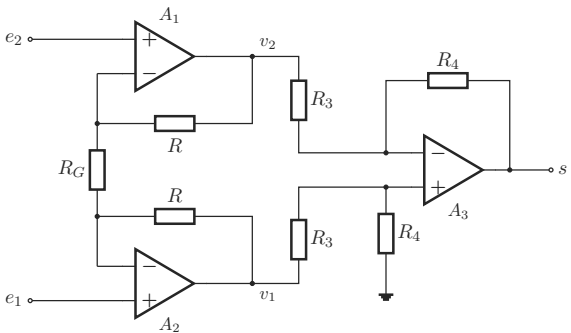


$$s = \frac{R_4}{R_3 + R_4}\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)e_1 - \frac{R_2}{R_1}e_2$$

- Tolérance ε : TRMC $\approx \dfrac{1 + A_d}{4\varepsilon}$.
- $A_d = 10$: 49 dB à 1 %, 69 dB à 0,1 %.
- Impédances d'entrée faibles et différentes : la résistance de source déséquilibre le montage.

Amplificateur d'instrumentation

Amplificateur d'instrumentation à trois AOP



- R_G parcourue par $(e_1 - e_2)/R_G$.
- Mode commun transmis avec un gain **1** par l'étage d'entrée, puis rejeté par A_3.

$$G = \left(1 + \frac{2R}{R_G}\right)\frac{R_4}{R_3}$$

- TRMC multiplié par le gain du 1er étage.
- Impédances d'entrée très élevées et **égales**.

Circuit	Gain	Remarques
INA128	$1 + 50\,\text{k}\Omega / R_G$	TRMC ≥ 120 dB ($G \geq 100$)
AD620	$1 + 49{,}4\,\text{k}\Omega / R_G$	faible consommation
INA125	$4 + 60\,\text{k}\Omega / R_G$	référence intégrée pour exciter un pont

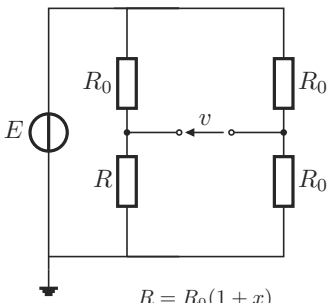
$G = 100$ avec un INA128

$R_G = 50/99 = 505\,\Omega \rightarrow$ E96 $499\,\Omega$: $G = 101{,}2$ (corrigé par étalonnage).

- Broche **REF** à $2{,}5$ V : centrage d'un signal bipolaire dans un CAN 0 V à 5 V.
- **A.I.P.** : gain commuté par le calculateur (1, 10, 100, 1000…) $\Rightarrow$ chaque voie à pleine échelle ; attendre le temps d'établissement.
- **Amplificateur d'isolement** : barrière galvanique de plusieurs kV.

Pont de Wheatstone

Pont de Wheatstone



$$v = E\left(\frac{R}{R+R_0} - \frac{1}{2}\right) = \frac{E}{4}\,\frac{x}{1+x/2} \approx \frac{E\,x}{4}$$

Montage	v	linéarité
Quart de pont	$\approx Ex/4$	erreur $\approx x/2$
Demi-pont	$Ex/2$	linéaire
Pont complet	Ex	linéaire

Exemple

Jauge $K = 2$, $1000\,\mu\mathrm{m\,m^{-1}}$, $E = 10\,\mathrm{V}$: $v \approx 5\,\mathrm{mV}$, non-linéarité $0{,}1\,\%$.
Pt100 à $100\,^\circ\mathrm{C}$: $x = 0{,}385 \Rightarrow$ écart $19\,\%$: préférer la source de courant.

Bilan d'erreur d'un étage d'amplification

Source	Erreur ramenée à l'entrée
Décalage	V_{os} (étalonnage du zéro)
Dérive	$(\mathrm{d}V_{os}/\mathrm{d}T)\,\Delta T$
Polarisation	$I_b\,R_{\text{source}}$
Mode commun	$v_{\mathrm{mc}}/\text{TRMC}$
Gain	$\varepsilon_G\,v_d$ (étalonnage de la pente)
Bruit	$e_n\sqrt{\text{bande}}$

À retenir

Sortie de pont = **différentielle** avec mode commun $\approx E/2 \Rightarrow$ A.I. Pont alimenté par la référence du CAN : mesure **ratiométrique**, indépendante de E.

