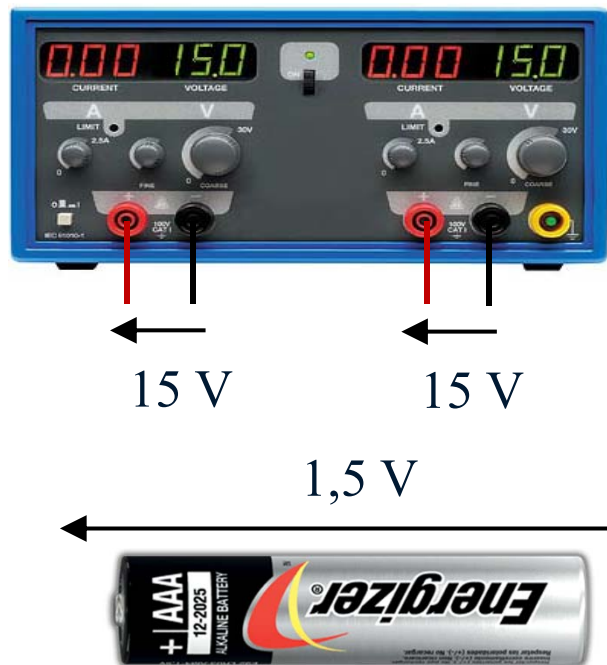


Electronique analogique

Alimentation = Pile ou batterie

=

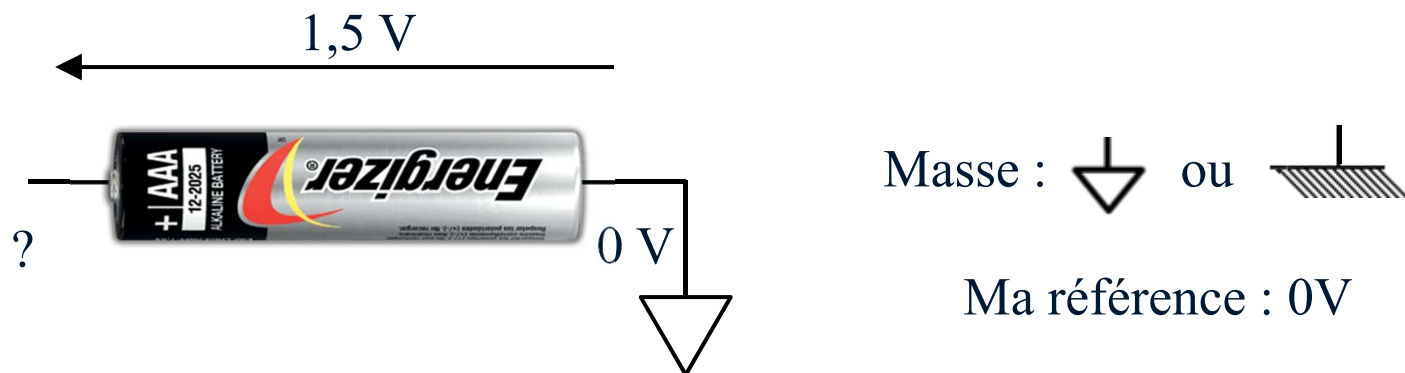
Générateur de tension continue



G. JACQUEMOD

Alimentation

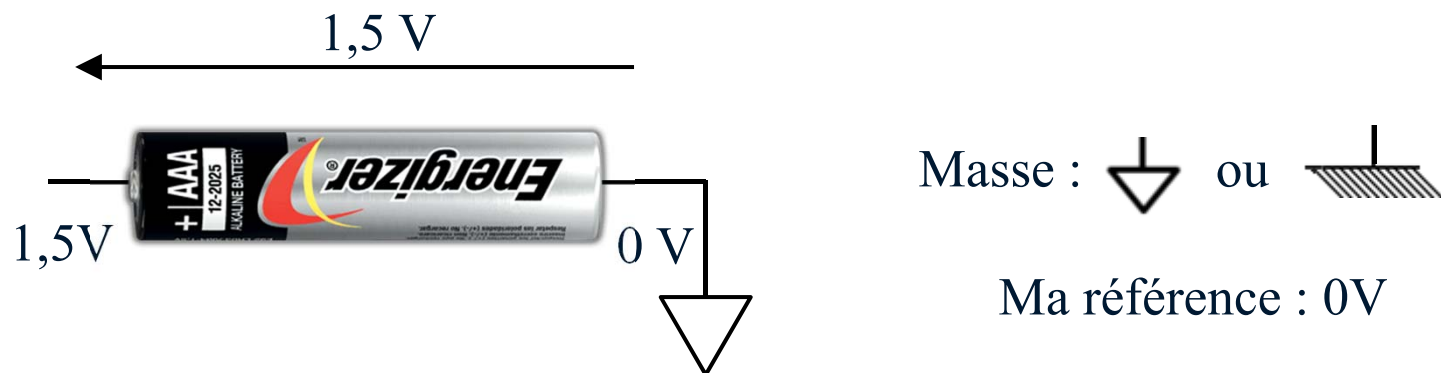
Alimentation = Pile ou batterie
=
Générateur de tension continue



Electronique Analogique

Alimentation

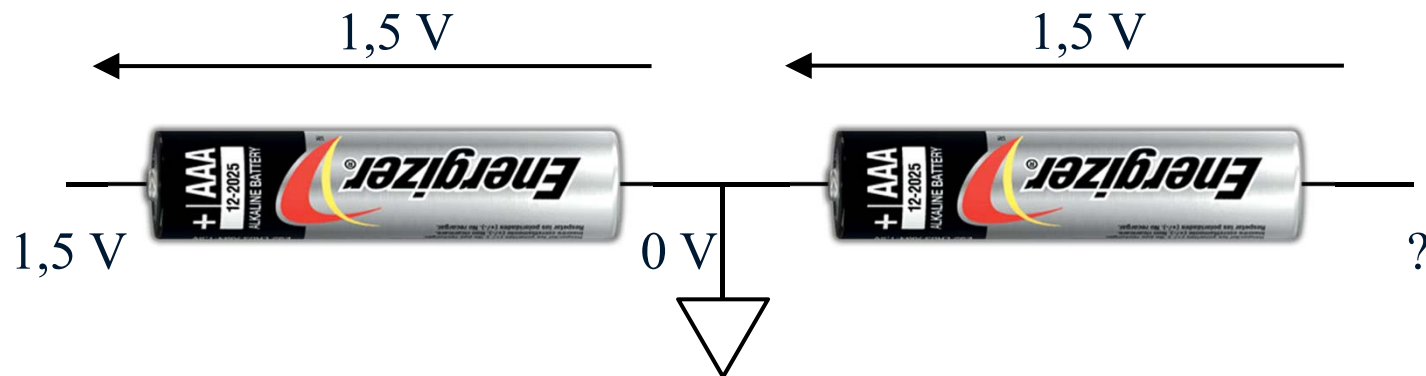
Alimentation = Pile ou batterie
=
Générateur de tension continue



Electronique Analogique

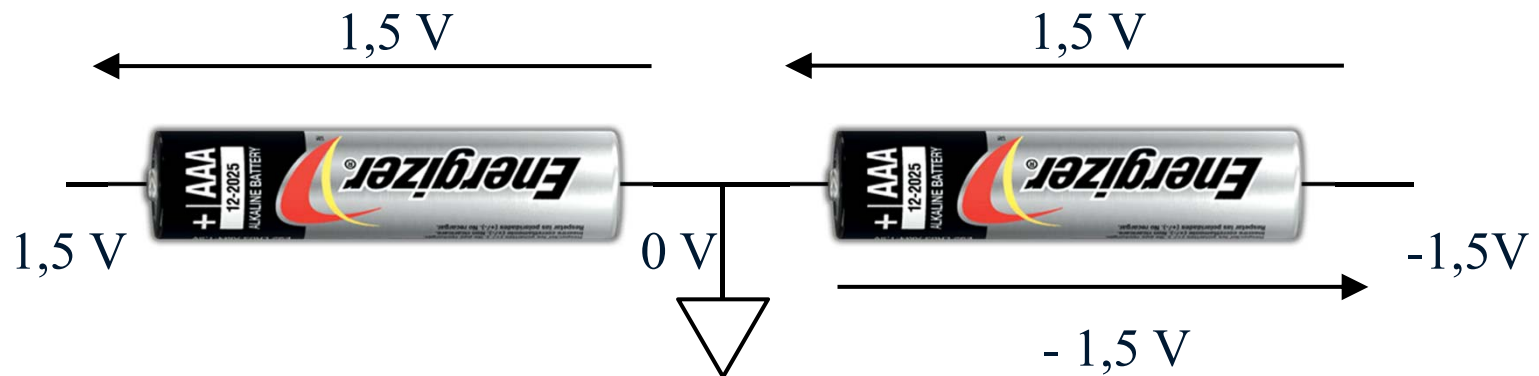
Alimentation

Alimentation = Pile ou batterie
=
Générateur de tension continue



Alimentation

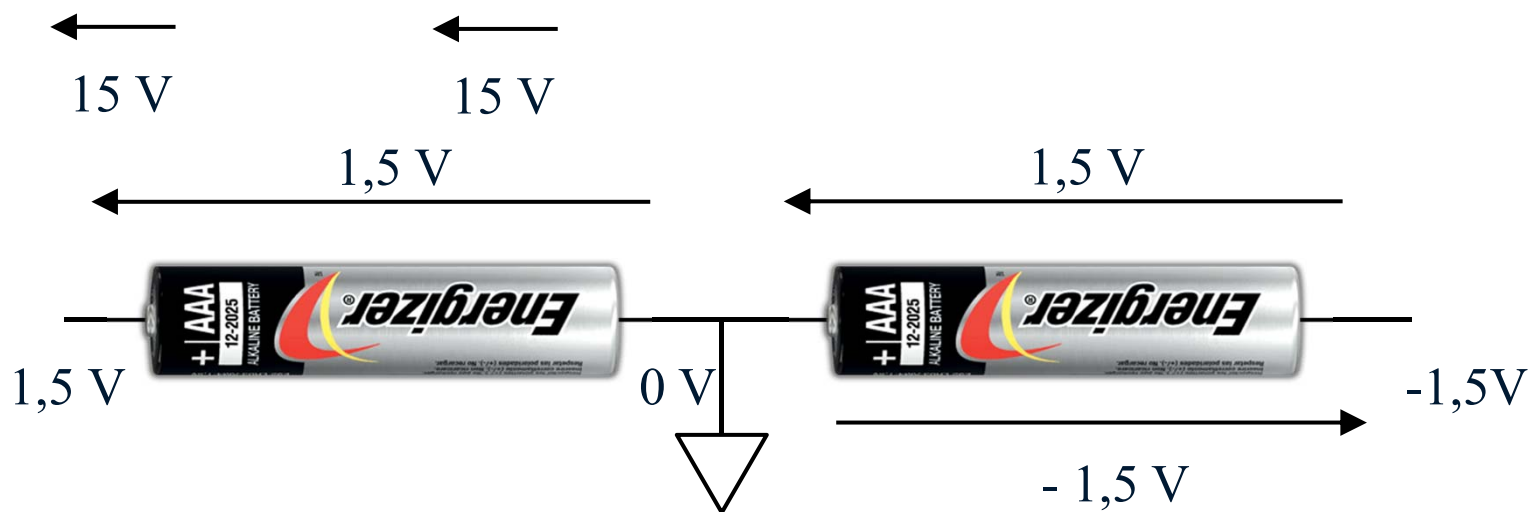
**Alimentation = Pile ou batterie
=
Générateur de tension continue**



Alimentation



Attention :
Jaune = Terre
Potentiel flottant



Electronique Analogique

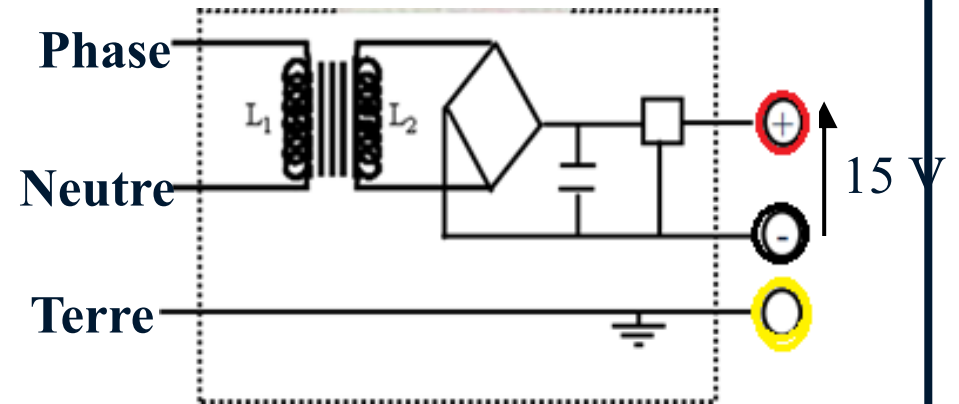
Alimentation



15 V

15 V

Jaune = Terre
Potentiel flottant

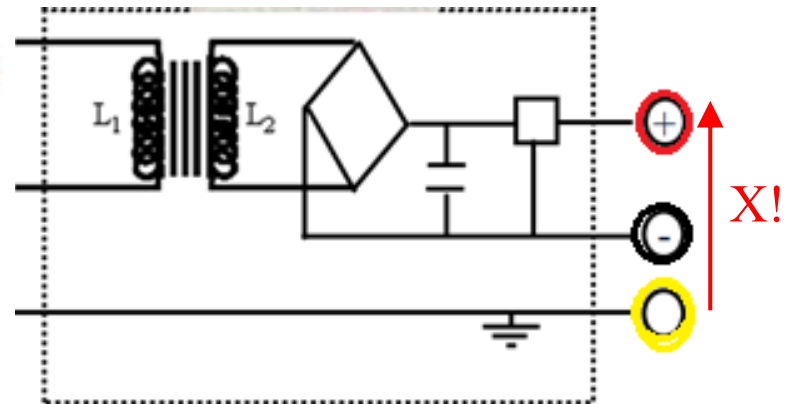


Electronique Analogique

Alimentation



Attention :
Jaune (Fil Jaune et Vert) = Terre
Potentiel flottant ?

