Projet AVOSTTI – N° ANR-11-IDFI-0009

Fondements en électronique analogique

Alain SYLVESTRE

Professeur

Université Grenoble Alpes, Polytech Grenoble

(Septembre 2020)

alain.sylvestre@univ-grenoble-alpes.fr

Le cours est constitué de 4 parties :

Partie 1 : Lois sur les circuits électriques linéaires

Partie 2 : Signal – Dipôles – Diagramme de Bode

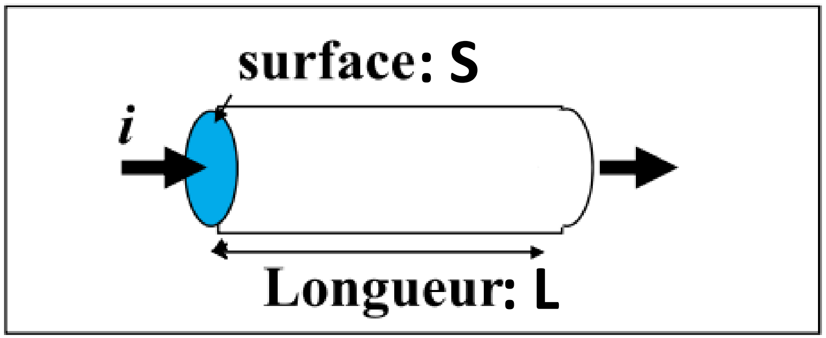
Partie 3 : Les filtres passifs et actifs du 1er ordre

Partie 4 : Les montages de base avec des amplificateurs opérationnels

Partie 1 :
Lois sur les circuits électriques linéaires

RESISTANCE - RESISTIVITE

i **est un courant qui traverse un tube conducteur**

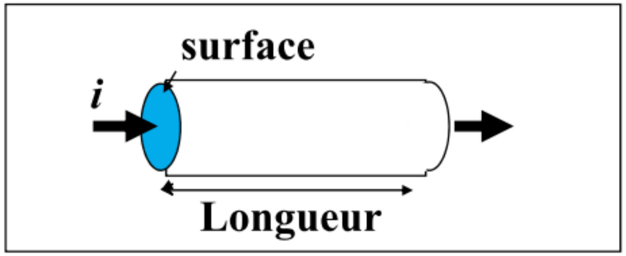


Quelle est la résistance R du tube conducteur?

RESISTANCE - RESISTIVITE

i est un courant qui traverse un tube conducteur

$$\boxed{R = \rho \frac{L}{S}}$$



R = résistance (en Ω)

ρ = résistivité (en Ω.m)

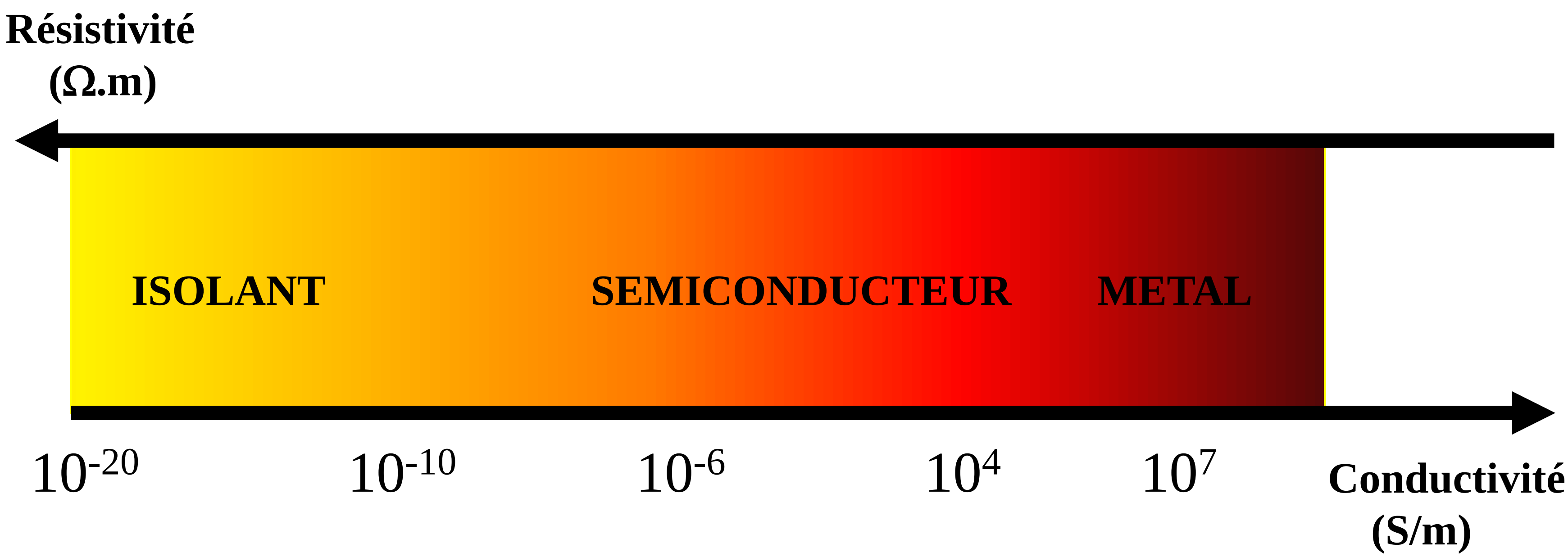
L = longueur du conducteur (en m)

S = Surface traversée par le courant (en m^2)

m= mètre ; Ω = Ohm

CONDUCTIVITE ELECTRIQUE
RESISTIVITE ELECTRIQUE

- **Conductivité σ :** $\boxed{\sigma = 1/\rho \quad \text{(unité: S/m)}}$
- **Résistivité ρ : elle s'exprime en Ω.m**
- **La conductivité est la "facilité à conduire le courant"**
- **La conductivité s'étale sur plus de 27 ordres de grandeur !**



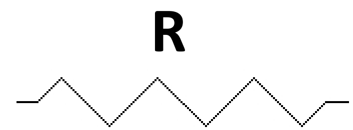
POLYTECH

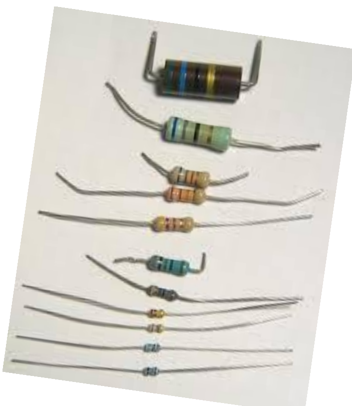
Conductivité et résistivité électrique des métaux à 295K

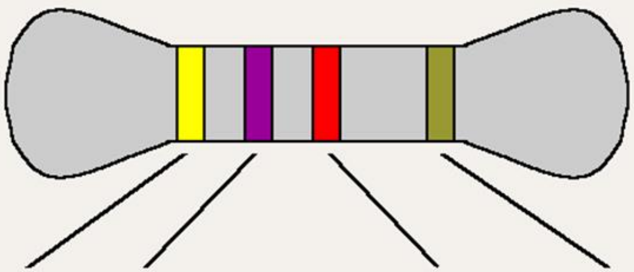
Li 1.07 9.32	Be 3.08 3.25	... **Electrical conductivity x $10^7/\Omega$ m** **Electrical resistivity x $10^{-8}\Omega$ m**										B	C	N	O	F	N e ... ...
Na 2.11 4.75	Mg 2.33 4.30	...										Al 3.65 2.74	Si	P	S	Cl	Ar ... ...
K 1.39 7.19	Ca 2.78 3.6	Sc 0.21 46.8	Ti 0.23 43.1	V 0.50 19.9	Cr 0.78 12.9	Mn 0.072 139	Fe 1.02 9.8	Co 1.72 5.8	Ni 1.43 7.0	Cu 5.88 1.70	Zn 1.69 5.92	Ga 0.67 14.85	Ge	As	Se	Br	Kr ... ...
Rb 0.80 12.5	Sr 0.47 21.5	Y 0.17 58.5	Zr 0.24 42.4	Nb 0.69 14.5	Mo 1.89 5.3	Tc .7 14	Ru 1.35 7.4	Rh 2.08 4.8	Pd 0.95 10.5	Ag 6.21 1.61	Cd 1.38 7.27	In 1.14 8.75	Sn 0.91 11.0	Sb 0.24 41.3	Te	I	X e ... ...
Cs .50 20.0	Ba 0.26 39.	La 0.13 79.	Hf 0.33 30.6	Ta 0.76 13.1	W 1.89 5.3	Re 0.54 18.6	Os 1.10 9.1	Ir 1.96 5.1	Pt 0.96 10.4	Au 4.55 2.20	Hg* 0.10 95.9	Tl 0.61 16.4	Pb 0.48 21.0	Bi 0.086 116.	Po 0.22 46.	At	R n ... ...
Fr	Ra	Ac	...														
...			Ce 0.12 81.	Pr 0.15 67.	Nd 0.17 59.	Pm	Sm 0.10 99.	Eu 0.11 89	Gd 0.070 134	Tb 0.090 111.	Dy 0.11 90.0	Ho 0.13 77.7	Er 0.12 81.	Tm 0.16 62.	Yb 0.38 26.4	Lu 0.19 53.	...
...			Th 0.66 15.2	Pa	U 0.39 25.7	Np 0.085 118.	Pu 0.070 143.	Am	Cm	Bk	Cf	Es	Fm	Md	No	Lr	...

Data from Kittel, Introduction to Solid State Physics, 7th Ed.
Referenced to G. T. Meaden, Electrical resistance of metals, Plenum, 1965.

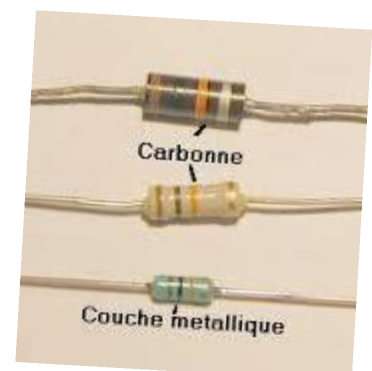
REPRESENTATION ET VALEUR D'UNE RESISTANCE

Représentation :  **ou** 



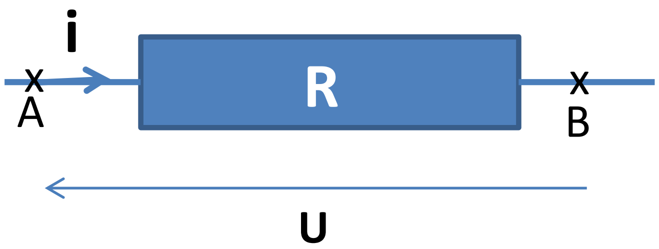


	1° anneau gauche **1° chiffre**	2° anneau gauche **2° chiffre**		Dernier anneau gauche **Multiplicateur**	Anneau droite **Tolérance**
noir	0	0		1	-
marron	1	1		10	1%
rouge	2	2		10^2	2 %
orange	3	3		10^3	-
jaune	4	4		10^4	-
vert	5	5		10^5	0.5 %
bleu	6	6		10^6	0.25%
violet	7	7		10^7	0.1 %
gris	8	8		10^8	0.005%
blanc	9	9		10^9	-
or	-	-		0.1	5 %
argent	-	-		0.01	10 %



__Exercice__ : Quelle est la valeur de la résistance du dessin?

LOI D'OHM

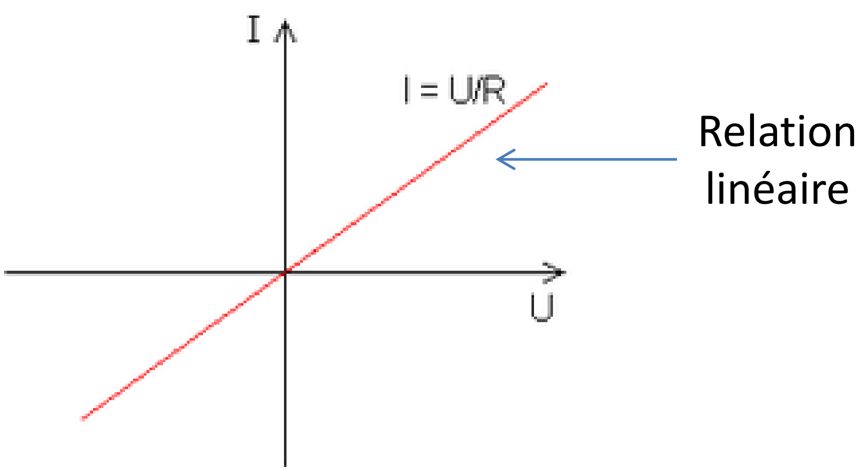


i = courant qui traverse la résistance

U = différence de potentiel entre le point A et le point B = U_{AB}

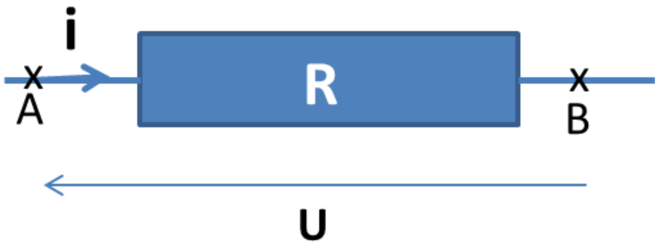
i s'exprime en ampère (A)
U s'exprime en volt (V)

Loi d'Ohm : $\boxed{U = R\,i}$



Exercice

On fixe U = 5V



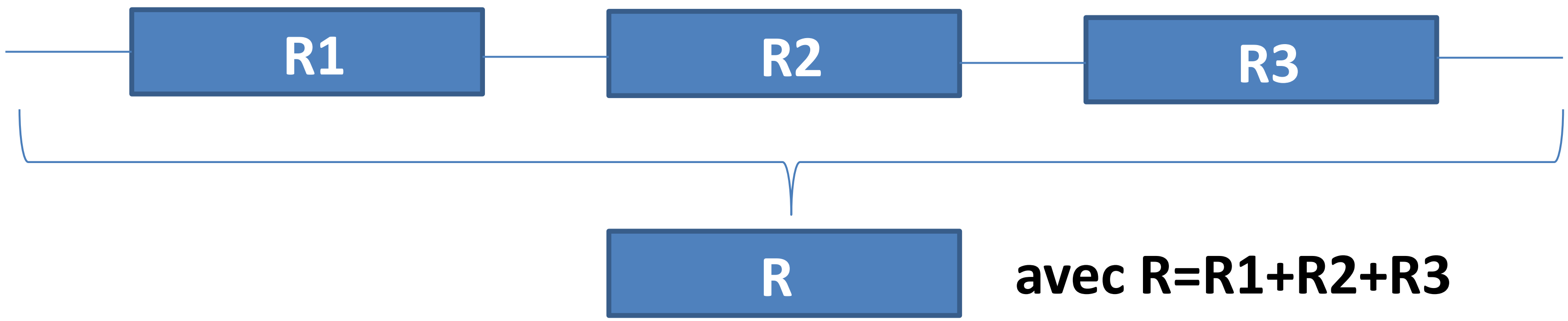
a/ Calculer la valeur du courant si R = 10 kΩ

b/ Calculer la valeur du courant si R = ∞ . Conclusion.

c/ Calculer la valeur du courant si R = 0 Ω. Quel est le problème?

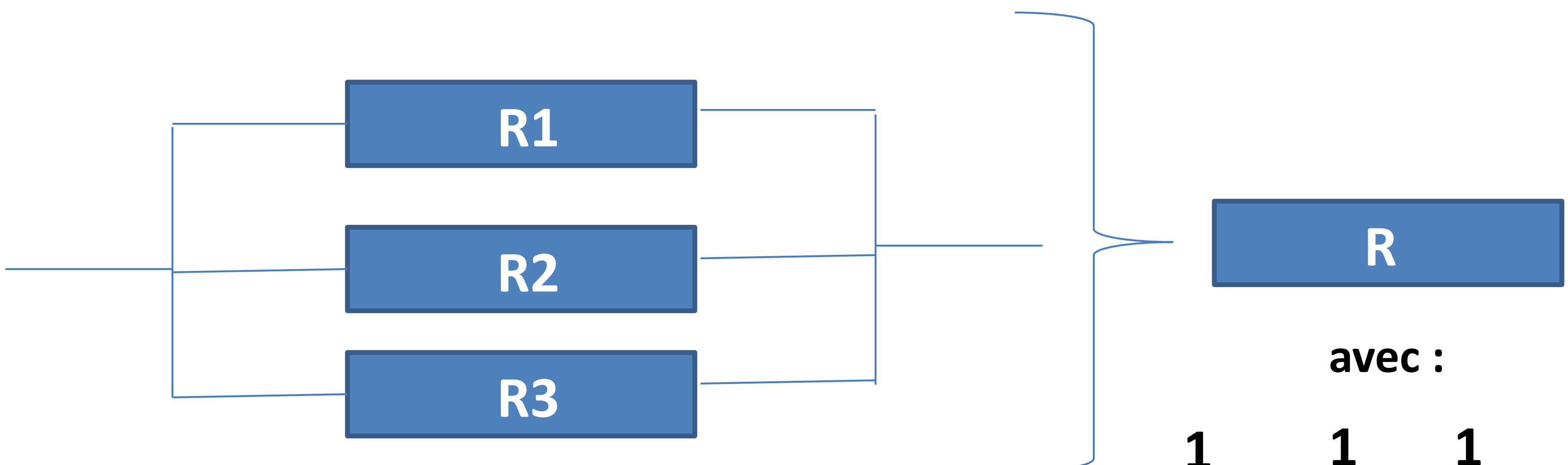
ASSOCIATION DE RESISTANCES

Résistances en série



avec $R=R1+R2+R3$

Résistances en parallèle



avec :

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R1} + \frac{1}{R2} + \frac{1}{R3}$$

Exercice

Calculer la résistance équivalente dans chaque cas

(a)

Figure 1

(b)

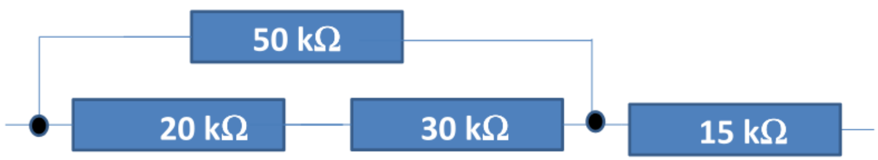


Figure 2

(c) On reprend la *figure 1* mais on remplace la résistance de 200 Ω par une résistance de 1 Ω. Calculer la nouvelle résistance équivalente. Conclusion.

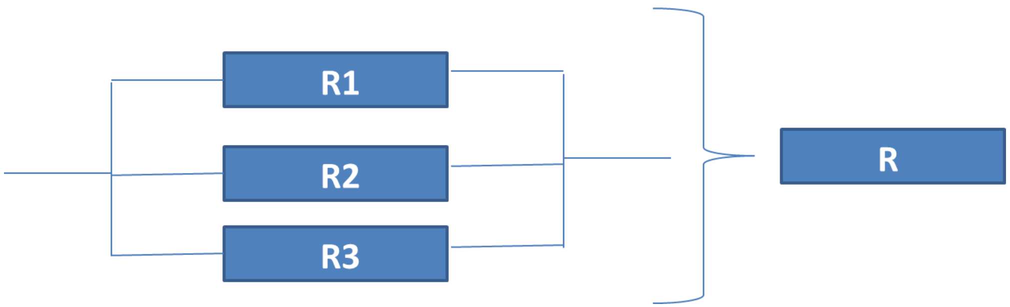
(d) On reprend la *figure 2* mais on remplace la résistance de 15 kΩ par une résistance de 100 MΩ. Calculer la nouvelle résistance équivalente. Conclusion.

LA CONDUCTANCE G

$$\boxed{G = \frac{1}{R}}$$

G s'exprime en S (Siemens)

REMARQUE

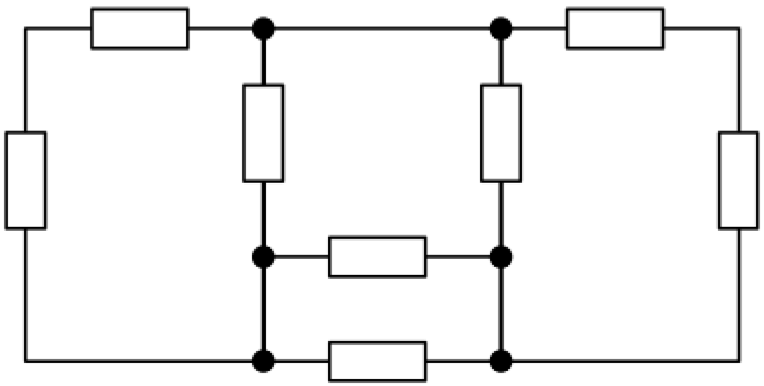


$$G = G1 + G2 + G3$$

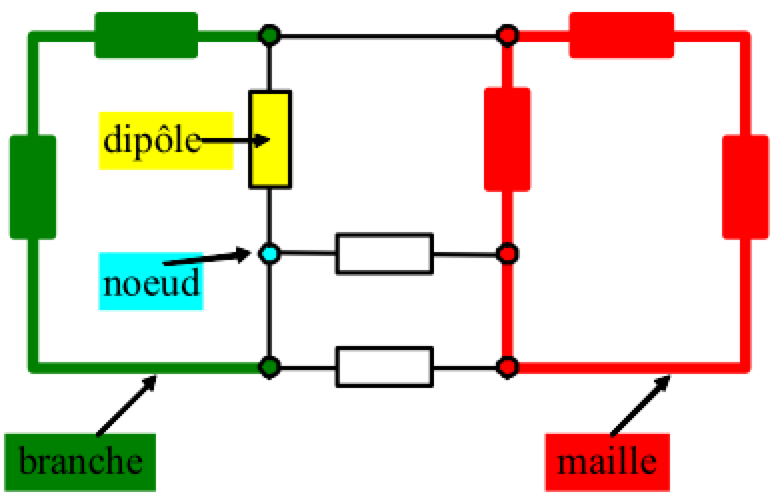
avec

$$G1 = \frac{1}{R1} \qquad G2 = \frac{1}{R2} \qquad G3 = \frac{1}{R3}$$

SCHEMA ELECTRIQUES ★



Réseau électrique: Ensemble d'éléments électriques reliés entre eux et susceptibles d'être parcourus par des courants électriques.



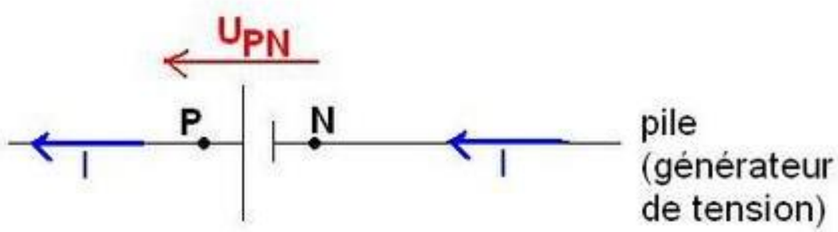
Dipôle: Tout ensemble d'éléments électriques situés entre deux **nœuds**.

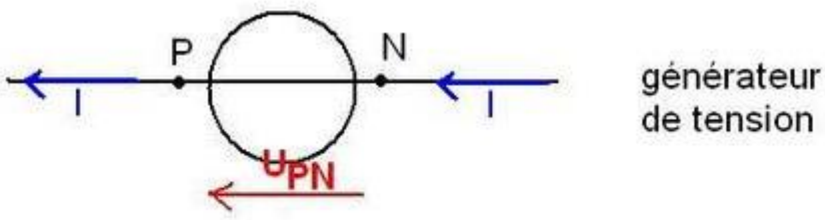
Branche: Ensemble de dipôles placés en série entre deux nœuds.

Maille: Ensemble de branches constituant une boucle fermée.

★ Extrait de la ressource en ligne *Baselecpro* sur le site Internet http://www.iutenligne.net/
Auteur : Michel Piou

GENERATEUR DE TENSION PARFAIT

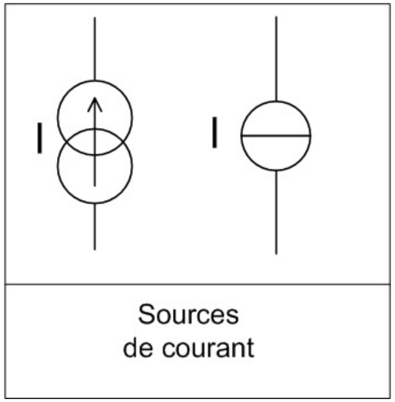




Générateur de tension parfait =
la résistance interne du générateur est nulle

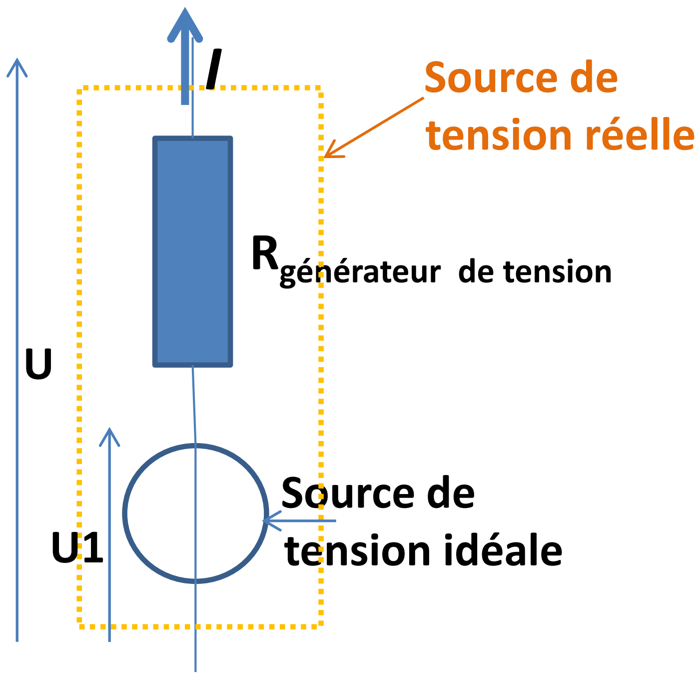
U_{PN} correspond à une différence de potentiel entre le point P et le point N

GENERATEUR DE COURANT PARFAIT



Générateur de courant parfait =
la résistance interne du générateur est infinie

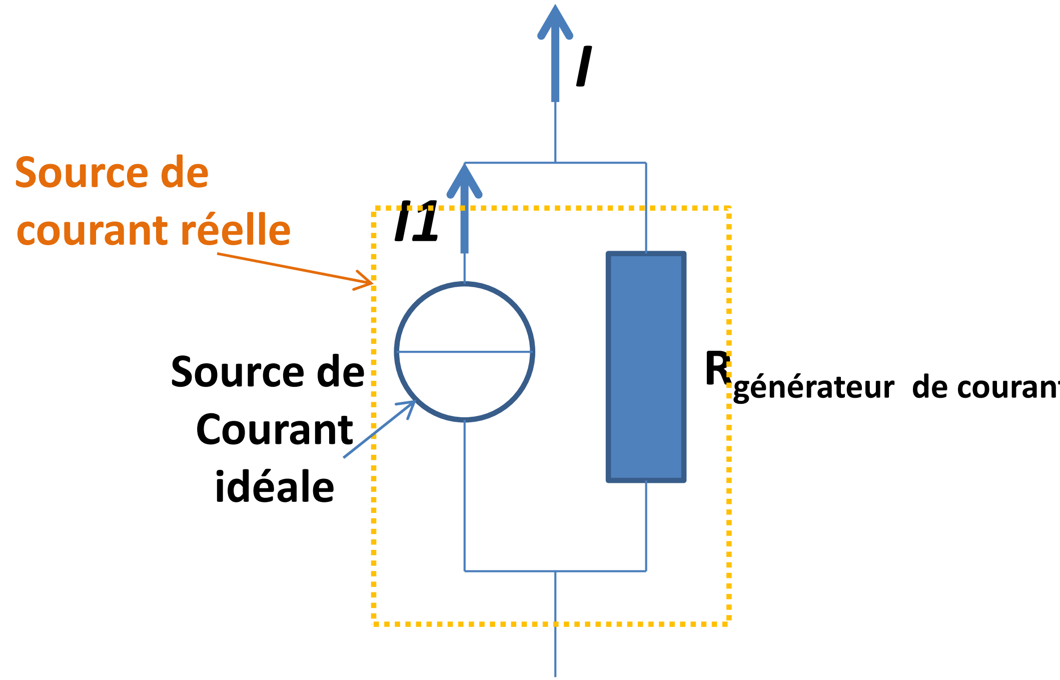
GENERATEUR DE TENSION REEL



Dans une source de tension réelle, la résistance du générateur n’est pas nulle

$$U1 \neq U$$

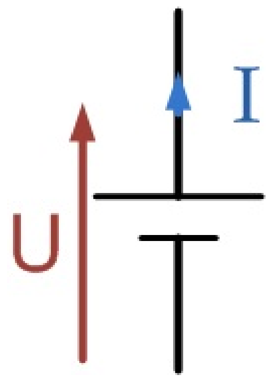
GENERATEUR DE COURANT REEL



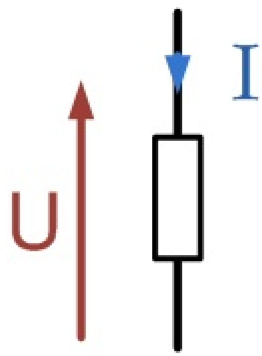
Dans une source de courant réelle, la résistance du générateur n’est pas infinie

$$I1 \neq I$$

CONVENTION SUR LE SENS DU COURANT PAR RAPPORT AU SENS DE LA TENSION



__Convention générateur__ : la tension et le courant sont dans le même sens



__Convention récepteur__ : la tension et le courant sont dans le sens contraire

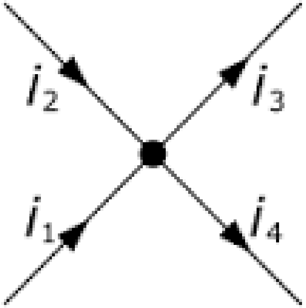
N.B. : Pour les calculs, on prendra le sens que l'on veut pour le courant. A la fin du calcul, si le courant a une valeur négative cela veut dire que le sens réel est opposé à celui qu'on a choisi.