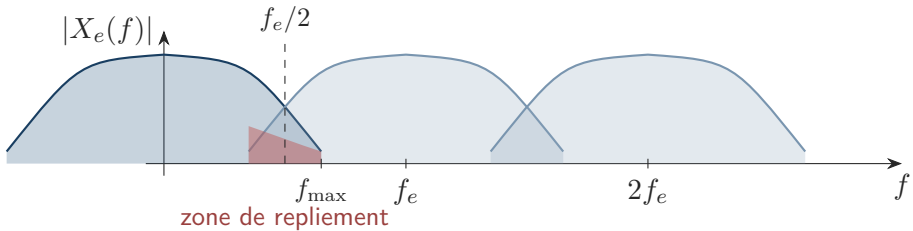
Chapitre 4

Les filtres

Repliement spectral

Spectre d'un signal échantillonné

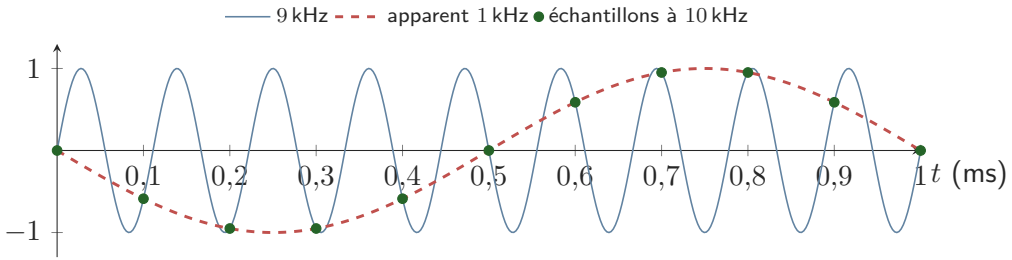
$$X_e(f) = \frac{1}{T_e} \sum_k X(f - k f_e)$$



Théorème de Shannon–Nyquist

Un signal de spectre limité à $f_{\max}$ est entièrement déterminé par ses échantillons si $f_e > 2f_{\max}$.

Une fréquence fantôme



- Une composante f réapparaît à $|f - kf_e|$; 50 Hz échantillonné à 48 Hz $\rightarrow$ 2 Hz.

Attention

Le repliement est **irréversible** : le filtre doit être **analogique** et placé **avant** l'E/B.

Filtre anti-repliement

Atténuation nécessaire et ordre du filtre

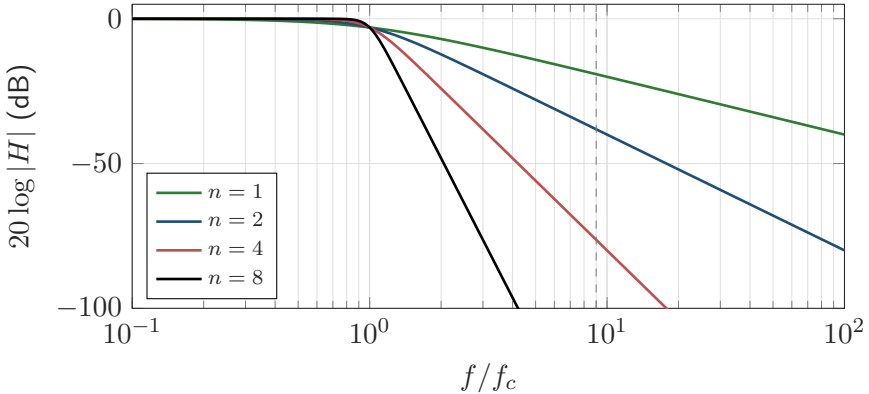
- Passer $[0, f_{\max}]$; atténuer tout ce qui est au-delà de $f_e - f_{\max}$.
- Composante repliée sous $q/2$: $A_{\min} \approx 6{,}02\,N + 1{,}76$ dB.
- Butterworth d'ordre n : $A(f) \approx 20\,n \log_{10}(f/f_c)$, soit 6 dB par octave et par ordre.

$$n \geq \frac{A_{\min}}{20 \log_{10}\left((f_e - f_{\max})/f_{\max}\right)}$$

Exemple

$f_{\max} = 1$ kHz, 10 bits (62 dB). $f_e = 10$ kHz : $n \geq 62/19{,}1 = 3{,}25 \Rightarrow n = 4$.
$f_e = 5$ kHz : $n \geq 5{,}2 \Rightarrow$ ordre 6. **Augmenter f_e simplifie le filtre.**

Réponse des filtres de Butterworth



Suréchantillonnage : filtre analogique d'ordre 1–2, puis filtrage numérique et décimation ; moyenner 4^p échantillons gagne p bits.

