



***AMPLIFICATEURS A CONTRE  
REACTION COURANT***

N.SEGUIN-MOEAU  
LAL ORSAY  
([seguin@lal.in2p3.fr](mailto:seguin@lal.in2p3.fr))

# AMPLIFICATEURS

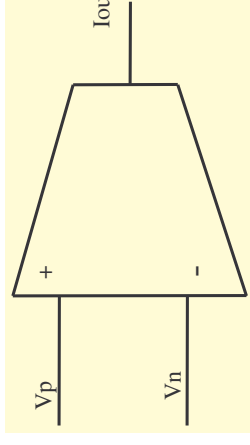
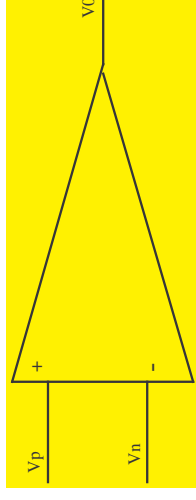
---

■ Amplificateur à contre réaction tension ou courant :  $V_{out}/V_{in}$  (BO)

■ Amplificateur en mode courant :  $V_{out}/I_{in}$  (BO)

■ Transimpédance:  $V_{out}/I_{in}$  (Boucle fermée)

■ Transconductance (OTA):  $I_{out}/V_{in}$  (BO)



# PLAN

---

- Amplificateurs à contre-réaction tension
  - **Modélisation**
  - **Compromis Gain-Bande passante**
  
- Amplificateur à contre réaction courant
  - **Modélisation**
  - **Réponse en fréquence**
  - **Effets du 2ième ordre**
  - **Bruit**
  - **Fréquents faux-pas**
  
- **Conclusions**

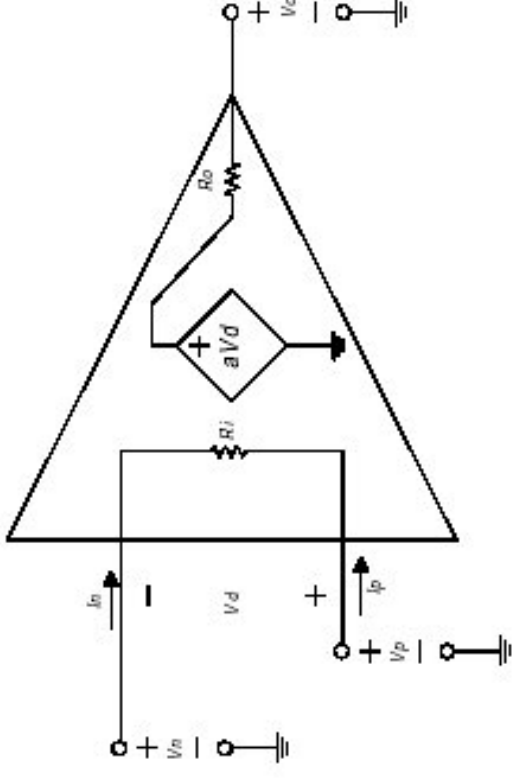
# AMPLIFICATEUR IDEAL : MODELISATION

---

- Amplification en tension  $a$  infinie
- Impédance d'entrée  $R_i$  infinie
- Impédance de sortie  $R_0$  faible

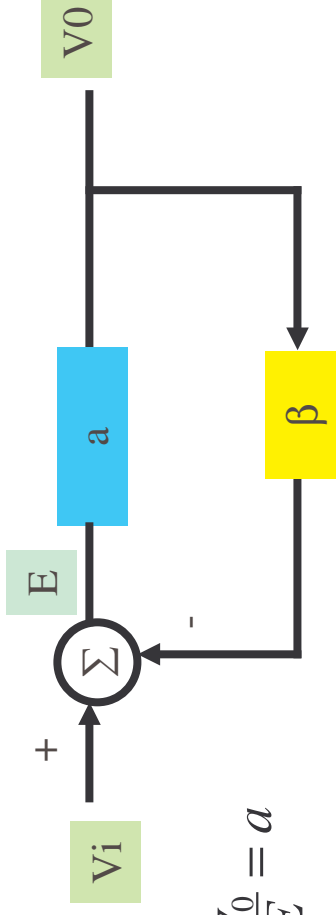
## ■ CONSEQUENCES:

- $I_n = I_p = 0$  car  $R_i \rightarrow \infty$
- $V_0 = a V_d$
- $V_d = 0$  car  $V_d = V_0 / a$  ( $V_0$  fini,  $a \rightarrow \infty$ ) :  $V_0$  d'un ampli de tension s'ajuste pour avoir  $V_n = V_p$
- Gain en mode commun = 0: La tension de sortie dépend seulement de la différence entre  $V_n$  et  $V_p$ , et rejette donc toute tension commune à  $V_n$  et  $V_p$
- Bande passante infinie
- Slew rate infini



# RAPPELS SUR LES SYSTEMES A CONTRE-REACTION

---



Gain en Boucle Ouverte:  $\frac{V_0}{E} = a$

Gain en Boucle Fermée:  $\frac{V_0}{V_i} = \frac{a}{1 + a\beta} = \frac{1/\beta}{1 + 1/a\beta} = \frac{1/\beta}{1 + 1/T}$

On définit le gain de boucle  $T = a\beta$

**INSTABILITE :  $1/T = a\beta = -1$  ie  $|a\beta| = 1$  et Phase =  $-180^\circ$**

# MONTAGE NON INVERSEUR AVEC AMPLI IDEAL

- Contre-reaction (Feedback)

- **Ampli idéal:**

- $V_p = V_i$
- $V_n = V_0 \cdot R1 / (R1 + R2) = V_0 / (1 + R2/R1)$
- $1/\beta = 1 + R2/R1$ : Facteur de contre-réaction car il indique quelle proportion de la sortie est renvoyée sur l'entrée

- $V_0 = a \cdot V_d = a \cdot (V_i - \beta V_0)$

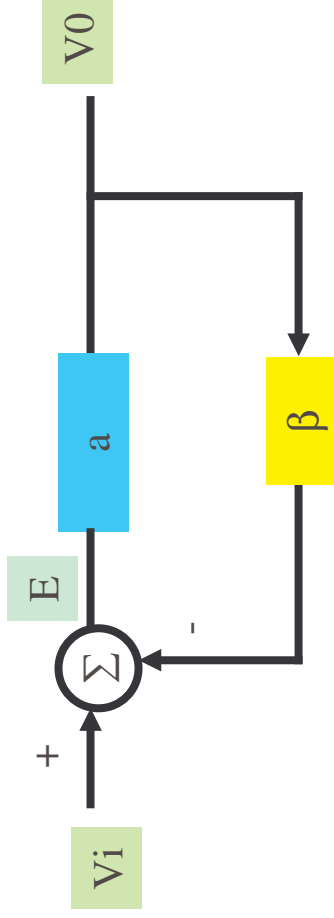
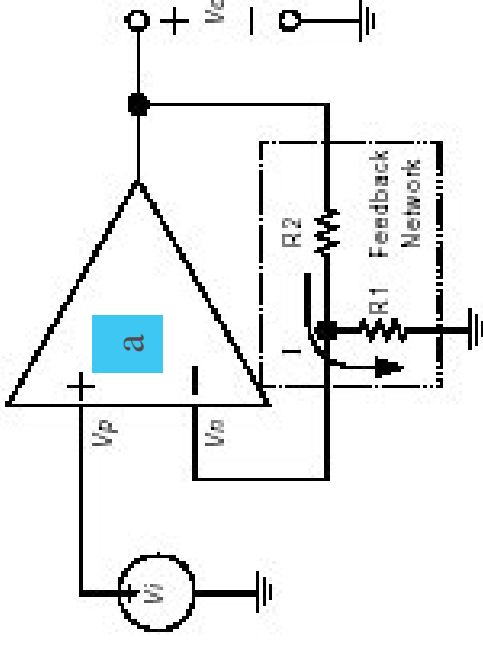
- $\Rightarrow A = V_0 / V_i = a / (1 + a\beta)$

$$(1) \quad A = \frac{1}{\beta} \frac{1}{1 + \frac{1}{a\beta}}$$

- A gain en boucle fermée
- a gain en boucle ouverte

- a infini:

- $\Rightarrow A = 1/\beta = 1 + R2/R1$



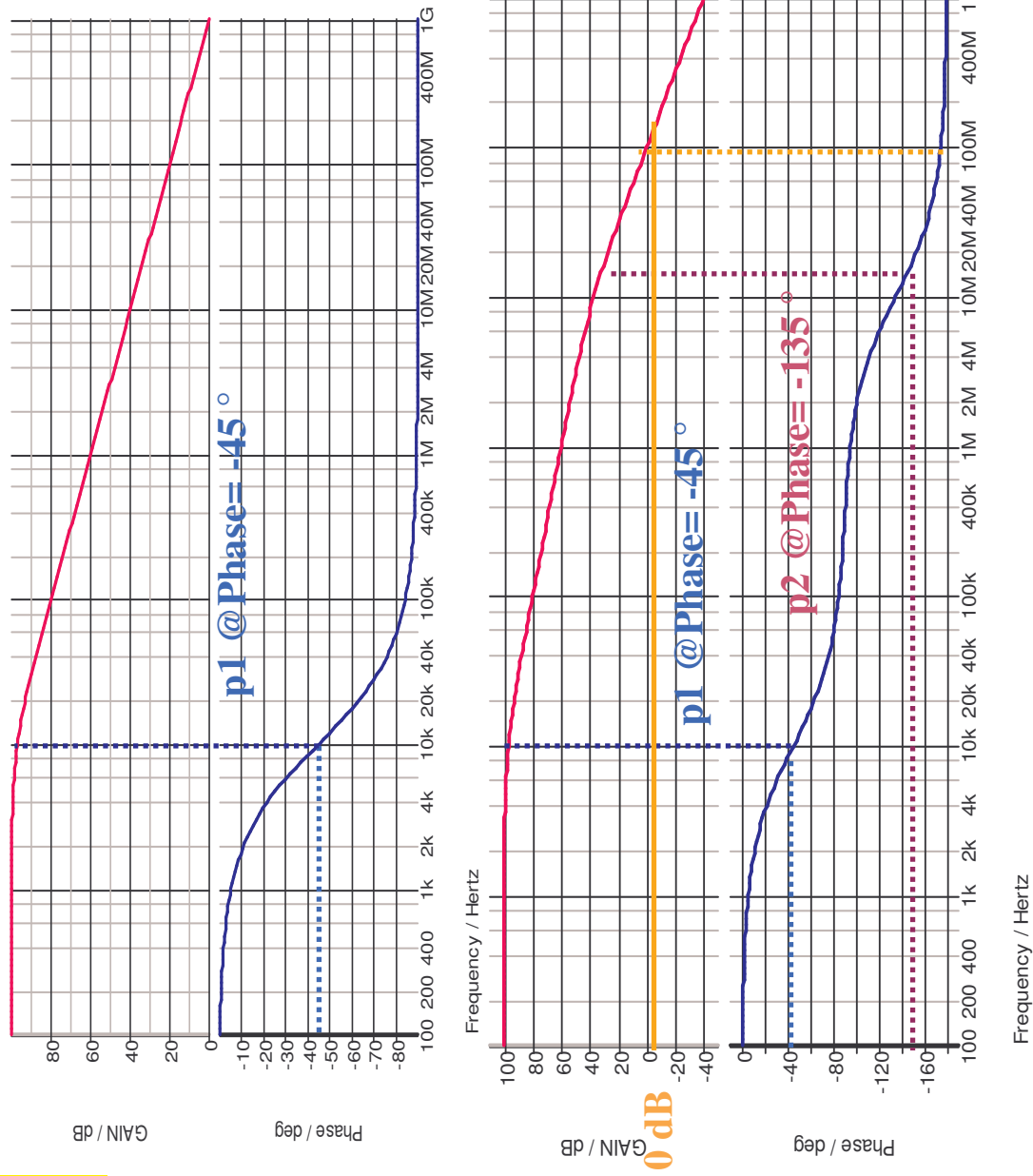
# RAPPELS SUR LES SYSTEMES A CONTRE-REACTION

$$\text{Gain dB} = 20 \text{Log}_{10} \left| \frac{V_{out}}{V_{in}} \right|$$

$$a(s) = \frac{a_0}{\left(1 + \frac{s}{p_1}\right)}$$

avec  $s = j\omega = j2\pi f$

$$a(s) = \frac{a_0}{\left(1 + \frac{s}{p_1}\right)\left(1 + \frac{s}{p_2}\right)}$$

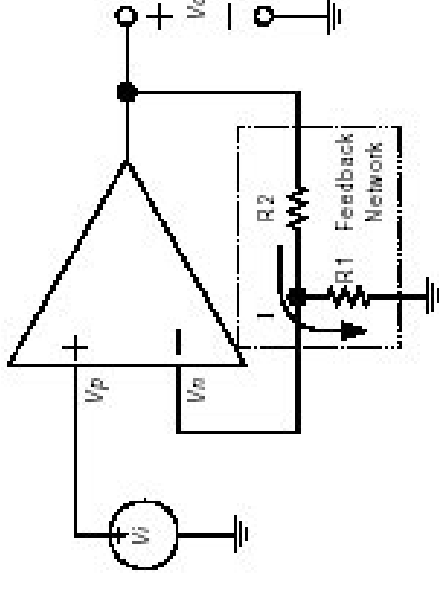


## MONTAGE NON INVERSEUR AVEC AMPLI NON IDEAL

- Ampli non idéal:
  - En pratique le gain en boucle ouverte a ne peut être très grand que sur une certaine gamme de fréquences
  - En première approximation, le gain en tension d'un ampli correspond a un filtre passe-bas du premier ordre:

$$a(jf) = \frac{a_0}{1 + j\left(\frac{f}{f_0}\right)}$$

ou  $a_0$  est le gain DC et  $f_0$  la fréquence de coupure à  $-3$  dB du gain en B  
(Ampli 741:  $a_0 = 2 \cdot 10^5$  et  $f_0 = 5$  Hz)



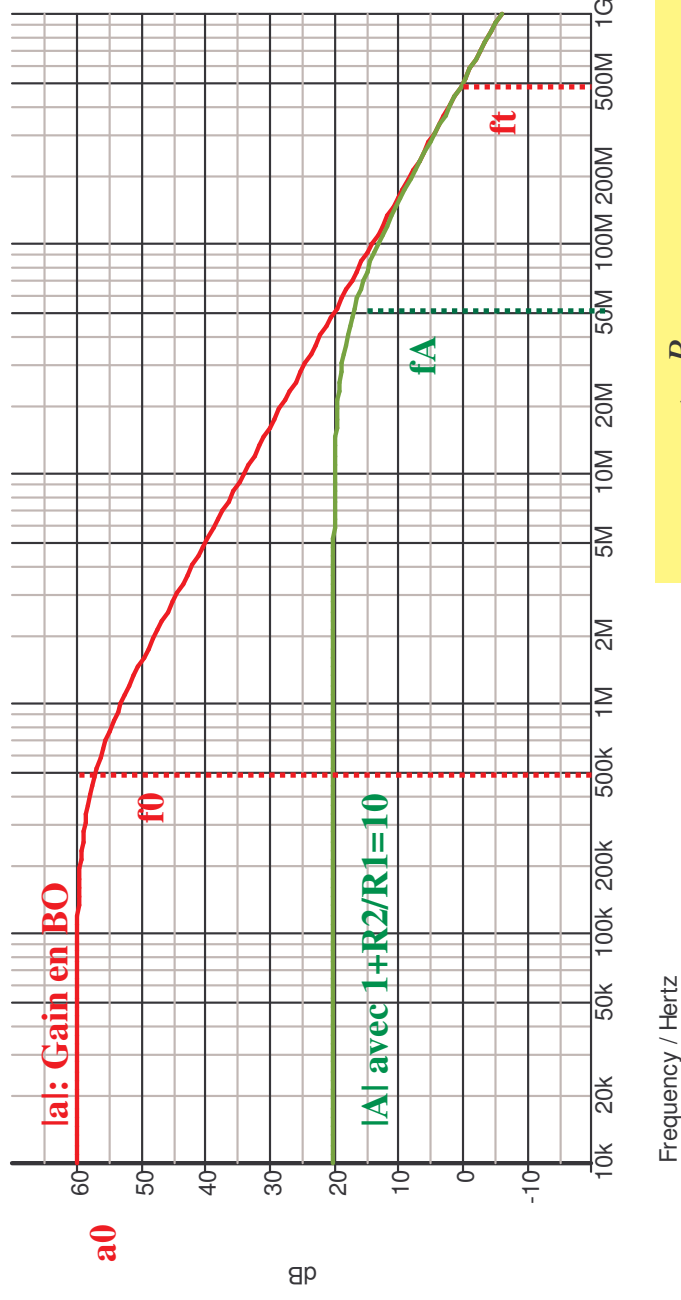
- En remplaçant  $a$  par cette expression, dans l'expression (1) du gain en boucle fermée et en utilisant  $(1 + R_2/R_1)/a_0 \ll 1$ , on obtient:

$$A(jf) = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + j\left(\frac{f}{f_A}\right)} \quad \text{avec} \quad f_A = \frac{f_t}{1 + \frac{R_2}{R_1}} \quad \text{et} \quad f_t = a_0 f_0$$



