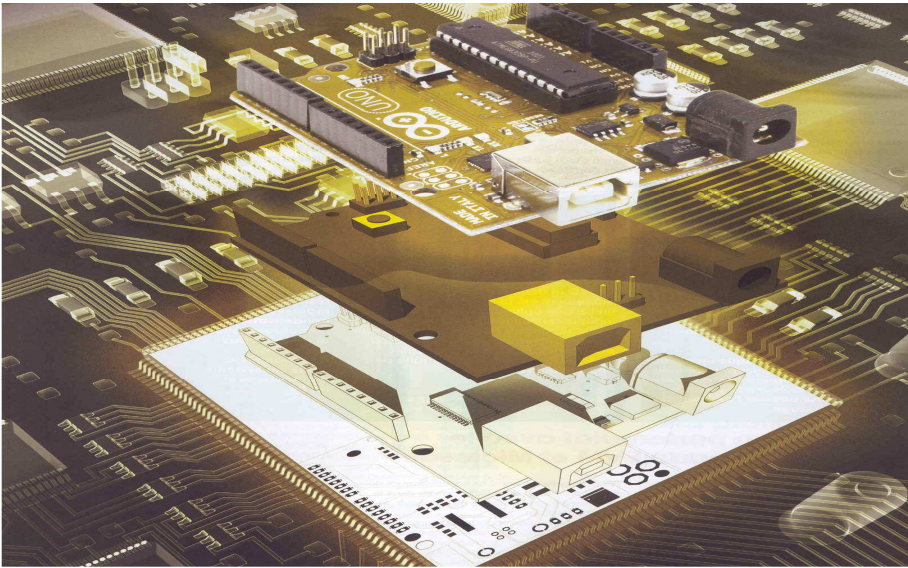


# Les montages à Amplificateurs Opérationnels

1ere partie



# Les montages à Amplificateurs Opérationnels

Chapitre 1 : **Rappel sur les outils d'analyse**

Chapitre 2 : **L' Amplificateur Opérationnel**

Chapitre 3 : **Les montages de base de l' AO en régime linéaire**

Chapitre 4 : **Les montages de base à AO en régime non-linéaire**

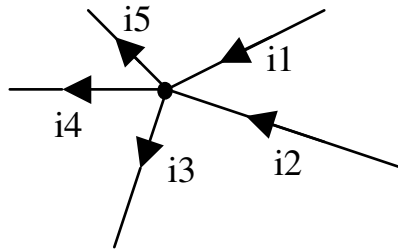
Chapitre 5 : **Montages pratiques**

## Rappel sur les outils d'analyse

## 1) Les lois de Kirchoff

### 1.1) La loi des nœuds

La somme des courants qui arrivent à un nœud est égale à la somme des courants qui en partent.



$$i1 + i2 = i5 + i4 + i3$$

$$\sum_{n=1}^5 i_n = 0$$

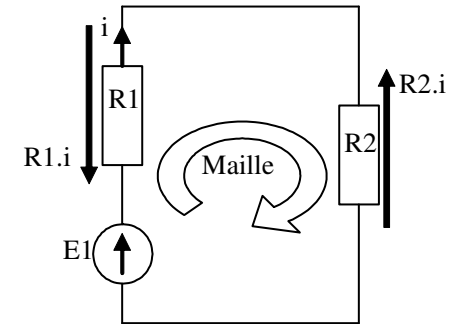
Avec une convention de signe sur le sens des courants entrants et sortants

5

## 1) Les lois de Kirchoff

### 1. 2) La loi des mailles

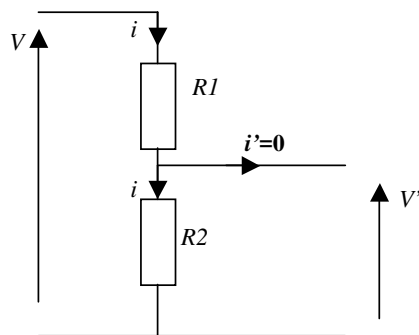
La somme algébrique des tensions le long d'une maille est égale à zéro



6

## 1.2 Le diviseur de tension

Cette formule s'obtient facilement à partir des lois précédentes mais elle est très utile car elle permet d'obtenir rapidement le bon résultat.



$$V' = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V$$

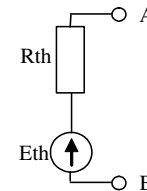
Attention pour que la formule soit valable il faut que le courant de sortie ( $i'$ ) soit nul ou négligeable.

7

## 1.3 Théorème de Thévenin / Norton

Le procédé consiste à modifier le schéma du circuit en substituant un certain nombre d'éléments par un schéma équivalent.

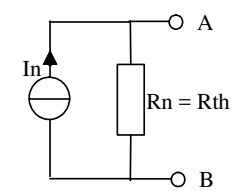
### Schéma équivalent de Thévenin



**Tension de Thévenin : Eth**

**Résistance de Thévenin : Rth**

### Schéma équivalent de Norton



**Courant de Norton : In**

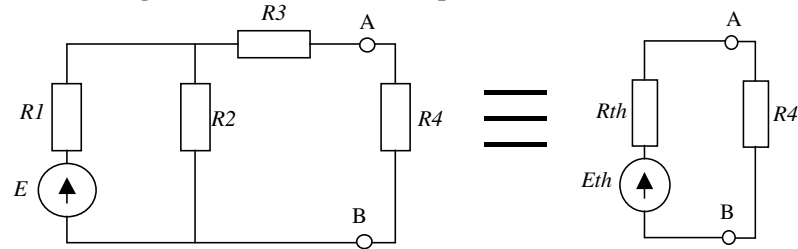
**Résistance de Norton : Rn**

C'est la résistance vue des deux bornes (A,B) avec les générateurs remplacés par leur résistance interne  
 Résistance de Thévenin = Résistance de Norton

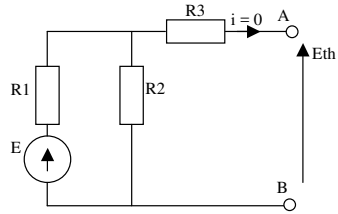
8

## Exemple : Application du théorème de Thévenin

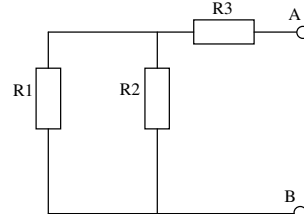
Calculez le générateur de Thévenin équivalent entre les bornes A et B



Tension de Thévenin ( $E_{th}$ )



Résistance de Thévenin ( $R_{th}$ )



9

## 1.4 Théorème de superposition

Dans un circuit linéaire soumis à l'action de plusieurs sources indépendantes, la tension aux bornes d'un élément s'obtient en effectuant la somme algébrique des tensions, dues à chaque source prise individuellement et agissant seule.

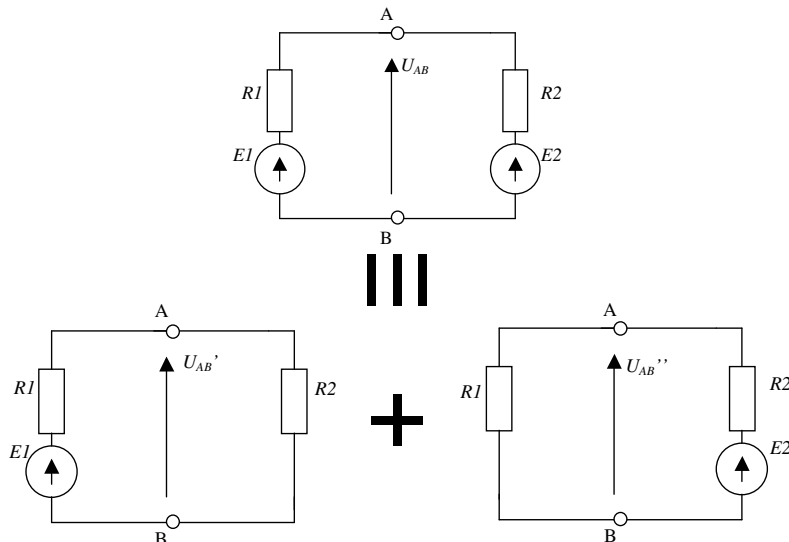
L'annulation d'une source de tension revient à la remplacer par un court-circuit et l'annulation d'une source de courant revient à la remplacer par un circuit ouvert.

Ce théorème est très pratique car il permet de séparer des actions créées par différents phénomènes, mais il nécessite que le dispositif étudié **soit linéaire**.

10

## 1.4 Théorème de superposition

Exemple

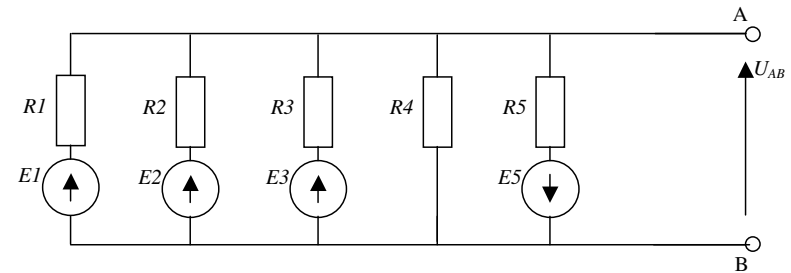


11

## 1.5 Théorème de Millman

Ce théorème est très utile pour les circuits comptants de nombreuses branches en parallèle.

Il se démontre en faisant la somme des courants de chaque branche, cette somme étant nulle.



$$\sum_{i=1}^n \frac{E_i}{R_i} = U_{AB} \cdot \left( \sum_{i=1}^n \frac{1}{R_i} \right)$$

12

# Les montages à Amplificateurs Opérationnels

Chapitre 1 : Rappel sur les outils d'analyse

Chapitre 2 : L' Amplificateur Opérationnel

Chapitre 3 : Les montages de base de l' AO en regime linéaire

Chapitre 4 : Les montages de base à AO en régime non-linéaire

Chapitre 5 : Montages pratiques

## Généralité

L' amplificateur opérationnel comprend trois étages :

-un étage d'entrée différentiel chargé d'amplifier une différence de potentiel entre deux signaux ( $V^+$  et  $V^-$ ) :

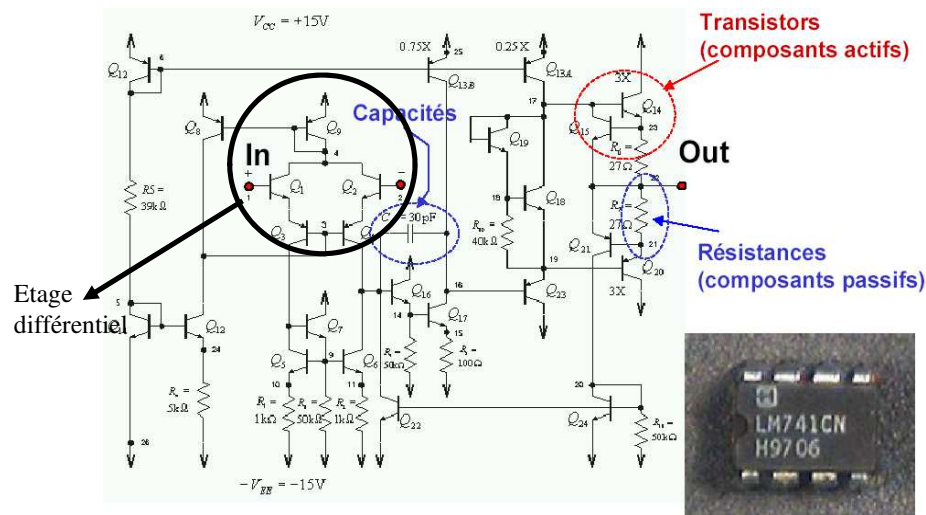
$$A. (V^+ - V^-),$$

- un étage présentant un très fort gain, idéalement proche de l'infini,

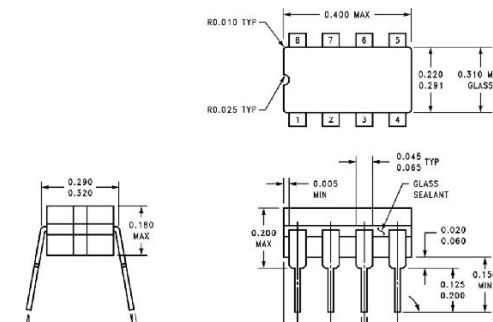
- un étage de sortie permettant de délivrer le signal de sortie avec une faible résistance

## Généralité

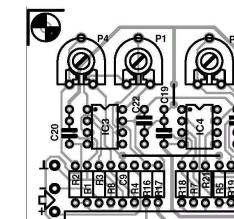
### Schéma interne d'un AO : LM 741



## 2 Boîtier

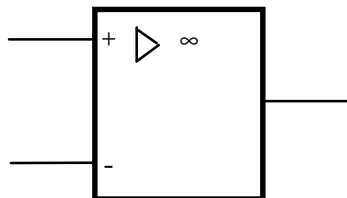


Boîtier DIL (Dual In Line)

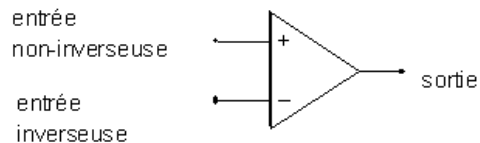


### 3 Symbole

Le symbole normalisé AFNOR, IEEE



Le symbole généralement utilisé



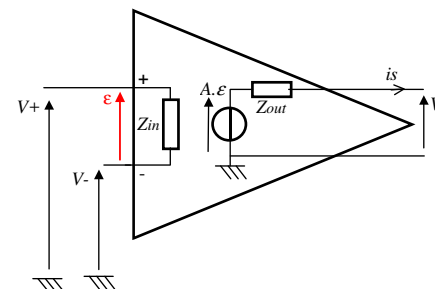
17

### 4 Caractéristiques essentielles de l' a.o.

$V^-$ , la tension entre l'entrée inverseuse et le potentiel de référence

$V^+$ , la tension entre l'entrée positive et le potentiel de référence

$\varepsilon$ , la tension d'entrée différentielle ( $V^+ - V^-$ )



18

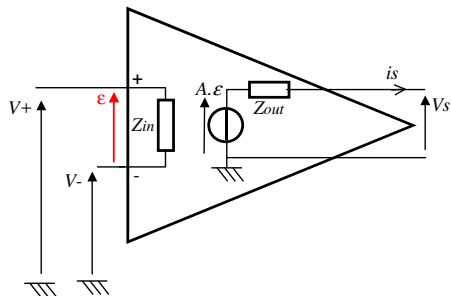
### 4 Caractéristiques essentielles de l' a.o.

