

œ

---

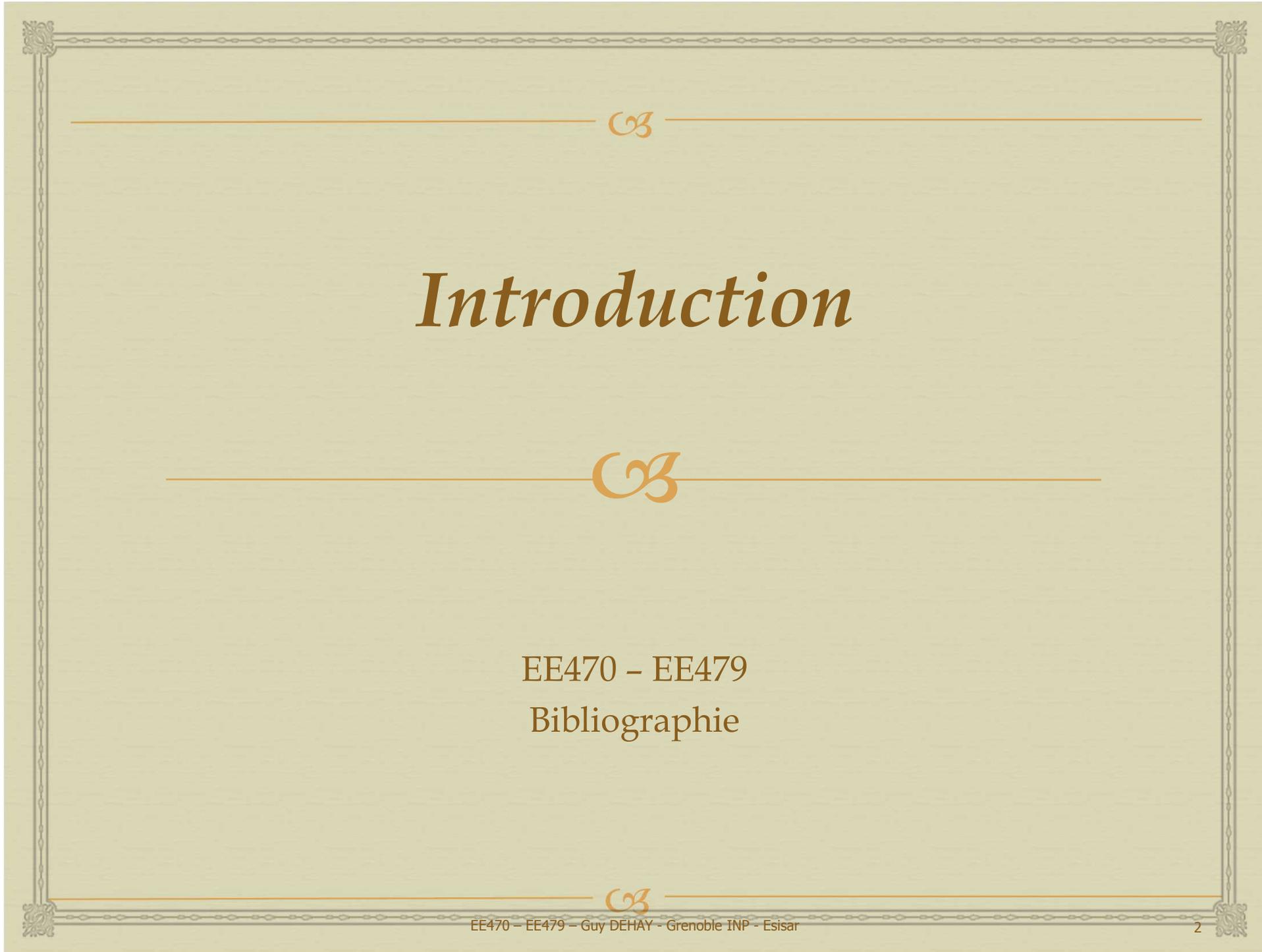
*Electronique*  
*des*  
*Capteurs*

---

œ

Introduction & Préliminaire  
Conditionneurs  
Ampli d'instrumentation





# *Introduction*

EE470 – EE479  
Bibliographie

# Electronique de Précision

## ☞ EE470

### ☞ Séances

- ☞ 3 séances de Cours : 4h30
- ☞ 1 séance de TD : 1h30

### ☞ Evaluations

- ☞ 1 Examen - 1h30
  - ☞ 60% capteur : Lemaitre
  - ☞ 40% électronique : Dehay

### ☞ Commentaire

- ☞ C'est court !

## ☞ EE479

### ☞ Séances

- ☞ 3 séances de Cours : 4h30
- ☞ 3 séances de TD : 4h30

### ☞ Evaluations

- ☞ 1 Examen - 1h30
  - ☞ 60% capteur : Lemaitre
  - ☞ 40% électronique : Dehay

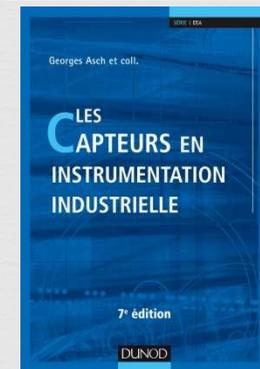
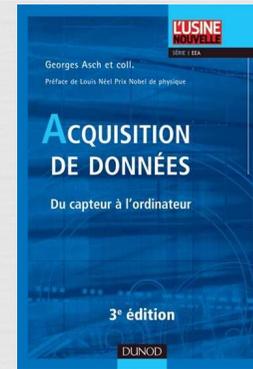
### ☞ Commentaire

- ☞ C'est un peu moins court !

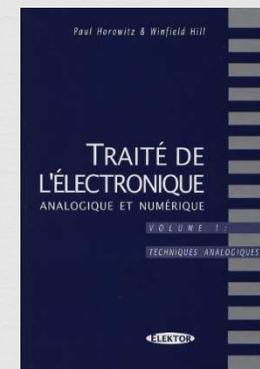
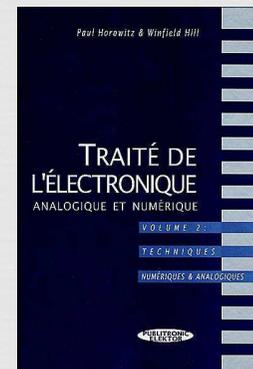
# Bibliographie



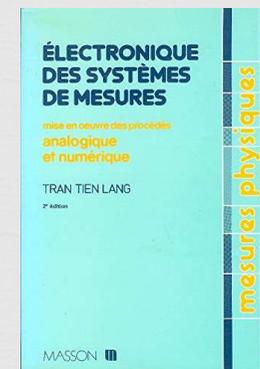
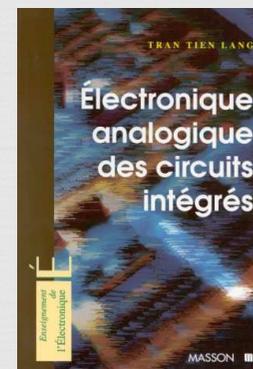
- ∞ Acquisition de données
- ∞ Les Capteurs en Instrumentation Industrielle
- ∞ Asch / Dunod



- ∞ Traité de l'électronique T1-T2
- ∞ Horowitz & Hill / Elektor



- ∞ Electronique des systèmes de mesures
- ∞ Electronique analogique des circuits intégrés
- ∞ Tran Tien Lang / Masson
  - ∞ Mon auteur fétiche !





# *Présentation*

Contexte  
Chaîne d'acquisition  
Mode commun / Mode différentiel

# Contexte



## ❧ Electronique des chaînes de mesures

### ❧ **Mesure de grandeurs physiques**

❧ Précisions toujours plus grandes.

❧ Electronique « hier » dédiée aux laboratoires

➔ Aujourd'hui dans tous systèmes automatisés

## ❧ Possible car ...

❧ **Electronique : c'est « Facilité et Souplesse »**

❧ **Accroissement des qualités de l'électronique intégrée (analogique )**

❧ **Développement de l'informatique**



# Problématique



## ❧ Chaîne d'acquisition

- ❧ Capteur : cf. M. Lemaître
- ❧ Conditionneur : cf. G. Dehay
- ❧ Amplificateur : cf. G. Dehay

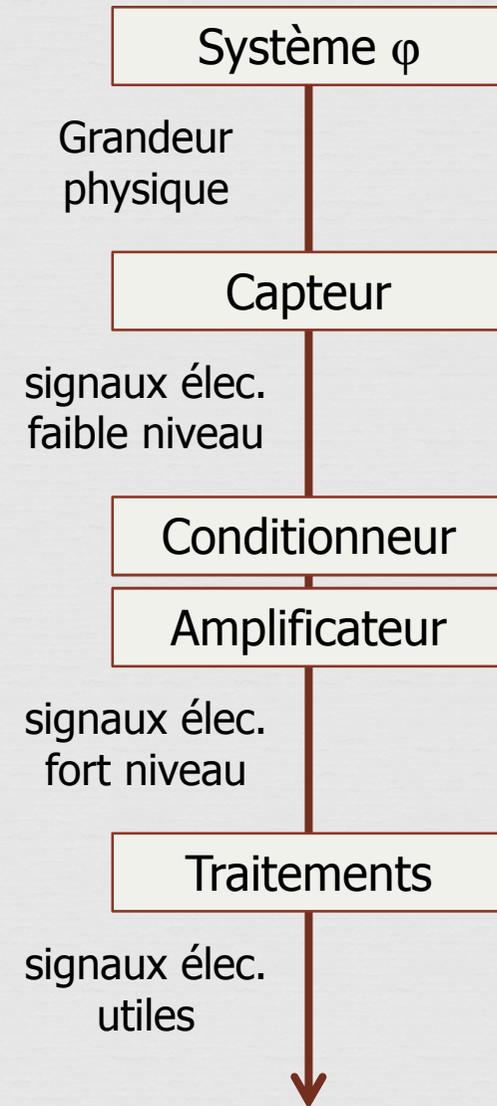
## ❧ Plusieurs difficultés coexistent

### ❧ **Signal informatif << Autres grandeurs**

- ❧ → Difficulté de la mesure

### ❧ **Présence permanente de perturbations extérieures**

- ❧ Pb de bruit : cf. M. Lemaître
- ❧ Pb de CEM : cf. M. Grosjean.
- ❧ → Détérioration de la mesure.