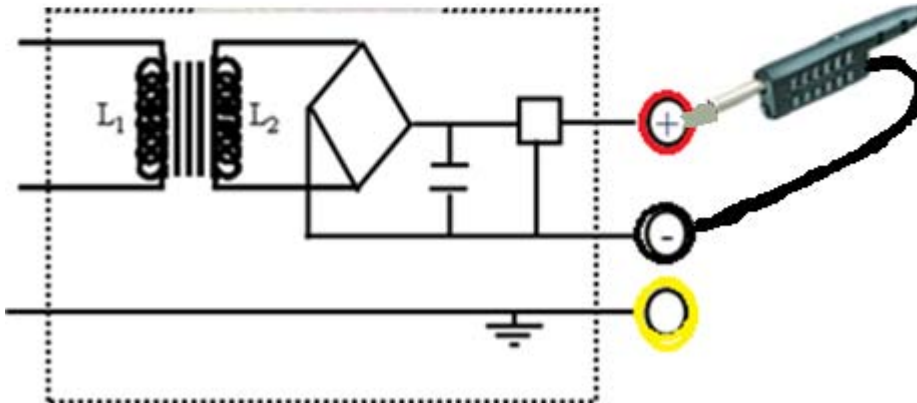


$$V=220\sqrt{2}\cos(2\pi 50t)=310\cos(2\pi 50t)$$

X=Unknown

Alimentation

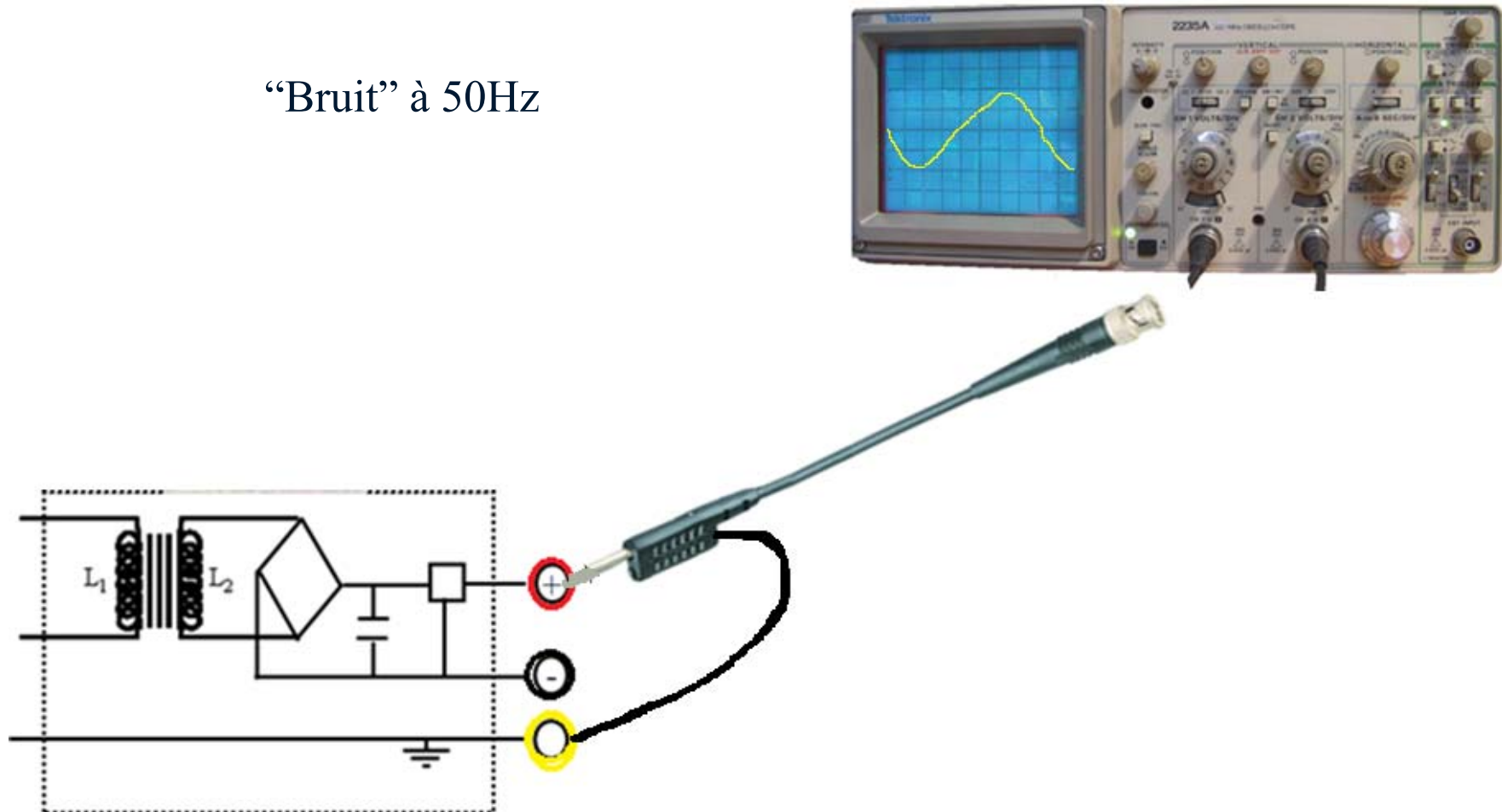
15V



Electronique Analogique

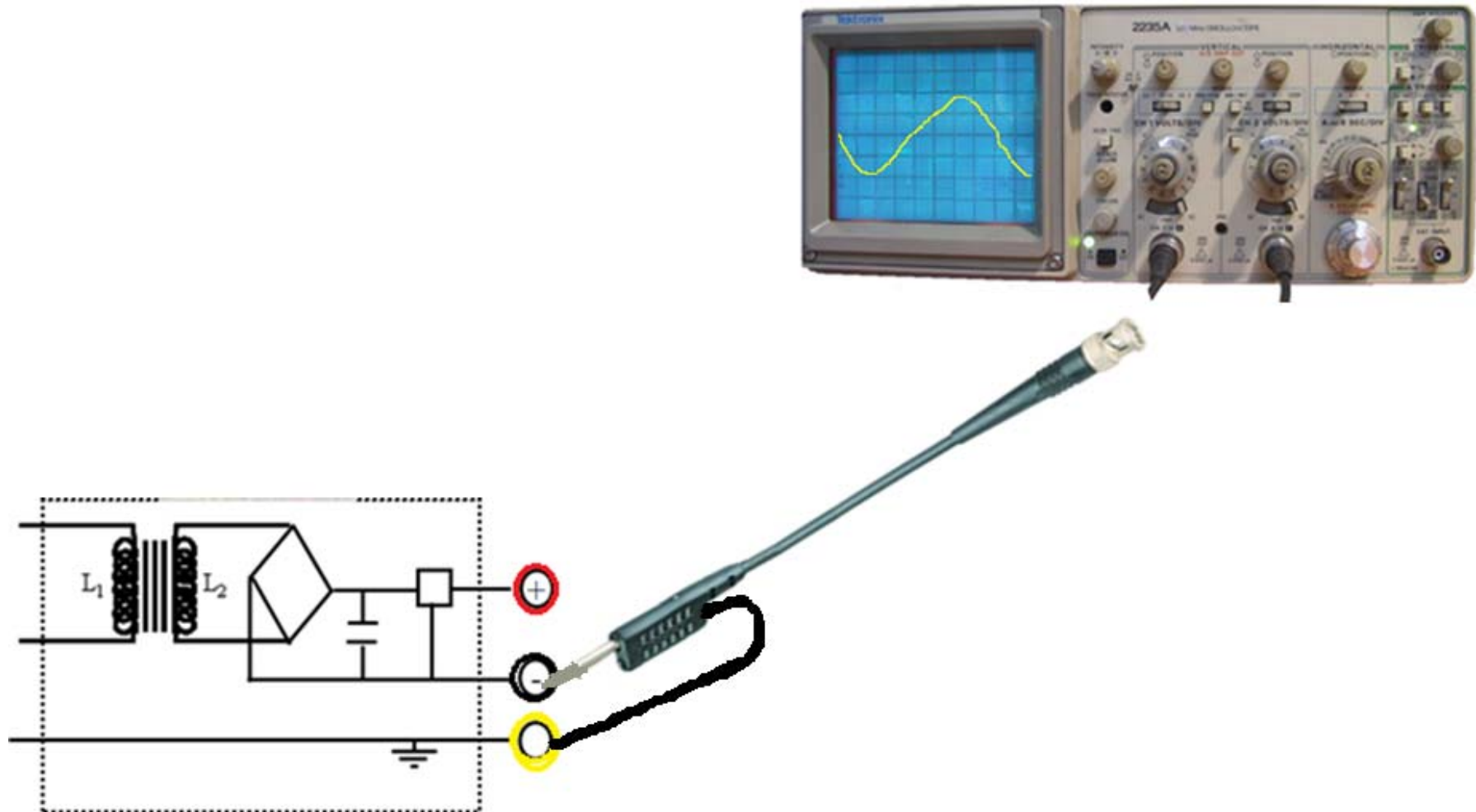
Alimentation

“Bruit” à 50Hz



Electronique Analogique

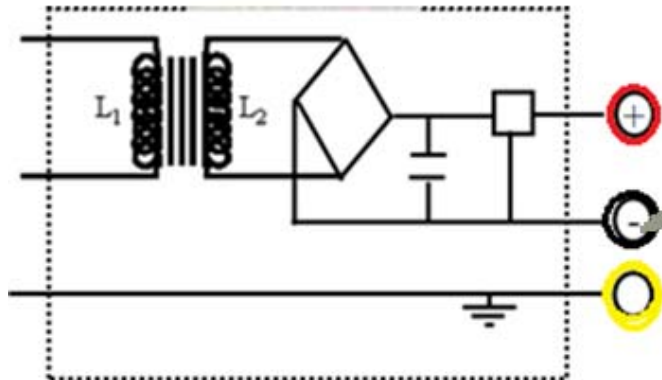
Alimentation



Electronique Analogique

Alimentation

Flottant
Pas référencé

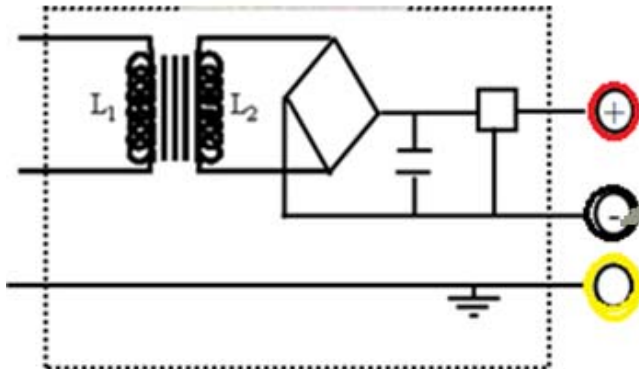


Electronique Analogique

Alimentation



Flottant
Pas référencé



Si $V_{AB} = V_A - V_B = 310 \cos(2\pi 50t)$
 et $L_1 = L_2 = L$ ($n_1 = n_2 = n$)
 Alors $V_{CD} = V_C - V_D = V_A - V_B = V_{AB}$
 Soit $V_{CD} = V_A - V_B = 310 \cos(2\pi 50t)$

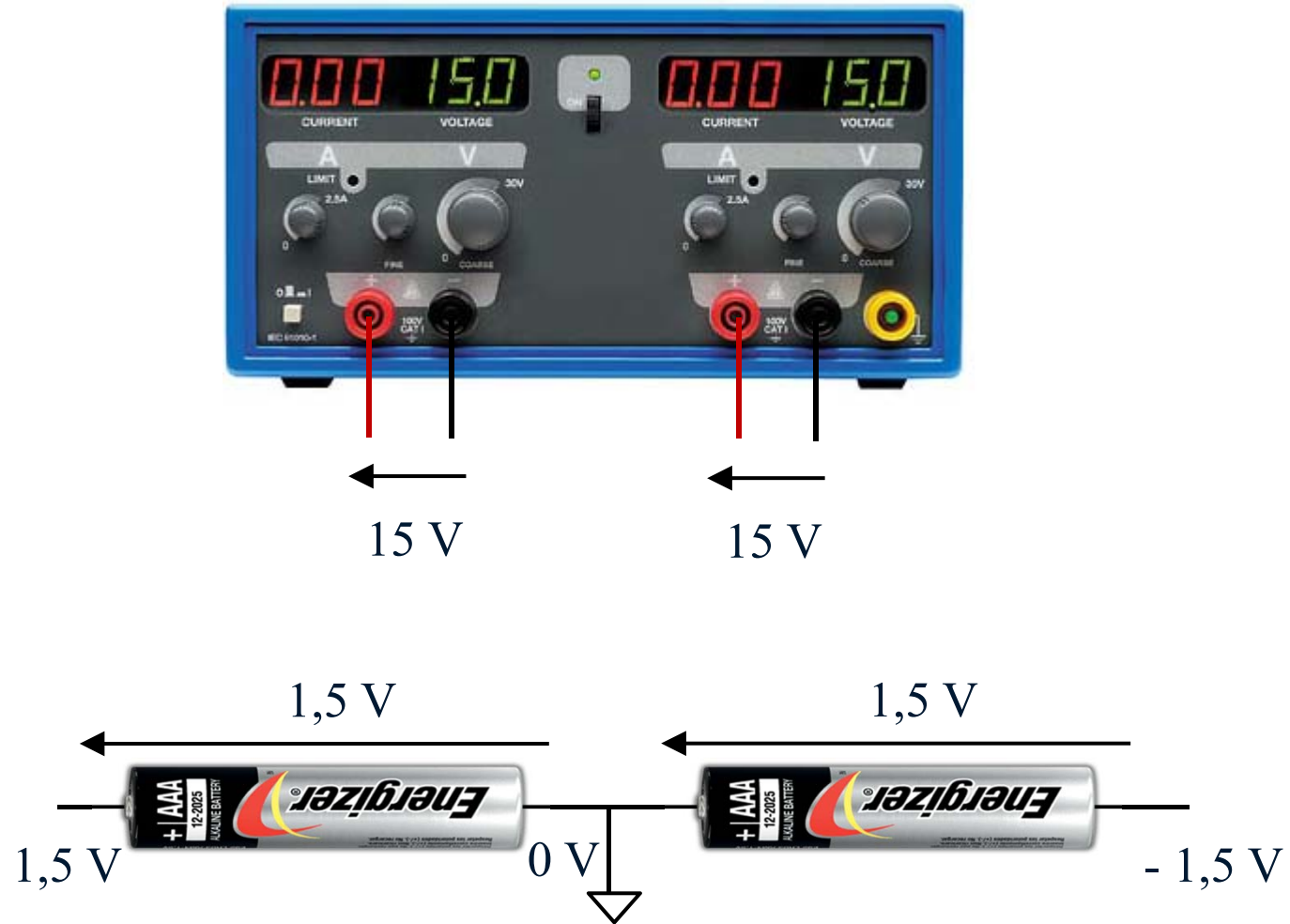
Mais $V_{CB} = X$, $V_{CA} = X$, $V_{DB} = X$ et $V_{DA} = X$
 $X = \text{Unknown}$