1) Son **amplification** aux fréquences basses est **considérable** (par exemple de  $10^3$  à  $10^9$ ), cela est dû aux nombreux étages amplificateurs qu'il comporte :

$$A = \frac{V_s}{V^+ - V^-}$$

2) Bien sur, quelque soit le gain, la **tension de sortie** ne peut **jamais dépasser la tension d'alimentation**,

3) Le module de **l'amplification décroît lorsque la fréquence augmente** (par suite des «capacités parasites» des transistors) mais sa bande passante est souvent considérable (par exemple plusieurs dizaines de mégahertz)



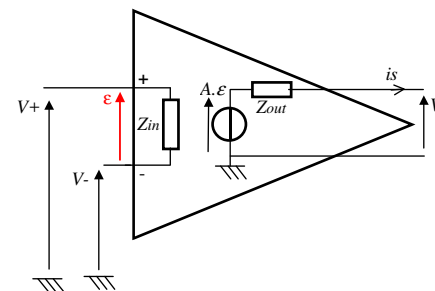
19

### 4 Caractéristiques essentielles de l' a.o.

4) Son **impédance d'entrée** est très **élevée** (de  $1 \text{ M}\Omega$  à  $\text{M}\Omega$ ) :

$$Z_{in} = \frac{V^+ - V^-}{I^+}$$

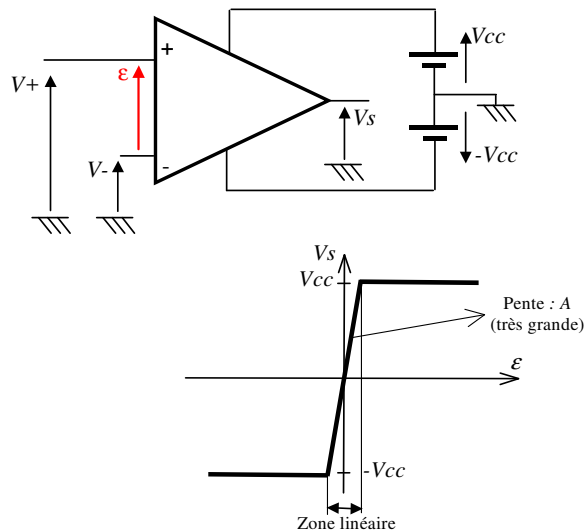
5) Son **impédance de sortie** ( $Z_{out}$ ) est très **faible** (au maximum quelques kilo-ohms).



20

## 5 Branchement des alimentations des a.o

La sortie  $V_s$  doit pouvoir prendre des valeurs positives et négatives et donc l'AO doit être alimenté par des tensions positives et négatives

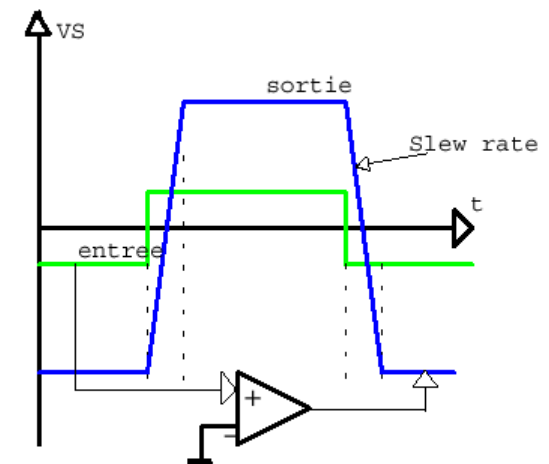


21

## 6 Le slew-rate

Le Slew rate (SL) est la vitesse de croissance maximale de la tension de sortie.

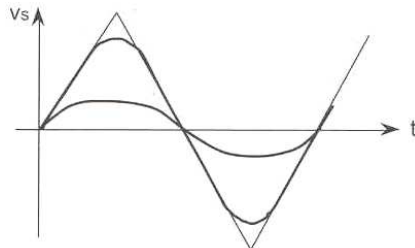
Il s'exprime en volts par micro seconde



22

## 6 Le slew-rate

Pour un signal sinusoïdal de sortie le  $dVs/dt$  ne peut pas dépasser le SL. Il en résulte une limitation en fréquence en fonction de l'amplitude (triangularisation).



Par exemple :

Si  $V_s = V_m \cdot \cos \omega t$  est le signal de sortie, la condition est

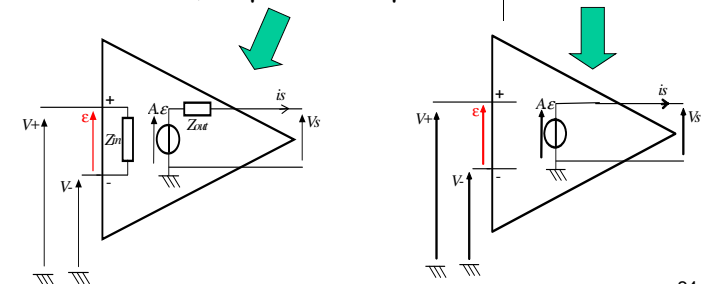
$$\left| \frac{dV_s}{dt} \right| < SL$$

soit encore

23

## 7 L'A.O. idéalisé

	AO réel	AO idéal
Amplification en boucle ouverte :	$A = 20 \cdot 10^4$ à $20 \cdot 10^6$	infini
Impédance d'entrée :	$Z_{in} = 1 \text{ M}\Omega$ à $20 \text{ M}\Omega$	infini
Impédance de sortie :	$Z_{out} = 10 \Omega$	$0 \Omega$
Courant de polarisation :	$I_p = (I_p^+ - I_p^-) / 2 = 20 \text{ pA}$ à $500 \text{ pA}$	$0 \text{ pA}$
Courant de décalage :	$I_d =  I_p^+ - I_p^-  = 20 \text{ pA}$ à $100 \text{ pA}$	$0 \text{ pA}$
Slew rate :	$0,5 \text{ V}/\mu\text{S}$ à $100 \text{ V}/\mu\text{S}$	infini



24

## 7 L'A.O. idéalisé

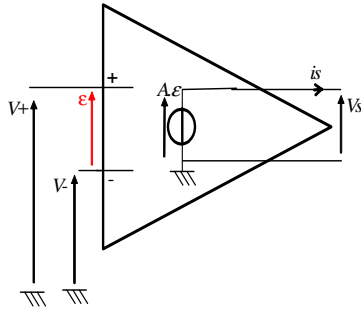
Idéalement, on considère que :

\* **Gain en tension (A) infini**  $V_s = A \cdot (V^+ - V^-)$ .

\* **Impédance d'entrée infinie**, ce qui entraîne que les courants d'entrée sont nuls

\* **Impédance de sortie nulle**, ce qui conduit à considérer la sortie comme une source de tension indépendante du courant  $i_s$ .

\* **Bande passante infinie**



25

## Montage à Amplificateur opérationnel en fonctionnement linéaire

Chapitre 1 : Rappel sur les outils d'analyse

Chapitre 2 : L' Amplificateur Opérationnel

Chapitre 3 : Les montages de base de l' AO en fonctionnement linéaire

IG2I Cours d'Electronique, IG2I, ENI2, Bruno FRANÇOIS

Régime linéaire

## Montage à Amplificateur opérationnel en fonctionnement linéaire

3.1 La contre réaction

3.2 Principe et règles d'or

3.3 Amplificateur Inverseur

3.4 Amplificateur Non Inverseur

3.5 Opérations non-linéaires

3.6 Intégrateur/dérivateur

27

### 1 La réaction (Automatique)

Le principe de la réaction consiste à réinjecter une partie du signal de sortie à l'entrée du circuit pour le combiner avec le signal de sortie.

Dans la réaction positive, on réinjecte une partie du signal de sortie en phase avec le signal d'entrée.

Ceux ci vont s'additionner pour produire un signal de sortie plus grand.

Ces montages ont un fonctionnement non linéaire  $V_s \in \{-V_{cc}, +V_{cc}\}$  et seront étudiés plus tard

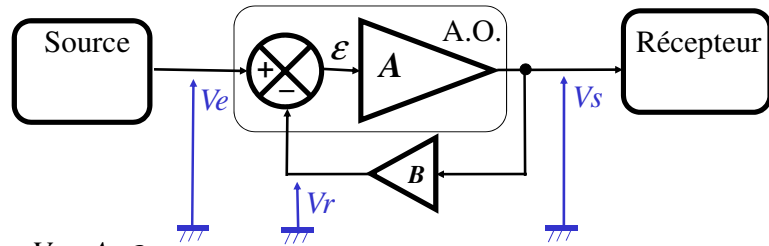
Dans la réaction négative, on réinjecte une partie du signal de sortie en opposition de phase avec le signal d'entrée.

Ceux ci vont se soustraire pour produire un signal de sortie inférieur.

Ces montages ont un fonctionnement linéaire  $V_s \in [-V_{cc}, +V_{cc}]$  et sont maintenant étudiés.

28

### 1 La contre réaction (Automatique)



$$V_s = A \cdot \varepsilon$$

$$V_s = A \cdot (V_e - V_r) = A \cdot (V_e - B \cdot V_s)$$

$$V_s (1 + A \cdot B) = A \cdot V_e$$

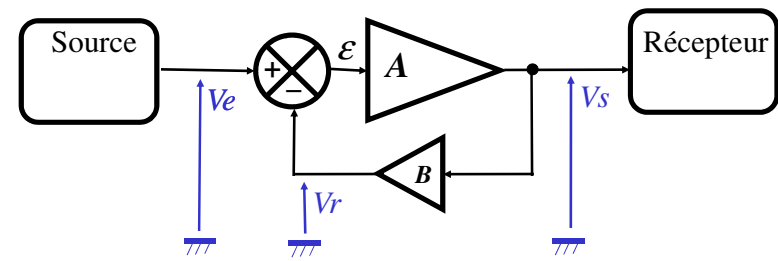
$$V_s =$$

$$V_s = \frac{1}{\frac{1}{A} + B} \cdot V_e \quad \text{Si } A \text{ est infini} \quad \longrightarrow \quad V_s =$$

**Le gain du montage ne dépend plus de celui de l'AO !**

29

### 1 La contre réaction



$$V_s = \frac{1}{B} \cdot V_e$$

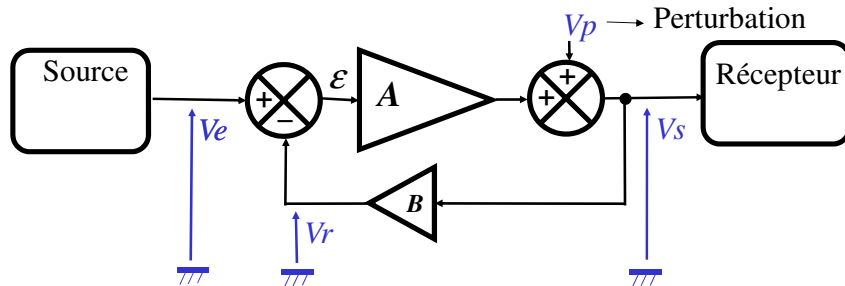
Le gain en tension du montage en boucle fermée devient indépendant de A

On a une diminution du gain et une meilleure stabilité par rapport aux perturbations.

La preuve ...

30

### 1 La contre réaction: Impact sur une perturbation



$$V_s = A \cdot \varepsilon + V_p$$

$$V_s = A \cdot (V_e - V_r) + V_p =$$

$$V_s (1 + A \cdot B) = A \cdot V_e + V_p$$

$$V_s =$$

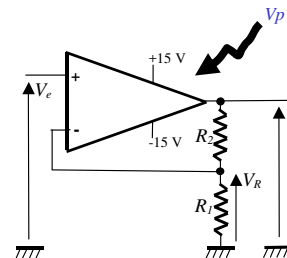
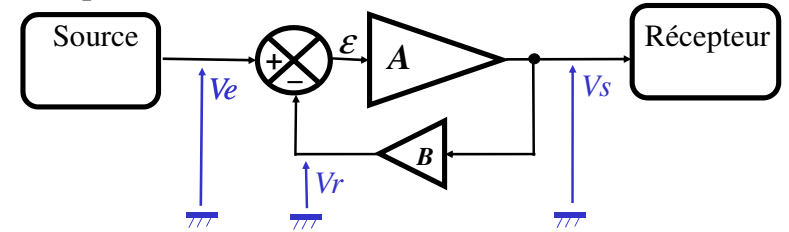
Si A est infini  $\longrightarrow$  La tension parasite est atténuée

**On a une meilleure stabilité par rapport aux perturbations**

31

### 1 La contre réaction

**Exemple : Contre réaction (B) réalisée avec des résistances**



$$V_s = A \cdot \varepsilon$$

$$V_s = A \cdot (V_e - V_r) \quad \text{avec } V_r = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot V_s$$

32



### 1 La contre réaction

Exemple : Contre réaction (B) réalisée avec des résistances

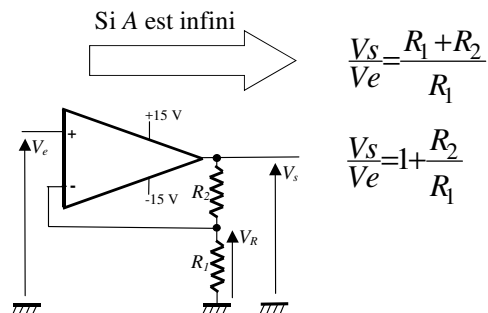
$$V_s = A \cdot \mathcal{E}$$

$$V_s = A \cdot (V_e - V_r) \quad \text{avec } V_r = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot V_s$$

$$V_s \cdot \left(1 + A \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}\right) = A \cdot V_e$$

$$V_s \cdot \left(\frac{1}{A} + \frac{R_1}{R_1 + R_2}\right) = V_e$$

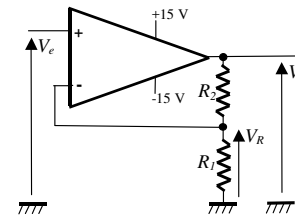
$$V_s =$$



33

### 1 La contre réaction

Exemple : Contre réaction (B) réalisée avec des résistances



Si, à cause d'une perturbation quelconque, la tension de sortie  $V_s$  augmentait un peu