CALCUL DE TENSIONS ET COURANTS DANS DES CIRCUITS SIMPLES : LOIS DE KIRCHHOFF

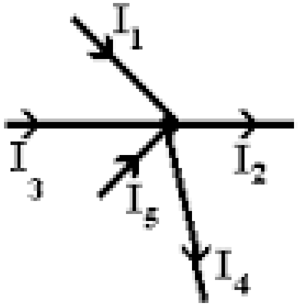
1ère loi de Kirchhoff : loi des nœuds

Définition : Les courants qui entrent dans un nœud sont égaux aux courants qui sortent de ce nœud.

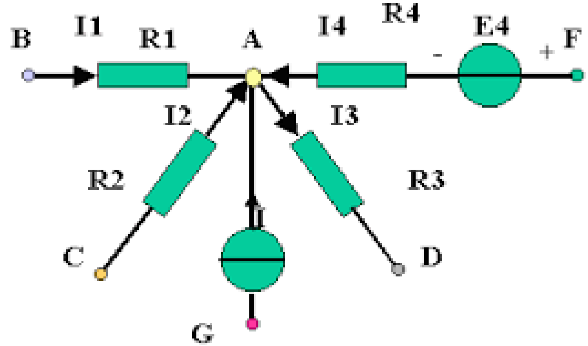
Exemples :



$$i_1 + i_2 = i_3 + i_4$$



$$I_1 + I_3 + I_5 = I_2 + I_4$$



à calculer

CALCUL DE TENSIONS ET COURANTS DANS DES CIRCUITS SIMPLES : LOIS DE KIRCHHOFF

2ème loi de Kirchhoff : loi des mailles

a/ On choisit un sens du courant pour chaque maille

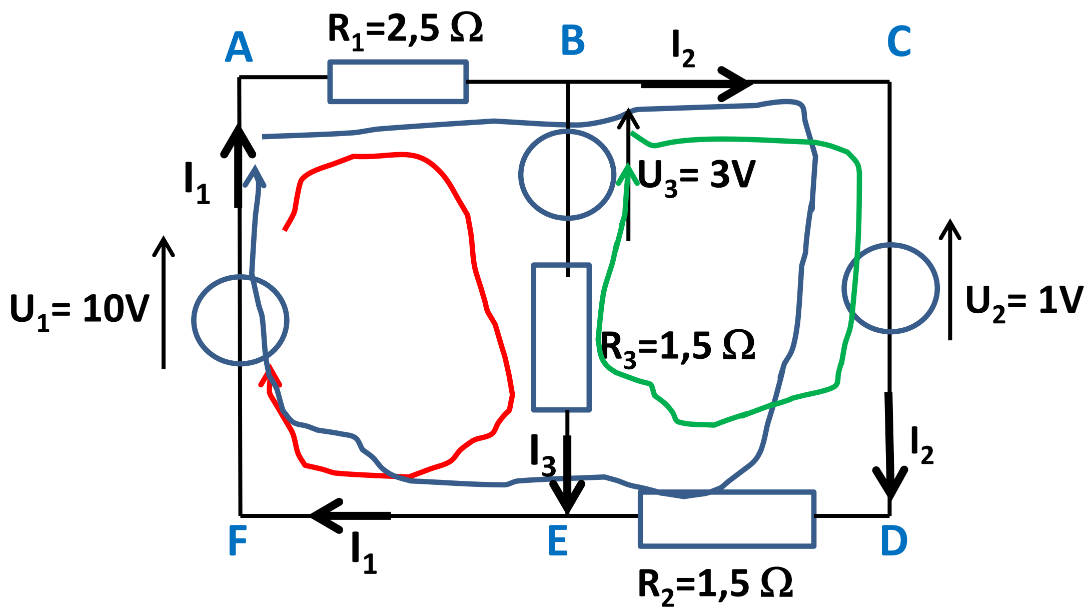
b/ On applique la règle $\boxed{\Sigma RI - \Sigma U = 0}$

Si on sort par un pôle +, alors U est égal à U

Si on sort par un pôle -, alors on dit que U est égal à -U

CALCUL DE TENSIONS ET COURANTS DANS DES CIRCUITS SIMPLES : LOIS DE KIRCHHOFF

Explication à partir d'un exemple



Maille 1 (ABEFA) : $R_1I_1 - (-U_3) + R_3I_3 - U_1 = 0$

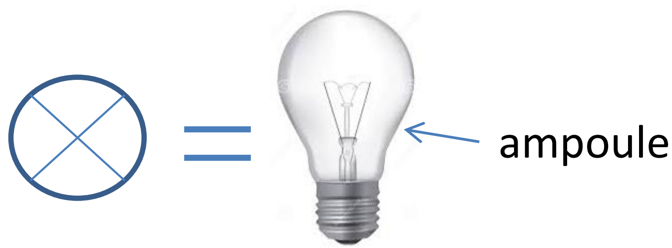
Maille 2 (BCDEB) : $R_2I_2 - R_3I_3 - U_3 - (-U_2) = 0$

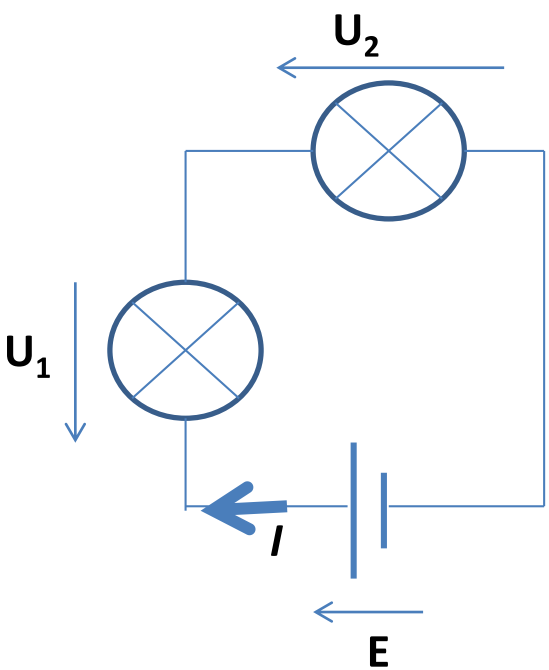
Maille 3 (ABCDEFA)

À calculer

CALCUL DE TENSIONS ET COURANTS DANS DES CIRCUITS SIMPLES : LOIS DE KIRCHHOFF

Autre exemple





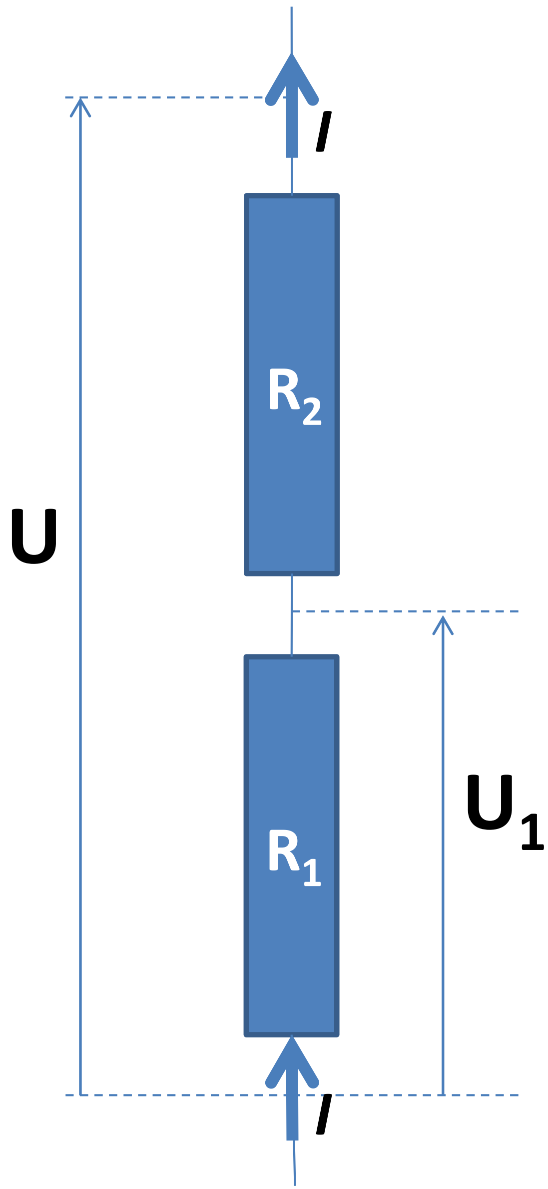
a/ Donner la relation entre E, U_1 et U_2

b/ On appelle R_1 la résistance de l'ampoule 1.

On appelle R_2 la résistance de l'ampoule 2

Donner la relation entre le courant *I* et la tension E en fonction des résistances

CALCUL DE TENSIONS ET COURANTS DANS DES CIRCUITS SIMPLES : LE DIVISEUR DE TENSION



$$U_1 = U \frac{R_1}{R_1+R_2}$$

ATTENTION! Cette relation est vraie si le même courant traverse les 2 résistances

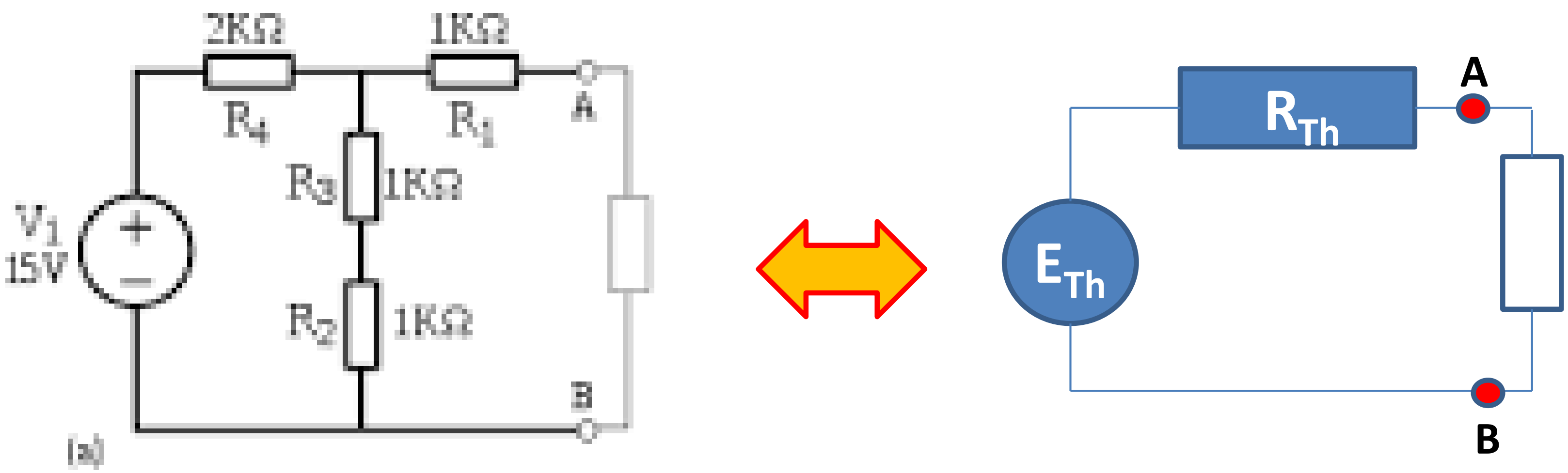
METHODE DU GENERATEUR DE THEVENIN

Cette méthode est intéressante pour simplifier un circuit électrique entre 2 points.

Pour cela, on va déterminer deux choses entre ces 2 points :

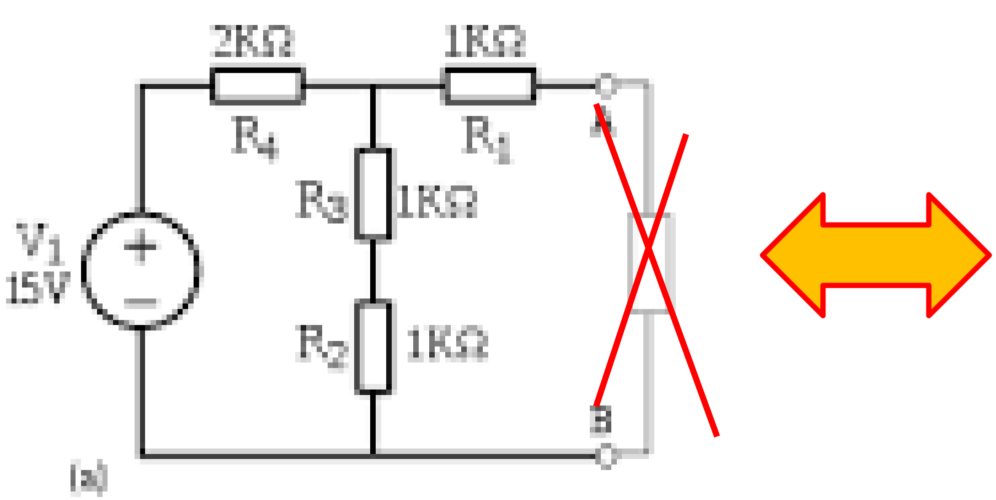
- **La résistance équivalente qu'on appelle résistance de Thévenin : R_{Th}**
- **La force électromotrice (fem) équivalente : E_{Th}**

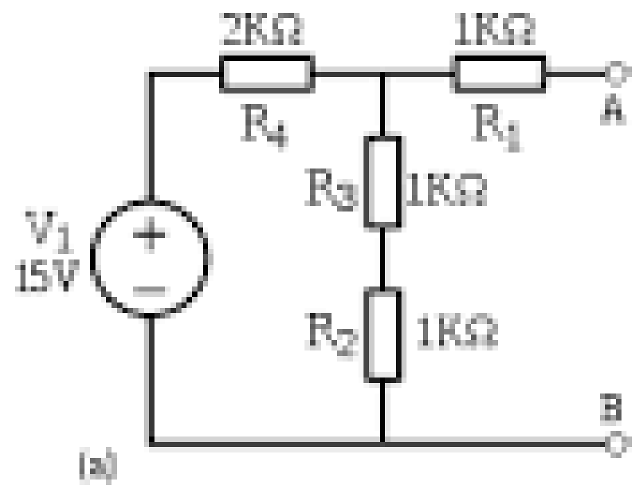
<u>Exemple</u> : simplifier le schéma électrique qu'on voit entre les points A et B

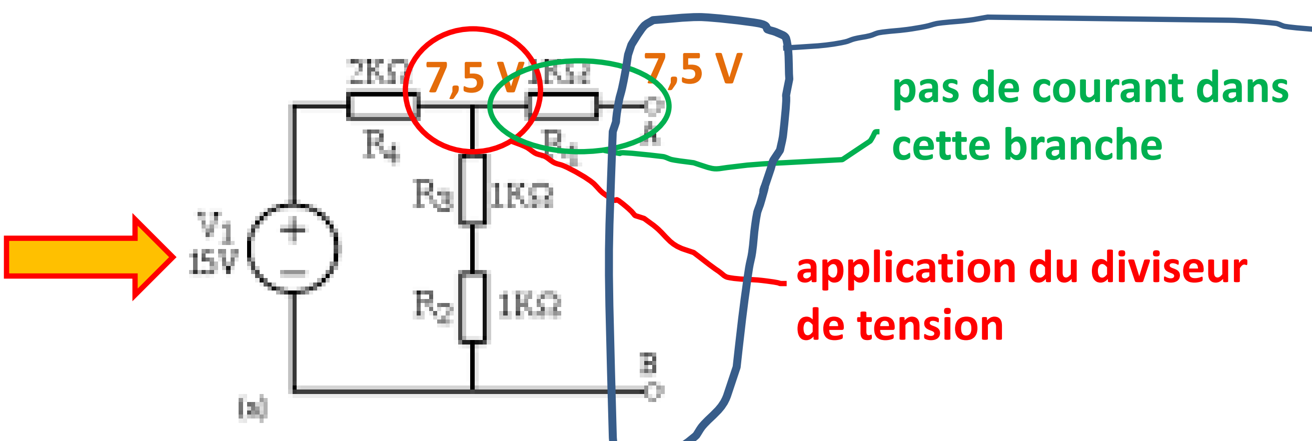


METHODE DU GENERATEUR DE THEVENIN

1ère étape : On calcule la tension entre les points A et B en mettant en circuit-ouvert la zone entre A et B qu'on ne veut pas simplifier



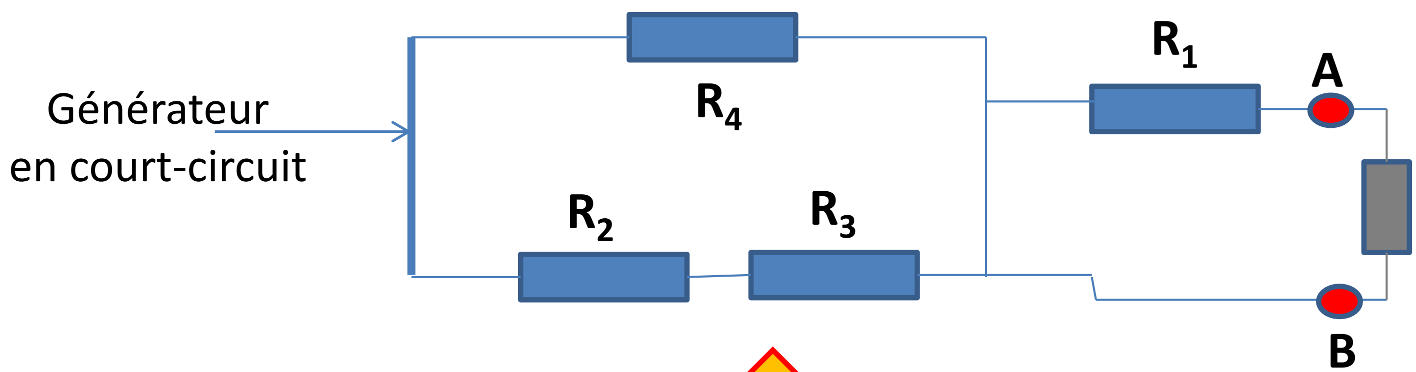


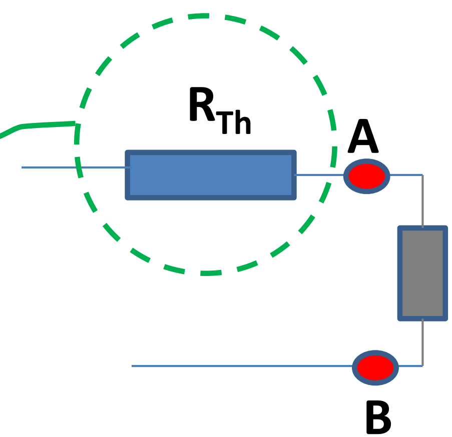


E_{Th} = 7,5 V

METHODE DU GENERATEUR DE THEVENIN

<u>2ème étape</u> : On calcule la résistance équivalente entre les points A et B en considérant que le générateur est en court-circuit.



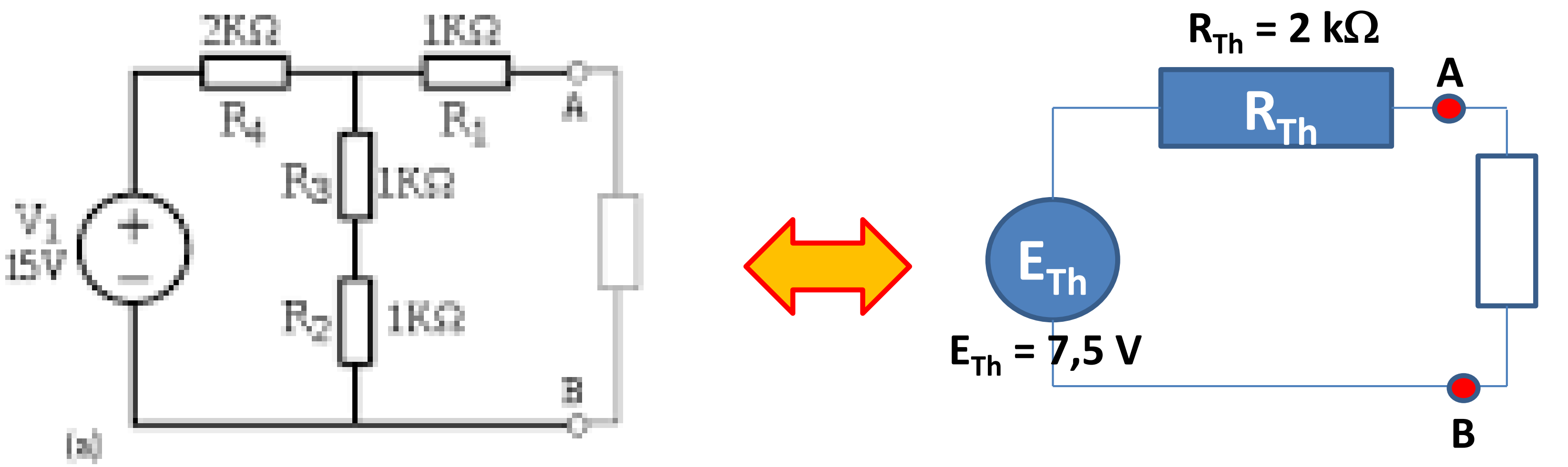


$$R_{Th} = R_1 + ((R_2+R_3)//(R_4))$$

Application numérique (A.N.) : R_{Th} = 2 kΩ

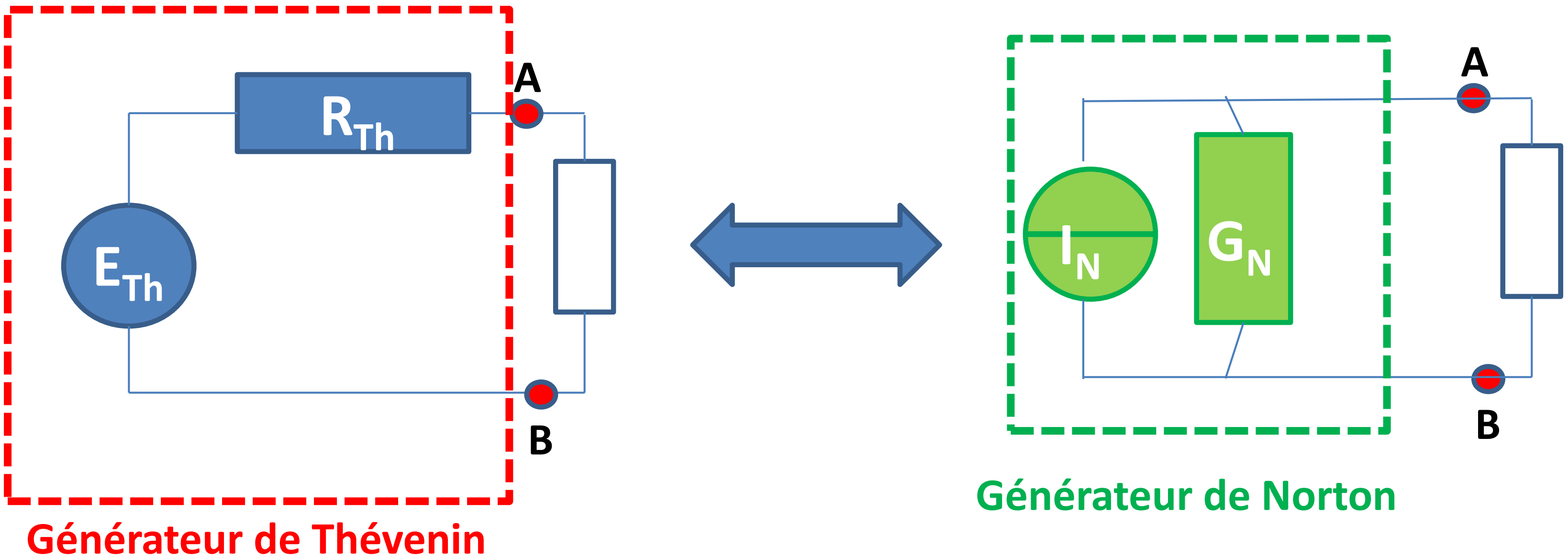
METHODE DU GENERATEUR DE THEVENIN

Le circuit simplifié devient donc :



THEOREME DE NORTON

On peut remplacer le <u>générateur de tension</u> de Thévenin par un <u>générateur de courant</u> de Norton

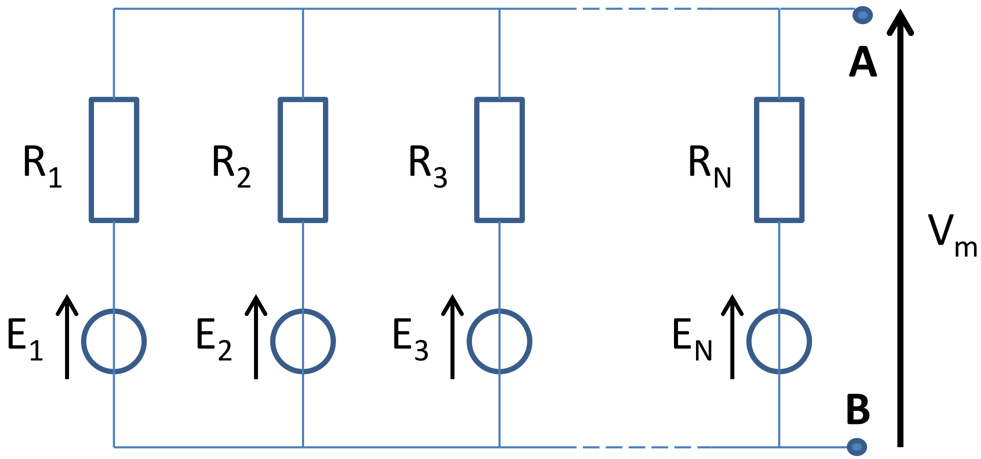


I_N = Source de courant de Norton
G_N = Conductance de Norton

Avec : $$R_{Th} = \frac{1}{G_N} \quad \text{et} \quad E_{Th} = \frac{I_N}{G_N}$$

THEOREME DE MILLMAN

Si on a le schéma suivant :



alors :

$$\mathbf{V_m} = \frac{\left(\frac{E_1}{R_1} + \frac{E_2}{R_2} + \frac{E_3}{R_3} + \dots + \frac{E_N}{R_N}\right)}{\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \dots + \frac{1}{R_N}\right)}$$

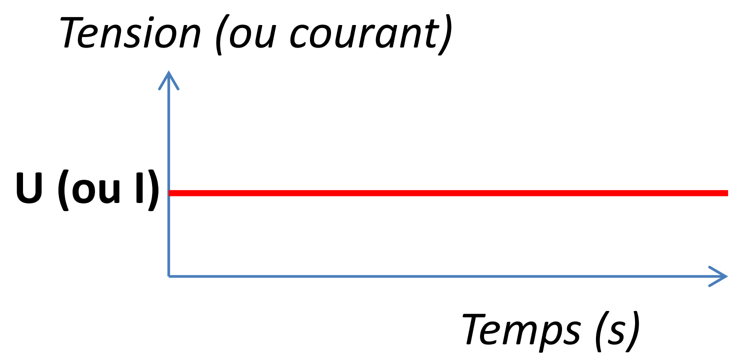
Ce théorème s'applique aux branches en parallèle comportant un <u>dipôle passif</u> et un générateur parfait.

Remarque : Si dans une branche, il y a une résistance mais pas de générateur, on peut appliquer la formule en prenant une tension E=0 pour cette branche.