# Mode Commun / Mode différentiel



## Information /

### Différence des tensions / masse

$$v_d = v_2 - v_1$$

## Perturbations / Tensions parasites

### $v_{p1}$ et $v_{p2}$

### Mode commun ou parallèle

Parasites identiques sur les conducteurs (1) & (2)

$$v_{p1} = v_{p2}$$

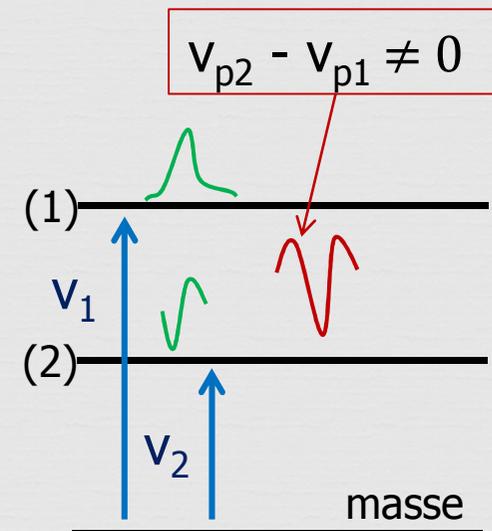
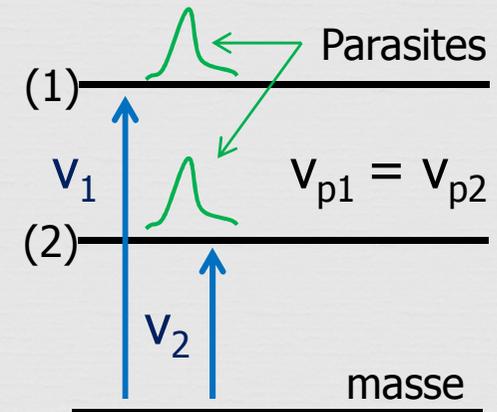
**→ Ne perturbe pas l'information**

### Mode différentielle ou série

Parasites différents sur chaque conducteurs

$$v_{p1} \neq v_{p2}$$

**→ Perturbe l'information**





# *Conditionneurs*



Rôles

Capteurs résistifs

Capteurs réactifs

Détection synchrone



# Rôles du Conditionneur



## ∞ Capteurs

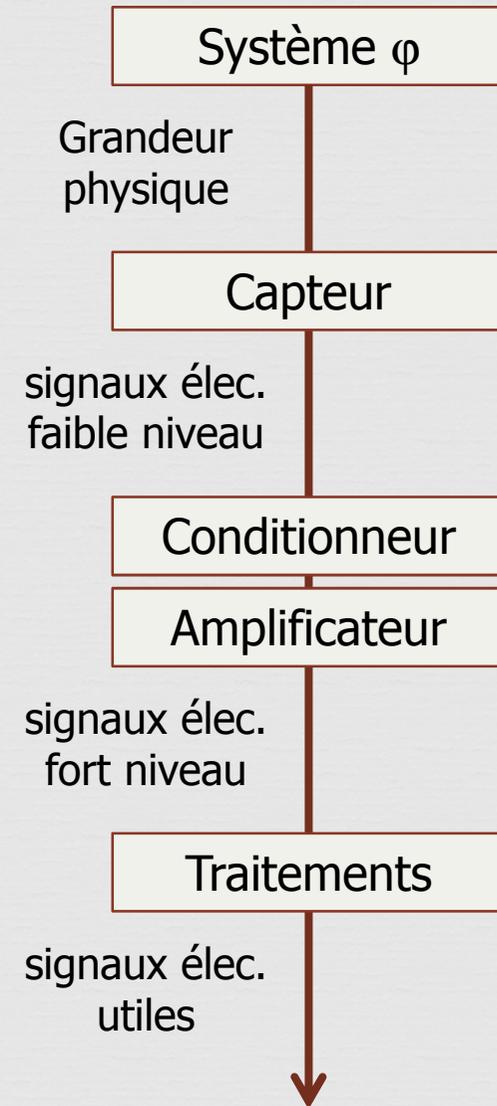
∞ Transformation de grandeurs physiques  
→ Informations électriques variées

- ∞ Variations de résistance, de capacité, d'inductance, de fréquence ...
- ∞ Générateurs de tension, de courant, ...

## ∞ Conditionneur

∞ Adapter la grandeur électrique  
du capteur

- ∞ Obtenir une tension amplifiable
- ∞ Réaliser
  - ∞ des compensations
  - ∞ des linéarisations
  - ∞ ...





---

# *Conditionneurs & Capteurs Résistifs*

---



Quelles mesures  
Mesure absolue : 4 fils  
Mesure relative : Pont de Wheatstone

# Capteurs résistifs : Quelles mesures



## ↻ Mesure absolue de R(m)

↻ R(m) [ $\Omega$ ]

→ Table de valeur

→ Grandeur physique m (mesurande)

↻ Ex.

↻ Mesure de température PT100

↻ Montage "quatre fils" & source de courant.

## ↻ Mesure relative - variation de R : $\Delta R(m)$

↻  $\Delta R(\Delta m)$  [ $\Omega$ ]

→  $\Delta$  Grandeur physique =  $\Delta m$

↻ Ex.

↻ Thermistance :  $\Delta R$  autour de  $R_0$  pour  $\Delta T$  autour d'une température fixée  $T_0$

↻ Jauge de contrainte :  $\Delta R$  autour de  $R_0$  pour  $\Delta L$

↻ → Pont de Wheatstone



# Capteur résistifs : Mesures absolues



## ☞ Montage 4 fils - Alim. en courant

### ☞ Résistance mesurée

☞ Diviseur de courant

$$\text{☞ } V_m = \frac{R(m)(2R_f + R_i)}{R(m) + 2R_f + R_i} I$$

☞ Si  $R(m) \ll 2R_f + R_i$

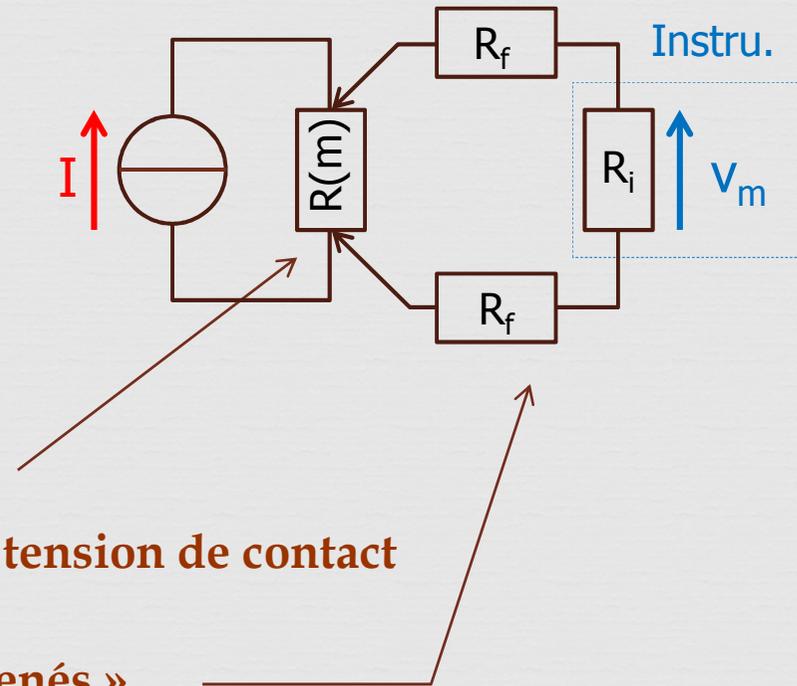
$$\text{☞ } V_m = R(m) I$$

## ☞ Soigner la "connectique"

☞ Limiter le plus possible la chute de tension de contact au niveau de la prise de mesure

☞ Limiter la résistance des « fils d'amenés »

- $R_f$  le plus petit possible
- En tenir compte
- Dans tous les cas les estimer

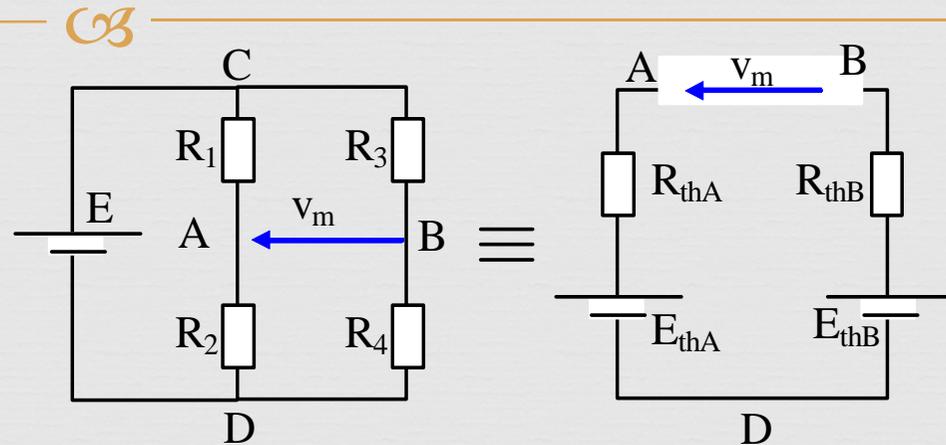


# Capteurs résistifs : Mesure relative

## ⌘ Pont de Wheatstone à vide

⌘ Source de Thévenin

$$V_m = \frac{R_2 R_3 + R_1 R_4}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)} E$$