Approximations

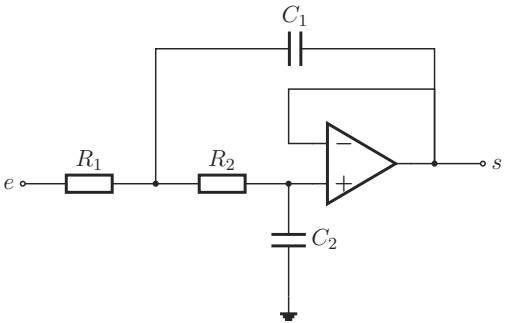
Approximation	Propriété	Usage
Butterworth	module le plus plat	usage général, anti-repliement
Tchebychev	ondulation, transition raide	fréquences proches
Bessel	temps de groupe constant, pas de dépassement	impulsions, formes d'onde
Elliptique	transition la plus raide	gabarits sévères

Cascade de cellules du second ordre ; Butterworth : même f_c, Q différents.

Ordre	Q des cellules
2	0,707
4	0,541 ; 1,307
6	0,518 ; 0,707 ; 1,932

Cellules actives

Cellule de Sallen-Key (gain unité)



$$H = \frac{H_0}{1 + j\frac{\omega}{Q\omega_0} - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}}$$

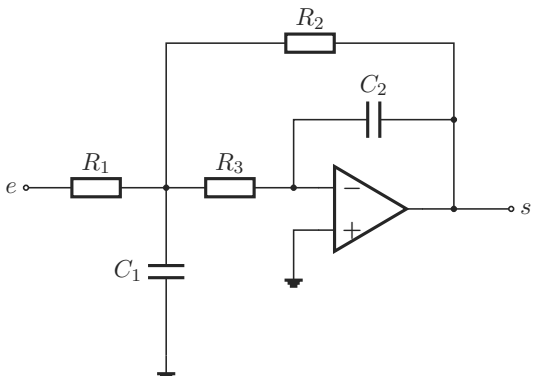
$R_1 = R_2 = R$:

$$\omega_0 = \frac{1}{R\sqrt{C_1 C_2}}, \quad Q = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{C_1}{C_2}}$$

Butterworth d'ordre 2 à 1 kHz

$Q = 0{,}707 \Rightarrow C_1 = 2C_2$: 20 nF et 10 nF, $R = 11{,}25\,\text{k}\Omega$ (E96 : $11{,}3\,\text{k}\Omega$).
Ordre 4 : $C_1/C_2 = 1{,}17$ puis $6{,}83$.

Cellule de Rauch (contre-réactions multiples)



$$H_0 = -\frac{R_2}{R_1}, \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_2 R_3 C_1 C_2}}$$

$$Q = \frac{\sqrt{R_2 R_3 C_1 C_2}}{C_2(R_2 + R_3 + R_2 R_3 / R_1)}$$

- Inverseuse, gain $\neq 1$ possible.
- Meilleure atténuation en haute fréquence que Sallen-Key.

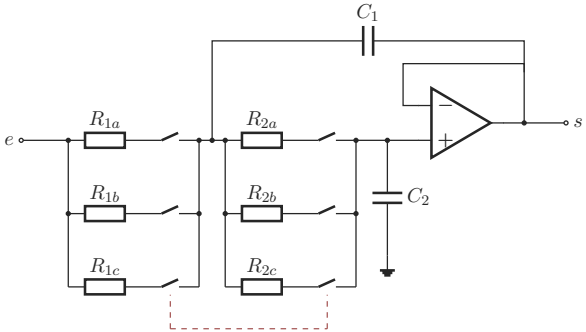
Filtres à fréquence de coupure programmable

Pourquoi programmer la coupure ?

- La coupure du filtre anti-repliement doit **suivre** f_e, choisie par le logiciel.
- ω_0 et Q dépendent des R et C : on les modifie **numériquement**.

