Université de Douala
École Supérieure Technique La Salle

Chaîne d'instrumentation et d'acquisition

Du capteur au microcontrôleur :
conditionnement, amplification, filtrage et conversion

Support de cours

Classe : **IIA5**

Volume horaire : 36 h (CM 20 h — TD 8 h — TP 8 h)

Pr Moffo Lonla Bertrand

Année académique 2026–2027

Table des matières

Présentation du cours **4**

1 Généralités sur la chaîne d'acquisition de données **6**
1.1 Rôle d'une chaîne d'acquisition 6
1.2 Constitution d'une chaîne d'acquisition 6
1.3 Les capteurs 7
1.3.1 Capteurs actifs et passifs 7
1.3.2 Corps d'épreuve et capteurs composites 8
1.3.3 Exemple fil rouge : la sonde Pt100 8
1.4 Caractéristiques métrologiques 8
1.4.1 Caractéristique statique, étendue et sensibilité 8
1.4.2 Linéarité 8
1.4.3 Résolution, précision, justesse et fidélité 9
1.4.4 Caractéristiques dynamiques 9
1.4.5 Grandeurs d'influence 9
1.5 Erreurs et incertitudes de mesure 10
1.5.1 Erreurs systématiques et aléatoires 10
1.5.2 Incertitude-type et composition 10
1.6 Cahier des charges d'une chaîne de mesure 10
1.7 Exercices d'application 11

2 Structures de la chaîne d'acquisition ; sources de tension et de courant **12**
2.1 Structures des chaînes d'acquisition multivoies 12
2.1.1 Structure multiplexée 12
2.1.2 Structure à acquisition simultanée 13
2.1.3 Structure parallèle 13
2.2 Masses, mode commun et types d'entrées 13
2.2.1 Signaux référencés et signaux flottants 13
2.2.2 Liaison des capteurs résistifs : 2, 3 ou 4 fils 13
2.3 Sources de tension de référence 13
2.3.1 Référence à diode Zener 14
2.3.2 Références intégrées 14
2.4 Sources de courant 15
2.4.1 Intérêt 15
2.4.2 Source de courant à AOP, charge flottante 15
2.4.3 Source de Howland : charge à la masse 15
2.4.4 Source de courant à transistor et diode Zener 15
2.5 Miroirs de courant 16
2.5.1 Miroir simple 16
2.5.2 Miroir de Wilson 17
2.6 Synthèse : choix d'une excitation pour un capteur résistif 18

3 Étude des éléments de la chaîne : les amplificateurs 19
3.1 Rappels : montages de base à AOP idéal . . . 19
3.2 Limites de l'AOP réel . . . 19
3.3 Mode différentiel et mode commun . . . 20
3.4 Amplificateur différentiel à un AOP . . . 20
3.5 Amplificateur d'instrumentation (A.I.) . . . 21
3.5.1 Structure à trois AOP . . . 21
3.5.2 Amplificateurs d'instrumentation intégrés . . . 21
3.6 Amplificateur d'instrumentation programmable (A.I.P.) . . . 22
3.7 Le pont de Wheatstone . . . 22
3.8 Bilan d'erreur d'un étage d'amplification . . . 23

4 Étude des éléments de la chaîne : les filtres 24
4.1 Échantillonnage et repliement spectral . . . 24
4.1.1 Spectre d'un signal échantillonné . . . 24
4.2 Le filtre anti-repliement . . . 25
4.2.1 Rôle et gabarit . . . 25
4.2.2 Choix de l'ordre . . . 25
4.3 Approximations et gabarits . . . 26
4.4 Réalisation des filtres actifs . . . 27
4.4.1 Cellule du premier ordre . . . 27
4.4.2 Cellule de Sallen-Key . . . 27
4.4.3 Cellule de Rauch (contre-réactions multiples) . . . 28
4.4.4 Filtres à fréquence de coupure programmable . . . 28
4.4.5 Filtres à capacités commutées . . . 30
4.5 Filtrage numérique élémentaire . . . 32

5 Étude des éléments de la chaîne : les CAN et CNA 33
5.1 De l'analogique au numérique . . . 33
5.2 L'échantillonneur-bloqueur . . . 33
5.3 Quantification et codage . . . 34
5.3.1 Quantum, pleine échelle et caractéristique de transfert . . . 34
5.3.2 Bruit de quantification et résolution effective . . . 34
5.3.3 Codes unipolaires et bipolaires . . . 35
5.3.4 Transformer un CAN unipolaire en CAN bipolaire . . . 35
5.4 Convertisseurs numérique-analogique (CNA) . . . 35
5.4.1 CNA à résistances pondérées . . . 35
5.4.2 CNA à réseau R-2R . . . 36
5.4.3 Caractéristiques d'un CNA . . . 36
5.5 Convertisseurs analogique-numérique (CAN) . . . 36
5.5.1 CAN parallèle (flash) . . . 36
5.5.2 CAN à approximations successives (SAR) . . . 36
5.5.3 CAN à intégration (simple et double rampe) . . . 37
5.5.4 CAN sigma-delta ($\Sigma\Delta$) . . . 37
5.5.5 Comparaison . . . 38
5.6 Choix d'un CAN : méthode . . . 38

6 Mise en pratique : PIC18F45K22, Proteus et CCS C 39
6.1 Le microcontrôleur PIC18F45K22 . . . 39
6.2 Le module de conversion analogique-numérique . . . 39
6.2.1 Organisation . . . 39
6.2.2 Registres de configuration . . . 40
6.2.3 Chronologie d'une conversion . . . 40

6.3 Programmation avec le compilateur CCS C 41
6.3.1 Structure d'un programme 41
6.3.2 Premier programme : voltmètre 41
6.4 Simulation sous Proteus 42
6.5 Exemple de chaîne complète : thermomètre à LM35 42
6.5.1 Cahier des charges et dimensionnement 43
6.5.2 Programme 43
6.6 Étalonnage d'une chaîne 44

Présentation du cours

Objectifs pédagogiques

À la fin de ce cours, vous serez capable de :

— **définir le cahier des charges d'une chaîne de mesure** : grandeur à mesurer, étendue, résolution, précision, bande passante, environnement ;

— **analyser les spécifications** (notices constructeur) des composants d'une chaîne de mesure : capteurs, références de tension, sources de courant, amplificateurs, filtres, convertisseurs ;

— **gérer l'interaction des éléments de la chaîne** : adaptation des niveaux et des impédances, réjection du mode commun, repliement spectral, bilan des erreurs et de la résolution résultante ;

— **réaliser et valider** une chaîne complète de mesure de température (PT100) autour d'un microcontrôleur PIC18F45K22, simulée sous Proteus et programmée avec le compilateur CCS C.

Prérequis

Électronique analogique (lois de Kirchhoff, diodes, transistors bipolaires, amplificateur opérationnel), notions de traitement du signal (spectre, fonction de transfert, diagramme de Bode), électronique numérique (codage binaire) et programmation des microcontrôleurs en langage C.

Progression 2026–2027

Séance	Contenu	CM	TD	TP
1	Généralités sur la chaîne d'acquisition de données (ch. 1) — TD 1	3	1	
2	Structures de la chaîne d'acquisition ; sources de tension et de courant, miroir de courant (ch. 2) — TP 1	2		2
3	Éléments de la chaîne : les amplificateurs (ch. 3) — TD 3	3	1	
4	Éléments de la chaîne : les filtres (ch. 4) — TD 4	3	1	
5	Éléments de la chaîne : les CAN et CNA (ch. 5) — TD 5	3	1	
6	Mise en pratique : PIC18F45K22, Proteus et CCS (ch. 6) — TP 2	2		2
7	TP chaîne d'acquisition : mesure de température (PT100) — TP 3			4
8	Mini-projet sur l'instrumentation et l'acquisition (**CC**)			
9	Suite et fin du TP, correction du mini-projet — TD 6 (révision)		2	2

Organisation du document

Ch. 1

Généralités : constitution d'une chaîne d'acquisition, capteurs, caractéristiques métrologiques, erreurs et incertitudes, cahier des charges.

Ch. 2
Structures de la chaîne (multiplexée, simultanée, parallèle), mode commun et masses ; sources de tension de référence, sources de courant et miroirs de courant.

Ch. 3
Les amplificateurs : AOP réel, amplificateur différentiel, amplificateur d'instrumentation (A.I.), amplificateur programmable (A.I.P.), pont de Wheatstone.

Ch. 4
Les filtres : repliement spectral, filtre anti-repliement, gabarits et approximations, cellules de Sallen-Key et de Rauch, filtres à capacités commutées.

Ch. 5
Les convertisseurs : échantillonneur-bloqueur, quantification, CNA (pondéré, R-2R), CAN (flash, approximations successives, rampe, sigma-delta), conversion bipolaire.

Ch. 6
Mise en pratique : module CAN du PIC18F45K22, compilateur CCS C, simulation sous Proteus, chaîne complète de mesure de température et étalonnage.

Les fiches de TD, de TP, le contrôle continu et le mini-projet (avec leurs corrigés) font l'objet de documents séparés qui renvoient aux numéros de ce support.

Évaluation

Un contrôle continu : le mini-projet de la séance 8 (dossier de conception, simulation Proteus et soutenance), complété le cas échéant par un contrôle sur table ; les comptes rendus de TP ; l'examen de fin de semestre.

Bibliographie

— G. Asch et coll., *Acquisition de données : du capteur à l'ordinateur*, 3e éd., Dunod, 2011.
— G. Asch et coll., *Les capteurs en instrumentation industrielle*, 8e éd., Dunod, 2017.
— P. Horowitz, W. Hill, *The Art of Electronics*, 3e éd., Cambridge University Press, 2015.
— W. Kester (dir.), *Data Conversion Handbook*, Analog Devices / Newnes, 2005.
— C. Kitchin, L. Counts, *A Designer's Guide to Instrumentation Amplifiers*, 3e éd., Analog Devices, 2006.
— Microchip, *PIC18(L)F2X/4XK22 Data Sheet*, DS40001412.
— Custom Computer Services, *CCS C Compiler Reference Manual*.
— BIPM, *Évaluation des données de mesure — Guide pour l'expression de l'incertitude de mesure* (GUM), JCGM 100 :2008.

Chapitre 1

Généralités sur la chaîne d'acquisition de données

1.1 Rôle d'une chaîne d'acquisition

Une chaîne d'acquisition recueille les informations nécessaires à la connaissance et au contrôle d'un procédé ; elle délivre ces informations sous une forme appropriée à leur exploitation (affichage, enregistrement, régulation, transmission). Les grandeurs physiques à connaître (température, pression, débit, force, niveau, courant…) sont, dans leur immense majorité, *analogiques*, alors que leur traitement est aujourd'hui confié à un *calculateur numérique* (microcontrôleur, automate, PC). La chaîne d'acquisition est le pont entre ces deux mondes.

Définition 1.1 — Mesurande, mesure, chaîne de mesure

Le **mesurande** m est la grandeur physique particulière que l'on cherche à mesurer. La **mesure** est l'ensemble des opérations ayant pour but de déterminer la valeur de m. La **chaîne de mesure** (ou d'instrumentation) est l'ensemble des dispositifs qui transforment le mesurande en une information exploitable ; lorsque cette information est numérique et traitée par un calculateur, on parle de **chaîne d'acquisition de données**.

1.2 Constitution d'une chaîne d'acquisition

La figure 1.1 présente l'organisation la plus courante, dite *multiplexée* : plusieurs voies de mesure partagent une chaîne commune d'amplification et de conversion.

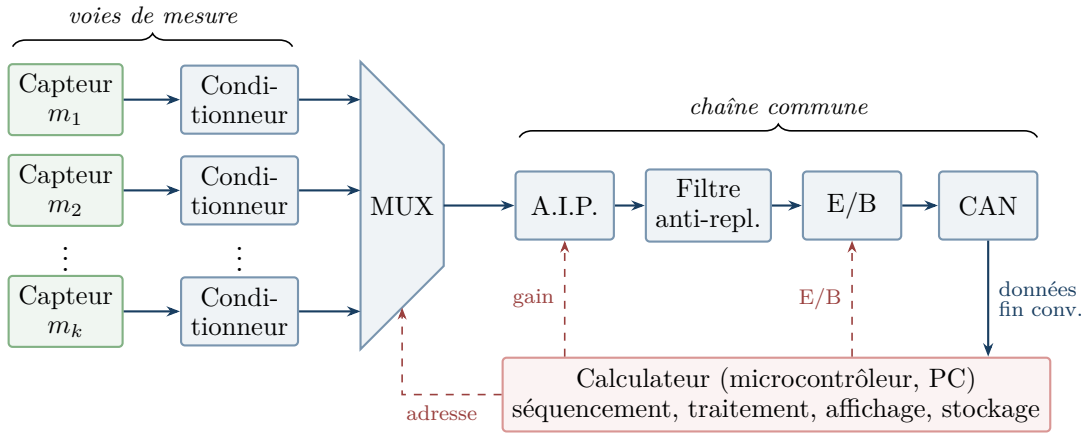


FIGURE 1.1 – Synoptique d'une chaîne d'acquisition multivoie (structure multiplexée).

Le rôle de chaque bloc est le suivant :

Capteur
convertit le mesurande m en une grandeur électrique s (tension, courant, charge, résistance, capacité…).

Conditionneur
transforme la grandeur électrique du capteur en une *tension* ; il fournit éventuellement l'énergie nécessaire au capteur (source de courant, pont de Wheatstone) et peut assurer une première amplification, une linéarisation ou une compensation (soudure froide d'un thermocouple, câblage 3 ou 4 fils d'une sonde à résistance).

Multiplexeur analogique (MUX)
sélectionne, parmi les k voies, celle qui sera convertie ; c'est un ensemble d'interrupteurs analogiques commandés par une adresse issue du calculateur.

Amplificateur d'instrumentation programmable (A.I.P.)
amplifie la tension *différentielle* de la voie sélectionnée en rejetant la tension de mode commun ; son gain, choisi par le calculateur, adapte le signal de chaque voie à la pleine échelle du CAN.

Filtre anti-repliement
limite la bande passante du signal à moins de la moitié de la fréquence d'échantillonnage (théorème de Shannon) et réduit le bruit hors bande.

Échantillonneur-bloqueur (E/B)
prélève la valeur du signal à un instant précis et la maintient constante pendant toute la durée de la conversion.

Convertisseur analogique-numérique (CAN)
transforme la tension maintenue en un mot binaire de N bits.

Calculateur
séquence les opérations (adresse du MUX, gain, commande de l'E/B, lancement de la conversion), lit le résultat, puis le traite : conversion en unités physiques, linéarisation, correction des dérives, filtrage numérique, affichage, stockage, transmission ou régulation.

> **Remarque** Dans un microcontrôleur moderne tel que le PIC18F45K22 (chapitre 6), le multiplexeur, l'échantillonneur-bloqueur et le CAN sont *intégrés* : le concepteur conserve la responsabilité du conditionnement, de l'amplification et du filtrage anti-repliement, ainsi que du choix de la référence de tension.

Une chaîne de **restitution** (ou de commande) suit le chemin inverse : le calculateur produit un mot numérique, un convertisseur numérique-analogique (CNA) le transforme en tension, un filtre de lissage supprime les marches et un amplificateur de puissance commande l'actionneur.

1.3 Les capteurs

1.3.1 Capteurs actifs et passifs

Définition 1.2 — Capteur actif, capteur passif

Un **capteur actif** fonctionne en générateur : il convertit directement une partie de l'énergie du mesurande en énergie électrique (thermocouple : effet Seebeck ; quartz piézoélectrique ; photodiode : effet photovoltaïque ; capteur à induction). Un **capteur passif** est une impédance dont l'un des paramètres dépend du mesurande (résistance d'une sonde platine, d'une thermistance ou d'une jauge de contrainte, capacité d'un capteur d'humidité, inductance d'un capteur de déplacement) ; il nécessite une **source d'énergie extérieure** fournie par le conditionneur.

Mesurande	Capteur	Type	Grandeur de sortie
Température	thermocouple K	actif	f.é.m. ($\approx 41\,\mu\mathrm{V\,^\circ C^{-1}}$)
Température	sonde Pt100 (RTD)	passif	résistance ($0{,}385\,\Omega\,^\circ\mathrm{C}^{-1}$)
Température	thermistance CTN	passif	résistance (forte, non linéaire)
Température	LM35 (circuit intégré)	—	tension ($10\,\mathrm{mV\,^\circ C^{-1}}$)
Force, pression	jauges en pont	passif	tension différentielle (mV/V)
Éclairement	photodiode	actif	courant
Accélération	accéléromètre piézoélectrique	actif	charge
Humidité	capteur capacitif	passif	capacité

1.3.2 Corps d'épreuve et capteurs composites

Lorsque le mesurande n'agit pas directement sur un élément sensible, on interpose un **corps d'épreuve** qui le transforme en une grandeur intermédiaire (mesurande secondaire) : une membrane convertit une pression en déformation, mesurée par des jauges ; un ressort convertit une force en déplacement. On parle alors de **capteur composite**.