La tension  $V_r$  augmenterait également

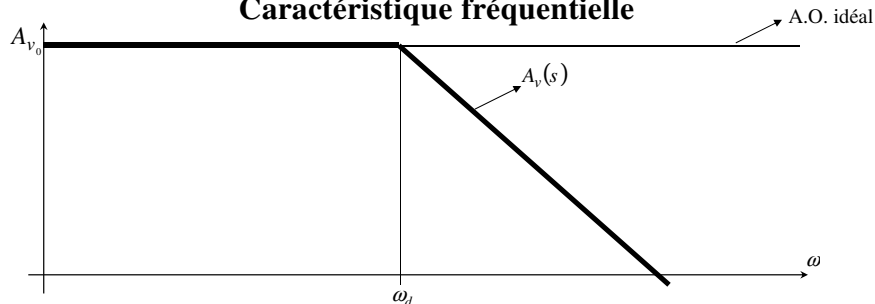
La tension différentielle  $\mathcal{E} (=V_e - V_r)$  diminuerait

ce qui forcerait la sortie à diminuer car  $V_s = A \cdot \mathcal{E}$

**Le retour de la tension de sortie sur l'entrée négative a un effet stabilisateur**

34

### 1 La contre réaction Caractéristique fréquentielle



Le gain **réel** ( $A_v$ ) n'est pas constant en fonction de la fréquence:

La caractéristique du gain est assimilable à un filtre passe bas

$$A_v(j\omega) = A_{v_0} \cdot \frac{1}{1 + j \cdot \frac{\omega}{\omega_d}} \quad \begin{array}{l} A_{v_0} : \text{Gain statique} \\ \omega_d : \text{Pulsation dominante} \end{array}$$

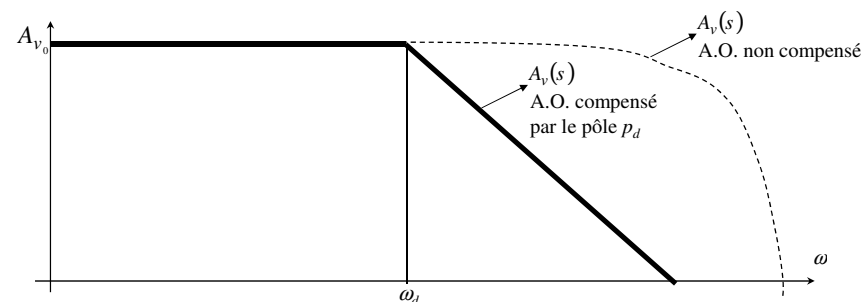
La bande passante (à -3dB) est définie par la fréquence  $f_b$  telle que :  $\omega_d = 2 \cdot \pi \cdot f_b$

Remarque:

Pour rendre la fonction de transfert  $A_v(s)$  équivalente à un premier ordre, une capacité est ajoutée dans le composant

35

### 1 La contre réaction Caractéristique fréquentielle



La bande passante (à -3dB) est définie par la fréquence  $f_b$  telle que :  $\omega_d =$

Le produit gain-bande passante est alors donné par :

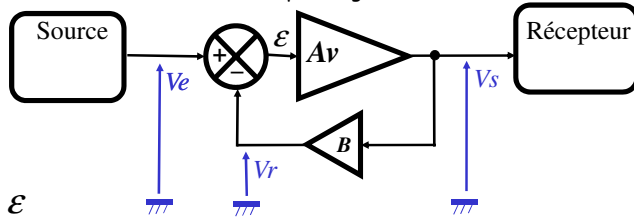
$$A_{v_0} \cdot \omega_d = \text{CONSTANTE}$$

36

# 1 La contre réaction

## Caractéristique fréquentielle

On considère l'A.O. contre réactionné par un gain B.



$$V_S = A_v \cdot \epsilon$$

$$V_S = A_v \cdot (V_e - V_r) = A_v \cdot (V_e - B \cdot V_S)$$

$A_v$  est le gain en boucle ouverte

$B$  est le gain de contre réaction

$$V_S (1 + B \cdot A_v) =$$

$$\frac{V_s(j\omega)}{V_e(j\omega)} = \frac{A_v(j\omega)}{1 + B \cdot A_v(j\omega)} =$$

$$= \frac{A_{v0}}{1 + B \cdot A_{v0}} \cdot \frac{1}{1 + j \cdot \frac{\omega}{(1 + B \cdot A_{v0}) \cdot \omega_d}}$$

37

$$\frac{V_s(j\omega)}{V_e(j\omega)} = \frac{A_{v0}}{1 + B \cdot A_{v0}} \cdot \frac{1}{1 + j \cdot \frac{\omega}{(1 + B \cdot A_{v0}) \cdot \omega_d}} = A_v \cdot \frac{1}{1 + j \cdot \frac{\omega}{\omega_c}}$$

La pulsation de coupure varie en fonction de la valeur du gain  $K$  :  $\omega_c(B) =$   
Le produit gain-bande passante du système en boucle fermée est constant

$$GBW_{BF} = A_{v0} \cdot \omega_d = A_v(B) \cdot \omega_c(B)$$

Constante

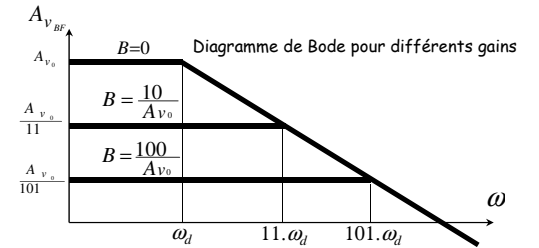
Exemple :

$$B = \frac{10}{A_{v0}}, \quad A_v\left(\frac{10}{A_{v0}}\right) = \frac{A_{v0}}{11}$$

$$\omega_c\left(\frac{10}{A_{v0}}\right) = \frac{GBW_{BF}}{A_v\left(\frac{10}{A_{v0}}\right)} = \frac{A_{v0} \cdot \omega_d}{\frac{A_{v0}}{11}} = 11 \cdot \omega_d$$

$$B = \frac{100}{A_{v0}}$$

$$\omega_c\left(\frac{100}{A_{v0}}\right) = \frac{GBW_{BF}}{A_v\left(\frac{100}{A_{v0}}\right)} = \frac{A_{v0} \cdot \omega_d}{\frac{A_{v0}}{101}} = 101 \cdot \omega_d$$

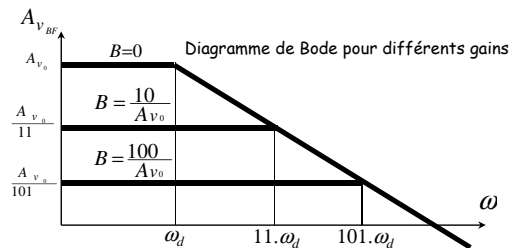


38

# 1 La contre réaction

## Caractéristique fréquentielle

Plus le gain de réaction  $B$  est grand :  
\_ plus la bande passante est importante  
\_ plus le gain du montage est petit



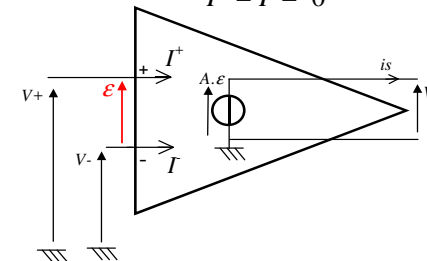
39

## 2 Principe et règles d'or

Si l'A.O. est idéal

Les courants d'entrée de l'amplificateur opérationnel sont négligeables. En effet les impédances d'entrée sont infinies.

$$I^+ = I^- = 0$$



Si il y a une réaction de la tension de sortie sur l'entrée inverseuse (principe de réaction négative), alors

Le montage fonctionne en linéaire

$$V^+ = V^-$$

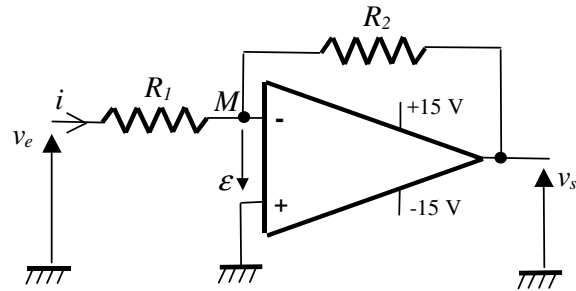
Preuve :

$$\epsilon = (V^+ - V^-) = \frac{V_S}{A} \rightarrow 0, \text{ si } A \text{ tend vers l'infini,}$$

40

### 3 Amplificateur Inverseur

#### 2.1 Montage de base



Fonction de transfert -> déterminer  $V_s(t)$  en fonction de  $V_e(t)$  et des éléments du montage

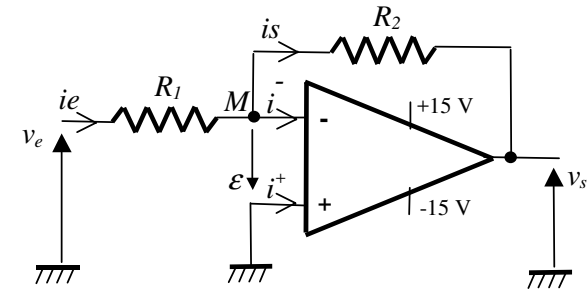
Plusieurs méthodes sont envisageables

A titre d'exemple en voici trois

41

### 3 Amplificateur Inverseur

#### 3.1 Montage de base



Montage en contre réaction négative, donc  $\mathcal{E} = 0$ , donc  $V^+ = V^-$

L'A.O. est idéal:  $I^+ = I^- = 0$

La loi des mailles / loi des nœuds :

$$\begin{aligned} V_e &= R_1 \cdot i_e \\ V_s &= -R_2 \cdot i_s \\ \text{et } i_e &= i_s \text{ car } I^- = 0 \end{aligned} \quad \Rightarrow \quad \frac{V_s}{V_e} =$$

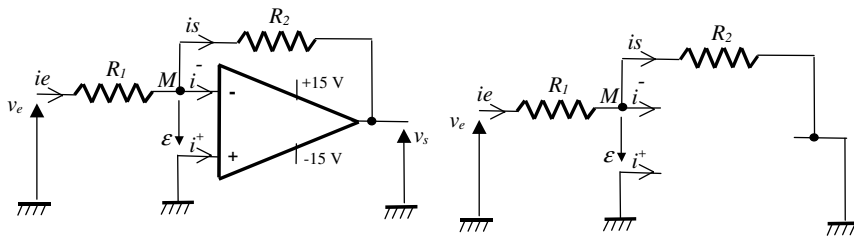
Théorème de Millman :  $i_e - i_s = I^- = 0 \Rightarrow \frac{V_e}{R_1} + \frac{V_s}{R_2} = 0$

$$\Rightarrow \frac{V_s}{V_e} =$$

42

### 3 Amplificateur Inverseur

#### 3.1 Montage de base



Le théorème de superposition :

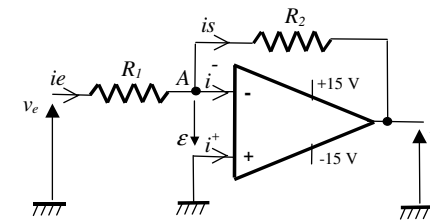
On annule  $V_s$  la tension  $\mathcal{E}$  vaut :  $-V_e \frac{R_2}{R_1 + R_2}$

$$\mathcal{E} = -V_e \frac{R_2}{R_1 + R_2} - V_s \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad \Rightarrow \quad 0 = -V_e \frac{R_2}{R_1 + R_2} + V_s \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad \Rightarrow \quad \frac{V_s}{V_e} =$$

43

### 3 Amplificateur Inverseur

#### 2.1 Montage de base



$$\frac{V_s}{V_e} = -\frac{R_2}{R_1}$$

Un signal positif en entrée devient négatif en sortie.  $\Rightarrow$

Le gain du montage est fixé par les valeurs des résistances.

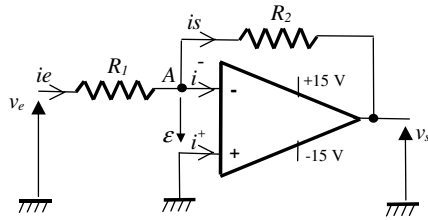
Comme l'entrée non inverseuse est reliée à la masse, indirectement l'entrée inverseuse l'est aussi !

On dit encore que l'entrée inverseuse est une **masse virtuelle**.