Partie 2 :
Signal – Dipôles – Diagrammes de Bode

SIGNAL CONTINU – SIGNAL ALTERNATIF SINUSOIDAL

Signal continu (= DC en anglais pour *Direct current*)

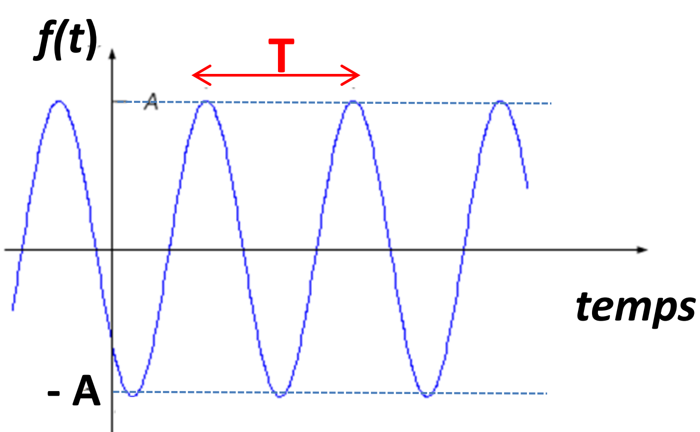


U = constante (avec le temps)

I = constante (avec le temps)

s = secondes

Signal alternatif sinusoïdal (= AC en anglais pour *alternating current*)



***f(t)* est un signal qui est fonction du temps**

$$\boxed{f(t) = A \cos(\omega t + \theta)}$$

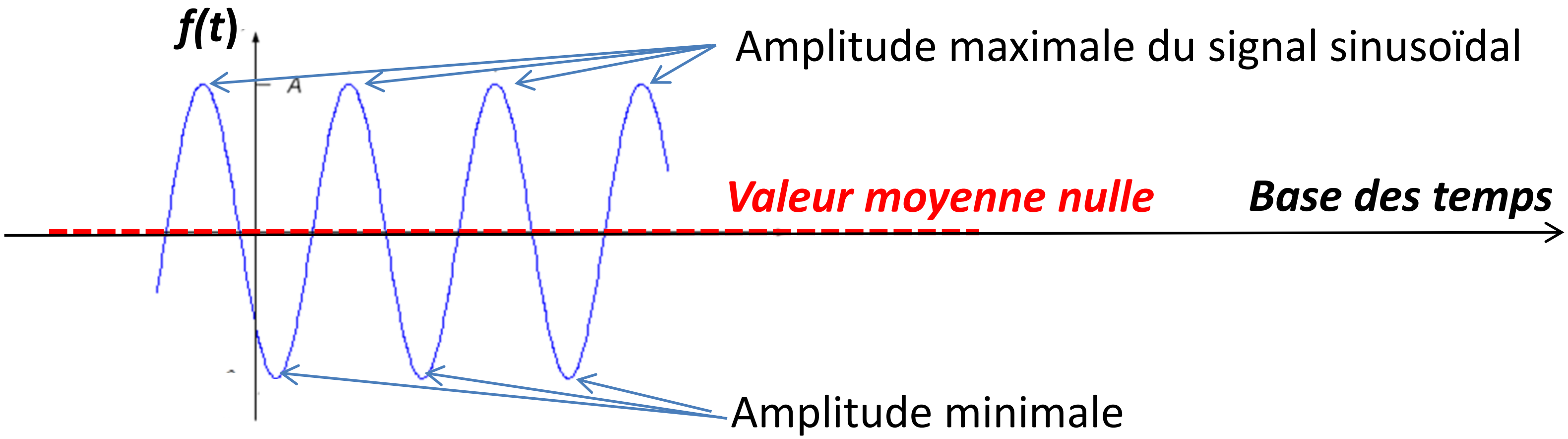
A = Amplitude du signal

ω = Pulsation du signal

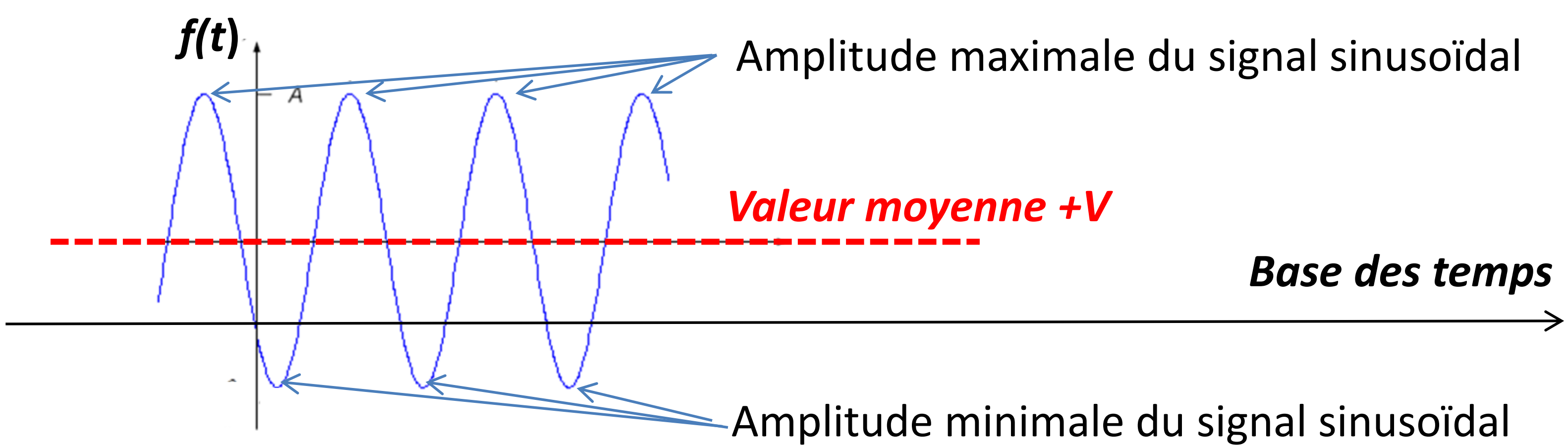
θ = angle de phase du signal

f = fréquence $\boxed{\omega = 2\pi f} \rightarrow \boxed{f = \dfrac{\omega}{2\pi}} \rightarrow \boxed{T = \dfrac{1}{f} = \dfrac{2\pi}{\omega} = \text{période du signal}}$

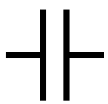
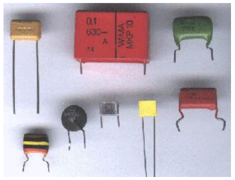
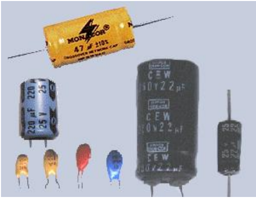
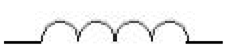
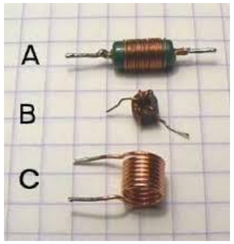
Une sinusoïde pure a une valeur moyenne égale à zéro. Le signal mesuré sur un oscilloscope est :



Si on superpose maintenant une tension continue positive +V au signal sinusoïdal, alors le signal mesuré sur un oscilloscope est :



DIPOLE PASSIF : IMPEDANCE

Dipôle passif	Symbole	Impédance Z (en Ω)
Résistance :		$Z = R$ 
Condensateur :		$Z = \dfrac{1}{jC\,\omega}$ ***Condensateurs non polarisés***  ***Condensateurs polarisés***  avec : C= capacité (en Farad : F) ω = pulsation du signal alternatif = $2\,\pi\,f$ fréquence du signal
Bobine (self) :		$Z = jL\,\omega$ avec : L= self (en Henry : H) 

POLYTECH

IMPEDANCE, RESISTANCE, REACTANCE

$$Z = R + j\,X$$

Impédance (Ω) **Résistance (Ω)** **Réactance (Ω)**

Module de l'impédance : $|Z| = \sqrt{R^2 + X^2}$

Réactance d'un condensateur : $\boxed{X_c = \dfrac{1}{2\,\pi\,f\,C}}$

(Remarque : Xc a été défini comme <u>positif</u> mais normalement ici ce devrait être – Xc)

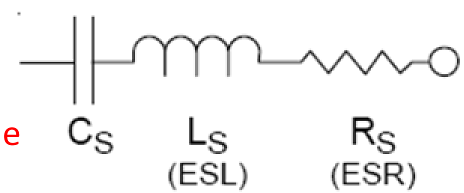
Réactance d'une bobine : $\boxed{X_L = 2\,\pi\,f\,L}$

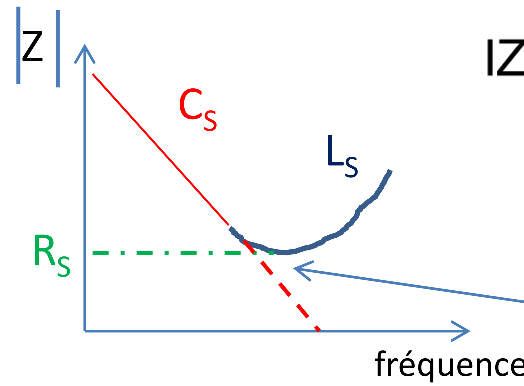
DIPOLE PASSIF : COMPORTEMENT EN FREQUENCE

Définition d'un dipôle passif :

- Un dipôle passif consomme de la puissance électrique.
- Un dipôle passif ne peut pas fournir de la puissance électrique au circuit.

Exemple de comportement en fréquence de la mise en série d'un condensateur, d'une bobine et d'une résistance



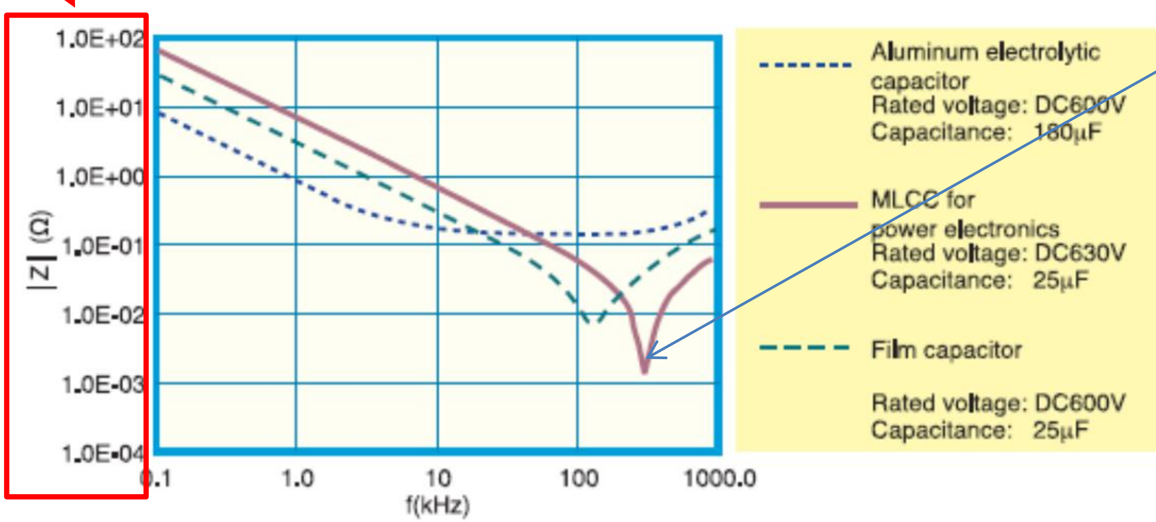


$$|Z| = \sqrt{R_S^2 + (L_S\omega - 1/C_s\omega)^2}$$

Fréquence de coupure

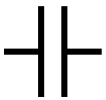
$$\frac{1}{2\pi\sqrt{L_s\,C_s}}$$

Echelle logarithmique



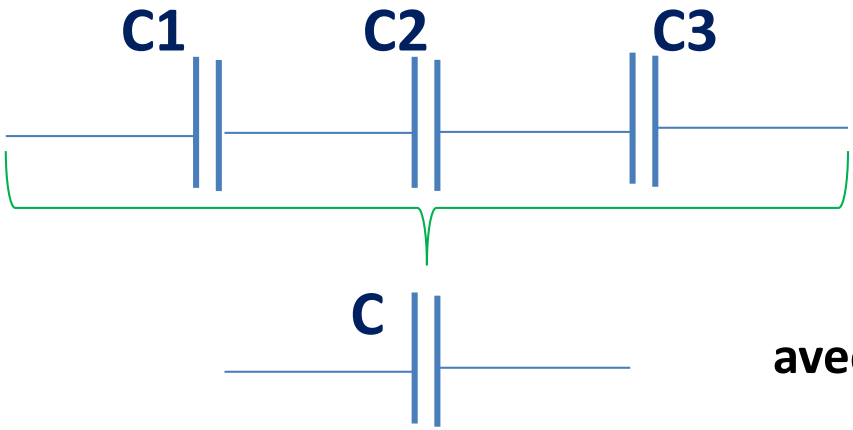
Exemple du comportement d'un condensateur réel

DIPOLE PASSIF : COMPORTEMENT EN FREQUENCE

	Si $\omega \rightarrow 0$ **(régime continu)**	**Si $\omega \rightarrow \infty$**
Condensateur  $Z = \dfrac{1}{j\,C\,\omega}$	$\lvert Z \rvert = \infty$ Un condensateur se comporte comme un circuit-ouvert : il bloque le signal continu	$\lvert Z \rvert = 0$ Un condensateur se comporte comme un court-circuit : il laisse passer tout le signal
Bobine (self)  $Z = jL\,\omega$	$\lvert Z \rvert = 0$ Une bobine se comporte comme un court-circuit : elle laisse passer tout le signal	$\lvert Z \rvert = \infty$ Une bobine se comporte comme un circuit-ouvert : elle bloque le signal

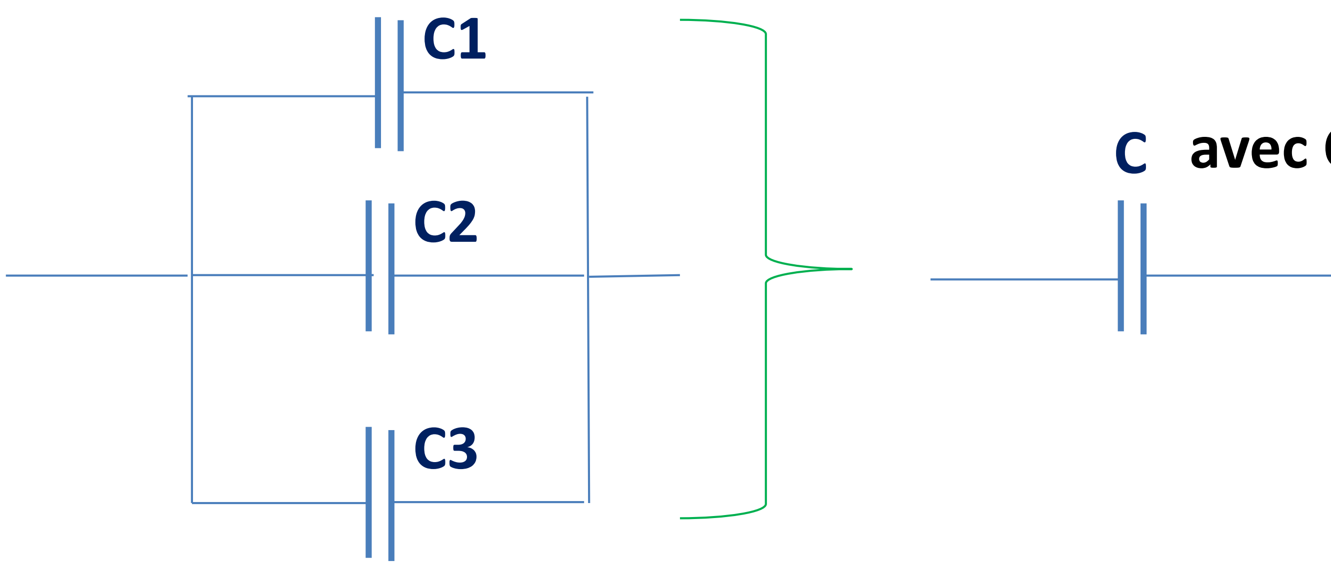
MISE EN SERIE ET EN PARALLELE DE CONDENSATEURS

Capacités en série



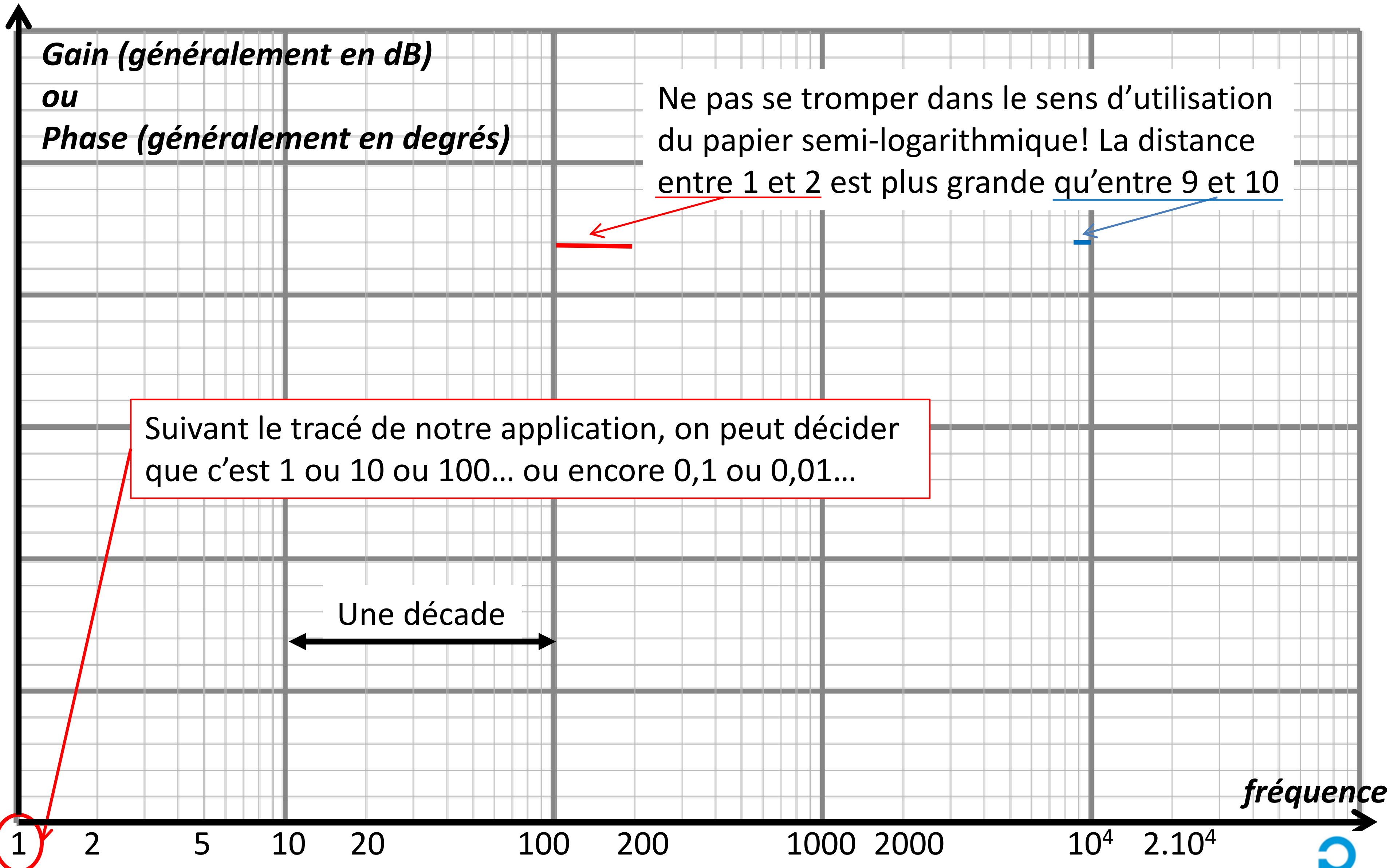
avec : $\dfrac{1}{C} = \dfrac{1}{C1} + \dfrac{1}{C2} + \dfrac{1}{C3}$

Capacités en parallèle



avec $C = C1 + C2 + C3$

UTILISATION DU PAPIER SEMI-LOGARITHMIQUE



POLYTECH

DIAGRAMME DE BODE : EXEMPLE D'UTILISATION

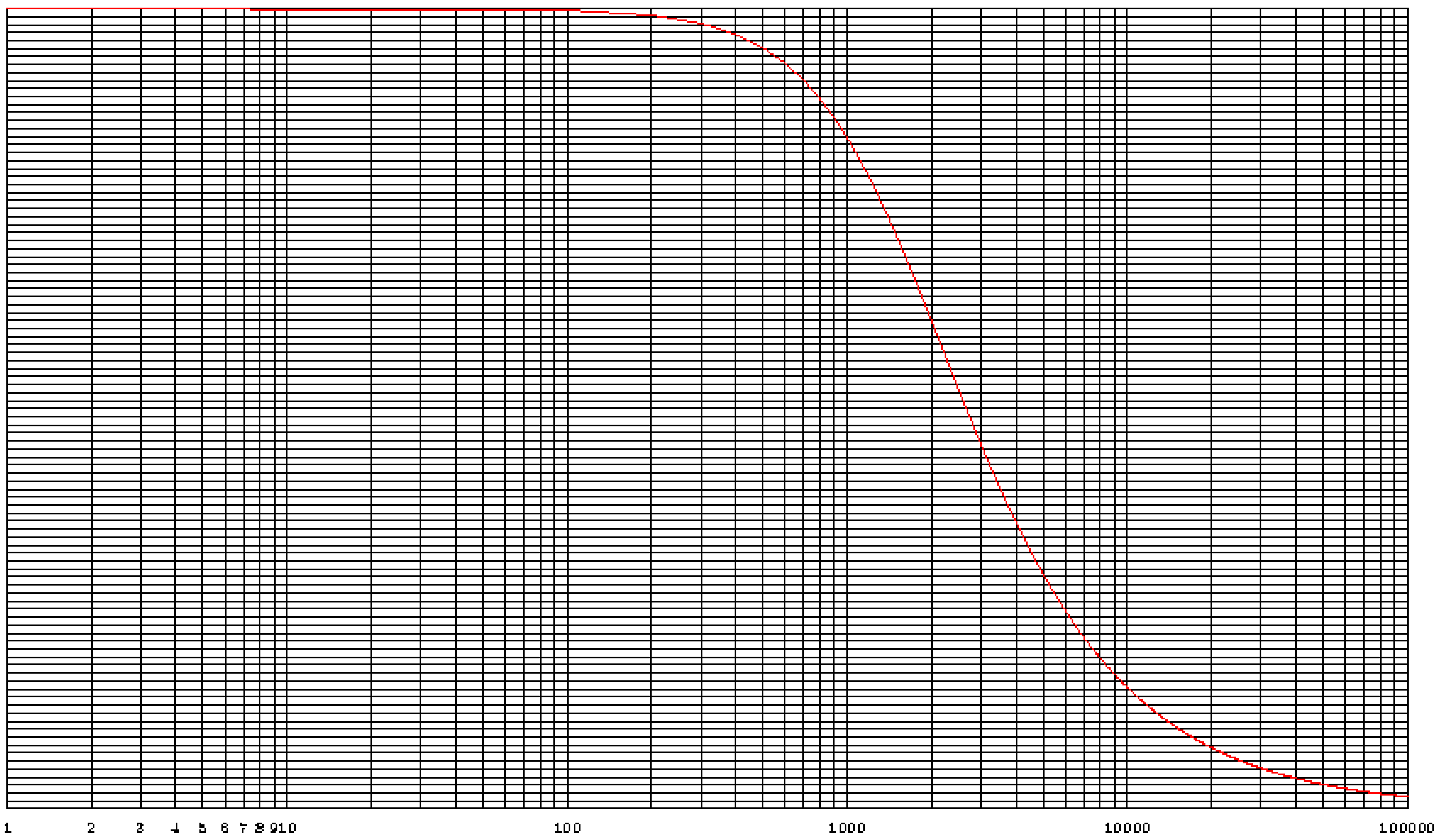
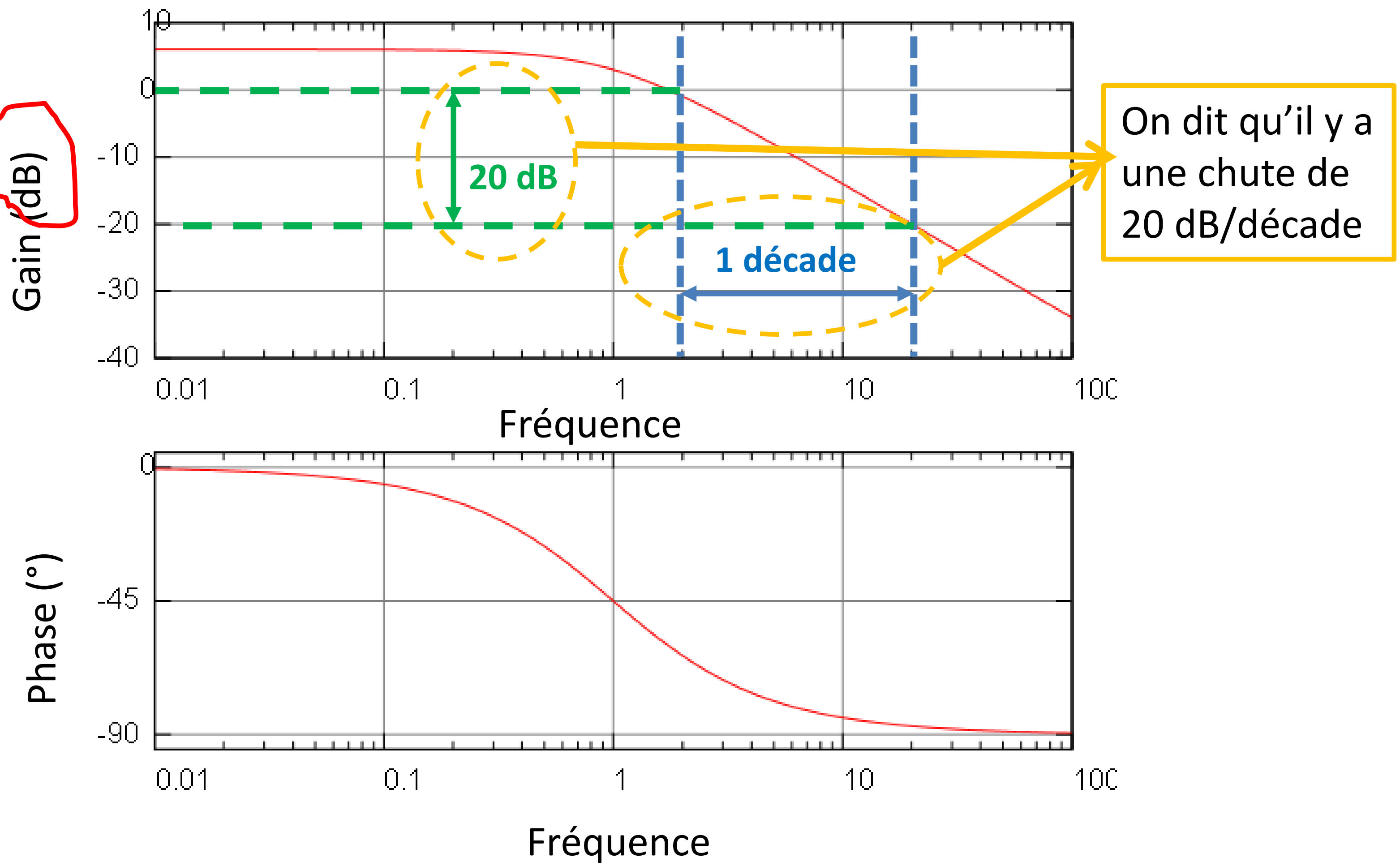


DIAGRAMME DE BODE : EXEMPLE D'UTILISATION



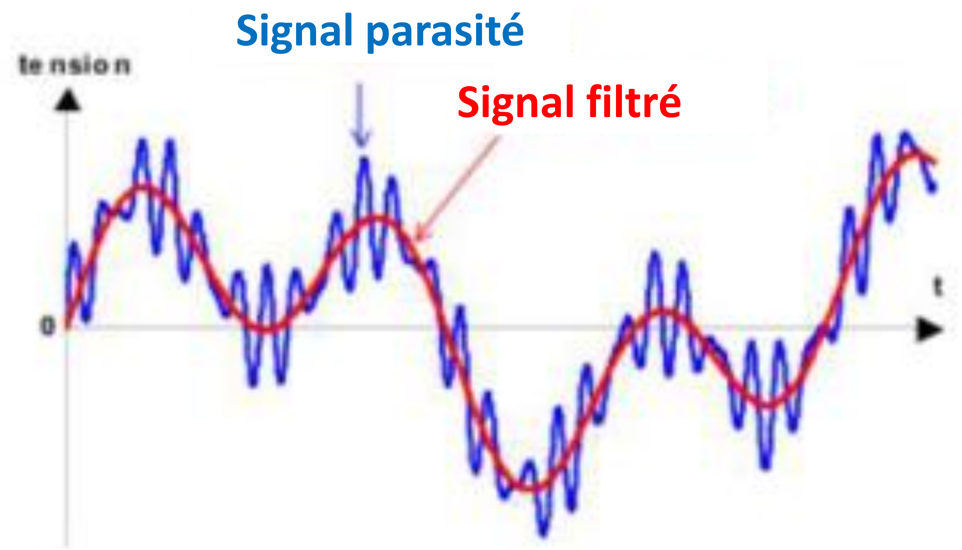
Intérêt du décibel (dB).