Alimentation



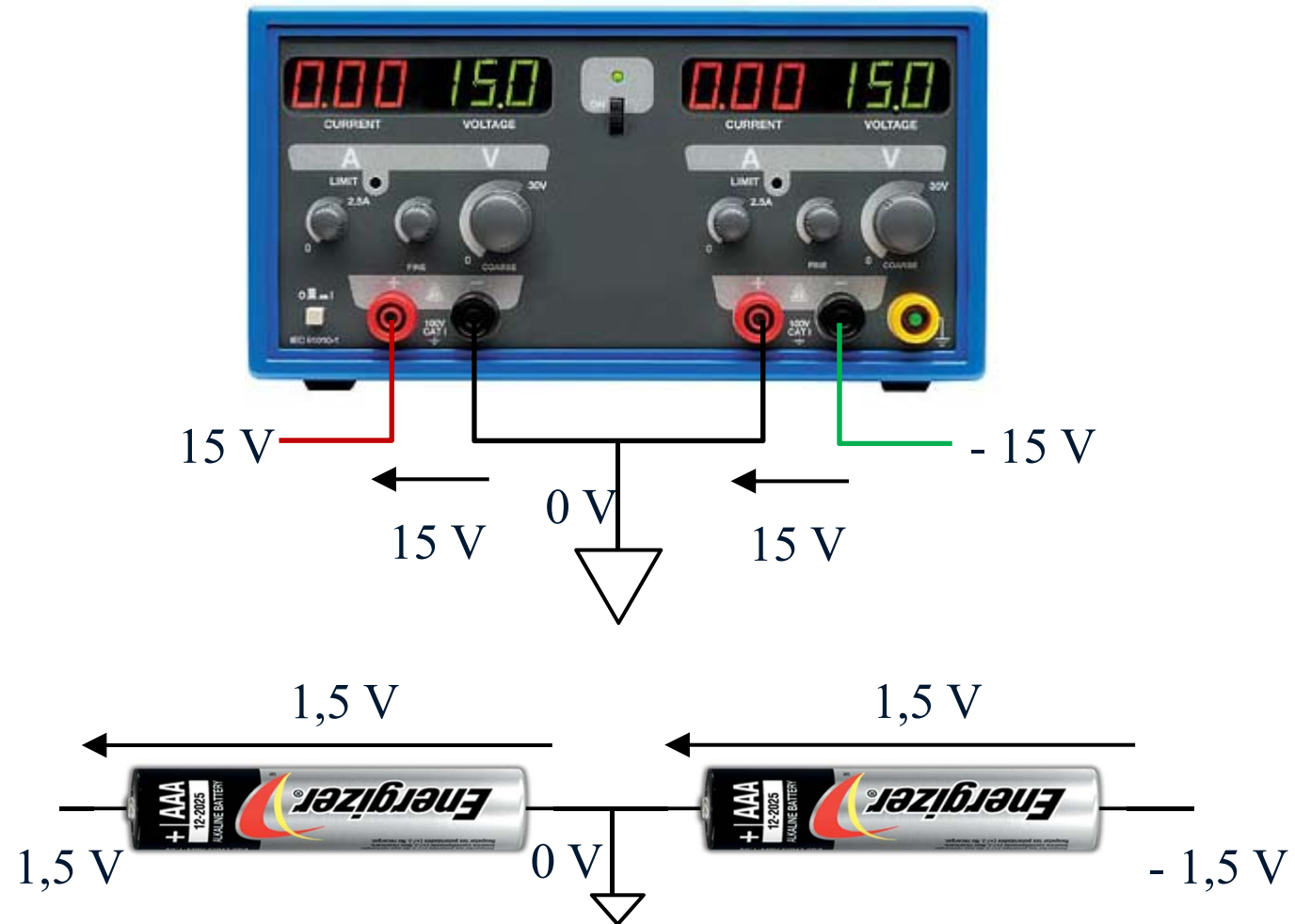
X : Allure équivalente (Bruit 50Hz) mais amplitude différente (dépend de l'antenne)

Alimentation



Electronique Analogique

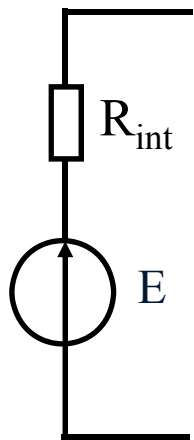
Alimentation



Electronique Analogique

Alimentation

Quel est l'ordre de grandeur de R_{int} ?



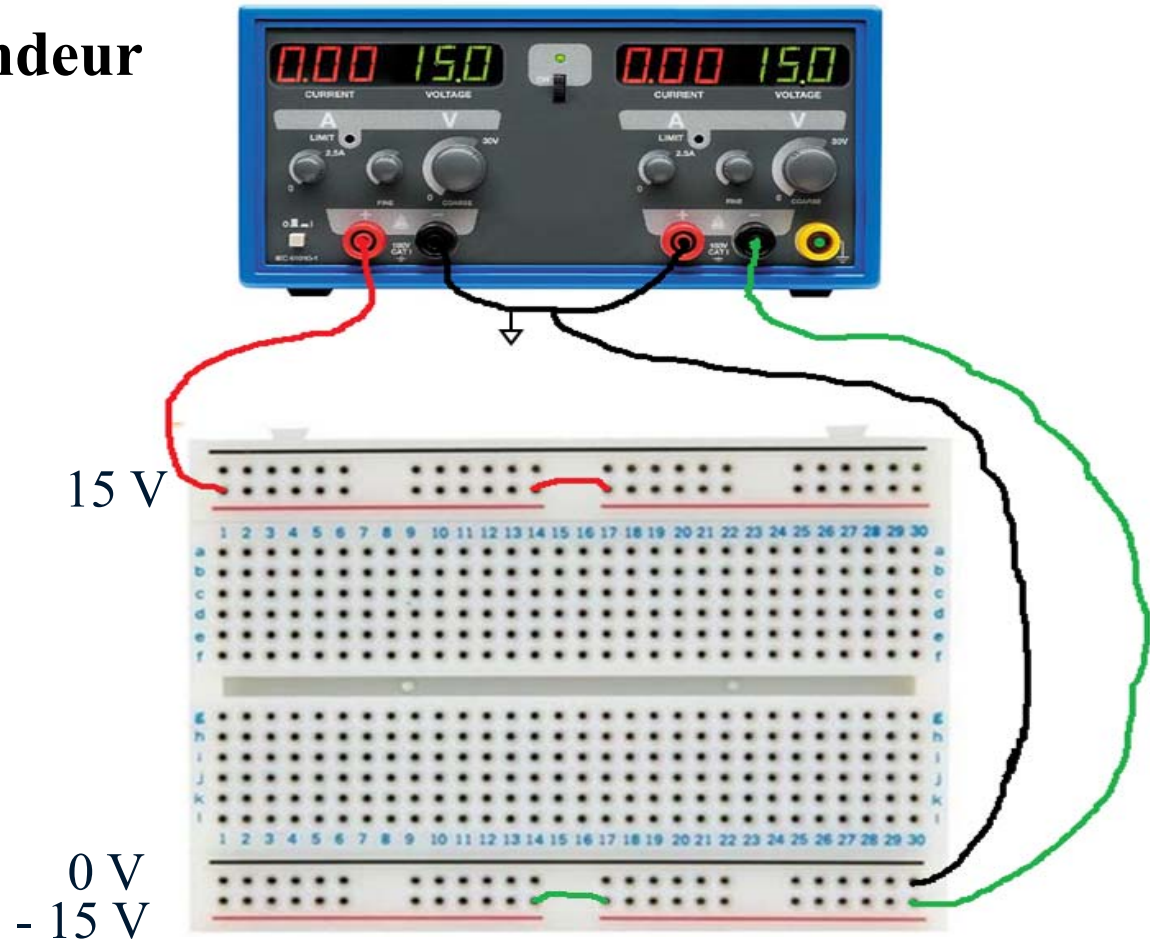
A – qq $\text{m}\Omega$

B – qq Ω

C – 50 Ω

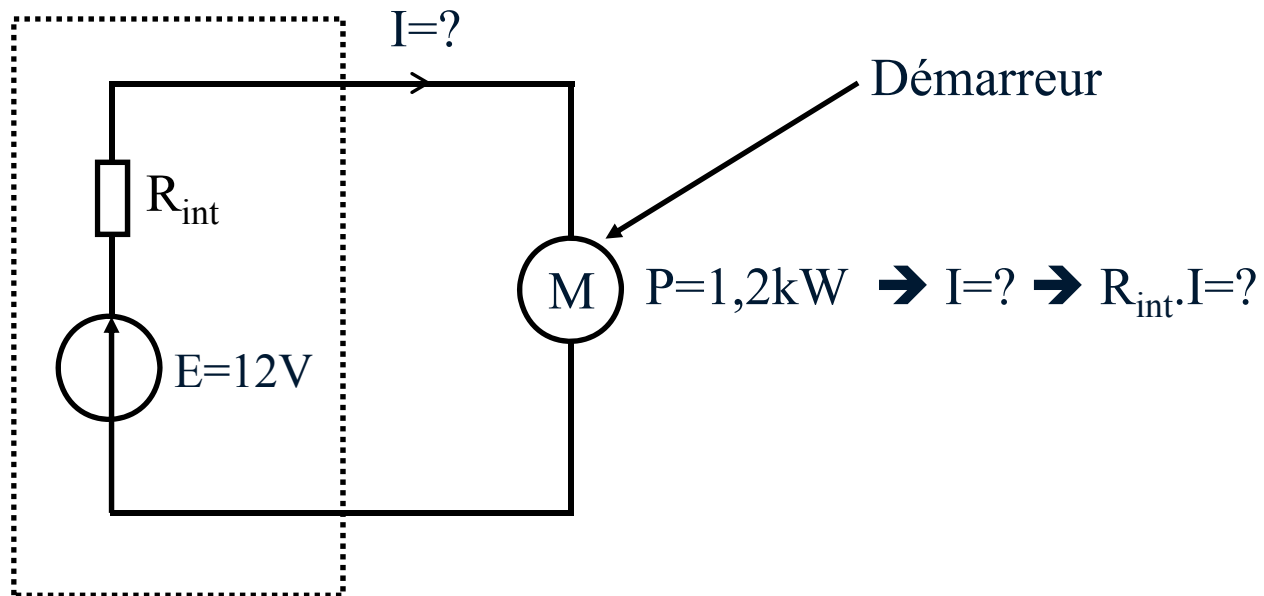
D – qq $\text{k}\Omega$

E – qq $\text{M}\Omega$



Alimentation

Quel est l'ordre de grandeur de R_{int} ? Batterie de voiture

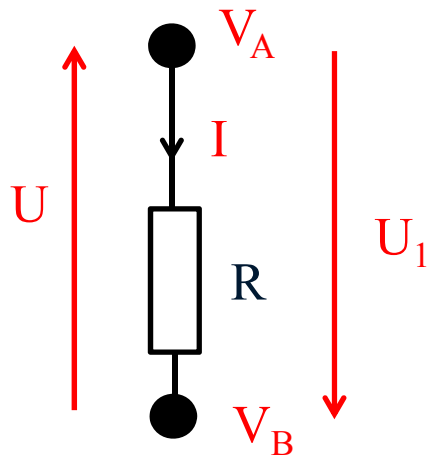


Loi d'Ohm et lois de Kirshoff

Découverte avec la plateforme Lushprojects

<http://lushprojects.com/circuitjs/circuitjs.html>

Quelques rappels de base : Loi d'Ohm !!!!!



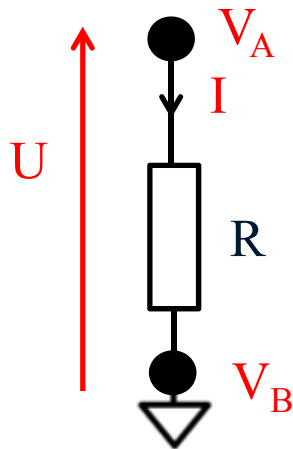
$$U = RI = V_A - V_B$$

$$U_1 = -U = -RI = V_B - V_A$$

"Tension Haute" - "Tension Basse" = RI

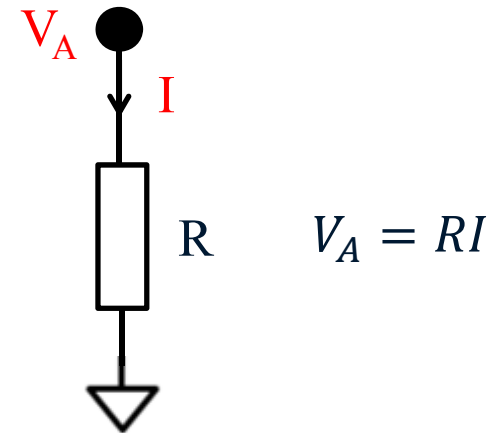
Loi d'Ohm et lois de Kirshoff

Quelques rappels de base : Masse  ou  Ma référence : 0V



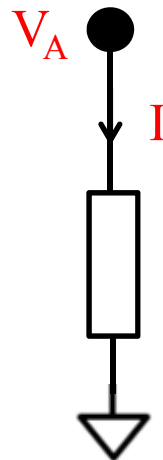
Par définition $V_B = 0$

$$U = RI = V_A - V_B = V_A$$



$$V_A = RI$$

Généralisation :



Z

$$V_A = ZI$$

$V_A(t)$ ou $V_A(f)$?
Respectivement $I(t)$ ou $I(f)$?

Domaine temporel ou domaine fréquentiel ?

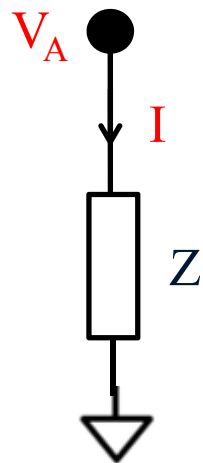
Loi d'Ohm et lois de Kirshoff

Quelques rappels de base : Loi d'Ohm généralisée

$$s(t) = \int_{-\infty}^{\infty} S(f) e^{+2j\pi f t} df \iff S(f) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) e^{-2j\pi f t} dt$$

Transformée
de Fourier

$$s'(t) \iff (2j\pi f)S(f) \quad \int_{-\infty}^t s(u) du \iff S(f)/(2j\pi f)$$



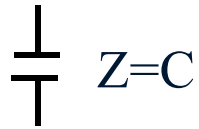
$$v_A(t) \iff V_A(f) \quad i(t) \iff I(f)$$

