



Amplificateurs Opérationnels

Fonction Amplifier

Fonction Filtrer

Fonction Comparer

Objectifs

- Etude des fonctions électroniques
 - Concept général et caractéristiques principales d'un amplificateur
 - Le composant amplificateur opérationnel
 - Structures classiques pour
 - Amplifier
 - Comparer

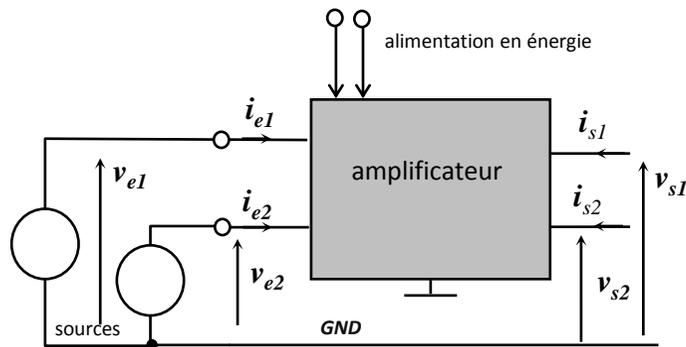
- Présentation de la fonction électronique
 - Filtrer
 - Connaître les caractéristiques principales d'un filtre
 - Cellule d'ordre 2 classique: VCVS et MFB
 - Utiliser un algorithme ou un outil logiciel en vue de la synthèse du filtre

Généralités

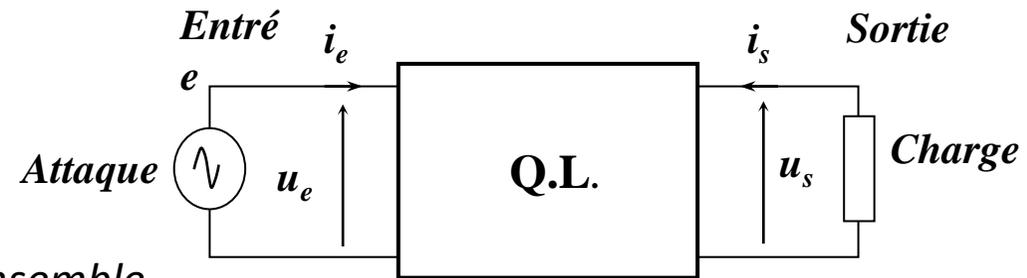
- Objectif

- Amplifie les signaux des capteurs
- Obtention en sortie d'un signal exploitable pour effectuer des traitements

- Structure générale des amplificateurs



Sous-ensemble



Quadripôle linéaire

Système MIMO

Mise en équation complexe car 8 grandeurs liées
Exemple de cas simple: Ampli de tension parfait

$$V_{s1} = A_{11}V_{e1} + A_{12}V_{e2}$$

$$V_{s2} = A_{21}V_{e1} + A_{22}V_{e2}$$

Simplification du cas MIMO

Chaque paire de bornes se comporte, vu de l'extérieur, comme un dipôle

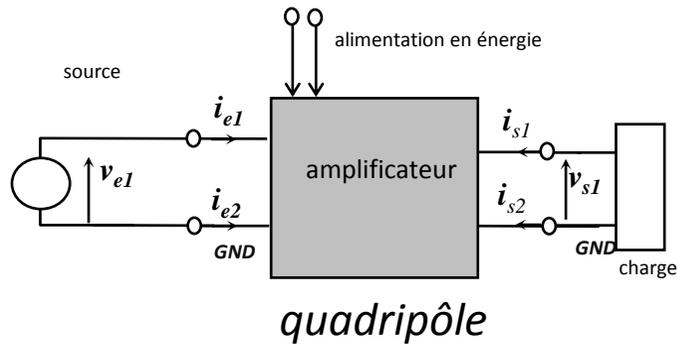
ROLE TRES IMPORTANT EN ELECTRONIQUE
(recouvre la plupart des applications!)

Généralités

Variantes de câblages et de structures

- La plupart des applications se limitent à 1 ou 2 entrées et 1 sortie

Amplification en tension ou en courant Une entrée et une sortie

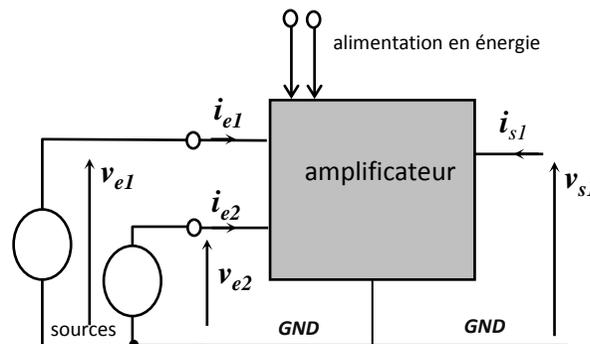


quadripôle amplificateur

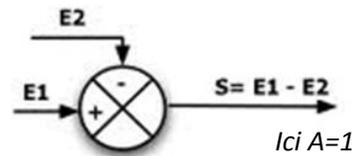
$V_{e2}=0$ et $V_{s2}=0$

$I_{e1} = -I_{e2} = I_e$ et $I_{s1} = -I_{s2} = I_s$

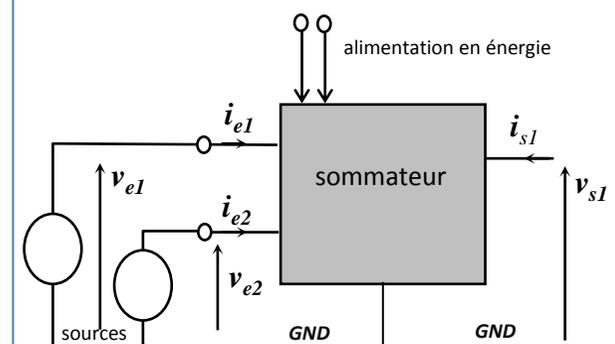
Amplification différentielle 2 entrées et une sortie



$$A_{12} = -A_{11} = A \rightarrow V_{s1} = A(V_{e1} - V_{e2})$$



Amplificateur sommateur 2 entrées et une sortie

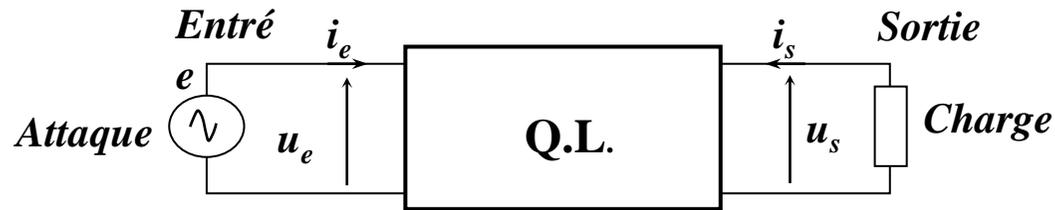


$$A_{11} = A_{12} = A \rightarrow V_{s1} = A(V_{e1} + V_{e2})$$



Représentation fréquentielle

● Fonction de transfert



**Quadripôle
linéaire**



En fonction des grandeurs utiles le nom donné à la fonction de transfert diffère

$$e(t) = E \cos(\omega t + \theta_e)$$

$$e(t) \rightarrow \underline{E} = [E ; \theta_e] = E e^{j\theta_e}$$

$$s(t) = S \cos(\omega t + \theta_s)$$

$$s(t) \rightarrow \underline{S} = [S ; \theta_s] = S e^{j\theta_s}$$

$$\underline{H}_{(j\omega)} = \frac{\underline{S}_{(j\omega)}}{\underline{E}_{(j\omega)}}$$

Entrée	Sortie	H	Nom
u_e	u_s	\underline{A}_v	Amplification en tension
i_e	i_s	\underline{A}_i	Amplification en courant
u_e	i_s	\underline{Y}_T	Trans-admittance
i_e	u_s	\underline{Z}_T	Trans-impédance
P_e	P_s	A_p	Amplification en puissance



La réponse à une excitation sinusoïdale reste sinusoïdale pour un système linéaire

Représentation fréquentielle

● Amplification et déphasage

■ L'amplification A

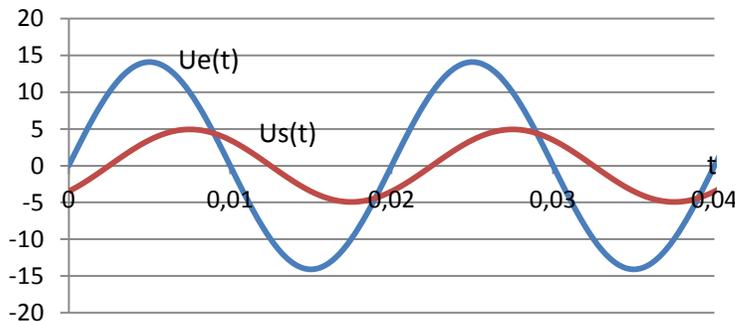
- l'amplitude du signal de sortie sur celle du signal d'entrée pour chacune des fréquences possibles du signal

$$A(j\omega) = \frac{|U_s(j\omega)|}{|U_e(j\omega)|}$$

■ Le déphasage φ :

- différence entre la phase (argument) du signal de sortie et la phase du signal d'entrée pour chacune des fréquences possibles du signal

$$\varphi(j\omega) = \arg U_s(j\omega) - \arg U_e(j\omega)$$



Rappel sur les notations complexes
A connaître absolument

	Relation U-I (temporel)	Relation U-I (complexe)	Impédance (Ohm)
Résistance	$U = RI$	$\underline{U} = R\underline{I}$	R
Condensateur	$i = \frac{dq}{dt} = C \frac{d(u_C)}{dt}$	$\underline{U}_C = \frac{1}{jC\omega} \underline{I}$	$\frac{1}{C\omega}$
Inductance	$u_L = L \frac{di}{dt}$	$\underline{U}_L = jL\omega \underline{I}$	$jL\omega$

Représentation fréquentielle

● Diagramme de Bode

- Pour différent ω (ou f) on mesure A et φ (ou calculs théoriques)

f	100Hz	200Hz	500Hz	
A	1	0,9	0,8		
φ	0°	5°	12°		

- On calcule le gain en décibel: $G_{V(dB)} = 20 \log \left(\frac{U_s}{U_e} \right)$

Retenu pour comparer des tensions en déciBel



Définition du Bel

$$G_{p(Bel)} = \log \left(\frac{P_s}{P_e} \right)$$

Définition déciBel

$$G_{p(Bel)} = 10 \cdot \log \left(\frac{P_s}{P_e} \right)$$

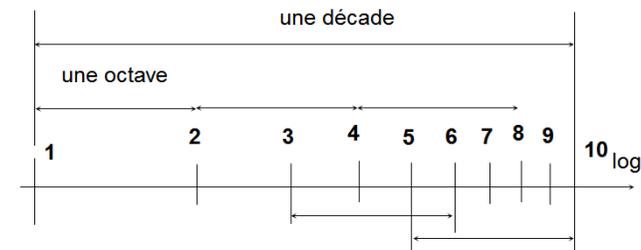
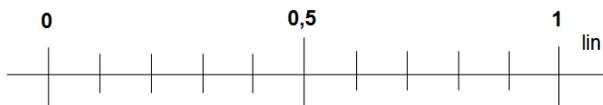


$$G_{p(dB)} = 10 \log \left(\frac{U_s^2/R}{U_e^2/R} \right) = 10 \log \left(\frac{U_s^2}{U_e^2} \right) = 20 \log \left(\frac{U_s}{U_e} \right)$$

- On trace sur une échelle semi-log G_V et φ en fonction de ω (ou f)

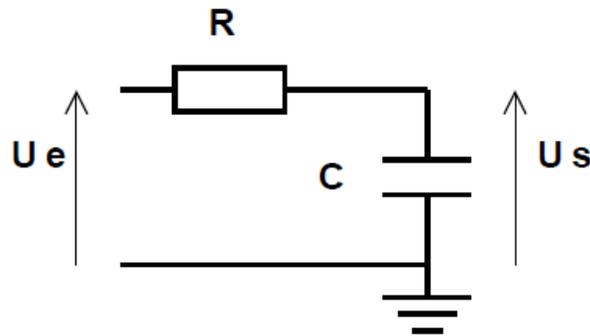


Rappel sur les échelles (voir GE11)