1.3.3 Exemple fil rouge : la sonde Pt100

La sonde Pt100 est une résistance en platine qui vaut $100\,\Omega$ à $0\,^\circ\mathrm{C}$. Sur une étendue modérée, sa résistance est quasi linéaire :

$$R(\theta) = R_0\,(1 + a\,\theta), \qquad R_0 = 100\,\Omega, \quad a = 3{,}85 \times 10^{-3}\,^\circ\mathrm{C}^{-1}. \tag{1.1}$$

La loi exacte (norme CEI 60751, de $0\,^\circ\mathrm{C}$ à $850\,^\circ\mathrm{C}$) est $R(\theta) = R_0(1 + A\theta + B\theta^2)$ avec $A = 3{,}9083 \times 10^{-3}\,^\circ\mathrm{C}^{-1}$ et $B = -5{,}775 \times 10^{-7}\,^\circ\mathrm{C}^{-2}$. Sa sensibilité vaut $R_0 a = 0{,}385\,\Omega\,^\circ\mathrm{C}^{-1}$: une variation de $1\,^\circ\mathrm{C}$ ne modifie la résistance que de $0{,}385\,\Omega$, d'où la nécessité d'un conditionnement soigné. Pour limiter l'auto-échauffement, le courant de mesure est de l'ordre de $1\,\mathrm{mA}$ ($0{,}1\,\mathrm{mA}$ pour une Pt1000).

1.4 Caractéristiques métrologiques

1.4.1 Caractéristique statique, étendue et sensibilité

Définition 1.3 — Étendue de mesure, sensibilité

L'**étendue de mesure** (EM) est la différence entre les valeurs extrêmes du mesurande pour lesquelles les spécifications du capteur sont garanties : $\mathrm{EM} = m_{\max} - m_{\min}$. La **sensibilité** est la pente de la caractéristique de transfert $s = f(m)$ autour d'un point de fonctionnement :

$$S = \left.\frac{\Delta s}{\Delta m}\right|_{m_0}. \tag{1.2}$$

Elle s'exprime en unité de sortie par unité de mesurande ($\Omega\,^\circ\mathrm{C}^{-1}$, $\mathrm{mV\,kPa^{-1}}\ldots$). La sensibilité d'une chaîne de plusieurs éléments en série est le *produit* des sensibilités de ses éléments.

1.4.2 Linéarité

Un capteur est **linéaire** si sa sensibilité est indépendante du mesurande. On caractérise l'écart à la linéarité par la plus grande différence entre la caractéristique réelle et la *droite des moindres carrés*, rapportée à la pleine échelle de sortie :

$$\varepsilon_{\mathrm{lin}} = \frac{\max_i |s_i - (\hat{a}\,m_i + \hat{b})|}{s_{\mathrm{PE}}} \times 100\ \%, \qquad \hat{a} = \frac{\sum (m_i - \bar{m})(s_i - \bar{s})}{\sum (m_i - \bar{m})^2}, \quad \hat{b} = \bar{s} - \hat{a}\,\bar{m}. \tag{1.3}$$

Exemple — Étalonnage d'un capteur de température

Un étalonnage donne les points suivants :

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

La régression donne $\hat{a} = 0{,}4003\,\text{mV}\,^\circ\text{C}^{-1}$ et $\hat{b} = -0{,}014\,\text{mV}$. Les écarts à la droite valent 0,01 ; 0,11 ; 0,00 ; −0,20 ; −0,11 ; 0,19 mV. L'écart maximal, 0,20 mV, rapporté à la pleine échelle 40,0 mV, donne une erreur de linéarité de 0,51 % EM, soit $0{,}20/0{,}4003 \approx 0{,}5\,^\circ\text{C}$.

1.4.3 Résolution, précision, justesse et fidélité

Définition 1.4 — Résolution

La **résolution** est la plus petite variation du mesurande qui produit une variation perceptible de la sortie. Pour une chaîne numérique, elle est limitée par le quantum du CAN ramené à l'entrée : $\Delta m_{\min} = q/S_{\text{chaîne}}$.

Définition 1.5 — Justesse, fidélité, exactitude

- La **fidélité** (répétabilité) est l'aptitude à donner des résultats voisins pour des mesures répétées d'un même mesurande ; elle est liée aux erreurs *aléatoires* (écart-type).
- La **justesse** est l'aptitude à donner des résultats dont la moyenne est proche de la valeur vraie ; elle est liée aux erreurs *systématiques*.
- L'**exactitude** (souvent appelée précision) qualifie un instrument à la fois juste et fidèle.

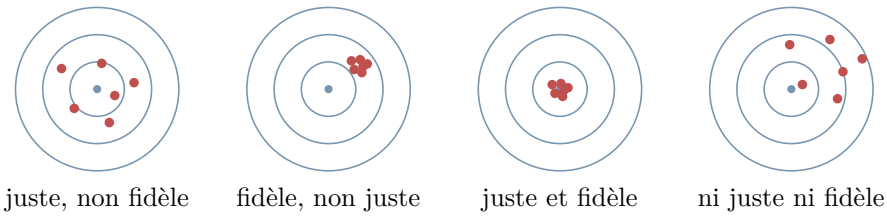


FIGURE 1.2 – Justesse et fidélité : le centre de la cible représente la valeur vraie.

1.4.4 Caractéristiques dynamiques

Un capteur ne répond pas instantanément. Beaucoup de capteurs (sondes de température notamment) se comportent comme des systèmes du **premier ordre** de constante de temps τ : à un échelon de mesurande, la sortie atteint 63 % de sa valeur finale en τ et 95 % en 3τ ; la bande passante à −3 dB vaut $f_c = 1/(2\pi\tau)$. D'autres (accéléromètres, capteurs de force) sont du **second ordre**, caractérisés par une fréquence propre f_0 et un coefficient d'amortissement ξ. La bande passante du capteur fixe la bande utile du signal, donc la fréquence d'échantillonnage minimale (chapitre 4).

1.4.5 Grandeurs d'influence

Les **grandeurs d'influence** sont des grandeurs physiques autres que le mesurande qui modifient la sortie : température ambiante (dérive du zéro et de la sensibilité), tension d'alimentation, humidité, champs électromagnétiques, vibrations. On les combat par la conception (montages différentiels, ponts, compensation), par le choix des composants (faible coefficient de température) et par l'étalonnage.

1.5 Erreurs et incertitudes de mesure

1.5.1 Erreurs systématiques et aléatoires

L'**erreur de mesure** est la différence entre la valeur mesurée et la valeur vraie (inconnue). On distingue :

— les **erreurs systématiques**, qui se reproduisent identiquement d'une mesure à l'autre : erreur de zéro (offset), erreur de gain, non-linéarité, auto-échauffement, résistance des fils de liaison. Elles se corrigent par *étalonnage* ;

— les **erreurs aléatoires**, imprévisibles : bruit thermique, bruit de quantification, parasites. Elles se réduisent en *moyennant* n mesures (l'écart-type de la moyenne est divisé par $\sqrt{n}$).

1.5.2 Incertitude-type et composition

La norme (GUM) exprime le résultat sous la forme $m = \bar{m} \pm U$, où U est l'**incertitude élargie**. On évalue d'abord l'incertitude-type u_i de chaque source :

— **type A** (statistique) : écart-type expérimental de la moyenne $u = s/\sqrt{n}$;

— **type B** (autres informations) : pour une erreur bornée par $\pm\Delta$ avec une loi uniforme (tolérance constructeur), $u = \Delta/\sqrt{3}$; pour la quantification d'un CAN de quantum q (erreur dans $\pm q/2$), $u = q/\sqrt{12}$.

Si les sources sont indépendantes et exprimées dans la même unité, l'incertitude-type composée et l'incertitude élargie sont :

$$u_c = \sqrt{\sum_i u_i^2}, \qquad U = k\,u_c \quad (k = 2 \text{ pour un niveau de confiance d'environ } 95\,\%). \tag{1.4}$$

Exemple — Bilan d'incertitude d'une mesure à la Pt100

On mesure $\theta \approx 80\,^\circ\text{C}$ avec une sonde Pt100 de classe A (tolérance $\pm(0{,}15 + 0{,}002\,|\theta|)\ ^\circ\text{C}$), un conditionneur dont l'erreur résiduelle après étalonnage est bornée par $\pm 0{,}2\,^\circ\text{C}$, et un CAN de 12 bits couvrant $0\,^\circ\text{C}$ à $100\,^\circ\text{C}$ (quantum $q = 100/4096 = 0{,}024\,^\circ\text{C}$).

— Sonde : $\Delta = 0{,}15 + 0{,}002 \times 80 = 0{,}31\,^\circ\text{C}$, $u_1 = 0{,}31/\sqrt{3} = 0{,}179\,^\circ\text{C}$.

— Conditionneur : $u_2 = 0{,}2/\sqrt{3} = 0{,}115\,^\circ\text{C}$.

— Quantification : $u_3 = 0{,}024/\sqrt{12} = 0{,}007\,^\circ\text{C}$ (négligeable).

$u_c = \sqrt{0{,}179^2 + 0{,}115^2 + 0{,}007^2} = 0{,}213\,^\circ\text{C}$, d'où $U = 2u_c \approx 0{,}43\,^\circ\text{C}$. Le résultat s'écrit $\theta = (80{,}0 \pm 0{,}4)\ ^\circ\text{C}$. On constate qu'augmenter le nombre de bits du CAN n'améliorerait rien : c'est la sonde qui limite.

À retenir

La résolution d'une chaîne (le quantum ramené à l'entrée) n'est pas sa précision. Un afficheur à 4 chiffres derrière une sonde de tolérance $0{,}3\,^\circ\text{C}$ n'affiche que des chiffres sans signification au-delà du dixième de degré.

1.6 Cahier des charges d'une chaîne de mesure

Concevoir une chaîne d'acquisition, c'est d'abord en rédiger le **cahier des charges**. Il précise :

1. **le mesurande et son environnement** : nature, étendue de mesure, milieu (liquide, gaz, solide), conditions ambiantes (température, humidité, perturbations électromagnétiques), distance capteur–calculateur ;
2. **les performances statiques** : résolution, incertitude maximale admissible, linéarité, stabilité à long terme ;

3. **les performances dynamiques** : bande passante du mesurande, temps de réponse, cadence d'acquisition (f_e), nombre de voies et simultanéité des prélèvements ;
4. **les contraintes d'exploitation** : forme de la sortie (affichage, liaison série, bus de terrain), alarmes, alimentation, consommation, coût, isolement galvanique, sécurité.

Ces exigences se traduisent ensuite en spécifications de chaque bloc : sensibilité et courant du capteur, gain et réjection de l'amplificateur, fréquence de coupure et ordre du filtre, nombre de bits et fréquence d'échantillonnage du CAN.

Exemple — Du cahier des charges aux spécifications

On veut mesurer la température d'une huile de transformateur entre 0 °C et 100 °C avec une résolution de 0,1 °C, la température évoluant lentement (constante de temps de plusieurs minutes), avec un CAN de pleine échelle $V_{\mathrm{PE}} = 5\,\mathrm{V}$.

— **Nombre de bits** : il faut distinguer $100/0{,}1 = 1000$ niveaux, donc $2^N \geq 1000$, soit $N \geq 10$. On choisit un CAN de 12 bits pour garder une marge (bruit, gain non ajusté exactement).

— **Gain du conditionnement** : la sortie doit couvrir 0 V à 5 V quand θ couvre 0 °C à 100 °C, soit une sensibilité globale de $50\,\mathrm{mV\,°C^{-1}}$. Avec une Pt100 alimentée à 1 mA, la sensibilité du capteur est $0{,}385\,\mathrm{mV\,°C^{-1}}$: le gain nécessaire vaut $50/0{,}385 \approx 130$, après suppression de la tension de 100 mV présente à 0 °C (pont ou soustracteur).

— **Fréquence d'échantillonnage** : le signal utile ne dépasse pas quelques dixièmes de hertz ; $f_e = 10\,\mathrm{Hz}$ suffit largement, ce qui permet en plus de moyenner pour réduire le bruit. Le filtre anti-repliement peut être un simple RC de fréquence de coupure de l'ordre de 1 Hz (il atténue aussi le 50 Hz du secteur).

1.7 Exercices d'application

1. Classer les capteurs suivants en actifs ou passifs : thermocouple, Pt1000, jauge de contrainte, photodiode en mode photovoltaïque, capteur capacitif d'humidité, sonde à effet Hall.
2. Une Pt100 parcourue par 1 mA est reliée par deux fils de cuivre de $0{,}5\,\Omega$ chacun. Quelle erreur de température cela introduit-il ? Comment la supprimer ?
3. Un capteur de constante de temps 2 s est plongé dans un bain : au bout de combien de temps l'erreur dynamique devient-elle inférieure à 1 % de l'échelon ?

Réponses : 1) actifs : thermocouple, photodiode photovoltaïque ; passifs (nécessitent une alimentation) : Pt1000, jauge, capteur capacitif, sonde à effet Hall (alimentée par un courant de commande). 2) $R_{\mathrm{fils}} = 1\,\Omega$ équivaut à $1/0{,}385 = 2{,}6\,°\mathrm{C}$ d'erreur systématique ; montage 3 ou 4 fils (chapitre 2). 3) $t = \tau \ln 100 \approx 4{,}6\,\tau = 9{,}2\,\mathrm{s}$.

Chapitre 2

Structures de la chaîne d'acquisition ; sources de tension et de courant

2.1 Structures des chaînes d'acquisition multivoies

Lorsque plusieurs grandeurs doivent être acquises, trois organisations sont possibles (figure 2.1). Le choix résulte d'un compromis entre le coût, la cadence d'acquisition et la *simultanéité* des prélèvements.

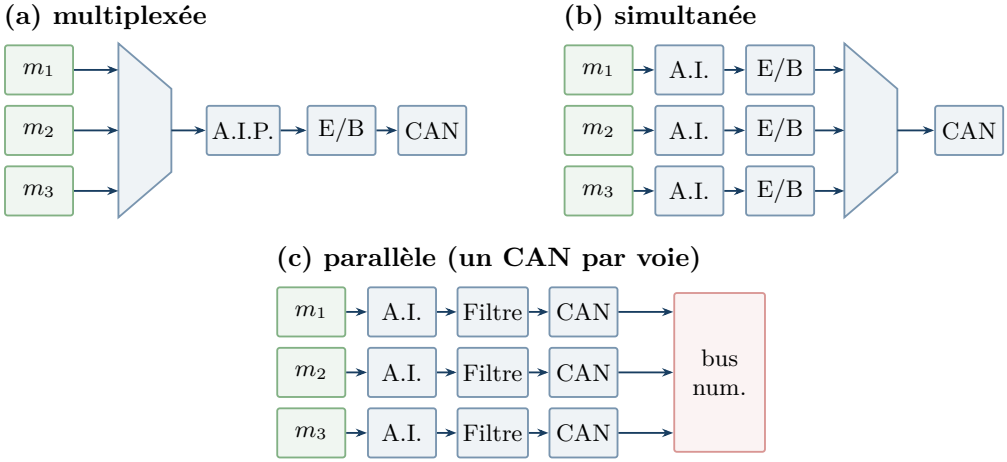


FIGURE 2.1 – Structures de chaînes d'acquisition multivoies.

2.1.1 Structure multiplexée

Une seule chaîne d'amplification, d'échantillonnage et de conversion est partagée par les k voies grâce au multiplexeur analogique (figure 2.1a). C'est la structure la plus économique et celle des microcontrôleurs. Pour chaque voie, le cycle comprend : la commutation du multiplexeur (t_{mux}), l'établissement de l'amplificateur programmable après changement de voie et de gain ($t_{\text{ét}}$), l'acquisition par l'échantillonneur-bloqueur (t_{acq}) et la conversion (t_{conv}). La fréquence d'échantillonnage maximale *par voie* est donc :

$$f_{e,\max} = \frac{1}{k\,(t_{\text{mux}} + t_{\text{ét}} + t_{\text{acq}} + t_{\text{conv}})}. \tag{2.1}$$

Exemple — Cadence d'une chaîne multiplexée

$k = 8$ voies, $t_{\text{mux}} = 1\,\mu\text{s}$, $t_{\text{ét}} = 4\,\mu\text{s}$, $t_{\text{acq}} = 2\,\mu\text{s}$, $t_{\text{conv}} = 10\,\mu\text{s}$. Un cycle par voie dure $17\,\mu\text{s}$; le tour des 8 voies dure $136\,\mu\text{s}$, soit $f_{e,\max} = 7{,}35\,\text{kHz}$ par voie ($58{,}8\,\text{kHz}$ au total). Par le théorème de Shannon, la bande utile de chaque voie est donc limitée à moins de $3{,}7\,\text{kHz}$. Les voies 1 et 8

sont prélevées à $7 \times 17\,\mu s = 119\,\mu s$ d'écart.

2.1.2 Structure à acquisition simultanée

Lorsque les grandeurs doivent être comparées *au même instant* (mesure de puissance $p = u\,i$, déphasage, analyse vibratoire), le décalage temporel de la structure multiplexée est inacceptable. On place alors un échantillonneur-bloqueur par voie, tous commandés en même temps (figure 2.1b) : les valeurs figées sont ensuite converties l'une après l'autre. Il faut que la dérive (*droop*) des bloqueurs reste négligeable pendant les k conversions.