Méthode	Principe
Commutation de composants	multiplexeur analogique (CD4052) : quelques calibres
CNA multiplieurs	$\omega_0 = (N/2^n)/RC$: 2^n fréquences
Capacités commutées	$f_c = f_{\text{clk}}/100$: horloge du microcontrôleur
Potentiomètre numérique	$f_c \propto 1/R$, non linéaire, tolérance $20\,\%$

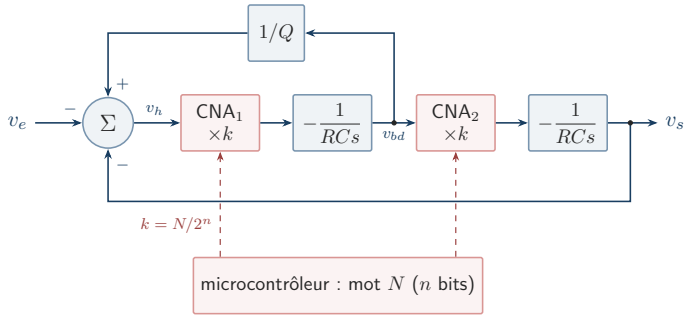
Commutation de résistances (Sallen-Key)



commutateurs analogiques (CD4052) commandés par deux bits du microcontrôleur : $R_1 = R_2 = R_{1k} = R_{2k}$ (k = a, b, c)

$Q = \frac{1}{2}\sqrt{C_1/C_2}$ ne dépend pas de R : seule $\omega_0 = 1/(R\sqrt{C_1 C_2})$ change. $10\,\text{k}\Omega$, $100\,\text{k}\Omega$, $1\,\text{M}\Omega$ $\rightarrow$ $1073\,\text{Hz}$, $107\,\text{Hz}$, $10{,}7\,\text{Hz}$.

Variables d'état et CNA multiplieurs



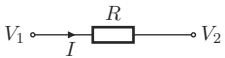
$$\frac{v_s}{v_e} = -\frac{\omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2}, \qquad \omega_0 = \frac{N}{2^n}\frac{1}{RC}, \qquad Q \text{ indépendant de } N$$

Exemple

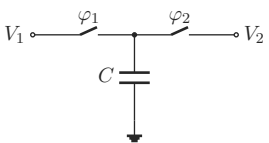
$10\,\text{k}\Omega$, $10\,\text{nF}$, 8 bits : f_c de $6{,}2\,\text{Hz}$ à $1585\,\text{Hz}$ par pas de $6{,}2\,\text{Hz}$; $N = 64 \rightarrow 398\,\text{Hz}$.

Capacités commutées : la résistance commutée

(a) résistance



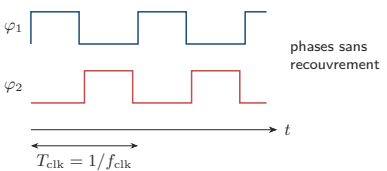
(b) capacité commutée



$\Delta Q = C\,(V_1 - V_2)$ par période

$\bar{I} = C f_{\text{clk}}(V_1 - V_2) \;\Rightarrow\; R_{\text{éq}} = \dfrac{1}{C\,f_{\text{clk}}}$

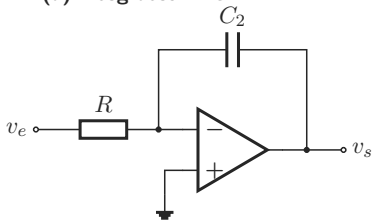
(c) horloge biphasée



Exemple : $1\,\text{pF}$ commuté à $100\,\text{kHz}$ équivaut à $10\,\text{M}\Omega$.

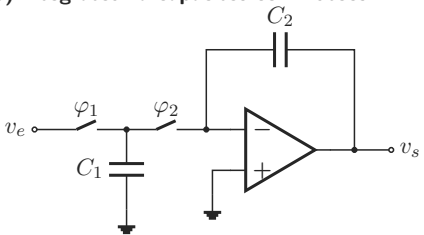
Intégrateur à capacités commutées

(a) intégrateur RC



$$\omega_u = \frac{1}{RC_2} \quad \text{(dispersion} \approx 20\,\%\text{)}$$

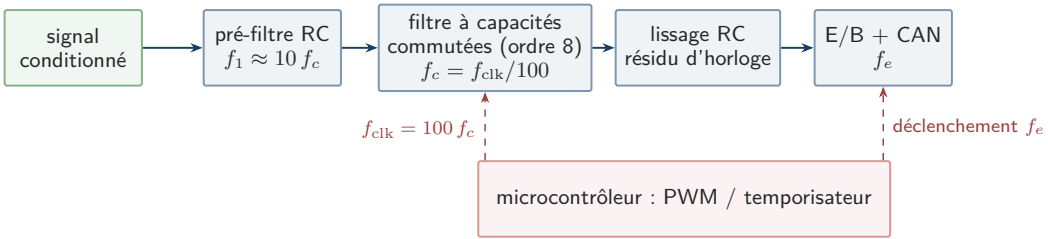
(b) intégrateur à capacités commutées



$$\omega_u = \frac{C_1}{C_2} f_{\text{clk}} \quad \text{(précision} \approx 0{,}1\,\%\text{)}$$