Si $Z=R$ alors $U=RI=V_A$

$$v_A(t)=Ri(t) \quad V_A(f)=RI(f)$$

R ne dépend pas de la fréquence

Loi d'Ohm et lois de Kirshoff



$Z=C$

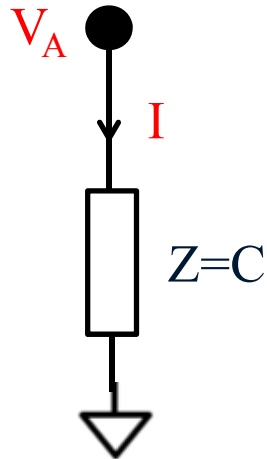
$$i = \frac{dQ}{dt} = i(t)$$

$$Q = CU = CV_A$$

$$i(t) = \frac{dQ}{dt} = C \frac{dV_A}{dt} \quad \Longrightarrow \quad v_A(t) = \frac{1}{C} \int_{-\infty}^t i(u) du$$

$$v_A(t) = \frac{1}{C} \int i dt$$

$$\int_{-\infty}^t s(u) du \iff S(f)/(2j\pi f)$$

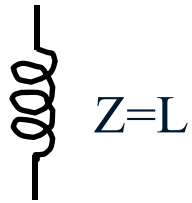


$$V_A(f) = \frac{1}{C} \frac{I(f)}{2j\pi f} = \frac{1}{C} \frac{I(f)}{j\omega} = \frac{1}{jC\omega} I(f) = Z_C I(f)$$

$$Z_C = Z_C(f) = \frac{1}{jC\omega} = \frac{1}{2j\pi f C}$$

$$|Z_C| = \frac{1}{C\omega} = \frac{1}{2\pi f C}$$

Loi d'Ohm et lois de Kirshoff

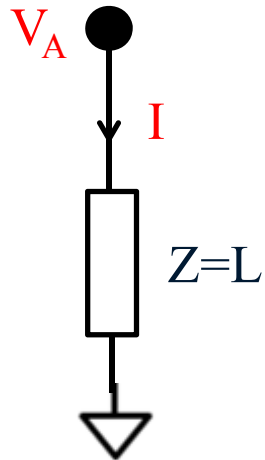


FEM : “S’oppose au courant
qui lui donne naissance”

$$\Rightarrow V_L = -L \frac{di}{dt}$$

$$v_A(t) = L \frac{di}{dt}$$

$$s'(t) \Leftrightarrow (2j\pi f)S(f)$$

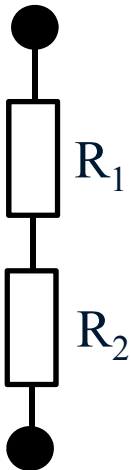


$$V_A(f) = L(2j\pi f)I(f) = (2j\pi fL)I(f) = (jL\omega)I(f) = Z_L I(f)$$

$$Z_L = Z_L(f) = 2j\pi fL = jL\omega$$

$$|Z_L| = 2\pi fL = L\omega$$

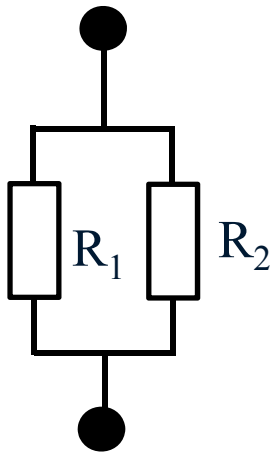
Loi d'Ohm et lois de Kirshoff



Même courant I et somme des tensions U_1 et U_2

$$U = RI = U_1 + U_2 = R_1 I + R_2 I = (R_1 + R_2) I$$

$$R = R_{eq} = R_1 + R_2$$

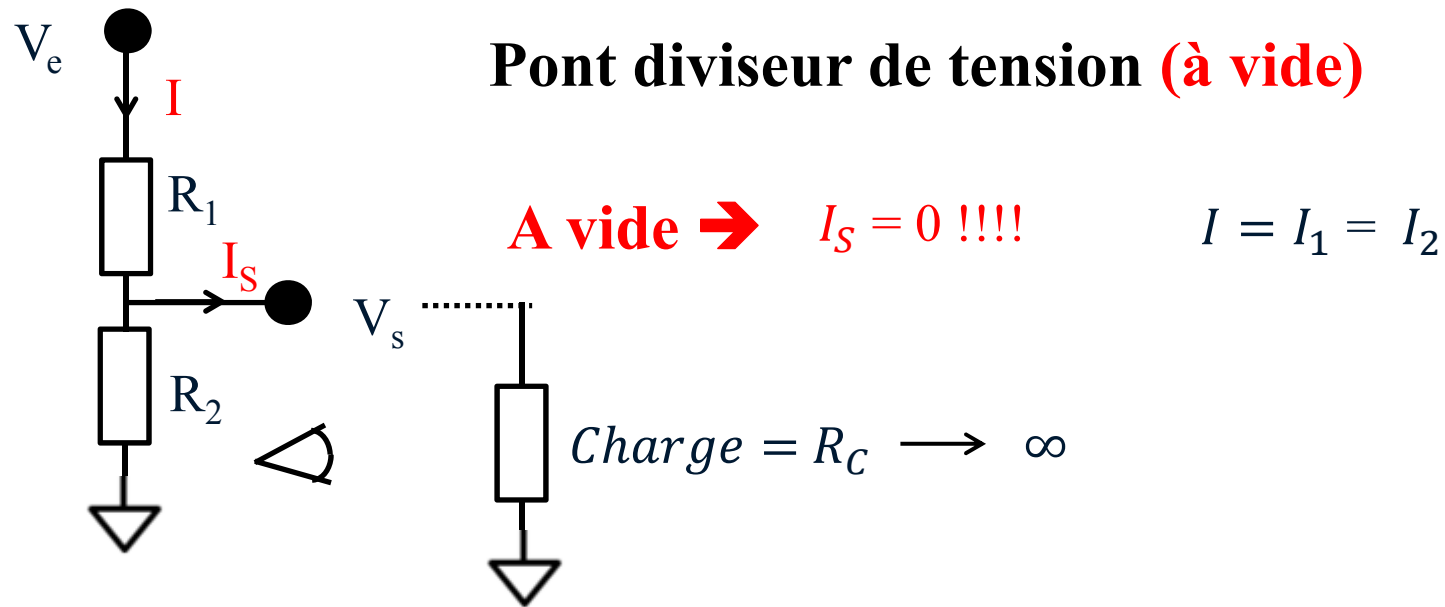


Même tension U et somme des courants I_1 et I_2

$$U = RI = U_1 = U_2 = R_1 I_1 = R_2 I_2 \quad I = I_1 + I_2$$

$$I = \frac{U}{R_1} + \frac{U}{R_2} = \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) U = \frac{U}{R} \quad R = R_{eq} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

Loi d'Ohm et lois de Kirshoff



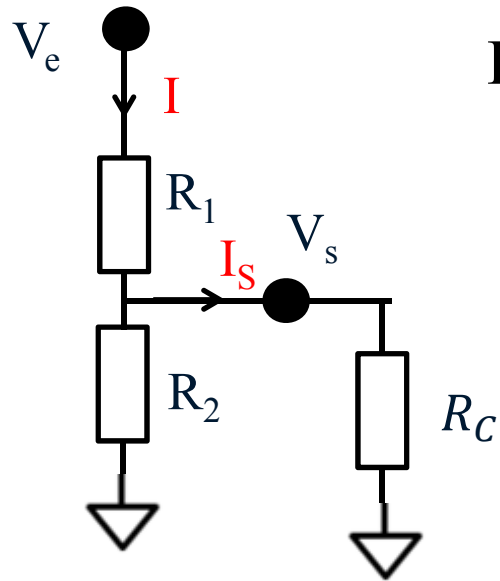
$$V_e = (R_1 + R_2)I$$

$$V_s = R_2 I$$

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{R_2 I}{(R_1 + R_2) I} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

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

Loi d'Ohm et lois de Kirshoff



Pont diviseur de tension **en charge**

En charge $\rightarrow I_s \neq 0$!!!! $I = I_2 + I_s$

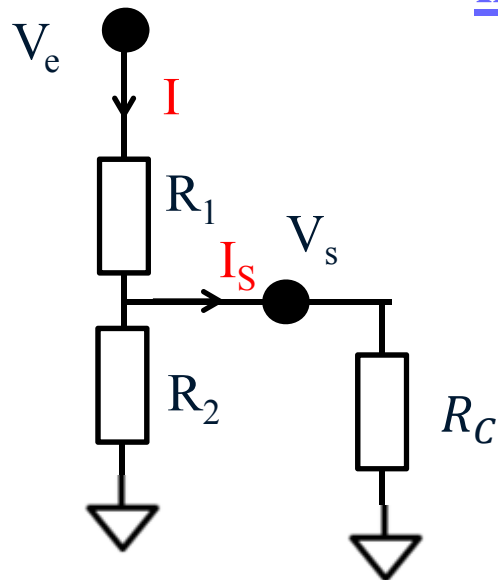
$$R_{eq} = \frac{R_2 R_C}{R_2 + R_C}$$

Remarque si R_C tend vers ∞ alors I_s tend vers 0 (cas précédent) : en fait il suffit que $R_C \gg R_2$!!!!

$$V_s = V_e \frac{R_{eq}}{R_1 + R_{eq}}$$

Loi d'Ohm et lois de Kirshoff

<http://lushprojects.com/circuitjs/circuitjs.html>



On prendra $R_1=1\text{k}\Omega$ et $R_2=2\text{k}\Omega$

Avec $R_C=\infty$ et $V_e=3\text{V}$

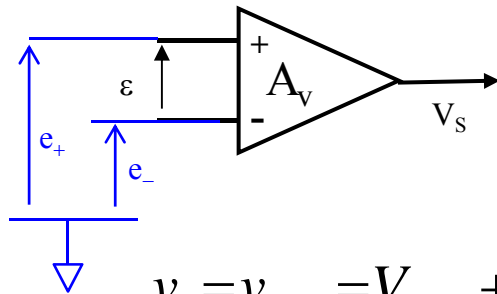
Calculer I , I_s et V_s et vérifier sous lushprojects

Mêmes questions avec $R_C=100\text{k}\Omega$ puis $20\text{k}\Omega$

On prendra finalement $R_C=2\text{k}\Omega \rightarrow$ Calculer I , I_s et V_s et vérifier sous lushprojects
Sauvegarder ce montage.

Amplificateur Opérationnel idéal

Amplificateur opérationnel idéal : Principe



$$v_s = v_{OUT} = V_{OUT_0} + A_{vd} \cdot \varepsilon + A_{vc} \cdot v_{in_c}$$

ε : Entrée différentielle

v_{in_c} : Entrée de mode commun

A_{vd} : Gain différentiel

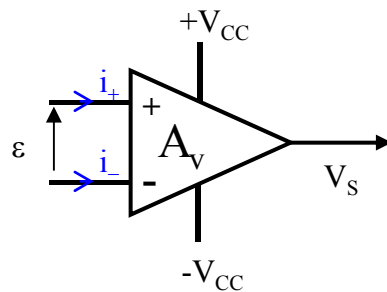
A_{vc} : Gain de mode commun

Remarque : Les sources de tensions v_{in_c} et ε ne sont pas réelles. Elles sont issues d'un artifice mathématique pratique pour l'étude de l'étage différentiel.

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{OUT_0} : \text{offset} \\ v_{in_c} = \frac{1}{2}(e_+ + e_-) \\ \varepsilon = e_+ - e_- \end{array} \right. \quad \text{Amplificateur idéal} \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} V_{OUT_0} = 0 \text{ (tension d'offset)} \\ A_{vd} = A_v \rightarrow \infty \\ A_{vc} = 0 \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} e_+ = v_{in_c} + \varepsilon / 2 \\ e_- = v_{in_c} - \varepsilon / 2 \end{array} \right.$$

Amplificateur Opérationnel Idéal : Principe

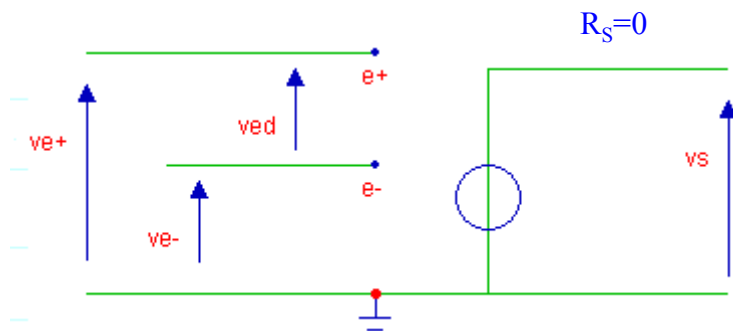
$$V_S = V_{out0} + A_{vd}\varepsilon + A_{vc}V_{inc}$$



$$\text{Amplificateur idéal} \Rightarrow \begin{cases} V_{OUT_0} = 0 \\ A_{vd} = A_v \rightarrow \infty \\ A_{vc} = 0 \end{cases}$$

$$\text{Amplificateur idéal} \Rightarrow \begin{cases} i_+ = i_- = 0 \Rightarrow \text{Résistances d'entrée} \rightarrow \infty \\ A_{vd} = A_v \rightarrow \infty \\ R_S = 0 \end{cases}$$

$$V_S \# A_{vd}\varepsilon = A_v \varepsilon = A_v(e_+ - e_-)$$



$$\text{Amplificateur (linéaire)} \Rightarrow \begin{cases} V_s < V_{CC} \\ e_+ = e_- \end{cases}$$

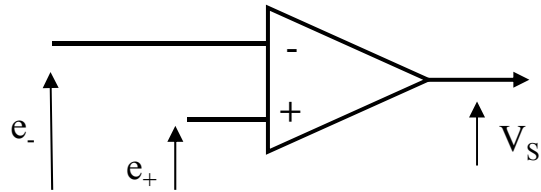
→ CR sur l'entrée - !

$$\text{Comparteur} \Rightarrow \begin{cases} e_+ > e_- \Rightarrow V_s = +V_{CC} \\ e_+ < e_- \Rightarrow V_s = -V_{CC} \end{cases}$$

CR sur l'entrée + ou 2 tensions différentes

Amplificateur Opérationnel

<http://lushprojects.com/circuitjs/circuitjs.html>



On prendra $e_+ = e_- = 0V$, puis $e_+ = e_- = 1V$

“Mesurer” dans chaque V_s et le courant sur les entrées e_+ et e_- .

Prendre $e_+ = 0V$, et $e_- = 1mV$, puis l’inverser ($e_- = 0V$, et $e_+ = 1mV$)

“Mesurer” dans chaque V_s .

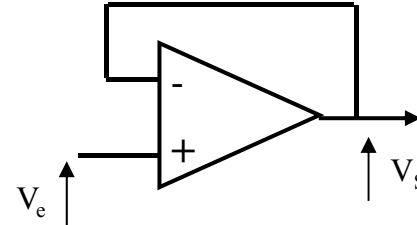
Vérifier les propriétés de l’amplificateur opérationnel : **Conclusion**

L’amplificateur opérationnel choisi est “idéal”!

Contre-Réaction

Réaliser le montage ci-contre :

Ce montage est appelé **suiveur**



Noter que la contre-réaction est sur l'entrée moins (entrée inverseuse)

➔ Le montage est donc linéaire : fonctionnement en amplificateur

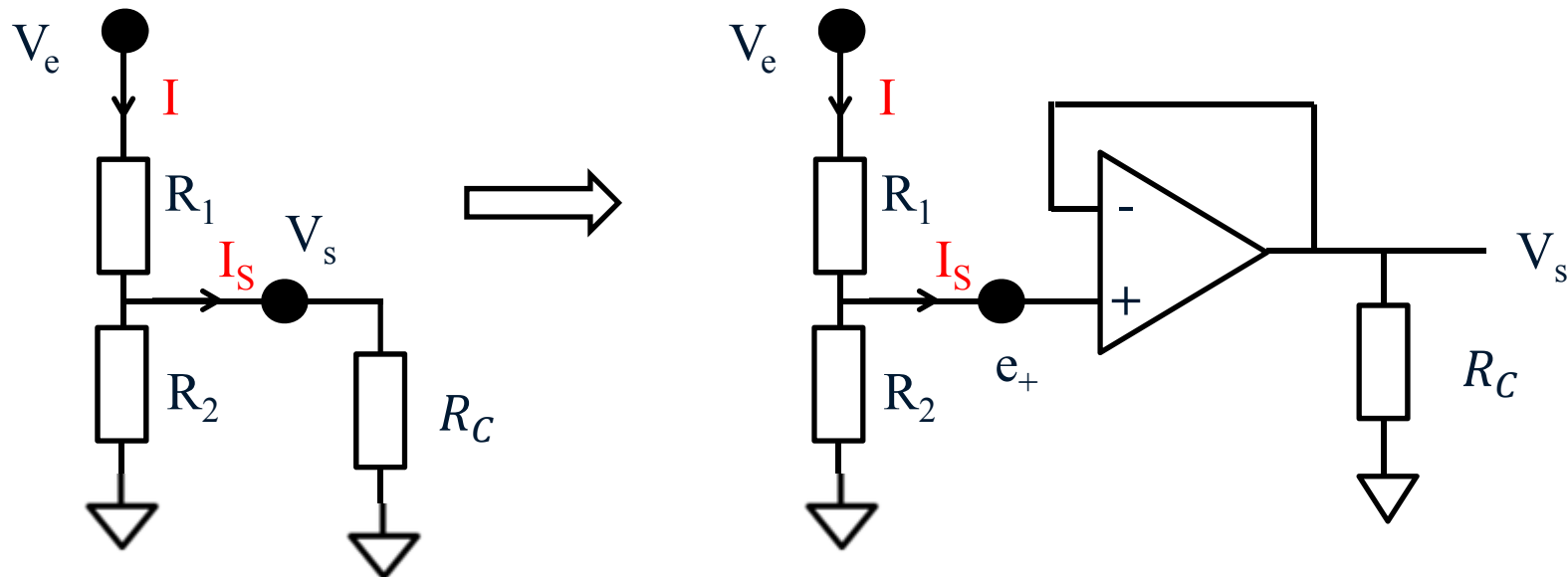
Prendre pour $V_e = e_+$ différentes formes d'onde, différentes fréquences et différentes tensions.