44

### 3 Amplificateur Inverseur

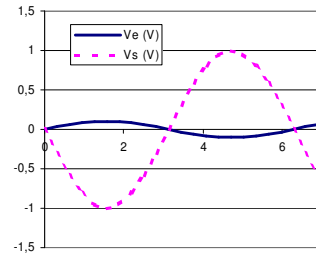
#### 3.1 Montage de base



$$\frac{V_s}{V_e} = -\frac{R_2}{R_1}$$

Exemple :  $R_1 = 10\text{k}\Omega$  et  $R_2 = 100\text{k}\Omega$

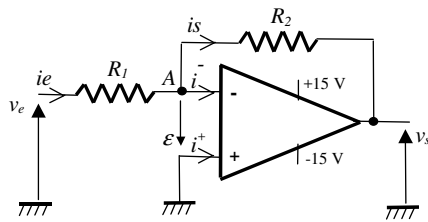
➔  $\frac{V_s}{V_e} =$



C:\utilisateur\bruno\cours\ig2i\L2 ao\aop.htm

### 3 Amplificateur Inverseur

#### 3.1 Montage de base

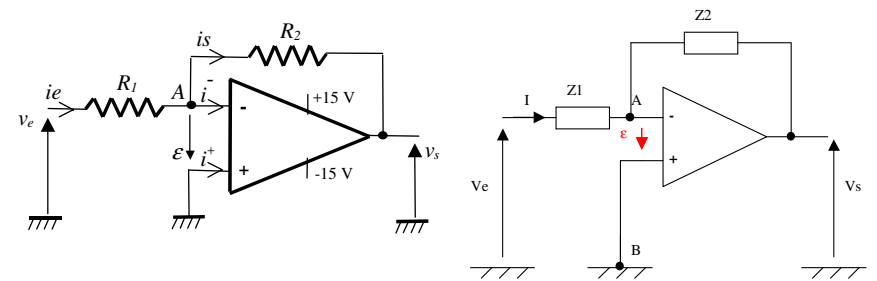


$$\frac{V_s}{V_e} = -\frac{R_2}{R_1}$$

Résistance d'entrée :  $R_e = \frac{V_e}{I_e}$   
 $\Rightarrow R_e =$   
 $V_e = R_1 \cdot I_e$

### 3 Amplificateur Inverseur

#### 3.3 Généralisation à des impédances quelconques



$$\frac{V_s}{V_e} = -\frac{R_2}{R_1}$$

$$\frac{V_s}{V_e} = -\frac{Z_2}{Z_1}$$

$R_1 \rightarrow Z_1$   
 $R_2 \rightarrow Z_2$

### 3 Amplificateur Inverseur

#### 3.3 Généralisation à des impédances quelconques

Si  $V_e(t)$  est une sinusoïde de pulsation  $\omega$ , on utilise les impédances harmoniques

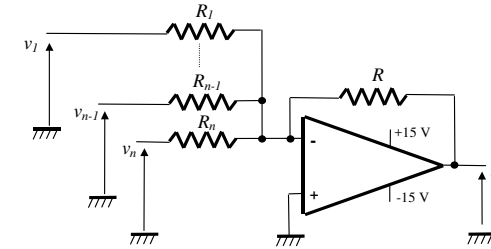
$$\frac{V_s(j\omega)}{V_e(j\omega)} = -\frac{Z_2(j\omega)}{Z_1(j\omega)}$$

Si  $V_e(t)$  est un signal quelconque, on utilise la variable de Laplace ( $p$ )

$$\frac{V_s(p)}{V_e(p)} = -\frac{Z_2(p)}{Z_1(p)}$$

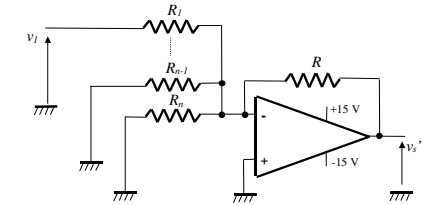
### 3 Amplificateur Inverseur

#### 3.4 Sommateur inverseur



Théorème de superposition :

On annule tous les générateurs sauf  $V_1$

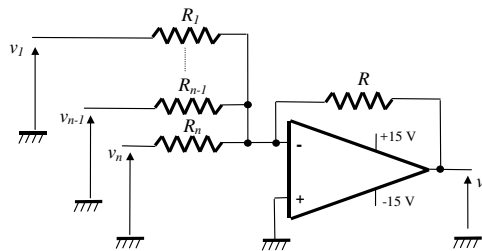


Toutes les résistances d'entrée sont en parallèle sauf  $R_1$

$$R' = (R_1 // R_{n-1} // \dots // R_n)$$

### 3 Amplificateur Inverseur

#### 3.4 Sommateur inverseur

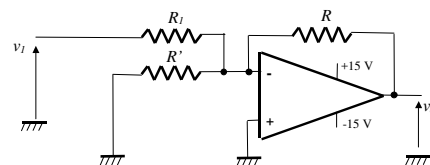


Théorème de superposition sur chaque entrée

On annule tous les générateurs sauf  $V_1$

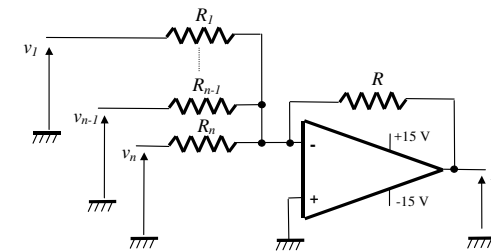
On détermine le générateur équivalent de Thévenin et son impédance

$$Eth_1 = V_1 \cdot \frac{R'}{R_1 + R'} \quad Rth_1 = \frac{R' \cdot R_1}{R_1 + R'}$$



### 3 Amplificateur Inverseur

#### 3.4 Sommateur inverseur



Théorème de superposition sur chaque entrée

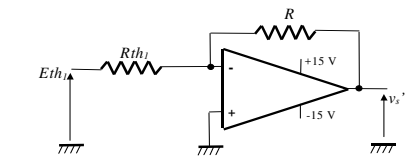
On éteint tous les générateurs sauf  $V_1$

On détermine le générateur équivalent de Thévenin et son impédance

$$Eth_1 = V_1 \cdot \frac{R'}{R_1 + R'} \quad Rth_1 = \frac{R' \cdot R_1}{R_1 + R'}$$

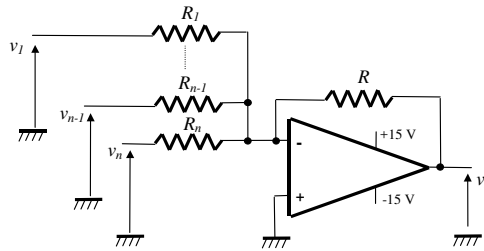
$$V_s' = -\frac{R}{Rth_1} \cdot Eth_1 = -R \cdot \frac{R' + R_1}{R' \cdot R_1} \cdot Eth_1 = -V_1$$

$V_s' =$  pour l'entrée  $V_1$



### 3 Amplificateur Inverseur

#### 3.4 Sommateur inverseur



Pour l'entrée  $V_1$  :  $V_s' = -\frac{R}{R_1} \cdot V_1$

En recommençant pour chaque entrée et en faisant la somme :

$$V_s = -R \left( \frac{1}{R_1} \cdot V_1 + \dots + \frac{1}{R_{n-1}} \cdot V_{n-1} + \frac{1}{R_n} \cdot V_n \right)$$

$1/R_n$  est un coefficient pondérateur affecté à chaque entrée qui permet de faire varier ou d'adapter le gain de chaque entrée

53

C:\utilisateur\bruno\cours\ig2i\L2 ao\aop.htm

54

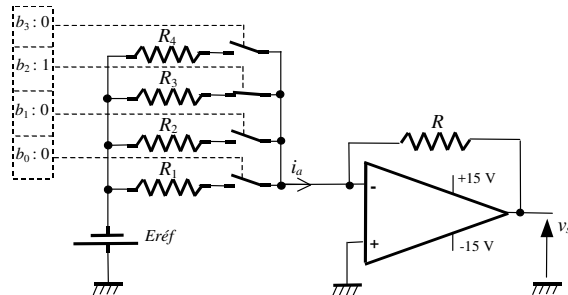
### 3 Amplificateur Inverseur

#### 3.5 Convertisseur numérique - analogique

Objectif: Convertir un nombre binaire en une tension analogique.

Application: Générer un signal audio à partir d'un fichier binaire (mp3)

Un chiffre binaire, 0 ou 1, est représenté sous forme analogique par une tension prenant les valeurs respectives entre 0V et 5V.



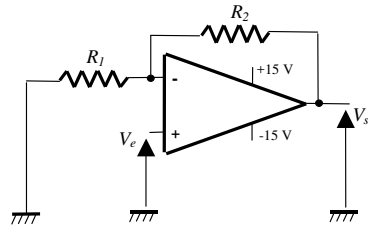
Montrer que ce montage est une application du montage sommateur inverseur

55

56

## 4 Amplificateur Non Inverseur

### 4.1 Montage de base



$$V^- = V^+$$

$$\frac{R_1}{R_1 + R_2} V_s = V_e$$

$$\frac{V_s}{V_e} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

$$\frac{V_s}{V_e} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

Le gain en tension est toujours positif et supérieur à 1.

La résistance d'entrée de ce montage est très grande. Théoriquement si le courant d'entrée est nul, cette résistance d'entrée serait infinie.

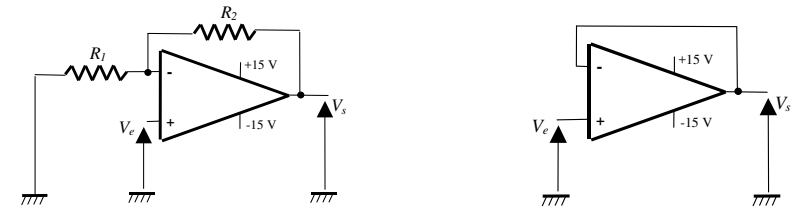
$$R_{e_{théorique}} = \frac{V_e}{i_e} = \infty$$

57

## 4 Amplificateur Non Inverseur

### 4.2 Montage suiveur

C'est un montage non inverseur pour lequel :  $R_1 = \infty$  et  $R_2 = 0$



$$\frac{V_s}{V_e} = 1$$

Ce montage est utilisé comme adaptateur d'impédance car sa résistance d'entrée est très importante. Résistance d'entrée  $\infty$

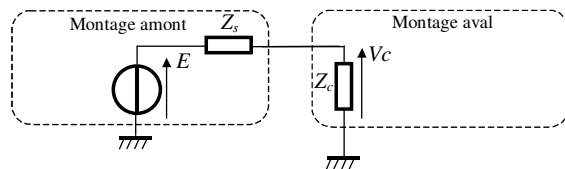
58

## 4 Amplificateur Non Inverseur

### 4.2 Montage suiveur

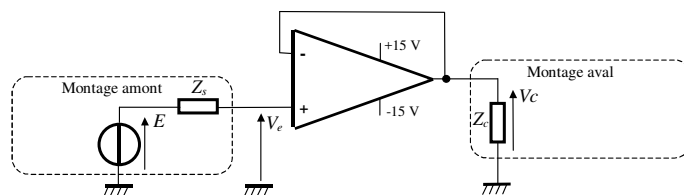
Application en adaptateur d'impédance

Lorsque l'on charge un montage par un autre, l'interaction des impédances des montage amont et aval altère la tension  $E$  prélevée. Et, alors  $V_c$  devient différent de  $E$



$$V_c \neq E$$

Pour éviter cet inconvénient, il faut transmettre la tension avec un courant extrait nul. C'est ce que réalise le montage suiveur.



$$V_c = V_e$$

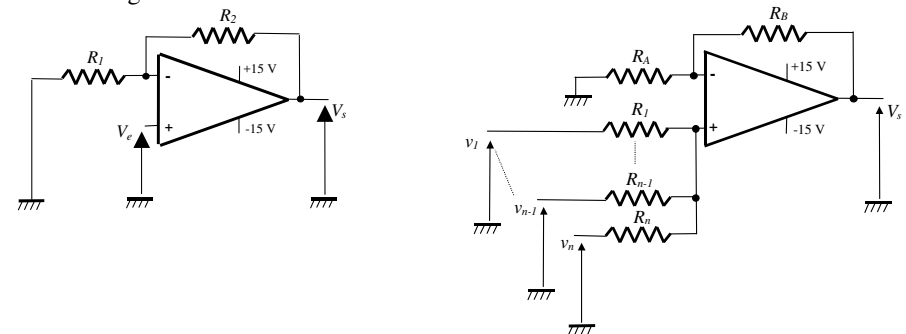
$$V_e = E \text{ car } I^+ = 0$$

$$V_c = E$$

59

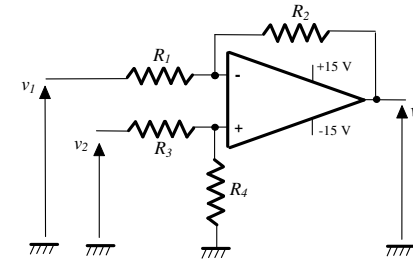
## 4 Amplificateur Non Inverseur

### 4.3 Montage sommateur non inverseur



60

## 5 Amplificateur Différentiel

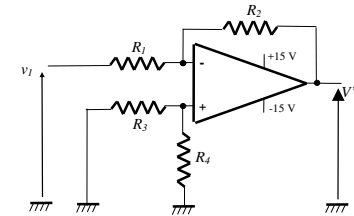


Théorème de superposition :

On annule tous les générateurs sauf  $V_1$

On obtient un montage inverseur

$$V_{S'} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot V_1$$



61

62

## 5 Amplificateur Différentiel

Théorème de superposition :

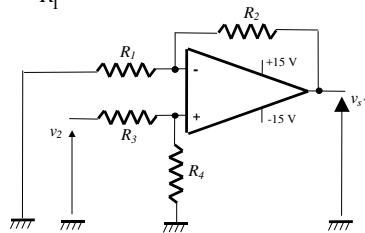
On annule tous les générateurs sauf  $V_1$

$$V_{S'} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot V_1$$

On annule tous les générateurs sauf  $V_2$

On obtient un montage non inverseur

$$V_{S''} =$$



$$V_S = V_{S'} + V_{S''} =$$

$$\text{Si } (R_1 + R_2) = (R_3 + R_4)$$

$$\Rightarrow V_S = V_{S'} + V_{S''} =$$

$$\text{Avec } R_2 = R_4 \text{ et } R_1 = R_3$$

$$\Rightarrow V_S = \frac{R_2}{R_1} (V_2 - V_1)$$

Amplificateur soustracteur

$$\text{Gain en mode différentiel : } A_{VMD} = \frac{R_2}{R_1}$$

63

## 5 Amplificateur Différentiel

$$\text{Gain en mode différentiel : } A_{VMD} = \frac{R_2}{R_1}$$

$$V_S = A_{VMD} \cdot (V_2 - V_1)$$

En réalité, à cause des imperfections de l'amplificateur opérationnel, il existe un gain en mode commun :  $A_{VMC}$

$$V_S = A_{VMD} (V_2 - V_1) + A_{VMC} \cdot (V_2 + V_1)$$

Le gain en mode commun :  $A_{VMC}$  doit être le plus petit possible

$$\text{Taux de réjection du mode commun } \tau_{MC} = \frac{A_{VMD}}{A_{VMC}}$$

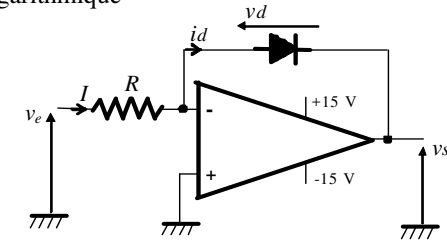
$$\text{En dB } \tau_{MC\_dB} = 20 \log A_{VMD} - 20 \log A_{VMC}$$

64



## 6 Opérations non-linéaires

### 6.1 Convertisseur logarithmique



$$I =$$

$$I = I_d = I_{sat} \cdot e^{-\frac{q \cdot V_d}{k \cdot T}} \text{ avec } I_{sat}, \text{ le courant de saturation de la diode.}$$

$$V_d = -V_s$$

$$V_s =$$

$V_e$  doit se trouver dans la caractéristique exponentielle de la diode :

$$0 < V_e < V_{seuil}$$

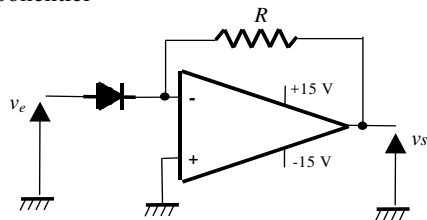
-> transistor polarisé et fonctionnement en diode.