- $\omega_u = (C_1/C_2)\, f_{\text{clk}}$: un **rapport de capacités** ($0{,}1\,\%$) au lieu d'un produit RC ($20\,\%$).
- Toutes les fréquences du filtre sont **proportionnelles à l'horloge** : filtre **programmable** (MAX74xx : ordre 8, $f_c = f_{\text{clk}}/100$).

Mise en œuvre d'un filtre programmable



- Filtre **échantillonné** à f_{clk} : pré-filtre RC ($\approx 10 f_c$) contre le repliement autour de f_{clk}.
- **Résidu d'horloge** en sortie : RC de lissage avant l'E/B.

Exemple

$f_c = 2\,\mathrm{kHz} \Rightarrow f_{\mathrm{clk}} = 200\,\mathrm{kHz}$; passage à $f_c = 200\,\mathrm{Hz}$: $f_{\mathrm{clk}} = 20\,\mathrm{kHz}$, sans changer de composant.

Filtrage numérique

- **Moyenne glissante** sur M points : $MT_e = 20\,\text{ms}$ rejette le $50\,\text{Hz}$.
- **Récursif** : $y_n = y_{n-1} + \alpha(x_n - y_{n-1})$, $\tau \approx T_e/\alpha$; $\alpha = 1/2^k$: décalage.

À retenir

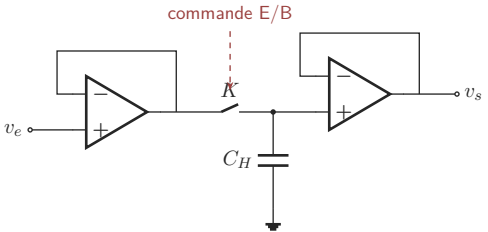
Filtre anti-repliement **analogique**, **avant** l'E/B, coupure $\approx f_{\max}$; ordre = compromis f_e / N. Le numérique complète, il ne corrige jamais un repliement.

Chapitre 5

Les convertisseurs CAN et CNA

Échantillonneur-bloqueur

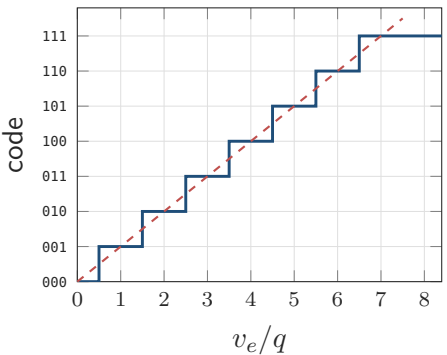
Échantillonneur-bloqueur



- **Acquisition** (K fermé) : $t_{\text{acq}} \geq RC_H \ln 2^{N+1}$: 7,6 τ (10 bits), 9 τ (12 bits).
- **Blocage** (K ouvert) : dérive I_{fuite}/C_H ; 10 nA, 1 nF $\Rightarrow$ 100 µV en 10 µs.
- **Incertitude d'ouverture** : $t_a \leq 1/(2\pi f\, 2^N)$; 1 kHz, 12 bits $\Rightarrow$ 39 ns.

Quantification

Quantum et caractéristique de transfert



$$q = \frac{V_{\mathrm{PE}}}{2^N}$$

- Codes de 0 à $2^N - 1$; max $V_{\mathrm{PE}} - q$.
- Erreur dans $\pm q/2$ (arrondi), valeur efficace $q/\sqrt{12}$.

$$\mathrm{RSB} = 6{,}02\,N + 1{,}76 \text{ dB}$$

$$\mathrm{ENOB} = \frac{\mathrm{SINAD} - 1{,}76}{6{,}02}$$

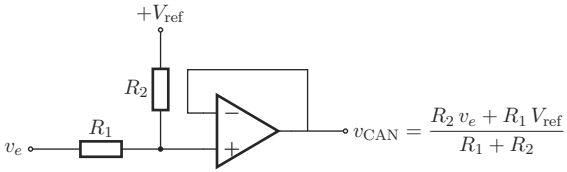
Ordres de grandeur et codes bipolaires

N	q (5 V)	RSB
8	19,5 mV	49,9 dB
10	4,88 mV	62,0 dB
12	1,22 mV	74,0 dB
16	76,3 µV	98,1 dB

3 bits, 8 V	décalé	cpl. à 2
+3 V	111	011
0 V	100	000
−1 V	011	111
−4 V	000	100

Binaire décalé ↔ complément à 2 : inverser le bit de poids fort.