Il s'agit d'une unité permettant de convertir en général des valeurs assez petites dans des unités plus grandes. Comme ça, c'est plus facile de travailler avec les valeurs numériques.

Partie 3 :
Filtres - Filtrage

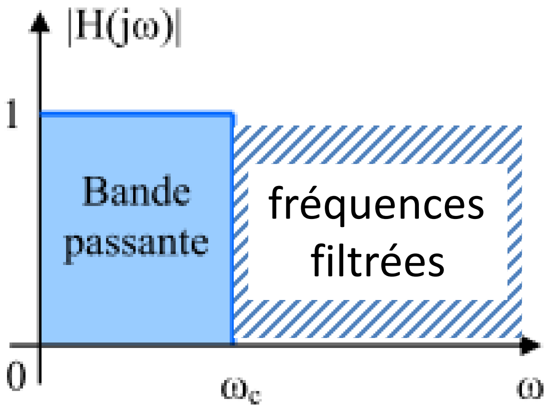
<u>Intérêt d'un filtre</u> : Il permet de faire passer que certaines fréquences

Exemple de signal filtré

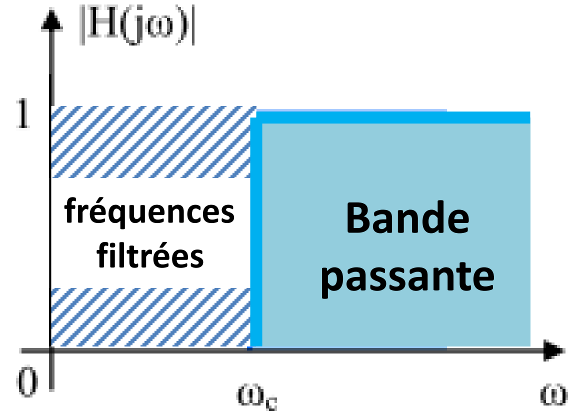


Fonctions réalisées par les filtres

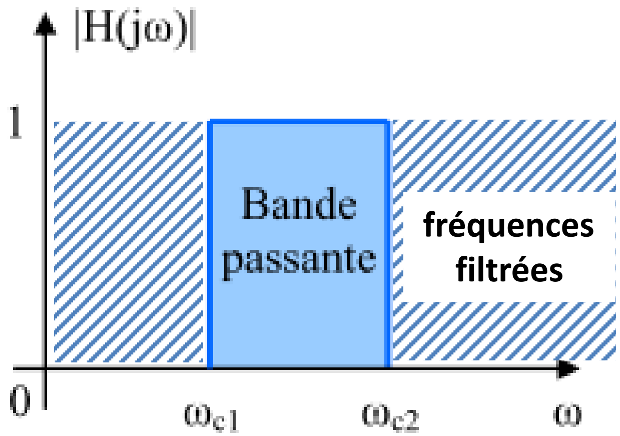
Filtre passe-bas



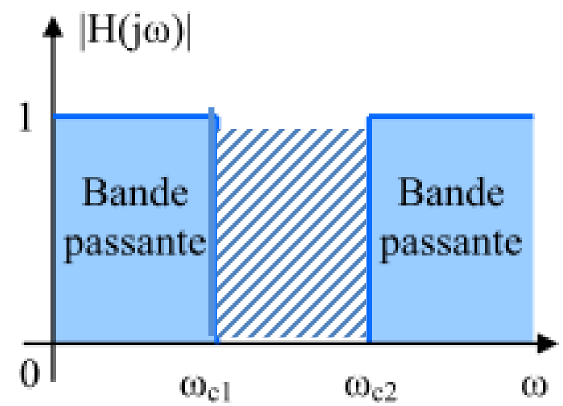
Filtre passe-haut



Filtre passe-bande



Filtre coupe-bande (réjecteur)

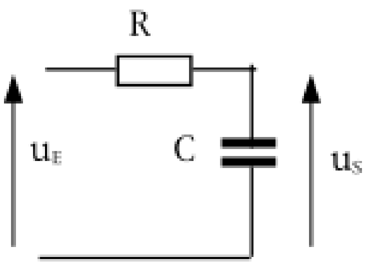


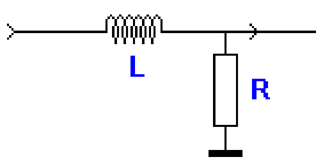
Bande passante (BP) = bande utile

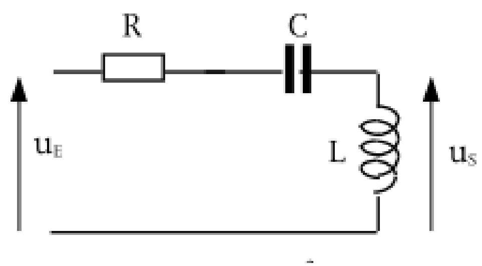
$\omega = 2\pi f$ = pulsation (rad/s)

Il existe différents types de filtres.

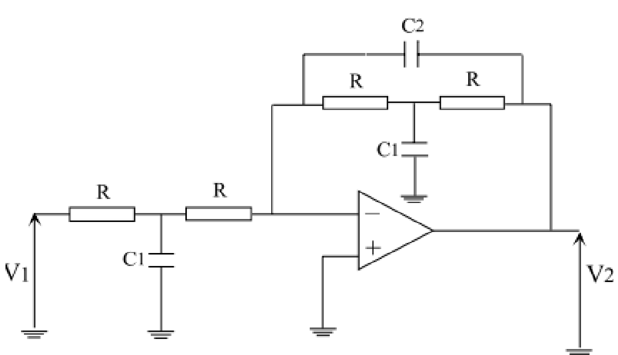
- **Filtres passifs :** constitués uniquement de composants passifs

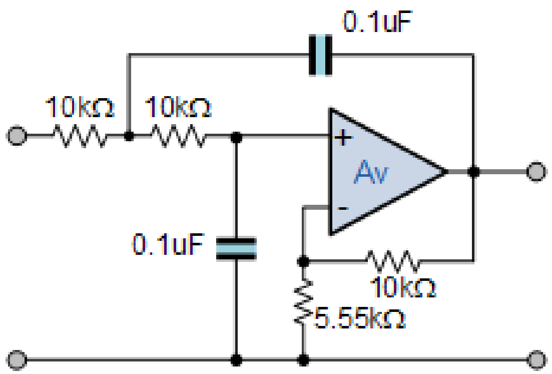


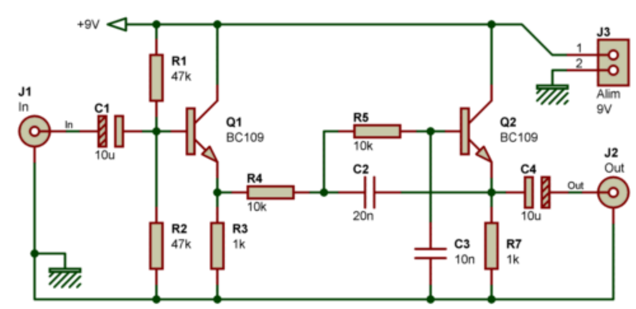




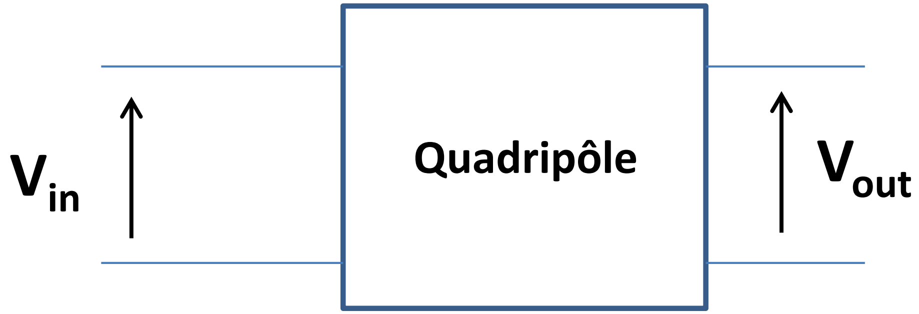
- **Filtres actifs** : ils comportent au moins un composant actif (Généralement un amplificateur opérationnel)





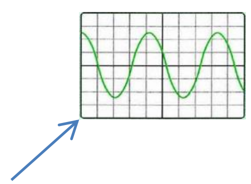


FONCTION DE TRANSFERT



On peut représenter de nombreux circuits par des quadripôles (Q).

Souvent, la réponse en fréquence des quadripôles n'est pas constante.



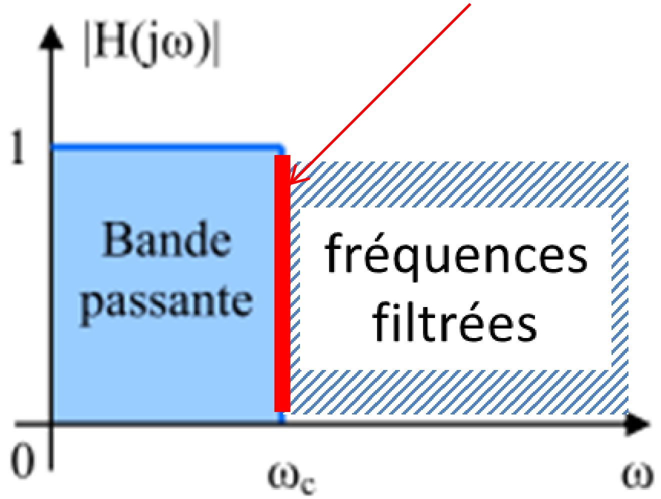
Si V_{in} est un signal sinusoïdal alors il y a <u>une fonction de transfert</u> complexe $H^*(j\omega)$ à travers le quadripôle telle que :

$$\boxed{H^*(j\omega) = \frac{V_{out}(j\omega)}{V_{in}(j\omega)}}$$

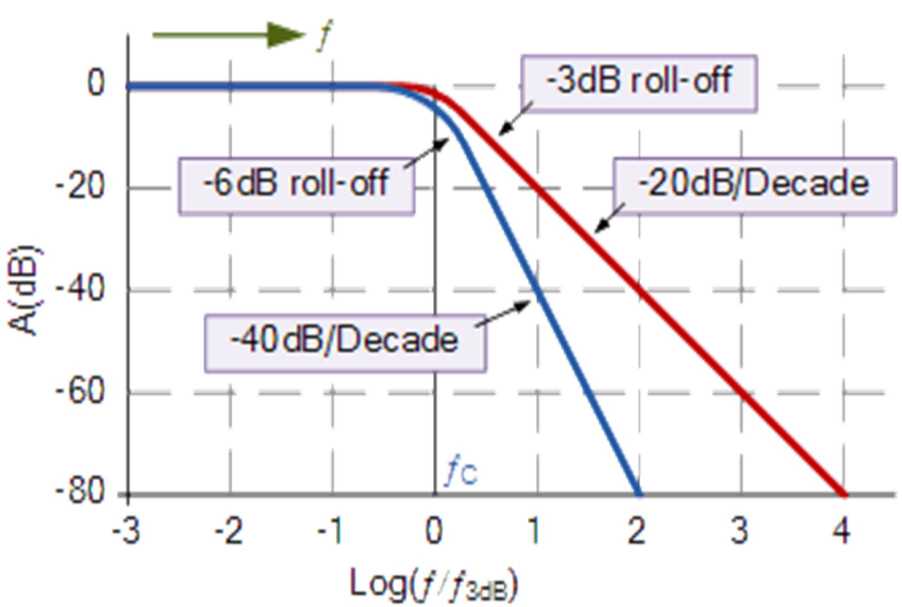
<u>Note</u> : Pour les filtres, on utilise également indifféremment le terme transmittance $T(j\omega)$ en lieu et place de $H^*(j\omega)$

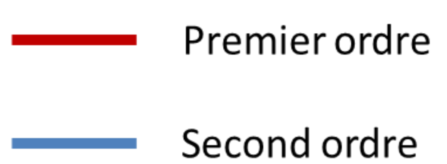
Ordre d'un filtre (1er ordre, 2nd ordre…)

Coupure franche = coupure théorique



NB: L'ordre du filtre est donné par le degré du polynôme du dénominateur de la fonction de transfert.





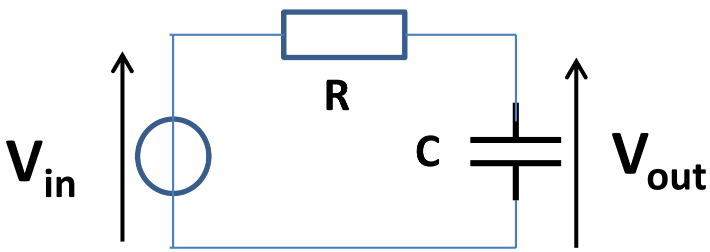
Filtres passifs du 1er ordre
Etude en régime harmonique
(= régime sinusoïdal)

ETUDE DE FILTRES PASSIFS DU 1er ORDRE

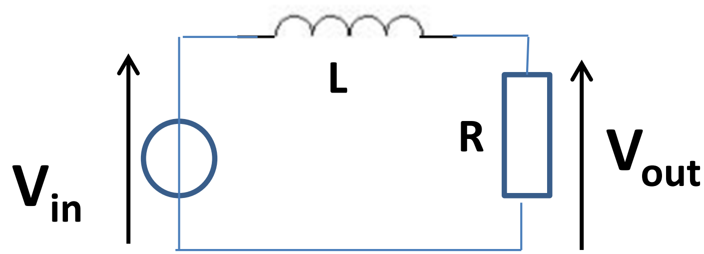
Utilisation du signal en régime alternatif

Filtres passe-bas.

Filtre passe-bas RC

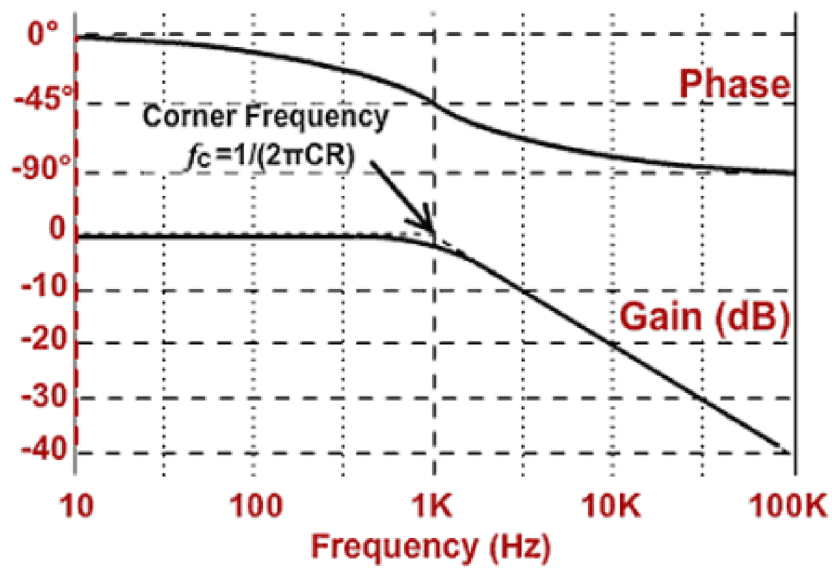


Filtre passe-bas LR



V_{in}= signal alternatif

Exemple de réponse (filtre RC)

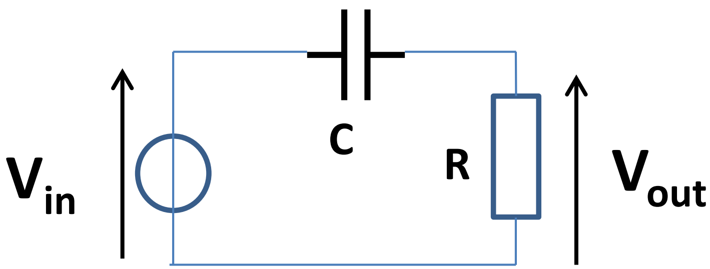


ETUDE DE FILTRES PASSIFS DU 1er ORDRE

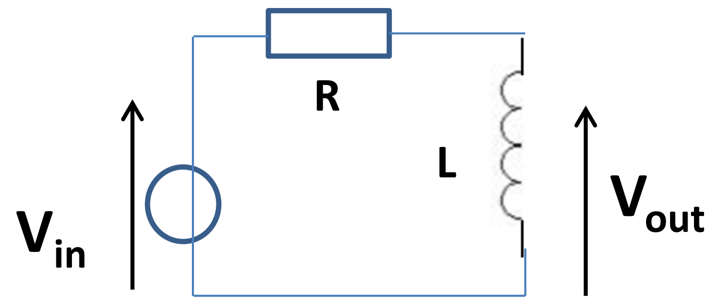
Utilisation du signal en régime alternatif

Filtres passe-haut.

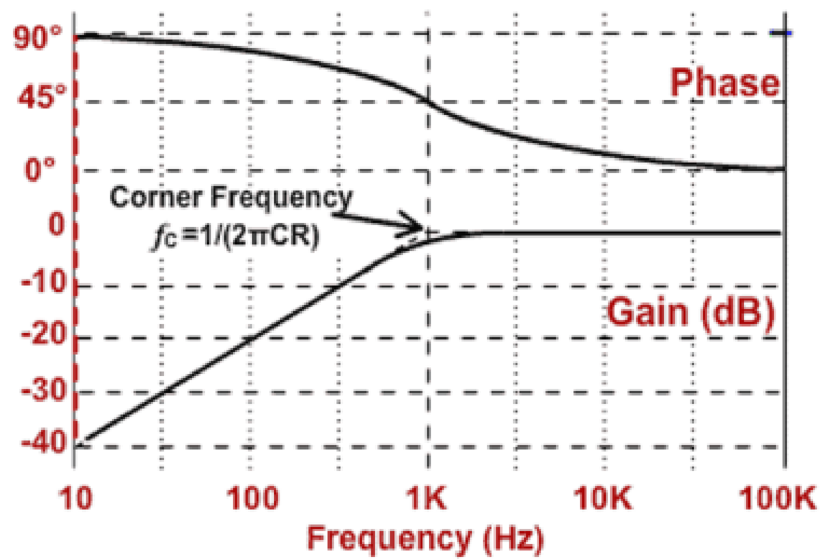
Filtre passe-haut CR



Filtre passe-haut RL

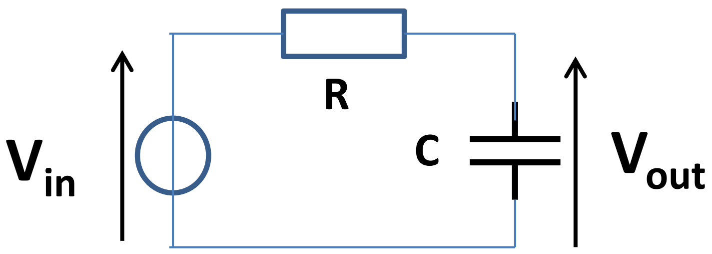


Exemple de réponse (filtre CR)



Filtres passe-bas RC : Fonction de transfert

Filtre passe-bas RC



V_{in}= signal alternatif

Fonction de transfert

$$\boxed{H^*(j\omega) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1 + jRC\omega}}$$

(utilisation de la formule du pont diviseur pour le calcul)

$$\boxed{H^*(j\omega) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1 + jRC\omega} = \frac{1}{1 + j\left(\frac{\omega}{\omega_C}\right)} = \frac{1}{1 + jx}}$$

avec $\omega_C = \frac{1}{RC}$ et $x = \frac{\omega}{\omega_C}$

Filtres passe-bas RC : Gain en tension – Fréquence de coupure

Gain en tension A_V : $$A_V = |H^*(j\omega)| = \left|\frac{V_{out}}{V_{in}}\right| = \frac{1}{\sqrt{1+x^2}}$$

Fréquence de coupure : c'est la fréquence pour laquelle le gain maximal en tension est divisé par $\sqrt{2}$

A la fréquence de coupure ω_c, on aura donc : $\boxed{A_V(\omega_C) = \frac{A_{V,MAX}}{\sqrt{2}}}$

Remarque

Démontré dans la diapositive suivante

En dB, cela donne : $20\log(A_V(\omega_C)) = 20\log\left(\frac{A_{V,MAX}}{\sqrt{2}}\right) = A_{vMAX,dB} - 3\text{ dB}$

Donc, la fréquence de coupure correspond à la fréquence à laquelle il y a une diminution de 3dB du gain maximal

POLYTECH

Remarque : Gain en puissance et en tension en décibel (dB)

Par définition, le passage en dB de la puissance d'un signal s'écrit :

$$\boxed{10\log(Puissance_{linéaire}) = Puissance_{\ dB}}$$

On prend maintenant un quadripôle :

Le gain en puissance d'un quadripôle va s'écrire : $G_P = 10\log\left(\frac{P_{sortie}}{P_{entrée}}\right)_{linéaire} = \left(\frac{P_{sortie}}{P_{entrée}}\right)_{dB}$

On a aussi $P_{entrée} = V_{entrée} . I_{entrée}$ et $P_{sortie} = V_{sortie} . I_{sortie}$

Comme $V_{entrée} = R_{entrée}\ I_{entrée}$ et $V_{sortie} = R_{sortie} . I_{sortie}$ alors :

$$10\log\left(\frac{P_{sortie}}{P_{entrée}}\right)_{linéaire} = 10\log\left(\frac{\frac{Vsortie^2}{Rsortie}}{\frac{Ventrée^2}{Rentrée}}\right)$$

Si $R_{entrée} = R_{sortie}$ alors $G_P = 10\log\left(\frac{Vsortie^2}{Ventrée^2}\right) = 10log\left(\frac{V_{sortie}}{V_{entrée}}\right)^2$

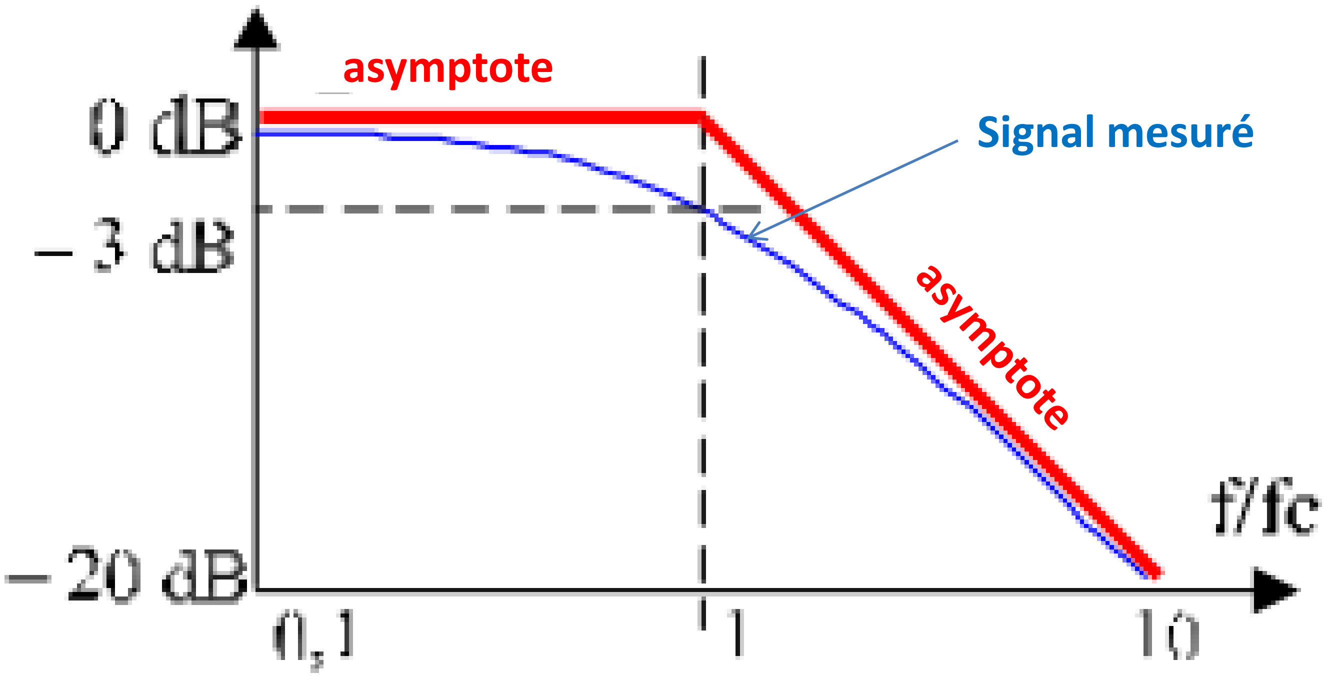
$$\Rightarrow \quad 10log\left(\frac{V_{sortie}}{V_{entrée}}\right)^2 = 20log\left(\frac{V_{sortie}}{V_{entrée}}\right) = \boxed{20\log(A_{V,linéaire}) = A_{V}{}_{dB}}$$

POLYTECH

ETUDE DE FILTRES PASSIFS DU 1er ORDRE

Utilisation du signal en régime alternatif

Filtres passe-bas RC : Gain en tension



ETUDE DE FILTRES PASSIFS DU 1er ORDRE

Utilisation du signal en régime alternatif

Filtres passe-bas RC : Déphasage

$$\boxed{H^*(j\omega) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = A_V(\omega)\, e^{j\varphi(\omega)}}$$

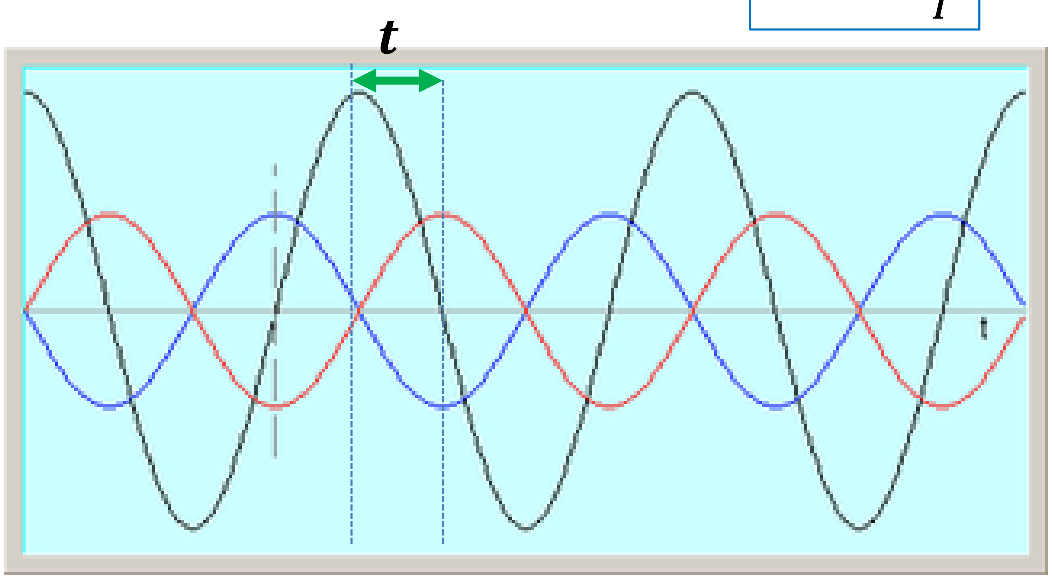
Gain en tension

Déphasage du signal entre le signal de sortie et le signal d'entrée

Rappel mathématique :
$z = r + jx = r(\cos\varphi + j\sin\varphi) = |r|e^{j\varphi} = |r|e^{j.arg(z)}$

Rappel : Déphasage d'un signal

$$\boxed{\varphi = 2\pi\frac{t}{T}}$$



Signal de référence

Signal en retard de phase par rapport au signal de référence

Signal en avance de phase par rapport au signal de référence

ETUDE DE FILTRES PASSIFS DU 1er ORDRE

Utilisation du signal en régime alternatif

Filtres passe-bas RC : Déphasage

$$\boxed{H^*(j\omega) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = A_V(\omega)\, e^{j\varphi(\omega)}}$$

$$\varphi(\omega) = arg(V_{out}) - arg(Vin)$$

Comme $\quad H^*(j\omega) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1 + jRC\omega} = \frac{1}{1 + j\left(\frac{\omega}{\omega_C}\right)} = \frac{1}{1 + jx}$