# COURBES DE BODE

- Courbes de gain en BO et BF ( $1+R_2/R_1=10$ ) du OPA621:
  - $a_0=1000$ ,  $f_0 = 500\text{K}$  où  $f_t=500\text{ MHz}$  et  $f_A=50\text{ MHz}$  avec  $1+R_2/R_1=10$



$$A(jf) = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + j \left( \frac{f}{f_A} \right)} \quad \text{avec } f_A = \frac{f_t}{1 + \frac{R_2}{R_1}} \quad \text{et } f_i = a_0 f_0$$

## ETUDE EN FREQUENCE

---

$$A_v(jf) = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + j\left(\frac{f}{f_A}\right)} \quad \text{avec} \quad f_A = \frac{f_0}{1 + \frac{R_2}{R_1}} \quad \text{et} \quad f_t = a_0 f_0$$

- $f_0$  est la fréquence de coupure à  $-3\text{dB}$
- $f_A$  est la bande passante en boucle fermée (Closed Loop Frequency Bandwidth)
- L'ordre de grandeur du produit  $a_0 \cdot f_0$  (fréquence de transition) est l'un des paramètres les plus importants car il détermine la plage de fréquence sur laquelle on peut l'utiliser comme ampli.
- Pour le 741,  $f_t$  est de l'ordre de 1MHz. Pour le OPA621,  $f_t=500\text{ MHz}$

# GAIN DE BOUCLE

---

- Si on ouvre la boucle et on injecte un signal  $V_x$ , le circuit atténue d'abord  $V_x$  pour donner  $V_n = V_x / (1 + R_2/R_1)$  puis amplifie  $V_n$  pour donner  $V_0 = -a V_n$

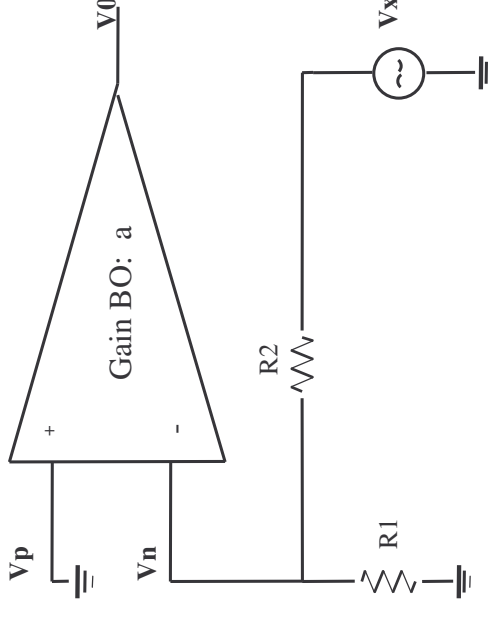
- On définit le gain de boucle  $T = -V_0/V_x$

$$T = -\frac{a}{1 + \frac{R_2}{R_1}} = -a \cdot \beta$$

- Gain en BF:

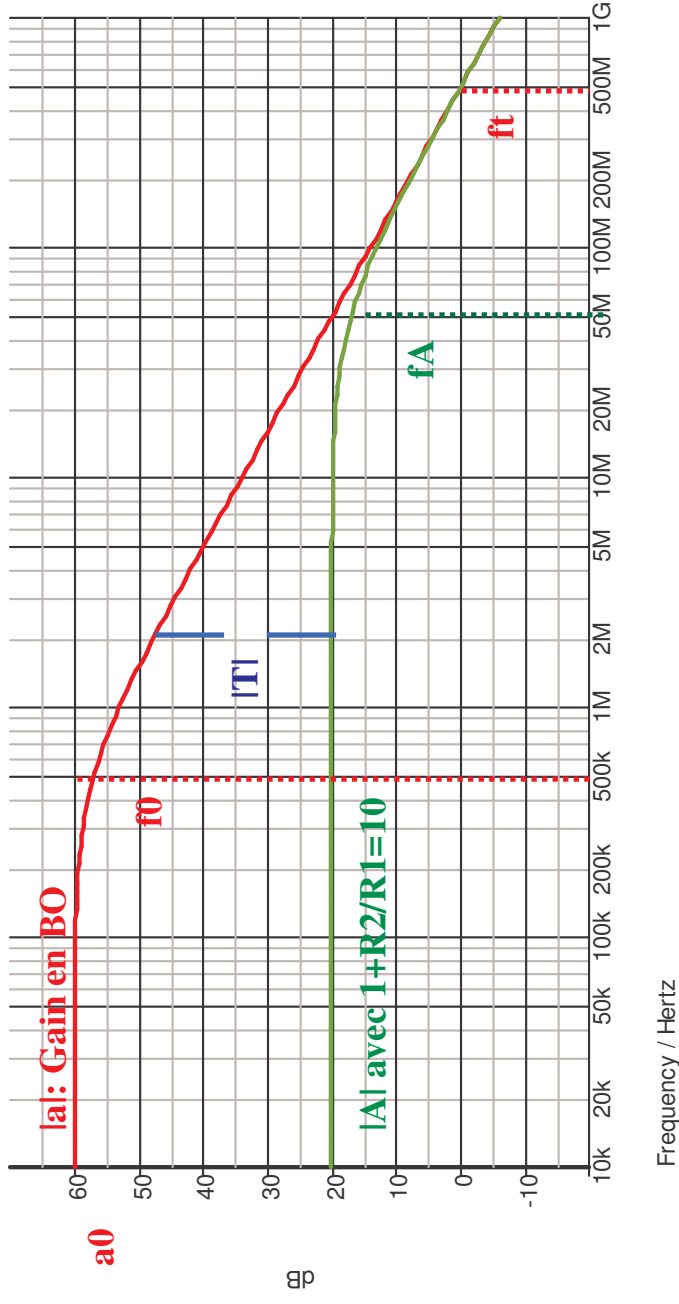
$$A_v = \frac{1}{\beta} \frac{1}{1 + \frac{1}{a\beta}} = \frac{1}{\beta} \frac{1}{1 + \frac{1}{T}}$$

- Le gain de boucle  $T$  dit de combien  $A$  est proche de la valeur idéale  $1/\beta = 1 + R_2/R_1$ . On veut donc que  $T$  soit le plus grand possible, et donc que le gain en boucle ouverte de l'ampli soit le plus grand possible.
- $a$  infini  $\Rightarrow V_d = V_0/a$  tend vers  $0 \Rightarrow V_n$  tend vers  $V_p$   
*Un ampli avec une contre réaction en tension négative ajuste sa sortie pour avoir  $V_n = V_p$*



# COURBES DE BODE

- Courbes de gain en BO et BF ( $1+R2/R1=10$ ) du OPA621:
  - $a_0=1000$ ,  $f_0 = 500K$  où  $f_t=500$  MHz et  $f_A=50$  MHz avec  $1+R2/R1=10$

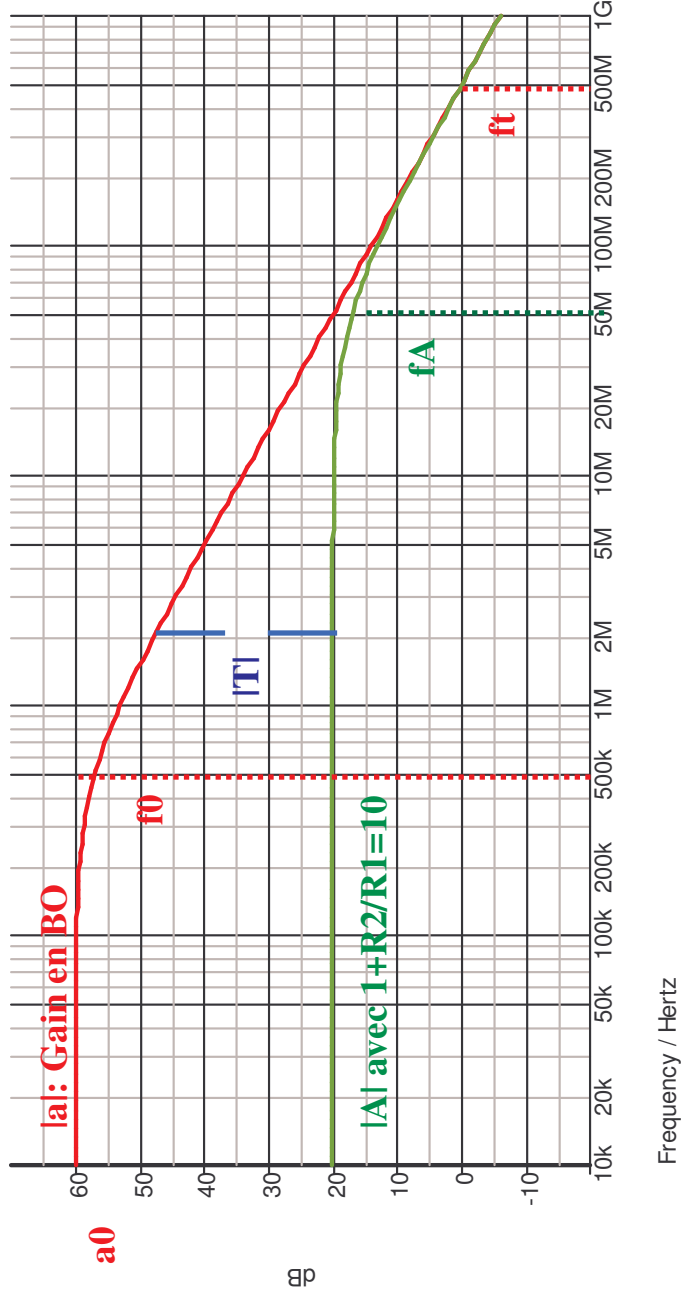


# GAIN DE BOUCLE

- Gain de boucle :

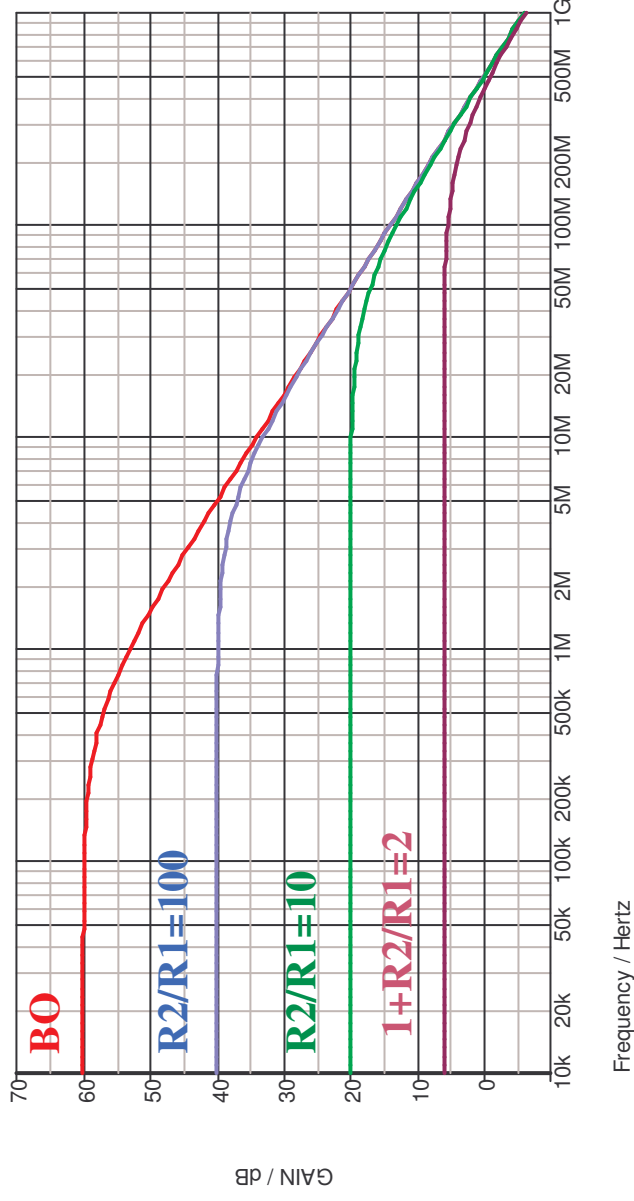
$$T = \frac{a}{1 + \frac{R_2}{R_1}} \Rightarrow |T|_{dB} = 20 \log |T| = |a|_{dB} - \left| 1 + \frac{R_2}{R_1} \right|_{dB}$$

- Le gain de boucle peut être vu graphiquement comme la différence entre le gain en BO et le facteur de contre-réaction



## COMPROMIS Gain - Bande passante

- Quand on augmente  $R2/R1$  pour augmenter le gain en boucle fermée, on diminue la bande passante du circuit:
  - *Le produit Gain Bande (en BF) est constant*
- Pour avoir la plus grande bande passante et le plus grand gain de boucle, il faut un gain en boucle fermée le plus petit possible. Ce qu'on obtient avec  $R2/R1=1$

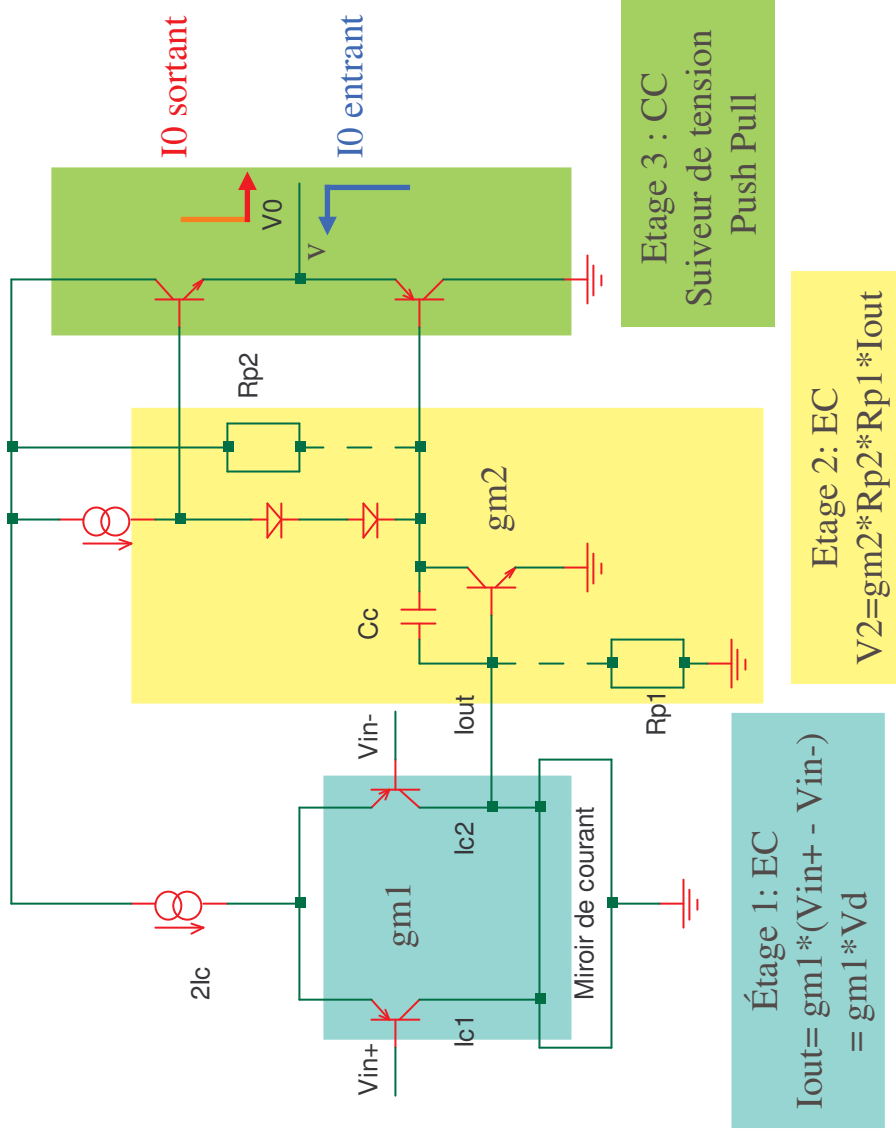


# Exemple 1: LM741

- **LM741 : année 1970**
    - 3 étages :
      - Étage 1 : Emetteur commun,
      - Étage 2 : Emetteur commun,
      - Étage 3: Collecteur Commun
    - $a_0 = 100\ 000$ ,  $GBW = 1\ \text{MHz}$
    - Gain:  $V_0 = a_0 \cdot V_d$
- Avec  $a_0 = gm_1 \cdot gm_2 \cdot Rp_1 \cdot Rp_2$

## ■ Pôles sur points haute impédance

- $p_1 @ f_1 = \frac{1}{2\pi Rp_1 Cp_1}$   
 $= \frac{1}{2\pi * 5\ \text{M}\Omega * 2\ \text{pF}}$   
 $= 16\ \text{kHz}$
- $p_2 @ f_2 = \frac{1}{2\pi Rp_2 Cp_2}$   
 $= \frac{1}{2\pi * 100\ \text{K}\Omega * 5\ \text{pF}}$   
 $= 300\ \text{kHz}$