2.1.3 Structure parallèle

Chaque voie possède sa propre chaîne complète jusqu'au CAN (figure 2.1c). C'est la plus coûteuse, mais elle autorise la cadence maximale sur chaque voie, des gains et filtres adaptés à chaque capteur et un isolement entre voies. Une variante moderne place un CAN sigma-delta au plus près du capteur et transmet les données par un bus numérique (multiplexage *numérique*).

2.2 Masses, mode commun et types d'entrées

2.2.1 Signaux référencés et signaux flottants

Une source de signal est **référencée** lorsque l'une de ses bornes est reliée à une masse (souvent celle du procédé, distincte de celle de la carte d'acquisition) ; elle est **flottante** (non référencée) lorsqu'aucune de ses bornes n'est reliée à une masse : thermocouple isolé, pont de jauges alimenté par une source isolée, transformateur.

Entre la masse du capteur et celle du système d'acquisition, distantes de plusieurs mètres, existe une différence de potentiel V_{mc} (courants de retour, couplage au secteur) : c'est une **tension de mode commun**. Une entrée *asymétrique* (référencée à la masse de la carte) mesure $v_{capteur} + V_{mc}$: l'erreur peut dépasser le signal utile, qui ne vaut souvent que quelques millivolts. De plus, relier les deux masses par le blindage crée une **boucle de masse** parcourue par des courants parasites.

À retenir

On utilise une entrée **différentielle** (amplificateur d'instrumentation, chapitre 3) qui mesure $v_+ - v_-$ et rejette V_{mc}. Pour une source flottante, on relie chaque entrée à la masse par une résistance de forte valeur ($10\,k\Omega$ à $100\,k\Omega$) afin de fournir un chemin aux courants de polarisation de l'amplificateur.

2.2.2 Liaison des capteurs résistifs : 2, 3 ou 4 fils

Les fils de liaison d'une sonde à résistance ajoutent leur résistance r à celle du capteur. En montage **2 fils** (figure 2.2a), la tension mesurée vaut $(R_\theta + 2r)I$: avec $r = 0{,}5\,\Omega$ par fil, l'erreur vaut $2r/(R_0 a) = 1/0{,}385 \approx 2{,}6\,°C$, et elle varie avec la température du câble. En montage **4 fils** (ou Kelvin, figure 2.2b), deux fils amènent le courant et deux autres, qui ne sont parcourus par aucun courant (entrée à haute impédance), mesurent la tension directement aux bornes de la sonde : l'erreur disparaît. Le montage **3 fils**, utilisé avec un pont de Wheatstone, place un fil dans chacune des deux branches adjacentes du pont : leurs effets se compensent.

2.3 Sources de tension de référence

La référence de tension fixe l'échelle du CAN et, souvent, l'excitation des capteurs : toute dérive de la référence est une erreur de *gain* de toute la chaîne. Une bonne référence se caractérise par sa **tolérance initiale**, son **coefficient de température** (en ppm/°C), son bruit, sa stabilité à long terme et sa régulation de ligne et de charge.

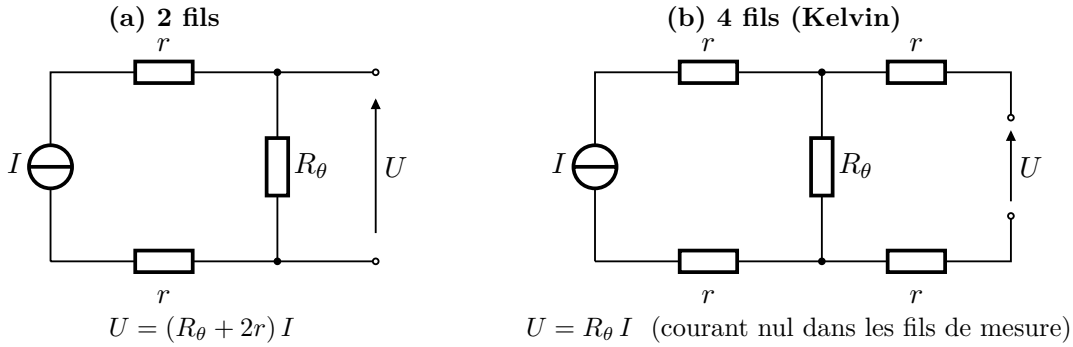


FIGURE 2.2 – Liaison d'une sonde à résistance : (a) 2 fils, (b) 4 fils.

2.3.1 Référence à diode Zener

La diode Zener polarisée en inverse maintient à ses bornes une tension V_Z à peu près indépendante du courant (figure 2.3). La résistance R_Z fixe le courant $I = (V_{CC} - V_Z)/R_Z$, qui doit rester dans la plage spécifiée par le constructeur. La résistance dynamique de la diode r_Z transmet une partie des variations de V_{CC} : $\Delta V_Z \approx \Delta V_{CC}\, r_Z/(R_Z + r_Z)$. Un AOP monté en **suiveur** isole la référence de la charge. Les diodes de $V_Z \approx 5{,}6\,\text{V}$ ont le plus faible coefficient de température, car l'effet Zener (coefficient négatif) et l'effet d'avalanche (positif) s'y compensent.

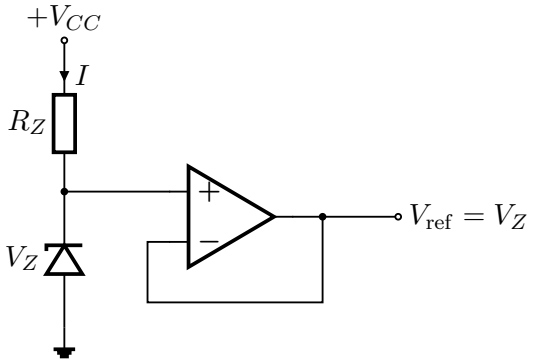


FIGURE 2.3 – Référence de tension à diode Zener et suiveur.

2.3.2 Références intégrées

Les références intégrées « à bande interdite » (*bandgap*) additionnent une tension V_{BE} (coefficient $\approx -2\,\text{mV}\,^\circ\text{C}^{-1}$) et une tension proportionnelle à la température absolue pour obtenir $\approx 1{,}23\,\text{V}$ quasi indépendant de la température ; une amplification interne fournit 2,5 V, 4,096 V ou 5 V (LM4040, REF02, ADR4xx). Les valeurs 1,024 V, 2,048 V et 4,096 V donnent un quantum « rond » (1 mV pour 12 bits et 4,096 V). Le PIC18F45K22 possède une telle référence interne (FVR, chapitre 6).

Exemple — Influence de la dérive de la référence

Un CAN 12 bits utilise une référence de 5 V de coefficient 10 ppm/°C. Pour une variation de température ambiante de 30 °C, la référence dérive de 300 ppm, soit 1,5 mV. Le quantum valant $5/4096 = 1{,}22\,\text{mV}$, la dérive représente plus d'un quantum en pleine échelle : le 12e bit n'est significatif que si l'ambiance est maîtrisée ou si l'on adopte une mesure *ratiométrique* (même source pour l'excitation du capteur et la référence du CAN : la dérive se simplifie).

2.4 Sources de courant

2.4.1 Intérêt

Un capteur résistif alimenté par un **courant constant** I délivre une tension $U = R(\theta)\,I$ proportionnelle à sa résistance, donc linéaire en θ si $R(\theta)$ l'est. Avec une alimentation en tension à travers une résistance, la relation devient homographique ($U = E\,R/(R + R_s)$) et donc non linéaire. Une source de courant idéale a une résistance interne infinie : son courant ne dépend pas de la charge. Une source réelle est caractérisée par :

— sa **résistance de sortie** R_o (variation du courant avec la tension de sortie : $\Delta I = \Delta U/R_o$) ;

— sa **plage de conformité** (*compliance*) : la plage de tension de charge dans laquelle le courant reste constant, qui fixe la résistance de charge maximale.

2.4.2 Source de courant à AOP, charge flottante

L'AOP impose $v_- = v_+ = V_{\text{ref}}$: le courant dans R vaut $I = V_{\text{ref}}/R$, et, l'entrée inverseuse n'absorbant aucun courant, ce même courant traverse la charge R_{ch} placée dans la boucle de contre-réaction (figure 2.4). Il est indépendant de R_{ch} tant que l'AOP ne sature pas : $V_{\text{ref}} + R_{\text{ch}} I \leq V_{\text{sat}}$. Inconvénient : la charge n'a aucune borne à la masse.

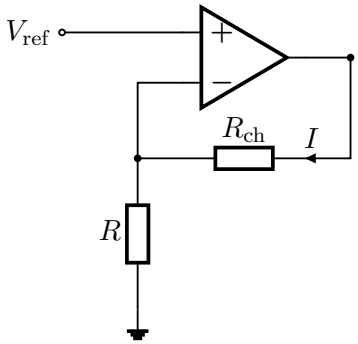


FIGURE 2.4 – Source de courant à AOP (charge flottante) : $I = V_{\text{ref}}/R$.

Exemple

$V_{\text{ref}} = 1{,}000\,\text{V}$, $R = 1\,\text{k}\Omega$ (0,1 %) : $I = 1{,}000\,\text{mA}$, adapté à une Pt100. Avec une alimentation $\pm 15\,\text{V}$ ($V_{\text{sat}} \approx 13\,\text{V}$), la charge peut atteindre $(13 - 1)/1\,\text{mA} = 12\,\text{k}\Omega$.

2.4.3 Source de Howland : charge à la masse

Le montage de Howland (figure 2.5) délivre un courant dans une charge reliée à la masse. Avec un AOP idéal, $v_- = v_+ = v_L$ et $v_s = v_L(1 + R_4/R_3)$. La loi des nœuds en v_+ donne :

$$I_{\text{ch}} = \frac{V_e - v_L}{R_1} + \frac{v_s - v_L}{R_2} = \frac{V_e}{R_1} + v_L\left(\frac{R_4}{R_2 R_3} - \frac{1}{R_1}\right). \tag{2.2}$$

Si $R_4/R_3 = R_2/R_1$, le terme en v_L s'annule : $I_{\text{ch}} = V_e/R_1$, indépendant de la charge. Si une seule résistance s'écarte de ε (relatif) de sa valeur nominale, la conductance de sortie vaut ε/R : la résistance de sortie tombe à R/ε ($10\,\text{M}\Omega$ pour $R = 10\,\text{k}\Omega$ et $\varepsilon = 0{,}1$ %). L'appariement des résistances est donc essentiel (réseaux de résistances appairées).

2.4.4 Source de courant à transistor et diode Zener

Dans le montage de la figure 2.6, la diode Zener fixe le potentiel de base du transistor PNP à $V_{CC} - V_Z$. L'émetteur est à $V_{CC} - V_Z + V_{EB}$, d'où le courant d'émetteur, quasiment égal au courant

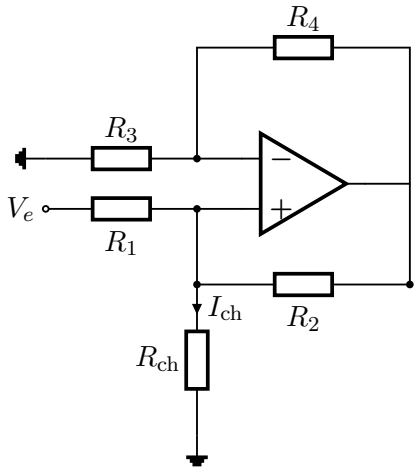


FIGURE 2.5 – Source de courant de Howland.

de collecteur :

$$I \approx \frac{V_Z - V_{EB}}{R_E}. \tag{2.3}$$

R_B polarise la diode Zener. Le courant ne dépend pas de R_{ch} tant que le transistor n'est pas saturé, c'est-à-dire tant que $R_{\text{ch}} I \leq V_{CC} - V_Z + V_{EB} - V_{EC,\text{sat}}$.

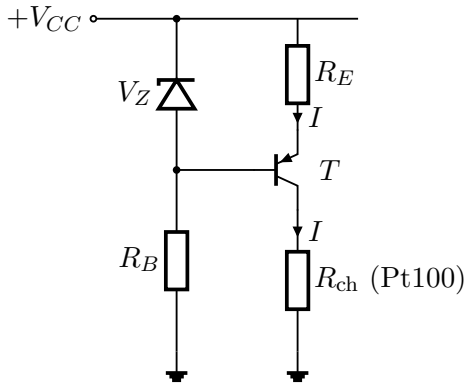


FIGURE 2.6 – Source de courant à transistor PNP et diode Zener.

Exemple — Excitation d'une Pt100

$V_{CC} = 12\,\text{V}$, $V_Z = 3{,}3\,\text{V}$, $V_{EB} = 0{,}6\,\text{V}$, $R_E = 2{,}7\,\text{k}\Omega$: $I = 2{,}7/2{,}7 = 1{,}0\,\text{mA}$. L'émetteur est à $9{,}3\,\text{V}$; avec $V_{EC,\text{sat}} = 0{,}3\,\text{V}$, la charge peut atteindre $9\,\text{k}\Omega$. Défaut : V_{EB} varie de $-2\,\text{mV}\,^\circ\text{C}^{-1}$, donc I dérive de $2\,\text{mV}/2{,}7\,\text{V} \approx 0{,}07\,\%\,^\circ\text{C}^{-1}$, ce qui, pour une Pt100, équivaut à environ $0{,}2\,^\circ\text{C}$ d'erreur par degré de variation de l'ambiance. On y remédie en plaçant une diode en série avec la Zener (compensation de V_{EB}) ou en préférant une source à AOP.

2.5 Miroirs de courant

2.5.1 Miroir simple

Le miroir de courant (figure 2.7) recopie un courant de référence I_{ref} dans une charge. T_1, monté en diode (collecteur relié à la base), impose sa tension V_{BE} à T_2. Si les deux transistors sont identiques et à la même température, ils ont le même courant de collecteur I_C. En notant β le gain en courant :

$$I_{\text{ref}} = I_C + 2\frac{I_C}{\beta} \quad \Longrightarrow \quad I_S = I_C = \frac{I_{\text{ref}}}{1 + 2/\beta}, \qquad I_{\text{ref}} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R}. \tag{2.4}$$

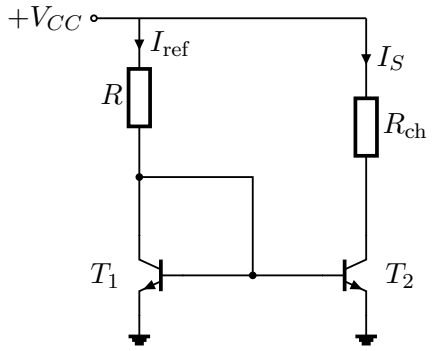


FIGURE 2.7 – Miroir de courant simple.

Ses limites sont :

— l'erreur de recopie due à β (2 % pour $\beta = 100$) ;

— l'**effet Early** : le courant de T_2 croît avec V_{CE2}. La résistance de sortie vaut $r_o = V_A/I_S$ où V_A est la tension d'Early ;

— l'appariement des transistors : un écart de 1 mV sur V_{BE} produit un écart de 4 % sur le courant ($I_C \propto e^{V_{BE}/U_T}$, $U_T = 26\,\text{mV}$). On utilise des transistors appairés sur une même puce, ou des résistances d'émetteur R_E qui imposent $I_S/I_{\text{ref}} \approx R_{E1}/R_{E2}$ (miroir *dégénéré*, permettant aussi un rapport de recopie différent de 1).

Exemple — Miroir simple

$V_{CC} = 12\,\text{V}$, $V_{BE} = 0{,}7\,\text{V}$, $R = 11{,}3\,\text{k}\Omega$, $\beta = 100$, $V_A = 100\,\text{V}$. $I_{\text{ref}} = 11{,}3/11{,}3 = 1{,}00\,\text{mA}$; $I_S = 1/1{,}02 = 0{,}980\,\text{mA}$. La résistance de sortie vaut $r_o = 100/0{,}98 \times 10^{-3} \approx 100\,\text{k}\Omega$: si la tension aux bornes de T_2 varie de 10 V, le courant varie de 0,1 mA, soit 10 %. Insuffisant pour une mesure !

2.5.2 Miroir de Wilson

Le miroir de Wilson (figure 2.8) ajoute un transistor T_3 et une contre-réaction : si I_S tend à augmenter, le courant de T_2, recopié dans T_1, augmente, ce qui abaisse le potentiel de base de T_3 et réduit I_S. On obtient :

$$I_S = I_{\text{ref}}\left(1 - \frac{2}{\beta^2 + 2\beta + 2}\right), \qquad R_o \approx \frac{\beta\, r_o}{2}. \tag{2.5}$$

Avec $\beta = 100$, l'erreur de recopie tombe à 0,02 % et la résistance de sortie passe de 100 kΩ à environ 5 MΩ : une variation de 10 V ne modifie plus le courant que de 2 µA (0,2 %). Le prix à payer est une tension minimale aux bornes de la source plus élevée ($V_{BE} + V_{CE,\text{sat}}$).