Représentation fréquentielle

Un exemple



Fonction de transfert

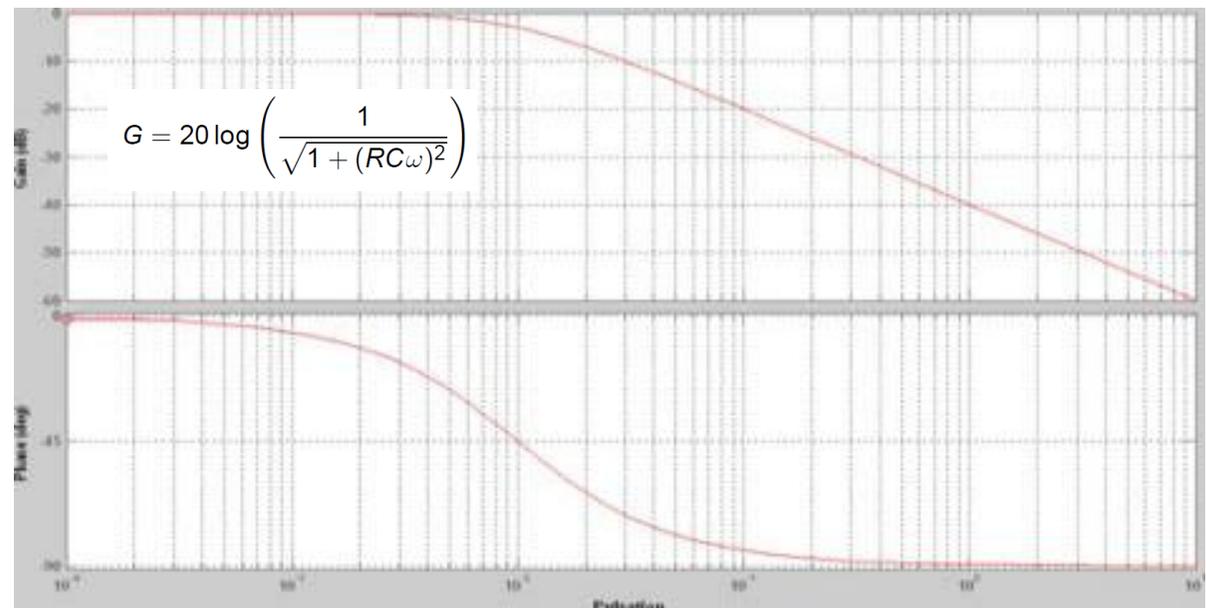
$$\begin{aligned} \underline{H}(j\omega) &= \frac{U_s(j\omega)}{U_e(j\omega)} = \frac{Z_C}{Z_R + Z_C} \\ &= \frac{\frac{1}{jC\omega}}{R + \frac{1}{jC\omega}} = \frac{1}{1 + jRC\omega} \end{aligned}$$



Comportement de type
filtre passe-bas

$$\begin{aligned} A = |\underline{H}(j\omega)| &= \left| \frac{1}{1 + jRC\omega} \right| \\ &= \frac{1}{\sqrt{1 + (RC\omega)^2}} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \varphi = \arg \underline{H}(j\omega) &= \arg 1 - \arg (1 + jRC\omega) \\ &= 0 - \tan^{-1} \left(\frac{RC\omega}{1} \right) \\ &= -\tan^{-1}(RC\omega) \end{aligned}$$



Représentation fréquentielle

● Bande de passante

- Défini une plage de fréquence pour laquelle le gain en tension reste « presque » constant
 - Définition du « presque »

$$G_{\max \text{ dB}} \geq G_{\text{dB}}(f) \geq (G_{\max \text{ dB}} - x_{\text{dB}})$$



En général le seuil x est de -3dB

- Fréquences de coupures

$$G_{\text{dB}}(f = f_c) = (G_{\max \text{ dB}} - x_{\text{dB}})$$

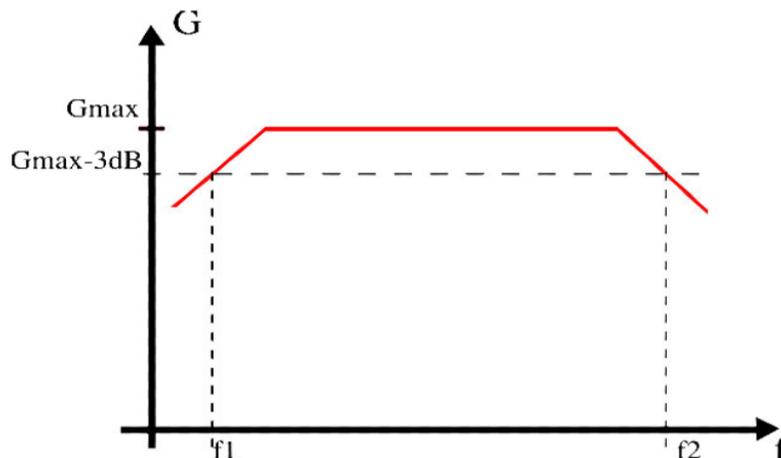


Pourquoi -3dB?

Correspond $P = 0,5 P_{\max}$

En effet $G_{\text{PC}} = G_{\text{Pmax}} - 3 \text{ dB}$

Conséquence: $A(f_c) = \frac{A_{\max}}{\sqrt{2}}$



$$G_{\text{dB}}(f_c) = 20 \log \left(\frac{A_{\max}}{\sqrt{2}} \right) = 20(\log A_{\max} - \log \sqrt{2})$$

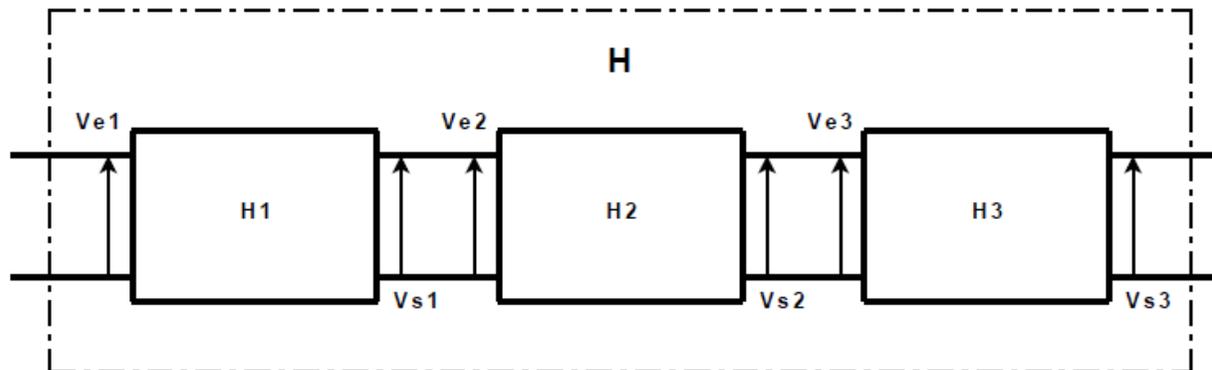
$$= G_{\max \text{ dB}} - 10 \log 2$$

$$G_{\text{dB}}(f_c) = G_{\max \text{ dB}} - 3\text{dB}$$

Représentation fréquentielle

● Intérêt des diagrammes de Bode

- Permet de déterminer rapidement la réponse fréquentielle d'un système résultant de la mise en cascade de plusieurs quadripôles



$$\underline{H} = \underline{H}_1 \times \underline{H}_2 \times \underline{H}_3$$



$$G_{dB} = G_{1_{dB}} + G_{2_{dB}} + G_{3_{dB}}$$

$$\varphi = \varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3$$



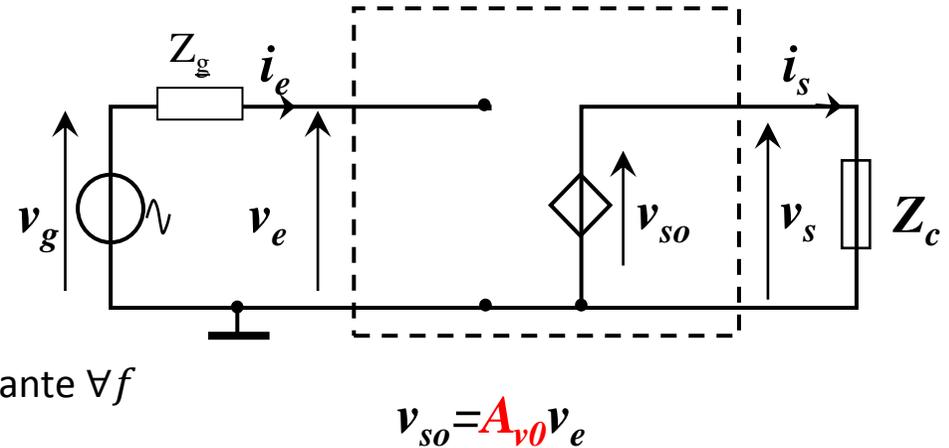
Le calcul n'est valable qu'à la **condition** que les différents blocs n'aient **pas d'influence** les uns sur les autres
(notion d'impédances de sorties et d'entrées)

Modèles

● Amplificateur de tension

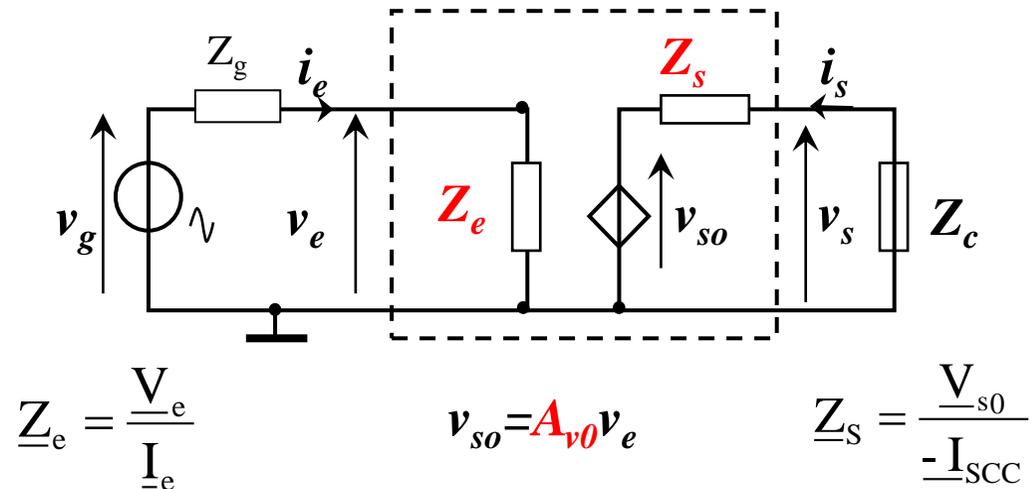
■ Amplificateur parfait

- Ne doit pas gêner la source
 - On retrouve toute la tension de la source
- Ne doit pas être gêné par la charge
 - Source de tension parfaite
- Présente une amplification en tension constante $\forall f$



■ Amplificateur imparfait

- Impédance d'entrée non infinie
- Impédance de sortie non nulle
- amplification non constante



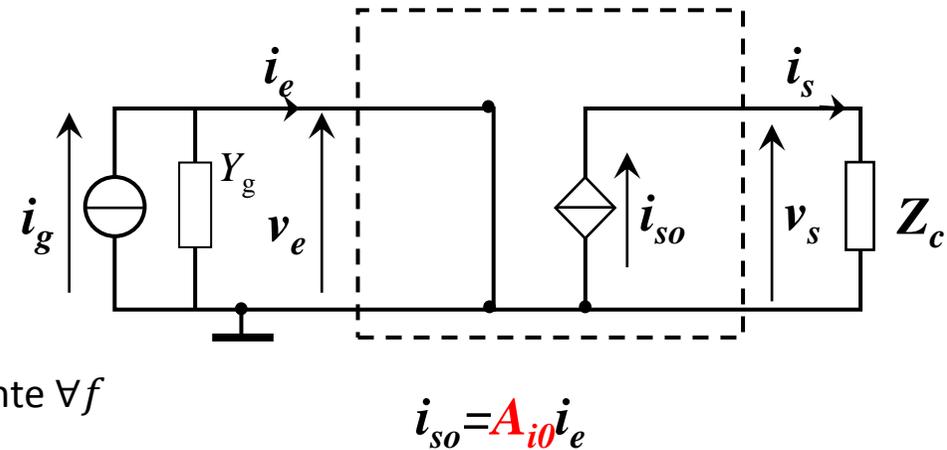
Toute les grandeurs sont complexes (barre omise pour faciliter les écritures!)

Modèles

● Amplificateur de courant

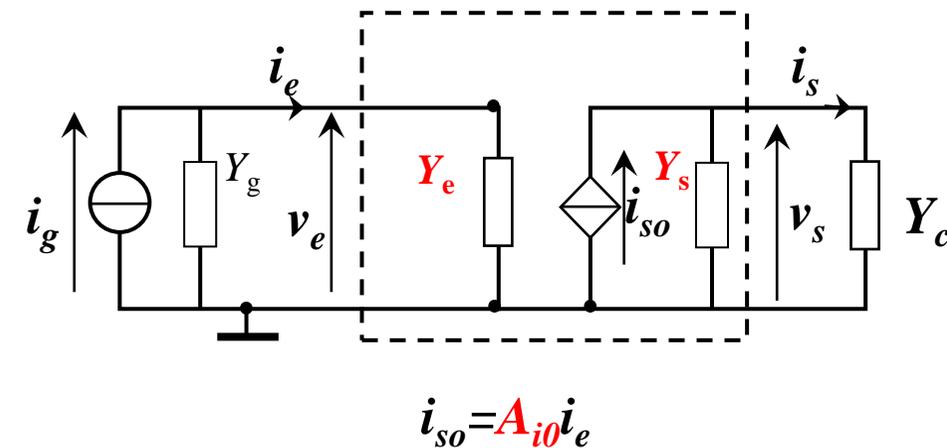
■ Amplificateur parfait

- Ne doit pas gêner la source
 - On retrouve toute le courant de la source
- Ne doit pas être gêné par la charge
 - Source de courant parfaite
- Présente une amplification en courant constante $\forall f$



■ Amplificateur imparfait

- Admittance d'entrée non nulle
- Admittance de sortie non infinie
- amplification non constante