## ⌘ 1 R variable (jauge de contrainte) 3 R fixes

⌘  $R_1 = R_3 = R_4 = R_0$

⌘  $R_2 = R_0 + \Delta R$

⌘ Relation non linéaire

⌘ Faible variation

⌘ Approximation Linéarisation (DL)

$$V_m = \frac{\Delta R}{4R_0 + 2\Delta R} E$$

$$V_m = \frac{\frac{\Delta R}{R_0}}{1 + \frac{\Delta R}{2R_0}} \frac{E}{4} = \frac{\varepsilon}{1 + \frac{\varepsilon}{2}} \frac{E}{4}$$

$$V_m \approx \frac{\Delta R}{R_0} \frac{E}{4}$$

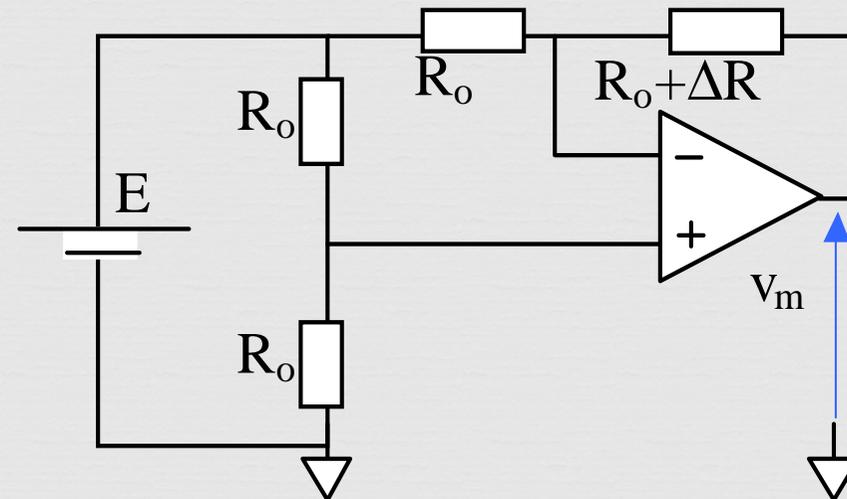
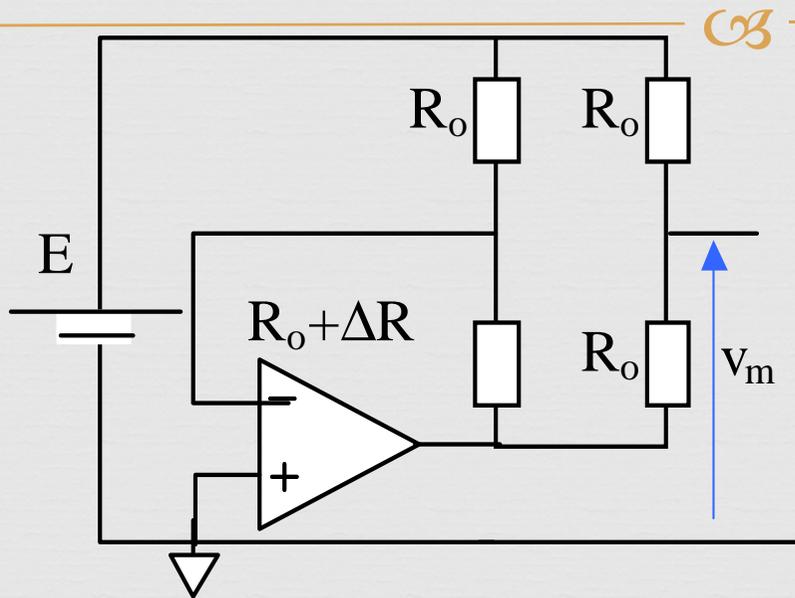
## ⌘ Amélioration Linéarité

⌘ Montage à 2 ou 4 jauges

⌘ Montage à AOP



## 2 Montages linéaires à AOP





---

# *Conditionneurs & Capteurs Réactifs*

---



Pont d'impédance : Mesures en tension ou courant ?

Application : Bobine à noyau mobile

Détection synchrone

# Préambule



## œ Eléments réactifs

### œ 2 types de support d'informations

- œ Information transportée par l'amplitude
  - œ Equilibre d'un pont
  
- œ Information transportée par la fréquence
  - œ Modification d'une cellule d'accord d'un oscillateur.



# Pont d'impédance

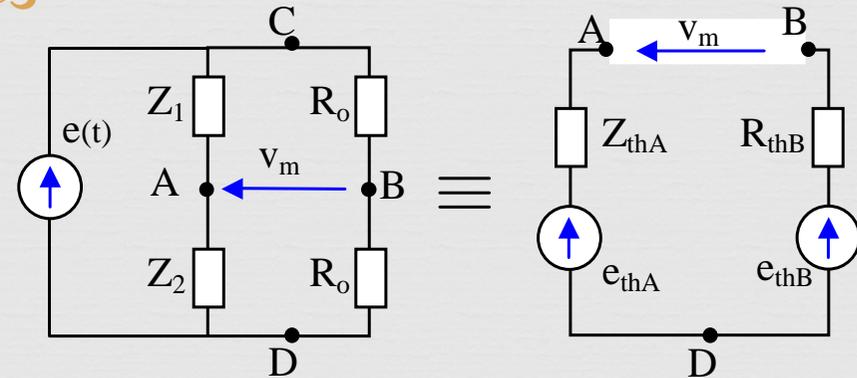
## Source sinusoïdale

1 diviseur résistif

1 diviseur réactif

$$e_{thA} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} e(t) \quad Z_{thA} = \frac{Z_1 \cdot Z_2}{Z_1 + Z_2}$$

$$e_{thB} = \frac{1}{2} e(t) \quad R_{thB} = \frac{1}{2} R_o$$



## Avec instrumentation

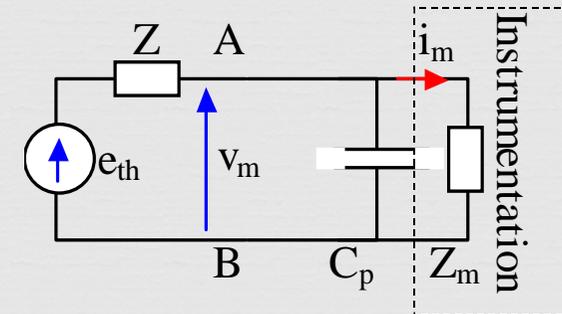
$Z_m$  impédance d'entrée

$C_p$  Capacité parasite (Coax)

$$e_{th} = e_{thA} - e_{thB} = \frac{1}{2} \frac{Z_2 - Z_1}{Z_1 + Z_2} e(t)$$

$$Z = Z_{thA} + R_{thB} = \frac{Z_1 \cdot Z_2}{Z_1 + Z_2} + \frac{R_o}{2}$$

$$Z_{in} = \frac{Z_m \cdot Z_{Cp}}{Z_m + Z_{Cp}}$$



# Pont d'impédance : courant ou tension ?

## ↳ Mesure en tension

↳  $Z_m \gg Z \rightarrow v_m \approx e_{th}$

## ↳ Mesure en courant

↳  $Z_m \ll Z \rightarrow i_m \approx e_{th}/Z$

## ↳ Exemple : Entrée d'oscilloscope

↳  $e(t) = E \cos(\omega t)$

$f = 10 \text{ kHz}$

↳  $L = 30 \text{ mH}$

$C_p = 10 \text{ pF}$

$Z_m = 1 \text{ M}\Omega$

## ↳ AN :

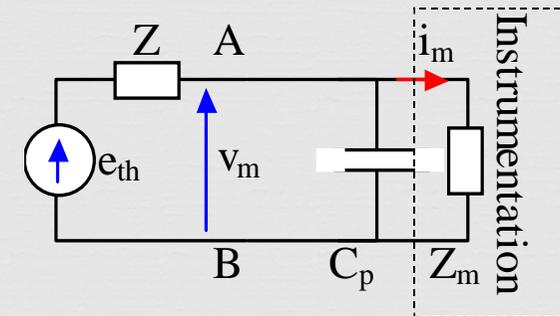
↳  $Z_1 = Z_2 = L\omega = 1,88 \text{ k}\Omega$  d'où  $Z_{thA} = 942 \Omega$

↳  $Z_{cp} = (C_p \cdot \omega)^{-1} = 1,6 \text{ M}\Omega$

$Z_m \parallel Z_{cp} \gg Z_{thA}$

## ↳ Mesure en tension

$$v_m(t) = e_{th}(t) = \frac{1}{2} \frac{Z_2 - Z_1}{Z_1 + Z_2} \cdot e(t)$$



$$Z_{in} = \frac{Z_m \cdot Z_{Cp}}{Z_m + Z_{Cp}}$$



# Bobine à point milieu & Noyau mobile

## Source

$$e(t) = E \cos(\omega_0 t)$$

## Inductance complémentaire

Variation de l'inductance proportionnelle au déplacement du noyau

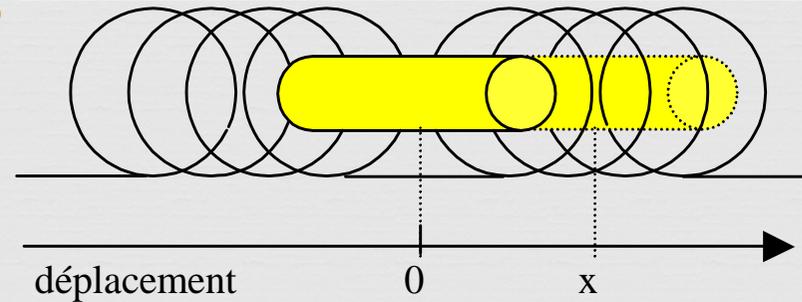
$$L_1 = L_0(1 - ax)$$

$$L_2 = L_0(1 + ax)$$

## Tension mesurande

Modulation d'amplitude sans porteuse

→ Détection synchrone



$$v_m(t) = e_{th}(t) = \frac{1}{2} \frac{Z_2 - Z_1}{Z_1 + Z_2} \cdot e(t)$$

$$v_m(t) = \frac{1}{2} \frac{L_2 - L_1}{L_1 + L_2} e(t) = \frac{1}{2} a \cdot x \cdot e(t)$$