> **Remarque — Miroirs MOS et sources intégrées** Les mêmes structures existent en technologie MOS (pas d'erreur due au courant de grille). Des sources de courant intégrées (LM334, REF200) délivrent directement 100 µA à 200 µA réglables, avec un coefficient de température spécifié, et sont fréquemment utilisées pour exciter les sondes Pt1000.

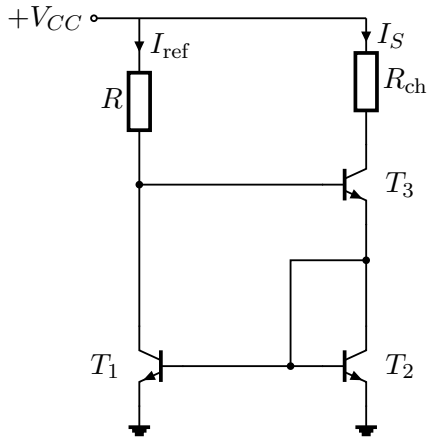


FIGURE 2.8 – Miroir de courant de Wilson.

2.6 Synthèse : choix d'une excitation pour un capteur résistif

Solution	Avantages	Inconvénients
Tension + résistance série	simple	non linéaire, sensible aux variations d'alimentation
Pont de Wheatstone (ch. 3)	supprime le décalage à θ_0, montage 3 fils	non linéaire (sauf petites variations), sortie différentielle
Source à AOP (charge flottante)	précise (V_{ref}/R)	charge non reliée à la masse
Source de Howland	charge à la masse	appariement des résistances critique
Transistor + Zener	économique, unipolaire	dérive thermique de V_{BE}
Miroir de Wilson	forte R_o, intégrable	appariement des transistors

Chapitre 3

Étude des éléments de la chaîne : les amplificateurs

Les signaux délivrés par les capteurs sont faibles (de quelques microvolts à quelques centaines de millivolts), souvent superposés à une tension de mode commun importante et à des parasites. L'amplificateur doit porter le signal utile à la pleine échelle du CAN *sans* amplifier ces perturbations et sans ajouter d'erreurs propres (décalage, dérive, bruit) supérieures à la résolution recherchée.

3.1 Rappels : montages de base à AOP idéal

Avec un AOP idéal en régime linéaire ($v_+ = v_-$, courants d'entrée nuls) :

Montage	Relation	Impédance d'entrée
Suiveur	$s = e$	infinie
Non inverseur	$s = (1 + R_2/R_1)\, e$	infinie
Inverseur	$s = -(R_2/R_1)\, e$	R_1
Sommateur inverseur	$s = -R_f\,(e_1/R_1 + e_2/R_2 + \dots)$	R_i par entrée
Soustracteur ($R_4/R_3 = R_2/R_1$)	$s = (R_2/R_1)(e_1 - e_2)$	finie, différente sur chaque entrée
Intégrateur	$s = -\frac{1}{RC}\int e\,\mathrm{d}t$	R

3.2 Limites de l'AOP réel

Définition 3.1 — Principaux défauts de l'AOP

- **Tension de décalage** V_{os} (*offset*) : tension différentielle à appliquer pour annuler la sortie ; elle est amplifiée par le gain en bruit $1 + R_2/R_1$ et dérive avec la température ($\mu\mathrm{V\,°C^{-1}}$).
- **Courants de polarisation** I_b et de décalage I_{os} : ils créent des chutes de tension dans les résistances de source.
- **Produit gain–bande** (GBW) : la bande passante d'un montage de gain G vaut $f_c \approx \mathrm{GBW}/G$.
- **Vitesse de balayage** (*slew rate*, SR) : pente maximale de la sortie ; une sinusoïde d'amplitude V_m n'est pas déformée si $2\pi f V_m < \mathrm{SR}$.
- **Taux de réjection du mode commun** (CMRR) et **de l'alimentation** (PSRR).
- **Bruit** en tension ($\mathrm{nV}/\sqrt{\mathrm{Hz}}$) et en courant ($\mathrm{pA}/\sqrt{\mathrm{Hz}}$).

AOP	V_{os} typ.	dérive	GBW	SR
TL084 (JFET, usage général)	3 mV	$18\,\mu\mathrm{V\,°C^{-1}}$	3 MHz	$13\,\mathrm{V\,\mu s^{-1}}$
OP07 (précision)	30 µV	$0{,}3\,\mu\mathrm{V\,°C^{-1}}$	0,6 MHz	$0{,}3\,\mathrm{V\,\mu s^{-1}}$

Exemple — Le décalage ramené en degrés

Une Pt100 alimentée à 1 mA a une sensibilité de 0,385 mV °C^{-1}. Le décalage d'un TL084 (3 mV), ramené à l'entrée, équivaut à $3/0{,}385 \approx 7{,}8$ °C d'erreur ! Celui d'un OP07 (≈ 75 µV au maximum) n'équivaut plus qu'à 0,19 °C. Pour un signal faible, il faut un amplificateur de *précision* ou un étalonnage du zéro.

3.3 Mode différentiel et mode commun

Définition 3.2 — Tensions et gains de mode différentiel et de mode commun

Un amplificateur à deux entrées e_1 et e_2 reçoit une tension **différentielle** et une tension de **mode commun** :

$$v_d = e_1 - e_2, \qquad v_{\text{mc}} = \frac{e_1 + e_2}{2}. \tag{3.1}$$

Sa sortie s'écrit $s = A_d\, v_d + A_{\text{mc}}\, v_{\text{mc}}$. Le **taux de réjection du mode commun** (TRMC, ou CMRR) est

$$\text{TRMC} = \left|\frac{A_d}{A_{\text{mc}}}\right|, \qquad \text{TRMC}_{\text{dB}} = 20 \log_{10} \left|\frac{A_d}{A_{\text{mc}}}\right|, \tag{3.2}$$

et l'on écrit aussi $s = A_d\,(v_d + v_{\text{mc}}/\text{TRMC})$: le mode commun produit la même erreur qu'une tension différentielle $v_{\text{mc}}/\text{TRMC}$.

Exemple

Un pont de jauges alimenté sous 10 V délivre $v_d = 10$ mV à pleine charge, avec un mode commun de 5 V. Pour que l'erreur due au mode commun reste inférieure à 0,1 % de la pleine échelle (10 µV), il faut $\text{TRMC} \geq 5/10^{-5} = 5 \times 10^5$, soit 114 dB.

3.4 Amplificateur différentiel à un AOP

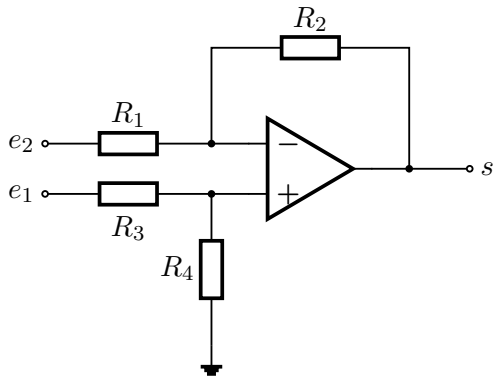


FIGURE 3.1 – Amplificateur différentiel (soustracteur) à un AOP.

Par superposition, avec un AOP idéal (figure 3.1) :

$$s = \frac{R_4}{R_3 + R_4}\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) e_1 - \frac{R_2}{R_1}\, e_2. \tag{3.3}$$

Si $R_4/R_3 = R_2/R_1$, on obtient $s = \dfrac{R_2}{R_1}(e_1 - e_2)$: le gain de mode commun est nul. En pratique, les résistances ont une tolérance relative ε ; dans le cas le plus défavorable, le TRMC dû au seul déséquilibre des résistances vaut

$$\text{TRMC} \approx \frac{1 + A_d}{4\,\varepsilon}. \tag{3.4}$$

Pour $A_d = 10$ et des résistances à 1 %, TRMC ≈ 275 (49 dB) ; à 0,1 %, 2750 (69 dB). De plus, les impédances d'entrée sont faibles (R_1 sur e_2, $R_3 + R_4$ sur e_1) et *différentes* : la résistance de source du capteur s'ajoute à R_1 ou R_3 et dégrade l'équilibre. Ce montage ne convient donc pas aux capteurs à forte impédance ni aux signaux faibles.

3.5 Amplificateur d'instrumentation (A.I.)

Définition 3.3 — Amplificateur d'instrumentation

Un amplificateur d'instrumentation est un amplificateur différentiel à **très forte impédance d'entrée** sur les deux entrées, à **gain précis** réglé par une seule résistance R_G, et à **TRMC élevé** (80 dB à 130 dB). Il est disponible sous forme intégrée (INA128, AD620, INA125…).

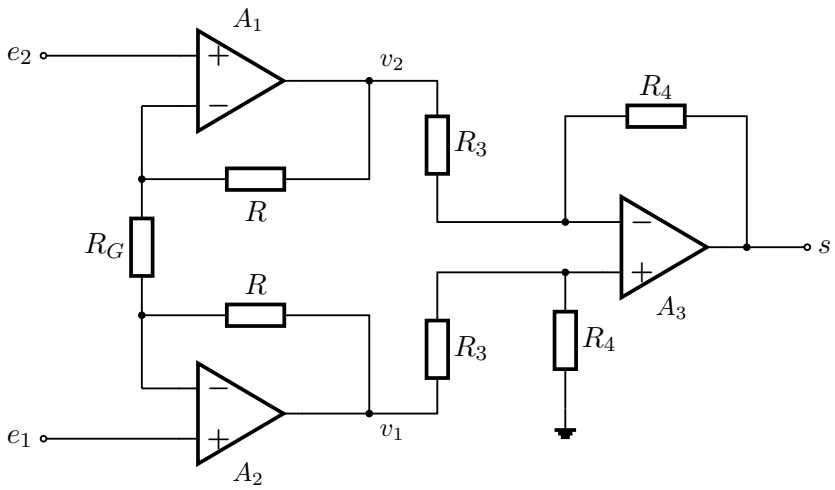


FIGURE 3.2 – Amplificateur d'instrumentation à trois AOP.

3.5.1 Structure à trois AOP

L'étage d'entrée (A_1, A_2) est formé de deux amplificateurs non inverseurs couplés par R_G (figure 3.2). Les entrées inverseuses recopient e_1 et e_2, donc R_G est parcourue par $i = (e_1 - e_2)/R_G$, qui traverse aussi les deux résistances R :

$$v_1 - v_2 = (R + R_G + R)\, i = \left(1 + \frac{2R}{R_G}\right)(e_1 - e_2). \tag{3.5}$$

Si $e_1 = e_2 = v_{\text{mc}}$, aucun courant ne circule dans R_G et $v_1 = v_2 = v_{\text{mc}}$: l'étage d'entrée amplifie la tension différentielle par $1 + 2R/R_G$ mais transmet le mode commun avec un gain *unité*. Le soustracteur A_3 élimine ensuite le mode commun. Le gain total vaut :

$$G = \left(1 + \frac{2R}{R_G}\right)\frac{R_4}{R_3}. \tag{3.6}$$

Comme le mode commun n'est pas amplifié par le premier étage, le TRMC global est multiplié par le gain du premier étage. Les entrées attaquent directement les bornes non inverseuses : l'impédance d'entrée est très élevée et égale sur les deux voies.

3.5.2 Amplificateurs d'instrumentation intégrés

Les résistances internes sont ajustées au laser ; seule R_G est externe :

Circuit	Gain	Remarques
INA128 / INA129	$G = 1 + 50\,\text{k}\Omega/R_G$	décalage de quelques dizaines de µV, TRMC $\geq 120\,\text{dB}$ ($G \geq 100$)
AD620	$G = 1 + 49{,}4\,\text{k}\Omega/R_G$	faible consommation
INA125	$G = 4 + 60\,\text{k}\Omega/R_G$	référence de tension intégrée pour exciter un pont

La broche **REF** de ces circuits fixe le potentiel de sortie pour une entrée différentielle nulle : en la portant à 2,5 V, on centre la sortie dans la plage d'un CAN unipolaire de 0 V à 5 V pour un signal bipolaire.

Exemple — Choix de R_G

On veut $G = 100$ avec un INA128 : $R_G = 50\,\text{k}\Omega/99 = 505\,\Omega$. La valeur normalisée la plus proche (série E96) est $499\,\Omega$, qui donne $G = 101{,}2$; l'écart de 1,2 % est corrigé par étalonnage logiciel.

3.6 Amplificateur d'instrumentation programmable (A.I.P.)

Dans une chaîne multiplexée, les voies délivrent des signaux d'amplitudes très différentes (un thermocouple : quelques millivolts ; un capteur de position : plusieurs volts). L'**amplificateur programmable** (PGA) adapte son gain à chaque voie sur ordre du calculateur, de sorte que chaque signal occupe au mieux la pleine échelle du CAN : la résolution relative est ainsi préservée sur toutes les voies. Le gain est sélectionné par un mot numérique qui commute, par des interrupteurs analogiques, le réseau de résistances de gain (par exemple gains 1, 10, 100, 1000 pour le PGA204 ; gains binaires 1, 2, 4, 8 pour d'autres). Après chaque changement de voie ou de gain, il faut attendre le **temps d'établissement** de l'A.I.P. avant d'échantillonner (équation 2.1).

> **Remarque — Amplificateur d'isolement** Lorsque le capteur est porté à un potentiel élevé (mesure sur un réseau électrique, électrode médicale) ou lorsque les masses sont très éloignées, on utilise un **amplificateur d'isolement** : le signal traverse une barrière galvanique (transformateur, optocoupleur, couplage capacitif) qui supporte plusieurs kilovolts de mode commun. Cette solution protège aussi les personnes et le matériel.

3.7 Le pont de Wheatstone

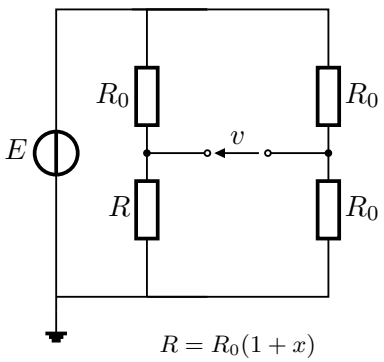


FIGURE 3.3 – Pont de Wheatstone en quart de pont.

Le pont permet de mesurer une faible *variation* de résistance en supprimant la tension présente au point de repos. Avec un seul élément sensible $R = R_0(1 + x)$ (quart de pont, figure 3.3) :

$$v = E\left(\frac{R}{R + R_0} - \frac{1}{2}\right) = \frac{E}{4}\,\frac{x}{1 + x/2} \approx \frac{E\,x}{4} \quad (x \ll 1). \tag{3.7}$$

Le pont est équilibré ($v = 0$) pour $x = 0$, c'est-à-dire $R = R_0$. La relation n'est pas linéaire : l'erreur relative de linéarité vaut environ $x/2$.

Montage	éléments actifs	v	linéarité
Quart de pont	1	$\approx Ex/4$	erreur $\approx x/2$
Demi-pont (deux éléments en sens opposés, même branche)	2	$Ex/2$	linéaire
Pont complet (quatre éléments)	4	Ex	linéaire

Exemple — Jauge de contrainte et Pt100 en pont

Jauge de facteur $K = 2$ soumise à une déformation de $1000\,\mu\mathrm{m\,m^{-1}}$: $x = K\varepsilon = 2 \times 10^{-3}$. Sous $E = 10\,\mathrm{V}$, $v \approx 5\,\mathrm{mV}$ et l'erreur de linéarité n'est que de 0,1 %. **Pt100** à 100 °C : $x = a\theta = 0{,}385$; $v/E = 0{,}0807$ au lieu de 0,0963 pour la loi linéaire : l'écart atteint 19 %. Pour un capteur à forte variation relative, on préfère l'alimentation par source de courant (chapitre 2) ou une linéarisation logicielle.

À retenir

La sortie d'un pont est **différentielle** et portée à un mode commun d'environ $E/2$: on la relie à un **amplificateur d'instrumentation**. Pour une mesure **ratiométrique**, on alimente le pont avec la référence du CAN : le résultat numérique $N \propto v/V_{\mathrm{ref}} \propto x$ ne dépend plus de E.

3.8 Bilan d'erreur d'un étage d'amplification

Pour chaque source d'erreur, on calcule son équivalent *à l'entrée* (en volts, puis en unité du mesurande) afin de comparer des grandeurs homogènes :

Source	Erreur ramenée à l'entrée
Décalage	V_{os} (corrigeable par étalonnage du zéro)
Dérive du décalage	$(\mathrm{d}V_{os}/\mathrm{d}T)\,\Delta T$
Courant de polarisation	$I_b \times R_{\mathrm{source}}$
Mode commun	$v_{\mathrm{mc}}/\mathrm{TRMC}$
Erreur de gain	$\varepsilon_G \times v_d$ (corrigeable par étalonnage de la pente)
Bruit	$e_n\sqrt{\mathrm{bande}}$ (efficace)

Les erreurs indépendantes se composent quadratiquement (chapitre 1) ; le résultat est comparé au quantum du CAN ramené à l'entrée.