65

66

## 6 Opérations non-linéaires

### 6.2 Convertisseur exponentiel



$$I_d = I_{sat} \cdot e^{\frac{q \cdot V_e}{k \cdot T}}$$

$$I = \frac{V_s}{R} \text{ avec } I_{sat}, \text{ le courant de saturation de la diode.}$$

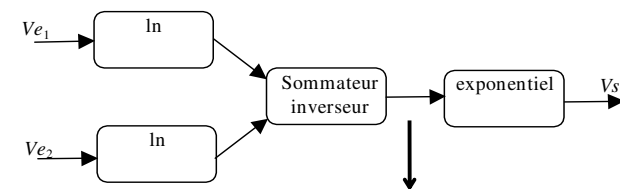
$$V_s = -R \cdot I_{sat} \cdot e^{\frac{q \cdot V_e}{k \cdot T}}$$

67

68

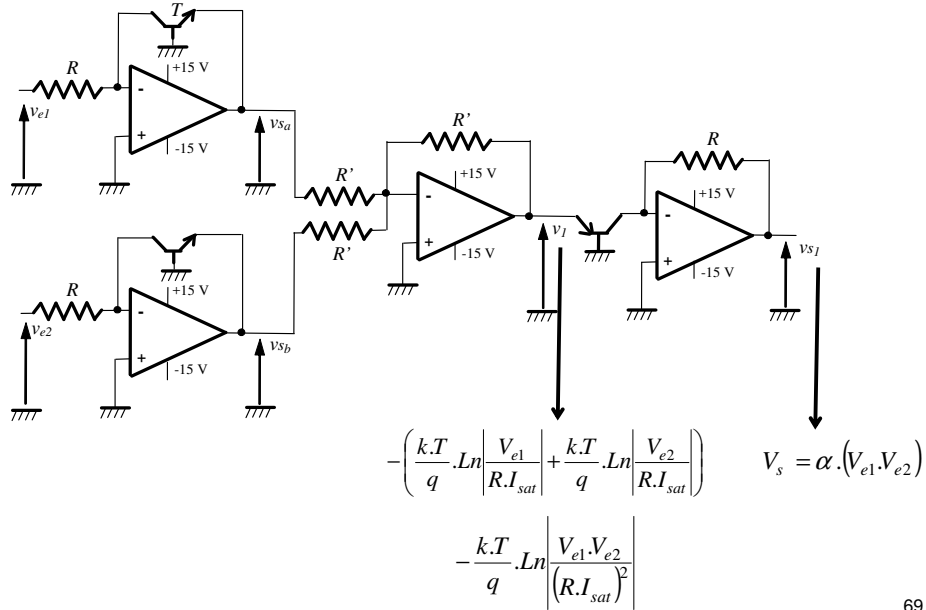
## 6 Opérations non-linéaires

### 6.3 Multiplicateur



## 6 Opérations non-linéaires

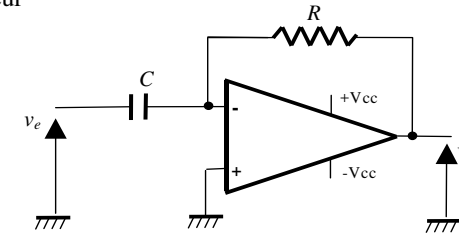
### 6.3 Multiplicateur



69

## 7 Intégrateur/dérivateur

### 7.1 Dérivateur



$$I_c(t) =$$

$$I(t) =$$

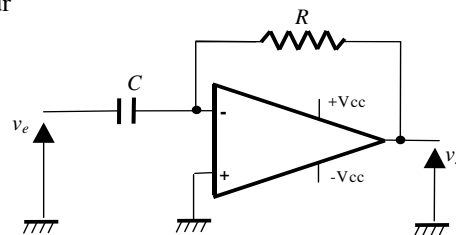
$$I_c(t) = I(t)$$

$$V_s(t) = -R \cdot C \cdot \frac{dV_e(t)}{dt}$$

70

## 7 Intégrateur/dérivateur

### 7.1 Dérivateur



$$V_s(t) = -R \cdot C \cdot \frac{dV_e(t)}{dt}$$

#### Inconvénient :

Ce montage est sensible aux tensions parasites (bruits).  
Les fortes variations introduites par les perturbations sont amplifiées et la sortie sera couverte d'oscillations.

#### Solution :

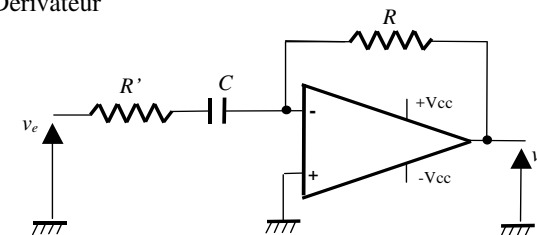
Diminuer le gain de ce montage aux hautes fréquences (fréquences auxquelles apparaissent les perturbations)

-> on ajoute une résistance R'

71

## 7 Intégrateur/dérivateur

### 7.1 Dérivateur

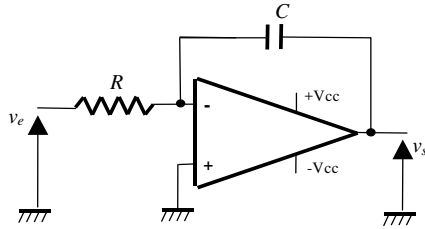


Ce montage fonctionne en dérivateur aux basses fréquences.

72

## 7 Intégrateur/dérivateur

### 7.2 Intégrateur ou Intégrateur inverseur de Miller



$$I(t) =$$

$$I_c(t) =$$

$$I_c(t) = I(t)$$

Transformée  
de Laplace

$$I(p) = \frac{1}{R} \cdot V_e(p)$$

$$I_c(p) = -C \cdot p \cdot V_s(p)$$

$$I_c(p) = I(p)$$

$$\frac{1}{R} \cdot V_e(p) = -C \cdot p \cdot V_s(p)$$

$$V_s(p) = \frac{-1}{R \cdot C \cdot p} \cdot V_e(p)$$

Transformée inverse  
de Laplace

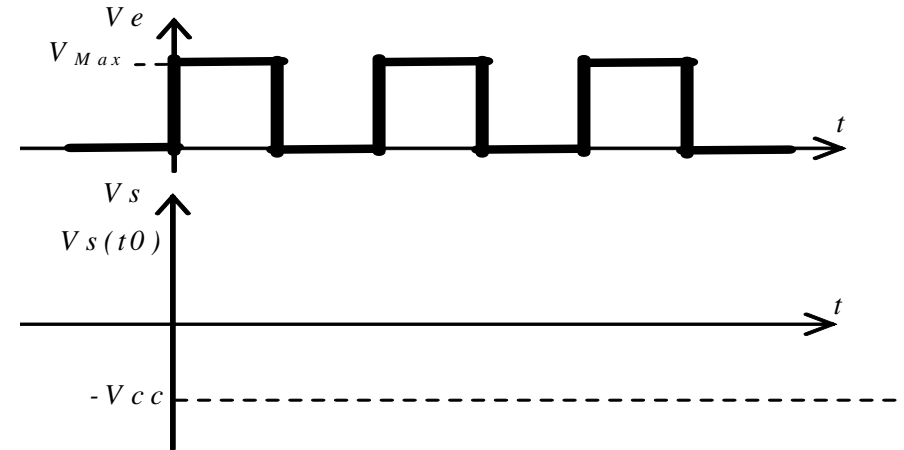
$$V_s(t) =$$

73

## 7 Intégrateur/dérivateur

### 7.2 Intégrateur

Application: On applique un signal d'entrée en créneau, déterminez le signal de sortie

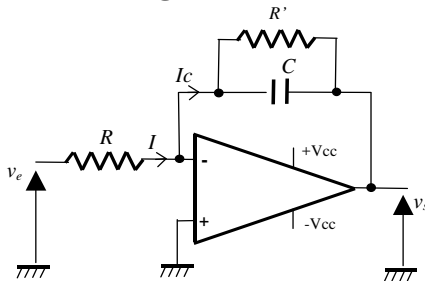


Il faut décharger le condensateur !

74

## 7 Intégrateur/dérivateur

### 7.2 Intégrateur



Ce montage fonctionne

en intégrateur aux fréquences élevées (quand le condensateur est actif) et en amplificateur aux basses fréquences.  $-\frac{R'}{R}$

75

76

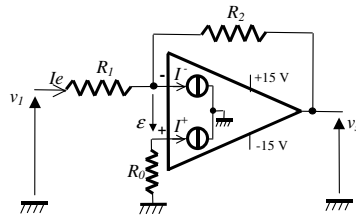
## ANNEXE

### Amélioration du montage inverseur par utilisation d'une résistance de compensation

Généralement, pour les études théoriques, on considère les amplificateurs opérationnels comme idéaux.

En réalité, il existe des courants de polarisation ( $I^+$  et  $I^-$ ) entrant dans les entrées inverseuses et non inverseuses.

On considère donc deux sources de courant qui représentent les courants absorbés par les entrées.

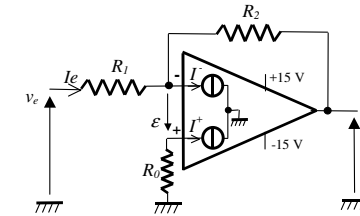


La résistance  $R_0$  connectée sur l'entrée non inverseuse permet de réaliser une compensation de ces courants et donc de les négliger

77

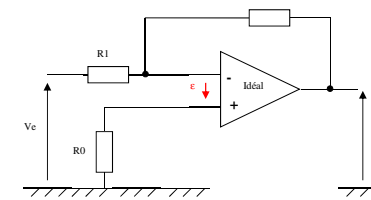
## ANNEXE

### Amélioration du montage inverseur par utilisation d'une résistance de compensation



Pour déterminer l'influence des trois entrées ( $V_e$ ,  $I^+$ ,  $I^-$ ), on applique le théorème de superposition

$V_e$  seul ( $I^- = 0$  ;  $I^+ = 0$ )

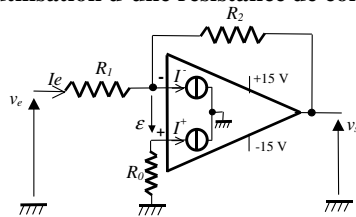


$$V_s' = -\frac{R_2}{R_1} \cdot V_e$$

78

## ANNEXE

### Amélioration du montage inverseur par utilisation d'une résistance de compensation

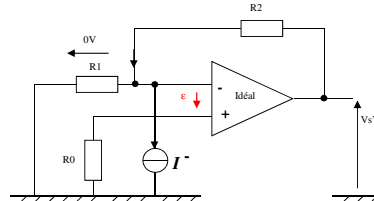


$V_e$  seul ( $I^- = 0$  ;  $I^+ = 0$ )

$$V_s' = -\frac{R_2}{R_1} \cdot V_e$$

$I^-$  seul ( $V_e = 0$  ;  $I^+ = 0$ )

On veut maintenir la condition :  $\mathcal{E} = 0$  et donc  $V^+ - V^- = 0$



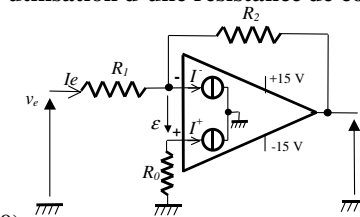
Le courant  $I^-$  ne peut circuler que dans  $R_2$

$$V_s'' = R_2 \cdot I^-$$

79

## ANNEXE

### Amélioration du montage inverseur par utilisation d'une résistance de compensation



$V_e$  seul ( $I^- = 0$  ;  $I^+ = 0$ )

$$V_s' = -\frac{R_2}{R_1} \cdot V_e$$

$I_p^-$  seul ( $V_e = 0$  ;  $I_p^+ = 0$ )

$$V_s'' = R_2 \cdot I^-$$

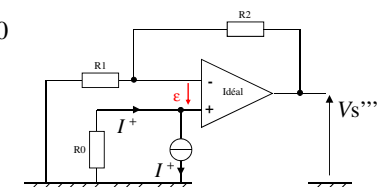
$I_p^+$  seul ( $V_e = 0$  ;  $I_p^- = 0$ )

On veut toujours maintenir la condition :  $\mathcal{E} = 0$

$$V^- = V^+$$

$$\frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot V_s''' = -R_0 \cdot I_p^+$$

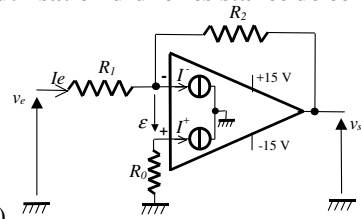
$$V_s''' = -R_0 \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot I_p^+$$



80

## ANNEXE

Amélioration du montage inverseur  
par utilisation d'une résistance de compensation



$$V_e \text{ seul } (I^- = 0 ; I^+ = 0) \quad V_s' = -\frac{R_2}{R_1} \cdot V_e$$

$$I^- \text{ seul } (V_e = 0 ; I^+ = 0) \quad V_s'' = R_2 \cdot I^-$$

$$I^+ \text{ seul } (V_e = 0 ; I^- = 0) \quad V_s''' = -R_0 \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot I^+$$

$$V_s = V_s' + V_s'' + V_s''' = -\frac{R_2}{R_1} V_e + \underbrace{R_2 I^- - \frac{R_1 + R_2}{R_1} R_0 I^+}_{\text{Tension de décalage}}$$

$$\text{Généralement } I^+ = I^- \quad \Rightarrow \quad V_d = R_2 I^- - \frac{R_1 + R_2}{R_1} R_0 I^+$$

$$\text{Pour l'annuler, il faut choisir : } R_0 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