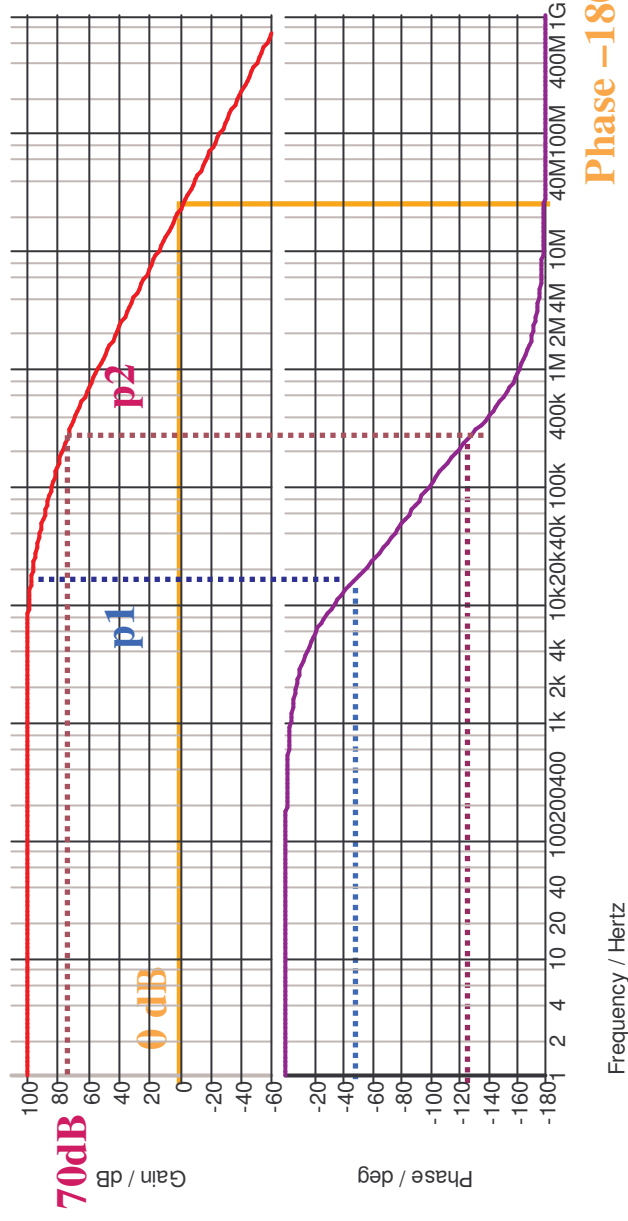


# COURBES DE BODE du LM741 sans Cc

- Courbes de gain en BO du LM741:

- $a_0=100\ 000$ ,  $p1@ 16\ \text{KHz}$ ,  $p2@ 300\ \text{KHz}$

$$\text{Gain dB} = 20\text{Log}_{10} \left| \frac{V_{out}}{V_{in}} \right|$$

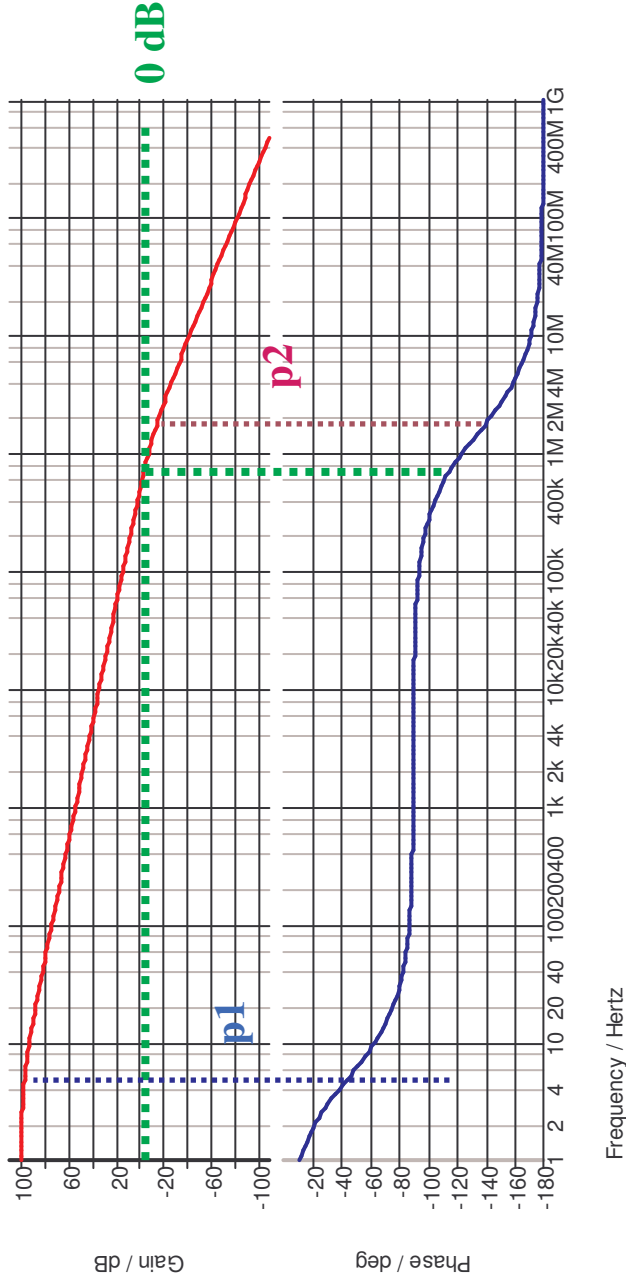


- 2 pôles assez proches (compte tenu du gain) et l'ampli est fortement instable pour gain inférieur à 70 dB  
ie inférieur à 3000
- Nécessité d'une capa de compensation Cc vers gnd (ou capacité miller en interne) pour déplacer p1 vers les basses fréquences mais aussi p2 vers les hautes fréquences (séparation de pôles= pole splitting)



# GAIN en BO du LM741 avec Cc

- Avec  $C_c=30\text{ pF}$ ,  $p_1=5\text{ Hz}$  et  $p_2=1.5\text{ MHz}$



- Forme du gain, pour la plupart des amplis classiques, peut être approximée a une fonction à un seul pôle (car  $p_2$  au delà du gain unité)

$$a = \frac{a_0}{1 + j\omega R_p C_p} = \frac{a_0}{1 + j\frac{f}{f_0}}$$

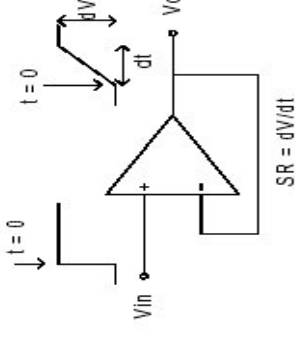
# SLEW RATE

## ■ Limitation dynamique:

- Step de tension  $\Delta V_i$  sur l'entrée d'un ampli suiveur => sortie reproduit le signal d'entrée avec une forme exponentielle de constante de montée  $\tau = 1/2\pi f_t$  (160 ns pour le 741)
- Mais l'ampli ne peut délivrer en sortie une tension dont la pente dépasse en valeur absolue, une valeur limite  $\sigma$  ou SR:

$$\sigma = \left( \frac{dV_0}{dt} \right)_{\max}$$

- Effet non linéaire quand le signal d'entrée  $V_{in}$  est de forte amplitude. Du à la capacité limitée de l'ampli à charger ou décharger les charges capacitives, et en particulier la capacité interne de compensation  $C_c$ .
- Schéma (LM741):
  - Lorsque le 1er étage est saturé, le seul courant disponible pour charger ou décharger  $C_c$  est le courant de polarisation  $2I_E$
  - $SR = 2I_E/C_c$ : typiquement avec le 741:  $20\mu A/30 pF = 0.67V/\mu s$ , ie pour les  $\Delta V_i < SR * \tau = 0.67 * 160 ns = 106 mV$ , le 741 monte en suiveur donnera en sortie un signal avec une forme exponentielle. Et pour  $\Delta V_i > 106 mV$ , le signal de sortie sera une rampe avec une pente de  $0.67V/\mu s$

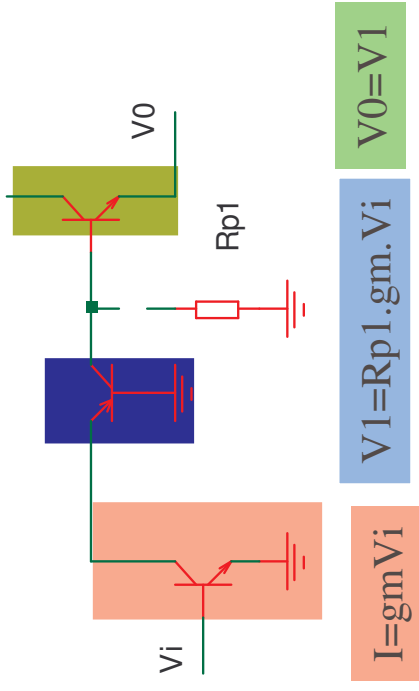
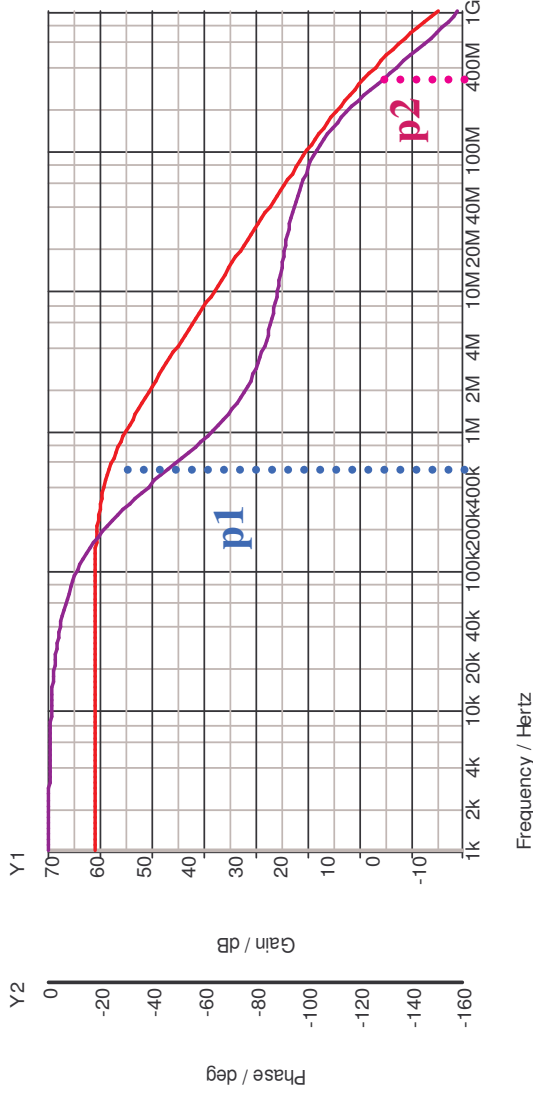
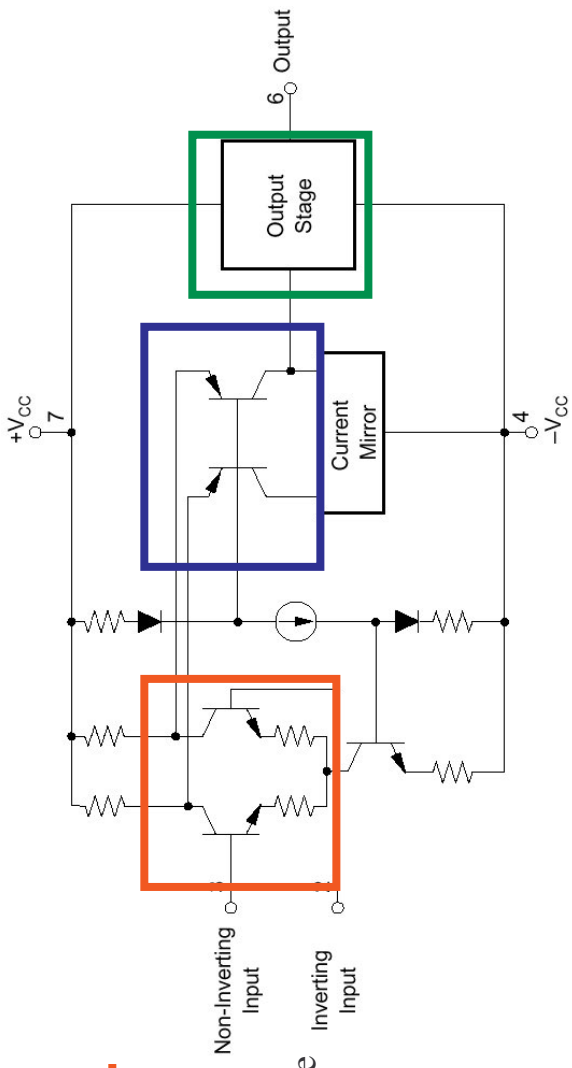


# Exemple 2 : OP620

- **Ampli des années 1990**
  - Etage d'entrée : paire différentielle: équivalent à **Emetteur Commun**
  - Cascode : **Base Commune** = convoyeur de courant.
  - Output stage : push-pull = **Collecteur Commun**= buffer gain unité

## ■ Performance

- $a_0 = 1000$ ,  $f_0=500$  KHz (p1)
- GainBande = 500 MHz
- 2ième pôle à 400 MHz => on ne peut utiliser cet ampli en gain 1 (oscille)

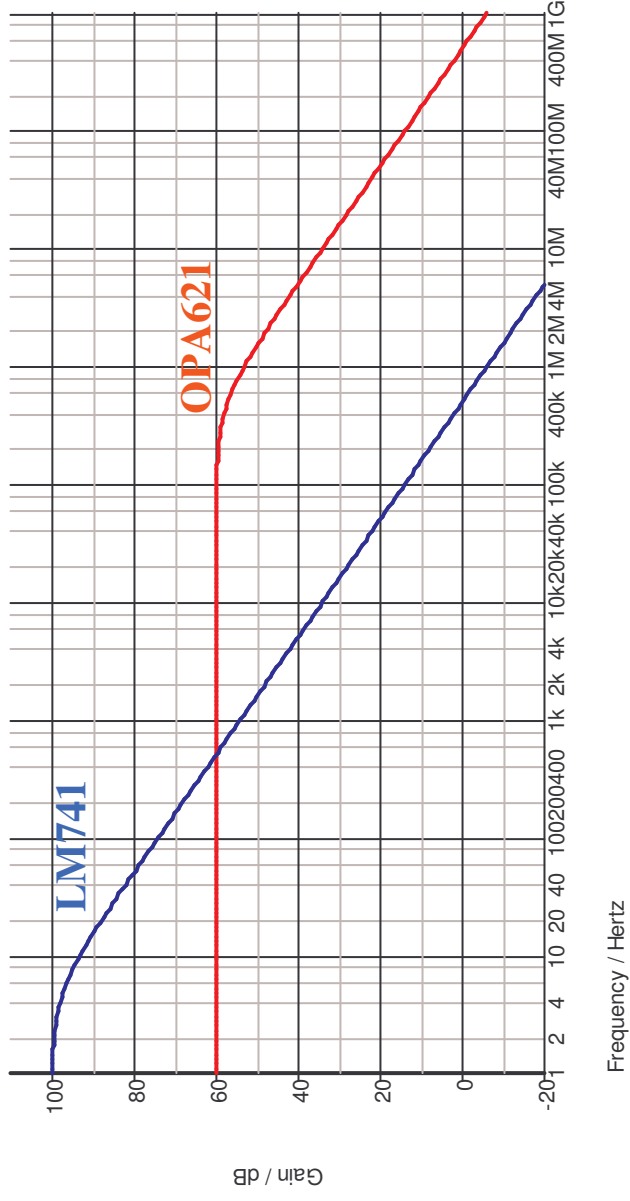


Moins d'étages de gain (vs LM741),  
donc plus rapide avec un gain plus faible,  
mais largement suffisant

# COMPARAISON OP621/ LM741

---

- Gain  $a_0 = 10\,000$  (100 dB) pour le LM741, 1000 (60 dB) pour le OP621
- $p_1$ : 5 Hz pour le LM741, 500 KHz pour le OP621 (moins d'étages de gain, d'où une meilleure vitesse)
- Pour les applications DC, le 741 est bien adapté



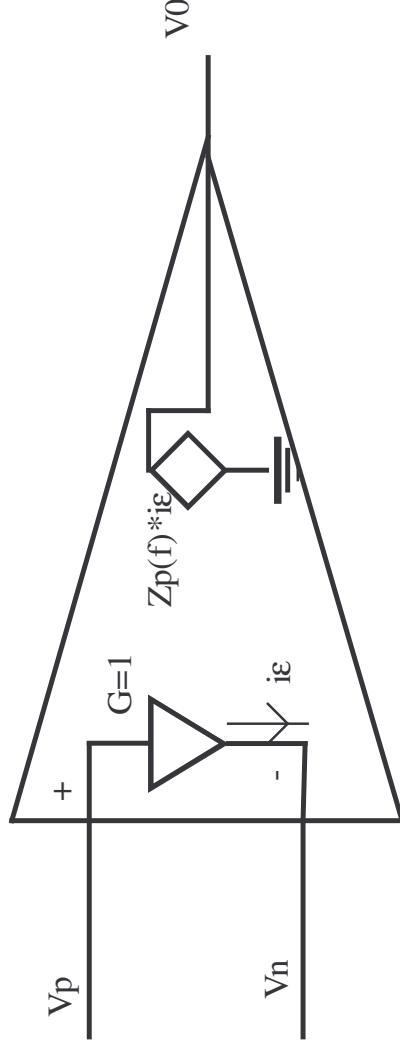
## AMPLI A CONTRE REACTION COURANT

---

- **L'arrivée de nouvelles technologies avec des bons PNPs verticaux dans les années 1990 et le besoin d'amplis de + en + rapides ont amené les designers à revoir les architectures d'ampli (voir LM741 vs OPA 621) et aussi le mode de contre-réaction.**
- **Les amplis à contre-réaction en tension (VFOA pour Voltage Feedback Op Amp) ont une bande passante déterminée par le produit gain bande (GBW) divisée par le gain en boucle fermée désiré.**
- **Les CFOA, (Current Feedback Op Amp), ont une bande passante à peu près constante pour divers gains en BF, ce qui les rend très attractifs pour les applications où le gain et la vitesse sont nécessaires.**