Pour chaque cas, visualiser V_e et V_s : **Conclusion**

Quel est le rôle de ce montage (suiveur ou adaptation d'impédance)?

Contre-Réaction : Suiveur

Reprendre le montage précédent (Pont diviseur chargé)



On prendra comme précédemment $V_e=3V$, $R_1=1k\Omega$ et $R_2=2k\Omega=R_C=2k\Omega$

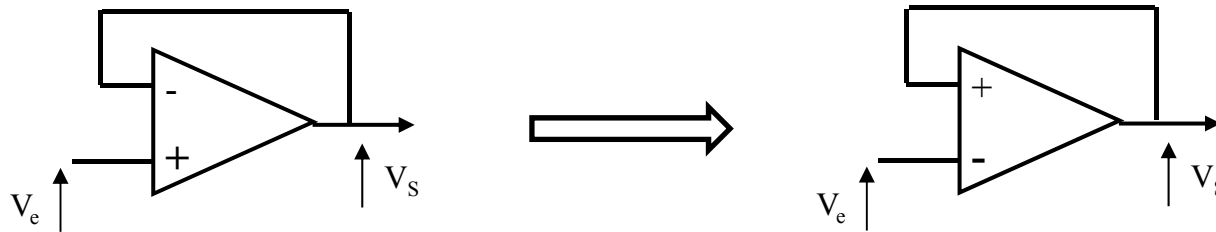
“Mesurer” sous lushprojects I , I_s et V_s

Visualiser également le courant dans R_C

Conclusion

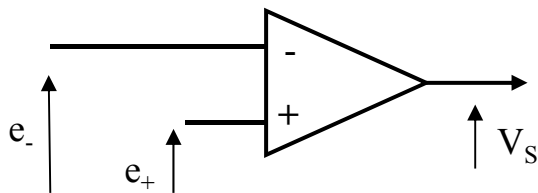
Contre-Réaction sur l'entrée +

Reprendre le montage suiveur et inverser les entrées



Prendre pour $V_e = e_+$ différentes formes d'onde, différentes fréquences et différentes tensions.

Pour chaque cas, visualiser V_e et V_s : **Conclusion**



Prendre pour $V_e = e_+$ différentes formes d'onde, différentes fréquences et différentes tensions et $e_- = 0V$

Pour chaque cas, visualiser V_e et V_s : **Conclusion**

Mêmes questions avec $V_e = e_-$ et $e_+ = 0V$

Conclusion

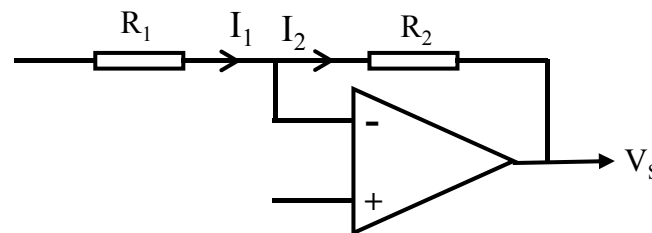
Montages de base

- Montage suiveur (adaptation d'impédances)



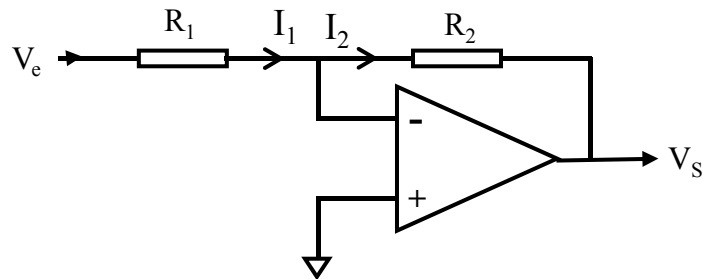
$$V_s = V_e \text{ et } i_e = 0 \quad V_s = e_- = e_+ = V_e$$

- Contre-Réaction sur e- ➔ Montage linéaire (e+=e-)



Amplificateur Opérationnel

➤ Montage Inverseur



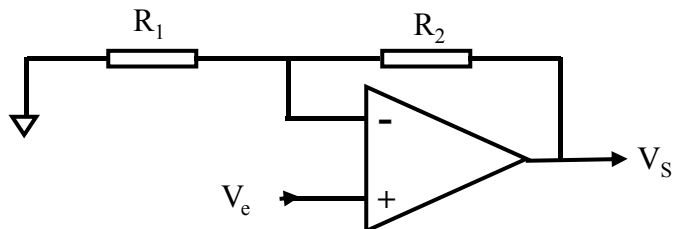
$$V_e - e_- = V_e - e_+ = V_e = R_1 I_1 \quad I_2 = I_1$$

$$e_- - V_s = e_+ - V_s = -V_s = R_2 I_2$$

$$\frac{V_s}{V_e} = -\frac{R_2 I_2}{R_1 I_1} = -\frac{R_2}{R_1} \quad R_e ?$$

$$R_e = R_1$$

➤ Montage Non Inverseur



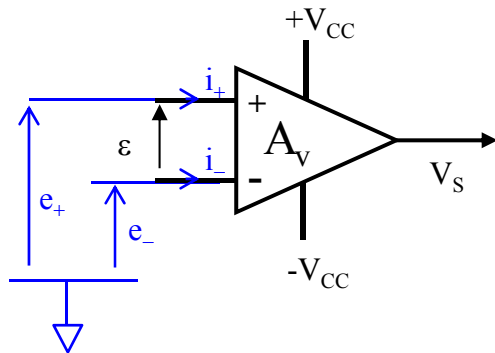
$$\frac{V_s}{V_e} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

Attention : Contre-réaction sur l'entrée inverseuse (Patte -) et ici $R_e \rightarrow \infty$

Suiveur ➔ cas particulier ($R_2=0$ et/ou $R_1 \rightarrow \infty$)

Résumé

➤ Amplificateur Opérationnel Idéal



Alimentation : $V_{CC}=15V \rightarrow -15V \leq V_S \leq 15V$

$$i_+ = i_- = 0$$

$$V_S = A_v(e_+ - e_-) = A_v \epsilon \text{ et } A_v \rightarrow \infty$$

Deux possibilités : $e_+ = e_-$ ou $e_+ \neq e_-$

❖ $e_+ = e_- \rightarrow$ Montage linéaire (amplificateur) \rightarrow CR sur l'entrée e_-

❖ $e_+ \neq e_- \rightarrow$ Montage non linéaire (comparateur) : $V_S = +15V$ ou $V_S = -15V$
CR sur l'entrée e_+ ou tensions différentes appliquées sur les entrées

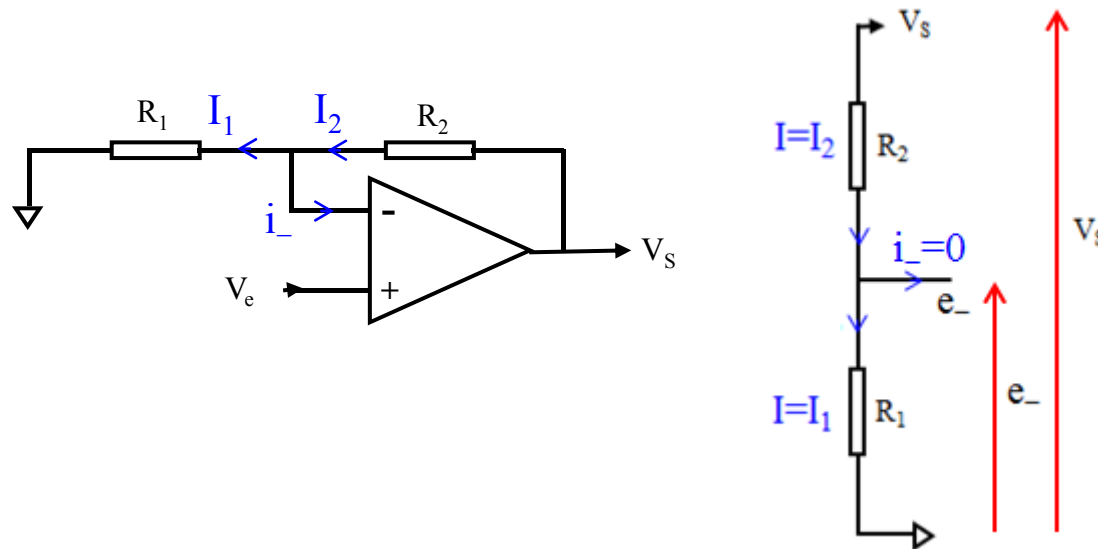
Soit $e_+ > e_- \rightarrow V_S = +15V$

Soit $e_+ < e_- \rightarrow V_S = -15V$

Amplificateur Opérationnel

➤ Amplificateur Opérationnel : Résumé (suite)

❖ $e_+ = e_- \rightarrow$ Montage linéaire (amplificateur) \rightarrow CR sur l'entrée e_-



$$V_S = (R_1 + R_2)I$$

$$e_- = R_1 I$$

$$\frac{e_-}{V_S} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$e_- = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_S$$

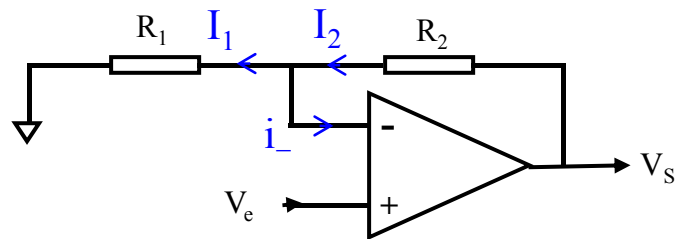
CR : On ramène une partie de la sortie sur l'entrée
 Dans ce cas avec un taux de CR : $H = R_1 / (R_1 + R_2)$

$$V_S = A_V(e_+ - e_-) = A_V \varepsilon$$

Amplificateur Opérationnel

➤ Amplificateur Opérationnel : Résumé (suite et fin)

❖ $e_+ = e_- \rightarrow$ Montage linéaire (amplificateur) \rightarrow CR sur l'entrée e_-



CR : On ramène une partie de la sortie sur l'entrée
Dans ce cas avec un taux de CR : $H=R_1/(R_1+R_2)$

$$V_S = A_V(e_+ - e_-) = A_V \varepsilon$$

Si CR sur l'entrée + \rightarrow Instable (Comparateur)

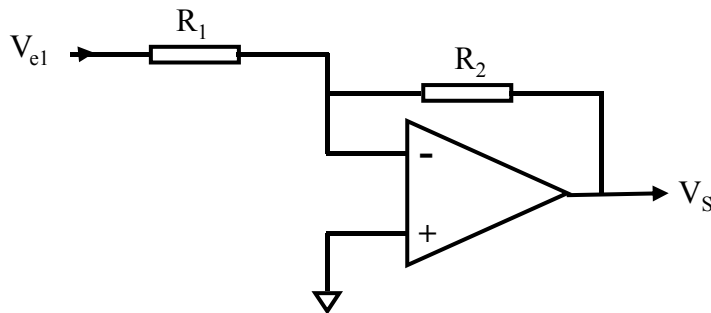
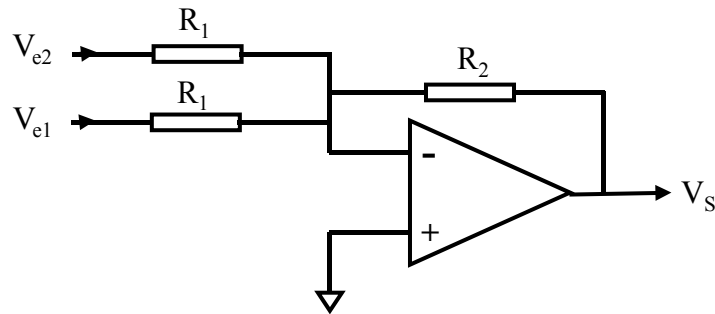
Si CR sur l'entrée - \rightarrow Stable (Amplificateur)

Ici CR sur l'entrée - \rightarrow Stable (Amplificateur) donc $e_+ = e_-$

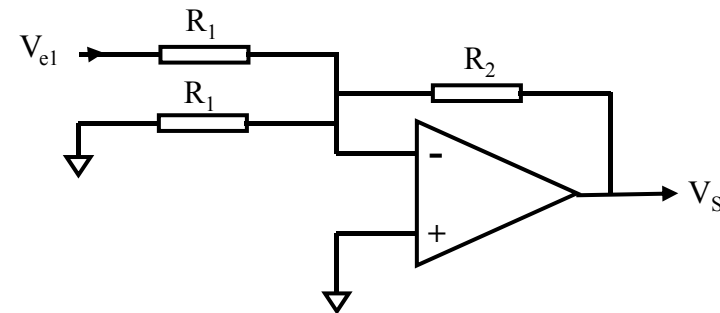
$$e_- = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_S = e_+ = V_e \rightarrow V_S = \frac{R_1 + R_2}{R_1} V_e = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_e$$

Amplificateur Opérationnel

➤ Montage Sommateur (Inverseur)



Théorème de superposition : V_{e1} seule



$$\frac{V_S}{V_{e1}} = -\frac{R_2}{R_1}$$

$$V_S = -\frac{R_2}{R_1} V_{e1}$$

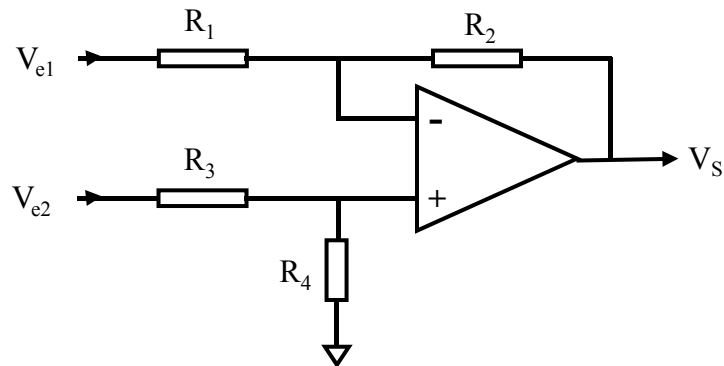
V_{e2} seule : identique ➔ $V_S = -\frac{R_2}{R_1} V_{e2}$