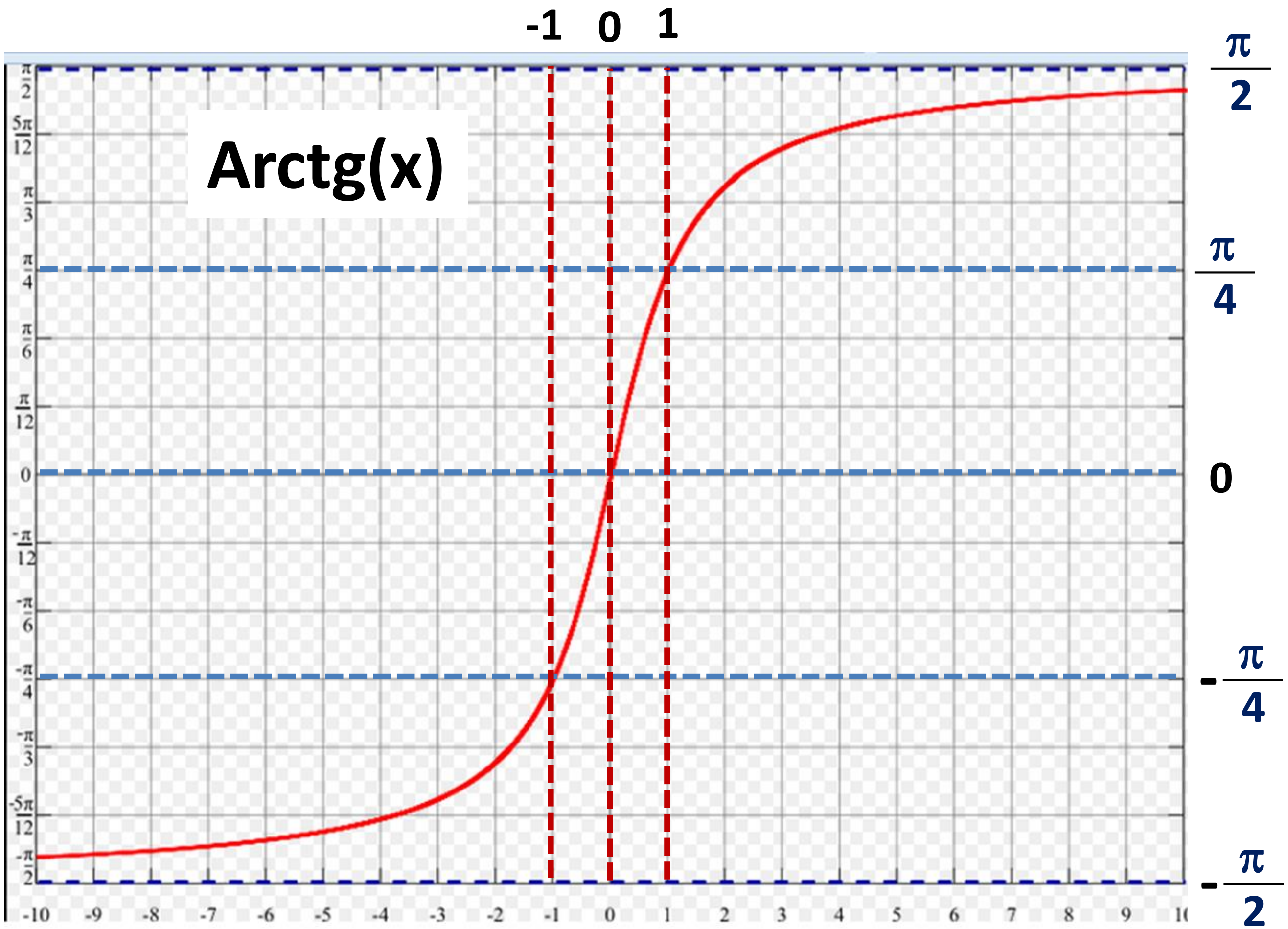
Rappel mathématique :

arg(z) = arctg $\frac{partie\ imaginaire(z)}{partie\ réelle\ (z)}$

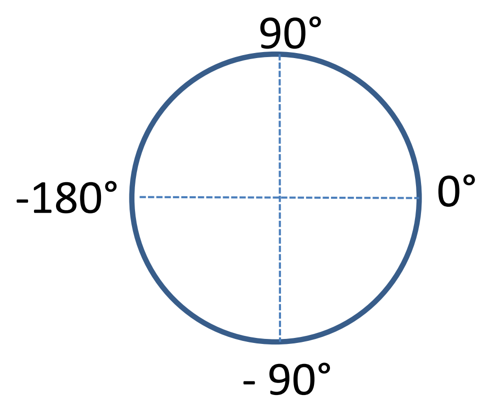
$\boxed{\varphi = -\ \mathrm{arctg}(x)}$ $\quad$ avec $x = \frac{\omega}{\omega_C}$

POLYTECH

Rappel



Remarque : calcul de la phase : On prend -90° ou +270°



Rappel :

arg(az)= arg(z) si a>0

arg(az)=a rg(z) + π si a<0

ETUDE DE FILTRES PASSIFS DU 1er ORDRE

Utilisation du signal en régime alternatif

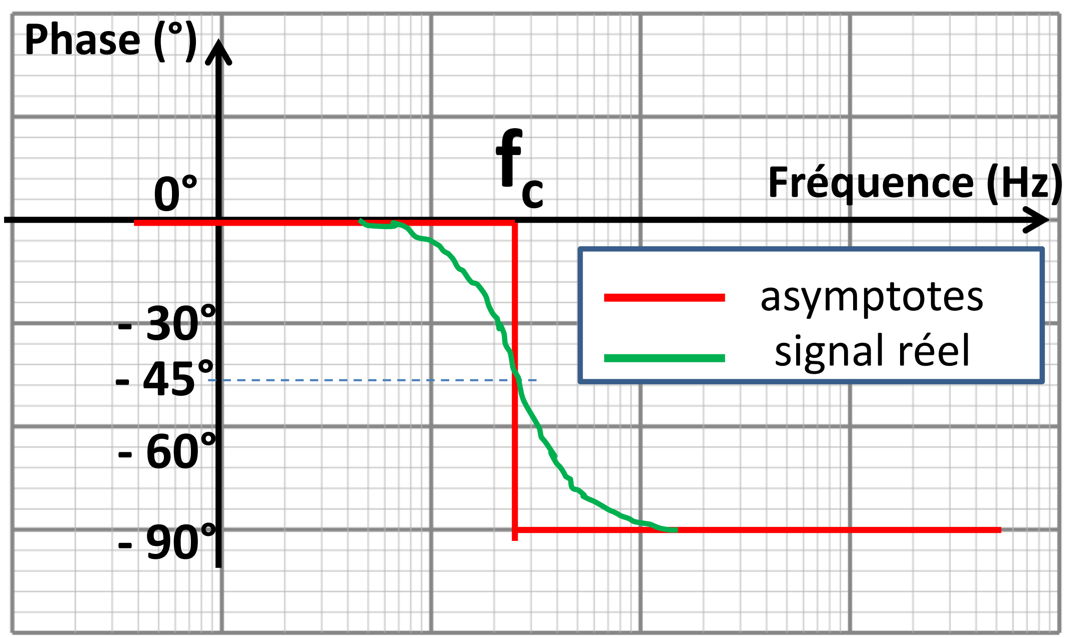
Filtres passe-bas RC : Déphasage

$$\varphi = -\operatorname{arctg}(x)$$

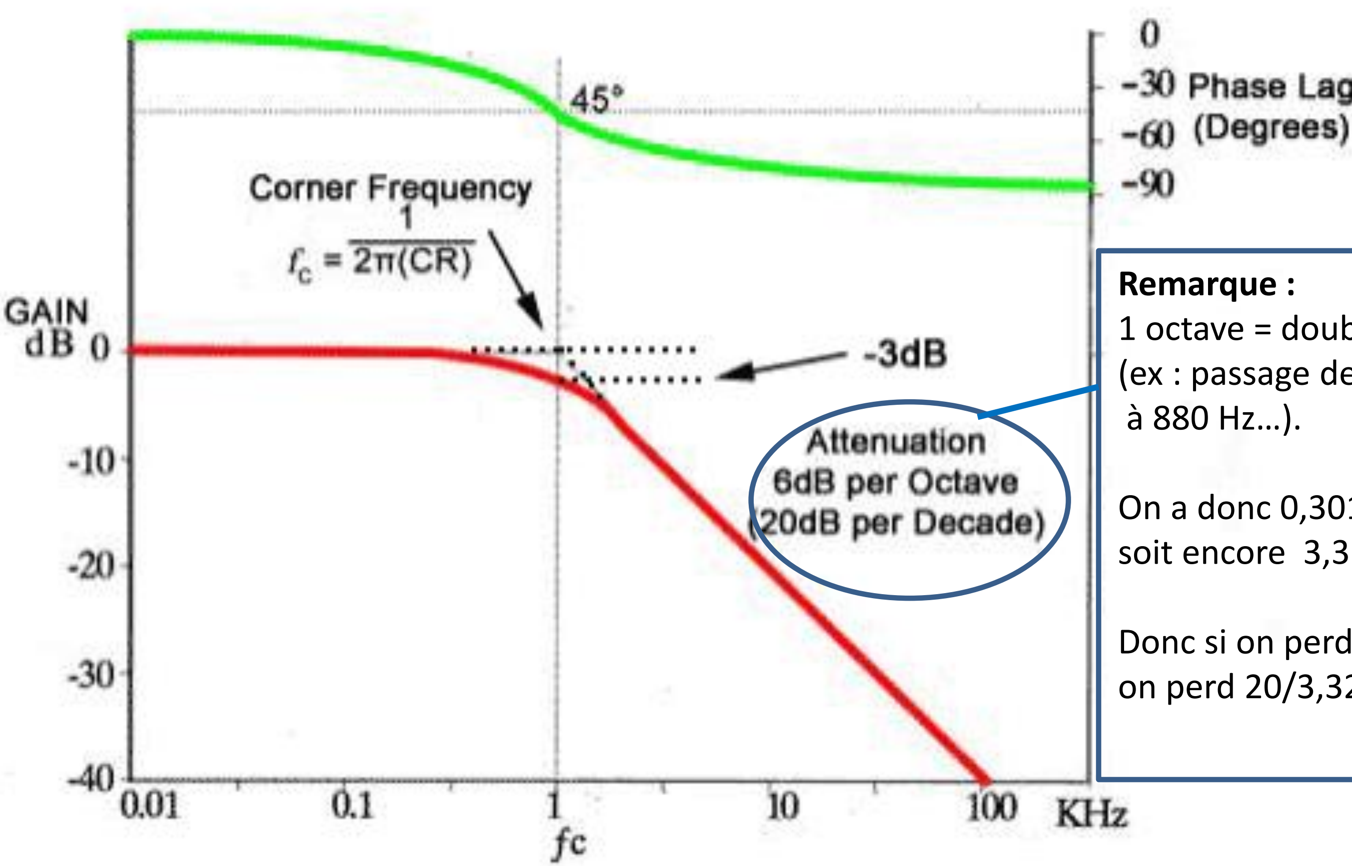
- A basse fréquence, $x \rightarrow 0$ donc $\varphi = 0°$

- Pour $\omega = \omega_c$, $-\operatorname{arctg}(x) = -\operatorname{arctg}(1)$ donc $\varphi = -45°$

- A haute fréquence, $x \rightarrow \infty$ donc $\varphi = -90°$



Filtres passe-bas RC : Diagramme de Bode complet



Remarque :
1 octave = doublement de la fréquence
(ex : passage de 1Hz à 2Hz ; passage de 440 Hz à 880 Hz…).

On a donc 0,301 décade par octave (log2= 0,301) soit encore 3,32 octaves pour 1 décade.

Donc si on perd 20 dB par décade,
on perd 20/3,32=6 dB par octave.

Phase

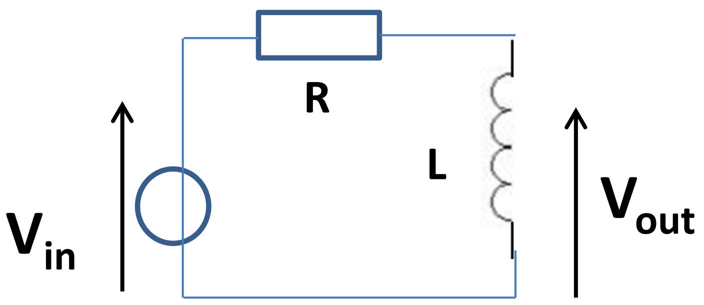
Gain

ETUDE DE FILTRES PASSIFS DU 1er ORDRE

Utilisation du signal en régime alternatif

Filtres passe-haut RL : Fonction de transfert

Filtre passe-haut RL



V_{in}= signal alternatif

Fonction de transfert

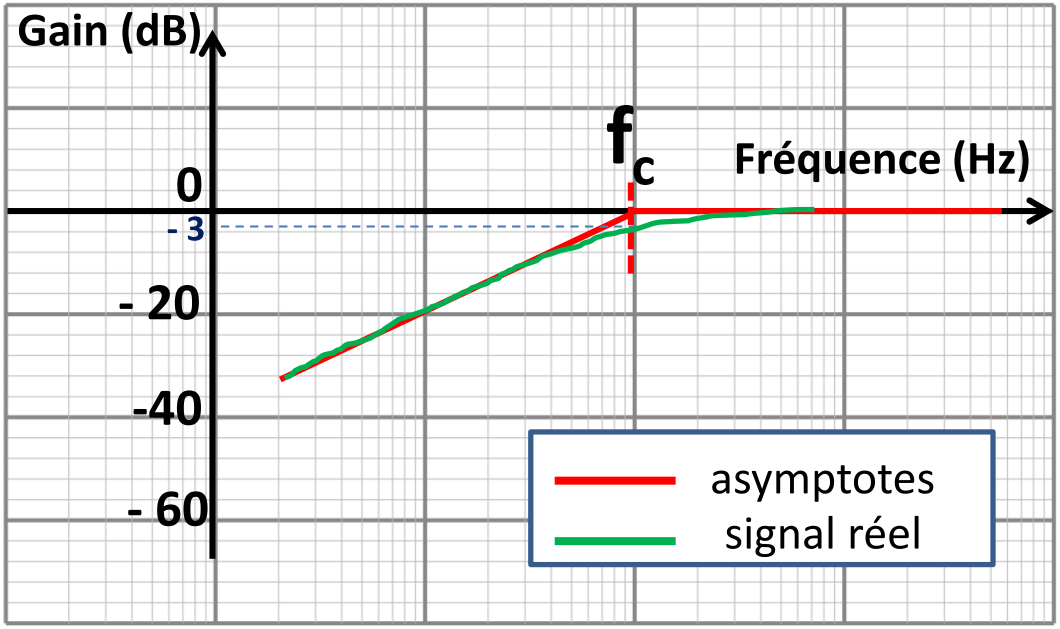
$$\boxed{H^*(j\omega) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{j\omega\frac{L}{R}}{1 + j\omega\frac{L}{R}}}$$

(utilisation de la formule du pont diviseur pour le calcul)

$$\boxed{H^*(j\omega) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{j\omega\frac{L}{R}}{1 + j\omega\frac{L}{R}} = \frac{j\left(\frac{\omega}{\omega_C}\right)}{1 + j\left(\frac{\omega}{\omega_C}\right)} = \frac{jx}{1+jx}}$$

avec $\omega_C = \frac{R}{L}$ et $x = \frac{\omega}{\omega_C}$

Filtres passe-haut RL : gain



ETUDE DE FILTRES PASSIFS DU 1er ORDRE

Utilisation du signal en régime alternatif

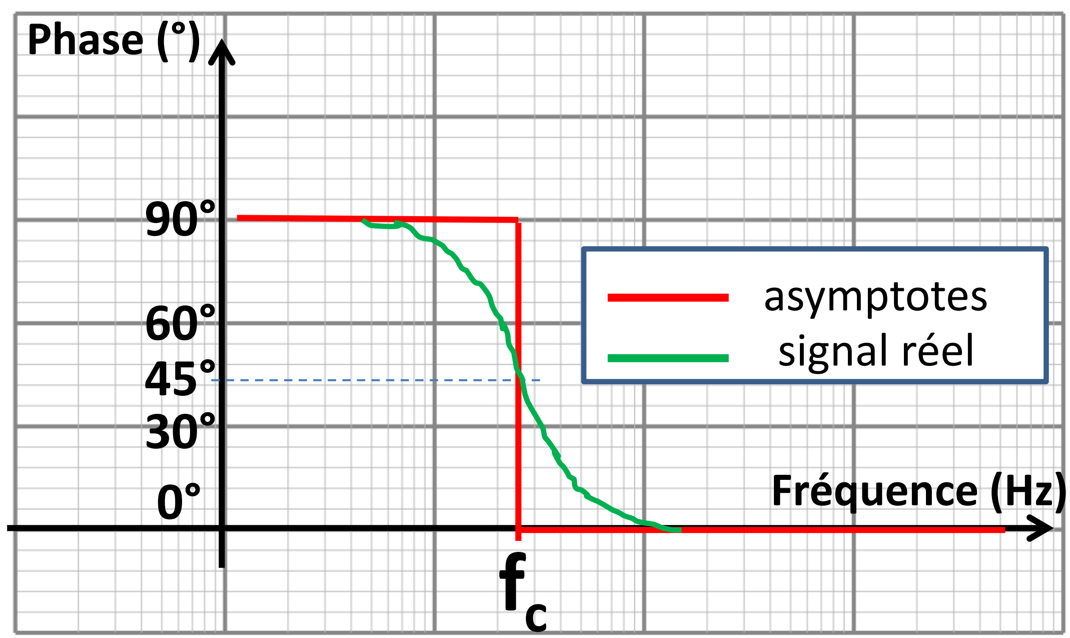
Filtres passe-haut RL : Déphasage

$$\varphi = \frac{\pi}{2} - \mathrm{arctg}(x)$$

- A basse fréquence, $\varphi = 90°$

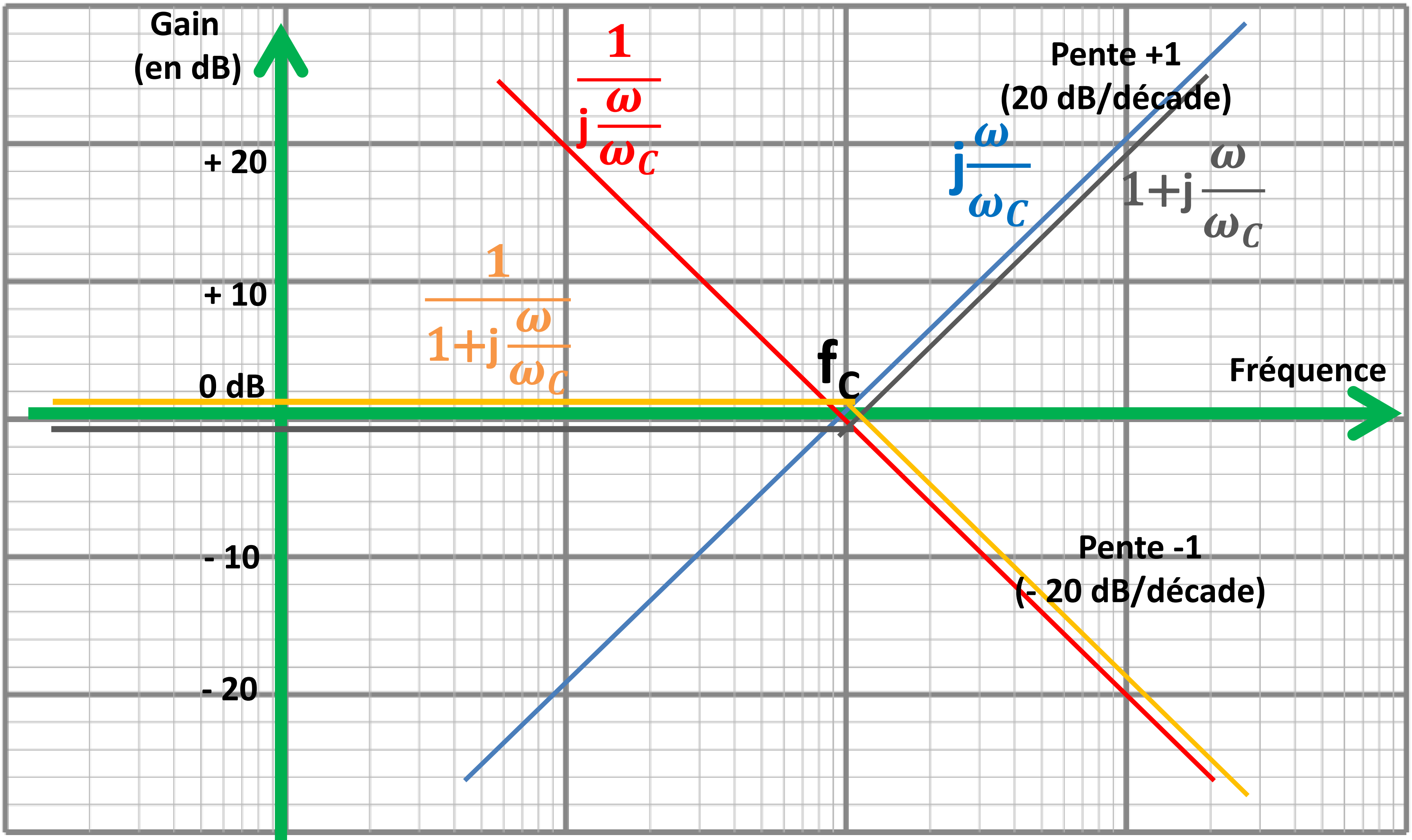
- Pour $\omega = \omega_c$, $\varphi = 45°$

- A haute fréquence, $\varphi = 0°$

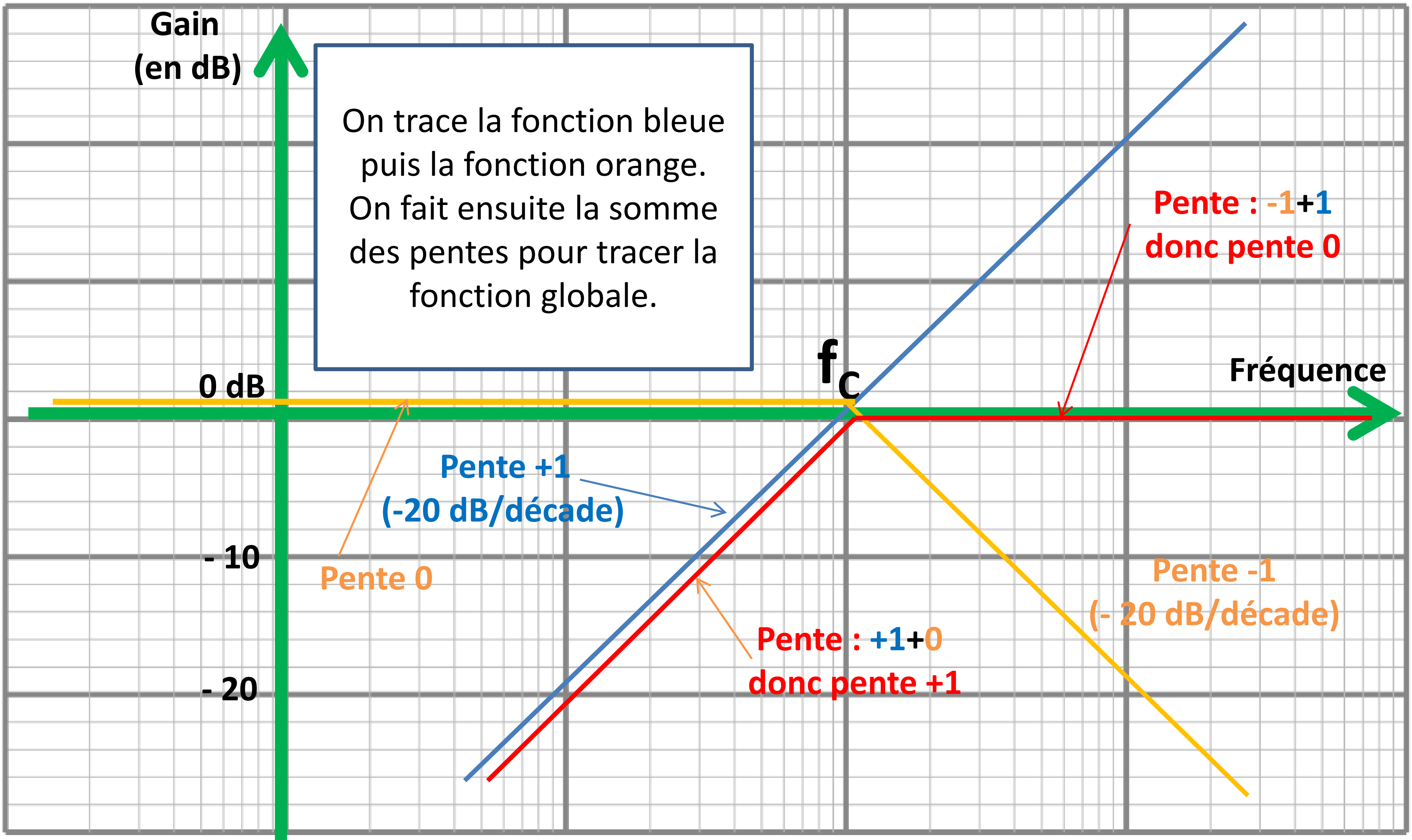


POLYTECH

Construction du diagramme de Bode d'une fonction de transfert constituée de plusieurs fonctions connues



Exemple : Tracer la fonction : $\dfrac{j\left(\frac{\omega}{\omega_C}\right)}{1+j\left(\frac{\omega}{\omega_C}\right)}$ — $j\dfrac{\omega}{\omega_C}$ — $\dfrac{1}{1+j\frac{\omega}{\omega_C}}$



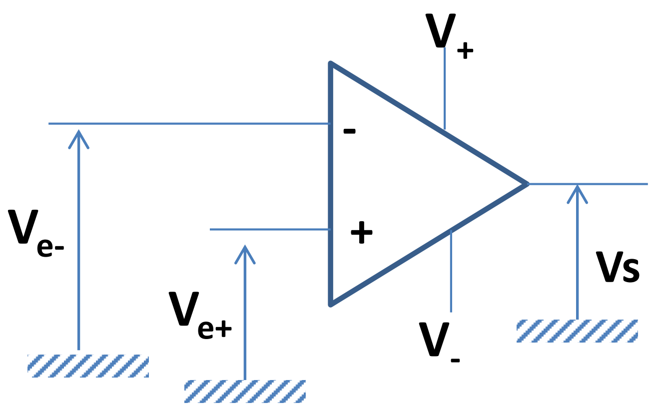
Filtres <u>actifs</u> du 1er ordre
Etude en régime harmonique
(= régime sinusoïdal)

Utilisation des amplificateurs opérationnels pour réaliser des filtres

Constitution d'un amplificateur opérationnel

Un amplificateur opérationnel (**AOP**) est un composant qui a 2 entrées principales et 1 sortie.

Son rôle est d'amplifier la différence de potentiel entre 2 tensions d'entrée.



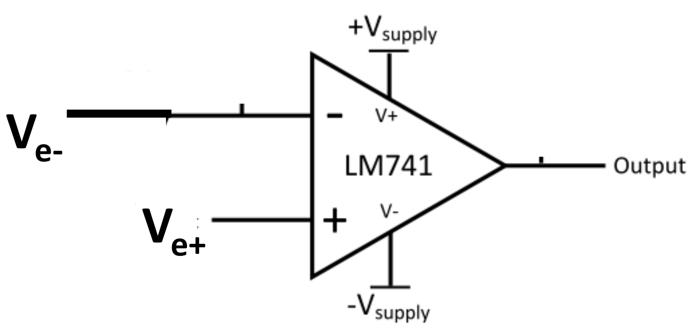
Si **e** est la différence de potentiel entre les 2 entrées alors :

$$\boxed{e = V_{e+} - V_{e-}}$$

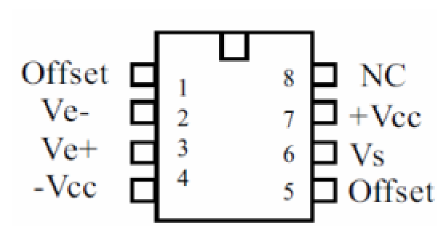
Attention!