# AMPLI A CONTRE REACTION COURANT: PRINCIPE

- Etage d'entrée: Suiveur de tension pour avoir  $V_n = V_p$ .
- $Z_{in+} = \infty$
- Faible impédance de sortie de ce buffer ( $Z_{in-} = 0$ ) => Le courant peut entrer ou s'écouler facilement de  $V_n$  (masse virtuelle)
- Amplification de ce courant assurée par un étage transimpédance qui délivre en sortie une tension  $V_0 = Z(jf)i_\epsilon$ , où  $i_\epsilon$  est le courant d'erreur.
- Contrairement à un amplificateur de tension où la sortie s'ajuste pour avoir  $V_n - V_p = 0$ , la sortie d'un amplificateur de courant s'ajuste pour  $I_p - I_n = i_\epsilon = 0$
- $Z(jf)$ , transimpédance en BO, est approximé par un pôle simple:



$$Z_p(jf) = \frac{Z_0}{1 + j \frac{f}{f_0}}$$

$$Z_p = R_p // C_p = \frac{R_p}{1 + j \omega R_p C_p}$$

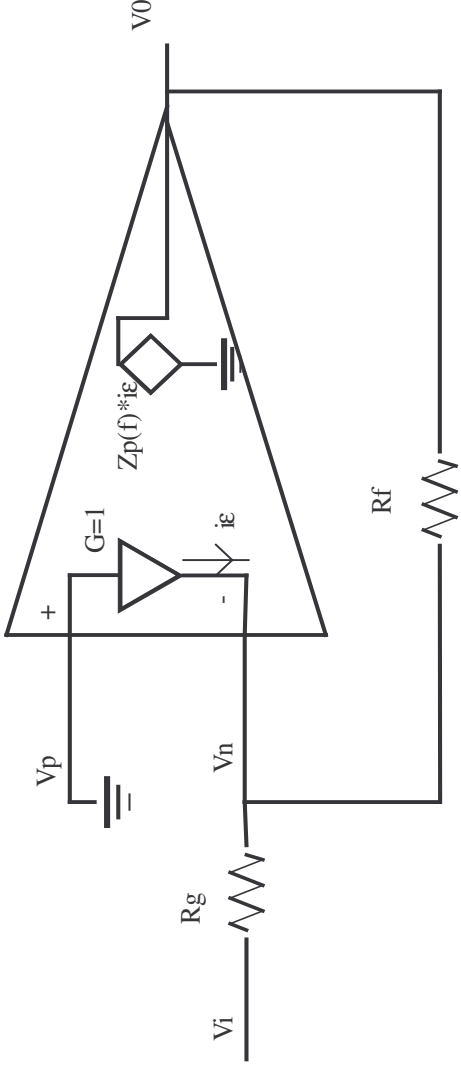
# GAIN en BF

- Schéma (inverseur)

- $V_n = V_p$

- $V_0 = Z_p i_\epsilon$

$$-i_\epsilon = \frac{V_i}{R_g} + \frac{V_0}{R_f}$$

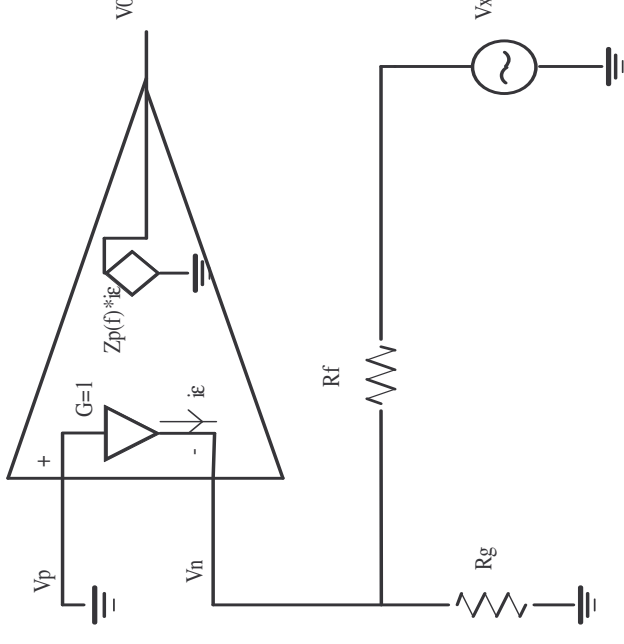


$$\frac{V_0}{V_i} = -\frac{R_f}{R_g} \frac{1}{1 + \frac{R_f}{Z_p}}$$

# GAIN de BOUCLE

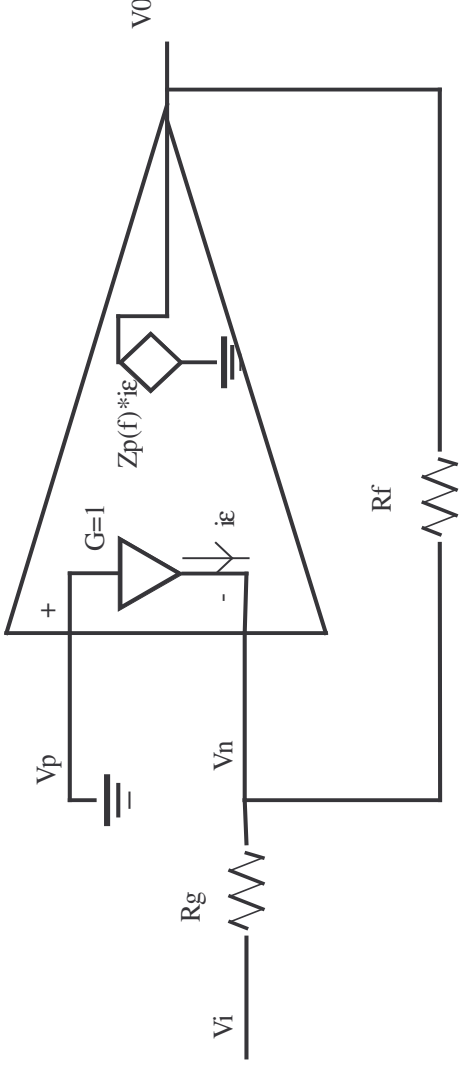
---

- On ouvre la boucle et on injecte  $V_x$  avec  $V_p=0$
- Le circuit transforme d'abord  $V_x$  en un courant  $i_E = -V_x/R_f$ , puis  $V_0 = Z_p \cdot i_E$
- Gain de boucle:  
$$T = -\frac{V_0}{V_x} = \frac{Z_p}{R_f}$$
- Pour avoir un gain de boucle raisonnable et ainsi réduire l'erreur du gain en BF, il faut  $Z$  le plus grand possible tout en ayant des valeurs raisonnables pour  $R_f$
- Ainsi,  $i_E = V_0/Z_p$  tend vers 0 quand  $Z_p$  tend vers  $\infty$ .  
*La sortie d'un CFOA s'ajuste pour avoir  $i_E=0$ .*





# REPONSE EN FREQUENCE en BF (1)



$$\frac{V_0}{V_i} = -\frac{R_f}{R_g} \frac{1}{1 + \frac{R_f}{Z_p}} \quad \text{et} \quad Z_p(f) = \frac{Z_0}{1 + j \frac{f}{f_0}}$$

$$\frac{V_0}{V_i} = -\frac{R_f}{R_g} \frac{1}{1 + \frac{R_f}{Z_0} + j \frac{f}{f_A}} \approx -\frac{R_f}{R_g} \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_A}} \quad \text{avec} \quad \frac{R_f}{Z_0} \ll 1 \quad \text{et} \quad f_A = \frac{f_0 Z_0}{R_f}$$

## REPONSE EN FREQUENCE en BF (2)

---

$$\frac{V_0}{V_i} = -\frac{R_f}{R_g} \frac{1}{1 + j\frac{f}{f_A}} \quad \text{et} \quad f_A = \frac{f_0 Z_0}{R_f}$$

- Gain en boucle fermée:  $-R_f/R_g$
- Bande passante en boucle fermée:  $f_0 Z_0/R_f$
- Expression similaire à celle obtenue avec les VFOA, mais:
  - **Bande passante en boucle fermée ne dépend pas de  $R_g$  et donc ne dépend pas du gain.**
    - Rout buffer= 0 (modèle idéal)  $\Rightarrow$  tout le courant s'écoule dans cette masse virtuelle et donc indépendamment de  $R_g$
    - $\Rightarrow$  **On utilise  $R_f$  pour changer la BP.**
    - $\Rightarrow$  **On peut changer le GAIN sans changer la bande passante**

## APPLICATION NUMERIQUE

---

$$\frac{V_0}{V_i} = -\frac{R_f}{R_g} \frac{1}{1 + j\frac{f}{f_A}} \quad \text{et} \quad f_A = \frac{f_0 Z_0}{R_f}$$

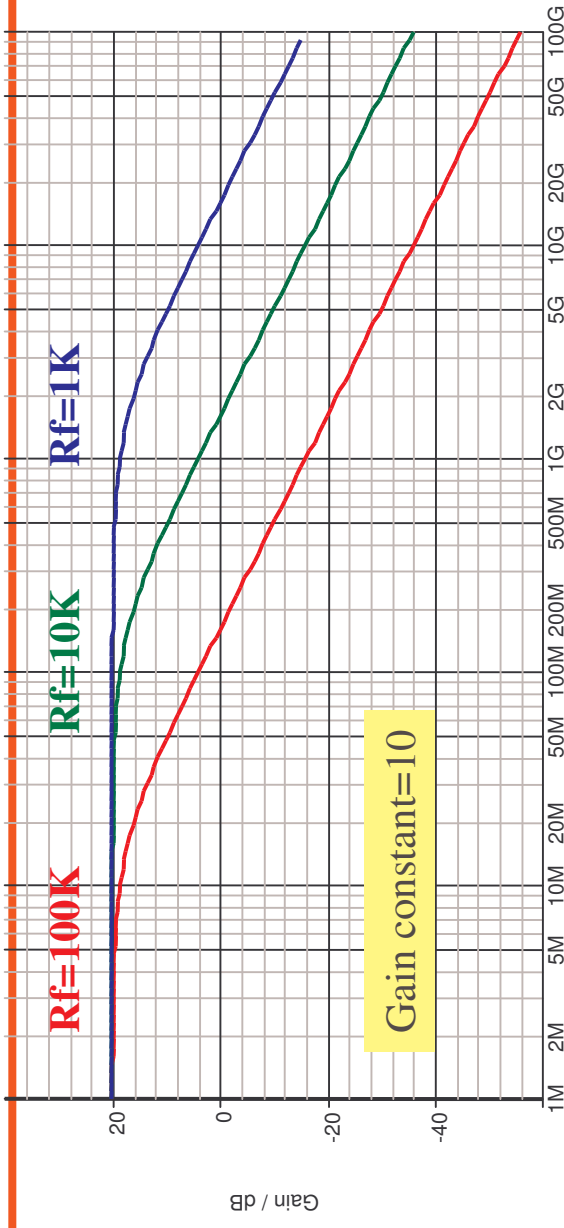
- En pratique  $Z_p = R_p // C_p$ :

$$Z_p(f) = \frac{Z_0}{1 + j\frac{f}{f_0}} \quad \Rightarrow \quad Z_p = R_p // C_p = \frac{R_p}{1 + j\omega R_p C_p}$$

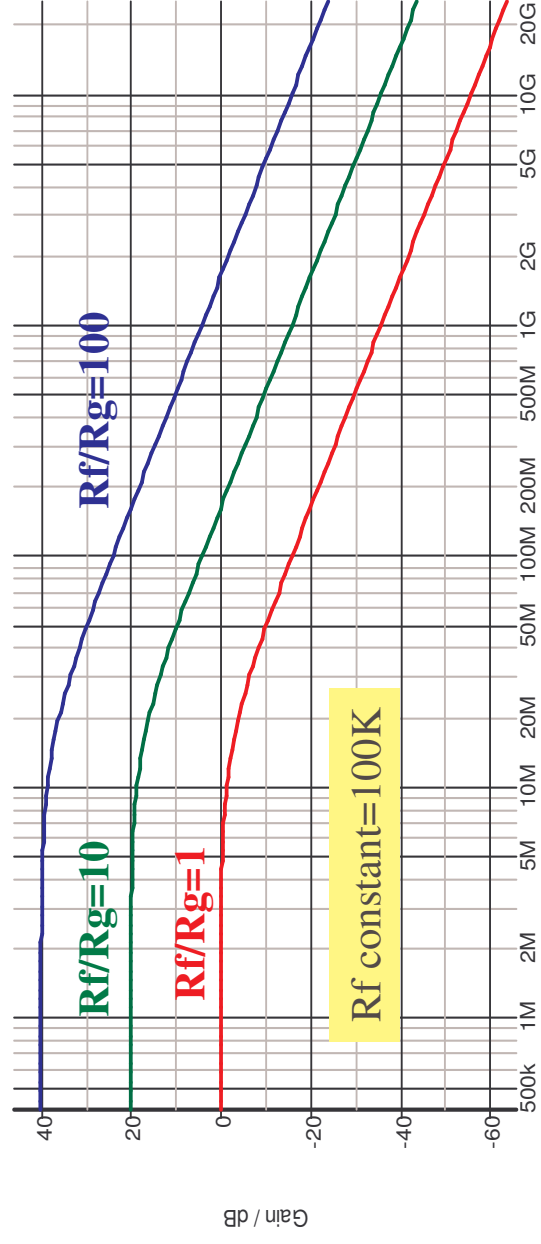
- $R_p = 1\text{M}\Omega$  et  $C_p = 100\text{ fF} \Rightarrow f_0 = 1/2\pi R_p C_p = 1.6\text{ MHz}$ 
  - $R_g = 10\text{K}$ ,  $R_f = 100\text{K} \Rightarrow f_A = 16\text{ MHz}$  et Produit Gain-Bande (GBW) =  $10 * 16\text{ MHz} = 160\text{ MHz}$
  - $R_g = 1\text{K}$ ,  $R_f = 10\text{K} \Rightarrow f_A = 160\text{ MHz}$  et GBW =  $10 * 160\text{ MHz} = 1.6\text{ GHz}$
  - $R_g = 100$ ,  $R_f = 1\text{K} \Rightarrow f_A = 1.600\text{ GHz}$  et GBW =  $10 * 1.60\text{ GHz} = 16\text{ GHz} \dots$

# PAS DE COMPROMIS GAIN BANDE PASSANTE

- Courbes de gain en boucle fermée avec  $R_f/R_g=10$  et  $R_f=100K, 10K, 1K$   $\Rightarrow f_A$