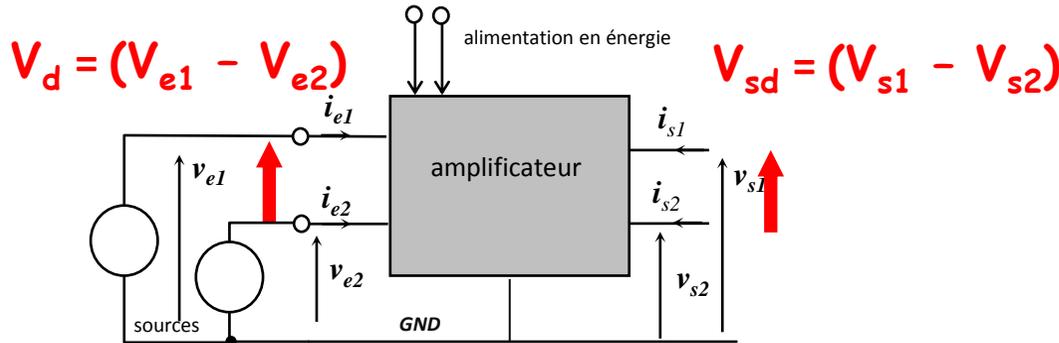
Toutes les grandeurs sont complexes

Modèles

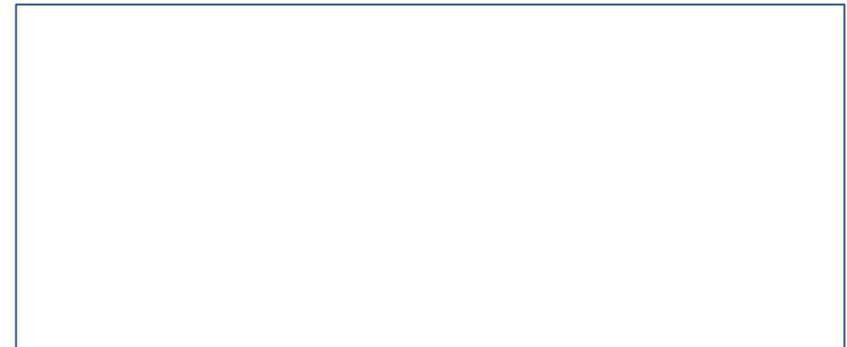
● Amplificateur différentiel

- objectifs: amplifier la différence des tensions en entrée
 - Les grandeurs « utiles » sont les tensions différentielles

Ampli dif à 2 sorties



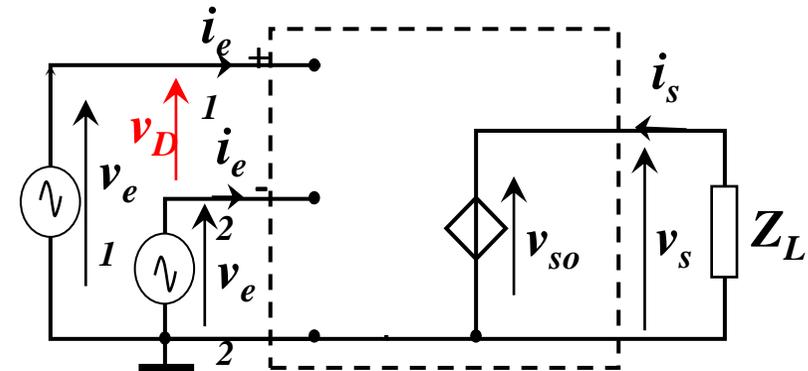
Ampli dif à 1 sortie



■ Amplificateur parfait (1 seule sortie)

- amplifie la différence des tensions en entrée
- Supprime le mode commun
- Ne gêne pas les sources d'entrées
- N'est pas gêné par la charge

En résumé $\underline{V}_S = \underline{V}_{S0} = \underline{A}_{VD} \times \underline{V}_D$



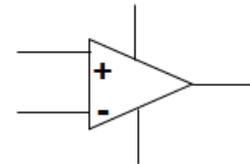
Amplificateur opérationnel

● Symboles et notations

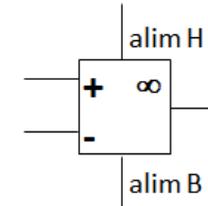


Différentes notations possibles

Tension différentielle notée: V_{ed} ou V_d ou ε



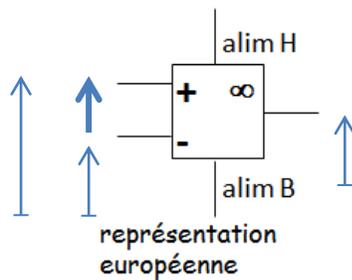
représentation
anglo-saxonne



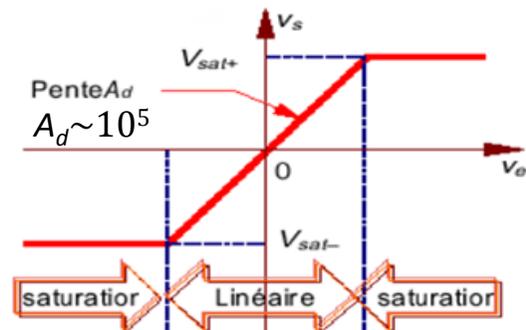
représentation
européenne

● Fonctionnement

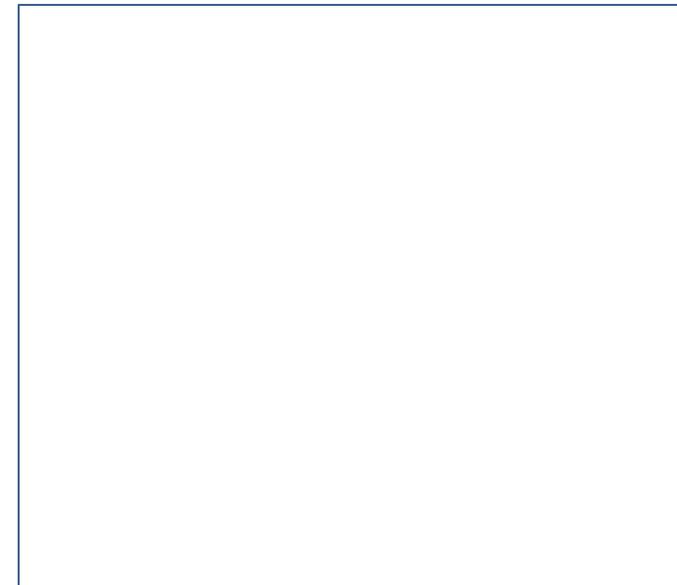
- L' AOp seul , en boucle ouverte, est un amplificateur différentiel



représentation
européenne



- L'AOp est **inexploitable seul pour faire une amplification!!!**
 - SEUL: peut être utilisé en comparateur de tension simple
 - SINON: il faut des composants en +
 - Résistances, condensateurs...

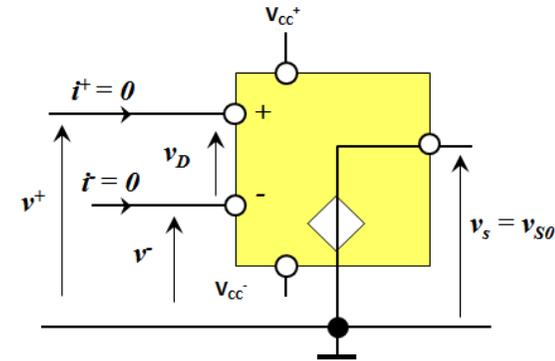


Aop parfait

La règles des 3

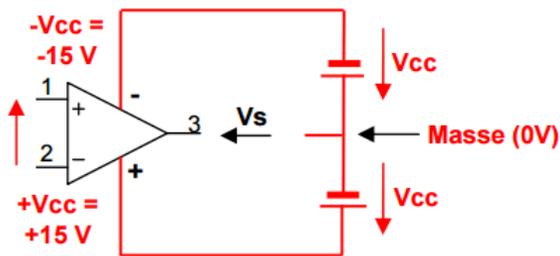
AOp parfait

- i^+ et i^- nul (donc Z_{ed} et $Z_{ec} \infty$)
- $A_{vd} \rightarrow \infty$ (ou constant et très grand ($\sim 10^5$))
- Impédance de sortie $Z_s = 0$



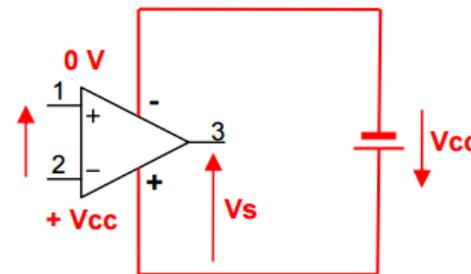
Alimentation

Dual supply



Montage par défaut vu en cours (car le plus simple!)

single supply

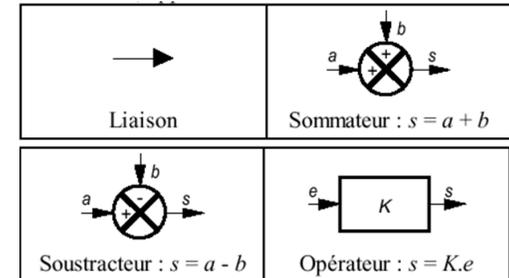
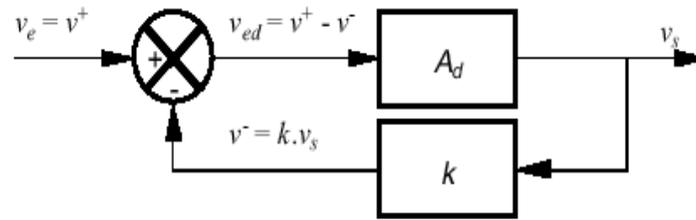


Peut être ramenée au cas dual supply en introduisant une nouvelle référence des tensions (voir ER) ou application de montage spécifiques (voir application notes de Texas Instrument en ligne)

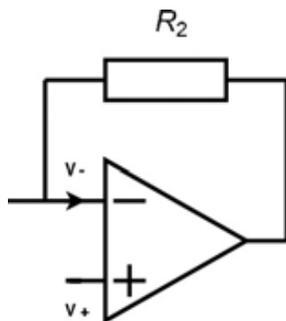
Amplificateur opérationnel: régime linéaire

● La contre-réaction

■ Principe



■ Appliqué à l'AOp



il faut avoir un **bouclage de la sortie sur l'entrée V- de l'AOp**

Les hypothèses de calculs:

$$i_+ = i_- = 0$$

$$V_{ed} = 0 \text{ (car } A_d \rightarrow \infty \text{)}$$

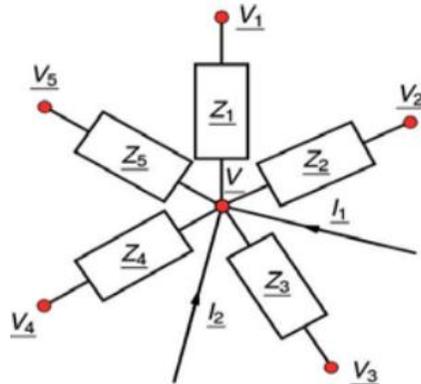
$$-V_{sat} < V_s < +V_{sat}$$

AoP : Les outils

Les calculs

- Arsenal du GE11 à votre disposition
 - Thévenin, Norton, superposition et sans oublier loi des mailles et des nœuds!

Théorème de Millman



V est le **barycentre des potentiels voisins pondérés par** l'inverse des impédances.

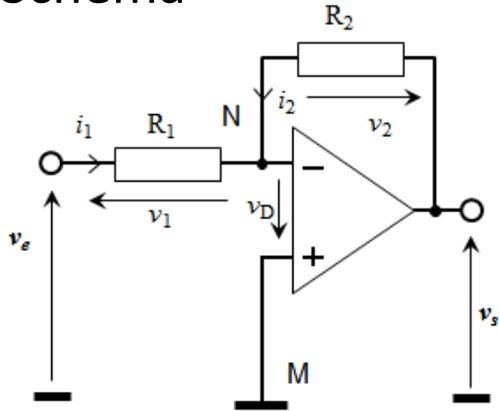
$$\underline{V} = \frac{\sum_i \frac{V_i}{\underline{Z}_i} + \sum_j \underline{I}_j}{\sum_i \frac{1}{\underline{Z}_i}}$$

Les stratégies de calculs

- On détermine ce que valent V^+ et V^- en fonction de V_e et V_s en utilisant la propriété $I^+ = I^- = 0$ (Millman permet d'arriver rapidement aux résultats)
- En linéaire on écrit ensuite que $V^+ = V^-$ pour déterminer $V_s = f(V_e)$
- En T.O.R. on détermine le signe de V_D suivant la valeur de V_e et de V_s
 - Absence de contre réaction ou réaction positive

Amplificateur inverseur

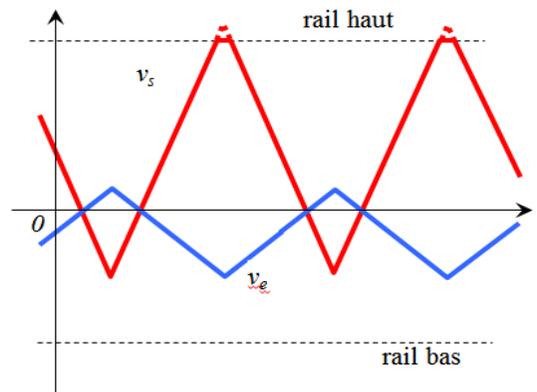
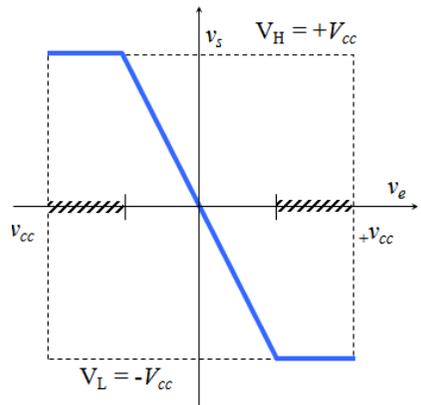
Schéma



$$\underline{A_V} = -\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_2}{R_1} e^{j\pi}$$