- **Ve+ et Ve- sont des tensions alternatives. Ce sont elles qui servent à l'amplification.**
- **V+ et V- sont des tensions continues qui sont nécessaires au fonctionnement de l'AOP**

Exemple (LM741)



Brochage du LM 741CN :



1 : Réglage Offset
2 : Entrée inverseuse
3 : Entrée non inverseuse
4 : Alimentation (-)
5 : Réglage Offset
6 : Sortie
7 : Alimentation (+)
8 : Non Connecté

Première approche dans la lecture d'une documentation technique (*datasheet*)

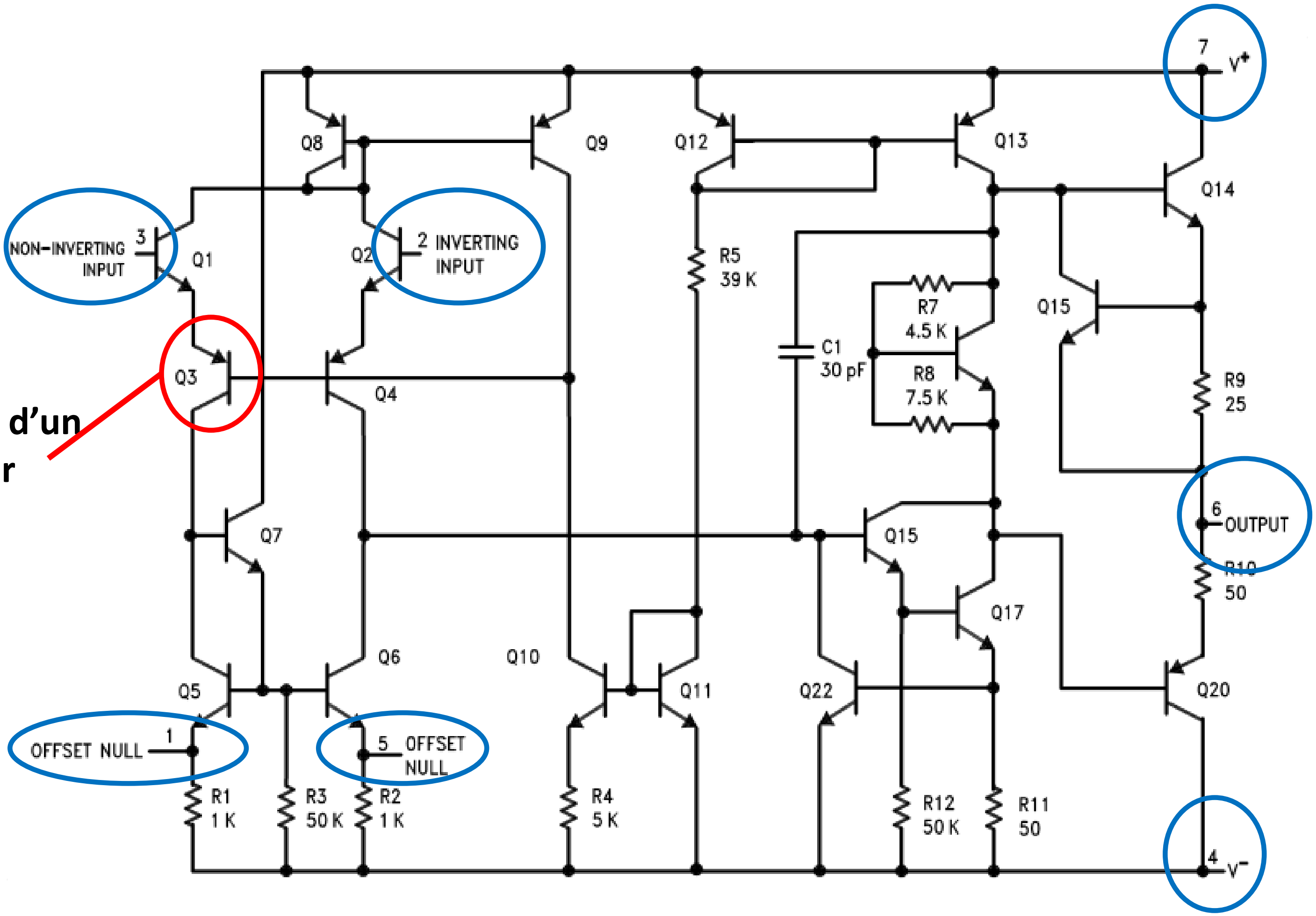
Pin Functions

PIN		I/O	DESCRIPTION
NAME	NO.		
INVERTING INPUT	2	I	Inverting signal input
NC	8	N/A	No Connect, should be left floating
NONINVERTING INPUT	3	I	Noninverting signal input
OFFSET NULL	1, 5	I	Offset null pin used to eliminate the offset voltage and balance the input voltages.
OFFSET NULL			
OUTPUT	6	O	Amplified signal output
V+	7	I	Positive supply voltage
V–	4	I	Negative supply voltage

		MIN	MAX	UNIT
Supply voltage	LM741, LM741A		±22	V
	LM741C		±18	
Power dissipation [4]			500	mW
Differential input voltage			±30	V
Input voltage [5]			±15	V
Output short circuit duration		Continuous		
Operating temperature	LM741, LM741A	–50	125	°C
	LM741C	0	70	
Junction temperature	LM741, LM741A		150	°C
	LM741C		100	
Soldering information	PDIP package (10 seconds)		260	°C
	CDIP or TO-99 package (10 seconds)		300	°C
Storage temperature, T_{stg}		–65	150	°C

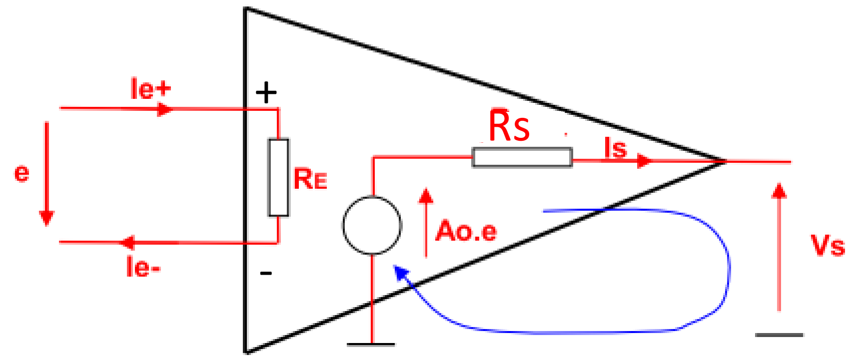
Diagramme fonctionnel de l'AOP 741

Symbole d'un transistor



POLYTECH

Schéma d'un amplificateur opérationnel <u>réel</u>



R_E = Résistance d'entrée de l'AOP

A_0 = Gain en boucle ouverte de l'AOP

R_S = Résistance de sortie de l'AOP

<u>Exercice</u> : Donner l'équation des mailles à l'entrée et à la sortie de l'AOP

A l'entrée, on a :
$e + R_e I_e = 0$
Donc : $I_e = (-e)/R_e$

En sortie, on a :
$A_0.e - R_s I_s - V_s = 0$
Donc $V_s = A_0.e - R_s I_s$

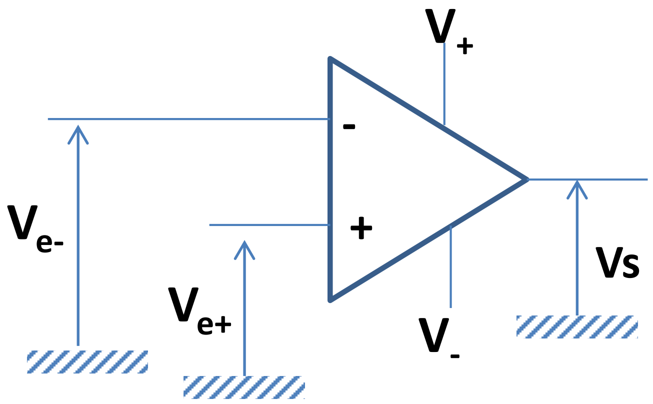
Schéma d'un amplificateur opérationnel idéal

Pour un AOP idéal, on a :

$$\begin{cases} I_{e+} = I_{e-} = 0 \\ R_E = \infty \\ R_S = 0 \\ A_0 = \infty \end{cases}$$

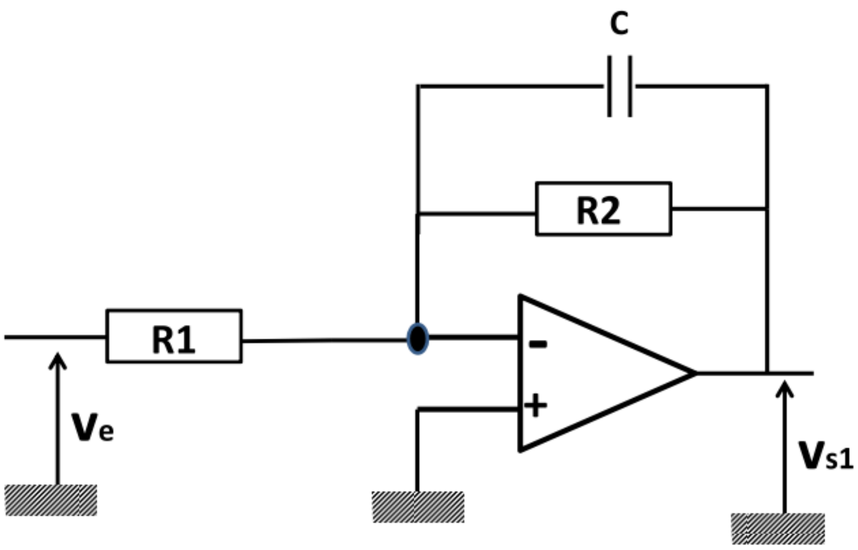
En réalité, pour le LM741

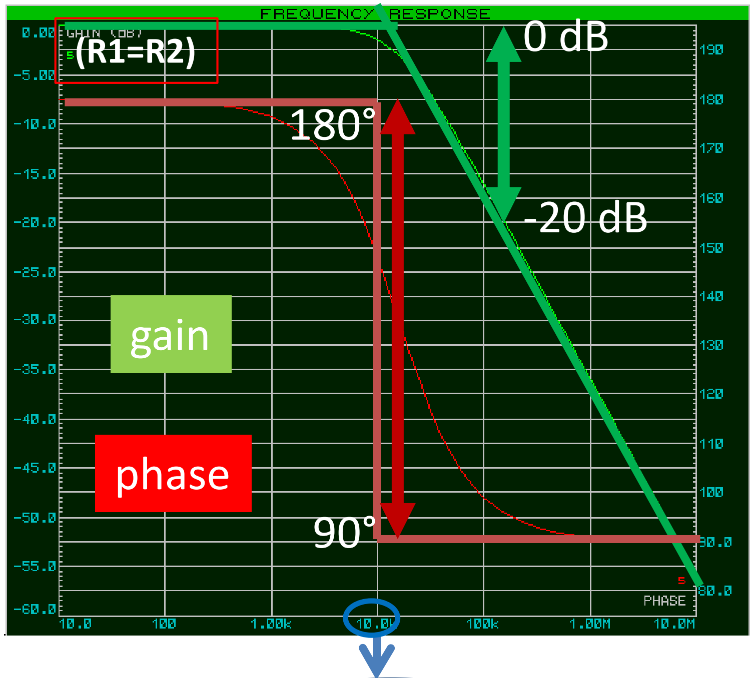
	MINI	TYPIQUE	MAXI
Re	200 KΩ		2 MΩ
Rs		200 Ω	
Ao	15000		200000



POLYTECH

Filtre passe-bas actif du 1er ordre

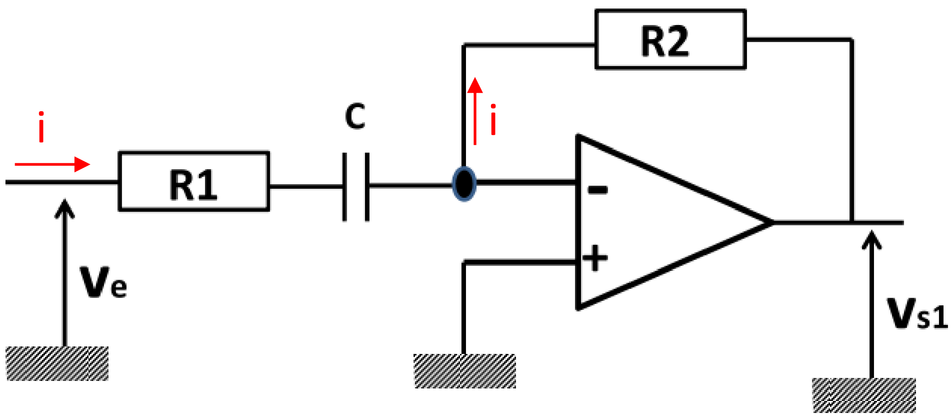


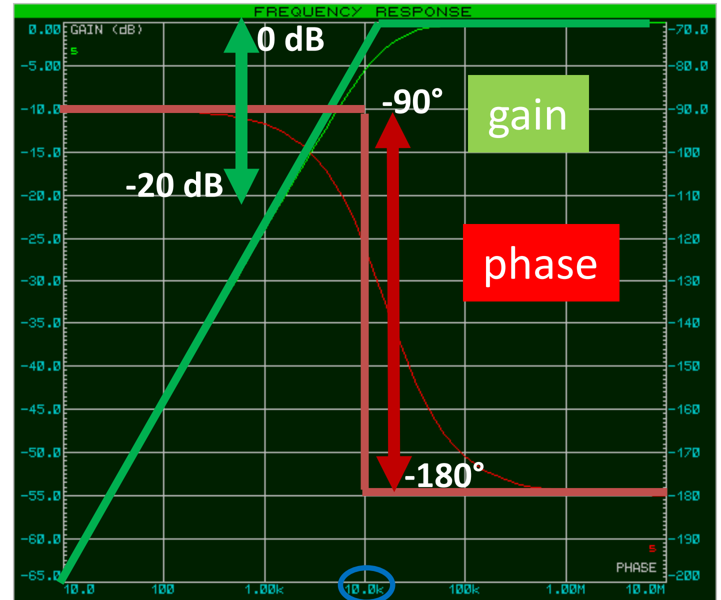


$$f_c = \frac{1}{2\pi R_2 C}$$

$$H^*(j\omega) = \frac{V_{s1}}{V_e} = -\frac{R_2}{R_1}\,\frac{\frac{1}{R_2 C}}{j\omega + \frac{1}{R_2 C}} = -\frac{R_2}{R_1}\,\frac{1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_C}}$$

Filtre passe-haut actif du 1er ordre





$$\mathbf{H}^*(\mathbf{j\omega}) = \frac{\mathbf{V}_{s1}}{\mathbf{V_e}} = -\frac{R_2}{R_1}\frac{j\omega}{\mathbf{j\omega} + \frac{1}{R_1C}} = -\frac{R_2}{R_1}\frac{j\frac{\omega}{\omega_C}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_C}}$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_1 C}$$

Développement du calcul :

Maille d'entrée : $-V_e + \left(R_1 + \frac{1}{jC\omega}\right)i = 0$ (1)

Maille de sortie : $-V_s - R_2 i = 0 \rightarrow i = \frac{-V_s}{R_2}$ (2)

On injecte (2) dans (1): $\left(R_1 + \frac{1}{jC\omega}\right)\left(\frac{-V_s}{R_2}\right) = V_e$

$$\left(\frac{jC\omega R_1 + 1}{jC\omega}\right)\left(\frac{-V_s}{R_2}\right) = V_e \rightarrow \frac{V_s}{V_e} = -\frac{jR_2C\omega}{1 + jR_1C\omega}$$

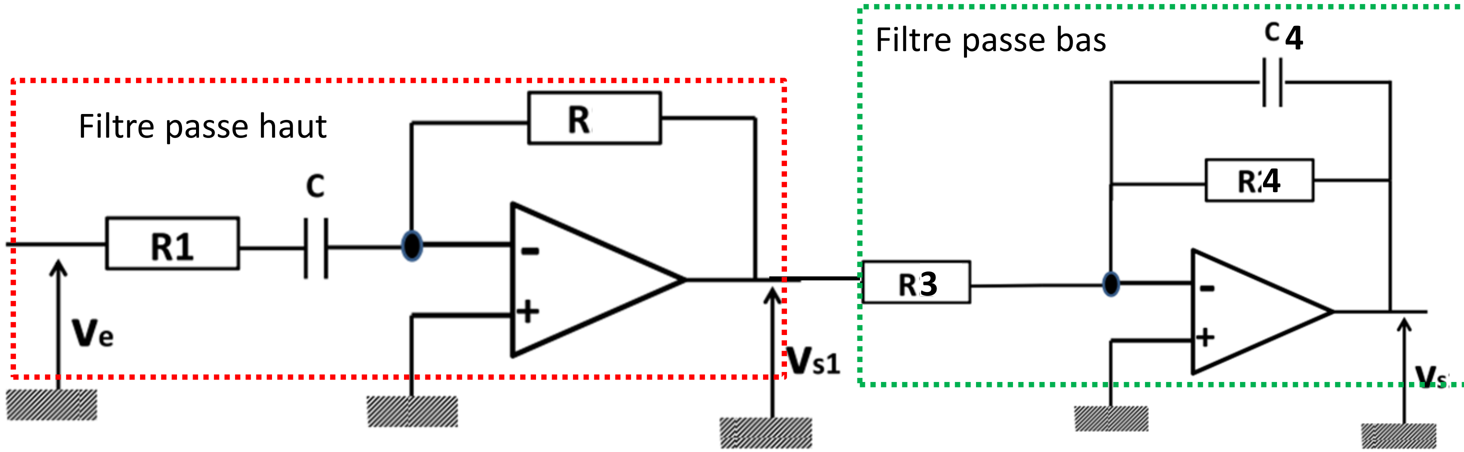
$$\rightarrow \frac{V_s}{V_e} = -\frac{jR_2C\omega}{R_1\left(\frac{1}{R_1} + jC\omega\right)} \rightarrow \frac{V_s}{V_e} = -\frac{R_2}{R_1}\frac{jC\omega}{\frac{1}{R_1} + jC\omega}$$

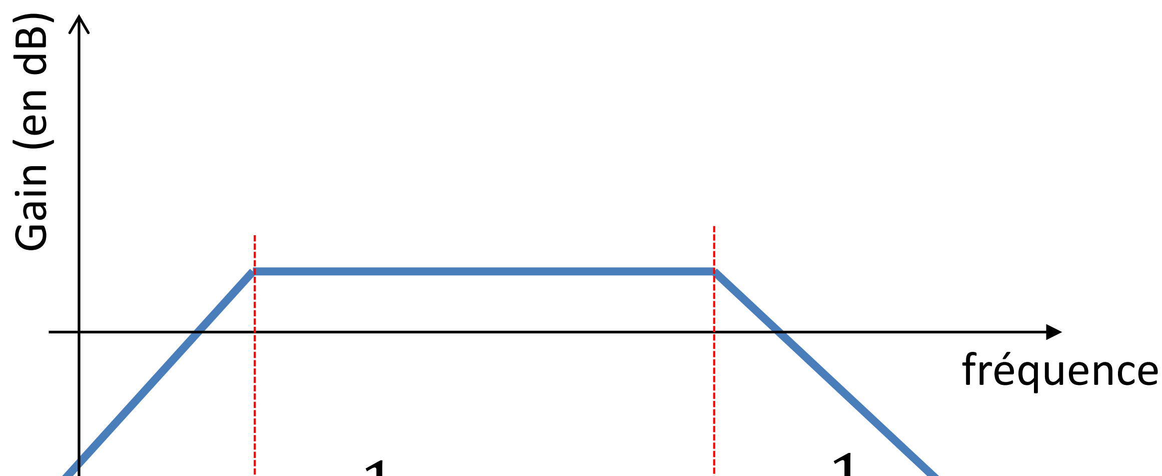
$$\rightarrow \frac{V_s}{V_e} = -\frac{R_2}{R_1}\frac{jR_1C\omega}{1 + jR_1C\omega} \rightarrow \frac{V_s}{V_e} = -\frac{R_2}{R_1}\frac{j\frac{\omega}{\omega_c}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_c}}$$

avec $\omega_c = \frac{1}{R_1 C}$

Filtre passe-bande actif du 1er ordre

On cascade un filtre passe bas avec un filtre passe haut

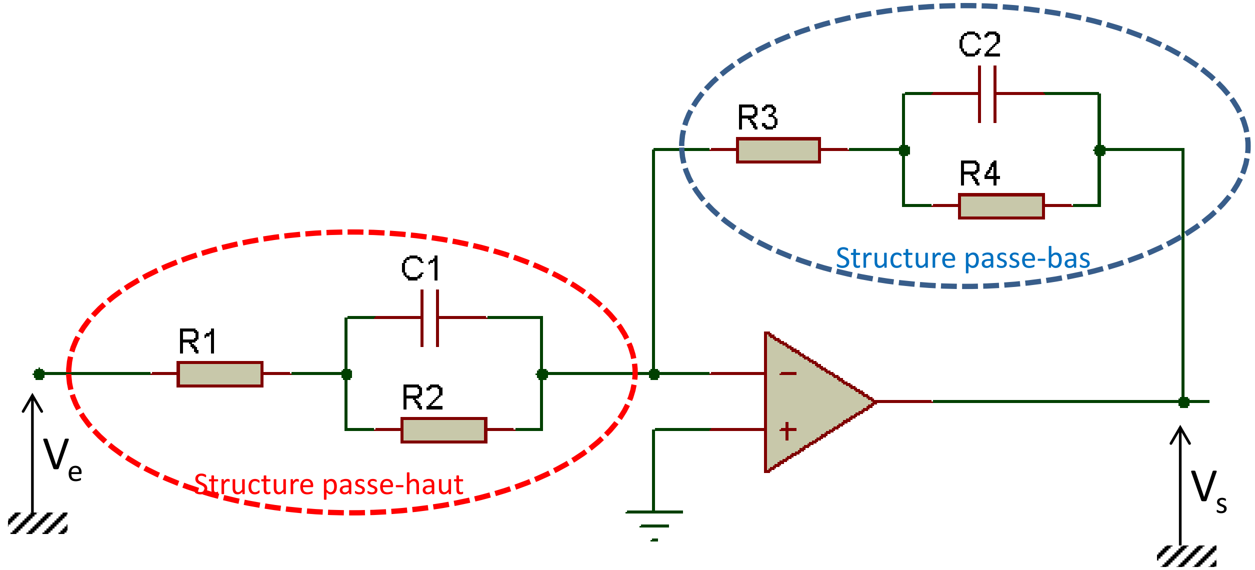


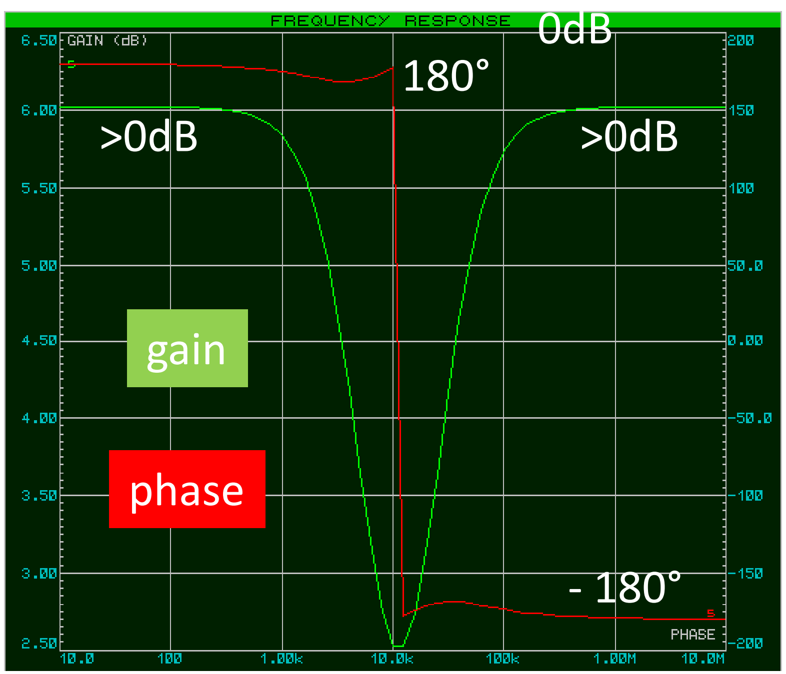


$$f_{c1} = \frac{1}{2\pi R_1 C} \qquad f_{c2} = \frac{1}{2\pi R_4 C_4}$$

f_c = fréquence de coupure

Filtre coupe-bande actif du 1er ordre





$$\mathbf{H}^*(\mathbf{j}\boldsymbol{\omega}) = \frac{\mathbf{V}_{s1}}{\mathbf{V}_e} = A\frac{\left(1 + j\dfrac{\omega}{\omega_1}\right)\left(1 + j\dfrac{\omega}{\omega_2}\right)}{\left(1 + j\dfrac{\omega}{\omega_3}\right)\left(1 + j\dfrac{\omega}{\omega_4}\right)}$$

$$A = -\frac{R_3 + R_4}{R_1 + R_2}$$

$$\omega_1 = \frac{R_3 + R_4}{R_3 \cdot R_4 \cdot C_2}$$

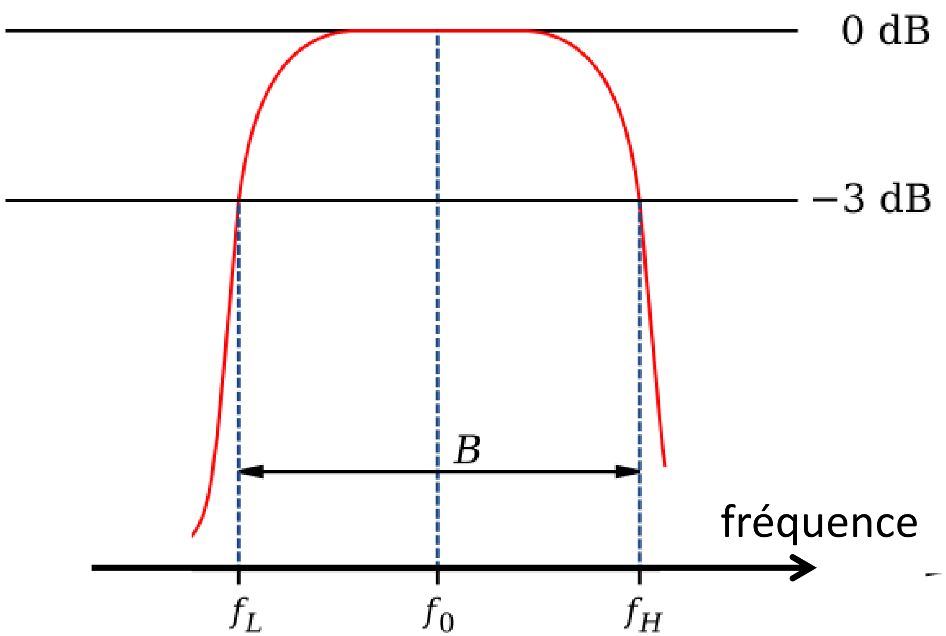
$$\omega_2 = \frac{1}{R_2 \cdot C_1}$$

$$\omega_3 = \frac{1}{R_4 \cdot C_2}$$

$$\omega_4 = \frac{R_1 + R_2}{R_1 \cdot R_2 \cdot C_1}$$

Facteur de qualité

$$\boxed{Q = \frac{f_0}{B} = \text{facteur de qualité}}$$



Le **facteur de qualité** représente **la sélectivité** du filtre passe bande .

Plus le rapport est grand, plus le filtre est sélectif.

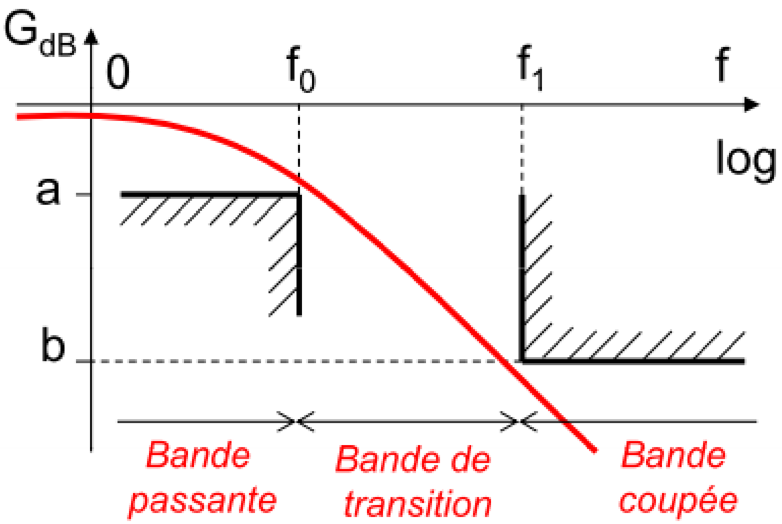
f_0 : fréquence à laquelle le gain est maximal,

B : bande passante du filtre à -3dB (c'est-à-dire quand la puissance de sortie est réduite d'un facteur $\sqrt{2}$ par rapport au gain maximal).

Gabarit d’un filtre

Un filtre est défini par son gabarit. Cela représente les fréquences que le filtre va laisser passer et les fréquences qu'il va atténuer.

-Le gabarit est caractérisé par 2 points (f_0, a) et (f_1, b).



Autres spécifications possibles d’un gabarit

- Ondulation dans la bande passante
- Largeur de la bande de transition

Plus l’atténuation est forte, plus le filtre est sélectif.

Plus un filtre est sélectif, plus sa conception est compliquée et plus le coût est élevé.

Filtre passif? Filtre actif?

<u>Inconvénient des filtres passifs</u> : pertes d'insertion.

<u>Inconvénient des filtres actifs</u> :
apport d'une polarisation continue aux transistors.