$$v_m(t) = a \frac{E}{2} \cdot x(t) \cdot \cos(\omega_0 t)$$



# Détection synchrone (démodulation)



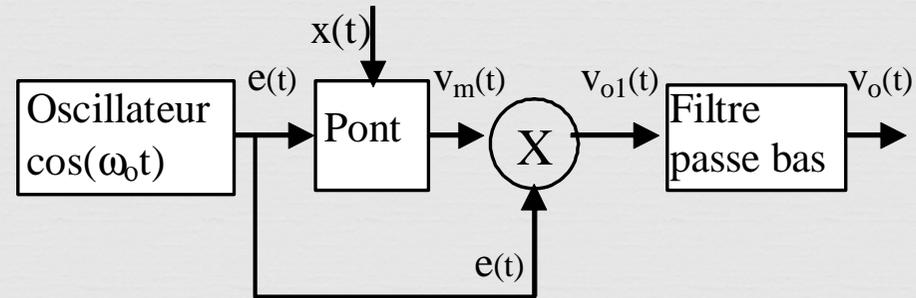
## ∞ Pont d'impédance

### ∞ Attaque :

$$\infty e(t) = E \cos(\omega_0 t)$$

### ∞ Mesurande

$$\infty v_m(t) = a \frac{E}{2} \cdot x(t) \cdot \cos(\omega_0 t)$$



## ∞ Multiplieur

∞ Signal « HF » :  $2 f_0$

∞ Signal « BF »  $x(t)$

$$v_{o1} = \alpha \cdot v_m(t) \cdot e_d(t)$$

$$= \alpha \cdot S \cdot x(t) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi) \cdot E_o \cos(\omega_0 t + \psi)$$

$$= \frac{\alpha S E_o}{2} x(t) \cos(\varphi - \psi) + \frac{\alpha S E_o}{2} x(t) \cos(2\omega_0 t + \varphi + \psi)$$

## ∞ Filtrage

∞ Retrait des HF

∞ Conservation des BF

$$v_o = \frac{\alpha S E_o}{2} x(t)$$

## ∞ Nécessité

∞ Spectre de  $X(f) \ll f_0$





*Amplificateur  
d'instrumentation*





---

# *Amplificateur d'Instrumentation*



---

Vue didactique  
Mode différentiel / Mode commun  
Taux de réjection  
Montages classiques  
1 AOP - 2 AOP - 3 AOP

# Ampli. D'instrumentation

## œ Rôles

- œ ↗ le niveau du signal
- œ **Protéger**
  - œ des parasites
  - œ des bruits de fond
  - œ des dérives des éléments
- œ **Optimiser les impédances**
  - œ d'entrée
  - œ de sortie
- œ **Adapter au mieux le niveau du signal pour le « receveur »**
  - œ CAN,
  - œ galvanomètre à cadre mobile,
  - œ ...

→ Améliore la précision  
de la mesure

## œ Comparatif AOP & AI

### œ AOP

- œ Gain très élevé
- œ Gain pas très bien défini
- œ Stable avec réaction

### œ AI

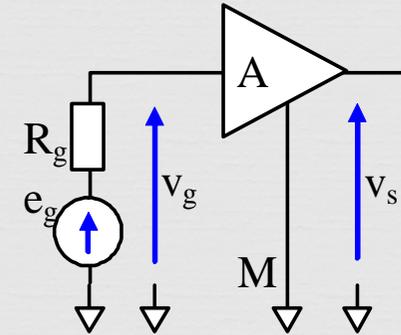
- œ Gain (très) élevé
- œ Gain (très) précis ajustable
- œ Linéaire
- œ Stable sans contre réaction

# Liaisons à la masse : *Référence identique*



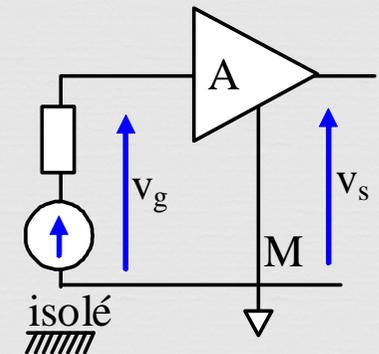
## 1<sup>er</sup> cas : Source voisine de l'amplificateur

- ☞ Même référence - source et l'amplificateur
- ☞ Amplificateur est dans le boîtier du capteur



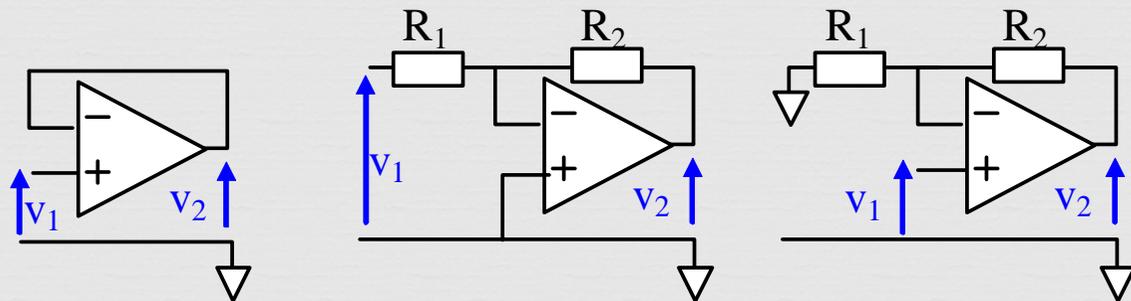
## 2<sup>ème</sup> cas : Source éloignée de l'amplificateur

- ☞ Isolée de son environnement,
- ☞ Ref. ramenée à la masse de l'amplificateur



## ☞ Exemples d'amplificateurs classiques

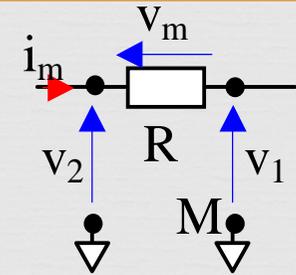
- ☞ Suiveur
- ☞ Inverseur
- ☞ Non inverseur



# Liaisons à la masse : *Références séparées*

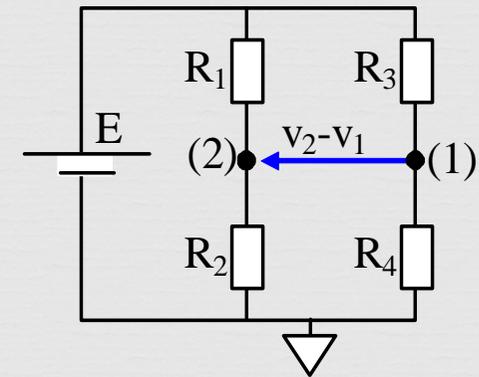
## ☞ Mesure type quatre fils

☞  $v_m = v_2 - v_1$



## ☞ Déséquilibre d'un pont

☞  $v_m = v_2 - v_1$



## ☞ Tension différentielle de masse : $V_M$

☞ Courant circulant entre M et  $M_s$

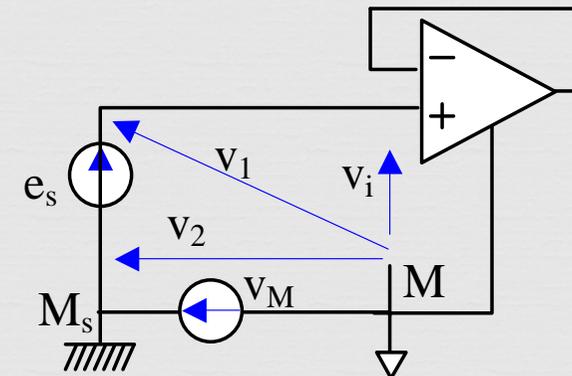
☞ Inductions dans la boucle

☞  $v_i = v_M + e_s$

☞ La plupart des cas  $v_M \gg e_s$

☞ → Impossible d'utiliser un montage asymétrique.

☞ → Amplificateur différentiel

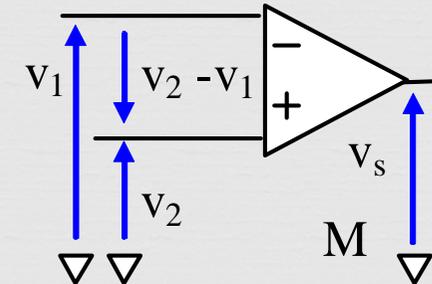


# Amplificateur différentiel



## ∞ Tension différentielle & Mode commun

$$\begin{cases} v_d = v_2 - v_1 \\ v_{mc} = 1/2 (v_1 + v_2) \end{cases} \iff \begin{cases} v_1 = v_{mc} - 1/2 v_d \\ v_2 = v_{mc} + 1/2 v_d \end{cases}$$



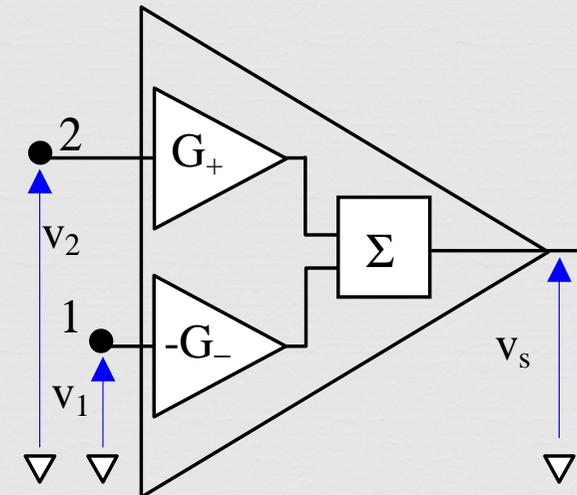
## ∞ AI Didactique

### ∞ Tension de sortie

$$\infty v_s = G_+ v_2 - G_- v_1 = A_d v_d + A_{mc} v_{mc}$$

### ∞ AI Parfait : $G_+ = G_-$

- ∞  $v_s = A_d \cdot v_d$
- ∞ Pas de mode commun /
- ∞ N'amplifie que la différence  $v_d$