Total : V_{e1} et V_{e2} ➔ $V_S = -\frac{R_2}{R_1} V_{e1} - \frac{R_2}{R_1} V_{e2} = -\frac{R_2}{R_1} (V_{e1} + V_{e2})$

$$V_S = -(V_{e1} + V_{e2})$$

Amplificateur Opérationnel

➤ Montage Soustracteur



$$V_S = 1 + \frac{R_2}{R_1} e_+$$

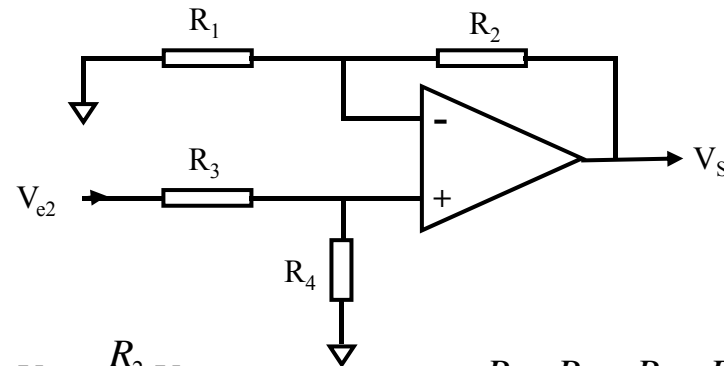
$$e_+ = \frac{R_4}{R_3 + R_4} V_{e2}$$

$$V_S = \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) \frac{R_4}{R_3 + R_4} V_{e2} = \frac{R_2}{R_1} V_{e2}$$

Théorème de superposition : V_{e1} seule

$$\frac{V_S}{V_{e1}} = -\frac{R_2}{R_1} \quad V_S = -\frac{R_2}{R_1} V_{e1}$$

V_{e2} seule

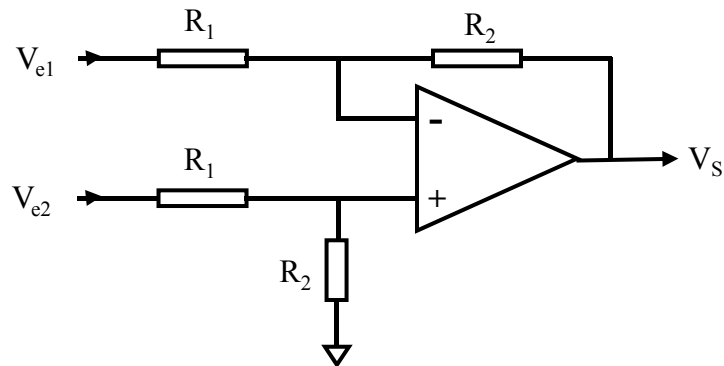


$$R_1 + R_2 = R_3 + R_4 \quad \text{et} \quad R_2 = R_4 \quad (R_1 = R_3)$$

Total : V_{e1} et $V_{e2} \Rightarrow V_S = -\frac{R_2}{R_1} V_{e1} + \frac{R_2}{R_1} V_{e2} = \frac{R_2}{R_1} (V_{e2} - V_{e1})$

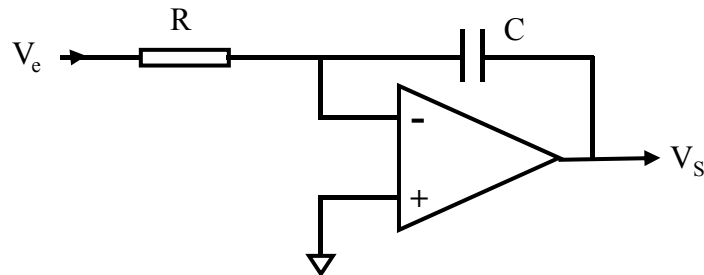
Amplificateur Opérationnel

➤ Montage Soustracteur



$$V_S = \frac{R_2}{R_1}(V_{e2} - V_{e1})$$

➤ Montage Intégrateur



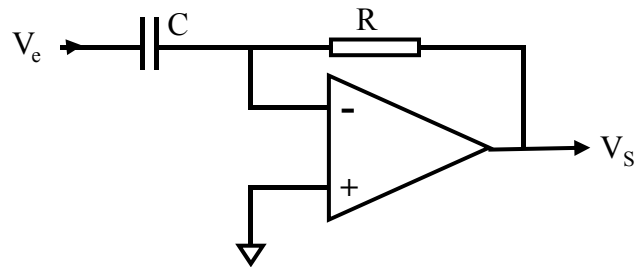
$$\frac{V_S}{V_e} = -\frac{Z_2}{Z_1} \quad Z_2 = \frac{1}{jC\omega} \quad \text{et} \quad Z_1 = R$$

$$\frac{V_S}{V_e} = -\frac{1}{jRC\omega} \quad i(t) = \frac{v_e(t) - e_-}{R} = C \frac{d(e_- - v_s)}{dt} = -C \frac{dv_s}{dt}$$

$$\frac{dv_s}{dt} = -\frac{v_e(t)}{RC} \Rightarrow v_s(t) = \frac{-1}{RC} \int_t v_e(u) du (+ v_{s0})$$

Amplificateur Opérationnel

➤ Montage Différenciateur (ou Dérivateur)

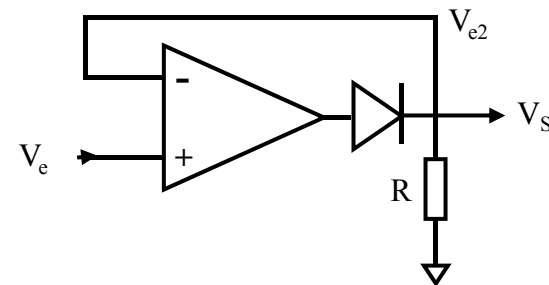
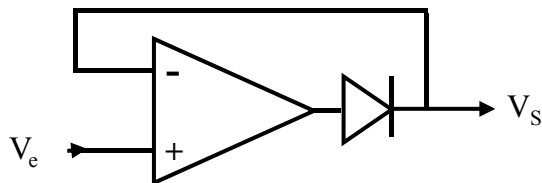


$$\frac{V_s}{V_e} = -\frac{Z_2}{Z_1} \quad Z_1 = \frac{1}{jC\omega} \quad \text{et} \quad Z_2 = R$$

$$\frac{V_s}{V_e} = -jRC\omega \quad i(t) = C \frac{d(v_e - e_-)}{dt} = \frac{e_- - v_s(t)}{R} = \frac{-v_s(t)}{R}$$

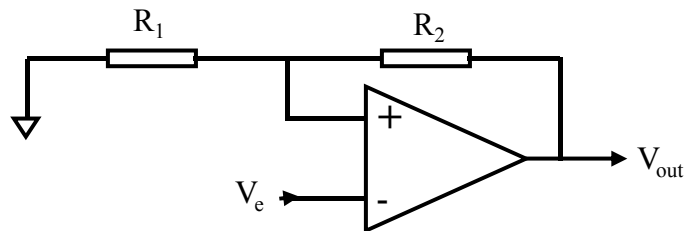
$$v_s(t) = -RC \frac{dv_e}{dt}$$

➤ Diode sans seuil



Amplificateur Opérationnel

➤ Trigger de Schmitt

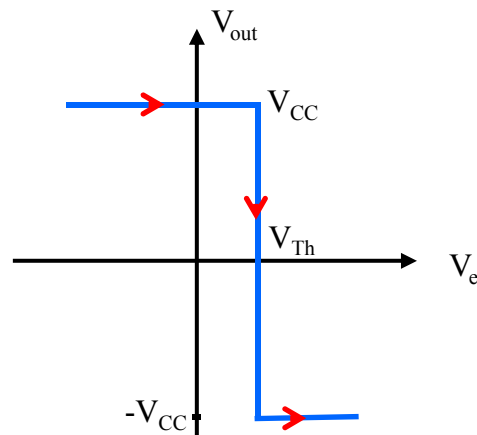


Contre-réaction sur l'entrée + : Comparateur

$$V_{out} = \mp V_{CC} \Rightarrow \text{Deux seuils: } \mp V_{Th} = \mp V_{CC} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Si à $t=0$ on a $V_e = e_- = -V_{CC}$ et $V_{out} = +V_{CC}$

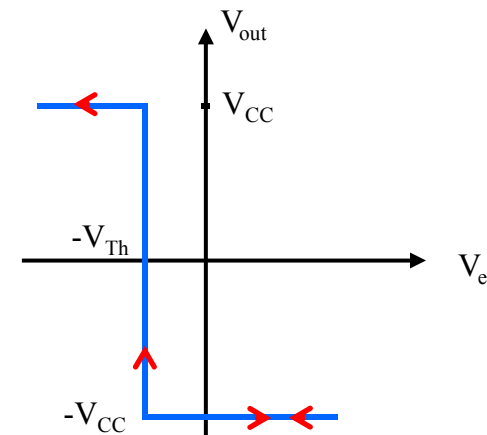
Alors : $e_+ = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{CC} = V_{Th}$ et $e_+ > e_- \Rightarrow V_{out} = V_{CC}$



$V_e \nearrow$ et si $V_e \geq V_{Th}$ alors $e_- \geq e_+$

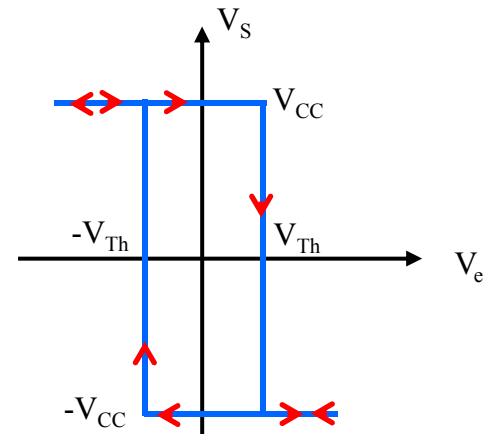
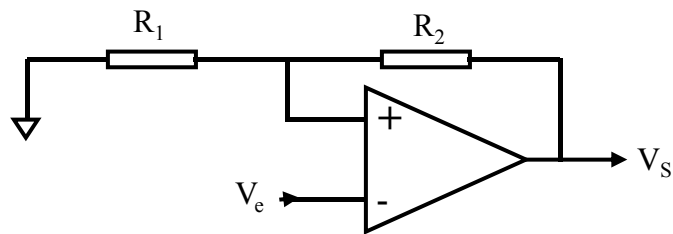
$\Rightarrow V_{out} = -V_{CC}$ et

$$e_+ = \frac{-R_1}{R_1 + R_2} V_{CC} = -V_{Th}$$

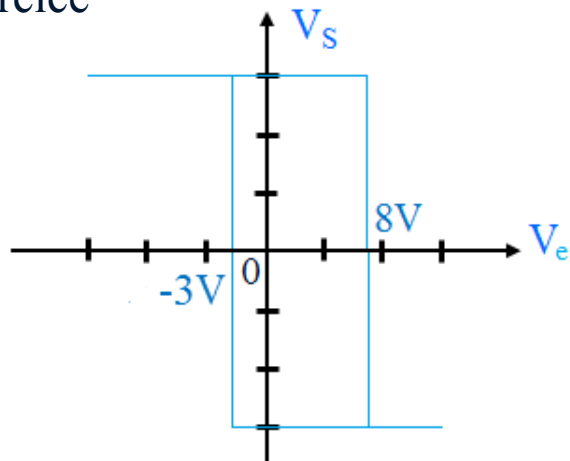


Amplificateur Opérationnel

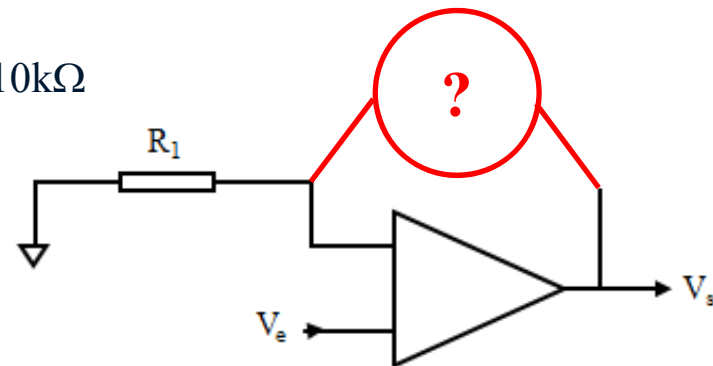
➤ Trigger de Schmitt



➤ Exercice

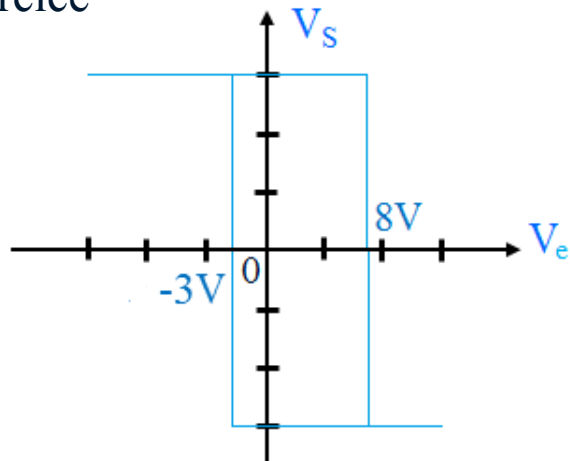


$R_1 = 10k\Omega$

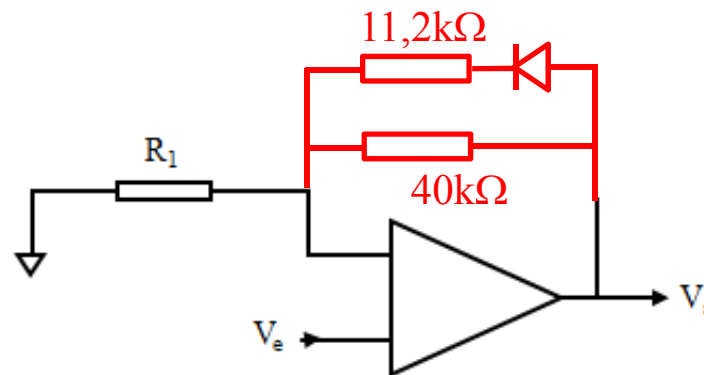
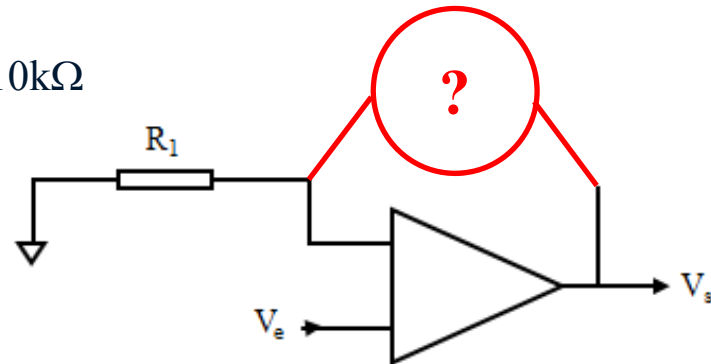