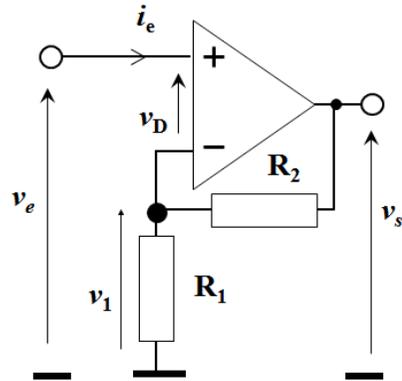
$$\underline{Z_e} = R_1 e^{j0} = R_1$$

Courbes



Amplificateur non inverseur

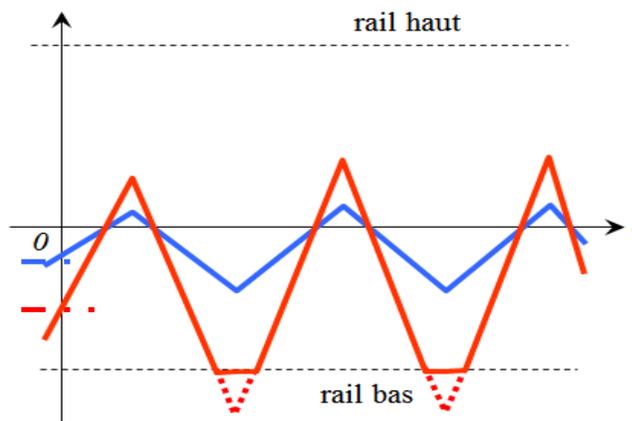
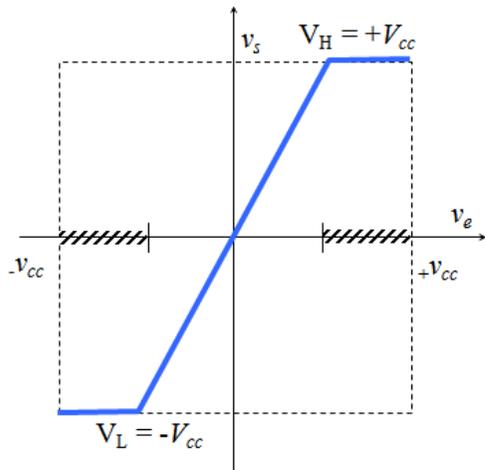
Schéma



$$\underline{A_V} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) e^{j0}$$

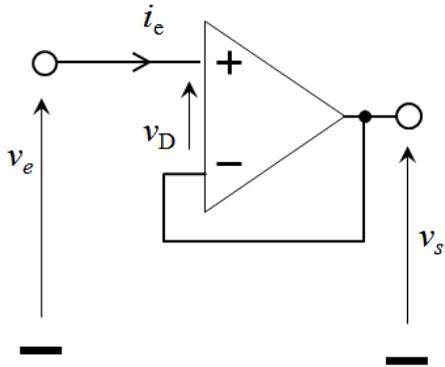
$$\underline{Z_e} = \infty$$

Courbes



Amplificateur Unité: montage suiveur

Schéma

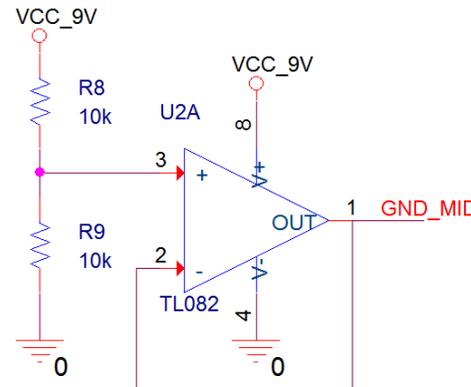


$$v_s = v_e \text{ donc } \underline{A_V} = 1$$

$$\underline{Z_e} = \infty$$

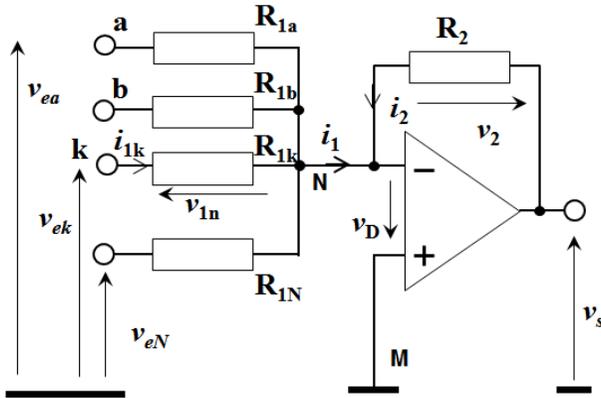
Intérêt de ce montage

- Adaptation d'impédance!
 - isole les blocs entre eux



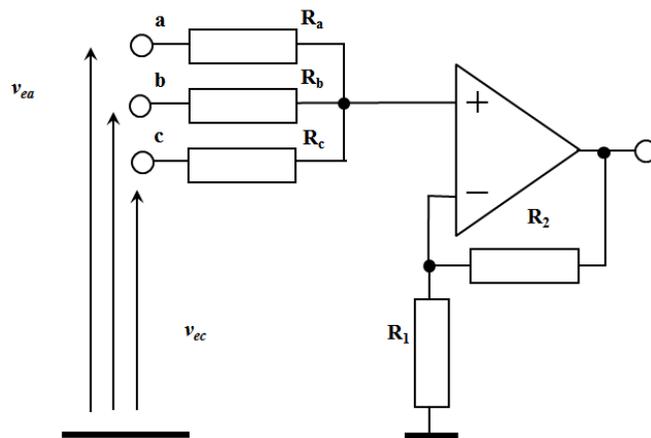
Amplificateur fonction arithmétique

● Additionneur inverseur



$$\underline{V_S} = - \left(\frac{R_2}{R_{1a}} v_{ea} + \frac{R_2}{R_{1b}} v_{eb} + \dots + \frac{R_2}{R_{1N}} v_{eN} \right)$$

● Additionneur non inverseur

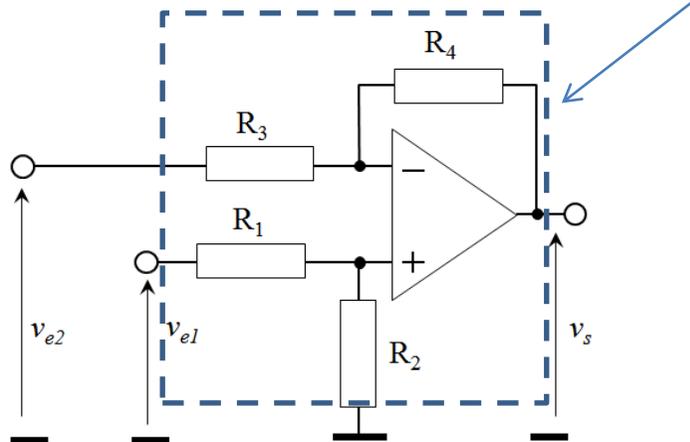


$$\underline{V_S} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \cdot \left(\frac{v_{ea}}{R_{1a}} + \frac{v_{eb}}{R_{1b}} + \dots + \frac{v_{eN}}{R_{1N}} \right)$$

Amplificateur fonction arithmétique

● Soustracteur

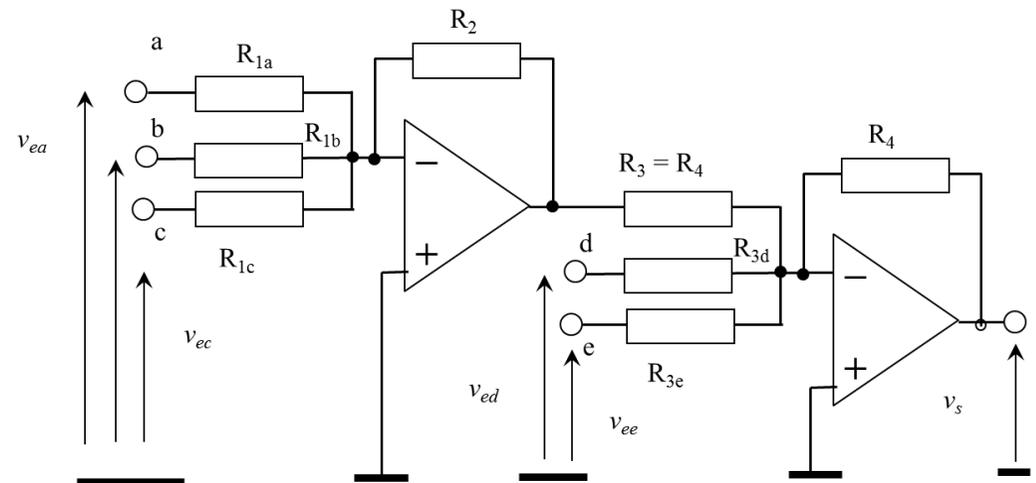
- Fait partie aussi des amplificateurs différentiels



$$\underline{V_S} = \frac{R_3 + R_4}{R_3} \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} v_{e1} - \frac{R_4}{R_3 + R_4} v_{e2} \right)$$

● Additionneur/soustracteur

$$\underline{V_S} = + \left(\frac{R_2}{R_{1a}} v_{ea} + \frac{R_2}{R_{1b}} v_{eb} + \frac{R_2}{R_{1c}} v_{ec} \right) - \left(\frac{R_4}{R_{3d}} v_{ed} + \frac{R_4}{R_{3e}} v_{ee} \right)$$



Amplificateur single supply

● Objectif

- ✓ Utilisation d'une seule batterie
 - ✓ Application portable (piles, batterie)
- ✓ Mise en oeuvre plus délicate

● Solution du thème2

- Emploi d'AOP standard prévu pour du dual supply
- Amplification de type AC
- PRINCIPE: Obtenir une nouvelle référence placée au milieu de la plage d'alimentation

Différentes solutions technologiques

Choix composants

Choix montage

AOP rail to rail

Amplification DC

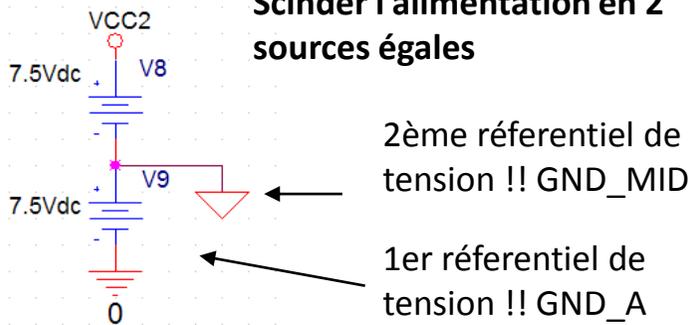
AOP « standard »

Amplification AC

(dual supply)

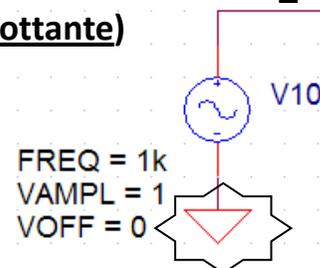
Etape 1

Scinder l'alimentation en 2 sources égales



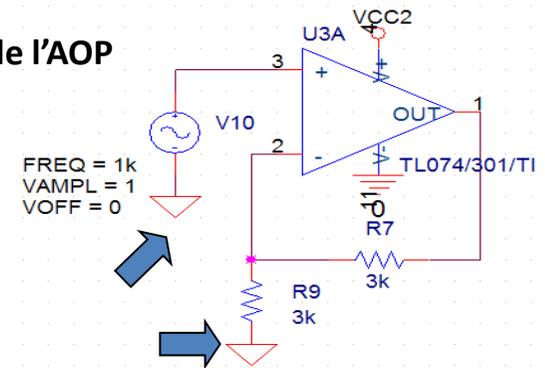
Etape 2

La source d'entrée est REFERENCEE à GND_MID (si flottante)



Etape 3

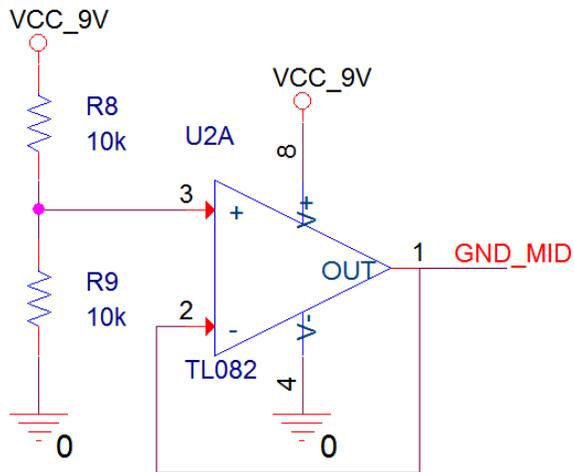
Cablage de l'AOP



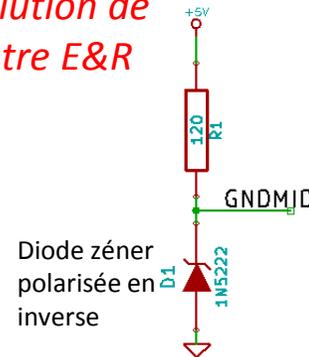
Amplificateur single supply

- Comment scinder une alimentation unique?
 - Point milieu en pratique

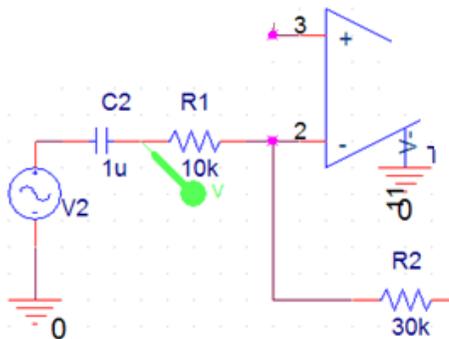
Exemple 1



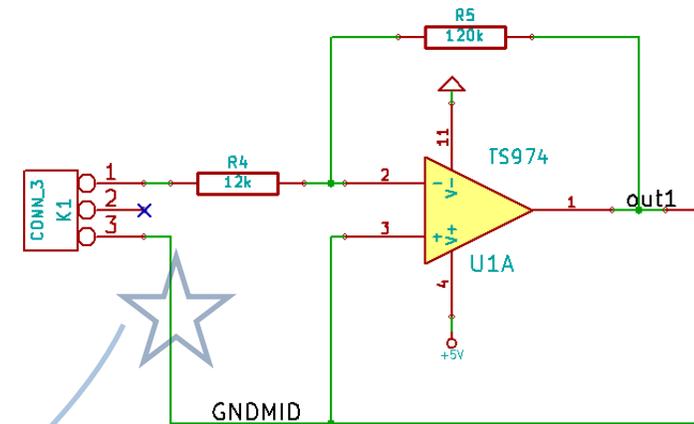
Exemple 2
Solution de
notre E&R



Diode zener polarisée en inverse



Si la source en entrée ne peut être référencé à GND_MID alors insertion d'un condo de liaison => blocage du continu