### ∞ AI Réel : $G_+ \neq G_-$

- ∞  $v_s = A_d v_d + A_{mc} v_{mc}$
- ∞ Amplification du mode commun

$$G_d = 1/2 (G_+ + G_-)$$

$$G_{mc} = G_+ - G_-$$



# Taux de réjection de mode commun



## ∞ T<sub>RMC</sub>

$$\text{∞ } v_s = G_d v_d + G_{mc} v_{mc} = G_d \left( v_d + \frac{1}{G_d/G_{mc}} v_{mc} \right)$$

$$\tau_r = \frac{G_d}{G_{mc}}$$

$$\text{∞ } v_s = G_d \left( v_d + \frac{1}{\tau_r} v_{mc} \right)$$

## ∞ Commentaires

∞ Choisir un AI → Rendre le mode commun négligeable

$$\text{∞ } v_d \gg \frac{1}{\tau_r} v_{mc}$$

∞ CMRR - Common Mode Réjection Ratio -  $\tau_r$

∞ CMR =  $\log_{10}$  CMRR

∞ Classique : 80 dB < CMR < 100 dB → 180 dB



# AI : Montage à 1 AOP - $A_d$ & $A_{mc}$



## ⌘ Théorème de Superposition

⌘  $v_{i1}$  existe -  $v_{i2}$  éteinte → Inverseur

$$\text{⌘ } v_{s1} = -\frac{R_2}{R_1} v_1$$

⌘  $v_{i1}$  éteinte -  $v_{i2}$  existe → Non-inver. & diviseur

$$\text{⌘ } v_{s2} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{R_4}{R_3+R_4} v_2$$

⌘ Final

$$\text{⌘ } v_s = v_{s1} + v_{s2} = \frac{R_2}{R_1} \left[ \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \frac{R_1}{R_2} \cdot \frac{R_4}{R_3+R_4} v_2 - v_1 \right]$$

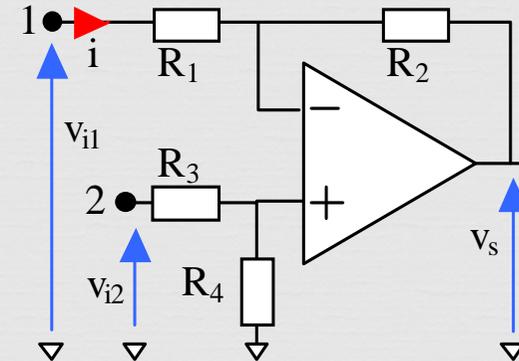
## ⌘ Ampli. différentiel et de mode commun

$$\text{⌘ } v_s = \underbrace{\frac{R_1+R_2}{2 R_1} \left( \frac{R_2}{R_1+R_2} + \frac{R_4}{R_3+R_4} \right)}_{A_d} v_d + \underbrace{\frac{R_1 R_4 - R_2 R_3}{R_1 (R_3+R_4)}}_{A_{mc}} v_{mc}$$

⌘  $A_{mc} = 0$  - Annulation du mode commun

$$\text{⌘ } R_1 R_4 = R_2 R_3 \rightarrow A_d = R_2 / R_1$$

⌘ Impossible dans la vraie vie → Calcul de  $A_{mc}$



$$\begin{cases} v_1 = v_{mc} - 1/2 v_d \\ v_2 = v_{mc} + 1/2 v_d \end{cases}$$



# AI : Montage à 1 AOP - $A_{mc}(\varepsilon)$



## ∞ Précision de résistance

$$\text{∞ } R_x = R_{x0} + \Delta R \rightarrow R_x = R_{x0} \left(1 + \frac{\Delta R}{R_{x0}}\right) \rightarrow R_x = R_{x0} (1 + \varepsilon)$$

## ∞ $A_{mc} = 0$ et Simplification

$$\text{∞ } R_1 R_4 = R_2 R_3 \quad \text{dans la pratique} \quad R_1 = R_3 \quad \text{et} \quad R_2 = R_4$$

## ∞ Maximisation de $A_{mc}$

$$\text{∞ } A_{mc} = \frac{R_1 R_4 - R_2 R_3}{R_1 (R_3 + R_4)} = \frac{R_1 (1 + \varepsilon) R_4 (1 + \varepsilon) - R_2 (1 - \varepsilon) R_3 (1 - \varepsilon)}{R_1 (R_3 + R_4)}$$

$$A_d = \frac{R_2}{R_1}$$

$$A_{mc} = \frac{4\varepsilon G_d}{1 + G_d}$$

## ∞ Ex. $A_d = 100$

$$\text{∞ } \varepsilon = 5 \%$$

$$\text{∞ } \text{CMRR} = 505,5$$

$$\text{CMR} = 54 \text{ dB}$$

$$\text{∞ } \varepsilon = 0,1 \%$$

$$\text{∞ } \text{CMRR} = 25\,000$$

$$\text{CMR} = 88 \text{ dB}$$

$$\tau_{rmc} = \frac{1 + G_d}{4\varepsilon}$$



# Mesure 4 fils : shunt



## ☞ Mesure du courant par shunt

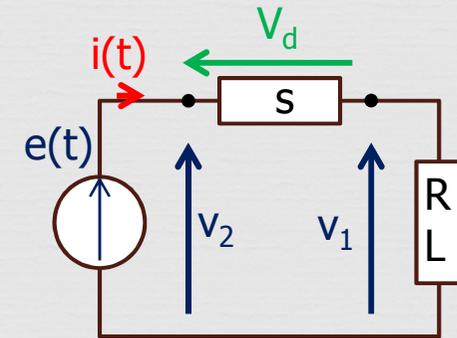
☞  $e(t) = E \sin \omega t$

☞  $E = 200 \text{ [V]}$        $f = 50 \text{ [Hz]}$

☞  $R = 5 \text{ } \Omega$        $L\omega = 8,66 \text{ } \Omega$

☞  $\underline{Z} = R + jL\omega$        $Z = \sqrt{R^2 + (L\omega)^2} = 10 \text{ } \Omega$

☞  $\varphi = \arg(\underline{Z}) = \frac{\pi}{3}$



☞ **Shunt :  $I_{\text{nominal}} \rightarrow 100 \text{ mV}$  ;**

☞  $S = \frac{0,1}{20} = 5 \text{ m } \Omega$

## ☞ Mise en Equations

☞  $v_2 = e(t)$

$$i(t) = \frac{E}{Z} \sin(\omega t - \varphi)$$

$$\underline{V_1} = \frac{\underline{Z}}{\underline{Z} + S} \underline{E}$$

☞  $v_1(t) = v_2(t) - S \cdot i(t)$



# 4 fils : Mode différentiel - Mode commun

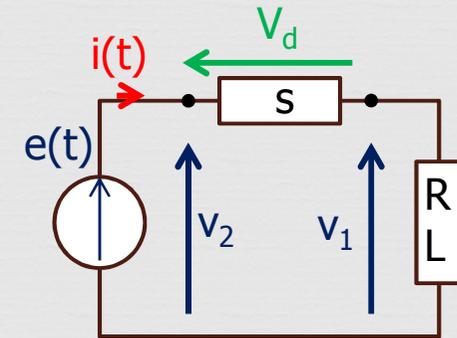


## ∞ $v_d$ & $v_{mc}$

∞  $v_d = v_2 - v_1$

∞  $v_{mc} = 1/2 (v_1 + v_2)$

Onde sinus :  
100 mV crête



## ∞ Application

∞  $v_d = v_2 - v_1 = S i(t) = \frac{S E}{Z} \sin(\omega t - \varphi)$

∞  $v_{mc} = 1/2 (v_1 + v_2) = 1/2 (v_1 + v_1 - S \cdot i(t)) = v_1 + 1/2 S \cdot i(t)$

Onde sinus :  
200 V crête

Onde sinus :  
50 mV crête

## ∞ TRMC

∞  $v_s = G_d \left( v_d + \frac{1}{\tau_r} v_{mc} \right)$

indépendance /  $v_{mc}$  ;

$v_d \gg \frac{1}{\tau_r} v_{mc}$

∞  $\tau_r \gg \frac{v_{mc}}{v_d}$  soit

$\tau_r \gg \frac{200}{0,1}$

$\tau_r \gg 2\ 000$

∞  $\tau_r = 200\ 000 = 106\ \text{dB}$



# AI à 2 AOP

⌘ Pour  $A_d$  faible (ei. 5)  $A_1 = 1,25$ .

⌘  $V_{mc}$  importante,

⌘ Risques de saturation de A1.

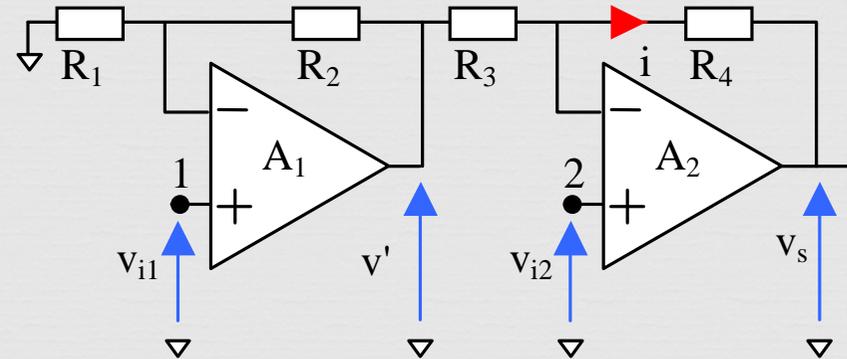
⌘ Cheminement

⌘  $v_{i1}$  transite par deux AOP -  $v_{i2}$  n'en utilise qu'un.