81

## Application des amplificateurs opérationnels au filtrage analogique

## Décomposition d'un signal en série de Fourier

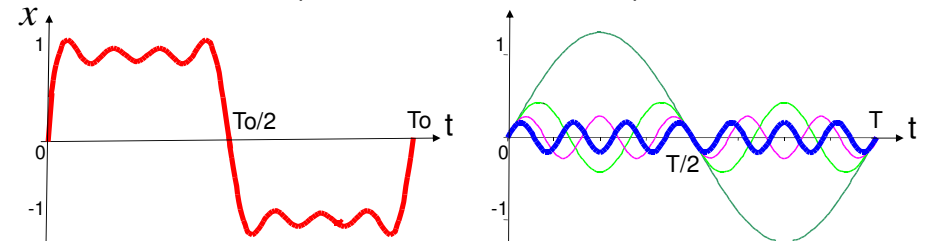
84

Un signal périodique se décompose en une série infinie de fonctions sinusoïdales

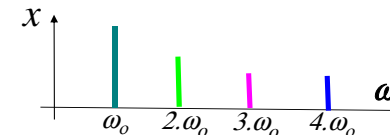
$$x(t) = X_0 + \sum_{n=1}^{\infty} C_n \cdot \cos(n \cdot \omega_0 \cdot t) + \sum_{n=1}^{\infty} S_n \cdot \sin(n \cdot \omega_0 \cdot t)$$

$$x(t) = X_0 + \sum_{n=1}^{\infty} X_n \cdot \sin(n \cdot \omega_0 \cdot t - \varphi_n)$$

Exemple : La courbe périodique rouge est la somme de 4 premières sinusoïdes de pulsations différentes et d'amplitudes différentes



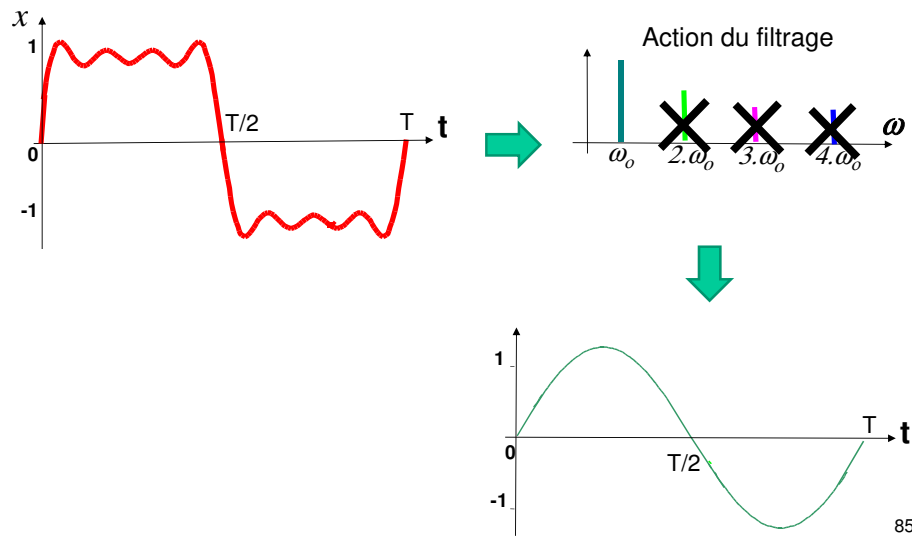
$$\omega_0 = \frac{2\pi}{T_0}$$



83

## Décomposition d'un signal en série de Fourier

On peut extraire de la courbe rouge la courbe verte (de période  $T$ ) en éliminant les trois autres sinusoïdes



## Définition et types de filtres

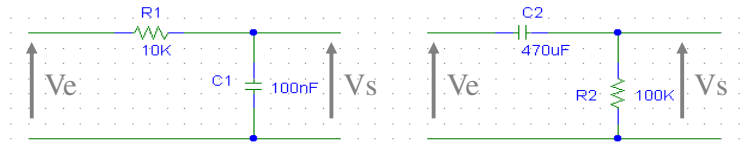
### Définition :

La fonction filtrage permet de supprimer des signaux de fréquence non désirée.

Il existe deux types de filtres :

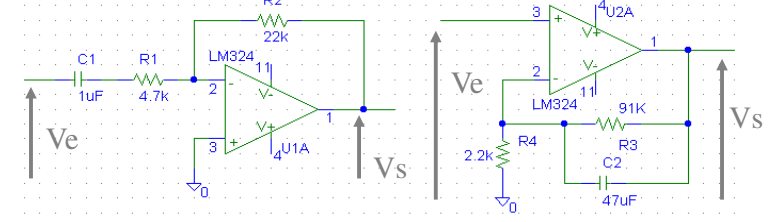
### Les filtres passifs :

Ils ne sont composés que d'éléments passifs (résistances, condensateurs, bobines).



### Les filtres actifs :

Il y a en plus une amplification du signal d'entrée par un élément actif (AOP, Transistor).



## Comportement des impédances en fonction de la fréquence

L'impédance d'une résistance est constante en fonction de la fréquence

Pour les autres ...

	Basses Fréquences	Hautes Fréquences
$j.L.\omega$	0 ———	$\infty$ ———
$\frac{1}{j.C.\omega}$	$\infty$ ———	0 ———

Qu'ils soient actifs ou passifs, les filtres laissent ou ne laissent pas passer certaines fréquences.

Ainsi on distingue 4 sortes de filtres :

- **Les filtres Passe-Bas** ( ne laissent passer que les fréquences basses )
- **Les filtres Passe-Haut** ( ne laissent passer que les fréquences hautes )
- **Les filtres Passe-Bande** ( ne laissent passer qu'une plage de fréquences )
- **Les filtres Coupe-Bande** ( ne laissent pas passer une plage de fréquences )

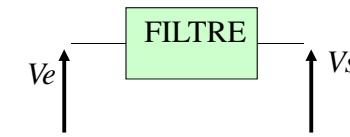
## Caractérisation d'un filtre

Un système linéaire est mathématiquement décrit par sa **FONCTION DE TRANSFERT** ou **TRANSMITTANCE** :

$$T(j\omega) = \frac{V_s(j\omega)}{V_e(j\omega)}$$

$V_s(j\omega)$  est le signal en sortie du filtre

$V_e(j\omega)$  est le signal à l'entrée du filtre

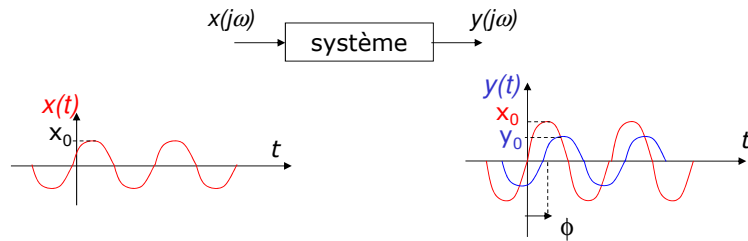


## Représentation par un lieu de Bode

Pour un signal d'entrée quelconque :

$$x(s) \rightarrow \boxed{\text{système}} \rightarrow y(s) \quad \frac{Y(s)}{X(s)} = T(s) = K \cdot \frac{(s+z_1)(s+z_2)\dots(s+z_m)}{(s+p_1)(s+p_2)\dots(s+p_n)}$$

Pour un signal d'entrée sinusoïdal :



$$\frac{Y(j\omega)}{X(j\omega)} = T(j\omega) = K \cdot \frac{(j\omega+z_1)(j\omega+z_2)\dots(j\omega+z_m)}{(j\omega+p_1)(j\omega+p_2)\dots(j\omega+p_n)}$$

89

## Représentation par un lieu de Bode

- 1) Il faut normaliser l'expression de la fonction de transfert en faisant apparaître que des parties réelles unitaires.
- 2) L'expression logarithmique de la fonction de transfert permet de transformer les multiplications et divisions en additions et soustractions.

Exemple :

$$\frac{Y(j\omega)}{X(j\omega)} = T(j\omega) = K \cdot \frac{(\frac{j\omega}{\omega_1} + 1) \cdot \frac{j\omega}{\omega_2}}{(\frac{j\omega}{\omega_3} + 1) \cdot \frac{j\omega}{\omega_4}}$$

$$20 \log T(j\omega) =$$

$$= 20 \cdot \log |K| + 20 \cdot \log \left| \frac{j\omega}{\omega_1} + 1 \right| + 20 \cdot \log \left| \frac{j\omega}{\omega_2} \right| - 20 \cdot \log \left| \frac{j\omega}{\omega_3} + 1 \right| - 20 \cdot \log \left| \frac{j\omega}{\omega_4} \right|$$

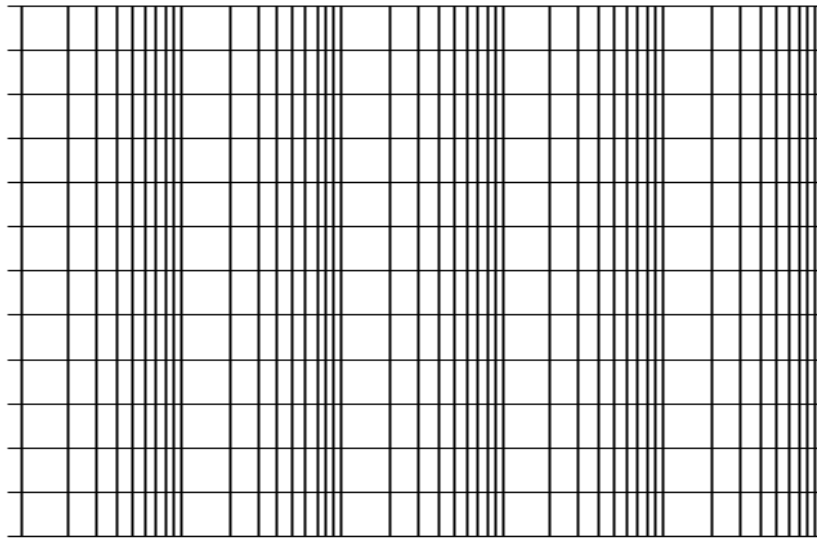
En général, quatre termes génériques sont à distinguer :

$$20 \cdot \log |K| \quad 20 \cdot \log \left| \frac{j\omega}{\omega_c} \right| \quad -20 \cdot \log \left| \frac{j\omega}{\omega_c} \right| \quad 20 \cdot \log \left| \frac{j\omega}{\omega_c} + 1 \right|$$

90

## Représentation par un lieu de Bode

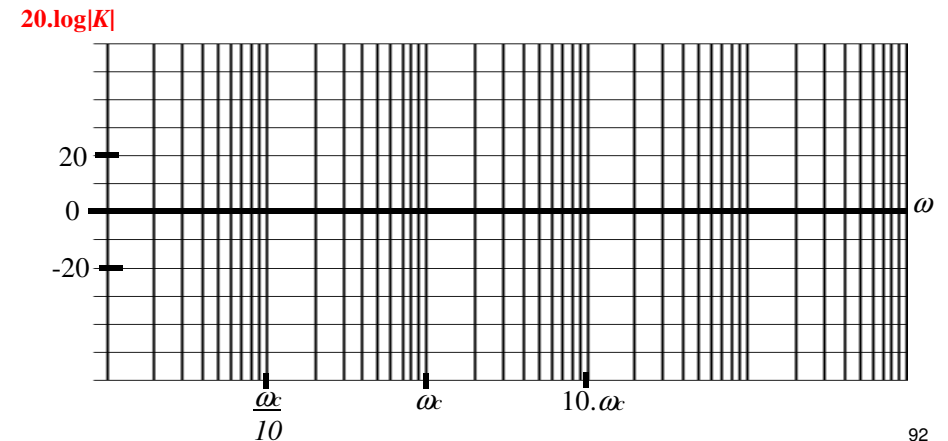
Feuille de papier semilogarithmique pour le tracé de lieu de Bode



91

## Représentation d'un lieu de Bode

Le terme  $20 \cdot \log |K|$  ne dépend pas de la fréquence, il est constant quel que soit la pulsation



92

### Représentation d'un lieu de Bode

$$20.\log\left|\frac{j\omega}{\omega_c}\right| = 0\text{dB} \quad \text{si } \omega = \omega_c$$

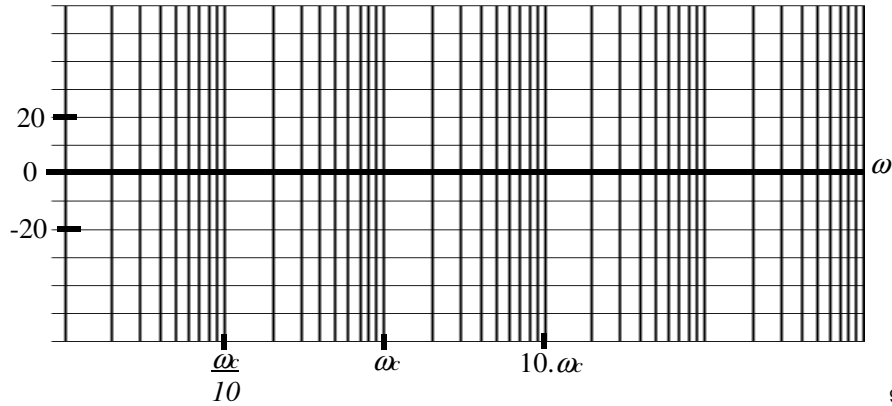
$$\rightarrow \text{infini} \quad \text{si } \omega \rightarrow \text{infini}$$

$$\rightarrow -\text{infini} \quad \text{si } \omega \rightarrow 0$$

$$= +20\text{dB} \quad \text{si } \omega = 10.\omega_c$$

$$= -20\text{dB} \quad \text{si } \omega = \omega_c/10$$

} +20db/dec



93

### Représentation d'un lieu de Bode

$$20.\log\left|\frac{1}{j\omega}\right| = 0\text{dB} \quad \text{si } \omega = \omega_c$$