Chapitre 4

Étude des éléments de la chaîne : les filtres

4.1 Échantillonnage et repliement spectral

4.1.1 Spectre d'un signal échantillonné

Échantillonner un signal $x(t)$ à la fréquence $f_e = 1/T_e$, c'est ne retenir que les valeurs $x(nT_e)$. Dans le domaine fréquentiel, le spectre du signal échantillonné est le spectre de $x(t)$ *répété périodiquement* tous les f_e :

$$X_e(f) = \frac{1}{T_e} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} X(f - k f_e). \tag{4.1}$$

Si le signal possède des composantes au-delà de $f_e/2$, les motifs se chevauchent : c'est le **repliement spectral** (*aliasing*). Une composante de fréquence f apparaît, après échantillonnage, à la fréquence $|f - k f_e|$ la plus proche de zéro : elle devient indiscernable d'un signal réel de basse fréquence.

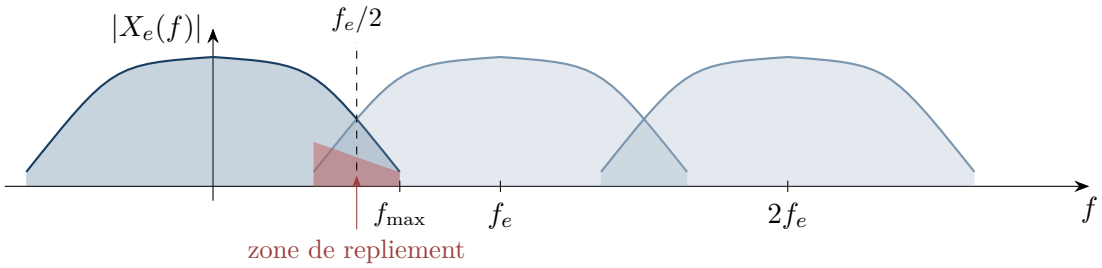


FIGURE 4.1 – Spectre d'un signal échantillonné : si $f_{\max} > f_e/2$, les motifs se recouvrent.

Théorème 4.1 — Shannon–Nyquist

Un signal dont le spectre est nul au-delà de $f_{\max}$ est entièrement déterminé par ses échantillons si

$$f_e > 2 f_{\max}. \tag{4.2}$$

La fréquence $f_e/2$ est appelée **fréquence de Nyquist**.

Exemple — Une fréquence fantôme

Un signal sinusoïdal de 9 kHz échantillonné à $f_e = 10$ kHz fournit exactement les mêmes échantillons qu'une sinusoïde de $|9 - 10| = 1$ kHz (figure 4.2). De même, le ronflement à 50 Hz du secteur échantillonné à 48 Hz apparaît comme une oscillation lente à 2 Hz, que le calculateur prendra pour une variation réelle du mesurande.

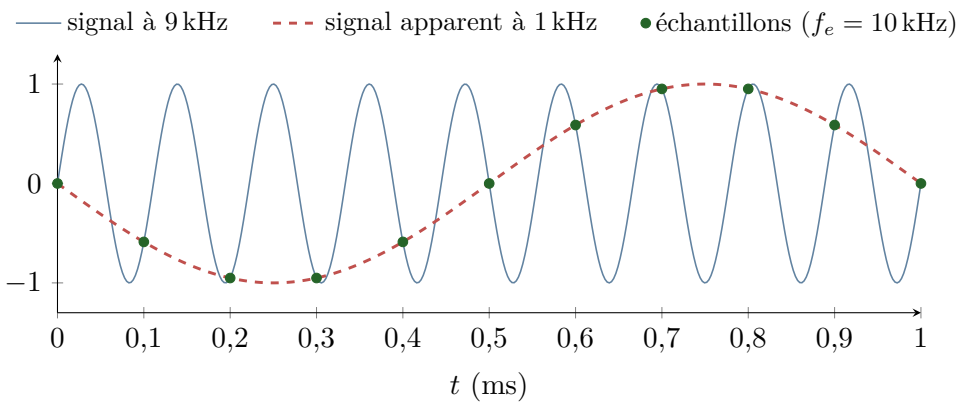


FIGURE 4.2 – Repliement : les échantillons d'une sinusoïde de 9 kHz sont ceux d'une sinusoïde de 1 kHz.

Attention

Le repliement est **irréversible** : aucun traitement numérique ne permet, après coup, de séparer la composante repliée du signal utile. Le filtrage doit donc être **analogique** et placé **avant** l'échantillonneur.

4.2 Le filtre anti-repliement

4.2.1 Rôle et gabarit

Le filtre anti-repliement est un **passe-bas** qui doit :

— laisser passer sans atténuation notable la bande utile $[0, f_{\max}]$;

— atténuer suffisamment toutes les composantes susceptibles de se replier dans la bande utile, c'est-à-dire celles situées au-delà de $f_e - f_{\max}$.

Une composante repliée devient indiscernable si son amplitude est inférieure à un demi-quantum. Pour un CAN de N bits, l'atténuation nécessaire est de l'ordre du rapport signal sur bruit de quantification (chapitre 5) :

$$A_{\min} \approx 6{,}02\,N + 1{,}76 \text{ dB} \quad \text{à} \quad f = f_e - f_{\max}. \tag{4.3}$$

Cette exigence est le cas le plus défavorable (perturbation de pleine échelle) ; en pratique on l'adapte au niveau réel des parasites hors bande.

4.2.2 Choix de l'ordre

Un filtre de Butterworth d'ordre n et de fréquence de coupure f_c a pour module :

$$|H(f)| = \frac{1}{\sqrt{1 + (f/f_c)^{2n}}}, \qquad A(f) = 10\log_{10}\left(1 + (f/f_c)^{2n}\right) \approx 20\,n\log_{10}(f/f_c) \text{ dB}. \tag{4.4}$$

Au-delà de f_c, l'atténuation croît de $20n$ dB par décade (6 dB par octave et par ordre). En prenant $f_c = f_{\max}$, l'ordre minimal est donc :

$$n \geq \frac{A_{\min}}{20\log_{10}\left((f_e - f_{\max})/f_{\max}\right)}. \tag{4.5}$$

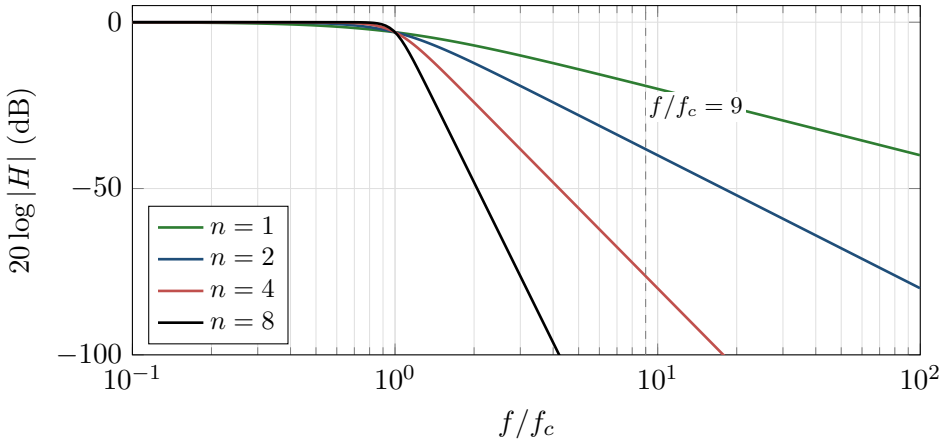


FIGURE 4.3 – Réponse en amplitude des filtres de Butterworth d'ordre 1, 2, 4 et 8.

Exemple — Dimensionnement d'un filtre anti-repliement

Signal utile jusqu'à $f_{\max} = 1\,\text{kHz}$, CAN de 10 bits, $f_e = 10\,\text{kHz}$. Il faut $A_{\min} = 6{,}02 \times 10 + 1{,}76 = 62\,\text{dB}$ à $f_e - f_{\max} = 9\,\text{kHz}$, soit à $9f_c$. Comme $20\log_{10} 9 = 19{,}1\,\text{dB}$ par ordre : $n \geq 62/19{,}1 = 3{,}25$, d'où $n = 4$ (atténuation 76 dB à 9 kHz). Avec $f_e = 5\,\text{kHz}$ seulement, il faudrait $n \geq 62/(20\log_{10} 4) = 5{,}2$, soit un ordre 6 : *augmenter f_e simplifie le filtre.*

Remarque — Suréchantillonnage On a intérêt à échantillonner bien au-delà de $2f_{\max}$ (de 5 à 10 fois, voire beaucoup plus) : le filtre analogique se réduit à un ordre 1 ou 2 ; un filtrage *numérique* raide, suivi d'une décimation, élimine ensuite les composantes entre $f_{\max}$ et $f_e/2$. C'est le principe des CAN sigma-delta (chapitre 5). Moyenner 4^p échantillons consécutifs, en présence d'un bruit d'au moins un quantum, gagne en outre p bits de résolution.

4.3 Approximations et gabarits

Un filtre réel est spécifié par un **gabarit** : ondulation maximale $A_{\max}$ dans la bande passante $[0, f_p]$, atténuation minimale $A_{\min}$ au-delà de f_a. Plusieurs familles de fonctions de transfert réalisent ce gabarit :

Approximation	Propriété	Usage
Butterworth	module le plus plat possible dans la bande passante	usage général, filtre anti-repliement
Tchebychev	ondulation dans la bande passante, transition plus raide	séparation de fréquences proches
Bessel	temps de propagation de groupe constant (pas de dépassement sur un échelon)	signaux impulsionnels, conservation des formes d'onde
Elliptique (Cauer)	ondulations dans les deux bandes, transition la plus raide	gabarits très sévères

Un filtre d'ordre n se réalise en **cascade** de cellules du second ordre (plus une cellule du premier ordre si n est impair). Pour Butterworth, les cellules ont toutes la même pulsation propre ω_c et des coefficients de qualité $Q_k = 1/(2\cos\theta_k)$, où θ_k est l'angle que fait le pôle avec l'axe réel négatif ($\theta_k = (2k-1)\pi/(2n)$, $k = 1, \ldots, n/2$ pour n pair) :

Ordre	Coefficients de qualité des cellules du second ordre
2	0,707
3	1,000 (+ une cellule du premier ordre)
4	0,541 ; 1,307
6	0,518 ; 0,707 ; 1,932

4.4 Réalisation des filtres actifs

4.4.1 Cellule du premier ordre

Le filtre RC passif ($f_c = 1/(2\pi RC)$), suivi d'un suiveur qui l'isole de la charge, constitue la cellule la plus simple (figure 4.4). Placé à l'entrée d'un CAN de microcontrôleur, le condensateur sert aussi de *réservoir de charge* pour la capacité d'échantillonnage.

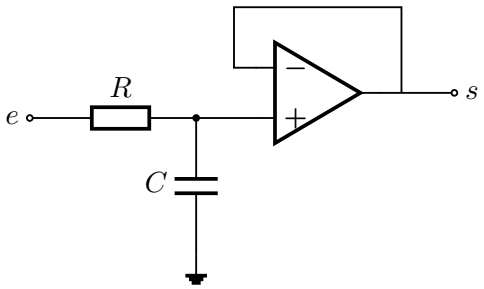


FIGURE 4.4 – Cellule passe-bas du premier ordre.

4.4.2 Cellule de Sallen-Key

La forme canonique d'un passe-bas du second ordre est

$$H(j\omega) = \frac{H_0}{1 + j\dfrac{\omega}{Q\,\omega_0} - \dfrac{\omega^2}{\omega_0^2}}. \tag{4.6}$$

La cellule de Sallen-Key à gain unité (figure 4.5) réalise, avec $R_1 = R_2 = R$:

$$H_0 = 1, \qquad \omega_0 = \frac{1}{R\sqrt{C_1 C_2}}, \qquad Q = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{C_1}{C_2}}. \tag{4.7}$$

Le coefficient de qualité est fixé par le seul rapport des condensateurs : $C_1/C_2 = 4Q^2$.

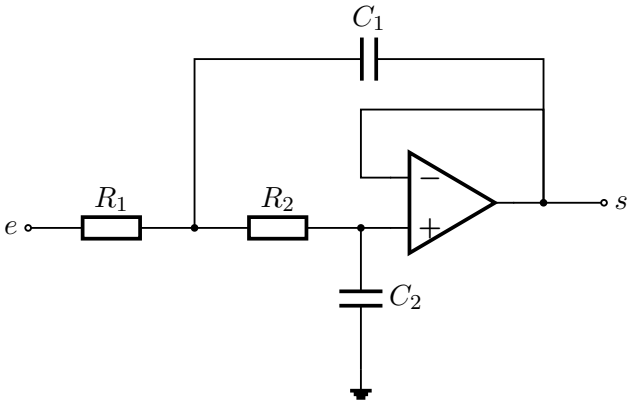


FIGURE 4.5 – Cellule de Sallen-Key passe-bas à gain unité.

Exemple — Butterworth d'ordre 2 à 1 kHz

$Q = 0{,}707$ impose $C_1 = 2C_2$. Avec $C_2 = 10\,\text{nF}$ et $C_1 = 20\,\text{nF}$: $R = 1/(2\pi \times 1000 \times \sqrt{2 \times 10^{-16}}) = 11{,}25\,\text{k}\Omega$ (série E96 : 11,3 kΩ). Pour un ordre 4, on cascade deux cellules de même ω_0 avec $C_1/C_2 = 4 \times 0{,}541^2 = 1{,}17$ puis $4 \times 1{,}307^2 = 6{,}83$.

4.4.3 Cellule de Rauch (contre-réactions multiples)

La cellule de Rauch (figure 4.6) est inverseuse et permet un gain différent de 1 :

$$H_0 = -\frac{R_2}{R_1}, \qquad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_2 R_3 C_1 C_2}}, \qquad Q = \frac{\sqrt{R_2 R_3 C_1 C_2}}{C_2\,(R_2 + R_3 + R_2 R_3/R_1)}. \tag{4.8}$$

Elle est moins sensible aux imperfections de l'AOP aux fréquences élevées que la cellule de Sallen-Key, dont l'atténuation remonte au-delà de la bande de l'AOP.

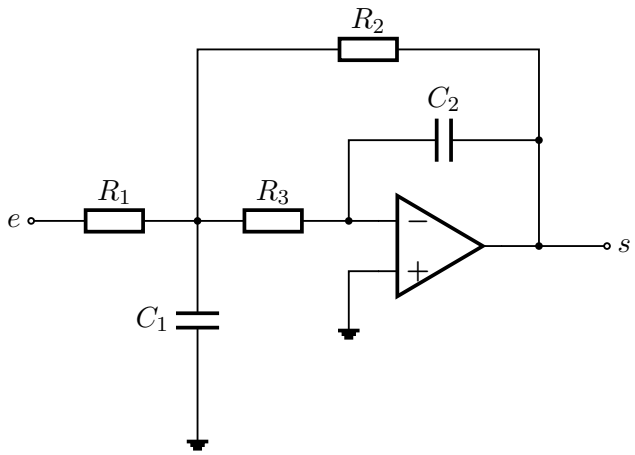


FIGURE 4.6 – Cellule de Rauch passe-bas.

4.4.4 Filtres à fréquence de coupure programmable

Intérêt. La fréquence de coupure du filtre anti-repliement doit suivre la fréquence d'échantillonnage. Lorsque la cadence d'acquisition est choisie par le logiciel (changement de voie, de mode de mesure, de vitesse du procédé) ou qu'une même carte sert à plusieurs applications, on utilise un filtre dont la coupure est **programmée par le calculateur**, de la même façon que le gain de l'A.I.P. Les caractéristiques d'une cellule (ω_0, Q) sont fixées par ses résistances et ses capacités : programmer la coupure revient à modifier numériquement ces éléments. Trois méthodes sont employées.

1. Commutation de composants. Dans la cellule de Sallen-Key à gain unité avec $R_1 = R_2 = R$, le coefficient de qualité $Q = \frac{1}{2}\sqrt{C_1/C_2}$ ne dépend pas de R : en commutant simultanément R_1 et R_2 parmi plusieurs valeurs, on déplace $\omega_0 = 1/(R\sqrt{C_1 C_2})$ sans déformer la réponse (figure 4.7). Les interrupteurs sont ceux d'un multiplexeur analogique double (CD4052 : deux fois quatre voies, commandées par deux bits) ; leur résistance à l'état passant (de l'ordre de 100 Ω) s'ajoute à R et doit rester négligeable. Le nombre de composants à commuter croît avec l'ordre du filtre et le nombre de fréquences : la méthode convient pour quelques calibres seulement.

Exemple — Trois calibres décadiques

$C_1 = 22\,\text{nF}$, $C_2 = 10\,\text{nF}$ ($Q = 0{,}742$). Avec $R = 10\,\text{k}\Omega$, 100 kΩ et 1 MΩ, la coupure vaut 1073 Hz, 107 Hz et 10,7 Hz : un filtre adapté à des fréquences d'échantillonnage de 10 kHz, 1 kHz et 100 Hz.