Amplificateur Opérationnel

➤ Exercice



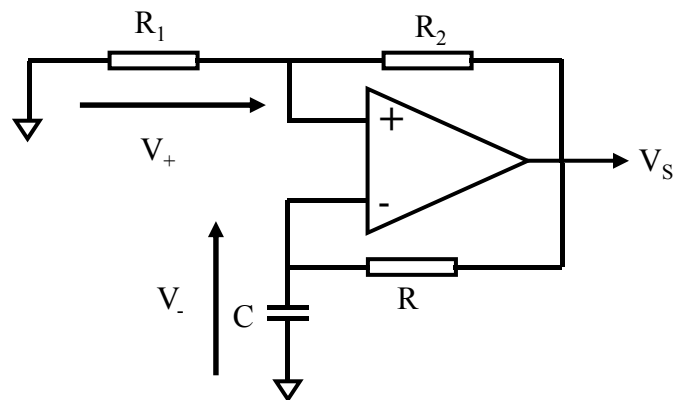
$R_1 = 10k\Omega$



<http://lushprojects.com/circuitjs/circuitjs.html>

Amplificateur Opérationnel

➤ Multivibrateur

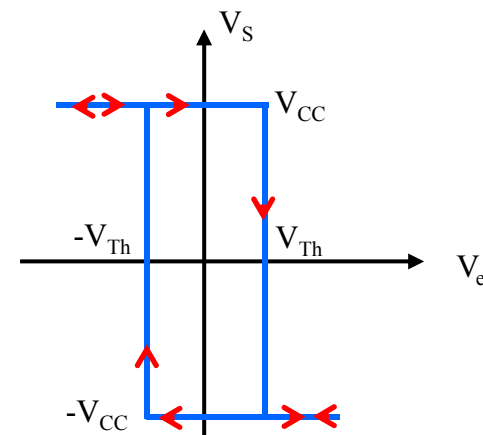
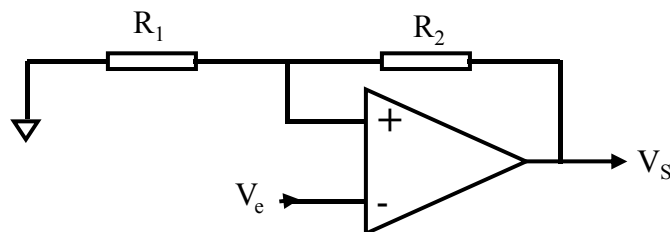


Prenons : $V_{cc}=15$ et $V_{Th}=10V$ $\left(\text{Soit } \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{1}{1,5} \right)$

On suppose à $t=0$, $V_s = V_{cc}$ (donc $V_+ = V_{Th} = 10V$)
Et la capacité est déchargée $\rightarrow V_- = 0V$

➔ Elle va vouloir se charger « jusqu'à V_{cc} »

➔ Trigger de Schmitt

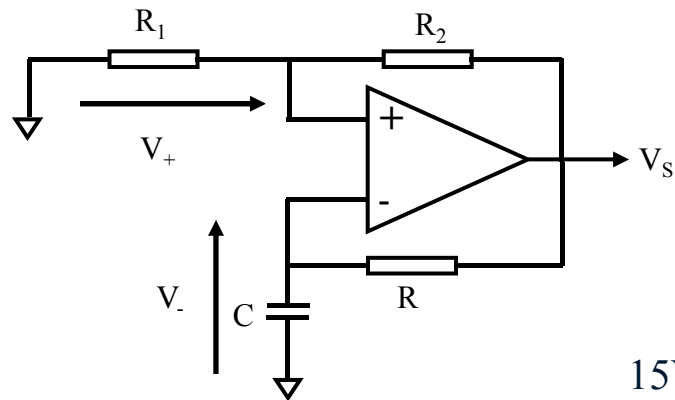


Amplificateur Opérationnel

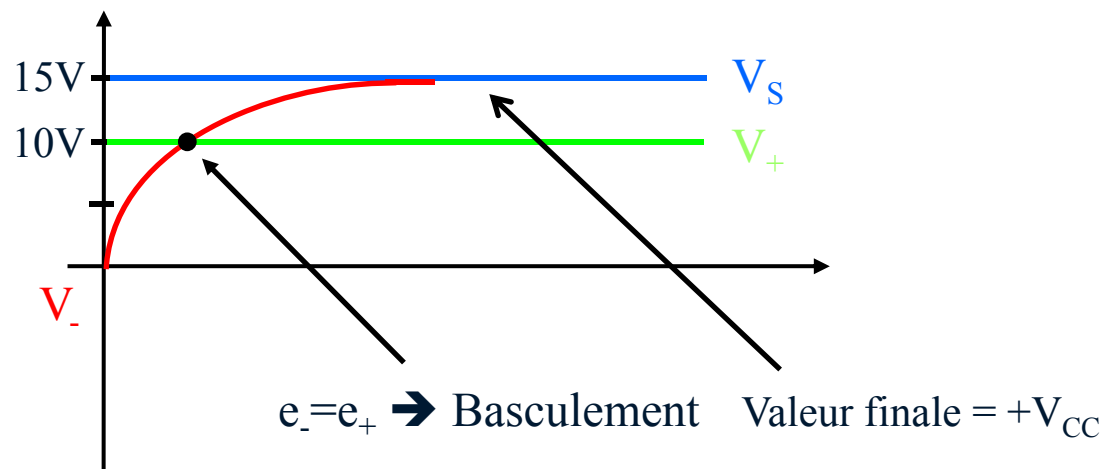
➤ Multivibrateur

Prenons : $V_{cc}=15$ et $V_{Th}=10V$

$$\left(\text{Soit } \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{1}{1,5} \right)$$

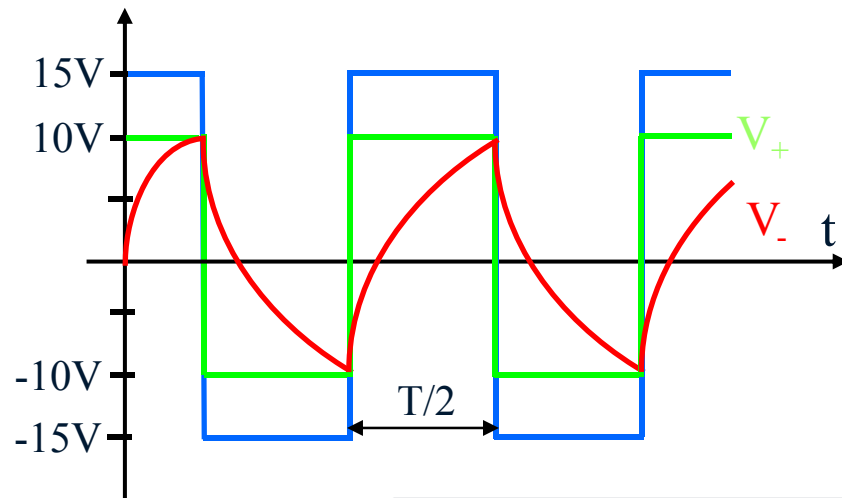
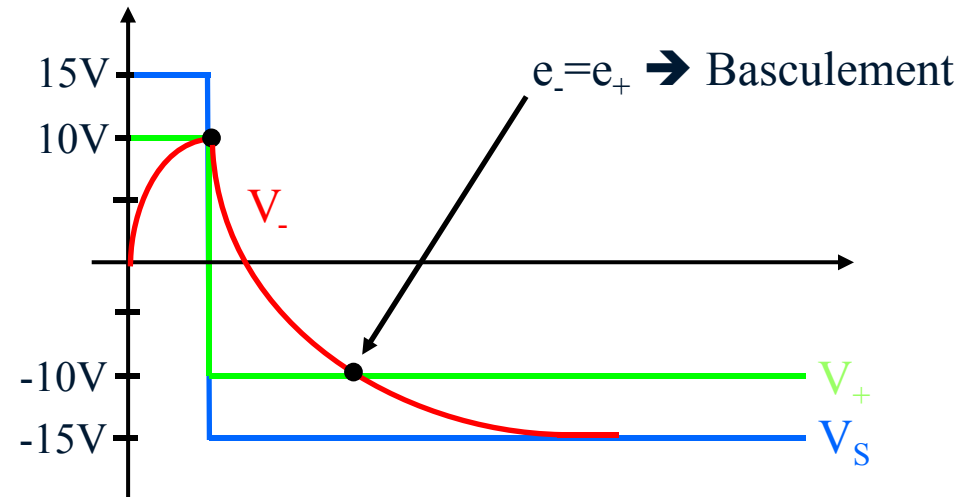
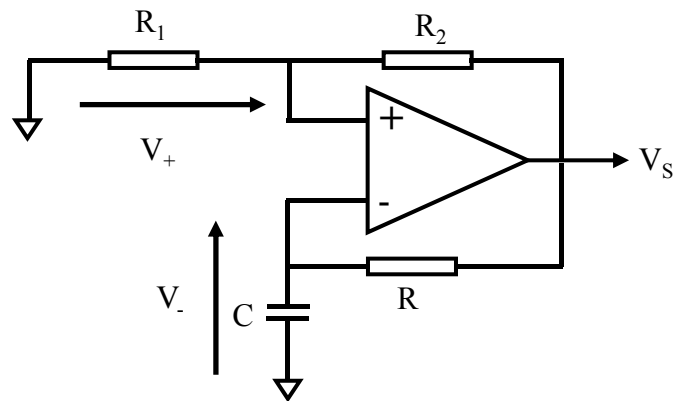


On suppose à $t=0$, $V_s = V_{cc}$ (donc $V_+ = V_{Th} = 10V$)
Et la capacité est déchargée $\rightarrow V_- = 0V$
 \rightarrow Elle va vouloir se charger « jusqu'à V_{cc} »



Amplificateur Opérationnel

➤ Multivibrateur



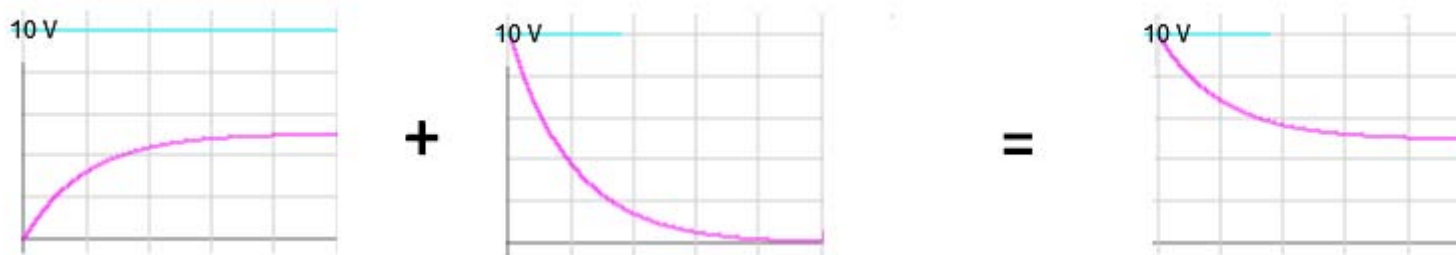
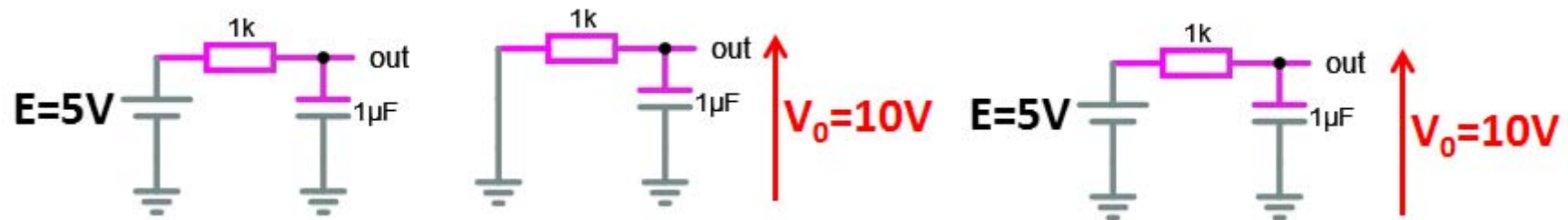
$$V_{cc} = 15V \quad V_i = V_{Th} = -10V = -V_{cc} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$V_-(t) = V_f(1 - e^{-t/\tau}) + V_i e^{-t/\tau} \quad \tau = RC$$

$$V_f = V_{cc} \quad V_i = -V_{Th} = -V_{cc} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Amplificateur Opérationnel

➤ Multivibrateur : Petit rappel



$$V(t) = E \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right)$$

$$V(t) = V_0 e^{-\frac{t}{\tau}}$$

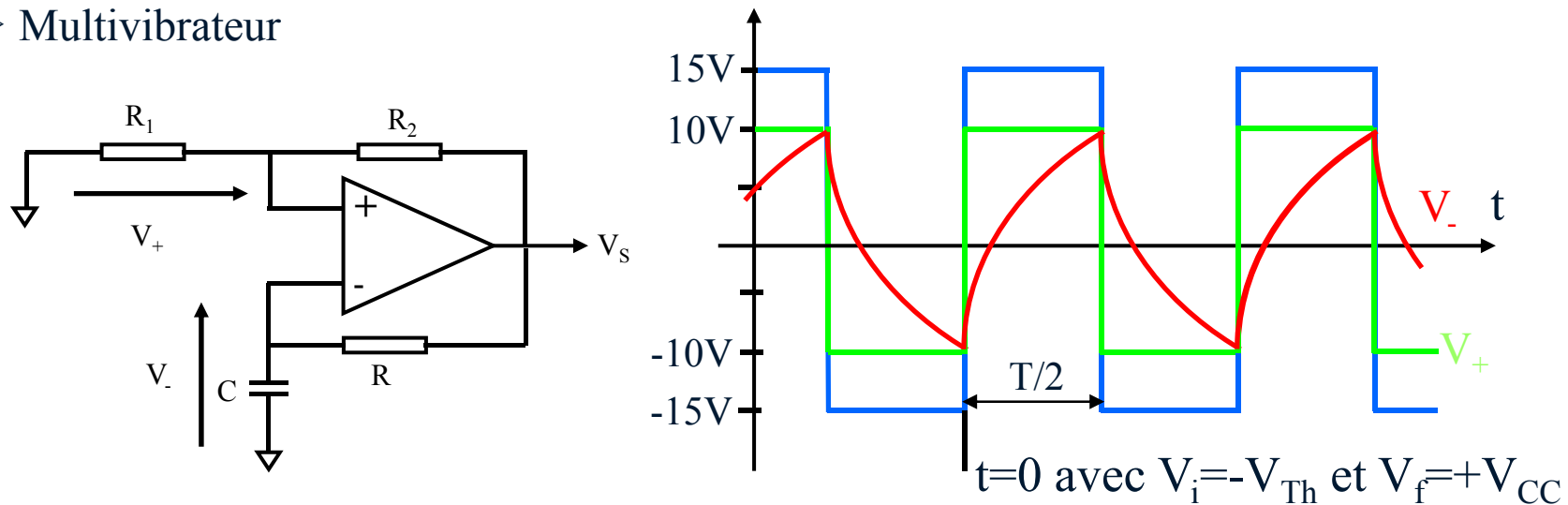
$$V(t) = E \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) + V_0 e^{-\frac{t}{\tau}}$$