CAN unipolaire, signal bipolaire



$R_1 = R_2$:

$$v_{\text{CAN}} = \frac{v_e + V_{\text{ref}}}{2}$$

$[-V_{\text{ref}}, V_{\text{ref}}] \rightarrow [0, V_{\text{ref}}]$

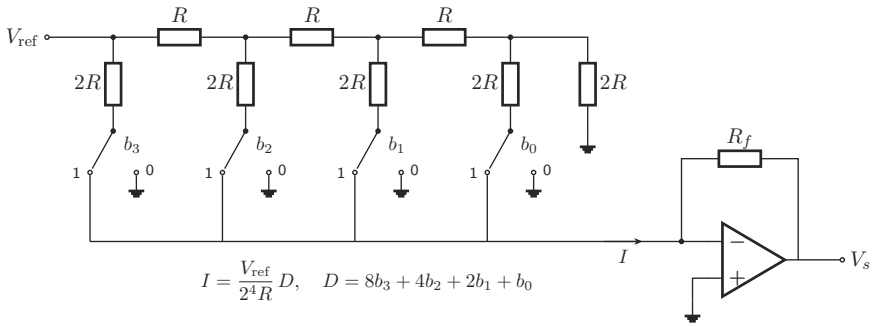
$$v_e = (2D - 2^N)\frac{V_{\text{ref}}}{2^N}$$

$\pm 10\,\text{V}$ vers $0\,\text{V}$ à $5\,\text{V}$

Coefficients 0,25 et 0,5 : il faut une **troisième résistance** à la masse (Millman) : $R_1 = R_3 = 20\,\text{k}\Omega$, $R_2 = 10\,\text{k}\Omega$ vers $5\,\text{V}$.

Convertisseurs numérique-analogique

CNA à réseau R-2R



- Résistance vue de chaque nœud vers la droite : $2R \Rightarrow$ le courant se divise par deux à chaque nœud.
- $V_s = -\dfrac{R_f}{R} V_{\text{ref}} \dfrac{D}{2^N}$; deux valeurs seulement (le réseau pondéré exige un rapport 2^{N-1}).
- Défauts : décalage, gain, DNL (< -1 LSB : non monotone), INL, temps d'établissement, glitch.

Convertisseurs analogique-numérique

Approximations successives (SAR)

- Recherche **dichotomique** : bit à 1 conservé si $V_{\text{CNA}} \leq v_e$.
- N cycles d'horloge ; E/B indispensable.
- 8–18 bits, $10\,\text{kHz}$–$5\,\text{MHz}$: **microcontrôleurs**.

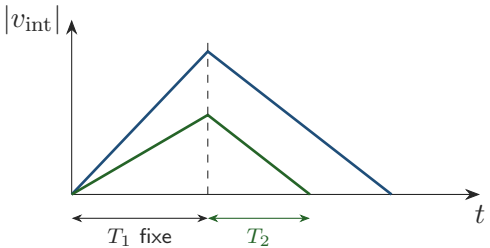
4 bits, $5\,\text{V}$, $v_e = 3{,}3\,\text{V}$

essai	V_{CNA}	test	bit
1000	2,5	$\leq$	1
1100	3,75	$>$	0
1010	3,125	$\leq$	1
1011	3,4375	$>$	0

Résultat `1010` $= 10 \rightarrow 3{,}125\,\text{V}$.

Flash, double rampe, sigma-delta

- **Flash** : $2^N - 1$ comparateurs, un coup d'horloge ; 6–8 bits.
- **Double rampe** : $T_2 = T_1\, v_e / V_{\text{ref}}$, indépendant de R, C, horloge ; $T_1 = 20\,\text{ms}$ rejette le $50\,\text{Hz}$.
- **Sigma-delta** : suréchantillonnage (OSR 64–256), mise en forme du bruit, filtre numérique ; 16–24 bits.