Fonction Filtrer

● Filtrer

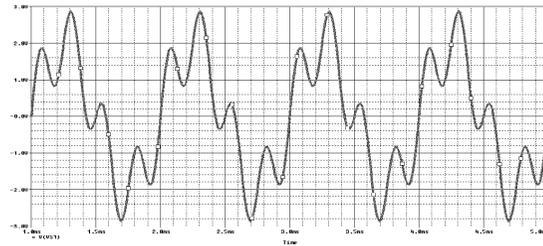
- Objectif: supprimer ou conserver que certaines fréquences du signal d'entrée
- On distingue 4 grandes familles de filtrage



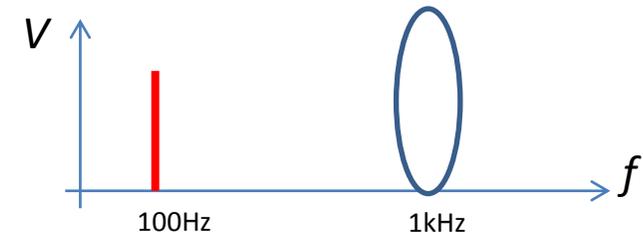
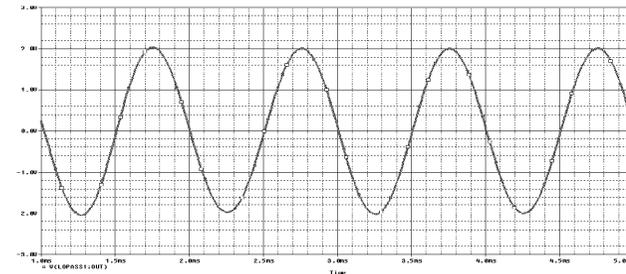
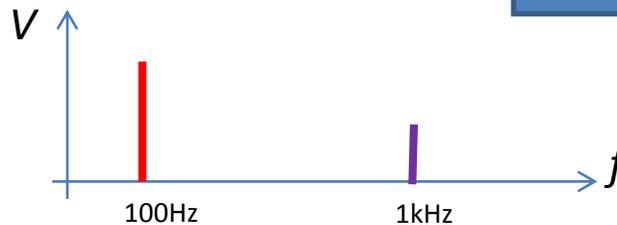
● Exemple de filtrage passe bas

Représentation temporelle

Mélange de 2
sinus: 100 Hz et 1kHz



Représentation fréquentielle

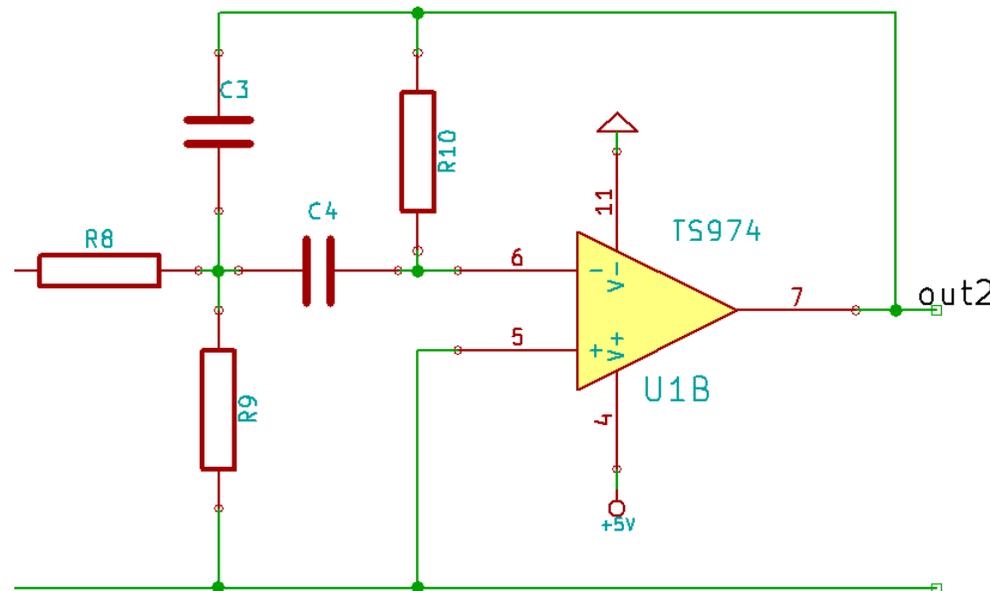


Fonction Filtrer

● Pour notre application

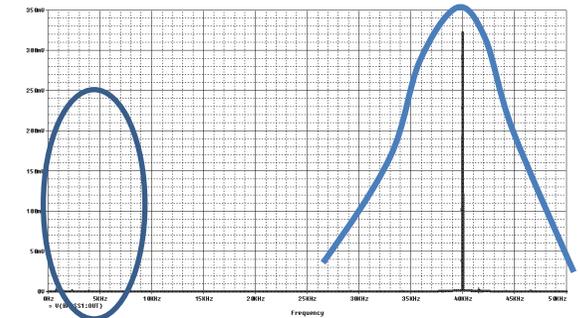
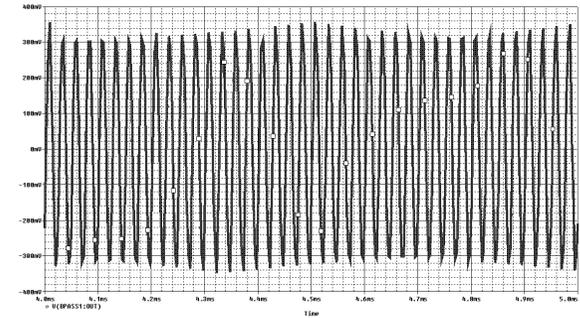
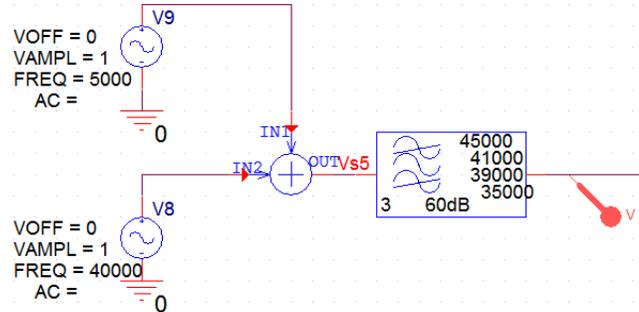
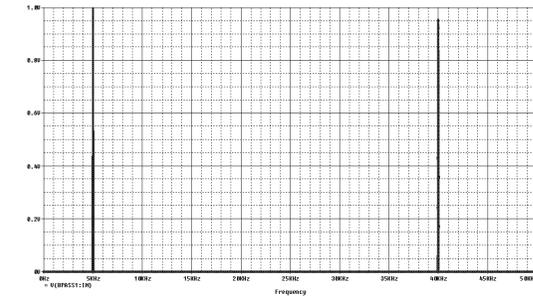
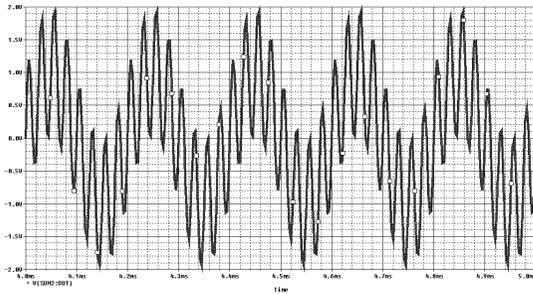
- Nous souhaitons conserver les signaux émis autour de 40Khz
- Supprimer les autres gammes de fréquences
 - Voix , bruits ambiants
- Un passe bande convient donc (cependant compte tenu du comportement naturellement passe bande du récepteur US un passe bas ferait tout aussi bien l'affaire!)
- Cependant nous souhaitons pouvoir réutiliser le récepteur avec un émetteur infrarouge

*Structure de Rauch
(Multiple Feedback Biquad)*



Principe du filtrage

● Simulation filtre passe-bande



Passé Bande d'ordre 2

● Modèle

■ Fonctions de transfert

$$\underline{T}(j\omega) = A \cdot \frac{j2m \frac{\omega}{\omega_0}}{1 + 2jm \frac{\omega}{\omega_0} + \left(j \frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}$$

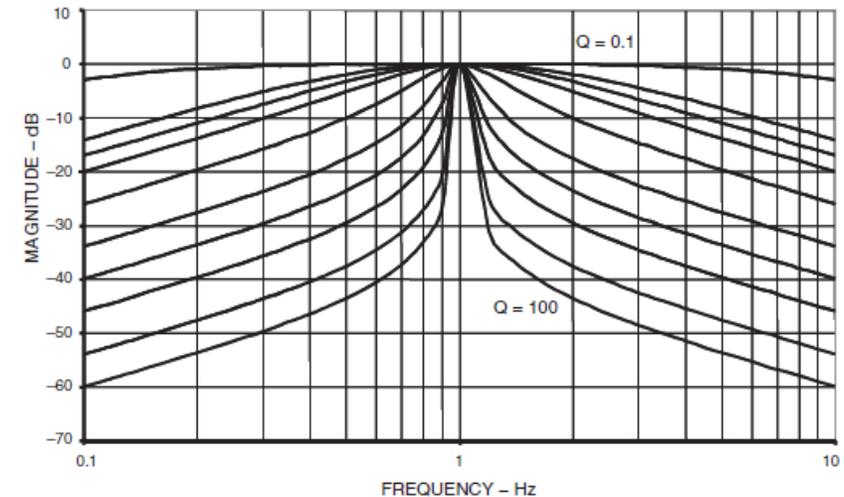
○ Fréquence centrale : F_0

○ Coefficient de sélectivité: Q $Q = \frac{1}{2m} = \frac{F_0}{F_H - F_L}$
 – Il définit la bande passante

○ Bande passante
 – Dédite des fréquences de coupures à -3dB
 » F_H et F_L

$$F_0 = \sqrt{F_H F_L}$$

Diagramme de Bode paramétré en Q

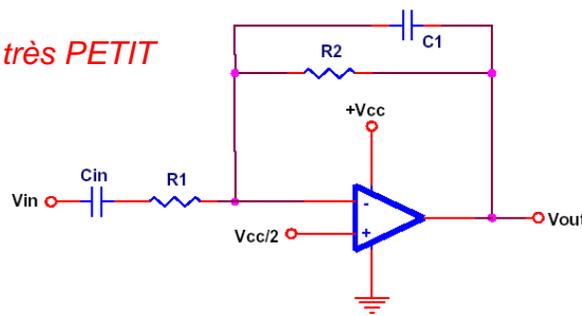


Passé Bande d'ordre 2

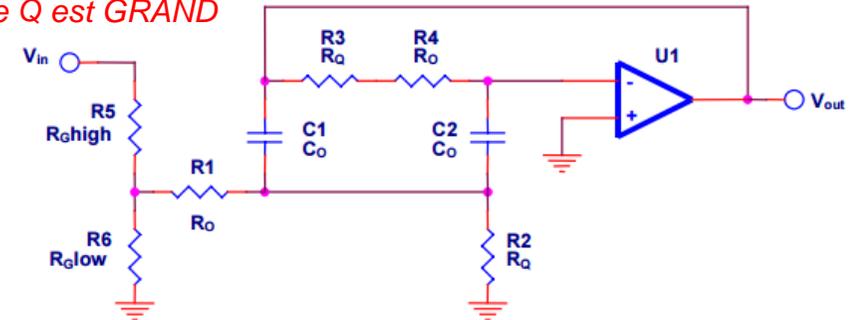
Réalisation

- Plusieurs solutions existent: 'pros and cons' pour chaque solution

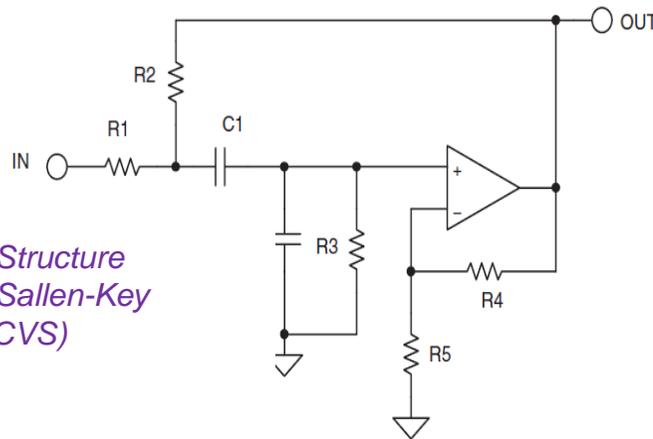
1 -Combinaison d'un passe-haut et d'un passe bas
Utilisé lorsque Q est très PETIT