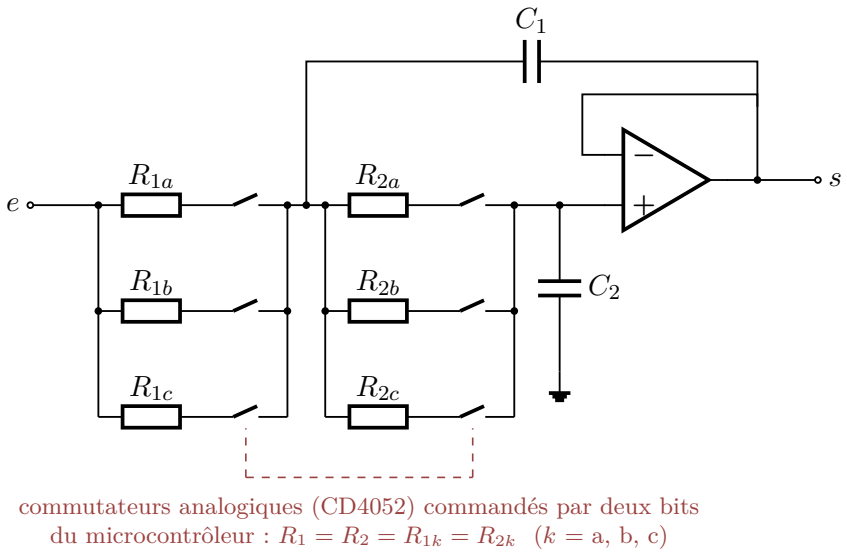


FIGURE 4.7 – Cellule de Sallen-Key dont la fréquence de coupure est choisie par commutation de résistances.

2. Programmation par CNA multiplieurs. La pulsation de coupure peut être sélectionnée par un mot binaire N de n bits, permettant le choix d'une pulsation parmi 2^n. On utilise une structure à **variables d'état** : deux intégrateurs et un sommateur en boucle (figure 4.8). Devant chaque intégrateur, un **CNA multiplieur** (CNA à réseau R-2R dont la référence reçoit le signal analogique, chapitre 5) multiplie le signal par $k = N/2^n$. Chaque intégrateur a donc pour transmittance $-k/(RCs)$ et l'on obtient simultanément les sorties passe-haut v_h, passe-bande v_{bd} et passe-bas v_s :

$$\frac{v_s}{v_e} = -\frac{\omega_0^2}{s^2 + \dfrac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2}, \qquad \omega_0 = \frac{k}{RC} = \frac{N}{2^n}\frac{1}{RC}, \tag{4.9}$$

où Q est fixé par le gain de la branche $1/Q$, indépendant de k. La fréquence de coupure est **proportionnelle au mot** N et la forme de la réponse est conservée. On peut aussi voir le CNA multiplieur comme une résistance programmable $R_{\text{éq}} = R\,2^n/N$ placée à l'entrée de l'intégrateur.

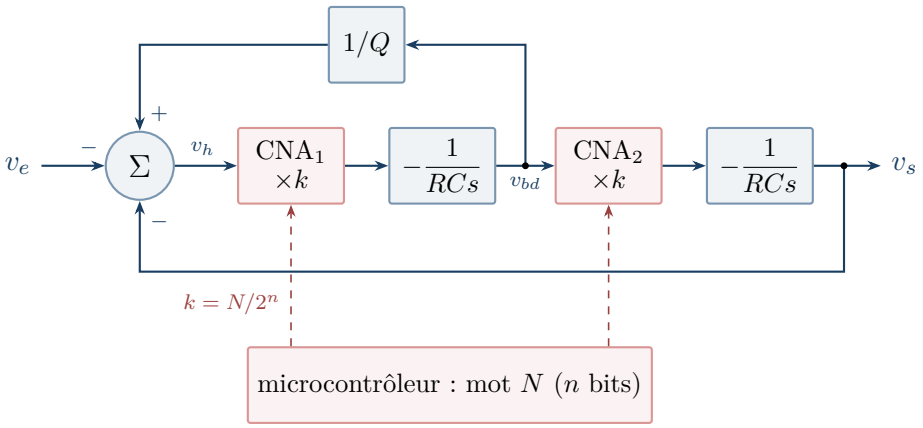


FIGURE 4.8 – Filtre à variables d'état dont la fréquence de coupure est programmée par deux CNA multiplieurs (v_h : sortie passe-haut, v_{bd} : passe-bande, v_s : passe-bas).

Exemple — Filtre programmé par un CNA de 8 bits

$R = 10\,\text{k}\Omega$, $C = 10\,\text{nF}$: $1/(2\pi RC) = 1592\,\text{Hz}$. Avec un CNA multiplieur de 8 bits, $f_c = (N/256) \times 1592\,\text{Hz}$: de 6,2 Hz ($N = 1$) à 1585 Hz ($N = 255$), par pas de 6,2 Hz ; $N = 64$ donne 398 Hz. Avec un gain de branche $1/Q = 1{,}414$, la réponse reste un Butterworth d'ordre 2 quelle que soit la fréquence choisie ; deux cellules en cascade donnent un ordre 4.

Remarque — Potentiomètres numériques Un potentiomètre numérique (par exemple 256 positions commandées en SPI) peut remplacer les résistances d'une cellule de Sallen-Key. La coupure varie alors comme $1/R$, donc de façon non linéaire avec le code, et la tolérance de la valeur absolue (20 %) impose un étalonnage ; la bande passante du composant limite aussi son usage aux basses fréquences.

3. Capacités commutées. La troisième méthode, la plus répandue en circuit intégré, remplace les résistances par des capacités commutées : la coupure est alors proportionnelle à une fréquence d'horloge, programmable par un simple temporisateur.

4.4.5 Filtres à capacités commutées

Principe : la résistance commutée. Dans un circuit intégré, une résistance précise de forte valeur occupe une grande surface et sa valeur absolue est dispersée (10 % à 20 %). On la remplace par un condensateur C et deux interrupteurs commandés par une horloge biphasée φ_1, φ_2 à phases *sans recouvrement* (figure 4.9). Pendant φ_1, C se charge sous V_1 ($Q_1 = CV_1$) ; pendant φ_2, il se décharge vers V_2 ($Q_2 = CV_2$). À chaque période d'horloge, une charge $\Delta Q = C(V_1 - V_2)$ est donc transférée de V_1 vers V_2, soit un courant moyen

$$\bar{I} = \frac{\Delta Q}{T_{\text{clk}}} = C\, f_{\text{clk}}\,(V_1 - V_2) \quad \Longrightarrow \quad R_{\text{éq}} = \frac{1}{C\, f_{\text{clk}}}. \tag{4.10}$$

Cette équivalence est valable si les tensions varient peu pendant une période d'horloge, c'est-à-dire pour des signaux de fréquence très inférieure à f_{clk}. Avec $C = 1\,\text{pF}$ et $f_{\text{clk}} = 100\,\text{kHz}$, $R_{\text{éq}} = 10\,\text{M}\Omega$: une très forte résistance pour une surface de silicium minime.

Intégrateur à capacités commutées. En remplaçant la résistance d'un intégrateur par une capacité commutée C_1 (figure 4.10), la pulsation de gain unité devient

$$\omega_u = \frac{1}{R_{\text{éq}}\, C_2} = \frac{C_1}{C_2}\, f_{\text{clk}}. \tag{4.11}$$

Deux propriétés décisives en découlent :

- la constante de temps dépend d'un **rapport de capacités**, réalisable sur une puce avec une précision de l'ordre de 0,1 %, alors qu'un produit RC intégré est dispersé de 20 % ;
- elle est **proportionnelle à l'horloge** : toutes les fréquences caractéristiques d'un filtre construit à partir de tels intégrateurs (structures à variables d'état) se déplacent ensemble lorsque l'on change f_{clk}, sans modifier la forme de la réponse.

Filtres programmables. La fréquence de coupure d'un filtre à capacités commutées est donc *proportionnelle à l'horloge* : le filtre est **programmable** par le calculateur, qui ajuste la coupure à la fréquence d'échantillonnage choisie. Les circuits de la famille MAX74xx réalisent ainsi des passe-bas d'ordre 8 (Butterworth, Bessel ou elliptique) avec $f_c = f_{\text{clk}}/100$; l'horloge est fournie par une sortie PWM ou un temporisateur du microcontrôleur. Leur mise en œuvre impose deux précautions (figure 4.11) :

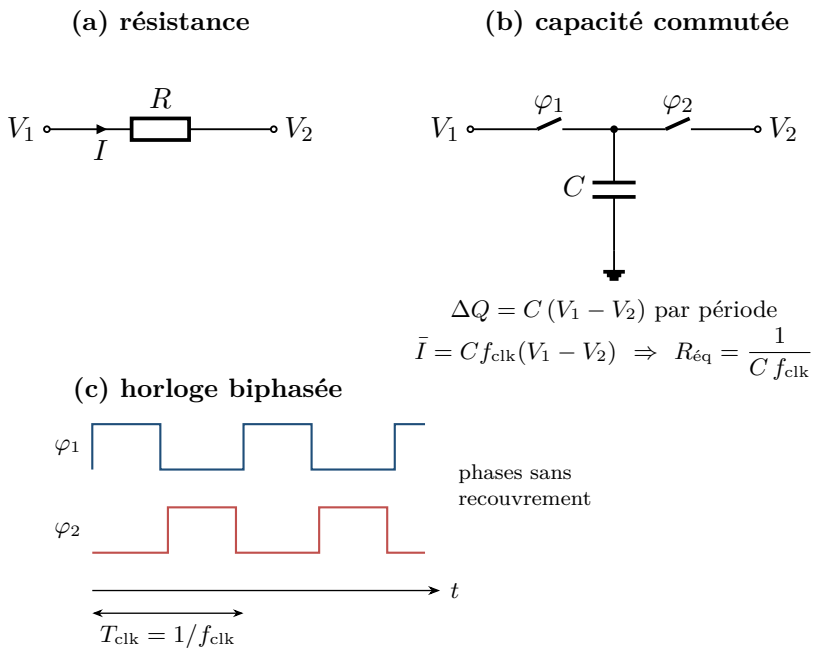


FIGURE 4.9 – Résistance à capacité commutée : (a) résistance, (b) équivalent commuté, (c) horloge biphasée sans recouvrement.

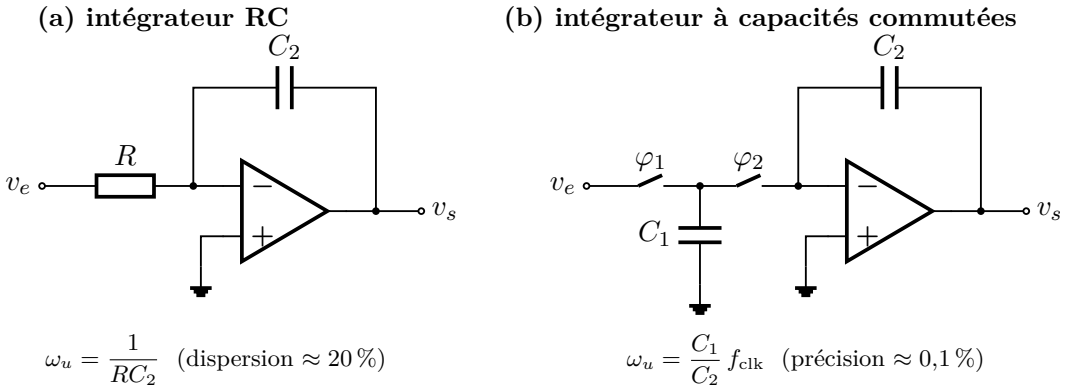


FIGURE 4.10 – Intégrateur RC et intégrateur à capacités commutées.

— le filtre est lui-même un système **échantillonné** à f_{clk} : les composantes voisines de f_{clk} (et de ses multiples) se replient dans sa bande passante. Un **pré-filtre** RC simple, de coupure environ dix fois f_c, les élimine, ce qui est facile puisque $f_{\text{clk}} = 100\, f_c$;

— la sortie contient un **résidu d'horloge** (petites marches à f_{clk}) : un RC de **lissage** en sortie l'atténue avant l'échantillonneur-bloqueur.

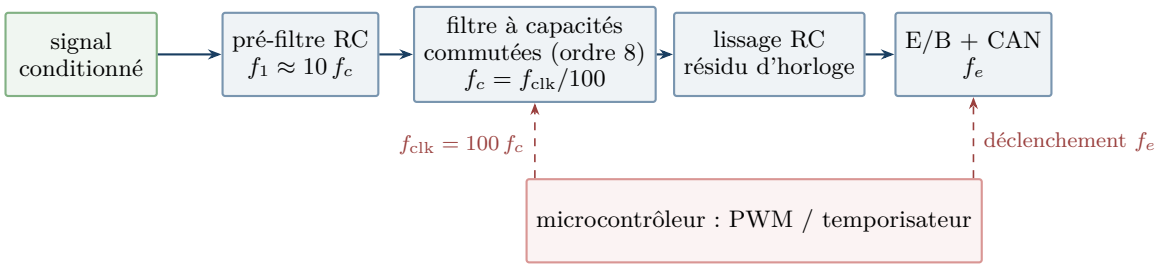


FIGURE 4.11 – Mise en œuvre d'un filtre à capacités commutées programmable dans une chaîne d'acquisition.

Exemple — Filtre anti-repliement programmable

Pour une coupure à 2 kHz avec un filtre de rapport 100, l'horloge vaut $f_{\text{clk}} = 200\,\text{kHz}$; un RC à 20 kHz en amont atténue de 20 dB les composantes voisines de 200 kHz, que le filtre d'ordre 8 ne pourrait pas rejeter. Si l'on réduit la cadence d'acquisition à $f_e = 1\,\text{kHz}$, il suffit de programmer $f_{\text{clk}} = 20\,\text{kHz}$ pour obtenir $f_c = 200\,\text{Hz}$: aucun composant n'est changé. Le pré-filtre, lui, est dimensionné pour la plus haute coupure utilisée.

4.5 Filtrage numérique élémentaire

Après conversion, le calculateur complète le filtrage :

— **moyenne glissante** sur M échantillons : $y_n = \frac{1}{M}\sum_{k=0}^{M-1} x_{n-k}$. Si la durée MT_e est un multiple de 20 ms, le 50 Hz du secteur et ses harmoniques sont totalement rejetés ;

— **filtre récursif du premier ordre** : $y_n = y_{n-1} + \alpha\,(x_n - y_{n-1})$, avec $0 < \alpha \leq 1$; il équivaut à un RC de constante de temps $\tau \approx T_e/\alpha$ et ne demande qu'une case mémoire. Avec $\alpha = 1/2^k$, le calcul se fait par décalage, sans multiplication.

À retenir

— Le filtre anti-repliement est **analogique**, placé **avant** l'E/B, de fréquence de coupure voisine de $f_{\max}$.

— Son ordre résulte du compromis entre la fréquence d'échantillonnage et la résolution du CAN : augmenter f_e permet de réduire l'ordre.

— Les filtres numériques complètent le filtrage mais ne corrigent jamais un repliement.

Chapitre 5

Étude des éléments de la chaîne : les CAN et CNA

5.1 De l'analogique au numérique

La conversion analogique-numérique comporte trois opérations : l'**échantillonnage** (discrétisation du temps, chapitre 4), le **blocage** (maintien de la valeur pendant la conversion) et la **quantification** suivie du **codage** (discrétisation de l'amplitude et attribution d'un mot binaire).

5.2 L'échantillonneur-bloqueur

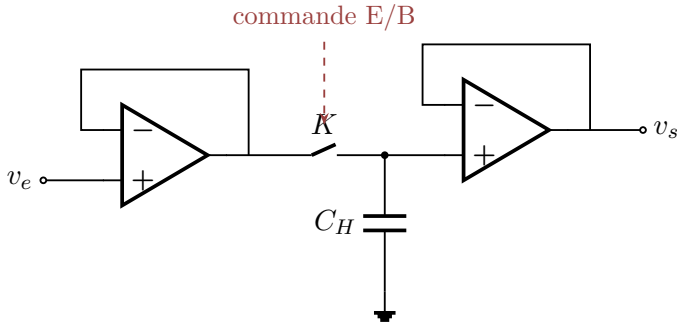


FIGURE 5.1 – Échantillonneur-bloqueur : deux suiveurs, un interrupteur et une capacité de maintien.

Interrupteur K fermé (phase d'**acquisition** ou de suivi), la capacité C_H se charge et suit v_e ; K ouvert (phase de **blocage**), C_H conserve la tension, que le second suiveur recopie sans la décharger (figure 5.1). Ses principaux paramètres sont :

— le **temps d'acquisition** t_{acq} : durée de fermeture nécessaire pour que C_H atteigne la tension d'entrée à $\pm q/2$ près. Pour une charge à travers une résistance R (résistance de source + interrupteur), il faut $t_{\text{acq}} \geq RC_H \ln(2^{N+1})$, soit $7{,}6\,RC_H$ pour 10 bits et $9\,RC_H$ pour 12 bits ;

— la **dérive en blocage** (*droop*) : $\mathrm{d}v/\mathrm{d}t = I_{\text{fuite}}/C_H$, qui doit rester inférieure à $q/2$ pendant la conversion ;

— le **retard** et l'**incertitude d'ouverture** (*aperture jitter*) t_a : l'instant réel de l'échantillonnage fluctue de t_a.