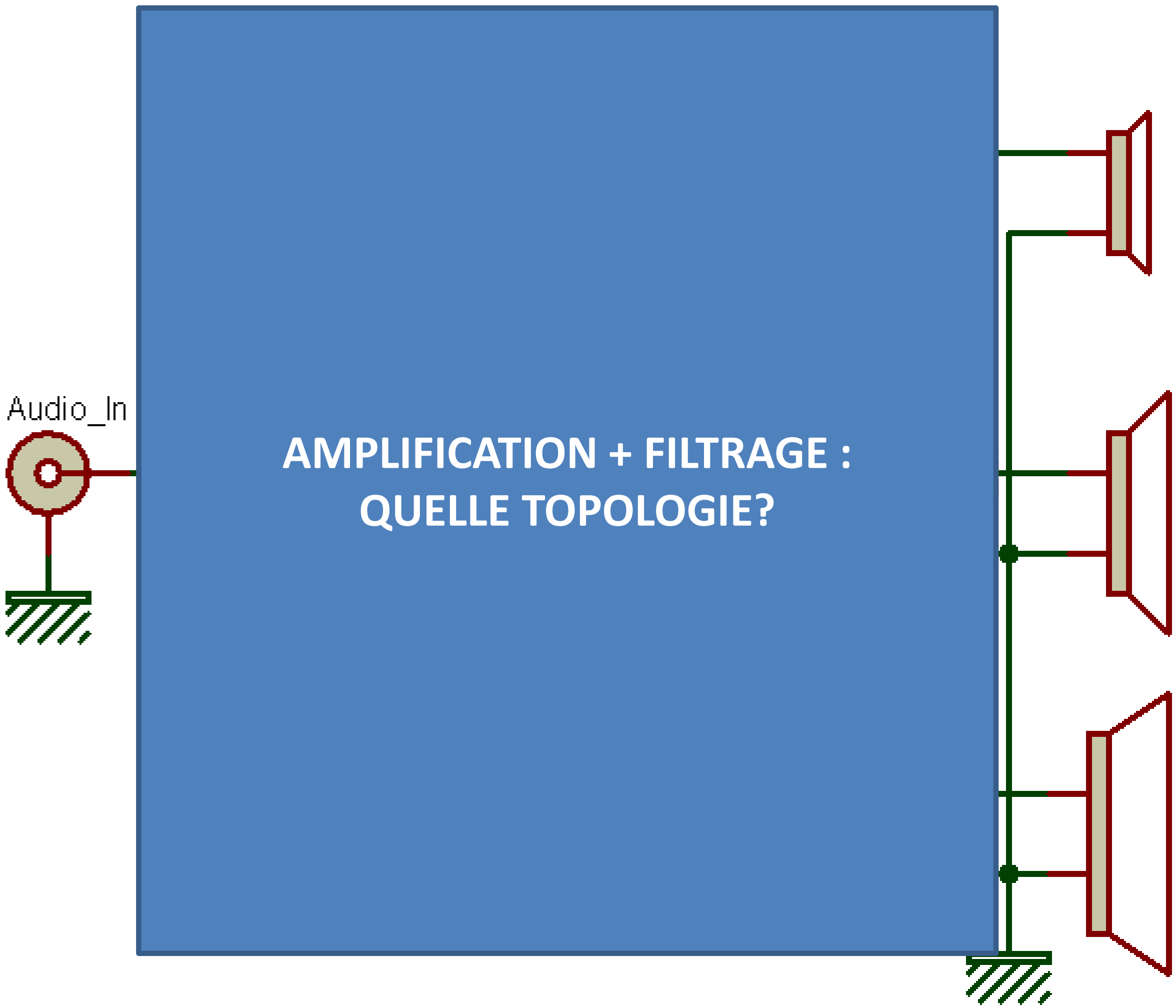
<u>Avantage des filtres actifs</u> : meilleure adaptation d'impédance (i.e. : moins de puissance réfléchie) et possibilité d'amplification du signal.

Exemple d'utilisation du filtrage : filtrage audio

(Bande audible : 20 Hz - 20 kHz)

Mise en évidence du problème des pertes d'insertion

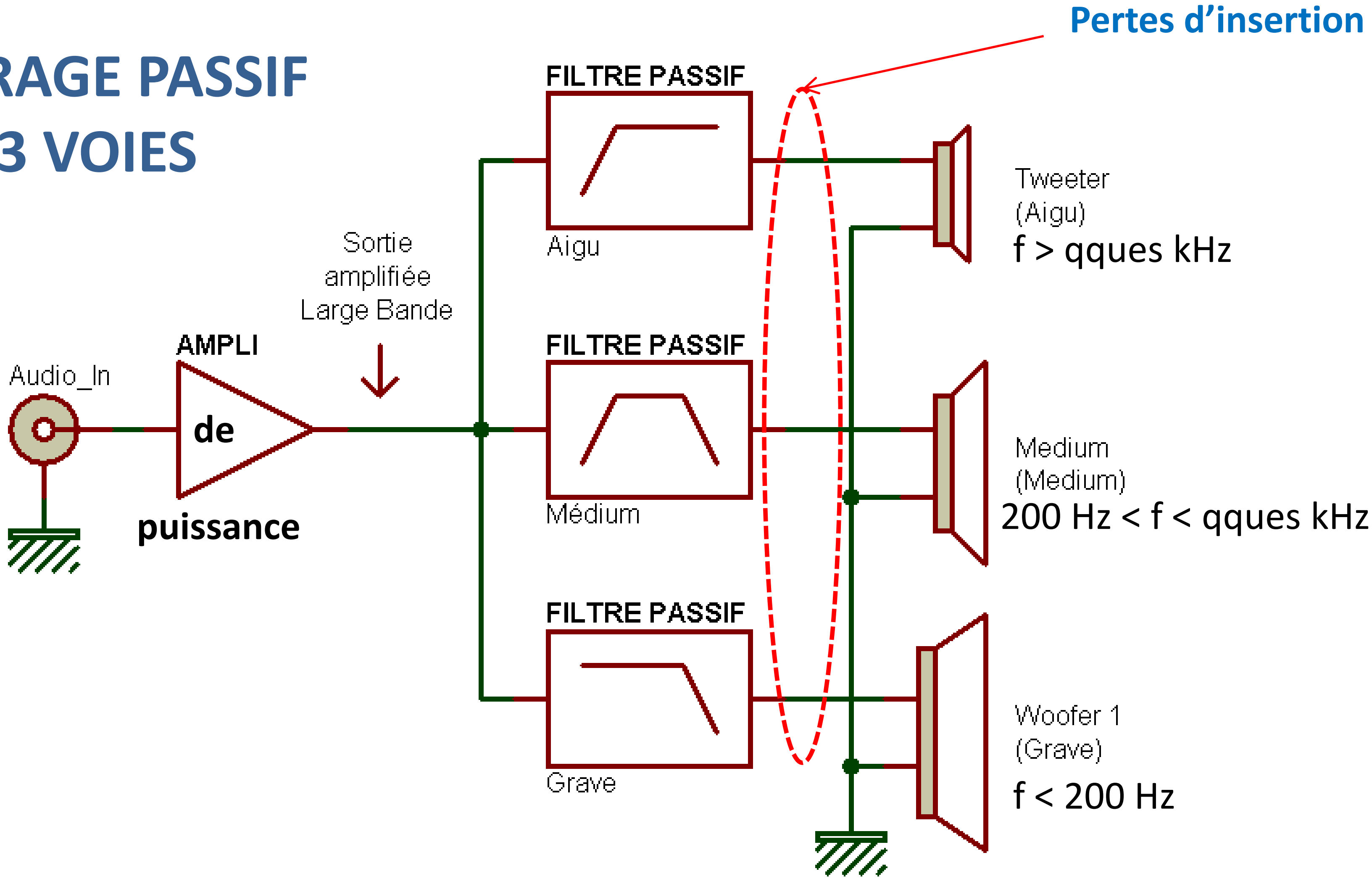
FILTRAGE PASSIF 3 VOIES



Exemple d'utilisation du filtrage : filtrage audio

(Bande audible : 20 Hz - 20 kHz)

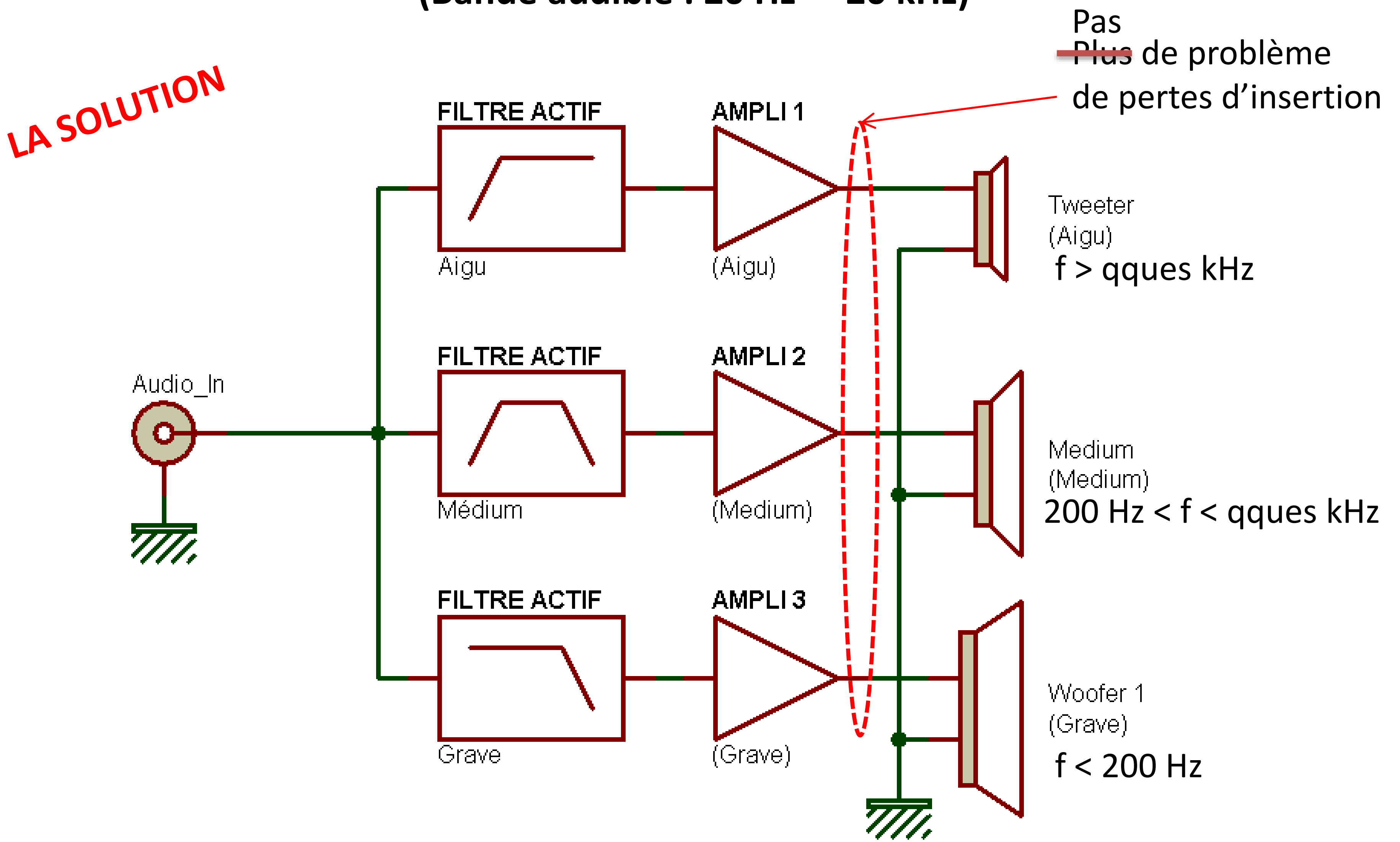
FILTRAGE PASSIF 3 VOIES



Remarque : Impossibilité d'utiliser des filtres actifs car ils satureraient en sortie de l'amplificateur de puissance mais problème d'adaptation

Exemple d'utilisation du filtrage : filtrage audio

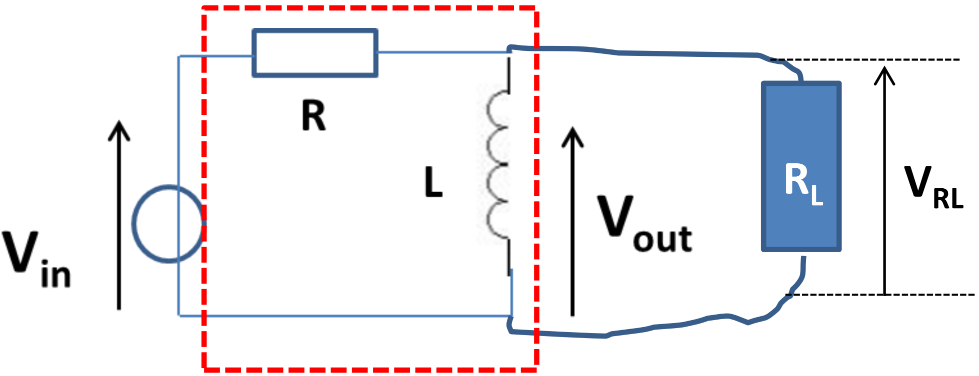
(Bande audible : 20 Hz - 20 kHz)

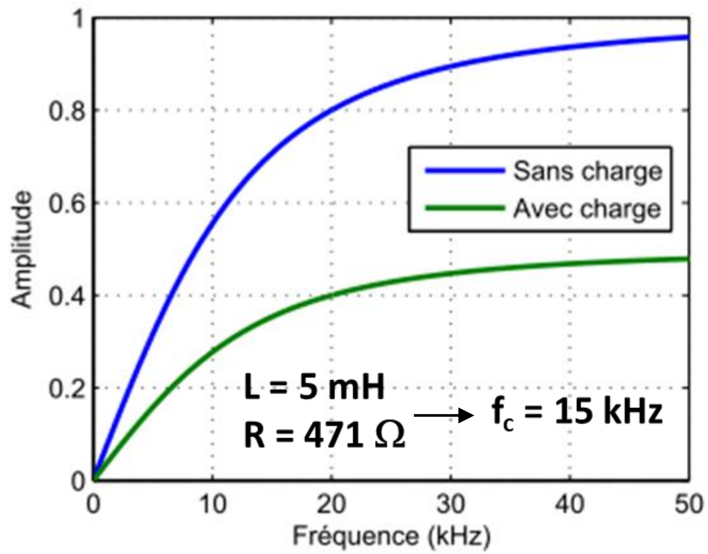


Ça marche mais il faut plusieurs amplificateurs

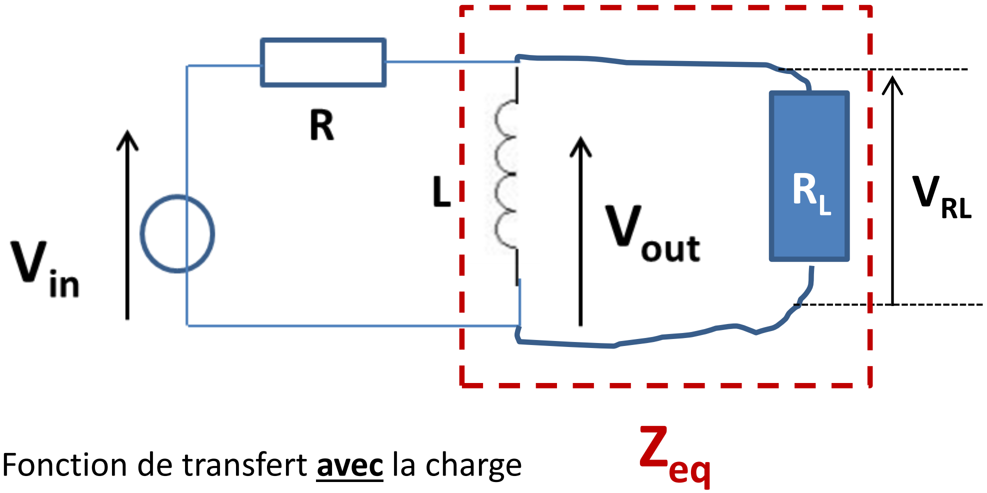
Le problème des pertes d'insertion lorsqu'on charge un filtre passif

On ajoute une résistance de charge à un filtre passif





Rappel : Fonction de transfert <u>**sans**</u> la charge : $$\mathbf{H}^*(\mathbf{j}\boldsymbol{\omega}) = \frac{\mathbf{V_{out}}}{\mathbf{V_{in}}} = \frac{\mathbf{j}\boldsymbol{\omega}\frac{L}{R}}{1 + \mathbf{j}\boldsymbol{\omega}\frac{L}{R}}$$



$$Z_{eq} = R_L \,//\, L = \frac{j\,R_L L\omega}{R_L + jL\omega}$$

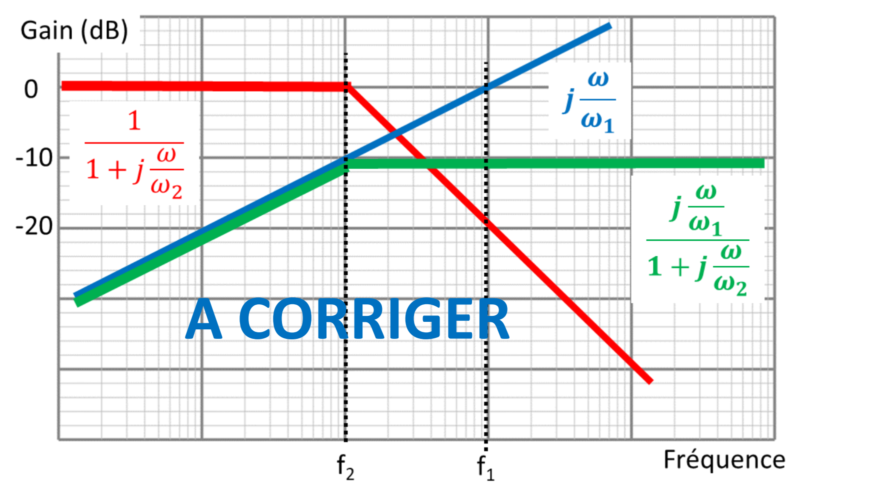
Fonction de transfert **avec** la charge

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{Z_{eq}}{R + Z_{eq}} \longrightarrow \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{j\,R_L L\omega}{RR_L + jL\omega(R+R_L)} \longrightarrow \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{L}{R}\,\frac{j\omega}{1 + jL\omega\left(\frac{R+RL}{RR_L}\right)}$$

$$\longrightarrow \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{j\omega\left(\frac{L}{R}\right)}{1 + j\omega\left(\frac{L}{R_{eq}}\right)} \text{ avec } R_{eq} = \frac{RR_L}{R+RL} \longrightarrow \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{j\left(\frac{\omega}{\omega_1}\right)}{1 + j\left(\frac{\omega}{\omega_2}\right)} \text{ avec } \omega_1 = \frac{R}{L} \text{ et } \omega_2 = \frac{R_{eq}}{L}$$

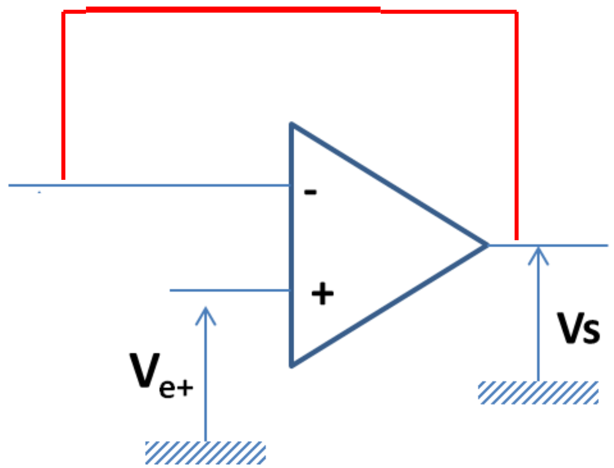
Remarque : $R_{eq} < R$ donc $\omega_2 < \omega_1$

Exemple en prenant $f_1 = 10\, f_2$ $\longrightarrow$



Intérêt d'insérer un amplificateur opérationnel entre la sortie du filtre passif et la charge

Exemple du montage suiveur



Montage suiveur

$$\boxed{V_s = Ve-}$$

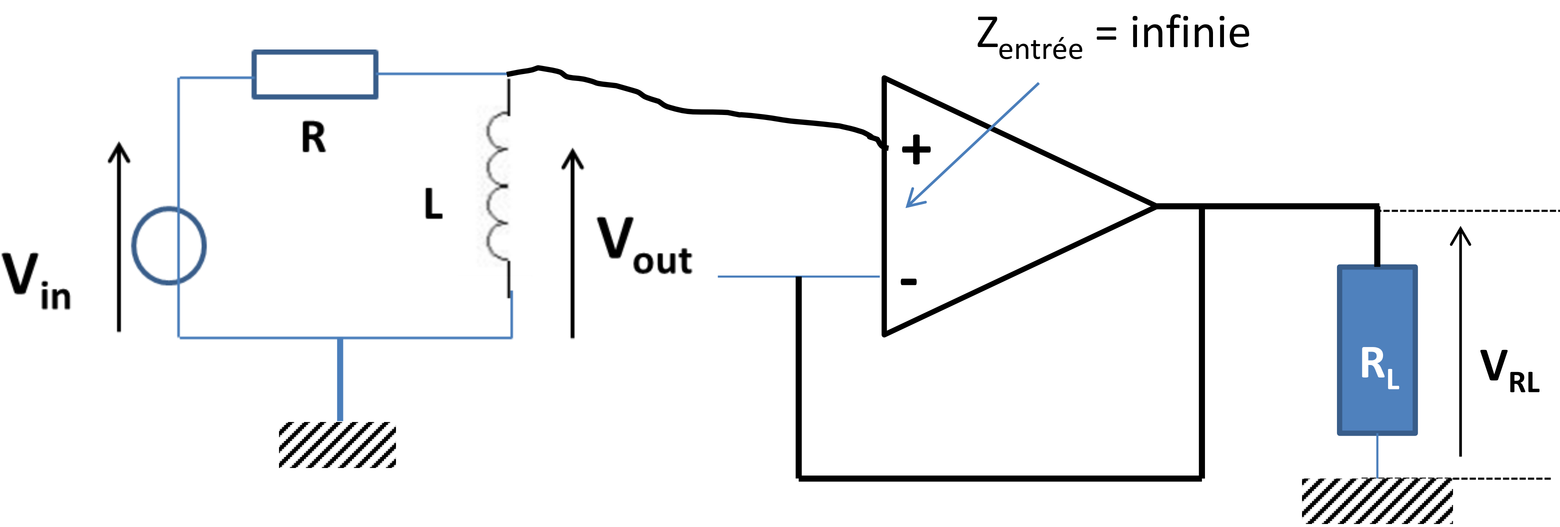
Rappel

Pour un AOP idéal, on a :
$$\begin{cases} I_{e+} = I_{e-} = 0 \\ R_E = \infty \\ R_S = 0 \\ A_0 = \infty \end{cases}$$

En réalité, pour le LM741

	MINI	TYPIQUE	MAXI
Re	200 KΩ		2 MΩ
Rs		200 Ω	
Ao	15000		200000

Intérêt du suiveur :Réduire les pertes d'insertion des filtres passifs



Grâce au suiveur : $$\mathbf{H^*(j\omega)} = \frac{\mathbf{V_{out}}}{\mathbf{V_{in}}} = \frac{\mathbf{j\omega}\frac{L}{R}}{\mathbf{1 + j\omega}\frac{L}{R}}$$

Il n'y a plus de chute d'insertion lorsque le filtre est chargé

Les amplificateurs opérationnels (AOP) :

- Fonctionnement réel et fonctionnement idéal
- Boucle ouverte et boucle fermée
- Autres montages

Schéma d'un amplificateur opérationnel idéal

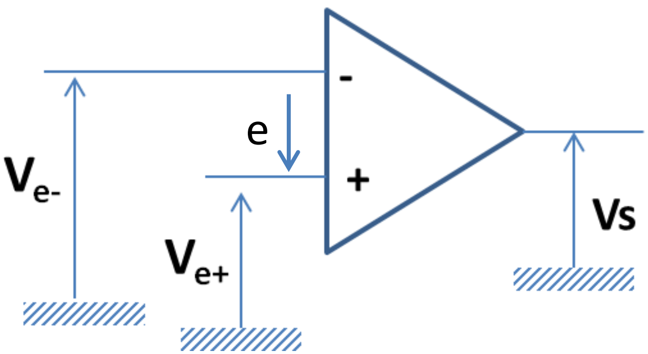
Pour un AOP idéal, on a :

$$\begin{cases} I_{e+} = I_{e-} = 0 \\ R_E = \infty \\ R_S = 0 \\ A_0 = \infty \end{cases}$$

En réalité, pour le LM741

	MINI	TYPIQUE	MAXI
Re	200 KΩ		2 MΩ
Rs		200 Ω	
Ao	15000		200000

Fonctionnement en boucle ouverte du LM741

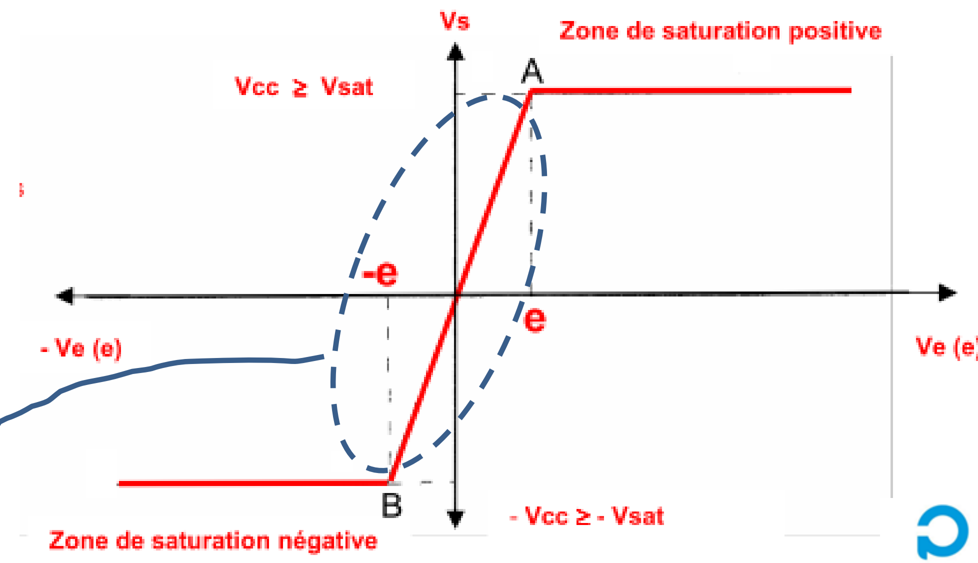


$$V_S = A_0\, e$$

avec $e = V_{e+} - V_{e-}$

Zone de fonctionnement en amplificateur

Fonction de transfert



Intérêt de travailler en boucle fermée

Reprenons pour cela l'exemple du LM741

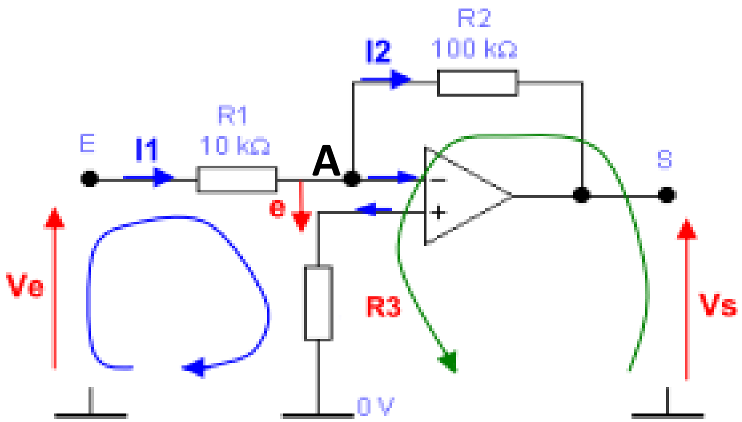
V_{cc} = ± 15V et A_0 = 200000 → **Pour la plus grande valeur de Vs (c'est à dire 15V), on aura e= 75 µV**

valeur très petite! Il sera donc très difficile de contrôler l'amplificateur. Pour éviter ce problème, on va utiliser l'amplificateur en boucle fermée.

Pour cela, on réalise une contre-réaction. Ca veut dire qu'on connecte la sortie sur l'entrée pour renvoyer de la puissance de sortie vers l'entrée. Cela permet de <u>stabiliser</u> l'AOP.

Montage inverseur

Exemple



AOP idéal → $I_{e+} = I_{e-} = 0$ et e=0. On a donc $V_{e+} = V_{e-} = V_A = 0$

Maille d'entrée (en bleu) :
$-V_e + R_1 I_1 + V_A = 0$
D'où $V_e = R_1 I_1$

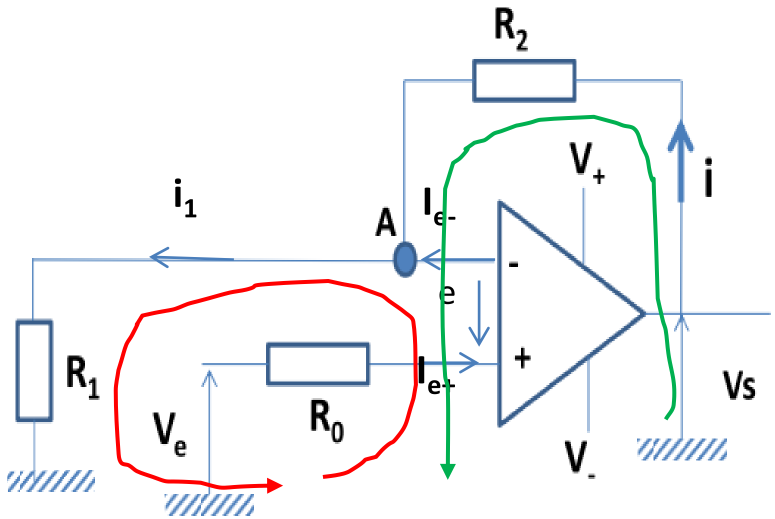
Maille de sortie (en vert) :
$-V_s - R_2 I_2 + V_A = 0$
D'où $V_S = -R_2 I_2$

On a aussi $I_1 = I_2$ car $I_{e+} = I_{e-} = 0$

D'où $\boxed{A_v = \frac{V_S}{V_e} = -\frac{R_2}{R_1}}$

Dans l'exemple ci-dessus, le gain est donc égal à 10 avec un déphasage de π entre l'entrée et la sortie.