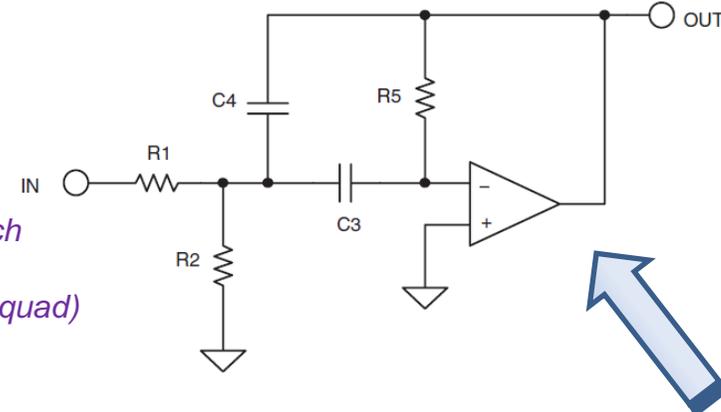
2 –Structure de Deliyannis modifiée
Utilisé lorsque Q est GRAND



3 –Structure de Sallen-Key (VCVS)



4 –Structure de Rauch (MFB Multiple Feedback Biquad)



Passé-Bande MFB

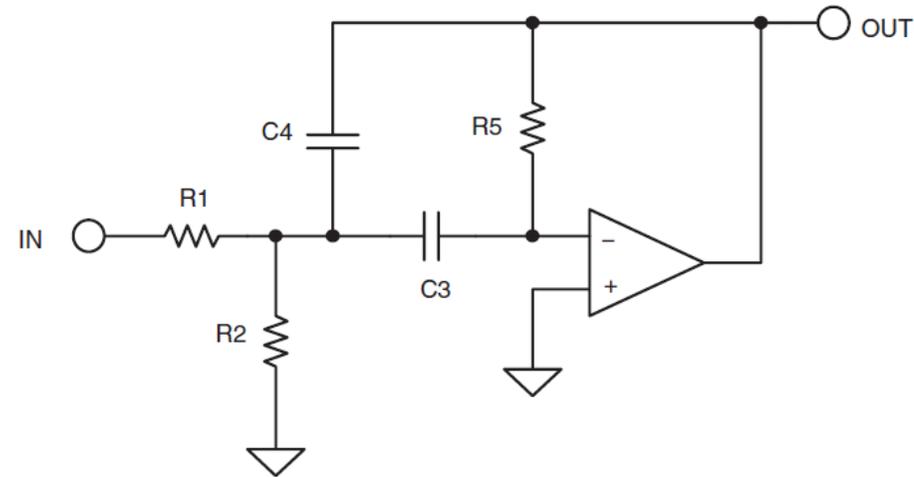
Structure

RETENU POUR NOTRE E&R

Pro/cons

- + bande passante
- +ratio valeur min/max
- Interaction Fo et Q
- Gain dépendant de Q

Couramment utilisé pour Q
petit et moyen (<20)



Fonction de transfert

$$\frac{V_o}{V_{IN}} = \frac{-s \frac{1}{R1 C4}}{s^2 + s \frac{(C3 + C4)}{C3 C4 R5} + \frac{1}{R5 C3 C4} \left(\frac{1}{R1} + \frac{1}{R2} \right)}$$

$s = j\omega$ opérateur de Laplace (en France $p = j\omega$)



$$T(j\omega) = A \cdot \frac{j2m \frac{\omega}{\omega_0}}{1 + 2jm \frac{\omega}{\omega_0} + \left(j \frac{\omega}{\omega_0} \right)^2}$$

Identification terme à terme avec la
forme canonique

Passé-Bande MFB

- **Algorithme de calcul**
 - Permet d'obtenir rapidement des valeurs
 - Les cahiers des charges définissent en général
 - La fréquence centrale: F_0
 - Le gain à F_0
 - La bande passante (autrement dit Q)

3 données et 5 inconnues!!!!

- ✓ Il faut réduire le nombre de degré de liberté en se fixant des valeurs
- ✓ On peut rajouter une donnée en imposant Ze

Choisir: C3

Puis $k = 2 \pi F_0 C3$

$$C4 = C3$$

$$H = -\frac{A}{Q}$$



$$R1 = \frac{1}{H k}$$

$$R2 = \frac{1}{(2Q - H)k}$$

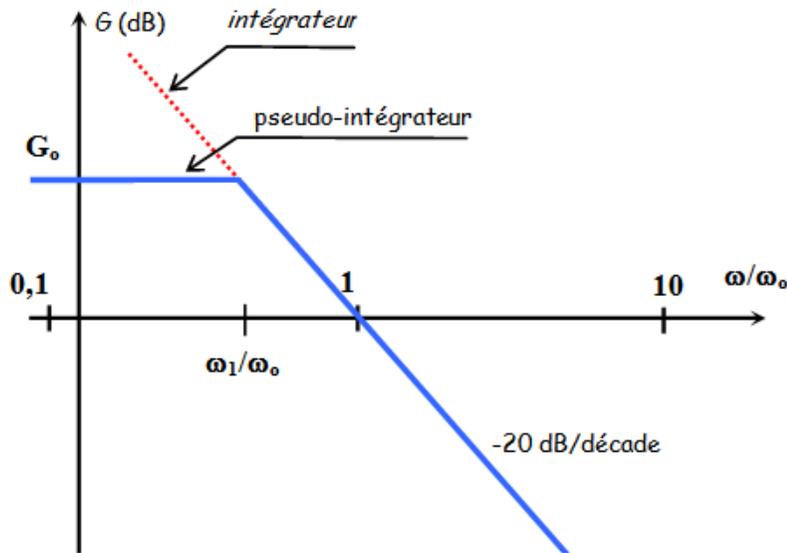
$$R5 = \frac{2Q}{k}$$

A est négatif car le filtre repose sur une base inverseuse

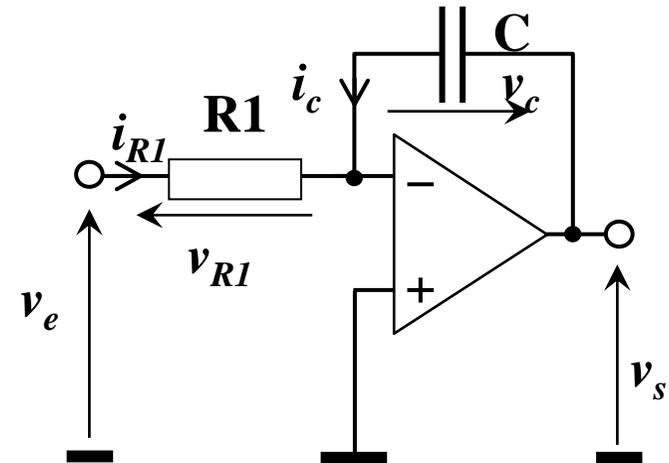
Filtre ordre 1

● Filtre passe-bas

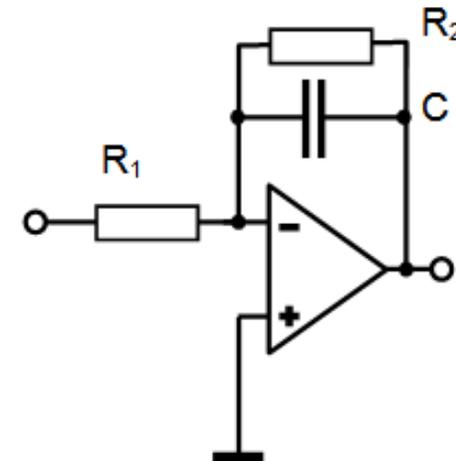
- Approche fréquentielle
 - fonction de transfert du 1^{er} ordre de type passe-bas
 - Diagramme de Bode



$$\omega_0 = \frac{1}{R_1 C} \quad G_0 = 20 \log\left(\frac{R_2}{R_1}\right) \quad \omega_1 = \frac{1}{R_2 C}$$



Circuit intégrateur



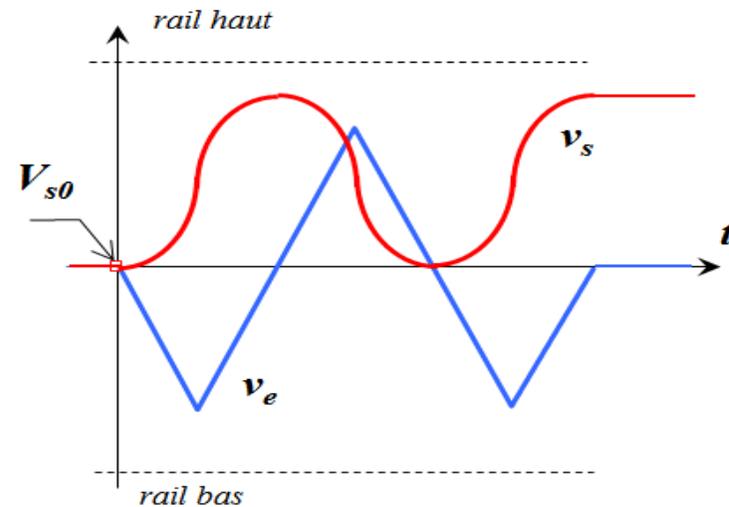
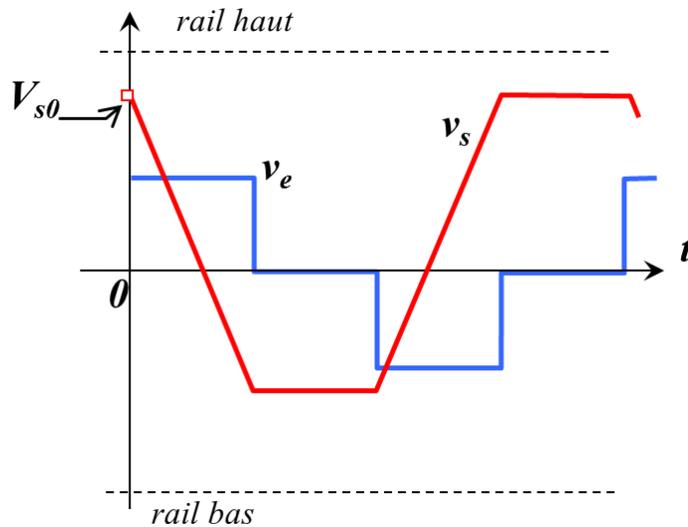
Variante: Circuit pseudo-intégrateur

Filtre ordre 1

● Filtre passe-bas

- Approche temporelle
 - Mise en évidence de la forme intégrale
 - Circuit utilisé en régulation (2^{ème} année cours d'automatique)

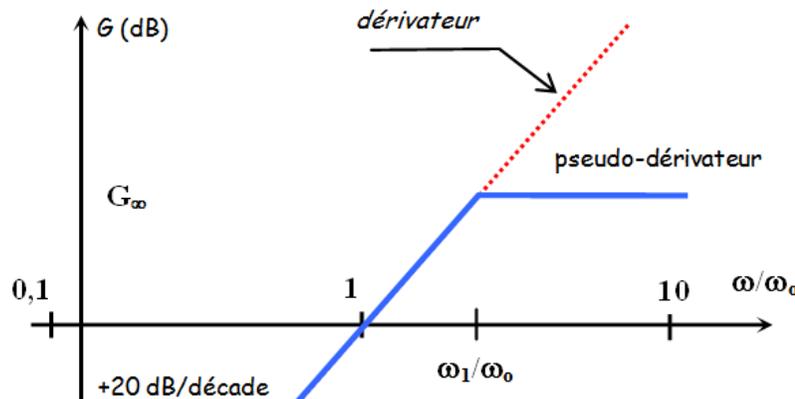
intégrateur pur
$$v_{s(t)} = V_{s0} - \frac{1}{R_1 C} \int_0^t v_{e(\tau)} d\tau = V_{s0} - \frac{1}{Ti} \int_0^t v_{e(\tau)} d\tau$$



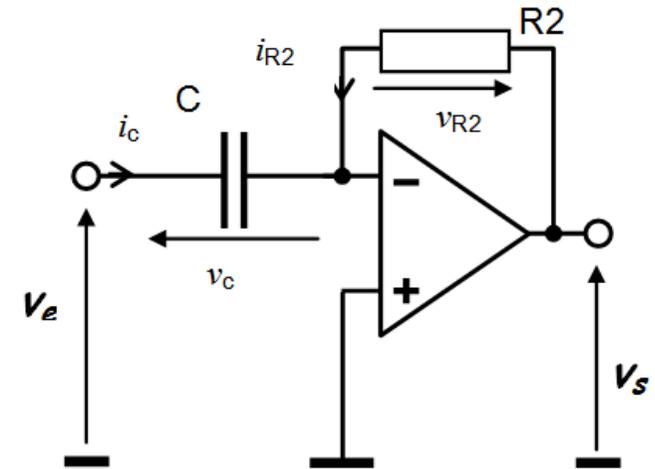
Filtre ordre 1

● Filtre passe-haut

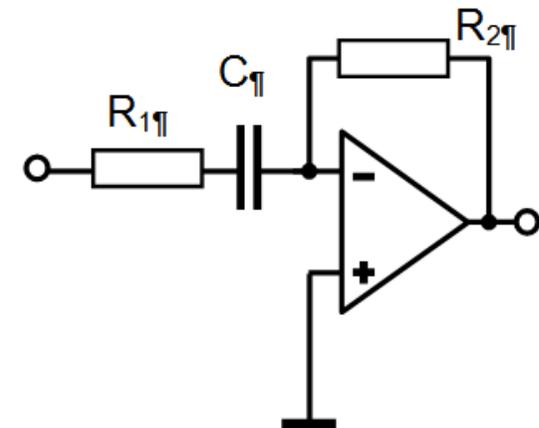
- Approche fréquentielle
 - fonction de transfert du 1^{er} ordre de type passe-bas
 - Diagramme de Bode



$$\omega_0 = \frac{1}{R_2 C} \quad G_\infty = 20 \log\left(\frac{R_2}{R_1}\right) \quad \omega_1 = \frac{1}{R_1 C}$$