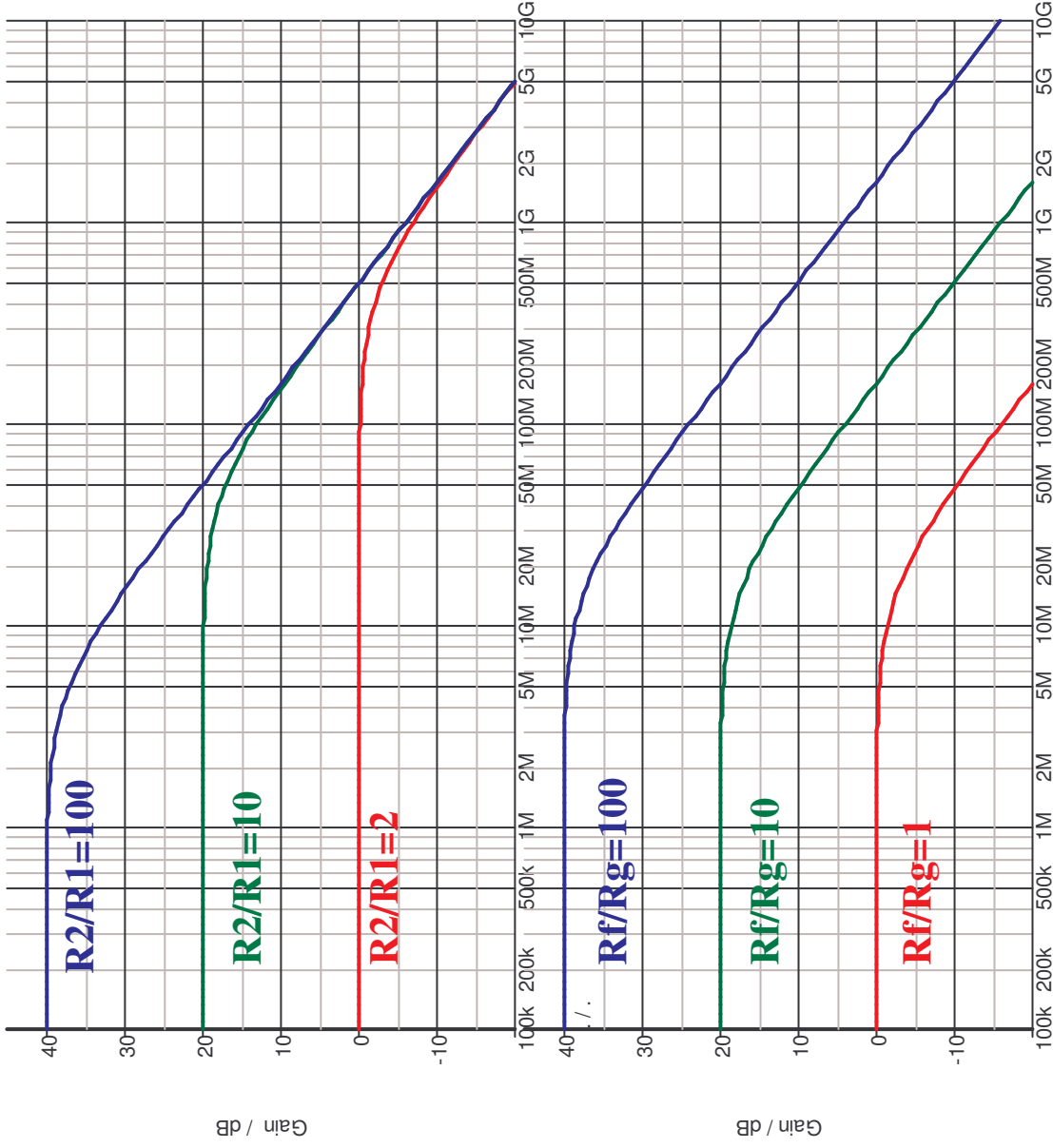


- Courbes de gain en boucle fermée avec  $R_f=100K$  et  $R_g=100K, 10K, 1K$   $\Rightarrow$  Gain sans changer  $f_A$



# COMPARAISON VFOA / CFOA

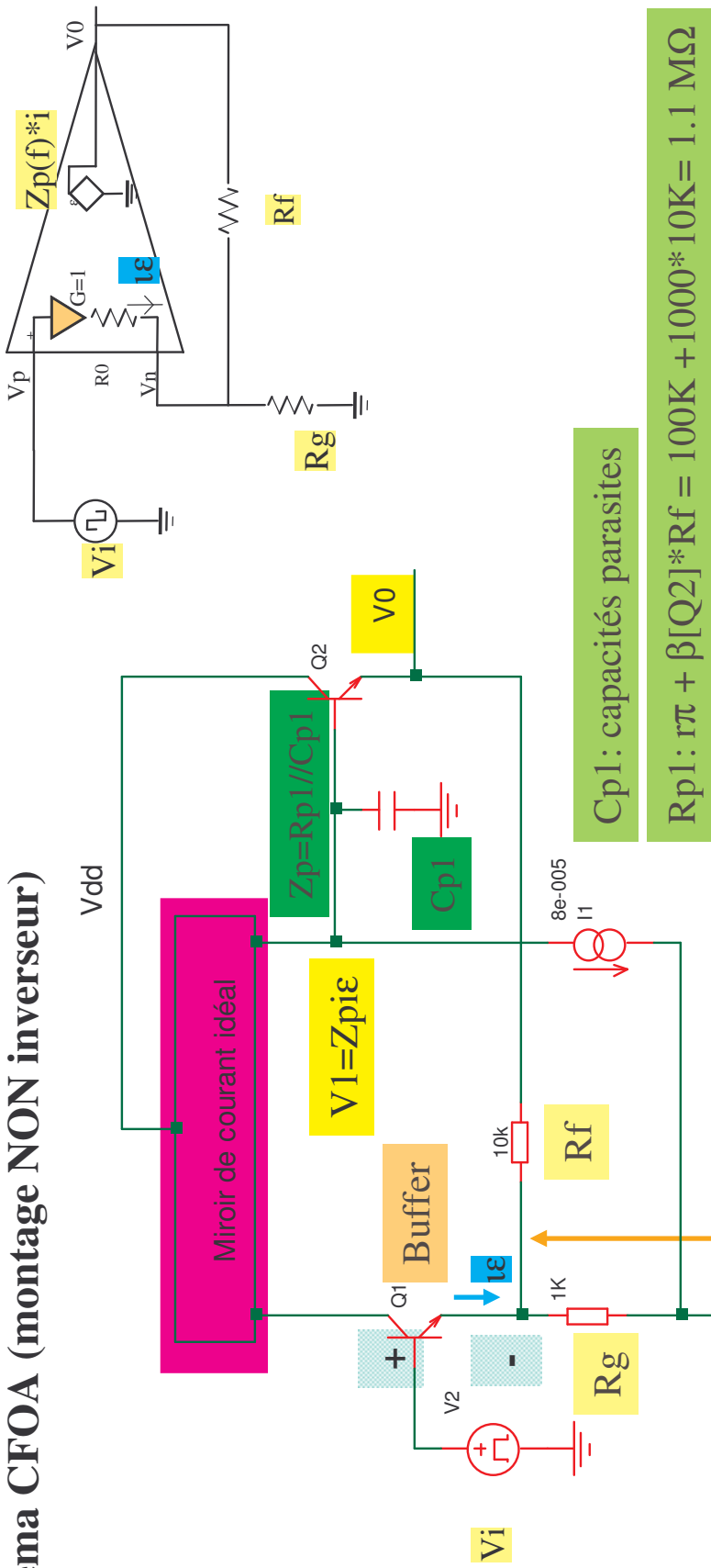
■ VFOA



■ CFOA

# Exemple de CFOA:

## ■ Schema CFOA (montage NON inverseur)



$C_{p1}$ : capacités parasites

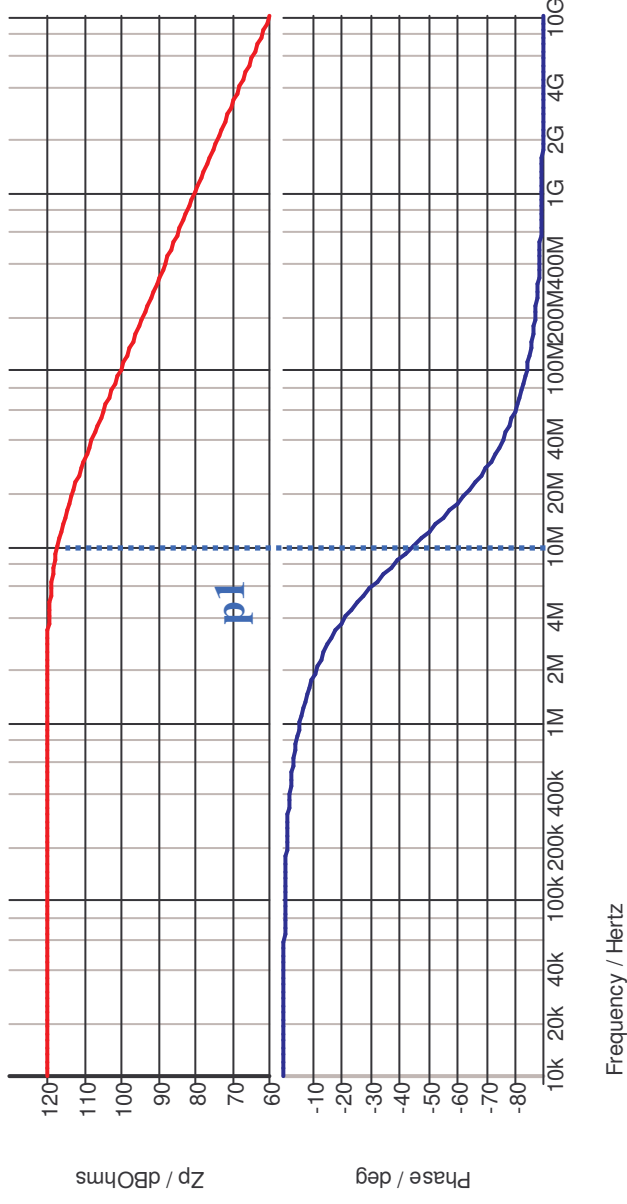
$R_{p1}$ :  $r\pi + \beta[Q_2] * R_f = 100K + 1000 * 10K = 1.1 M\Omega$

Analyse en BO: on ouvre la boucle en ce point

# ANALYSE AC en BO en BO du CFOA avec miroir idéal:

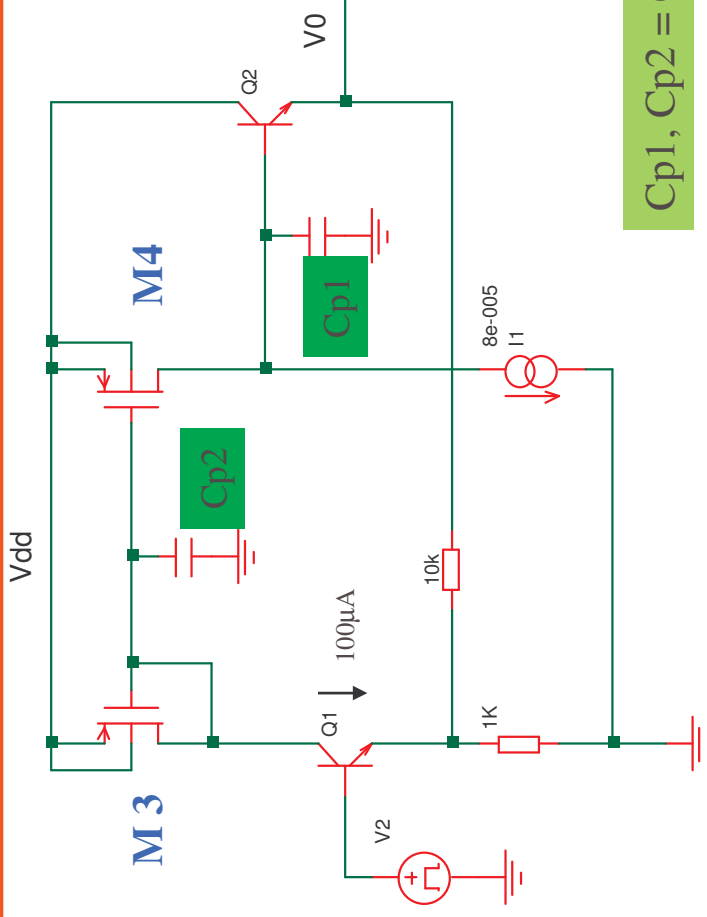
- Analyse AC en BO:  $Z_p(f) = V_{out}/I_{in}$  avec  $I_{in} = AC$  1  $\mu A$

$$Z_p \text{ dB} = 20 \text{Log}_{10} \left| \frac{V_{out}}{i \mathcal{E}} \right|$$



- Premier pôle p1 obtenu lorsque la phase vaut  $-45^\circ$  ou encore lorsque le gain chute de  $-3\text{dB}$ :
  - $f_1 = 1 / 2\pi R p_1 C p_1 = 10 \text{ MHz}$ ,  $R p_1 = 1 \text{ M}\Omega$  soit  $120 \text{ dB}\Omega$

# ANALYSE AC en BO du CFOA avec un vrai MIROIR :



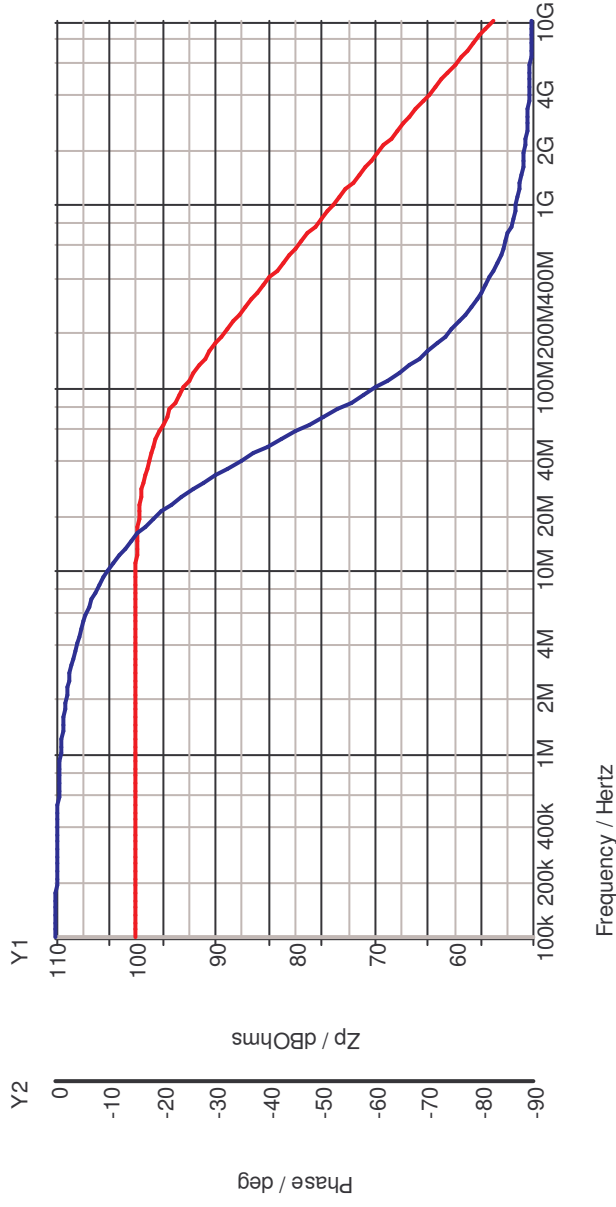
Cp1, Cp2 = Capas parasites des transistors

- **Pôles :**
  - p1:  $1/2\pi R p1 C p1$ 
    - avec  $R p1 = 1/g_{ds4}$  en // avec  $r\pi + \beta[Q2]*R_f \approx 1/g_{ds4} = 100K$
    - => **p1 = 57MHz et Zp=100KΩ soit 100 dBΩ** (Cp1 est de l'ordre de 28 fF)
  - p2:  $1/2\pi R p2 C p2$  avec Cp2 = 100 fF ajoutée à la main
    - Avec  $R p2 = 1/g_{m3}$  en // avec  $r0[Q1] \approx 1/g_{m3} = 5K \Rightarrow$  **p2= 320 MHz**



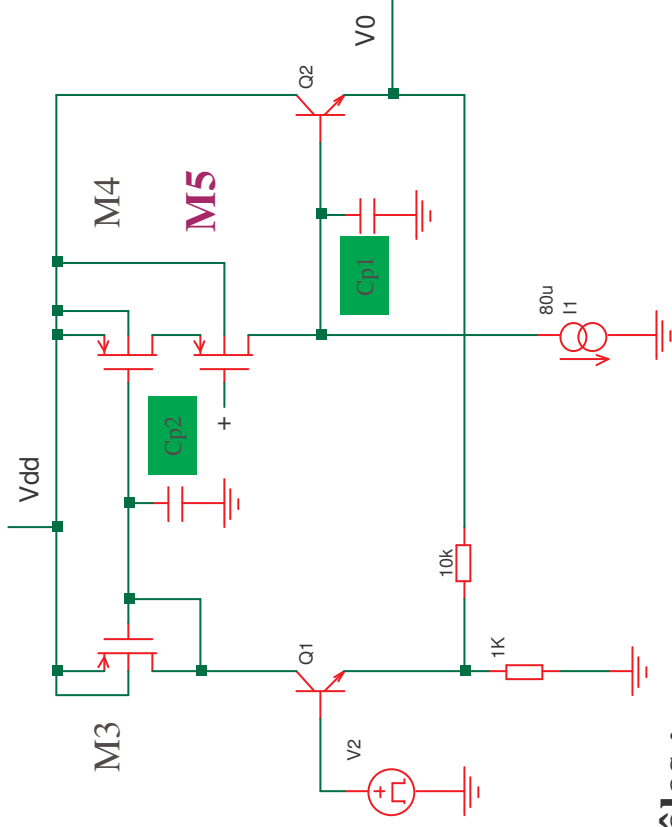
# ANALYSE AC en BO du CFOA avec miroir M3,M4:

## ■ Analyse AC en BO: $Z_p(f) = V_{out}/I_{in}$ avec $I_{in} = AC\ 1\ \mu A$



- $p_1 = 57\text{ MHz}$  et  $Z_p = 100\text{ K}\ \Omega$  soit  $100\text{ dB}\Omega$