Montage non inverseur



AOP idéal → $I_{e+} = I_{e-} = 0$ et e=0
Donc $i_1 = I$
Comme $I_{e+}=0$ alors $V_e=V_A$

Maille d'entrée (en rouge) :
$R_1 I - V_e = 0$ d'où $I = V_e/R_1$ (1)

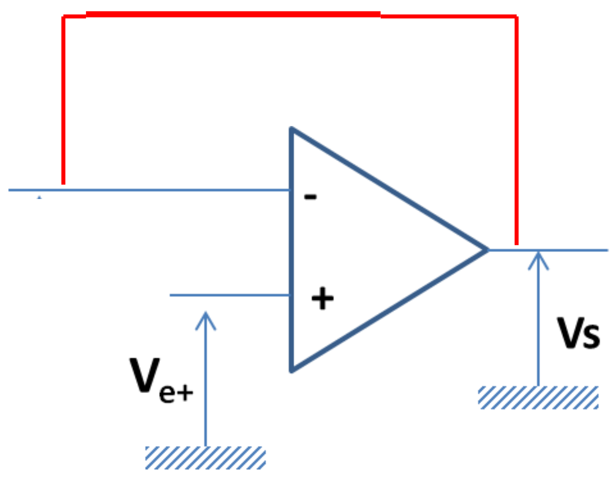
Maille de sortie (en vert) :
$-V_s + R_2 I + V_e = 0$
D'où $V_s = R_2 I + V_e$ (2)

En remplaçant (1) dans (2), on obtient : $V_s = R_2(V_e/R_1) + V_e$ d'où $V_s = V_e(1+R_2/R_1)$

Et pour finir : $\boxed{A_V = \frac{V_s}{V_e} = 1 + \frac{R_2}{R_1}}$

Cas particulier du montage non inverseur : le suiveur

REMARQUE: **Dans le montage précédent, si R_2=0, alors $V_s = V_e$.**

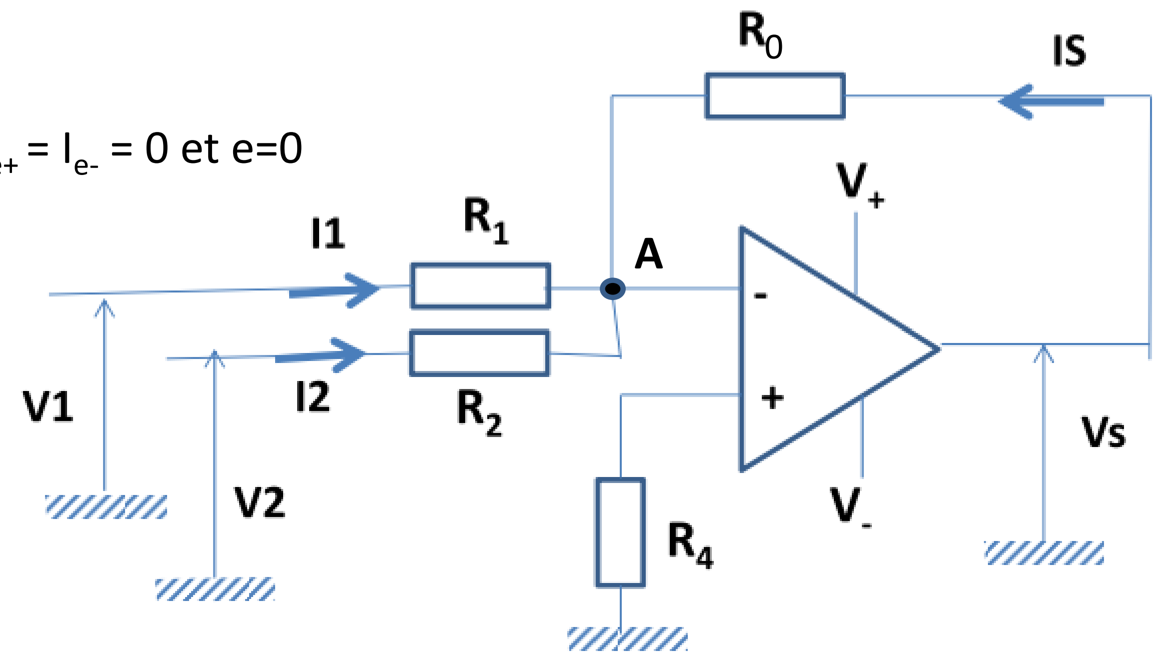


Montage suiveur

L'intérêt d'un tel montage est de faire de <u>l'adaptation d'impédance</u>.

Le sommateur

AOP idéal → $I_{e+} = I_{e-} = 0$ et e=0



On pose : $I_S = (V_S - V_A)/R_0$

$I_1 = (V_1 - V_A)/R_1$ $\qquad$ $I_2 = (V_2 - V_A)/R_2$

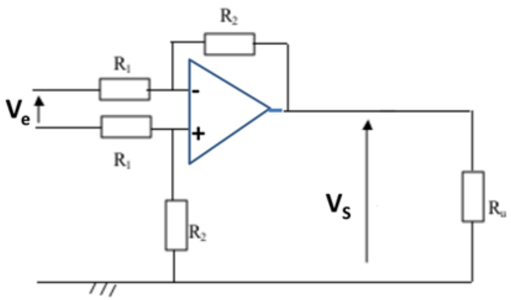
Or : $\Sigma I_A = 0$ et $V_A = 0$

$$V_S/R_0 = -(V_1/R_1 + V_2/R_2)$$

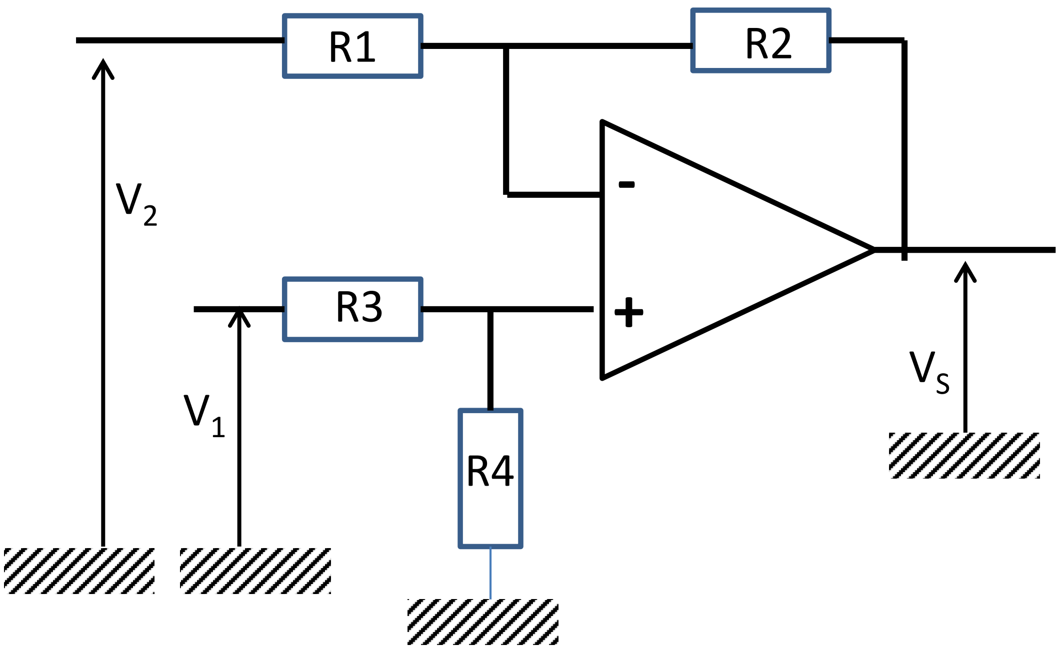
$$V_S = -R_0 . \left(\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} \right)$$

Remarque : Si $R_1=R_2=R_0$ alors $V_s= -(V_1+V_2)$

Exemple d'application du soustracteur : Utilisation du théorème de superposition

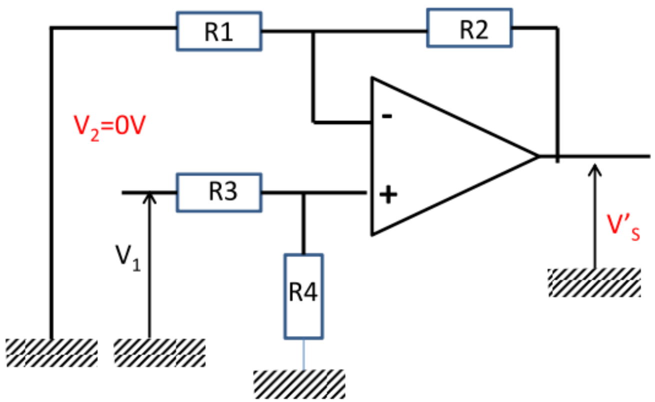


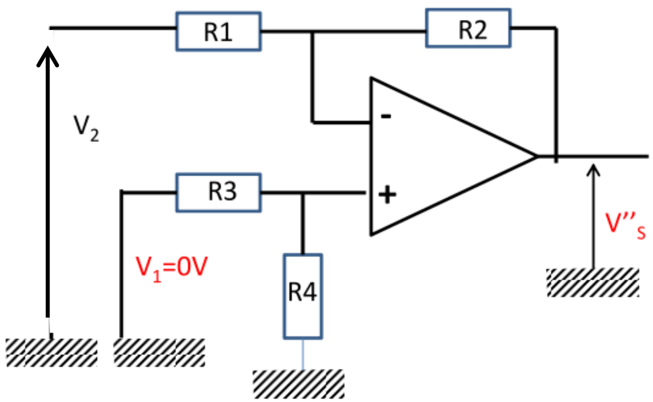
Exercice du TD n°3
V_e=V_2-V_1 et on a pris V_1=0V



Soustracteur = amplificateur différentiel

Théorème de superposition





$$\boxed{V_s = V'_S + V''_S}$$

Montage amplificateur non inverseur

$$\frac{V'_S}{V^+} = 1 + \frac{R2}{R1}$$

avec $V+ = \dfrac{R4}{R3 + R4} V_1$

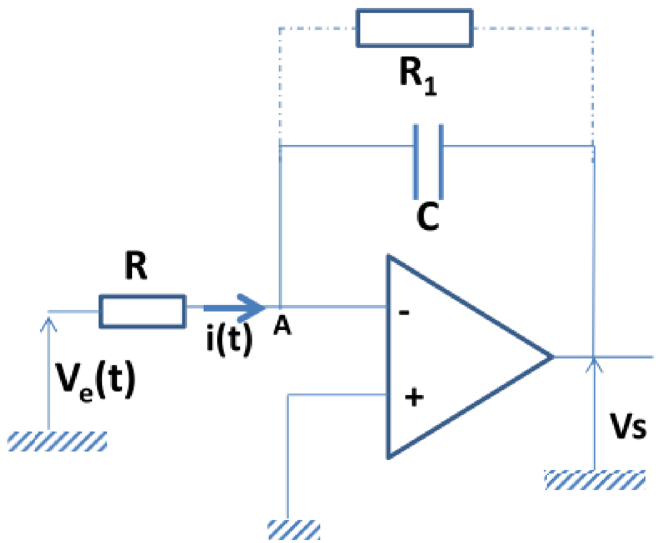
$$\boxed{Vs = \left(1 + \frac{R2}{R1}\right)\left(\frac{R4}{R3 + R4} V_1\right) - \frac{R2}{R1} V_2}$$

Montage amplificateur inverseur

$$\frac{V''_S}{V_2} = - \frac{R2}{R1}$$

Remarque : V_s est proportionnel à $(V_1 - V_2)$ si $R_1R_4 = R_2R_3$. On a alors $V_S = \dfrac{R2}{R1}\left(V_2 - V_1\right)$

L'intégrateur



$$i(t) = \frac{v_e(t)}{R}$$

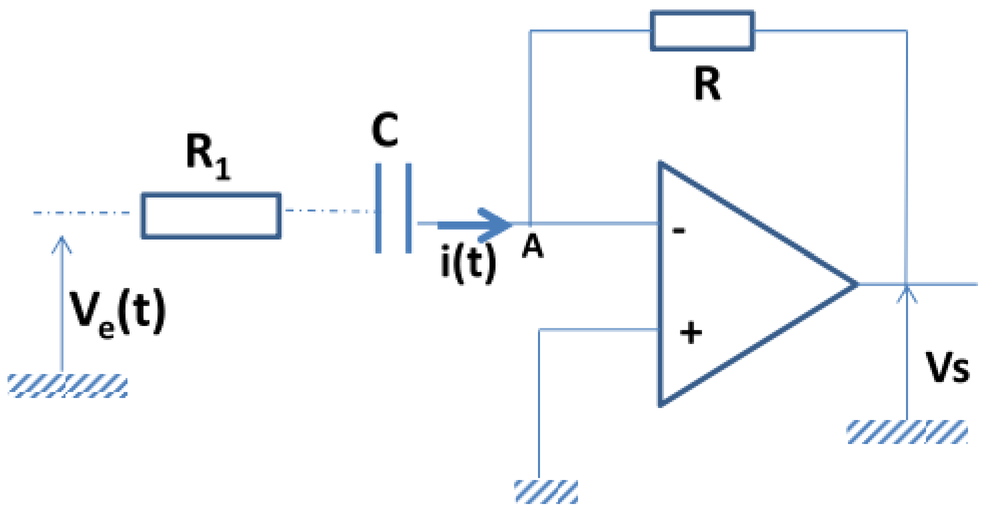
Le courant dans le condensateur est $i(t) = -C\,\frac{\partial v_s(t)}{\partial t}$

D'où $\frac{\partial v_s(t)}{\partial t}$= - $\frac{1}{RC}\,v_e$(t). Par intégration, on obtient alors : v_s(t)=K - $\frac{1}{RC}\int_0^t v_e(\theta)d\theta$

Remarque : Pour améliorer le fonctionnement du montage, on rajoute R_1. En effet, le faible courant d'entrée de l'AOP provoque une chute de tension dans R (qui sera intégrée aussi). Comme le condensateur est chargé on va alors atteindre la saturation de l'AOP. Pour favoriser la décharge , on met alors une résistance R_1. En général, on prend R_1=10R.

POLYTECH

Le dérivateur



$$i(t) = \frac{\partial Q\,(t)}{\partial t} = C\frac{\partial v_e\,(t)}{\partial t}$$

On a aussi : $V_s(t) = -\,Ri(t)$

Donc: $\boxed{V_s(t) = -\,RC\frac{\partial V_e(t)}{\partial t}}$

Conclusion : La tension de sortie est proportionnelle à la dérivée de la tension d'entrée.

Remarque : Ce montage oscille en général lorsqu'on va dans les hautes fréquences. Pour réduire cet effet, on ajoute la résistance R_1 qui limitera la puissance injectée dans le circuit.

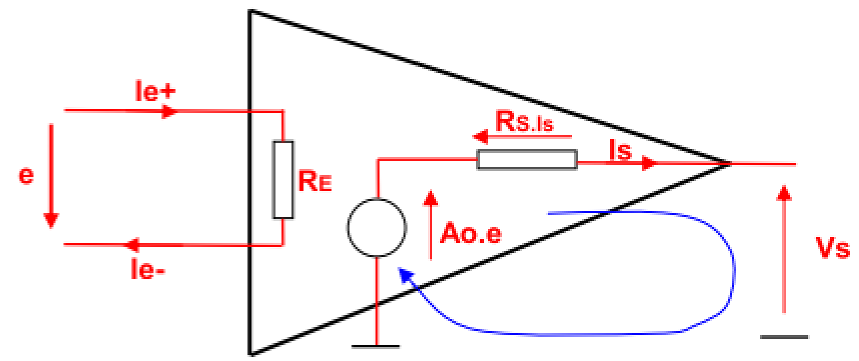
On prend typiquement $R_1 < R/10$

Problèmes liés à l’AOP réel

Il y a 4 problèmes principaux :

- La valeur finie du gain
- La tension d’offset
- Le courant des entrées
- La réponse en fréquence

Problèmes liés à l'AOP réel
Rappel de l'AOP réel



R_E = Résistance d'entrée de l'AOP

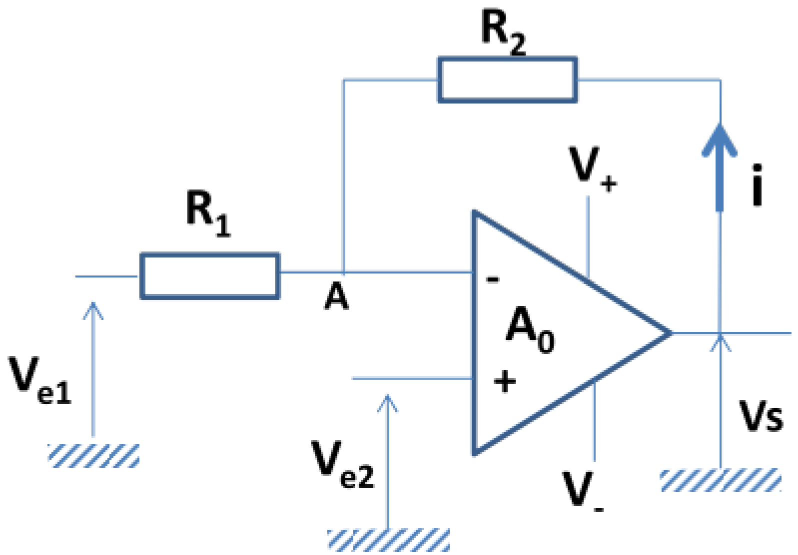
A_0 = Gain en boucle ouverte de l'AOP
R_S = Résistance de sortie de l'AOP

Exemple

	µA 741C	TL 081C
Gain en tension (boucle ouverte)	200000	200000
Courant d'entrée	80 nA	30 pA
Résistance d'entrée	$2.10^6\Omega$	$10^{12}\Omega$
Fréquence avec gain = 1	1 MHz	3 MHz
Vitesse de réponse (Slew rate)	0,5 V/µs	13 V/µs
Etage d'entrée	bipolaire	TEC à jonction

Problèmes liés à l'AOP réel:
La valeur finie du gain

On reprend le montage inverseur mais cette fois, on considère l'AOP réel



$$\boxed{V_s = \frac{A_0}{1 + A_0 B}\left(V_{e2} - Ve_1(1-B)\right)}$$

(*la démonstration sera faite en tutorial*)

avec $B = R_1/(R_1+R_2)$

Remarque : Si A_0 est infini alors : $V_s = \frac{1}{B}\left(V_{e2} - Ve_1(1-B)\right)$

On introduit donc une erreur relative : $\frac{V'_s - Vs}{V_s} = \frac{1}{A_0 B}$

Exemple

R_1=10 kΩ et R_2 = 100 kΩ d'où B = 1/11

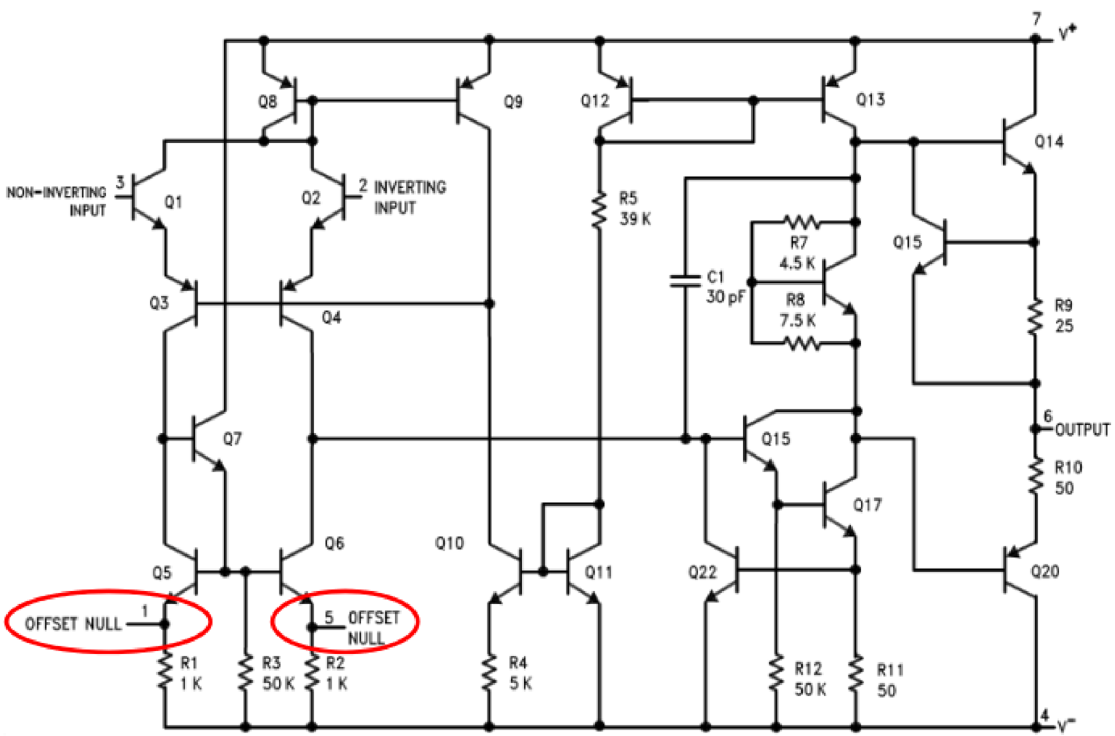
Si AOP idéal : Av = -10

Si A_0 = 1000, l'erreur sera de 1,1%

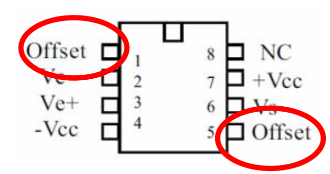
Problèmes liés à l'AOP réel
La tension d'offset

Offset = décalage

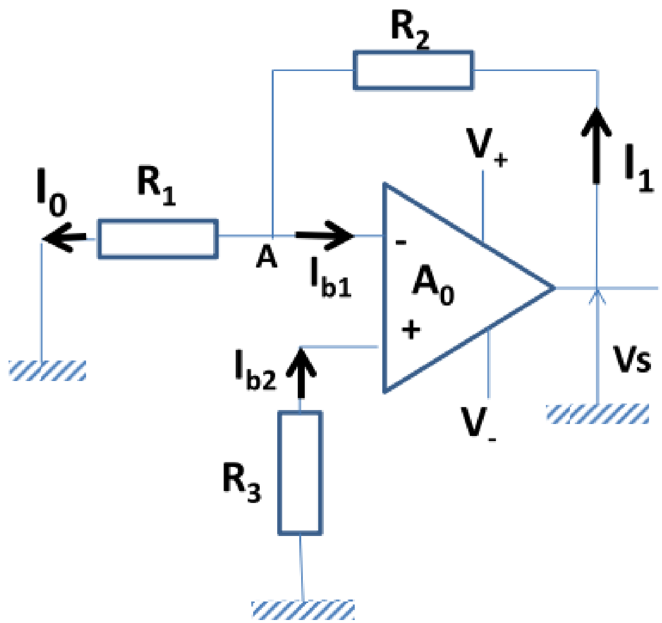
A cause des imperfections des amplificateurs opérationnels, la tension de sortie n'est pas nulle quand les 2 entrées sont au même potentiel. On peut corriger ça en déséquilibrant l'amplificateur depuis une patte externe.



Brochage du LM 741CN :



Problèmes liés à l'AOP réel
Le courant des entrées



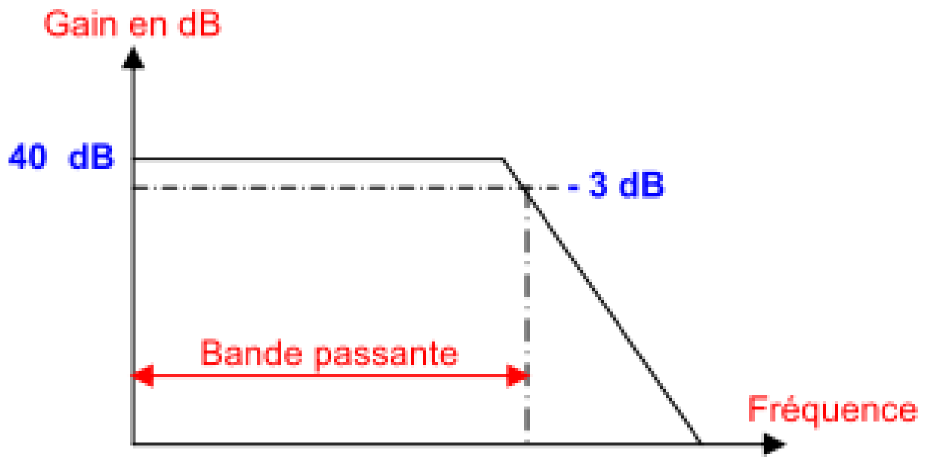
$$\boxed{V_s = R_2 I_{B1} - R_3 I_{B2}\left(\frac{R_1 + R_2}{R_1}\right)}$$

(*la démonstration sera faite en tutorial*)

Remarque : on minimisera cette tension de fuite en prenant $R_3 = R_1 // R_2$

Problèmes liés à l'AOP réel
La réponse en fréquence

Le gain est défini par la formule : $A_v(dB) = 20 \log |A_v| = 20 \log |V_s/V_e|$

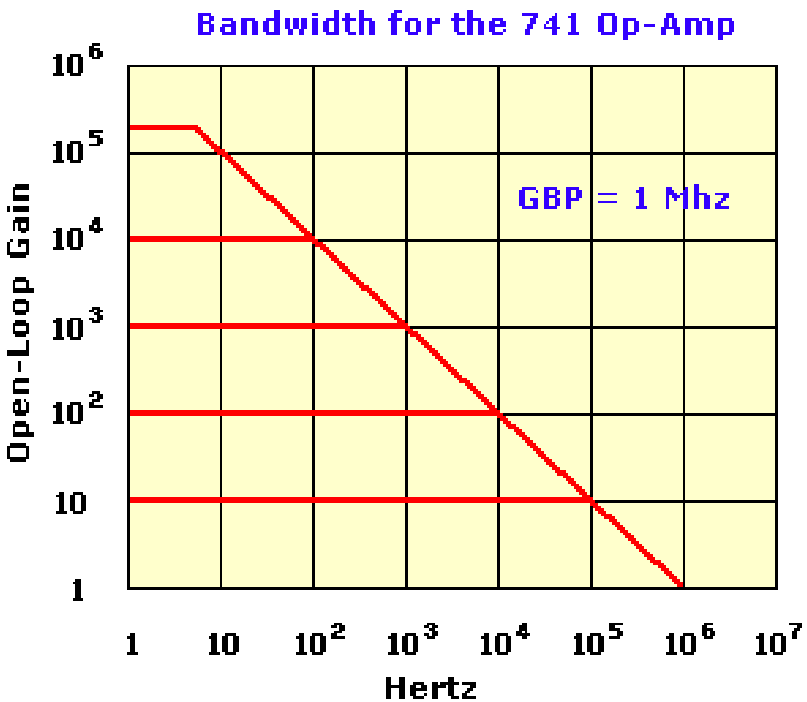


La bande passante est définie par la fréquence pour laquelle le gain est réduit de 3 dB (c'est la fréquence de coupure f_C).

Dans un AOP, le produit : $\boxed{\textbf{Gain x bande passante = constante}}$.

<u>Conclusion</u> : Plus le gain est important, plus la fréquence de coupure sera basse.

Produit gain x bande pour le LM 741



Pour retrouver facilement la valeur du produit gain x bande de l'AOP 741, On peut regarder quelle est la fréquence de fonctionnement maximale pour le gain de 1. On voit que c'est 10^6 Hz. Le produit gainxbande est donc égal à 1 MHz.

Par conséquent, on sait par exemple que si on veut concevoir un amplificateur de gain 10^2 avec l'AOP 741, on sait que sa fréquence maximale d'utilisation sera $10^6/10^2 = 10^4$ Hz. C'est bien ce que l'on voit sur le graphe ci-dessus.

Références bibliographiques ayant servi à ce cours

- Ressource en ligne *Baselecpro* sur le site Internet http://www.iutenligne.net/
Auteur : Michel Piou

- Site en ligne : http://www.learnabout-electronics.org/