Circuit dérivateur



Circuit pseudo-dérivateur

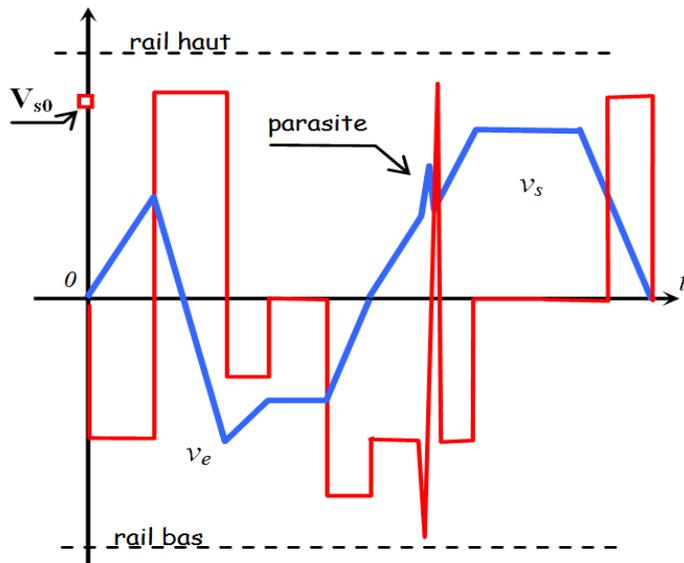
Filtre ordre 1

● Filtre passe-haut

- Approche temporelle
 - Mise en évidence de la forme dérivée
 - Circuit utilisé en régulation (2^{ème} année cours d'automatique)

dérivateur pur

$$V_S(t) = -R_2C \frac{d(V_e)}{dt} = T_d \cdot \frac{d(V_e)}{dt}$$



Le montage dérivateur est très sensible aux parasites (dv/dt grand). Aussi, est-il fréquent de n'utiliser qu'un pseudo-dérivateur qui n'a l'effet de dérivation que pour les basses fréquences.

Les outils logiciels

- Synthèse des filtres en pratiques
 - calculs théoriques ou algorithme peu utilisé (sauf si PC non dispo)
 - Utilisation de logiciels (gratuits ou payant) pour la synthèse
 - WEBENCH® Filter Designer (texas instrument – en ligne et gratuit)
 - FilterLab® Filter Design Software (microchip)
 - Iowa Hills Opamp Filters (dispo aussi sur mon site)

Imperfections de l'Aop

● Vers un modèle plus complexe

1- Le gain A_d dépend de la fréquence

2- Z_e n'est pas infini!

notion d'impédance différentielle et de mode commun

3- Les courants d'entrées statiques ne sont pas nuls

notion de courant différentiel et courant d'offset

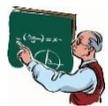
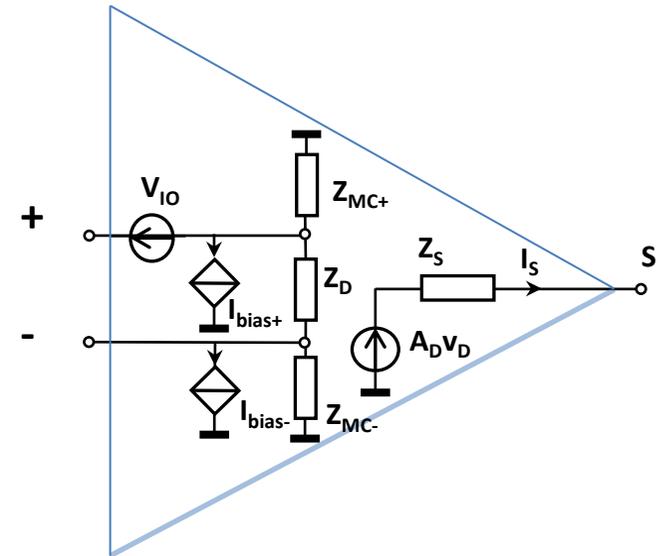
4- Pour $V_+ = V_- = 0$ la sortie n'est pas nulle!

=> dissymétrie entre les 2 bornes

notion de tension d'offset

5- La tension de sortie chute avec le courant débité

notion d'impédance de sortie

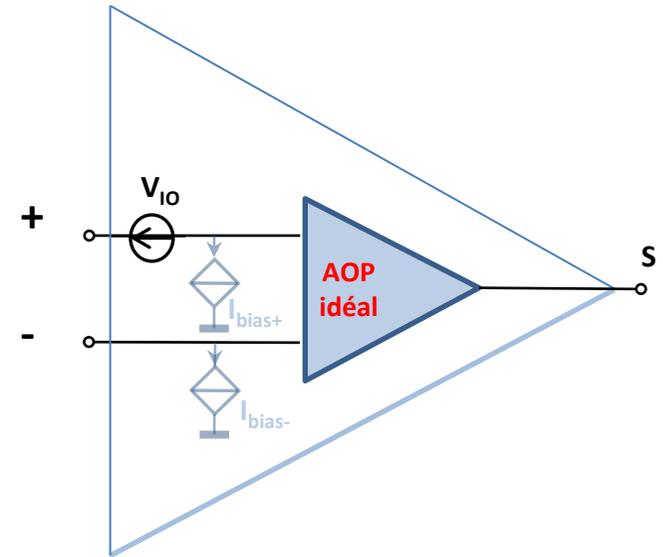


Pour l'étude des effets on distinguera les aspects statiques (point 3 à 5) et dynamique (1 et 2). En appliquant le théorème de superposition (hypothèse de linéarité) il est possible d'étudier la contribution de chaque erreur séparément.

Imperfections statiques

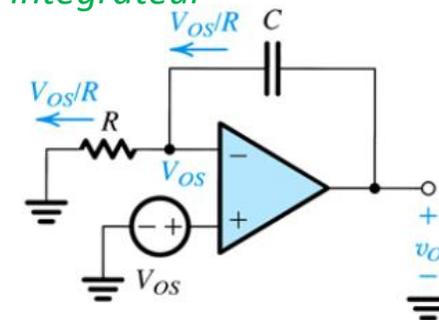
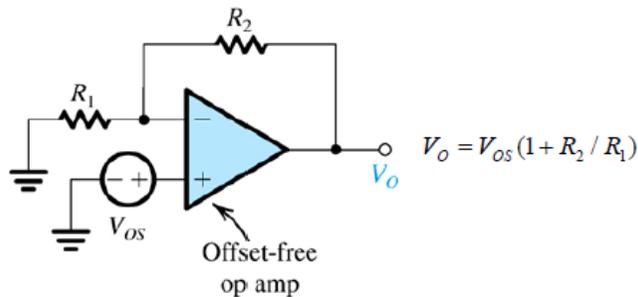
● Tension de décalage V_{IO}

- notée aussi parfois V_{OS}
 - Tension virtuelle ramenée à l'entrée représentative de la tension de décalage obtenu en sorte lorsque $V_+ = V_- = 0$
- Ordre de grandeur
 - 1mV pour le 741, 3mV pour le TL081
- Exemple de conséquence

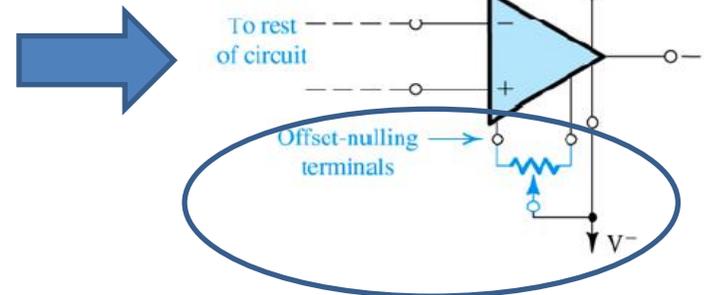


Circuit non-inverseur

Circuit intégrateur



Solution proposée par certains AOP



Le décalage en sortie est d'autant plus marqué que le gain en boucle fermée est grand

Dérive en sortie due à la charge de C

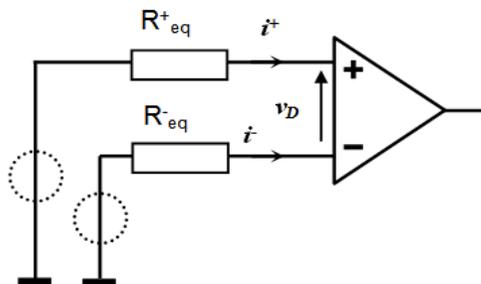
Imperfections statiques

● Courant de polarisation

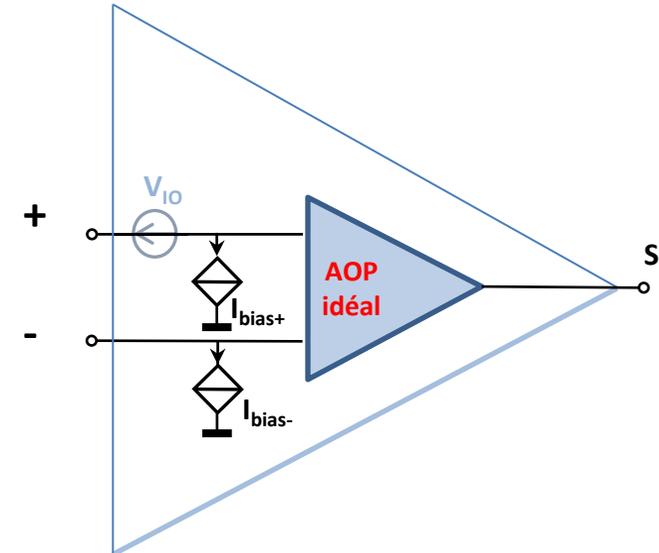
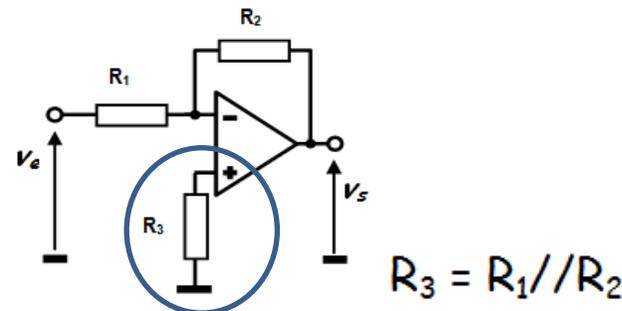
- Sont la conséquence des dissymétries internes et des imperfections des transistors constituant l'Aop
- Les constructeurs donnent
 - $I_B = \frac{1}{2} (I_b^+ + I_b^-)$ la moyenne de ces courant
 - $I_{IO} = I_{OS} = (I_b^+ - I_b^-)$ la différence de ces courants

PARAMETER	T _A †	μA741C			UNIT
		MIN	TYP	MAX	
V _{IO} Input offset voltage	25°C		1	6	mV
	Full range			7.5	
ΔV _{IO(adj)} Offset voltage adjust range	25°C		±15		mV
I _{IO} Input offset current	25°C		20	200	nA
	Full range			300	
I _B Input bias current	25°C		80	500	nA
	Full range			800	

■ Solution pour minimiser cette influence



Faire en sorte que les impédances vues des bornes + et - soient 'identiques'



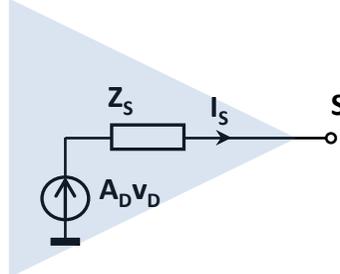
Exemples numériques (ces ordres de grandeur dépendent de la technologie de réalisation)

- technologie bipolaire (ex : μA 741) : $I_B = 80$ nA et $I_{OS} = 20$ nA.
- technologie J-FET : TL 081, $I_B = 30$ pA et $I_{OS} = 5$ pA ; LMC6001 (AOP de National Semiconductor employé en instrumentation), $I_B = 25$ fA

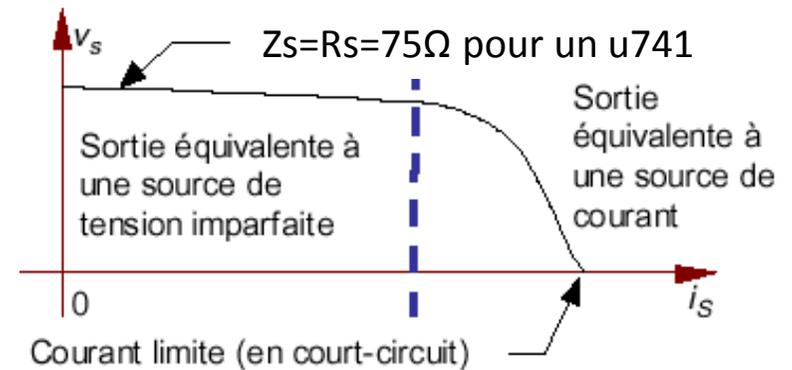
Imperfections statiques

● Imperfections en sortie

- Courant de sortie limité par l'étage de sortie de l'Aop
 - Protection en courant intégrée 20mA
- Tension de sortie chute en fonction du courant
 - Générateur de thévenin équivalent