Exemple — Incertitude d'ouverture

Pour une sinusoïde d'amplitude A couvrant la pleine échelle $2A$, la pente maximale vaut $2\pi f A$; l'erreur $2\pi f A\, t_a$ doit rester inférieure à $q/2 = A/2^N$, d'où $t_a \leq 1/(2\pi f\, 2^N)$. Pour $f = 1\,\text{kHz}$ et $N = 12$: $t_a \leq 39\,\text{ns}$. Sans échantillonneur-bloqueur, c'est le temps de conversion entier (plusieurs

microsecondes) qui jouerait ce rôle !

Exemple — Dérive en blocage

$I_{\text{fuite}} = 10\,\text{nA}$, $C_H = 1\,\text{nF}$: la dérive vaut $10\,\text{V}\,\text{s}^{-1}$, soit $100\,\mu\text{V}$ pendant une conversion de $10\,\mu\text{s}$, inférieure au demi-quantum d'un CAN 12 bits de 5 V (0,61 mV).

5.3 Quantification et codage

5.3.1 Quantum, pleine échelle et caractéristique de transfert

Définition 5.1 — Quantum

Un convertisseur de N bits et de pleine échelle V_{PE} (généralement égale à la tension de référence V_{ref}) découpe l'étendue en 2^N intervalles égaux de largeur

$$q = \frac{V_{\text{PE}}}{2^N} \quad \text{(quantum, ou LSB : } \textit{least significant bit}\text{).} \tag{5.1}$$

Le code de sortie varie de 0 à $2^N - 1$; la plus grande tension codable est $V_{\text{PE}} - q$. Pour un CAN idéal à arrondi, $N_{\text{code}} = \text{arrondi}(v_e/q)$; pour un CAN à troncature, $N_{\text{code}} = \lfloor v_e/q \rfloor$.

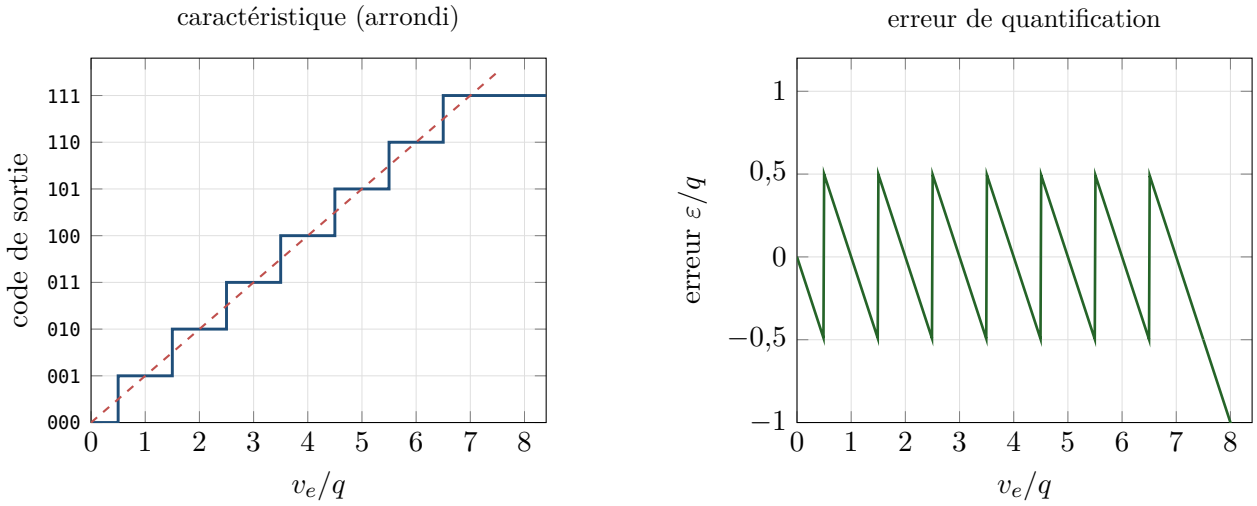


FIGURE 5.2 – CAN idéal de 3 bits : caractéristique en escalier et erreur de quantification, comprise entre $-q/2$ et $+q/2$ (hors dépassement de l'échelle).

5.3.2 Bruit de quantification et résolution effective

L'erreur de quantification, uniformément répartie dans $[-q/2, q/2]$, a une valeur efficace $q/\sqrt{12}$. Pour une sinusoïde de pleine échelle (valeur efficace $V_{\text{PE}}/(2\sqrt{2})$), le rapport signal sur bruit de quantification vaut :

$$\text{RSB} = 20\log_{10}\frac{2^N q/(2\sqrt{2})}{q/\sqrt{12}} = 6{,}02\,N + 1{,}76\ \text{dB}. \tag{5.2}$$

Un CAN réel ajoute bruit et distorsion ; on mesure son rapport signal sur bruit et distorsion (SINAD) et l'on en déduit le **nombre effectif de bits** : ENOB = (SINAD − 1,76)/6,02.

N	2^N	q pour $V_{\mathrm{PE}} = 5\,\mathrm{V}$	RSB idéal
8	256	19,5 mV	49,9 dB
10	1024	4,88 mV	62,0 dB
12	4096	1,22 mV	74,0 dB
16	65536	76,3 µV	98,1 dB

5.3.3 Codes unipolaires et bipolaires

Un convertisseur **unipolaire** couvre $[0, V_{\mathrm{PE}}[$ en binaire naturel. Un convertisseur **bipolaire** couvre $[-V_{\mathrm{PE}}/2, V_{\mathrm{PE}}/2[$; les codes usuels sont :

Tension (3 bits, $V_{\mathrm{PE}} = 8\,\mathrm{V}$)	binaire décalé	complément à 2
+3 V (max)	`111`	`011`
0 V	`100`	`000`
−1 V	`011`	`111`
−4 V (min)	`000`	`100`

On passe du binaire décalé au complément à 2 en inversant le bit de poids fort.

5.3.4 Transformer un CAN unipolaire en CAN bipolaire

Le CAN d'un microcontrôleur est unipolaire (0 à V_{ref}). Pour acquérir une tension bipolaire, on la *décale* et on l'*atténue* (figure 5.3) : avec $R_1 = R_2$,

$$v_{\mathrm{CAN}} = \frac{v_e + V_{\mathrm{ref}}}{2}, \tag{5.3}$$

ce qui transforme $[-V_{\mathrm{ref}}, +V_{\mathrm{ref}}]$ en $[0, V_{\mathrm{ref}}]$. Le logiciel retrouve $v_e = 2\,v_{\mathrm{CAN}} - V_{\mathrm{ref}}$, soit, avec le code D : $v_e = (2D - 2^N)\,V_{\mathrm{ref}}/2^N$. Le code 2^{N-1} correspond à $v_e = 0$: c'est un codage binaire décalé. Le suiveur présente une faible impédance au CAN ; la source v_e doit avoir une impédance faible devant R_1.

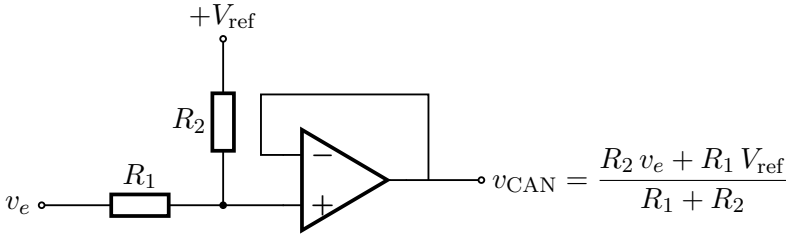


FIGURE 5.3 – Décalage d'une tension bipolaire vers la plage d'un CAN unipolaire.

5.4 Convertisseurs numérique-analogique (CNA)

Un CNA de N bits produit une tension proportionnelle au mot $D = \sum_{i=0}^{N-1} b_i 2^i$:

$$V_s = q\,D = V_{\mathrm{ref}}\,\frac{D}{2^N}. \tag{5.4}$$

5.4.1 CNA à résistances pondérées

Chaque bit b_i commute une résistance $R\,2^{N-1-i}$ entre V_{ref} et l'entrée inverseuse d'un sommateur : $V_s = -\frac{R_f}{R} V_{\mathrm{ref}} \sum b_i 2^{i-N+1}$. Le principe est simple, mais la dispersion des valeurs (rapport 2^{N-1} entre la plus grande et la plus petite résistance : 2048 pour 12 bits) rend la réalisation précise impossible au-delà de 8 bits environ.

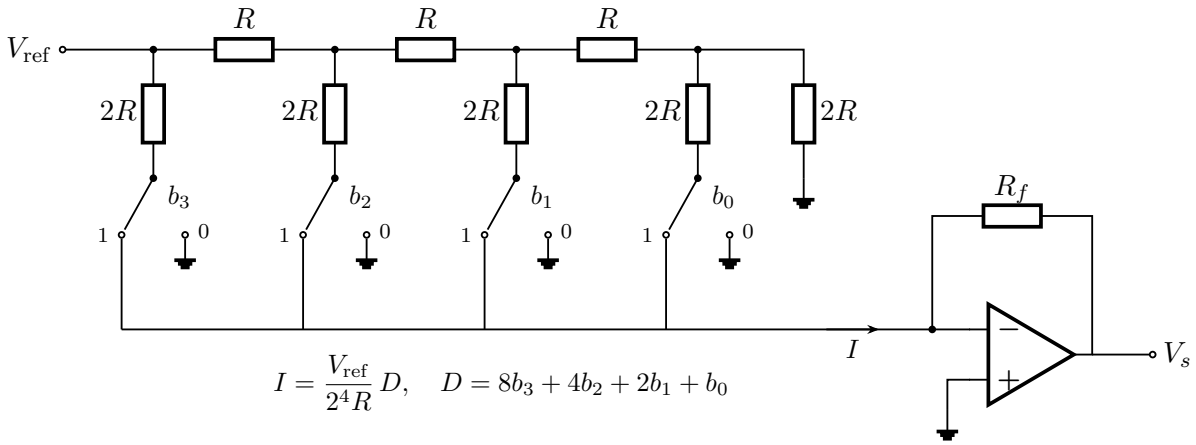


FIGURE 5.4 – CNA à réseau R-2R fonctionnant en mode courant (4 bits).

5.4.2 CNA à réseau R-2R

Le réseau R-2R n'utilise que deux valeurs de résistance (figure 5.4). Vu de chaque nœud vers la droite, la résistance équivalente vaut toujours $2R$; le courant se divise donc par deux à chaque nœud : la branche du bit b_i est parcourue par $V_{\text{ref}}/(2R) \times 2^{i-N+1}$. Comme les interrupteurs aboutissent soit à la masse, soit à la masse virtuelle de l'AOP, les courants ne dépendent pas de la position des interrupteurs. Le courant collecté et la tension de sortie valent :

$$I = \frac{V_{\text{ref}}}{2^N R} D, \qquad V_s = -R_f\, I = -\frac{R_f}{R} V_{\text{ref}} \frac{D}{2^N}. \tag{5.5}$$

5.4.3 Caractéristiques d'un CNA

— **Erreur de décalage** (sortie pour $D = 0$) et **erreur de gain** (pente).

— **Non-linéarité différentielle** (DNL) : écart entre la hauteur réelle d'une marche et q ; si DNL < -1 LSB, le CNA n'est plus **monotone**.

— **Non-linéarité intégrale** (INL) : écart maximal entre la caractéristique réelle et la droite idéale.

— **Temps d'établissement** : durée pour que la sortie atteigne sa valeur finale à $\pm q/2$ près ; **glitch** lors des transitions majeures (`0111...` → `1000...`).

Ces définitions s'appliquent aussi au CAN (DNL < -1 LSB y produit un *code manquant*).

5.5 Convertisseurs analogique-numérique (CAN)

5.5.1 CAN parallèle (flash)

$2^N - 1$ comparateurs comparent simultanément v_e aux $2^N - 1$ seuils d'un diviseur résistif ; un encodeur transforme le code thermomètre obtenu en binaire. La conversion se fait en un seul coup d'horloge (jusqu'au gigahertz), mais le nombre de comparateurs (255 pour 8 bits, 4095 pour 12 bits) limite la résolution à 6–8 bits. Usage : oscilloscopes numériques, vidéo, radio logicielle.

5.5.2 CAN à approximations successives (SAR)

Un registre à approximations successives, un CNA et un comparateur réalisent une **recherche dichotomique** : en partant du bit de poids fort, chaque bit est provisoirement mis à 1 ; il est conservé si la tension du CNA reste inférieure ou égale à v_e, sinon il est remis à 0. La conversion dure N cycles d'horloge (plus l'acquisition). C'est le convertisseur le plus répandu dans les microcontrôleurs (8 à 12 bits, 10 kHz à 1000 kHz) ; il exige un échantillonneur-bloqueur.

Exemple — Conversion SAR sur 4 bits

$V_{\text{ref}} = 5\,\text{V}$, $q = 5/16 = 0{,}3125\,\text{V}$, $v_e = 3{,}3\,\text{V}$ (troncature).

Étape	essai	V_{CNA}	comparaison	bit retenu
1	`1000`	2,5 V	$2{,}5 \leq 3{,}3$	$b_3 = 1$
2	`1100`	3,75 V	$3{,}75 > 3{,}3$	$b_2 = 0$
3	`1010`	3,125 V	$3{,}125 \leq 3{,}3$	$b_1 = 1$
4	`1011`	3,4375 V	$3{,}4375 > 3{,}3$	$b_0 = 0$

Résultat : `1010` $= 10$, soit $10q = 3{,}125\,\text{V}$; l'erreur (0,175 V) est inférieure à un quantum.

5.5.3 CAN à intégration (simple et double rampe)

Dans le convertisseur **double rampe**, un intégrateur intègre v_e pendant une durée fixe T_1 (comptage de N_1 impulsions d'horloge), puis intègre la référence $-V_{\text{ref}}$ jusqu'au retour à zéro, en une durée T_2 mesurée par le compteur (figure 5.5) :

$$\frac{v_e T_1}{RC} = \frac{V_{\text{ref}} T_2}{RC} \quad \Longrightarrow \quad T_2 = T_1 \frac{v_e}{V_{\text{ref}}}, \qquad N_2 = N_1 \frac{v_e}{V_{\text{ref}}}. \tag{5.6}$$

Le résultat ne dépend ni de R, ni de C, ni de la fréquence d'horloge : la précision est excellente. Comme on intègre v_e pendant T_1, toute perturbation de période T_1/k est rejetée : avec $T_1 = 20\,\text{ms}$ (ou un multiple), le 50 Hz est éliminé. Ce convertisseur est lent (quelques conversions par seconde) : il équipe les multimètres et les panneaux de mesure.

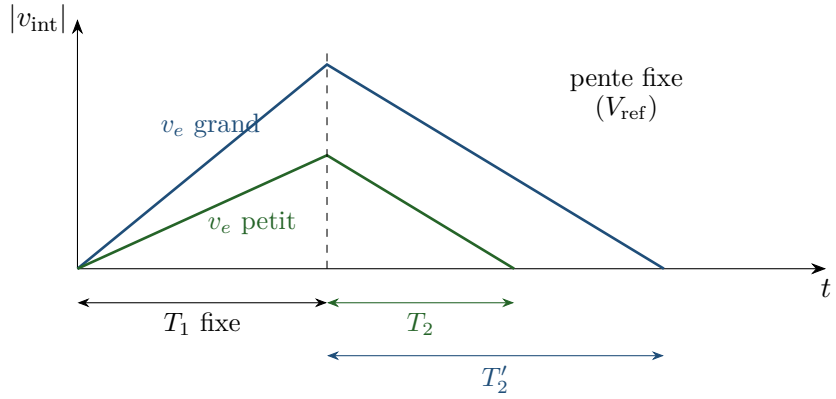


FIGURE 5.5 – Convertisseur double rampe : la durée de décharge est proportionnelle à v_e.

5.5.4 CAN sigma-delta ($\Sigma\Delta$)

Un modulateur sigma-delta (intégrateur, comparateur 1 bit et CNA 1 bit en boucle) échantillonne à une fréquence f_s très supérieure à $2f_{\max}$ (rapport de suréchantillonnage OSR de 64 à 256) et produit un flot de bits dont la densité de « 1 » est proportionnelle à v_e. La boucle *repousse* le bruit de quantification vers les hautes fréquences ; un filtre numérique et une décimation fournissent des mots de 16 à 24 bits à cadence réduite. Le filtre anti-repliement analogique se réduit à un simple RC. Usage : audio, pesage, instrumentation de précision, mesure d'énergie.

5.5.5 Comparaison

Type	Résolution	Cadence	Usage typique
Flash	6–8 bits	100 MHz–5 GHz	oscilloscope, vidéo
Pipeline	8–16 bits	10 MHz à 500 MHz	communications
Approximations successives	8–18 bits	10 kHz–5 MHz	microcontrôleurs, acquisition multivoie
Sigma-delta	16–24 bits	10 Hz–1 MHz	audio, pesage, précision
Double rampe	12–20 bits	1 Hz à 100 Hz	multimètres

5.6 Choix d'un CAN : méthode

1. **Résolution** : $N \geq \log_2(\text{EM/résolution voulue})$, plus 1 à 2 bits de marge pour le bruit et les erreurs d'adaptation.
2. **Cadence** : $f_e > 2f_{\max}$ par voie, multipliée par le nombre de voies pour une structure multiplexée, et compatible avec l'ordre du filtre anti-repliement.
3. **Type d'entrée** : unipolaire ou bipolaire, simple ou différentielle, pleine échelle, impédance d'entrée (temps d'acquisition).
4. **Référence** : interne ou externe, dérive, possibilité de mesure ratiométrique.
5. **Interface** : parallèle, SPI, I^2C, intégré au microcontrôleur.