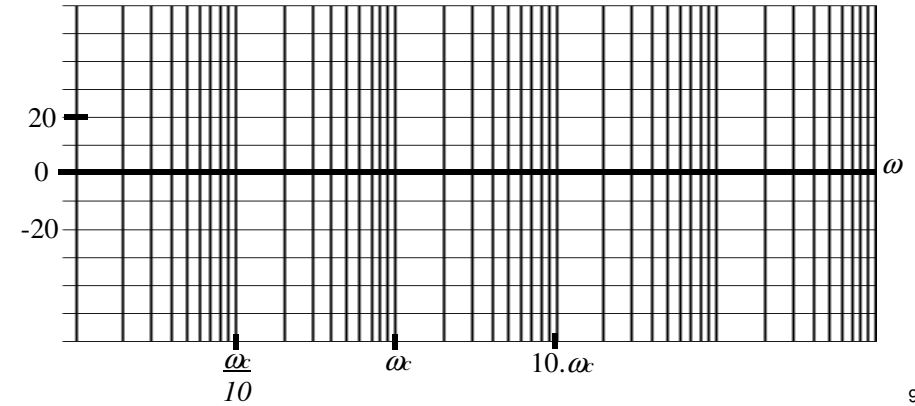
$$\rightarrow \text{infini} \quad \text{si } \omega \rightarrow 0$$

$$\rightarrow -\text{infini} \quad \text{si } \omega \rightarrow \text{infini}$$

$$= -20\text{dB} \quad \text{si } \omega = 10.\omega_c$$

$$= +20\text{dB} \quad \text{si } \omega = \omega_c/10$$

} -20db/dec



94

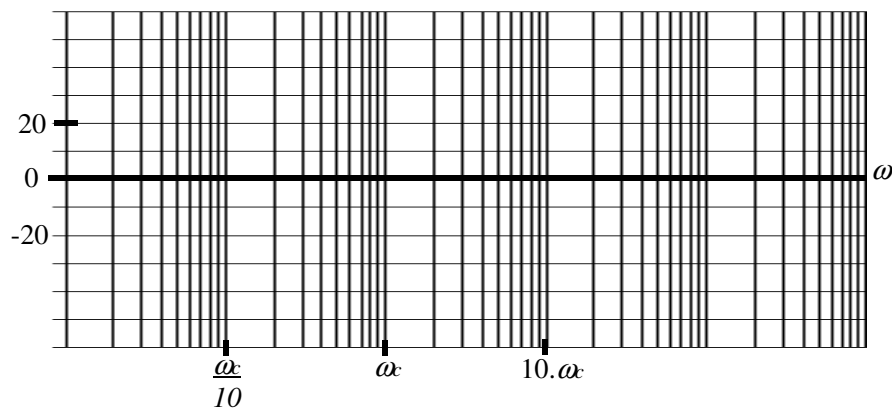
### Représentation d'un lieu de Bode

$$20.\log\left|\frac{j\omega}{\omega_c} + 1\right| = 0\text{dB} \quad \text{si } \omega \rightarrow 0$$

$$\rightarrow \text{infini} \quad \text{si } \omega \rightarrow \text{infini}$$

$$= 3\text{dB} \quad \text{si } \omega = \omega_c$$

$$\approx +20\text{dB} \quad \text{si } \omega = 10.\omega_c$$



95

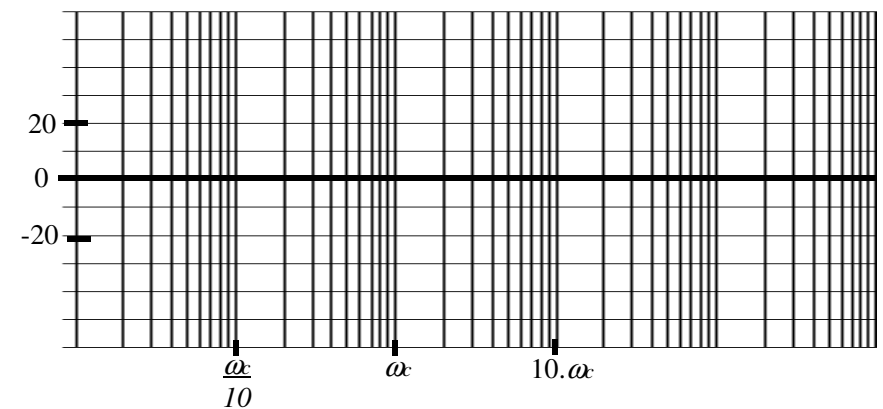
### Représentation d'un lieu de Bode

$$20.\log\left|\frac{1}{j\omega} + 1\right| = 0\text{dB} \quad \text{si } \omega \rightarrow 0$$

$$\rightarrow -\text{infini} \quad \text{si } \omega \rightarrow +\text{infini}$$

$$= -3\text{dB} \quad \text{si } \omega = \omega_c$$

$$\approx -20\text{dB} \quad \text{si } \omega = 10.\omega_c$$



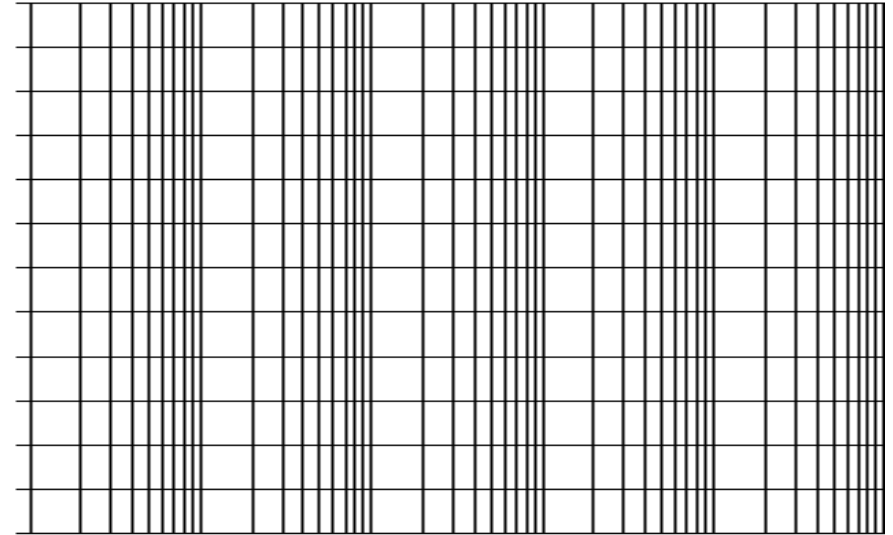
96



## Représentation d'un lieu de Bode

$$T(j\omega) = 25000 \cdot \frac{j\omega + 10}{(j\omega + 5) \cdot (j\omega + 500)}$$

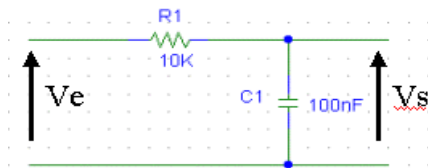
97



98

## Exemple : filtre passif du 1er ordre

Le calcul de la TRANSMITTANCE sera faite sur un filtre RC de type Passe-Bas.



$$Vs(j\omega) =$$

99

## Exemple : filtre passif du 1er ordre

### Traçé du lieu de Bode

Le gain s'exprime en décibel :

$$G \text{ (dB)} = 20 * \log \left| \frac{Vs(j\omega)}{Ve(j\omega)} \right| \quad (\text{Log du module de } T(j\omega))$$

### Quelques valeurs :

$$G \text{ (dB)} = 20 * \log \left| \frac{1}{\sqrt{(1 + R^2 C^2 \omega^2)}} \right|$$

$$F = 10\text{Hz} \Rightarrow G = 0 \text{ dB}$$

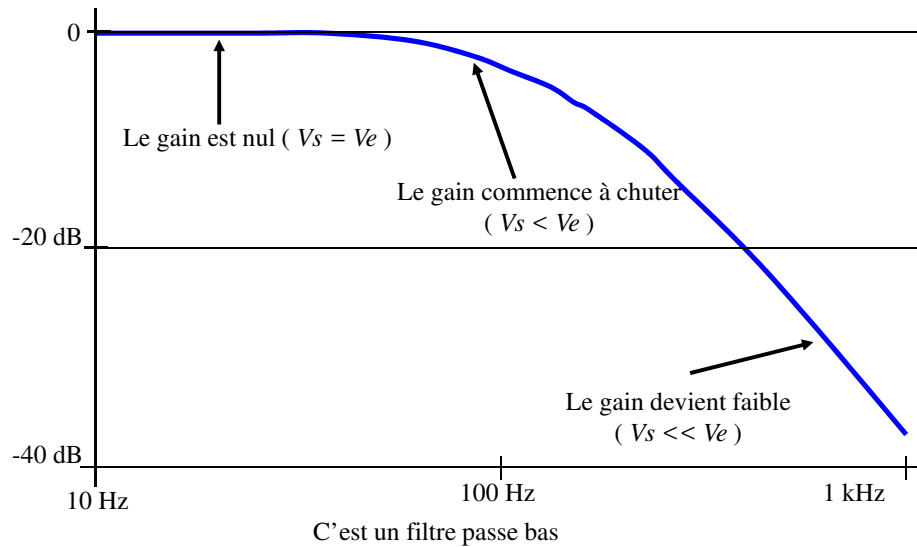
$$F = 160\text{Hz} \Rightarrow G = -3 \text{ dB}$$

$$F = 1000\text{Hz} \Rightarrow G = -38 \text{ dB}$$

100

## Courbe de gain d'un filtre passif du 1er ordre

### La courbe de gain du filtre RC



101

## Quelques remarques et définitions

→ La fréquence pour laquelle la tension de sortie est atténuée de  $\sqrt{2}$  par rapport à sa valeur maximale s'appelle :

la **FREQUENCE de COUPURE**

→ C'est aussi la fréquence pour laquelle le gain est atténué de -3 dB par rapport au gain maximum (ici 0 dB)

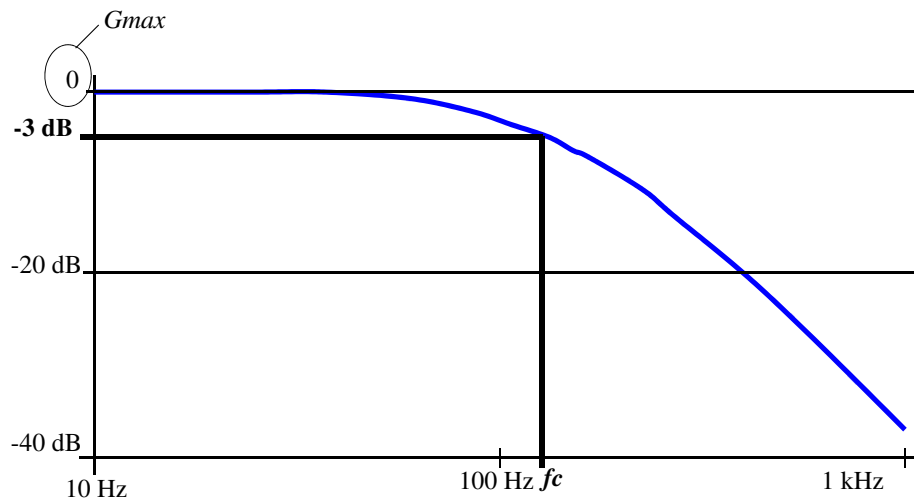
$$\left| \frac{V_s(j\omega)}{V_e(j\omega)} \right| = \left| \frac{V_{s\_max}}{V_e} \right| \frac{1}{\sqrt{2}} \quad \equiv$$

$$20 * \log \left| \frac{V_s(j\omega)}{V_e(j\omega)} \right| = 20 * \log \left| \frac{V_{s\_max}}{V_e} \right| - 20 * \log \sqrt{2}$$

$$G(j\omega) = G_{max} - 3 \text{ dB}$$

102

## Fréquence de coupure d'un filtre passif du 1er ordre



→ Avant la fréquence de coupure, on retrouve en sortie la quasi totalité du signal

→ Après cette fréquence, le signal de sortie est fortement atténué

103

## Quelques remarques et définitions

→ Le filtre étant d'**ORDRE 1**, le gain diminue de **20 dB / décade** après la fréquence de coupure

c'est-à-dire chaque fois que l'on multiplie par 10 la fréquence, le gain baissera de 20 dB.

Notre exemple :

A  $f = 1 \text{ kHz}$  le gain est de -40 dB environ.

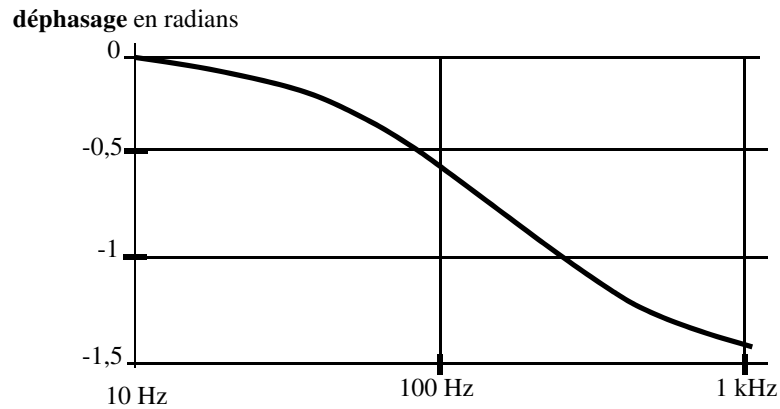
A  $f = 10 \text{ kHz}$  le gain sera de -60 dB environ

A  $f = 100 \text{ kHz}$  le gain sera de -80 dB environ ...

104

## Déphasage d'un filtre passif du 1er ordre

Il apparaît aussi un **déphasage** entre la tension d'entrée et la tension de sortie.

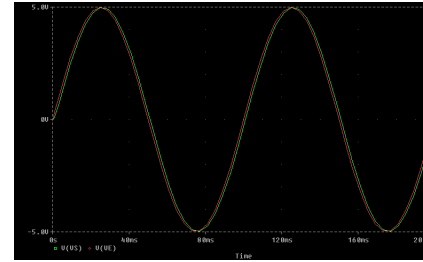


Celui-ci est nul une décade avant la fréquence de coupure,  
Il est de 45° à la fréquence de coupure et  
de 90° une décade de fréquence après la fréquence de coupure.

105

## Déphasage d'un filtre passif du 1er ordre

### Chronogrammes ( déphasage )

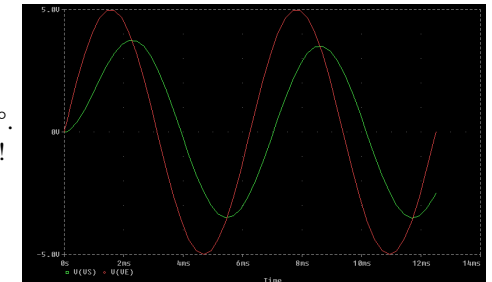


La fréquence du signal d'entrée est de 10Hz  
et on observe un déphasage pratiquement nul.  
L'amplitude du signal de sortie est quasiment  
la même qu'en entrée.