Courbe en boucle ouverte
Ne pas confondre Z_s avec Z_{BF} , l'impédance du système complet avec rebouclage obtenu avec les éléments externes à l'AoP



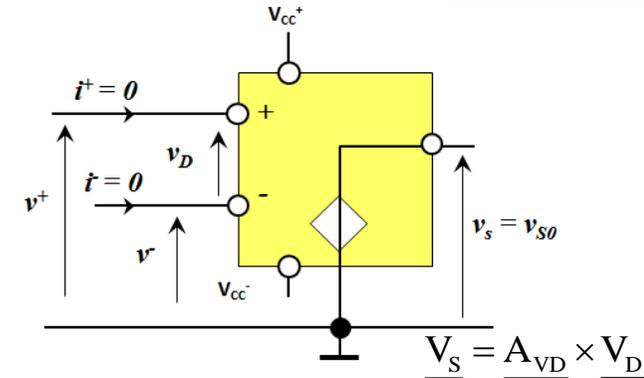
■ Excursion maximale en sortie

- Tension de déchet => $V_{s_{max}} = V_{CC} - V_{déchet} < V_{CC}$
- Donnée constructeur: *output voltage swing*
- *Aop optimisé dit RAIL To RAIL*
 - Utilisé en mono-tension (plage d'excursion critique)

Imperfections dynamiques

● Fonction de transfert en BO

- L'amplification A_{vd} n'est pas constante en fonction de f
- Elle est de nature complexe: 1^{er} ordre (approximation)

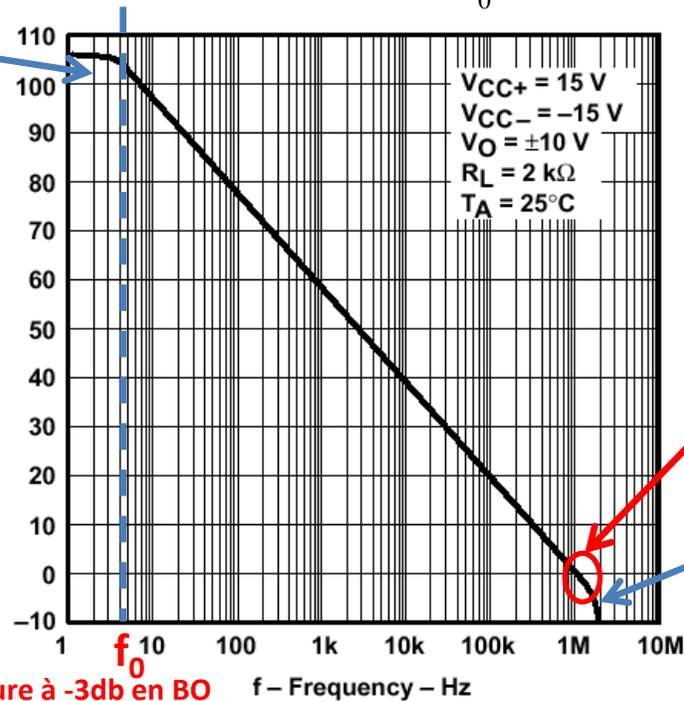


$$A_{0dB} = 20 \log A_0$$

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

les constructeurs intègrent dans certains AOP un condensateur permettant de limiter la bande passante afin de d'assurer la stabilité en BF de l'AOP: on parle d'AoP Frequency compensated

AVD - Open-Loop Signal Differential Voltage Amplification - dB



fréquence de coupure à -3db en BO

f - Frequency - Hz

PARAMETRE IMPORTANT

B_1 = unity-gain bandwidth

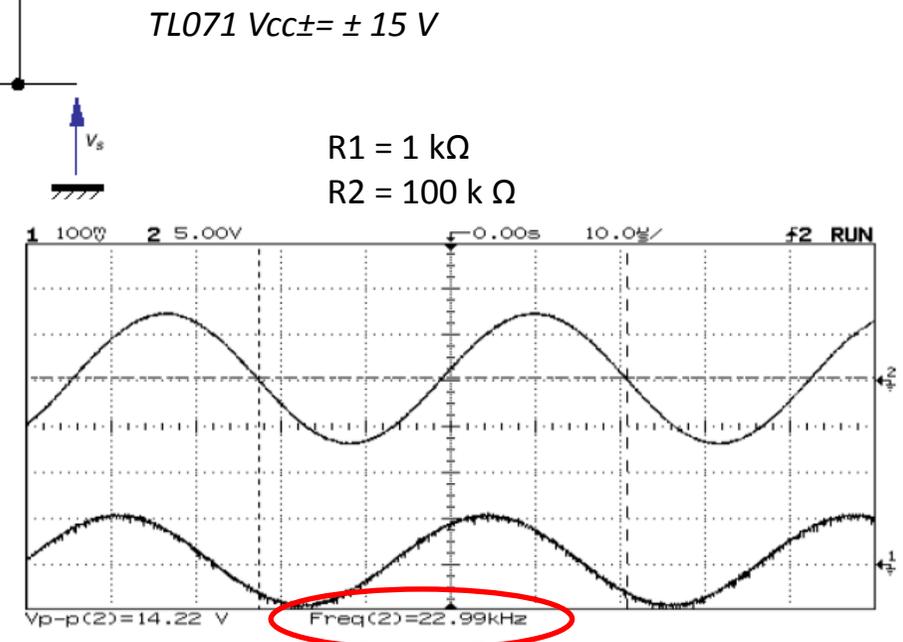
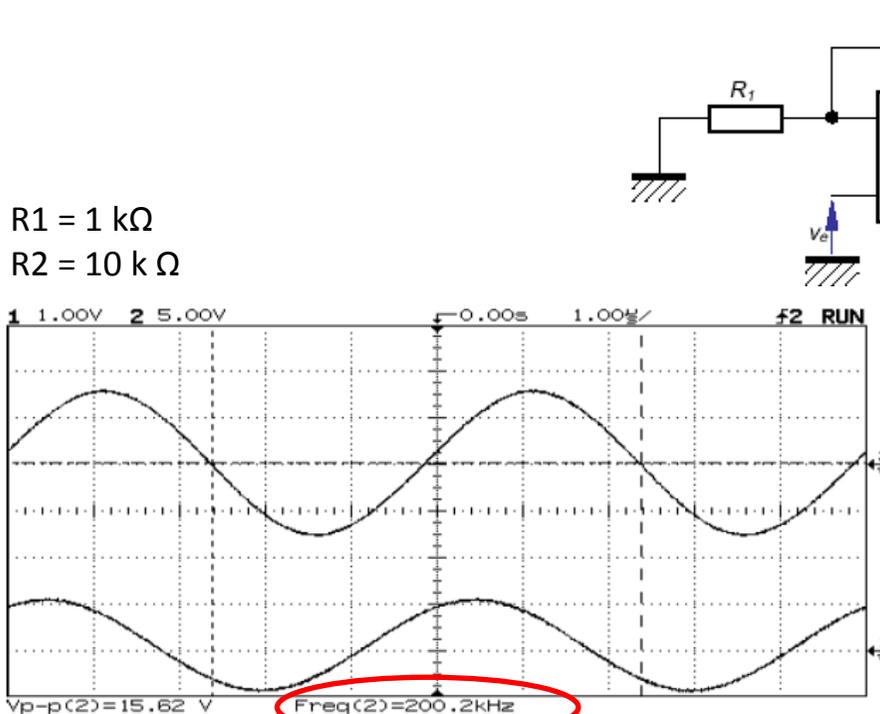
Fréquence pour laquelle $H_{BOdb} = 0dB$

On observe une deuxième cassure: les constructeurs en optimisent l'emplacement afin de faciliter la stabilité en BF de l'AOP

Notion de marge de phase et de gain : Cours 2^{ème} d'automatique

Imperfections dynamiques

- Bande passante petits signaux en Boucle Fermée
 - L'amplification n'est constante en BF!!
 - On constate un baisse de l'amplification accompagnée d'un déphasage à partir d'une certaine fréquence
 - En changeant l'amplification (nv jeux de résistances) cette fréquence n'est plus la même

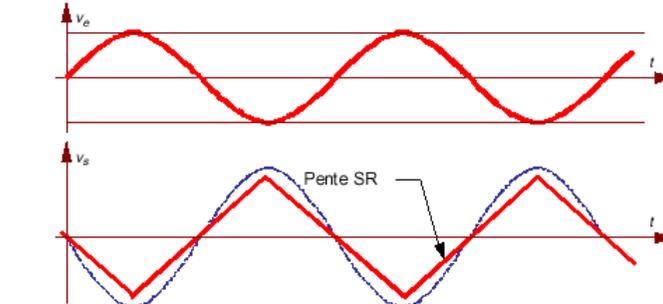
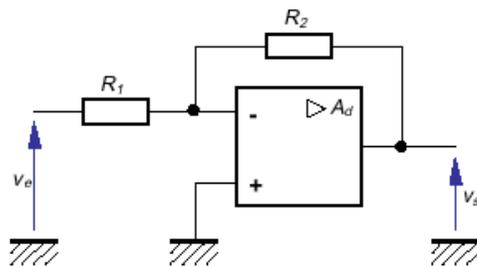
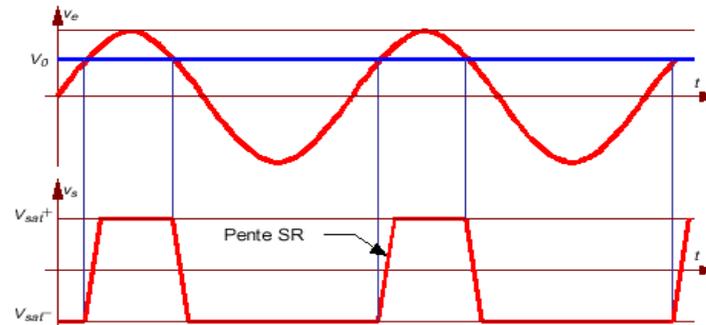
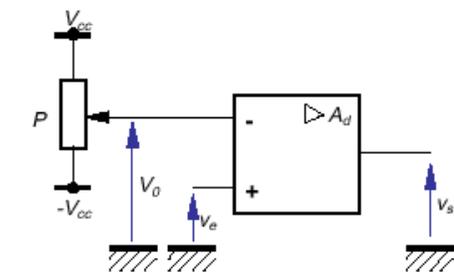


Imperfections dynamiques

● Bande passante grand signaux

■ Le slew-rate

- noté SR : unité [V/μs]
- Due au condensateur interne utilisé pour la compensation en fréquence
- En sinus défini une bande passante grand signal $f \leq \frac{SR}{2\pi V_{smax}}$



Ordre de grandeur

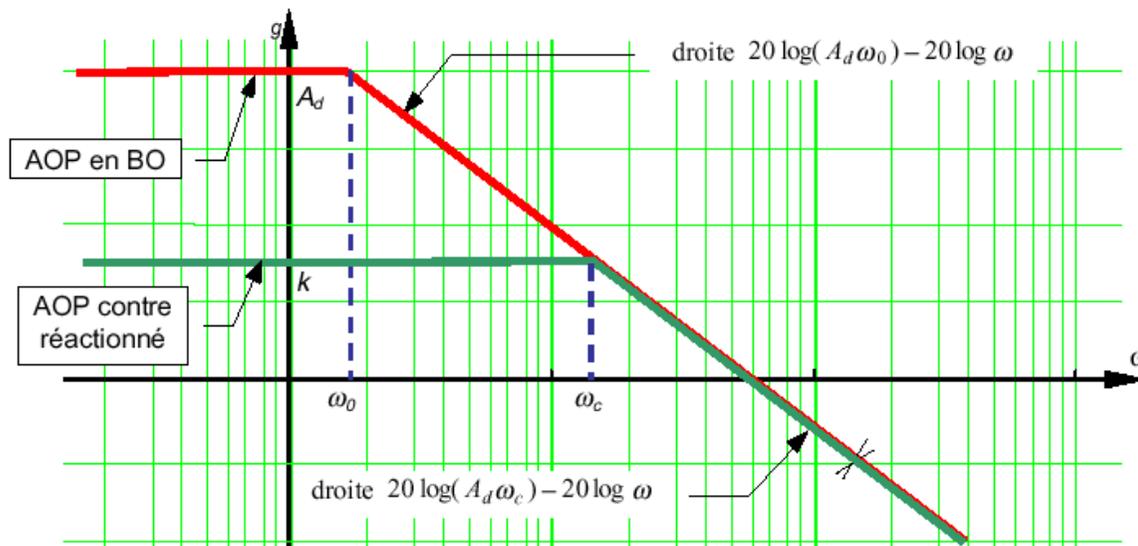
- LF 157 : 50 V/μs (rapide)
- LM 7171 : 4100 V/μs (extrêmement rapide)
- μA 741 : 0,5 V/μs
- TL 081 : 13 V/μs

Imperfections dynamiques

● La règle du produit-gain bande

- Le produit gain-bande est égale à $B_1 = A_0 f_0$
- B_1 est une caractéristique interne de l'AOP
 - TL081: $B_1 = 3\text{Mhz}$ TL071: $B_1 = 1\text{Mhz}$
- La règle (sans démonstration):
 - **produit gain-bande en boucle fermé = produit gain-bande en boucle ouverte**

$$B_1 = A_{0BF} f_{CBF} = A_0 f_0$$



Structure interne simplifiée

- Décomposition en schéma blocs
 - Les structures 'transistors' vues en EN2