⌘ Détérioration TRMC (f)

⌘ Réglage du gain difficile en continu

⌘ Appariement des résistances



# AI à 3AOP

## ❧ Résistances $R_1$ et $R'_1$

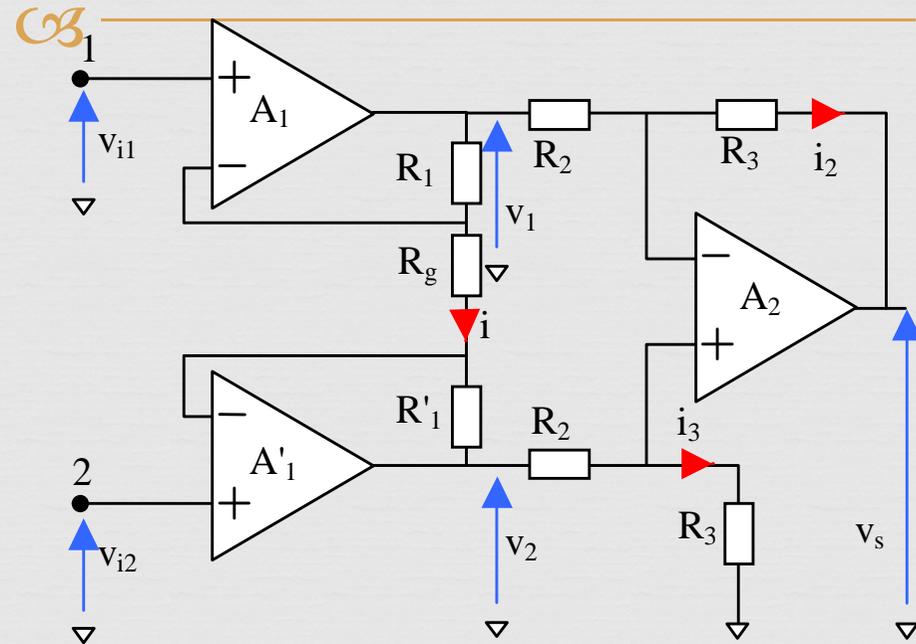
- ❧ Précision quelconque
- ❧ N'interviennent dans  $A_{mc}$
- ❧ Uniquement dans  $A_d$

## ❧ Amplificateurs intégrés

- ❧ Seule résistance nécessaire
  - ❧  $R_g$
- ❧  $R_g$  : résistance commandée
  - ❧ gain réglable.

## ❧ NB

- ❧ Difficile à mettre en œuvre pour de fort gain en composants « discrets »
- ❧ Préférer la mise en œuvre d'un composant intégré





# *Amplificateur d'Instrumentation*



Défauts statiques  
Défauts dynamiques  
Bandes passantes





---

# *Défauts Statiques*



---

Tension de décalage  
Courants de polarisation  
Limitation des effets des Courant de polarisation  
Sensibilité à l'alimentation

# Tension de décalage : Offset



## ❧ Aucun signal en entrée

❧ → Tension continue en sortie non nulle  $v_s$

## ❧ Origine

❧ Dissymétrie de voies inverseuse et non-inverseuse

❧ Présence de courant de polarisation.

## ❧ Théorème de superposition

❧ Tension de décalage s'ajoute au signal de sortie issue de l'entrée

## ❧ Modélisation

❧ Tension de décalage ramenée en entrée

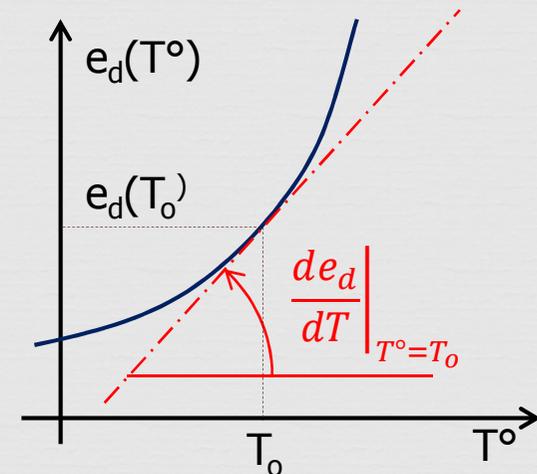
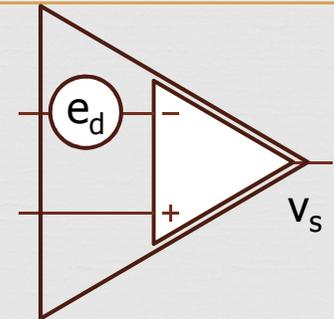
❧  $e_d$  fournie par le constructeur

❧ Influence de la  $T^\circ$  (linéarisé)

❧ Sensibilité thermique fournie par le constructeur

❧ Dérive en  $T^\circ$  avec une « certaine » pente

$$\left. \frac{de_d}{dT} \right|_{T^\circ=T_0} \quad \left[ \frac{\mu V}{^\circ C} \right]$$



# Tension de décalage : Prise en compte

## ⌘ Théorème de superposition

⌘ Calcul avec  $e_d$  les autres sources éteintes

⌘  $v_e = 0$

## ⌘ Montage inverseur

⌘  $v_{sd1} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) e_d$

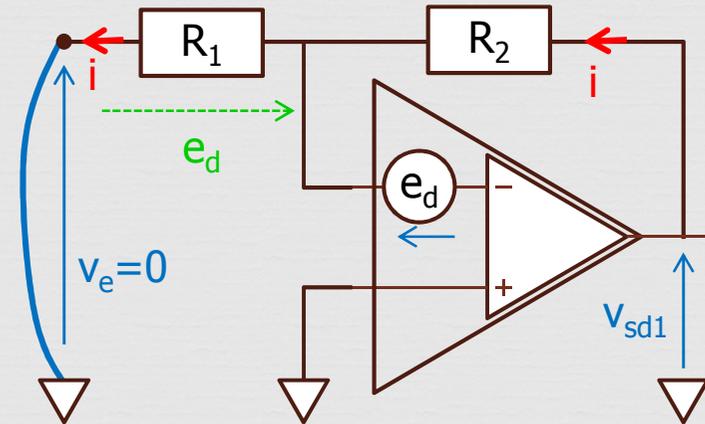
⌘ **Non inverseur**

⌘ Idem

## ⌘ Infos constructeurs

⌘  $e_d$  valeur absolue max

⌘ Coef. de  $T^\circ$



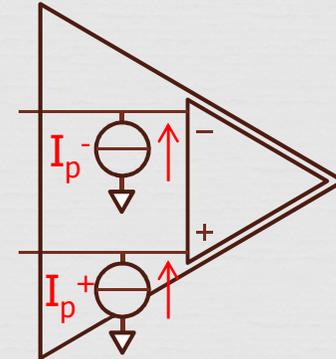
Réf. constructeur	$e_d$	Coef. $T^\circ$
Amplificateur Opérationnel "classique"		
TL84	3000 $\mu\text{V}$	10 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Amplificateur de précision		
AD707 (Analog Devices)	10 $\mu\text{V}$	0,1 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
AD517 (Analog Devices)	150 $\mu\text{V}$	3 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
AD542 (Analog Devices)	10 $\mu\text{V}$	20 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Amplificateur d'instrumentation		
INA101 (Burr Brown)	2 mV	$\left(2 + \frac{20}{G}\right) \mu\text{V}/^\circ\text{C}$

# Courant de polarisation : $I_p^+$ $I_p^-$

## ⌘ Courants de polarisation

⌘ Courants réels fournis aux entrées

⌘ Cas idéal :  $I_p^+ = I_p^-$



## ⌘ Cas réel

⌘ Courant de décalage  $I_d$  (Input Offset Current)

$$\text{⌘ } I_d = I_p^+ - I_p^-$$

⌘ Courant de polarisation  $I_p$  (Input Bias Current)

$$\text{⌘ } I_p = \frac{1}{2} (I_p^+ + I_p^-)$$

⌘ Données constructeur

$$\text{⌘ } I_p \text{ \& } I_d$$

## ⌘ Expressions des courants

$$\text{⌘ } I_p^+ = I_p + \frac{1}{2} I_d$$

$$\text{⌘ } I_p^- = I_p - \frac{1}{2} I_d$$

Courant	Bipolaire	FET
$I_p$	1 nA à qq 10 nA	1 fA ( $10^{-15}$ A) à 100 pA
$I_d$	$I_p/10$ à $I_p$	
Coef de $T^\circ$		

# Data sheet

## LM741

PARAMETER	MIN	TYP	MAX	UNIT
Input offset voltage		0.8	3	mV
			4	mV
Average input offset voltage drift			15	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input offset voltage adjustment range	$\pm 10$			mV
Input offset current		3	30	nA
			70	
Average input offset current drift			0.5	$\text{nA}/^\circ\text{C}$
Input bias current		30	80	nA
			0.21	$\mu\text{A}$

## TL81

		Typ.	Max.	
$V_{io}$	Input Offset Voltage ( $R_s = 50\Omega$ ) $T_{amb} = +25^\circ\text{C}$	3	10	mV
	$T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		13	
$DV_{io}$	Input Offset Voltage Drift	10		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
$I_{io}$	Input Offset Current - note 1) $T_{amb} = +25^\circ\text{C}$	5	100	pA
	$T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		10	nA
$I_{ib}$	Input Bias Current -note 1 $T_{amb} = +25^\circ\text{C}$	20	400	nA
	$T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		20	

# Courant de polarisation : Prise en compte

## Ampli inverseur

### Equations

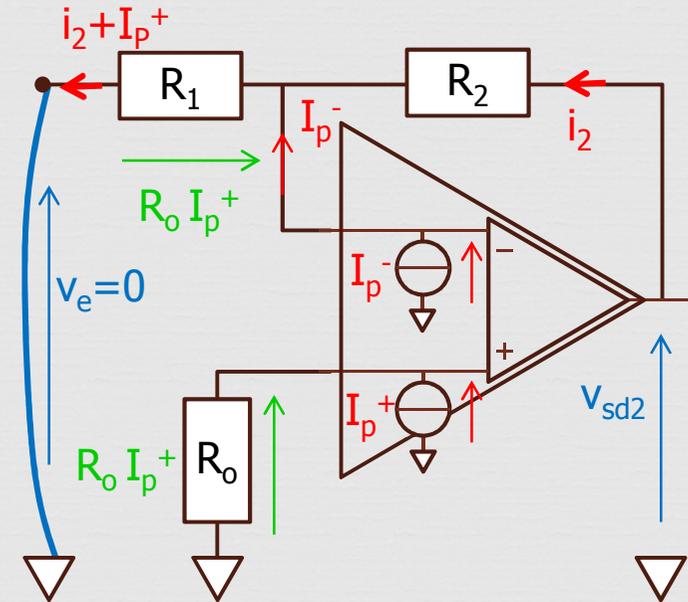
$$V^+ = R_o I_p^+$$

$$V^- = R_1 (I_2 + I_p^-)$$

$$V_{sd2} = (R_1 + R_2) I_2 + R_1 I_p^-$$

### Défaut en sortie

$$V_{sd2} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} R_o I_p^+ - R_2 I_p^-$$