# ANALYSE AC en BO: CFOA avec un MIROIR cascodé:



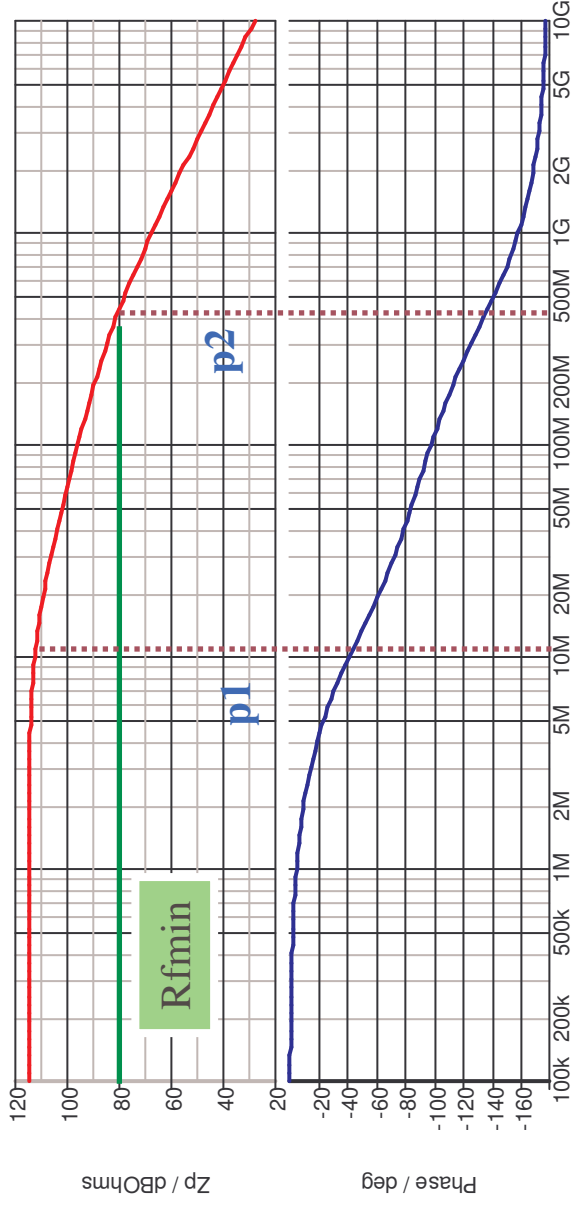
M5: cascode ajouté pour augmenter Rp1 et donc le gain

## ■ Pôles :

- p1:  $1/2\pi R_{p1} C_{p1}$ 
  - avec  $R_{p1} = [(1 + g_{m5}/g_{ds4}) * 1/g_{ds4} = 8/g_{ds4} = 1.1 \text{ M} \text{ en // avec } r_{\pi} + \beta[Q2] * R_f \approx 550 \text{ K}$
  - $\Rightarrow$  **p1 = 12 MHz et Zp = 550 K  $\Omega$  soit 115 dB $\Omega$ , et Cp1 = 24 fF**
- p2:  $1/2\pi R_{p2} C_{p2}$ 
  - Avec  $R_{p2} = 1/g_{m3}$  en // avec  $r_{0}[Q1] \approx 1/g_{m3} = 5 \text{ K} \Rightarrow$  **p2 = 380 MHz, Cp2 = 83 fF**

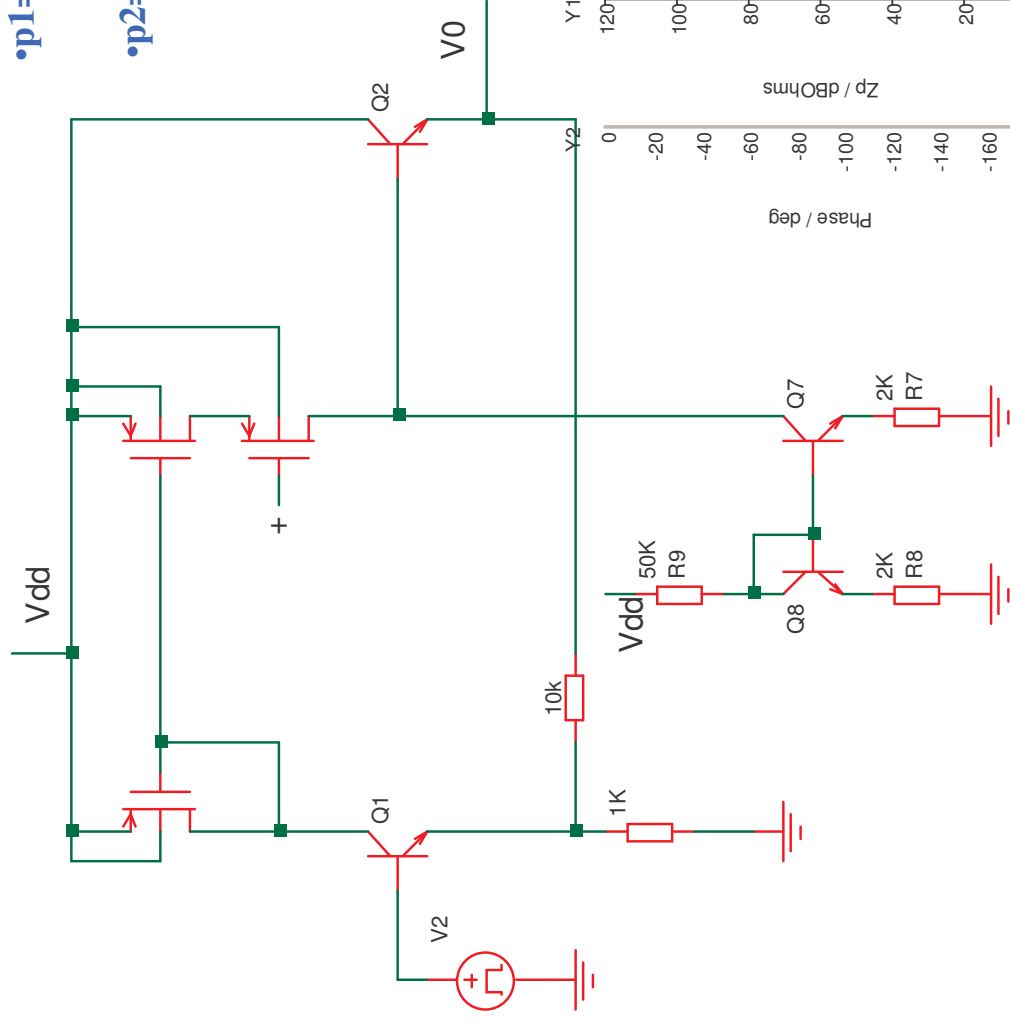
# CHOIX de Rf en BF:

- Courbes de gain et phase de  $Z_p(jf)$  en BO:



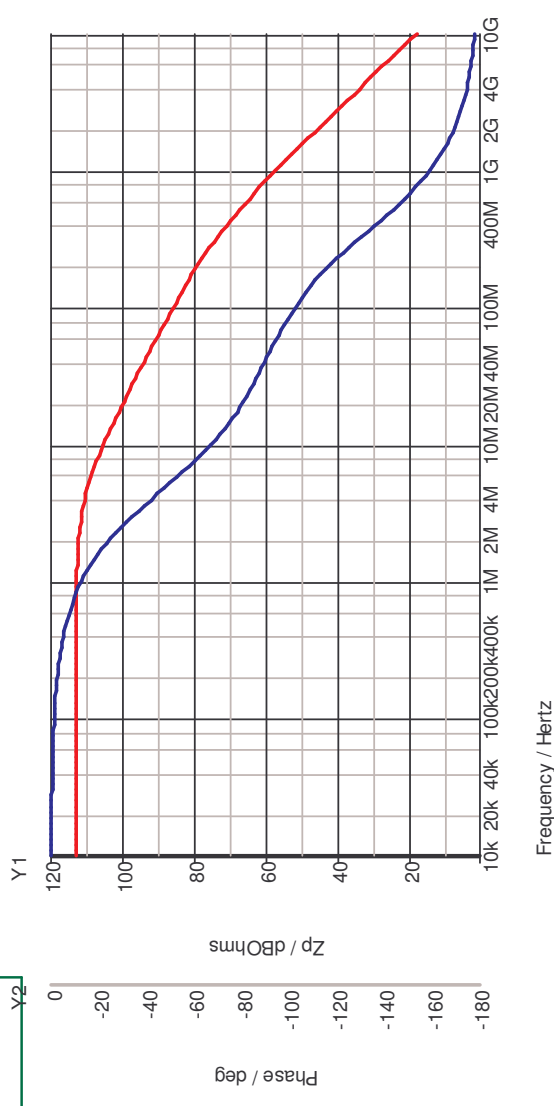
- *La présence d'un 2<sup>ème</sup> pôle dans la réponse de  $Z_p(f)$  en BO impose une résistance de contre-réaction minimale  $R_{fmin}$  pour assurer la stabilité de l'ampli en BF*
  - **$R_{fmin} = 1/\omega_2$ ,  $C = 5K\Omega$**  dans l'exemple traité.
  - Le circuit devient instable si  $R_f < R_{fmin}$ .
  - La bande passante peut se trouver réduite en prenant  $R_f > R_{fmin}$ .

# CFOA: Schéma complet



• $p_1 = 4.55\text{MHz}$  et  $Z_p = 450\text{K}\Omega$  soit  $113\text{dB}\Omega$ ,  $C_{p1} = 77\text{fF}$

• $p_2 = 380\text{MHz}$ ,  $C_{p2} = 83\text{fF}$



Isource = Miroir dégénéré

## EFFET DE 2ième ordre (2)

- L'impédance de sortie  $R_0$  du buffer d'entrée n'est pas nulle
- La tension  $V_x$  est convertie en un courant:

$$I_x = \frac{V_x}{R_f + R_g // R_0}$$

$$i_\varepsilon = I_x \frac{R_g}{R_g + R_0}$$

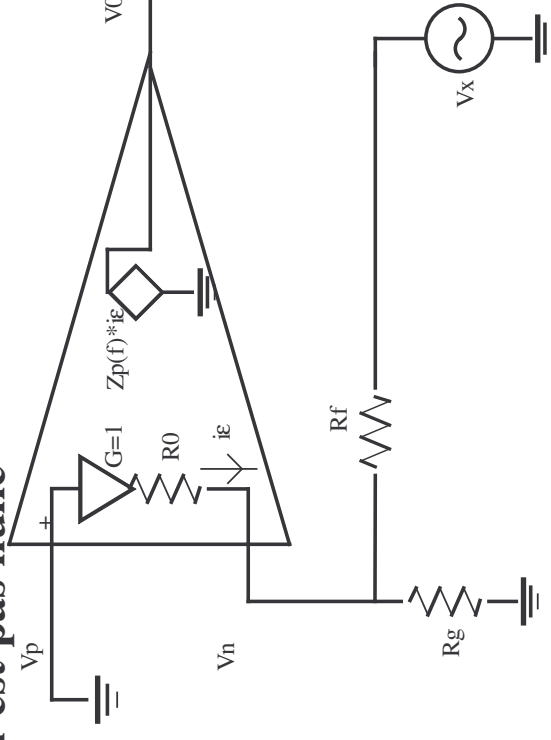
$$V_0 = Z i_\varepsilon$$

- En éliminant  $I_x$  et  $i_\varepsilon$  et avec  $T = -V_0/V_x$ :

$$T(jf) = \frac{Z(jf)}{R_{f2}} \text{ avec } R_{f2} = R_f \cdot \left( 1 + \frac{R_0}{R_g // R_f} \right)$$

- L'effet de  $R_0$  est d'augmenter  $R_f$ . Par conséquent, le temps de montée et la bande passante sont réduits par ce même facteur, et donc deviennent sensibles au gain en BF.

$$f_{A_{bis}} = \frac{f_A}{1 + (R_0/R_f)A_0} \text{ où } f_A = f_0 Z_0/R_f \text{ et } A_0 = 1 + R_f/R_g$$



## EFFET de 2ième ordre (2)

---

$$T(jf) = \frac{Z(jf)}{R_{f2}} \text{ avec } R_{f2} = R_f \cdot \left( 1 + \frac{R_0}{R_g // R_f} \right)$$

$$f_{A_{bis}} = \frac{f_A}{1 + (R_0/R_f)A_0} \text{ où } f_A = f_0 Z_0 / R_f \text{ et } A_0 = 1 + R_f / R_g$$

- Applications numériques:
  - $R_f = 2 \text{ k}\Omega$ ,  $R_0 = 50 \text{ }\Omega$  et  $f_A = 100 \text{ MHz}$ 
    - Avec  $A_0 = 2$ , bande passante  $f_{A_{bis}} = 0.95 \text{ fA} = 95.2 \text{ MHz}$
    - Avec  $A_0 = 10$ , bande passante  $f_{A_{bis}} = 0.8 \text{ fA} = 80 \text{ MHz}$
    - Avec  $A_0 = 100$ , bande passante  $f_{A_{bis}} = 0.28 \text{ fA} = 28.5 \text{ MHz}$
  - Avec un VFOA, la BP serait réduite de 2, 10, 100 .....

## CHOIX DE $R_f$ pour compenser effet de $R_0$

---

- On peut changer  $R_f$  pour compenser la réduction de la bande passante à grand gain.

$$f_{A_{bis}} = \frac{f_0 Z_0}{R_f + R_0 A_0} \quad \text{où} \quad A_0 = 1 + R_f / R_g$$

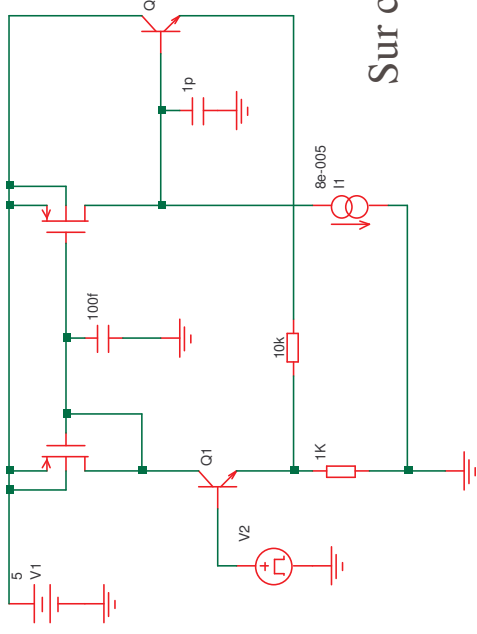
- On choisit  $R_{f_{min}}$  telle que: 
$$\frac{f_0 Z_0}{R_{f_{min}} + R_0 A_0} = \frac{f_0 Z_0}{R_f}$$

$$R_{f_{min}} = R_f - R_0 A_0 = \frac{Z_0 f_0}{f_A} - R_0 A_0$$

- **Application numérique:**
  - Avec  $R_f = 2 \text{ k}\Omega$ ,  $f_A = 100 \text{ MHz}$  et donc  $f_0 Z_0 = 2 \times 10^{11}$ . Pour  $A_0 = 10$  et pour conserver  $f_A = 100 \text{ MHz}$ , il faut  $R_f = 2 \text{ k}\Omega - 500 = 1.5 \text{ k}\Omega$  et donc  $R_g = 167 \Omega$
- Il faut bien sûr s'assurer de la stabilité avec cette valeur de  $R_f$  (cf p34)

# ABSENCE DE SLEW RATE:

---



Sur cet ex, pas de SR pour les  $\Delta V_i > 0$

- $\Delta V_i \Rightarrow \Delta I_n = \Delta V_i / (R_f // R_g)$  copié sur C par les miroirs de courant
- $\Delta I_n / C = \Delta V_i / [(R_f // R_g) C] = \Delta V_i (1 + R_f / R_g) / R_f C = \Delta V_0 / R_f C$
- Signal de sortie = step avec temps de transition forme exponentielle, de constante de temps  $\tau = R_f * C$
- Comme pour la bande passante, la réponse transitoire ne dépend que de  $R_f$ , indépendamment du gain
- Avec  $R_f = 1k\Omega$  et  $C = 1pF$ ,  $\tau = 1 ns$
- L'absence de slew rate entraîne des "settling times" rapides mais aussi évite les non-linéarités, ce qui rend les CFOA très attractifs pour les applications vidéo.



# DATASHEET DU CLC410



National Semiconductor

November 2000

## CLC410

### Fast Settling, Video Op Amp with Disable

#### General Description

The current-feedback CLC410 is a fast settling, wideband, monolithic op amp with fast disable/enable feature. Designed for low gain applications ( $A_{v0} = \pm 1$  to  $\pm 8$ ), the CLC410 consumes only 160mW of power (180mW max) yet provides a -3dB bandwidth of 200MHz ( $A_{v0} = +2$ ) and 0.05% settling in 12ns (15ns max). Plus, the disable feature provides fast turn on (100ns) and turn off (200ns). In addition, the CLC410 offers both high performance and stability without compensation - even at a gain of +1.

The CLC410 provides a simple, high performance solution for video switching and distribution applications, especially where analog buses benefit from use of the disable function to "multiplex" signals onto the bus. Differential gain/phase of 0.01%/0.01° provide high fidelity and the 60mA output current offers ample drive capability.

The CLC410's fast settling, low distortion, and high drive capabilities make it an ideal ADC driver. The low 160mW quiescent power consumption and very low 40mW disabled power consumption suggest use where power is critical and/or "system off" power consumption must be minimized.

The CLC410 is available in several versions to meet a variety of requirements. A three letter suffix determines the version.

#### Enhanced Solutions (Military/Aerospace)

SMD Number: 5962-90600

Space level versions also available.