La fréquence du signal d'entrée est de  
160Hz et on observe un déphasage de 45°.  
Nous sommes à la fréquence de coupure !

$$V_s \max = V_e \max / \sqrt{2}$$

$$G \text{ (dB)} = -3 \text{ dB}$$



106

## Intérêt des filtres actifs

Ils sont constitués de résistances, de condensateurs et d'amplificateurs opérationnels

Les avantages :

- \_ une impédance d'entrée élevée
- \_ une faible impédance de sortie
- \_ un gain en tension > 1

Remarque :

Idéalement, il faudrait  $Z_e = \infty$  et  $Z_s = 0$

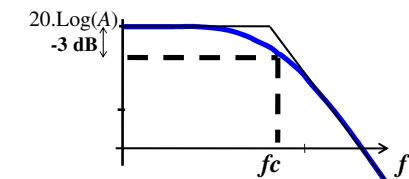
Voir cours sur l'adaptation d'impédance (montage suiveur)

107

## Les filtres actifs du 1er ordre

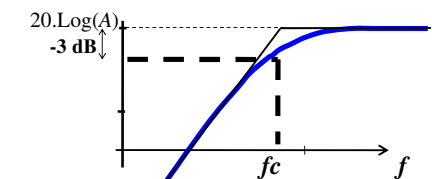
Les filtres passe bas

$$T(j, \omega) = A \cdot \frac{1}{1 + j \cdot \frac{\omega}{\omega_c}}$$



Les filtres passe haut

$$T(j, \omega) = A \cdot \frac{j \cdot \frac{\omega}{\omega_c}}{1 + j \cdot \frac{\omega}{\omega_c}}$$



Limites :

$$\omega = \omega_c$$

$$\omega \rightarrow 0$$

$$\omega \rightarrow \infty$$

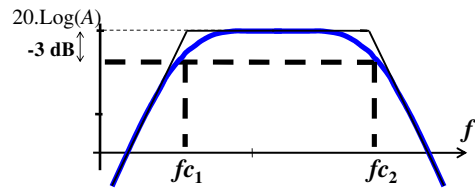
$$\omega = 10 \cdot \omega_c$$

$$\omega = \omega_c / 10$$

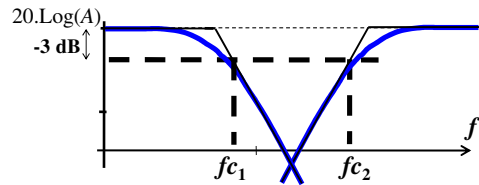
108

## Les filtres actifs du 1er ordre

### Les filtres passe bande

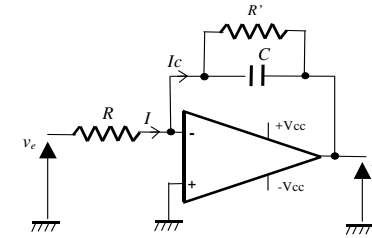


### Les filtres coupe bande



109

## Filtre actif passe bas du 1er ordre



$$\frac{V_s}{V_e} = -\frac{Z_2}{Z_1}$$



$$\frac{V_s}{V_e} = -\frac{R'}{R} \cdot \frac{1}{1 + j\omega \cdot R' \cdot C}$$

Passes bas

### Détermination de la fréquence de coupure

$$|T(j\omega)| =$$

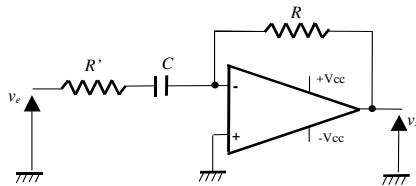
Le module de la transmittance est maximum pour  $\omega=0$   $|T(j\omega)|_{\max} :$

$$|T(j\omega_c)| = \frac{R'}{R} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \omega_c^2 \cdot R'^2 \cdot C^2}} = \frac{R'}{R} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}}$$

Et donc  $\omega_c =$

110

## Filtre actif passe haut du 1er ordre



$$T(j\omega) = \frac{V_s}{V_e} =$$

### Détermination de la fréquence de coupure

$$|T(j\omega)| =$$

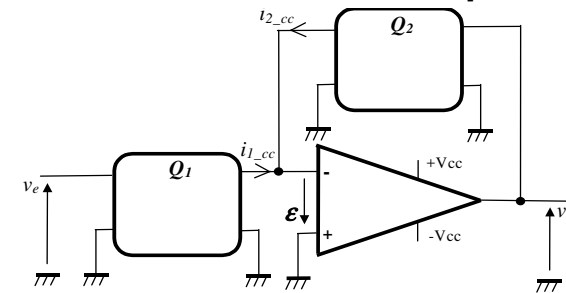
Le module de la transmittance est maximum pour  $\omega=\infty$   $|T(j\omega)|_{\max} =$

$$|T(j\omega_c)| = \frac{R}{R'} \cdot \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{\omega_c^2 \cdot R'^2 \cdot C^2} + 1}} = \frac{R}{R'} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}}$$

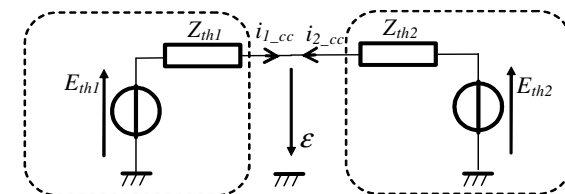
Et donc  $\omega_c =$

111

## Synthèse des filtres en utilisant des quadripôles



Le théorème de Thévenin permet de considérer chaque quadripôle par une mise en série d'un générateur de tension et d'une impédance



$E_{th1}$  dépend de  $V_e$ , donc  $E_{th1}(V_e)$

$E_{th2}$  dépend de  $V_s$ , donc  $E_{th2}(V_s)$

112

## Synthèse des filtres en utilisant des quadripôles

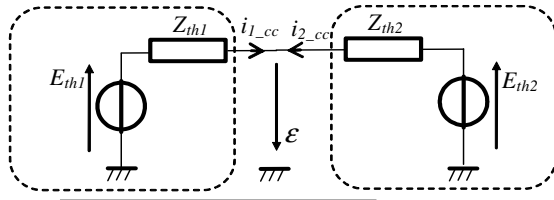
La tension aux bornes de chaque quadripôle vaut  $\epsilon = 0$

$$i_{1\_cc}(j\omega) = \frac{E_{th1}(v_e)}{Z_{th1}} \text{ est le courant de court circuit de } Q1, \text{ d'où } i_{1\_cc}(j\omega) = \alpha(j\omega) \cdot v_e(j\omega)$$

$\alpha$  est une admittance

De même

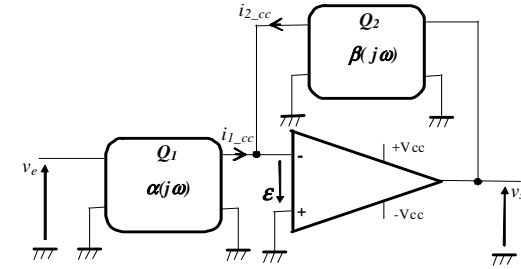
$$i_{2\_cc}(j\omega) = \frac{E_{th2}(v_s)}{Z_{th2}} \text{ est le courant de court circuit de } Q2, \text{ d'où } i_{2\_cc}(j\omega) = \beta(j\omega) \cdot v_s(j\omega)$$



$$i_{1\_cc} = -i_{2\_cc} \Rightarrow \frac{v_s(j\omega)}{v_e(j\omega)} =$$

113

## Synthèse des filtres en utilisant des quadripôles



$$i_{1\_cc} = \alpha \cdot v_e$$

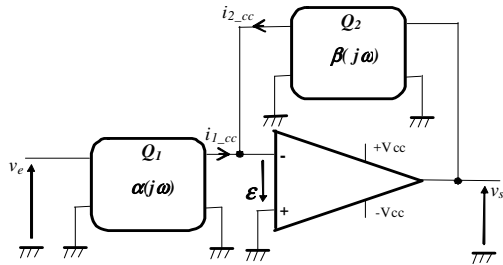
$$i_{2\_cc} = \beta \cdot v_s$$

$$i_{1\_cc} = -i_{2\_cc}$$

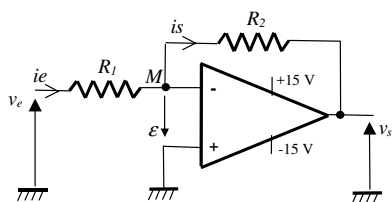
$$\frac{v_s(j\omega)}{v_e(j\omega)} = -\frac{\alpha}{\beta}$$

114

## Synthèse des filtres en utilisant des quadripôles



Application :



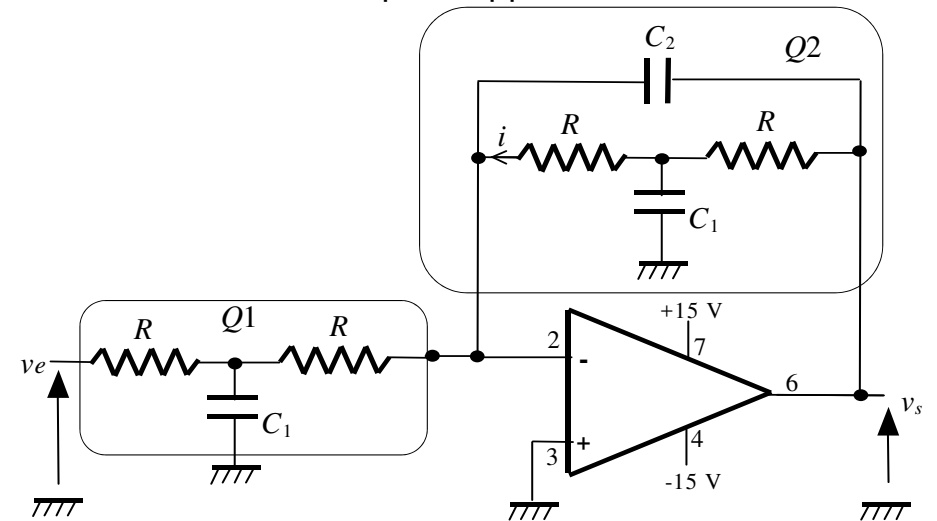
$$\frac{v_s}{v_e} = -\frac{\alpha}{\beta}$$

$$\alpha = \frac{i_{1\_cc}}{v_e} = \frac{1}{R1} \quad \beta = \frac{i_{2\_cc}}{v_s} = \frac{1}{R2}$$

$$\frac{v_s}{v_e} = -\frac{\frac{1}{R1}}{\frac{1}{R2}} = -\frac{R2}{R1}$$

115

## Exemple d'application



116

### Filtre normalisé du second ordre

**Filtre passe bas :** 
$$T_o(j,\omega) = \frac{A}{1 + j \cdot 2 \cdot \zeta \frac{\omega}{\omega_n} - \frac{\omega^2}{\omega_n^2}}$$

**Filtre passe haut :** 
$$T(j,\omega) = -\frac{\omega^2}{\omega_n^2} T_o(j,\omega)$$

**Filtre passe bande :** 
$$T(j,\omega) = j \cdot 2 \cdot \zeta \frac{\omega}{\omega_n} T_o(j,\omega)$$

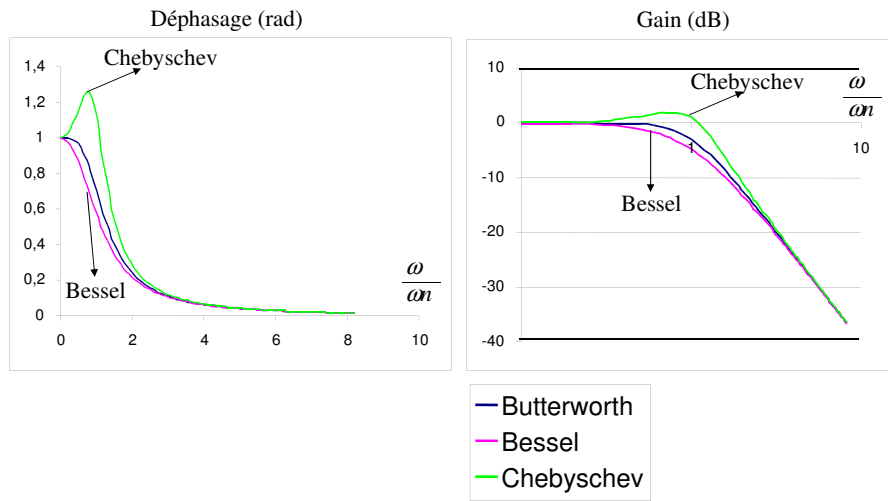
**Filtre coupe bande :** 
$$T(j,\omega) = \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_n^2}\right) T_o(j,\omega)$$

$\zeta$  est le coefficient d'amortissement  $\zeta = \frac{1}{\sqrt{2}}$  **Butterworth**

$\zeta < \frac{1}{\sqrt{2}}$  **Chebyshev**

$\zeta > \frac{1}{\sqrt{2}}$  **Bessel**

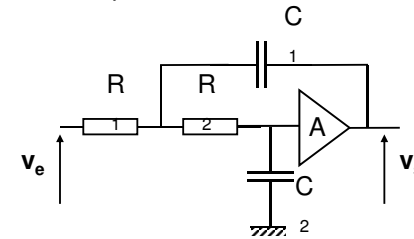
## \_filtre normalisé du second ordre



121

## filtrage

Cellules prédéfinies: filtre de Sallen-Key (1965)



Passe-bas du 2<sup>ème</sup> ordre

$$\frac{v_s}{v_e} = \frac{A}{R_1 C_1 R_2 C_2 (j\omega)^2 + [C_2(R_1 + R_2) + R_1 C_1(1 - A)](j\omega) + 1}$$

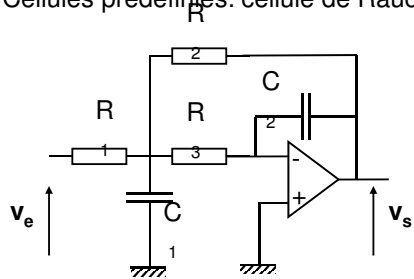
stabilité  $\Rightarrow A < \frac{(R_1 + R_2)C_2}{R_1 C_1} + 1$

Les cellules de Sallen-Key permettent de réaliser tous les filtres polynomiaux

122

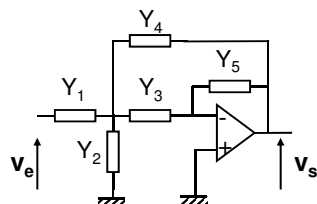
## filtrage

Cellules prédéfinies: cellule de Rauch (2<sup>ème</sup> ordre)



$$\frac{v_s}{v_e} = \frac{-R_2/R_1}{R_2 R_3 C_1 C_2 (j\omega)^2 + C_2 R_2 R_3 \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right) (j\omega) + 1}$$

Généralisation:



Toujours stable

$$\frac{v_s}{v_e} = \frac{-Y_1 Y_3}{Y_3 Y_4 + Y_5 (Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4)}$$

123