## Limitation de l'effet des courants de polarisations

$$V_{sd2} = 0$$

Hypothèse

$$I_p^+ = I_p^-$$

$$R_o = R_1 // R_2$$



# Défauts AOP : Commentaires

---



❧ Hypothèse de linéarité

❧ hypothèse d'indépendance des défauts

❧ Théorème de superposition



❧ **Prise en compte des défaut par l'étude indépendante de chaque défaut « seul » puis en ajoutant leurs effets.**

❧ **C'est la maximisation des effets des défauts**

❧ **cf. cours de PLA pour les effets des défauts le plus probable**



# Sensibilité à l'alimentation - PSRR



## ∞ Dérives et fluctuations de l'alimentation

∞ → Tension de décalage  $e_d$

∞ → Courants de polarisation

## ∞ Sensibilité de la tension de décalage $e_d$ vis à vis de l'alimentation

$$S_a \triangleq \frac{\Delta e_d}{\Delta E_{alim}}$$

## ∞ Réjection des variations de l'alimentation

∞ Power Supply Rejection Ratio :  
PSRR (ex. AD381)

$$\infty PSRR = 20 \cdot \log\left(\frac{\Delta E_{alim}}{\Delta e_d}\right) = 20 \cdot \log\left(\frac{1}{S_a}\right) = 80 \text{ dB}$$





---

# *Défaut dynamique*



---

Produit Gain Bande  
Bande passante à  $\varepsilon$  %  
TRMC (f)

# AOP réel : Boucle ouverte



## Gain en boucle ouverte

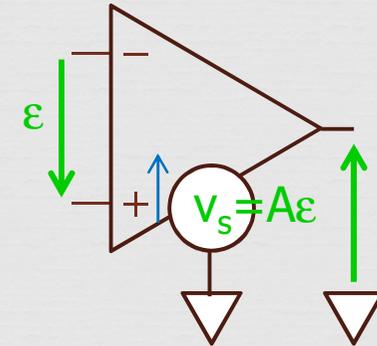
Gain statique fini :  $A_o$

Limité en fréquence

Systeme du 1<sup>er</sup> ordre

Fréquence propre  $f_o$

$$A(j\omega) = \frac{v_s}{\varepsilon} = \frac{A_o}{1 + j\omega/\omega_o}$$

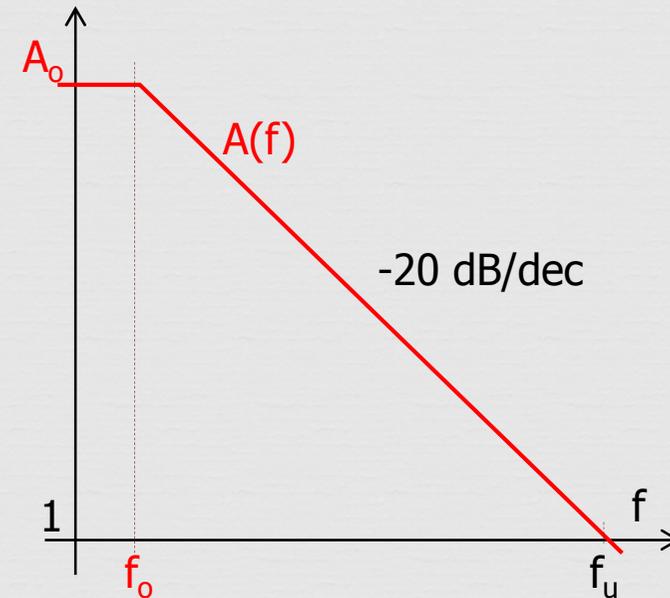


## Fréquence unité : $A(f_u) = 1$

$$\frac{A_o}{\sqrt{1 + (\omega_u/\omega_o)^2}} = 1$$

Pour  $\omega_u/\omega_o \gg 1$        $\omega_u = A_o \omega_o$

ex	$A_o$	$f_o$	$f_u$
LM741	$32 \cdot 10^3$	4,6 Hz	1,5 MHz
TL81	$2 \cdot 10^5$	20 Hz	4 MHz



# Data sheet

## LM741

PARAMETER	MIN	TYP	MAX	UNIT
Bandwidth	0.437	1.5		MHz

## TL81

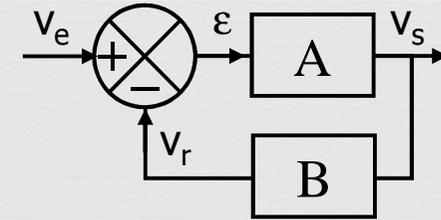
Gain Bandwidth Product ( $T_{amb} = +25^{\circ}\text{C}$ )  
 $V_{in} = 10\text{mV}$ ,  $R_L = 2\text{k}\Omega$ ,  $C_L = 100\text{pF}$ ,  $f = 100\text{kHz}$

Min.	Typ.	Max.	
2.5	4		MHz

# AOP en BF

## Chaîne directe

$$A(j\omega) = \frac{v_s}{\varepsilon} = \frac{A_o}{1 + j\omega/\omega_o}$$



## Système bouclé

Identification  
forme canonique

$$H_{bf}(j\omega) = \frac{v_s}{v_e} = \frac{A(j\omega)}{1 + A(j\omega)B} = \frac{H_{bf_o}}{1 + j\omega/\omega_{bf_o}}$$

$$H_{bf_o} = \frac{A_o}{1 + A_o B}$$

$$\omega_{bf_o} = (1 + A_o B) \omega_o$$

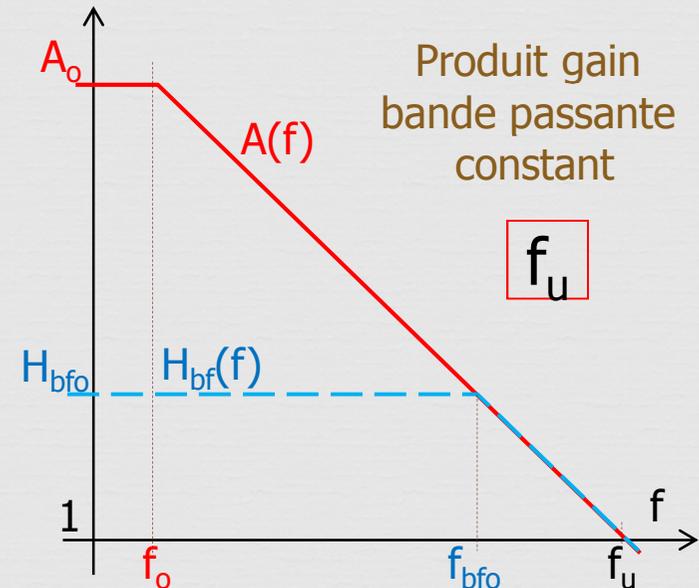
## Produit gain bande = Constante

$$H_{bf_o} \omega_{bf_o} = \omega_o A_o = \omega_u$$

## Ampli inverseur & TL81

$H_{bf_o} = 100$  ou  $40$  dB

$f_{bo} = 40$  kHz !!!



# Fréquence de coupure : Définition « S » !



## ☞ Définition Classique à « -3dB »

☞ Amplification statique  $H_{bf_0}$

☞ Gain monotone - Erreur  $\varepsilon$

☞  $\varepsilon = 30\%$

$H_{bf}(j\omega)$  - passe bas

$$|H_{bf}(j\omega_c)| \triangleq \frac{H_{bf_0}}{\sqrt{2}} \approx 0,7 H_{bf_0}$$

## ☞ Définition à $\varepsilon$ près

$$|H_{bf}(j\omega_\varepsilon)| \triangleq (1 - \varepsilon) H_{bf_0}$$

## ☞ Ampli de Précision - Système du 1<sup>er</sup> ordre

$$T(j\omega) = \frac{T_0}{1 + j\omega/\omega_1}$$

☞ Fréquence de coupure à  $\varepsilon$  près

$$\text{☞ } |T(j\omega_\varepsilon)| \triangleq (1 - \varepsilon)T_0$$

$$T_0 / \sqrt{1 + (\omega_\varepsilon/\omega_1)^2} \triangleq (1 - \varepsilon)T_0$$

$$\text{☞ } \omega_\varepsilon = \frac{\sqrt{\varepsilon(2-\varepsilon)}}{1-\varepsilon} \omega_1 \approx \omega_1 \sqrt{2\varepsilon} \approx \frac{\omega_u}{T_0} \sqrt{2\varepsilon}$$

$$\omega_\varepsilon \approx \frac{\omega_u}{T_0} \sqrt{2\varepsilon}$$



# Bande Passante à $\varepsilon$ près

## Ampli inverseur

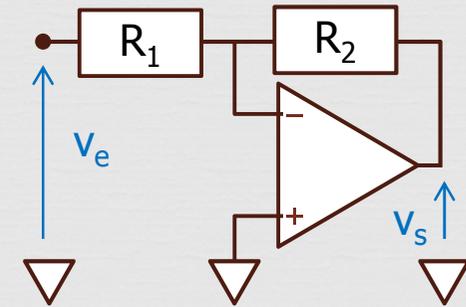
### Gain :