Type	Résolution	Cadence	Usage
Flash	6–8 bits	100 MHz–5 GHz	oscilloscope
SAR	8–18 bits	10 kHz–5 MHz	microcontrôleurs
Sigma-delta	16–24 bits	10 Hz–1 MHz	audio, pesage
Double rampe	12–20 bits	1 Hz à 100 Hz	multimètres

Choisir un CAN

1. **Résolution** : $N \geq \log_2(\text{EM}/\text{résolution}) + 1$ à 2 bits de marge.
2. **Cadence** : $f_e > 2f_{\max}$ par voie, $\times$ nombre de voies multiplexées.
3. **Entrée** : uni/bipolaire, simple/différentielle, impédance (temps d'acquisition).
4. **Référence** : interne/externe, dérive, ratiométrique.
5. **Interface** : intégré, SPI, I^2C, parallèle.

Exemple

CAN 8 bits, $10\,\text{V}$: 256 états, $q = 39{,}1\,\text{mV}$. 12 bits : 4096 états, $q = 2{,}44\,\text{mV}$.

Chapitre 6

Mise en pratique : PIC18F45K22, Proteus et CCS C

Le PIC18F45K22 et son CAN

Le PIC18F45K22 pour l'acquisition

- Oscillateur interne $16\,\text{MHz}$ ($64\,\text{MHz}$ avec PLL) ; cycle $= 4/F_{\text{osc}}$.
- 32 Ko de programme, 1536 o de RAM, 256 o d'EEPROM (coefficients d'étalonnage).
- **CAN 10 bits SAR**, MUX 28 voies (AN0–AN27), E/B intégré.
- Référence interne **FVR** : $1{,}024\,\text{V}$, $2{,}048\,\text{V}$ ou $4{,}096\,\text{V}$; CNA 5 bits.
- Timers 0 à 6 (cadencement), 2 UART, SPI, I^{2}C.

$$N = \left\lfloor 1024\,\frac{v_e - V_{\text{REF}-}}{V_{\text{REF}+} - V_{\text{REF}-}} \right\rfloor, \qquad q = 4{,}88\,\text{mV sous } 5\,\text{V}$$

Registres et chronologie d'une conversion

ANSELx	broche en entrée analogique (TRIS à 1)
ADCON0	CHS (voie), GO/$\overline{\text{DONE}}$, ADON
ADCON1	PVCFG (AVDD, VREF+, FVR), NVCFG (AVSS, VREF−)
ADCON2	ADFM (justification), ACQT (acquisition auto), ADCS (horloge T_{AD})

1. Choisir la voie ; **attendre** T_{ACQ} (charge de C_{HOLD}, $\approx 7{,}6\,\tau$).
2. GO $= 1$: conversion $\approx 11\,T_{\text{AD}}$; $T_{\text{AD}} = 16/F_{\text{osc}} = 1\,\mu\text{s} \Rightarrow 11\,\mu\text{s}$.
3. Fin (GO $= 0$ ou ADIF) : lire ADRESH:ADRESL.

Attention

Jamais hors de $[V_{SS} - 0{,}3 ; V_{DD} + 0{,}3]$ V : protéger une sortie d'AOP alimenté en ± 15 V.

Programmation en CCS C

Les fonctions CCS essentielles

`#device ADC=10`	taille du résultat de `read_adc()`
`#use delay(internal=16MHz)`	horloge, pour `delay_ms()`, `delay_us()`
`#use rs232(baud=9600, UART1)`	liaison série ; `printf()`
`setup_adc_ports(sAN0)`	entrées analogiques
`setup_adc(ADC_CLOCK_DIV_16)`	horloge de conversion, mise en service
`set_adc_channel(0)`	choix de la voie
`read_adc()`	lance, attend, rend le résultat
`lcd_init()`, `lcd_putc()`	afficheur (`lcd.c`)

Vérifier les noms de constantes dans `18F45K22.h` selon la version du compilateur.