For more information, visit <http://www.national.com/mil>

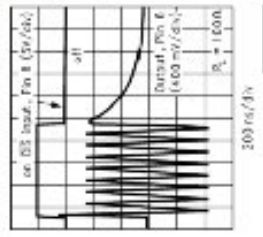
#### Features

- -3dB bandwidth of 200MHz
- 0.05% settling in 12ns
- Low Power, 160mW (40mW disabled)
- Low distortion, -60dBc at 20MHz
- Fast disable (200ns)
- Differential gain/phase: 0.01%/0.01°
- $\pm 1$  to  $\pm 8$  closed-loop gain range

#### Applications

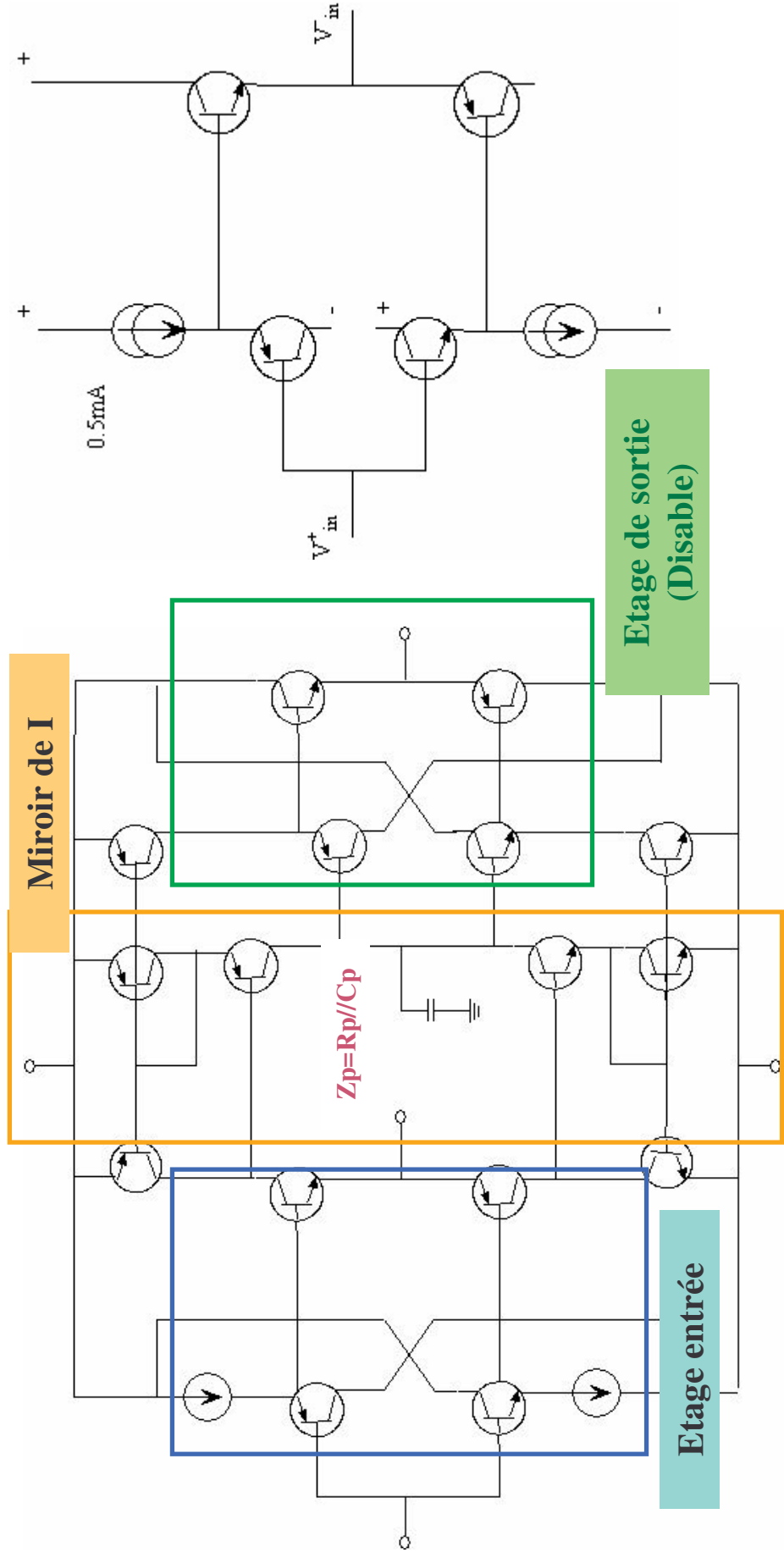
- Video switching and distribution
- Analog bus driving (with disable)
- Low power "standby" using Disable
- Fast, precision A/D conversion
- D/A current-to-voltage conversion
- IF processors
- High speed communications

Enable/Disable Response



# SCHEMA DU CLC410

- Etage d'entrée et sortie: **Montage diamant** (possible avec nouvelles technos qui offrent bons PNP verticaux)
  - pour accepter les 2 polarités
  - Compense  $V_{be}$
  - Permet d'augmenter  $Z_{in+}$  ( $R_{in+} = \beta_{npn}\beta_{pnp}/g_m = 200K$ ),  $R_{in-} = 1/2g_m = 25$



# DATASHEET DU CLC410

## Electrical Characteristics

$A_V = +2$ ,  $V_{CC} = \pm 5V$ ,  $R_L = 100\Omega$ ,  $R_I = 250\Omega$ ,  $R_T = 250\Omega$ ; unless specified

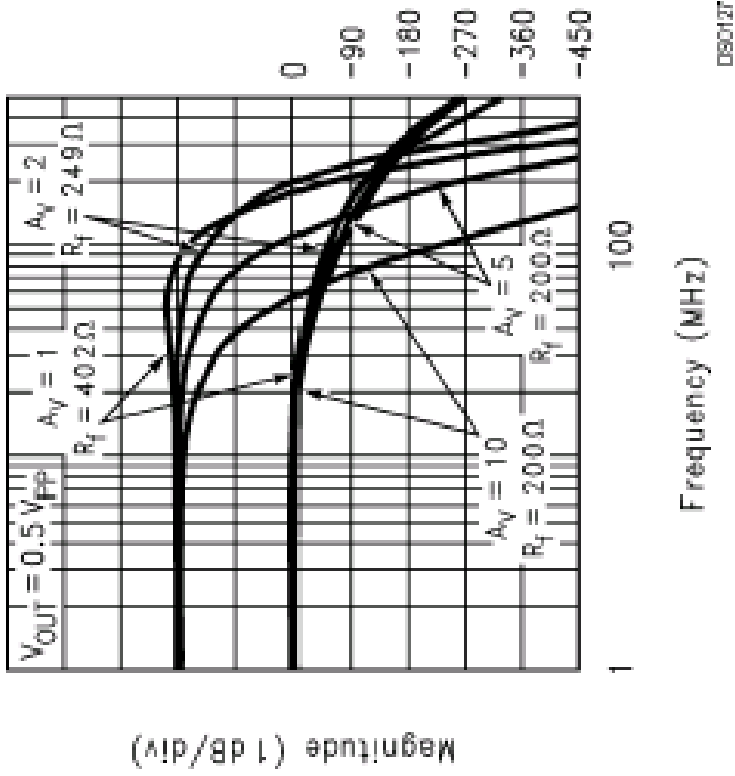
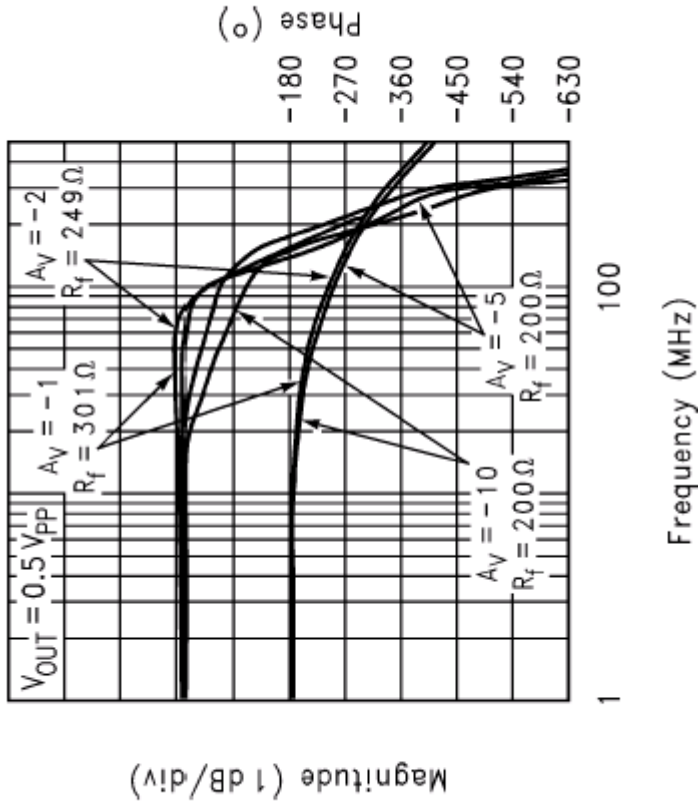
Symbol	Parameter	Conditions	Typ	Max/Min (Note 2)	Units
Ambient Temperature					
		CLC410AJ	+25°C	-40°C	+85°C
<b>Frequency Domain Response</b>					
SSBW	-3dB Bandwidth	$V_{OUT} < 0.5V_{PP}$	200	>150	>120
LSBW		$V_{OUT} < 5V_{PP}$ , $A_V = +5$	50	>35	>35
		$V_{OUT} < 0.5V_{PP}$			
GFPL	Gain Flatness				
	Peaking	DC to 40MHz	0	<0.4	<0.4
GFPH	Peaking	>40MHz	0	<0.7	<0.7
GFR	Rolloff	DC to 75MHz	0.6	<1	<1.3
LPD	linear phase deviation	DC to 75MHz	0.2	<1	<1.2
<b>Time Domain Response</b>					
TRS	Rise and Fall Time	0.5V Step	1.6	<2.4	<2.4
TRL			6.5	<10	<10
TSP	Settling Time to	2V Step	10	<13	<13
TS			12	<15	<15
OS	Overshoot	0.5V Step	0	<15	<10
SR	Slew Rate		700	>430	>430
SR1			1600	-	-

# DATASHEET DU CLC410

<b>Static, DC Performance</b>							
VIO	Input Offset Voltage (Note 3)		2	<±8.2	<±5.0	<±9.0	mV
DVIO	average temperature coefficient		20	<±40	-	<±40	µV/°C
IBN	Input Bias Current (Note 3)	Non Inverting	10	<±36	<±20	<±20	µA
DIBN	Average Temperature Coefficient		100	<±200	-	<±100	nA/°C
IBI	Input Bias Current (Note 3)	Inverting	10	<±36	<±20	<±30	µA
DIBI	Average Temperature Coefficient		50	<±200	-	<±100	nA/°C
PSRR	Power Supply Rejection Ratio		50	>45	>45	>45	dB
CMRR	Common Mode Rejection Ratio		50	>45	>45	>45	dB
ICC	Supply Current (Note 3)	No Load, Quiescent	16	<18	<18	<18	mA
ISD	Supply Current, Disabled	No Load, Quiescent	4	<6	<6	<6	mA
<b>Miscellaneous Performance</b>							
RIN	Non-Inverting Input	Resistance	200	>50	>100	>100	kΩ
CIN		Capacitance	0.5	<2	<2	<2	pF
RO	Output Impedance	At DC	0.1	<0.2	<0.2	<0.2	Ω
ROD	Output Impedance, Disabled	Resistance, at DC	200	<100	<100	<100	kΩ
COD		Capacitance, at DC	0.5	<2	<2	<2	pF
VO	Output Voltage Range	No Load	±3.5	>±3	>±3.2	>±3.2	V

# DATASHEET DU CLC410

**Inverting Frequency Response**

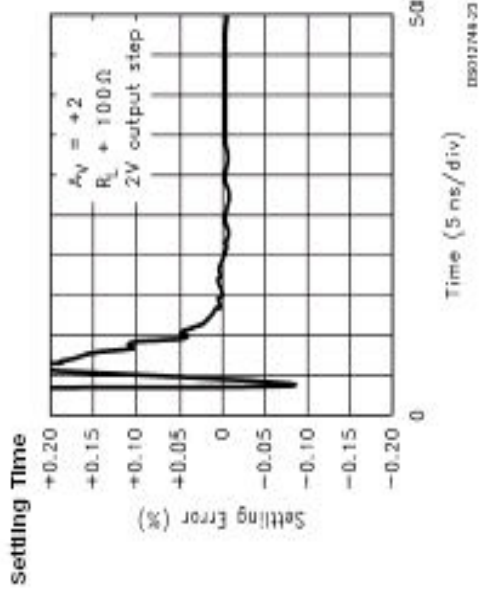
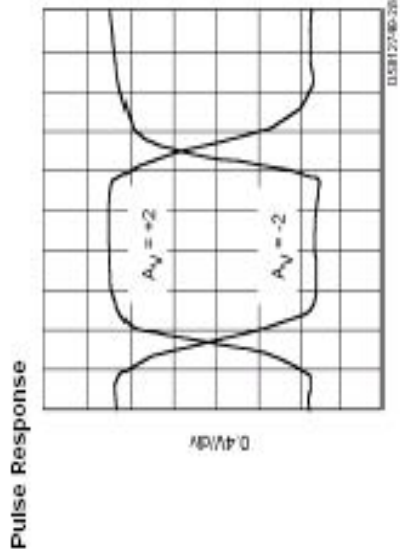
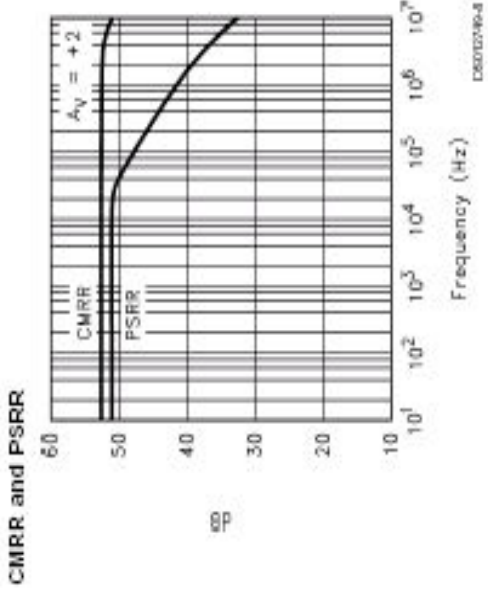
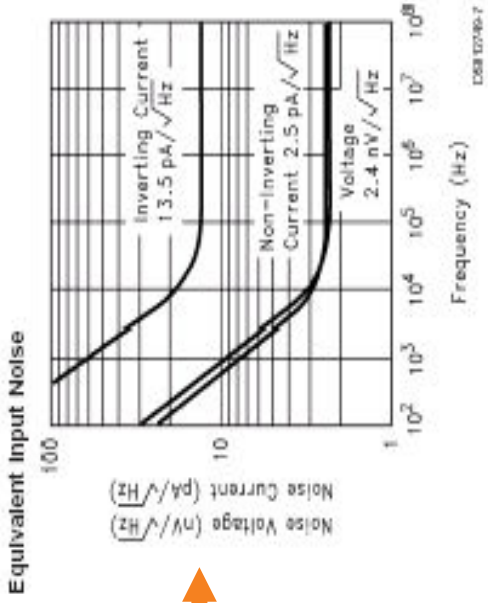


**Non-Inverting Frequency Response**

# DATASHEET DU CLC410

Bruit  
↑

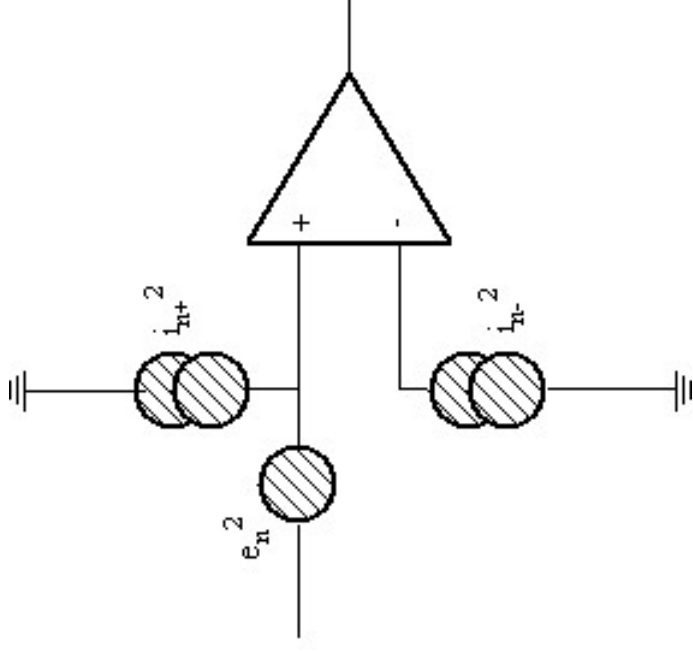
**Typical Performance Characteristics** ( $T_A = 25^\circ$ ,  $A_V = +2$ ,  $V_{CC} = \pm 5V$ ,  $R_L = 100\Omega$ ; Unless Specified).. (Continued)