$$T_o = 100$$

### TL81 :

$$PGB = 4 \text{ MHz}$$

$$T(j\omega) = \frac{T_o}{1 + j\omega/\omega_1}$$



## Bande passante à -3dB

$$f_1 = f_u / T_o = 40 \text{ kHz}$$

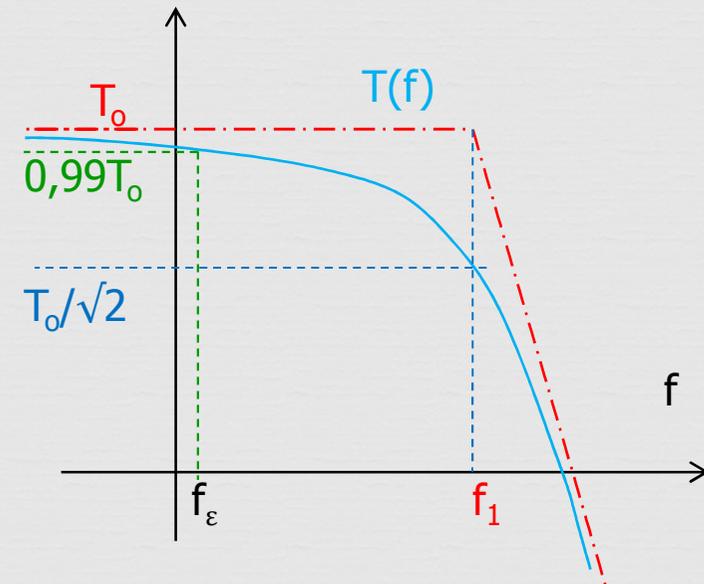
## Bande passante à $\varepsilon = 1\%$ près

$$f_\varepsilon \approx \sqrt{2\varepsilon} f_1 \approx 5,65 \text{ kHz}$$

$$B_\varepsilon = f_\varepsilon$$

## C'est peu !

### Comment faire mieux

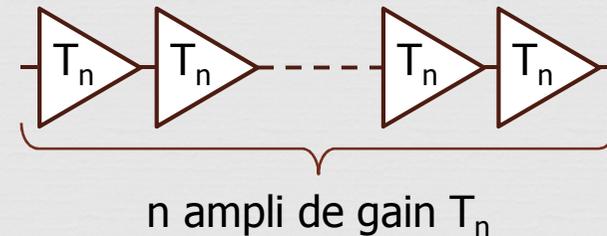


# Augmentation de BP : Cascades d'amplis



## Objectif

- Même amplification globale  $T_o$
- Même structure d'ampli
- Augmenter la bande passante B



## Solution

- Mise en cascade d'ampli identique
- Fonction de transfert de  $T_n(p)$ 
  - Amplification statique plus faible
    - $T_{n_o} = \sqrt[n]{T_o}$
  - Fréquence propre plus grande
    - $\omega_{n1} T_{n_o} = \omega_o T_o = \omega_u$

$$T_n(j\omega) = \frac{T_{n_o}}{1 + j\omega/\omega_{n1}}$$

$$T_n(j\omega) = \frac{\sqrt[n]{T_o}}{1 + j\omega/\frac{\omega_u}{T_{n_o}}}$$

- Fréquence de coupure à  $\epsilon$  près
  - BP plus étendue



# Augmentation de BP : de combien ?



## ☞ Mise en cascade

### ☞ Amplification statique pour 1 ampli

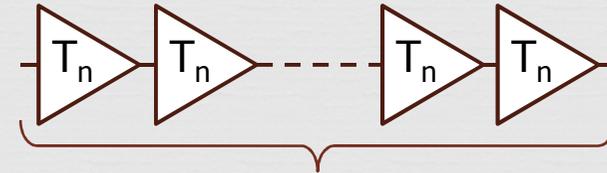
$$\text{☞ } T_{n0} = \sqrt[n]{T_0}$$

### ☞ Fréquence propre plus grande

$$\text{☞ } \omega_1 = \omega_u / T_{n0}$$

### ☞ Fréquence de coupure à $\varepsilon$ près

$$\text{☞ } |T_n(\omega_{n\varepsilon})|^n = (1 - \varepsilon)T_0$$



n amplis de gain  $T_n$

$$|T_n(j\omega)| = \frac{\sqrt[n]{T_0}}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_u / T_{n0}}\right)^2}}$$

$$f_{n\varepsilon} = \frac{f_u}{\sqrt[n]{T_0}} \sqrt{(1 - \varepsilon)^{-\frac{2}{n}} - 1} \approx \frac{f_u}{\sqrt[n]{T_0}} \sqrt{\frac{2\varepsilon}{n}}$$

## ☞ Amélioration & « n » étages

$$\text{☞ Ratio : } \frac{f_{n\varepsilon}}{f_{1\varepsilon}}$$

$$\frac{f_{n\varepsilon}}{f_{1\varepsilon}} = \frac{\frac{f_u}{\sqrt[n]{T_0}} \sqrt{\frac{2\varepsilon}{n}}}{\frac{f_u}{T_0} \sqrt{2\varepsilon}} = \frac{T_0^{\frac{n-1}{n}}}{\sqrt{n}}$$



# Augmentation de BP : Combien d'étage ?

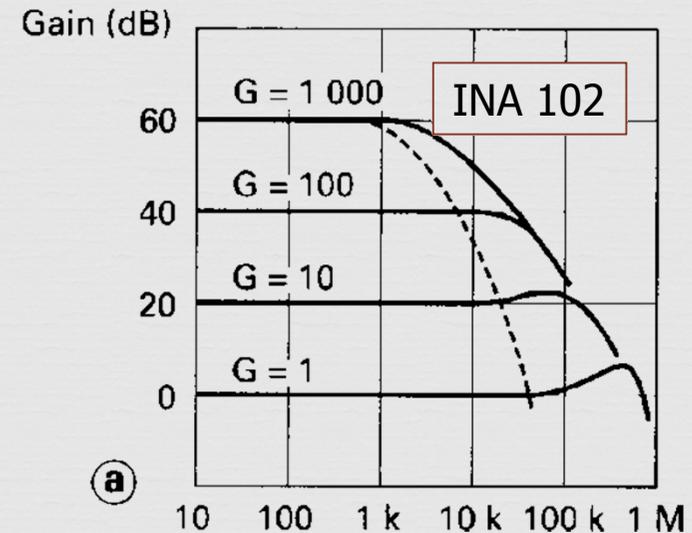
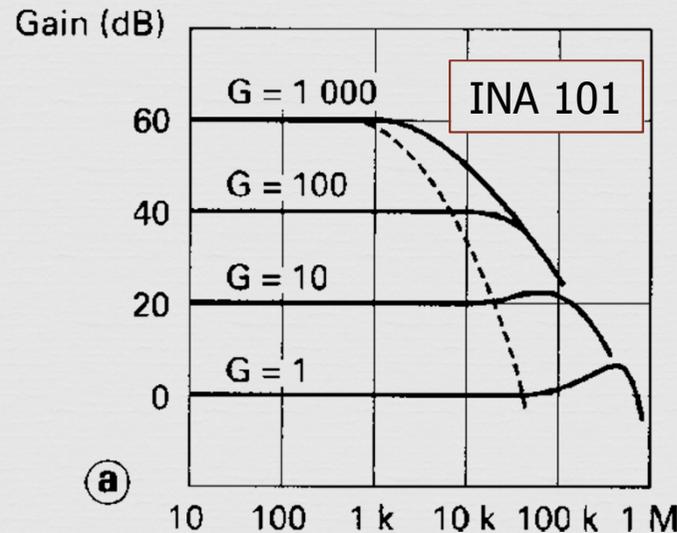
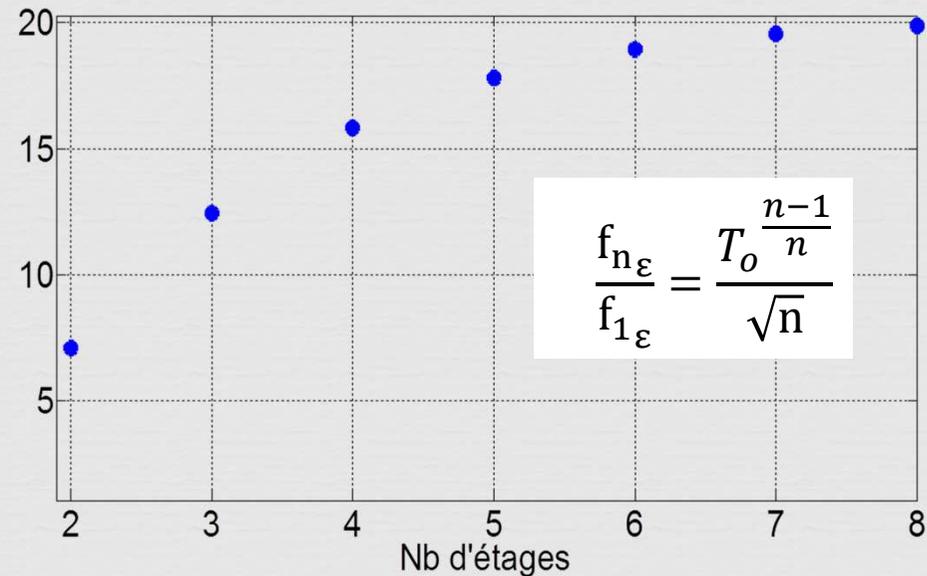
## Amélioration « n » étages

- ☞  $T_o = 100$
  - ☞  $\epsilon \ll 1$
  - ☞  $BP_{1\epsilon} = 5,65 \text{ kHz}$
  - ☞  $BP_{2\epsilon} = 40 \text{ kHz}$
- $$\frac{f_{2\epsilon}}{f_{1\epsilon}} = 7,07$$

## BP à $\epsilon = 1\%$ -- [BB].



Ratio BP et nb d'étage



# Dégradation du TRMC en fréquence

## ⌘ Approximation PB 1<sup>er</sup> ordre

⌘ ei : INA 110 [BB]

- ⌘ Fréquence de coupure  $f_{cr}$
- ⌘ dépend du gain différentiel
- ⌘ qq10 Hz à qq kHz

## ⌘ Important

⌘ Il s'agit de la fréquence du mode commun.