Premier programme : voltmètre

```
setup_adc_ports(sAN0);           // RA0/AN0 en entrée analogique, réf. VDD/VSS
setup_adc(ADC_CLOCK_DIV_16);     // TAD = 16/Fosc = 1 µs à 16 MHz
set_adc_channel(0);
delay_us(10);                    // temps d'acquisition après sélection de la voie

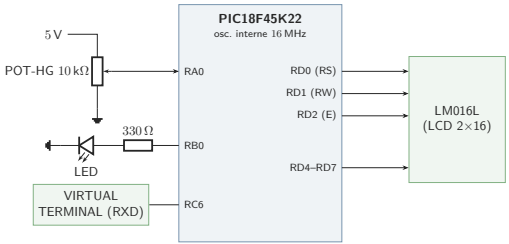
lcd_init();
printf(lcd_putc, "\fCAN PIC18F45K22");
printf("Mesure de tension sur AN0\r\n");

while (TRUE) {
   code = read_adc();            // lance la conversion et attend la fin
   v = code * VREF / 1024.0;     // q = VREF / 2^10
   printf(lcd_putc, "\nN=%4lu V=%4.2fV", code, v);
   printf("N = %4lu   V = %4.3f V\r\n", code, v);
   output_toggle(LED);           // témoin de fonctionnement
   delay_ms(500);
}
```

Simulation sous Proteus

Démarche sous Proteus ISIS

1. Schéma : `PIC18F45K22`, `LM016L`, `POT-HG`, `RES`, `TL084`, `LED-RED`.
2. Instruments : `DC VOLTMETER`, oscilloscope, `VIRTUAL TERMINAL` (RC6, 9600 bauds).
3. Propriétés du PIC : fichier `.cof`/`.hex`, horloge $16\,\text{MHz}$.
4. Simuler, agir sur les composants interactifs.

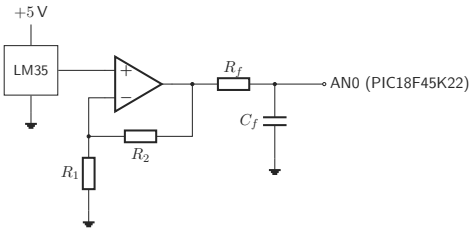


Limites

Alimentation du PIC implicite, AOP à alimenter. Modèles idéalisés : la simulation valide la logique et les calculs, pas la métrologie.

Chaîne complète et étalonnage

Thermomètre à LM35 : dimensionnement



- LM35 : $10\,\text{mV}\,^\circ\text{C}^{-1}$; gain 5 ($R_1 = 10\,\text{k}\Omega$, $R_2 = 40\,\text{k}\Omega$) $\Rightarrow 50\,\text{mV}\,^\circ\text{C}^{-1}$, 0 V à 5 V.
- Résolution $4{,}88/50 = 0{,}098\,^\circ\text{C}$; moyenne de 16 conversions.
- RC $1\,\text{k}\Omega/10\,\mu\text{F}$ ($f_c = 16\,\text{Hz}$), réservoir pour l'échantillonneur.
- $\theta = 0{,}0977\,N$.

Thermomètre à LM35 : programme

```
#define VREF        5.0
#define SENSIB      0.050           // V/°C
      en entrée du CAN
#define NB_MOY      16              //
     moyenne de 16 conversions

unsigned int16 lire_moyenne(void)
{
   unsigned int32 somme = 0;
   unsigned int8 i;
   for (i = 0; i < NB_MOY; i++) {
      somme += read_adc();
      delay_us(50);
   }
   return (unsigned int16)((somme + NB_MOY
     / 2) / NB_MOY);   // arrondi
}
```

```
void main(void)
{
   unsigned int16 n;
   float theta;

   setup_adc_ports(sAN0);
   setup_adc(ADC_CLOCK_DIV_16);
   set_adc_channel(0);
   delay_us(10);
   lcd_init();

   while (TRUE) {
      n = lire_moyenne();
      theta = (n * VREF / 1024.0) / SENSIB;
        // °C
      printf(lcd_putc, "\fTemperature\n%5.1f %
    cC", theta, 0xDF);
      printf("%5.1f\r\n", theta);
      delay_ms(1000);
   }
}
```

Étalonnage en deux points

$$\theta = \theta_1 + (N - N_1)\,\frac{\theta_2 - \theta_1}{N_2 - N_1}$$

- Corrige l'erreur de **zéro** et l'erreur de **gain** (tolérances, décalages, référence).
- Ne corrige ni la non-linéarité, ni les dérives ultérieures, ni le bruit.
- Coefficients en EEPROM ; non-linéarité : polynôme ou table.

À retenir

Concevoir une chaîne = enchaîner les choix (capteur, excitation, A.I., filtre, CAN) puis **vérifier** par le calcul et la simulation que le cahier des charges est respecté.