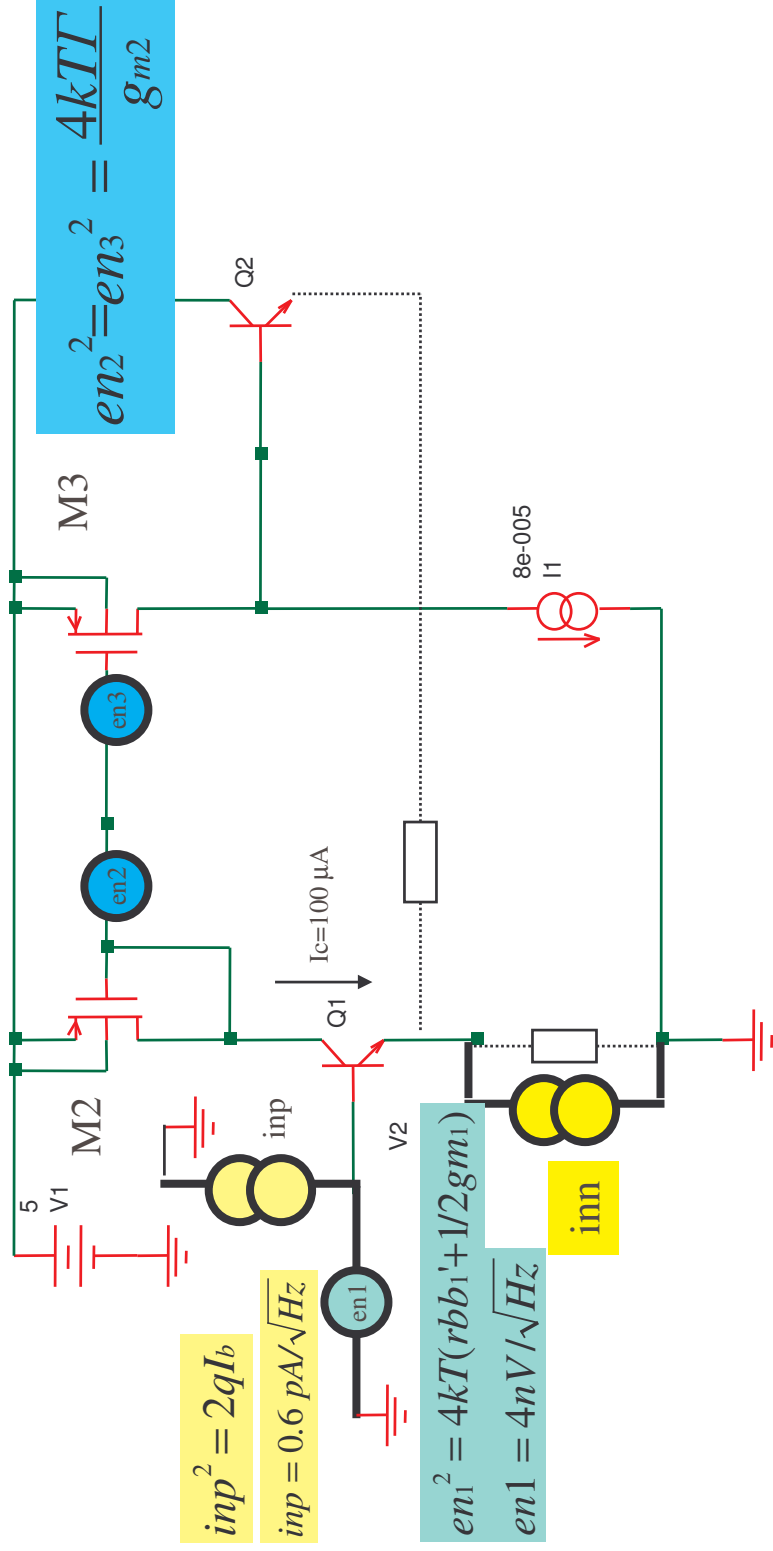
# BRUIT DU CFOA

---

- Les transistors des CFOA sont en général polarisés avec des courants supérieurs à ceux du VFOA
  - *en* plus petit mais *in* plus grand
- Buffer d'entrée = > entrées différentes et donc *inn* et *inp* différents et en particulier ***inn* > *inp***



# Ex: BRUIT DU CFOA



$$inn^2 = gm_2^2 \times 2en_2^2 = gm_2 \cdot 8kTI$$

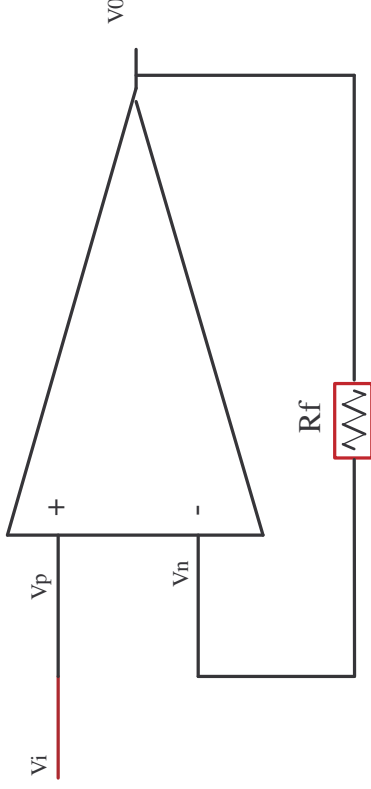
$$inn^2 = 200e-6 \times 2 \times 1.66e-20 \Rightarrow inn = 2.5pA/\sqrt{\text{Hz}}$$



# FREQUENTS FAUX PAS (1)

---

- Les CFOA sont utilisables dans la plupart des montages à contre-réaction résistive
- Mais ils ne peuvent pas être utilisés en suiveur AVEC  $R_f=0$  car pour éviter les oscillations, il y a une valeur minimale pour  $R_f$ .

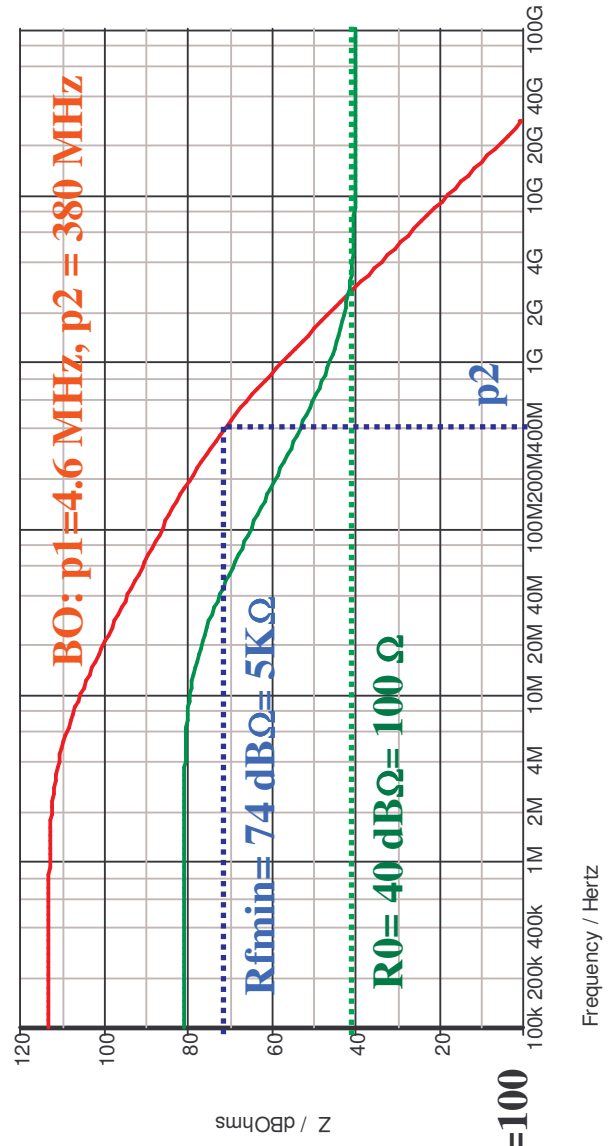
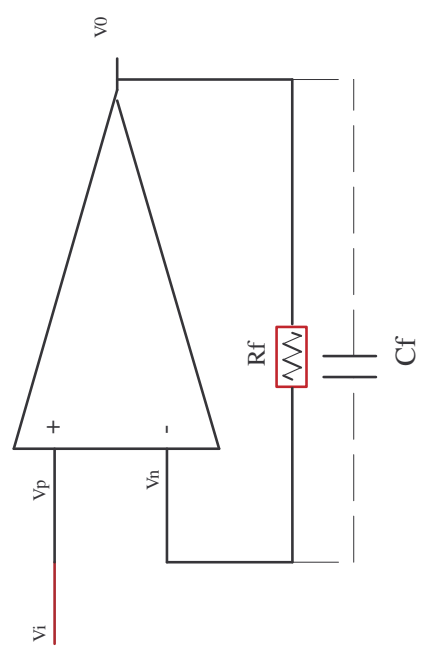


# FREQUENTS FAUX-PAS (2): Cf en // avec Rf

$$T(jf) = \frac{Z(jf)}{Z_{f2}} \text{ avec } Z_{f2} = R_f // C_f \cdot \left( 1 + \frac{R_0}{R_g // R_f // C_f} \right)$$

■ Cf en // avec Rf:

■ D'où un pôle à fp= 1/(2πRfCf) et un zéro à fz=1/ (2π(R0/R1//R2)Cf)



■ AN: Rg=1K, Rf=10K, Cf=1pF, R0=100

- Pôle= 16 MHz, Zéro=1.8 GHz
- Rfmin=1/ω<sub>2</sub>Cp<sub>2</sub>= 5KΩ

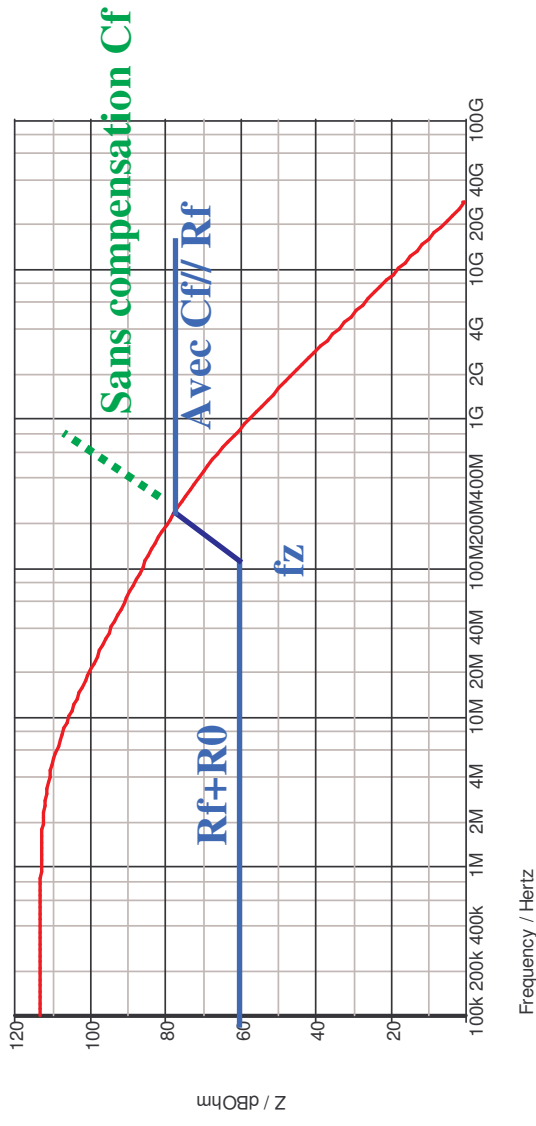
■ A haute fréquence, la contre-réaction est asymptotique à R0 qui est en général beaucoup plus petit que Rfmin => oscillations.

# FREQUENTS FAUX-PAS (3): Cg en // avec Rg

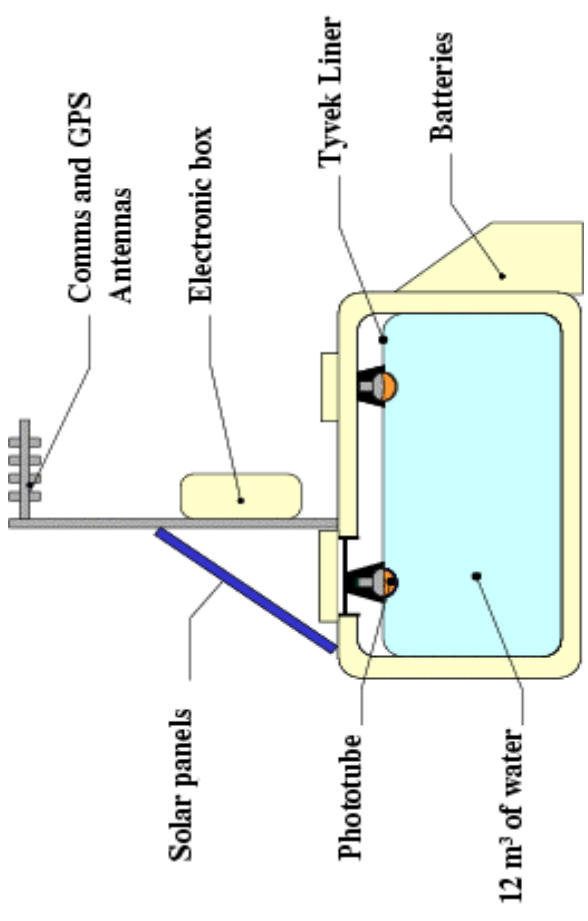
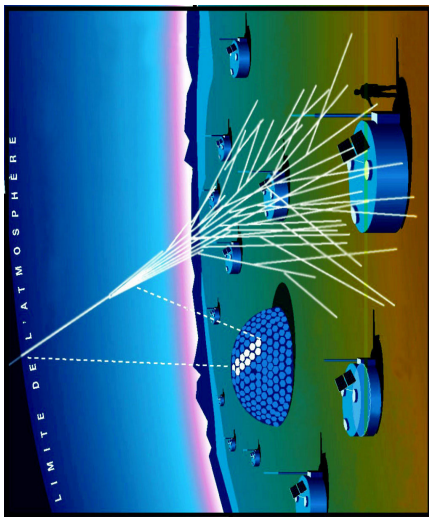
■ Cg en // avec Rg: 
$$T(jf) = \frac{Z(jf)}{Z_{\beta}} \text{ avec } Z_{\beta} = R_f + R_0 + \frac{R_f R_0 (1 + sR_g C_g)}{R_g}$$

■ D'où un zéro à:  $f_z = \omega_z / 2\pi$  
$$\omega_z = \frac{1/R_0 + 1/R_f + 1/R_g}{R_0 R_f R_g}$$

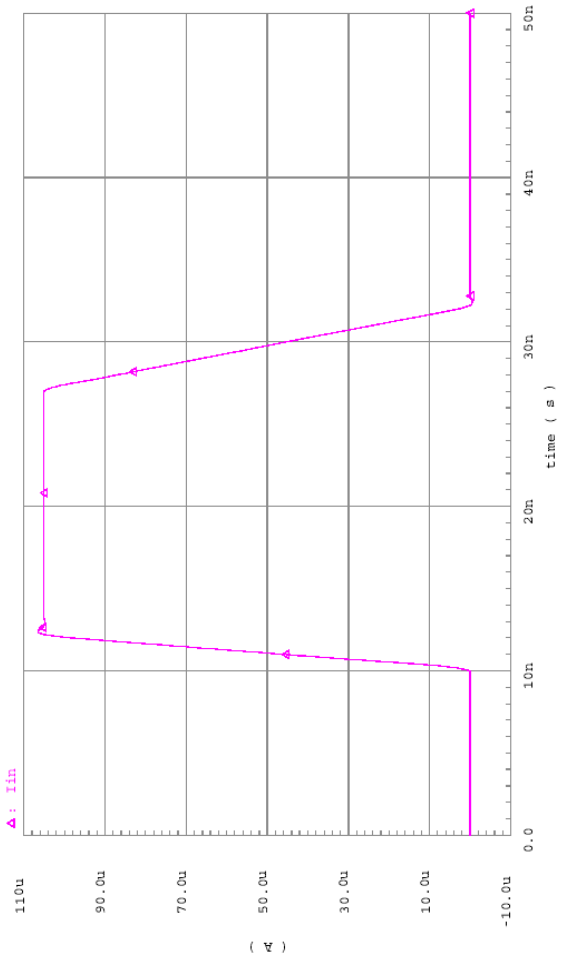
■ Instable, mais compensable avec Cf en // Rf (contrairement à ce qui est dit transparent précédent qui traite le cas Cf//Rf SANS Cg // Rg)



# Exemple d'application: expérience AUGER (site Nord)



CFOA monté en inverseur: Gain= 1K/100 =10



# CONCLUSION: CHOIX entre VFOA et CFOA

---

- **Les CFOA sont utilisables comme les VFOAs dans la plupart des montages à contre-réaction résistive**
  - Ampli inverseur ou non inverseur
  - Ampli sommateur
  - Ampli différentiateur
  - Convertisseur V/ I ou I/V
  - Filtres actifs
- **Pour les applications rapides et à grand gain, on préférera les CFOAs qui ont par design un produit Gain Bande plus grand que les VFOAs**
- **CFOAs non utilisables en suiveur AVEC  $R_f=0$**
- **Les CFOAs ont de moins bonnes performances en bruit que les VFOA si impédance sur entrée inverseuse est plus grande que qqs dizaines d'ohms.**
- **Le buffer en entrée du CFOA implique aussi un moins bon offset**

## Références

---

- Analog Circuit Design , Jim Williams : chapitre “Current Feedback Op Amp” , Sergio Franco