Exemple — Convertisseur 8 bits et 12 bits

Un CAN 8 bits de pleine échelle 10 V produit des codes de 0 à 255 (256 états) ; son quantum vaut $10/256 = 39{,}1$ mV. Un CAN 12 bits de même pleine échelle a 4096 états et un quantum de 2,44 mV : il est 16 fois plus résolu.

Chapitre 6

Mise en pratique : PIC18F45K22, Proteus et CCS C

Ce chapitre prépare les travaux pratiques : il présente le module de conversion du PIC18F45K22, sa programmation avec le compilateur CCS C et la simulation de la chaîne complète sous Proteus (ISIS).

6.1 Le microcontrôleur PIC18F45K22

Le PIC18F45K22 (boîtier de 40 broches) est un microcontrôleur 8 bits de Microchip. Les caractéristiques utiles à l'acquisition sont :

- oscillateur interne jusqu'à 16 MHz (64 MHz avec la PLL) ; un cycle instruction dure $4/F_{\text{osc}}$;
- 32 Ko de mémoire programme, 1536 octets de RAM, 256 octets d'EEPROM (pour stocker des coefficients d'étalonnage) ;
- un **CAN de 10 bits à approximations successives** avec multiplexeur de 28 voies (AN0 à AN27) et échantillonneur-bloqueur intégrés ;
- une référence de tension interne **FVR** (1,024 V, 2,048 V ou 4,096 V) et un CNA 5 bits ;
- des temporisateurs (Timer0 à Timer6) pour cadencer l'échantillonnage, deux UART (liaison série vers un PC), SPI et I^2C (CAN ou CNA externes).

6.2 Le module de conversion analogique-numérique

6.2.1 Organisation

Le résultat de 10 bits est rangé dans la paire de registres ADRESH:ADRESL, justifié à droite ou à gauche selon le bit ADFM. Pour une conversion idéale :

$$N = \left\lfloor 1024\,\frac{v_e - V_{\text{REF}-}}{V_{\text{REF}+} - V_{\text{REF}-}} \right\rfloor, \qquad q = \frac{V_{\text{REF}+} - V_{\text{REF}-}}{1024}\ (4{,}88\,\text{mV pour } 5\,\text{V}). \tag{6.1}$$

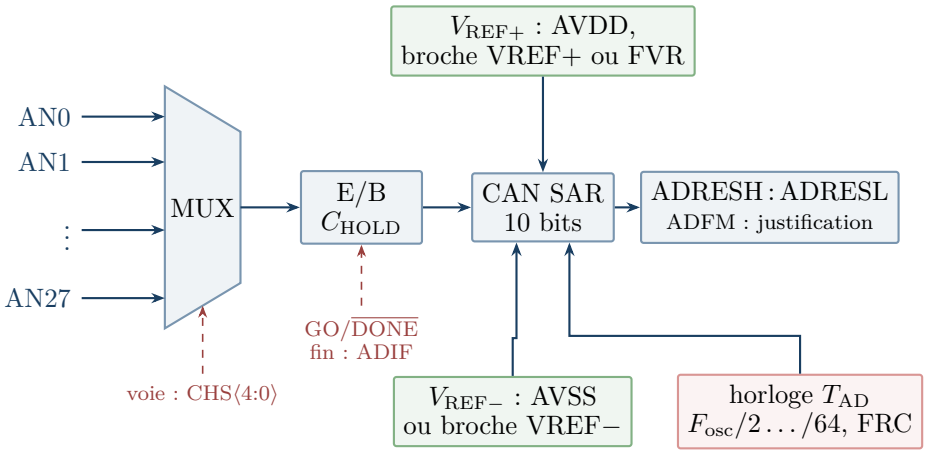


FIGURE 6.1 – Organisation simplifiée du module CAN du PIC18F45K22.

6.2.2 Registres de configuration

Registre	Rôle
ANSELA…ANSELE	mettre à 1 le bit d'une broche la configure en entrée *analogique* (le tampon numérique est déconnecté) ; le bit TRIS correspondant doit être à 1
ADCON0	CHS⟨4:0⟩ : choix de la voie ; GO/$\overline{DONE}$: lancement et fin de conversion ; ADON : mise en service du module
ADCON1	PVCFG⟨1:0⟩ : référence positive (AVDD, VREF+ externe, FVR) ; NVCFG⟨1:0⟩ : référence négative (AVSS ou VREF−) ; TRIGSEL : déclenchement matériel
ADCON2	ADFM : justification ; ACQT⟨2:0⟩ : temps d'acquisition automatique (0 à 20 T_{AD}) ; ADCS⟨2:0⟩ : horloge de conversion
VREFCON0	mise en service et niveau de la référence interne FVR

6.2.3 Chronologie d'une conversion

1. Sélectionner la voie (CHS) : le condensateur interne C_{HOLD} se connecte à la broche et commence à se charger.
2. Attendre le **temps d'acquisition** T_{ACQ} : la charge de C_{HOLD} à travers la résistance de la source, de l'interrupteur d'échantillonnage et de la broche doit atteindre la tension d'entrée à moins d'un demi-quantum près (chapitre 5 : $\approx 7{,}6\,\tau$ pour 10 bits). La notice donne la formule de calcul et l'impédance de source maximale recommandée : une source à forte impédance doit être tamponnée par un AOP ou découplée par un condensateur de quelques dizaines de nanofarads.
3. Mettre GO/$\overline{DONE}$ à 1 : l'échantillonneur se bloque et la conversion dure environ 11 T_{AD}.
4. Attendre que GO/$\overline{DONE}$ repasse à 0 (ou l'interruption ADIF), puis lire ADRESH:ADRESL.

La période T_{AD} doit respecter les limites de la notice (de l'ordre de 1 µs au minimum) : à $F_{osc} = 16$ MHz, on choisit $F_{osc}/16$, soit $T_{AD} = 1$ µs, et une conversion dure environ 11 µs.

Attention

— Une broche analogique ne doit jamais recevoir une tension hors de $[V_{SS}-0{,}3\,\text{V},\ V_{DD}+0{,}3\,\text{V}]$: un étage alimenté en ±15 V doit être **limité** (résistance série et diodes, ou alimentation de l'AOP en 0/5 V avec un modèle rail-à-rail).

— Le résultat n'est exact que si V_{REF+} est stable : avec $V_{REF+} = V_{DD}$, le bruit de l'alimentation se retrouve dans la mesure, sauf montage ratiométrique.

6.3 Programmation avec le compilateur CCS C

6.3.1 Structure d'un programme

Le compilateur CCS (PCWHD) fournit des directives de préprocesseur et des fonctions intégrées qui masquent les registres :

Élément CCS	Rôle
`#include <18F45K22.h>`	définitions propres au microcontrôleur (broches, constantes)
`#device ADC=10`	taille du résultat rendu par `read_adc()`
`#fuses INTRC_IO, NOWDT, ...`	bits de configuration : oscillateur interne, chien de garde…
`#use delay(internal=16MHz)`	fréquence d'horloge, pour `delay_ms()` et `delay_us()`
`#use rs232(baud=9600, UART1)`	liaison série ; `printf()` écrit sur l'UART
`setup_adc_ports(sAN0)`	déclare les entrées analogiques (ANSELx)
`setup_adc(ADC_CLOCK_DIV_16)`	horloge de conversion et mise en service (ADCON2, ADON)
`set_adc_channel(0)`	sélection de la voie (CHS)
`read_adc()`	lance la conversion, attend la fin et rend le résultat
`lcd_init()`, `lcd_putc()`	pilote d'afficheur LCD fourni (`lcd.c`)

Les constantes exactes (noms des voies, références, diviseurs d'horloge) sont définies dans le fichier `18F45K22.h` du compilateur : c'est la première chose à consulter en cas d'erreur de compilation.

6.3.2 Premier programme : voltmètre

Le programme suivant lit la voie AN0 reliée au curseur d'un potentiomètre et affiche le code et la tension sur l'afficheur et sur la liaison série.

`mesure_tension.c` *(CCS C — PIC18F45K22)*

```
// mesure_tension.c -- prise en main du CAN du PIC18F45K22 (CCS C)
// Lit la voie AN0 (potentiomètre), affiche le code et la tension
// sur l'afficheur LCD 2x16 et sur la liaison série (terminal virtuel).
#include <18F45K22.h>
#device ADC=10                      // read_adc() rend un résultat sur 10 bits
#fuses INTRC_IO, NOWDT, NOPROTECT, NOLVP, NOPBADEN
#use delay(internal=16MHz)
#use rs232(baud=9600, UART1)        // TX1 = RC6, RX1 = RC7

#define LCD_ENABLE_PIN  PIN_D2      // brochage de l'afficheur (LM016L)
#define LCD_RS_PIN      PIN_D0
#define LCD_RW_PIN      PIN_D1
#define LCD_DATA4       PIN_D4
#define LCD_DATA5       PIN_D5
#define LCD_DATA6       PIN_D6
#define LCD_DATA7       PIN_D7
#include <lcd.c>

#define LED     PIN_B0
#define VREF    5.0                 // référence = VDD (mesure ratiométrique)

void main(void)
{
   unsigned int16 code;
   float v;

   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");
```

```
35
36    while (TRUE) {
37       code = read_adc();            // lance la conversion et attend la fin
38       v = code * VREF / 1024.0;     // q = VREF / 2^10
39       printf(lcd_putc, "\nN=%4lu V=%4.2fV", code, v);
40       printf("N = %4lu   V = %4.3f V\r\n", code, v);
41       output_toggle(LED);           // témoin de fonctionnement
42       delay_ms(500);
43    }
44 }
```

Remarque `printf(lcd_putc, ...)` redirige l'affichage vers l'afficheur : `\f` efface l'écran, `\n` passe à la seconde ligne. Les formats `%lu` (entier 16 bits non signé) et `%4.2f` (réel) sont ceux du C standard. Le calcul en virgule flottante est coûteux sur un PIC 8 bits ; pour une application rapide, on travaille en entiers (par exemple en centièmes de degré).

6.4 Simulation sous Proteus

Proteus (module ISIS) simule à la fois les circuits analogiques (SPICE) et le microcontrôleur exécutant le programme compilé. La démarche est la suivante :

1. **Saisir le schéma** : composants `PIC18F45K22`, `LM016L` (afficheur 2×16), `RES`, `POT-HG` (potentiomètre interactif), `CAP`, `TL084` ou `LM358`, `LM35`, `LED-RED` ; terminaux d'alimentation et de masse.
2. **Ajouter les instruments virtuels** : voltmètre continu (`DC VOLTMETER`), oscilloscope, terminal virtuel (`VIRTUAL TERMINAL`, relié à TX1 = RC6, à 9600 bauds).
3. **Associer le programme** : dans les propriétés du microcontrôleur, indiquer le fichier `.hex` (ou `.cof`, qui permet le pas-à-pas dans le source C) produit par CCS et la fréquence d'horloge (16 MHz).
4. **Lancer la simulation** et agir sur les composants interactifs (potentiomètre, capteur de température dont on fixe la valeur).

Remarque — Limites de la simulation Dans Proteus, les broches d'alimentation du microcontrôleur sont implicitement reliées à $V_{DD} = 5\,\text{V}$; les AOP doivent en revanche être alimentés explicitement. Les modèles sont idéalisés (pas de bruit, références parfaites) : la simulation valide la logique et les calculs, pas les performances métrologiques, qui se vérifient sur maquette.

6.5 Exemple de chaîne complète : thermomètre à LM35

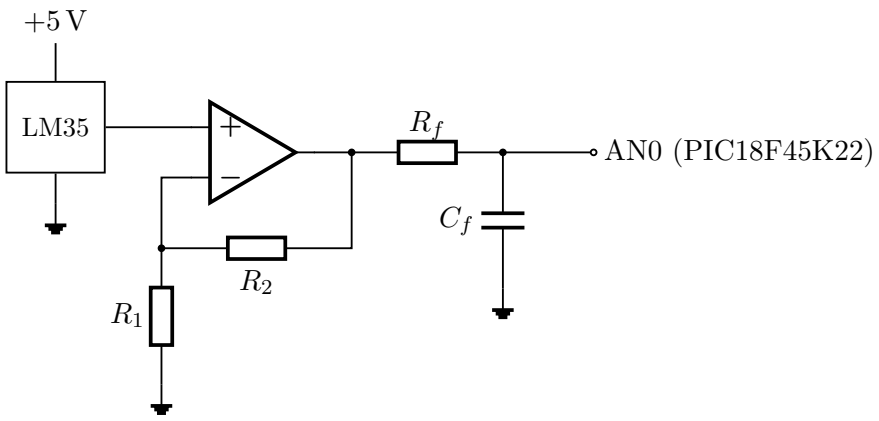


FIGURE 6.2 – Thermomètre à LM35 : capteur, amplification, filtrage et conversion.

6.5.1 Cahier des charges et dimensionnement

On veut mesurer de 0 °C à 100 °C avec une résolution de 0,1 °C, la référence du CAN étant $V_{DD} = 5\,\text{V}$ (figure 6.2).

— **Capteur** : le LM35 délivre $10\,\text{mV}\,°\text{C}^{-1}$, soit 0 V à 1 V.

— **Amplification** : pour utiliser toute la plage 0 V à 5 V, il faut un gain de 5 : non inverseur avec $1 + R_2/R_1 = 5$, par exemple $R_1 = 10\,\text{k}\Omega$ et $R_2 = 39\,\text{k}\Omega + 1\,\text{k}\Omega$ ajustable. La sensibilité de la chaîne en entrée du CAN est $50\,\text{mV}\,°\text{C}^{-1}$.

— **Résolution** : $q = 4{,}88\,\text{mV}$, soit $4{,}88/50 = 0{,}098\,°\text{C}$: le cahier des charges est tout juste respecté ; la moyenne de 16 conversions améliore la stabilité de l'affichage.

— **Filtrage** : la température varie lentement ; $R_f = 1\,\text{k}\Omega$ et $C_f = 10\,\mu\text{F}$ ($f_c = 16\,\text{Hz}$) atténuent les parasites, et le condensateur fournit la charge de l'échantillonneur.

— **Conversion en °C** : $\theta = N\,q/S = N \times 5/(1024 \times 0{,}05) = 0{,}0977\,N$.

6.5.2 Programme

`thermometre_lm35.c` *(CCS C — PIC18F45K22)*

```c
// thermometre_lm35.c -- chaîne complète : LM35 -> amplificateur (x5) -> RC -> AN0
// Sensibilité de la chaîne : 10 mV/°C x 5 = 50 mV/°C ; 0..100 °C -> 0..5 V
#include <18F45K22.h>
#device ADC=10
#fuses INTRC_IO, NOWDT, NOPROTECT, NOLVP, NOPBADEN
#use delay(internal=16MHz)
#use rs232(baud=9600, UART1)

#define LCD_ENABLE_PIN  PIN_D2
#define LCD_RS_PIN      PIN_D0
#define LCD_RW_PIN      PIN_D1
#define LCD_DATA4       PIN_D4
#define LCD_DATA5       PIN_D5
#define LCD_DATA6       PIN_D6
#define LCD_DATA7       PIN_D7
#include <lcd.c>

#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();

```

```
44    while (TRUE) {
45       n = lire_moyenne();
46       theta = (n * VREF / 1024.0) / SENSIB;       // °C
47       printf(lcd_putc, "\fTemperature\n%5.1f %cC", theta, 0xDF);
48       printf("%5.1f\r\n", theta);
49       delay_ms(1000);
50    }
51 }
```

6.6 Étalonnage d'une chaîne

Les tolérances des composants (gain réel, décalage des AOP, référence) produisent une caractéristique $N = a\,\theta + b$ différente de la caractéristique théorique. L'**étalonnage en deux points** corrige l'erreur de zéro et l'erreur de gain :

1. on place le capteur à deux températures connues θ_1 et θ_2 (bain de glace fondante et eau bouillante, ou thermomètre de référence) et l'on relève les codes N_1 et N_2 ;
2. le programme calcule ensuite

$$\theta = \theta_1 + (N - N_1)\,\frac{\theta_2 - \theta_1}{N_2 - N_1}. \tag{6.2}$$

Les coefficients sont conservés en EEPROM. Un capteur non linéaire (Pt100 sur une large étendue, thermistance, thermocouple) se corrige par un polynôme ou une table d'interpolation.

À retenir

Concevoir une chaîne, c'est *enchaîner* les choix : capteur et excitation (ch. 2), amplification et réjection du mode commun (ch. 3), filtre anti-repliement (ch. 4), résolution et cadence du CAN (ch. 5), puis **vérifier** par le calcul (sensibilité, résolution, bilan d'erreurs) et par la simulation que le cahier des charges (ch. 1) est respecté.