Avec $\tau = RC = 1\text{ms}$, $E = V_f = 5\text{V}$ et $V_0 = V_i = 10\text{V}$

$$V(t) = V_f \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) + V_i e^{-\frac{t}{\tau}}$$

Amplificateur Opérationnel

➤ Multivibrateur

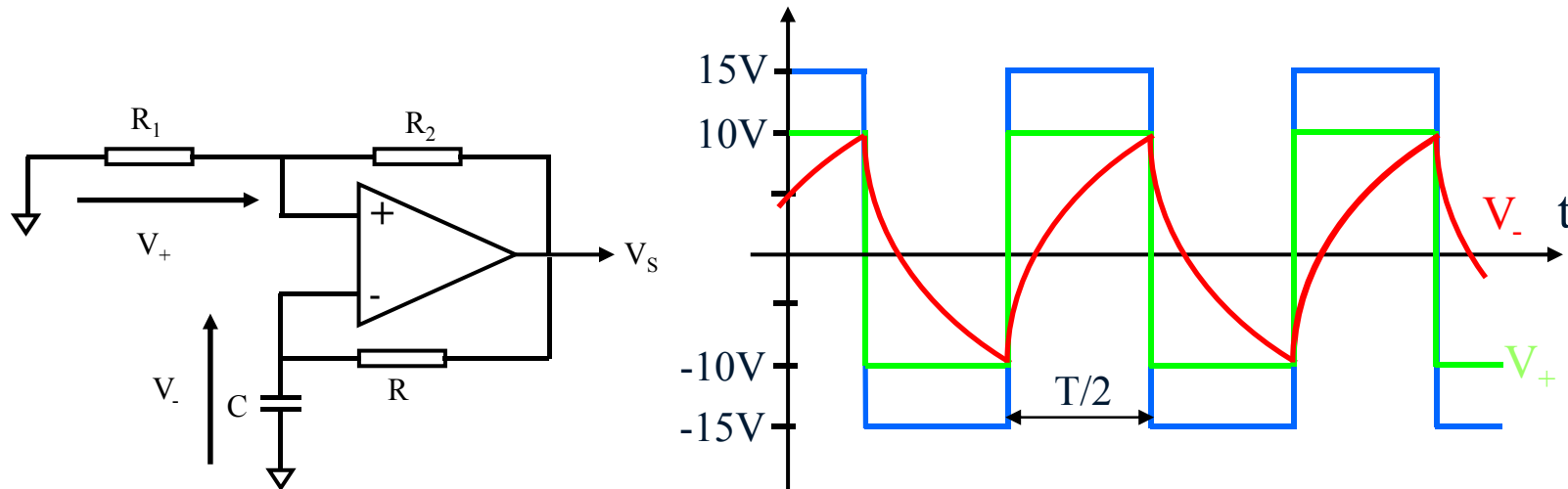


$$V_-(t) = V_C(t) = e_-(t) = V_f \left(1 - e^{\frac{-t}{\tau}}\right) + V_i e^{\frac{-t}{\tau}} = V_{cc} \left(1 - e^{\frac{-t}{\tau}}\right) - V_{cc} \frac{R_1}{R_1 + R_2} e^{\frac{-t}{\tau}}$$

$$V_-\left(t = \frac{T}{2}\right) = V_{cc} \left(1 - e^{\frac{-T}{2\tau}}\right) - V_{cc} \frac{R_1}{R_1 + R_2} e^{\frac{-T}{2\tau}} = +V_{Th} = V_{cc} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$(R_1 + R_2) \left(1 - e^{\frac{-T}{2\tau}}\right) - R_1 e^{\frac{-T}{2\tau}} = R_1 \quad (2R_1 + R_2) e^{\frac{-T}{2\tau}} = R_2 \quad e^{\frac{-T}{2\tau}} = \frac{R_2}{2R_1 + R_2}$$

Amplificateur Opérationnel



$$e^{\frac{-T}{2\tau}} = \frac{R_2}{2R_1 + R_2}$$

$$e^{\frac{T}{2\tau}} = 1 + \frac{2R_1}{R_2}$$

$$\frac{T}{2\tau} = \ln\left(1 + \frac{2R_1}{R_2}\right)$$

$$T = 2RC \ln\left(1 + \frac{2R_1}{R_2}\right)$$

Charge sur V_s ? ➔ Adaptation d'impédance : sortie de l'Amplificateur Opérationnel

Charge sur V_c ? $R_c = 1k\Omega$ ➔ Court-circuit de la capacité C

$V_c = V_s * R_c / (R + R_c)$ ➔ $V_c = ?$

Amplificateur Opérationnel

➤ Amplificateur Opérationnel réel

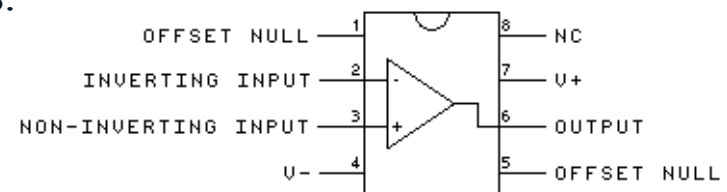
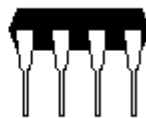
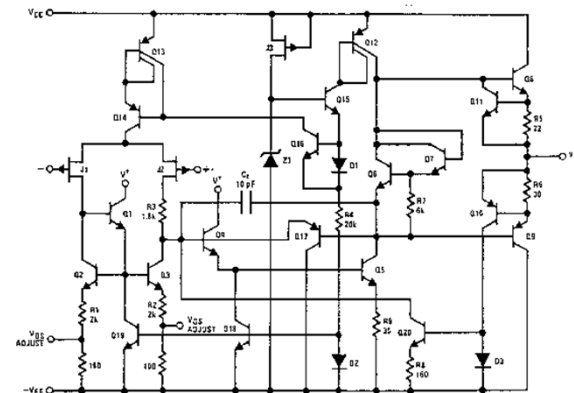
Tout comme il existe plusieurs types de transistors, il existe plusieurs types d'AOPs (logique, puisqu'un AOP est constitué de transistors) :

Bipolaire : constitué uniquement de transistors bipolaires (ex: 741, LM324 etc.)

BiFet : l'étage d'entrée est constitué de transistors à effet de champ JFET (ex : TL 071, TL072, TL074)

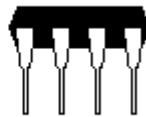
BiCmos : l'étage d'entrée est constitué de transistors à effet de champ MOS (ex : CA3140)

LinCMOS : constitués de transistors CMOS fonctionnant en zone linéaire (ex : TLV2432, LMC6035) particulièrement utilisés pour des systèmes fonctionnant sur batteries.

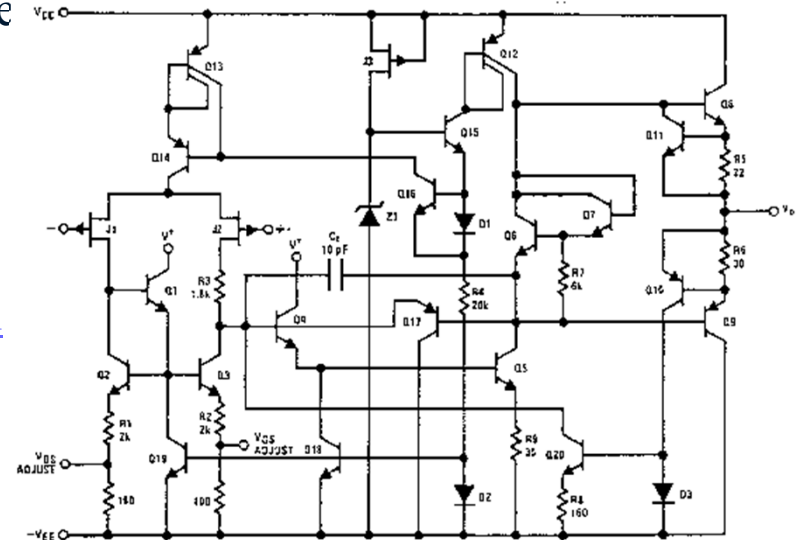
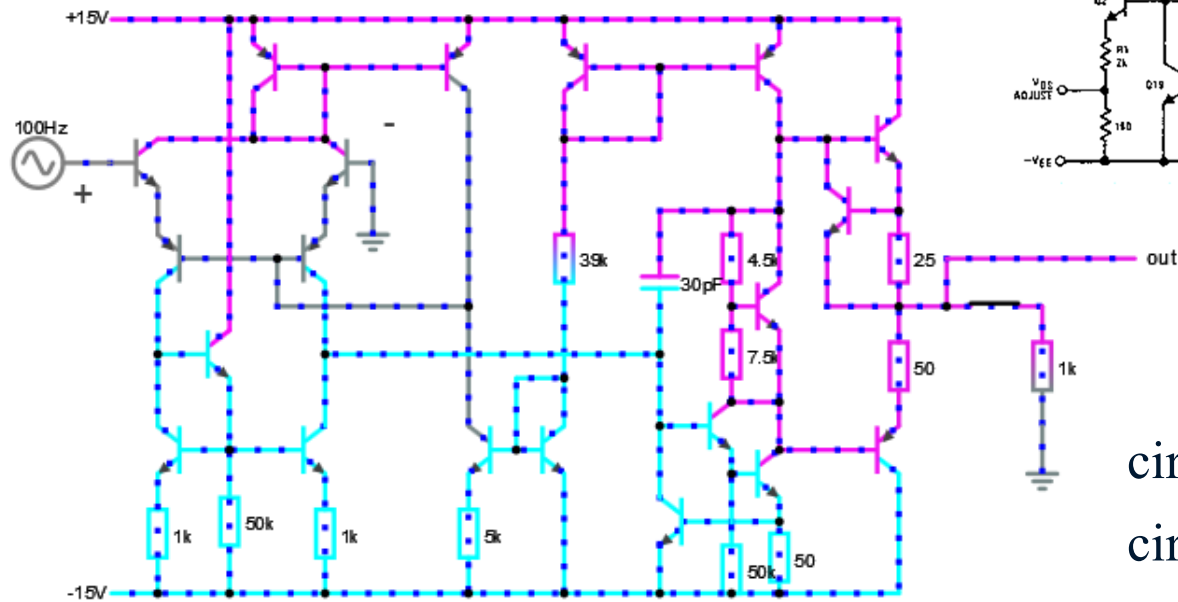


Amplificateur Opérationnel

➤ Amplificateur Opérationnel réel : Tension de sortie



<http://lushprojects.com/circuitjs/circuitjs.html>

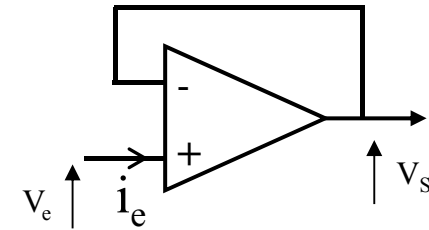
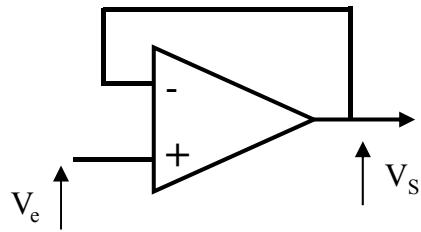


circuit-741_Charge.circuitjs

circuit-741_Charge2.circuitjs

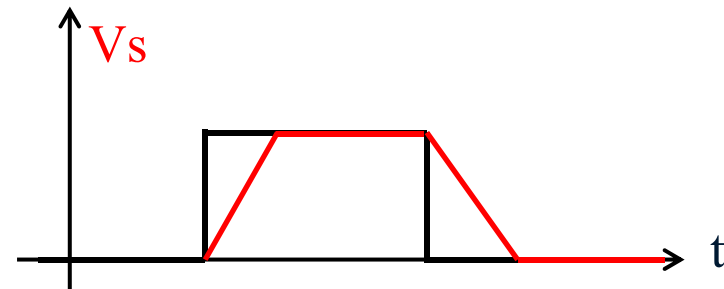
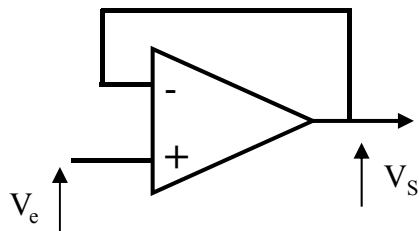
Amplificateur Opérationnel

➤ Amplificateur Opérationnel réel : Slew Rate (SR)



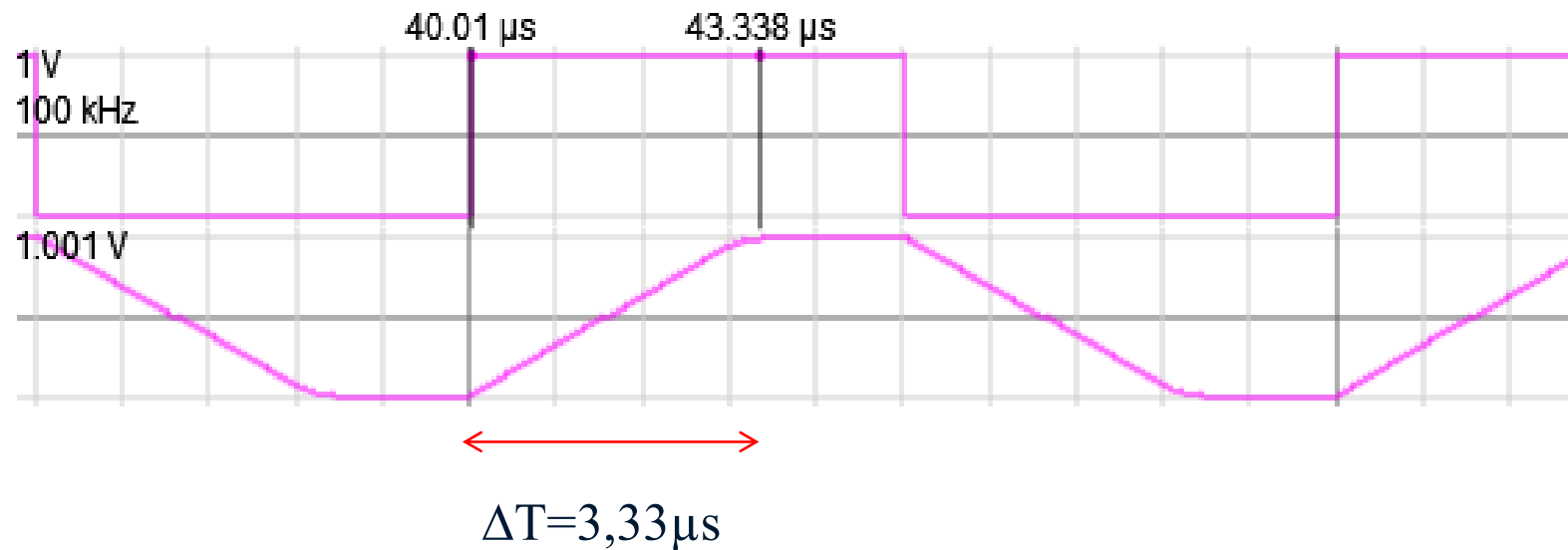
$$V_s = V_e \text{ et } i_e = 0 \quad V_s = e_- = e_+ = V_e$$

Slew Rate?



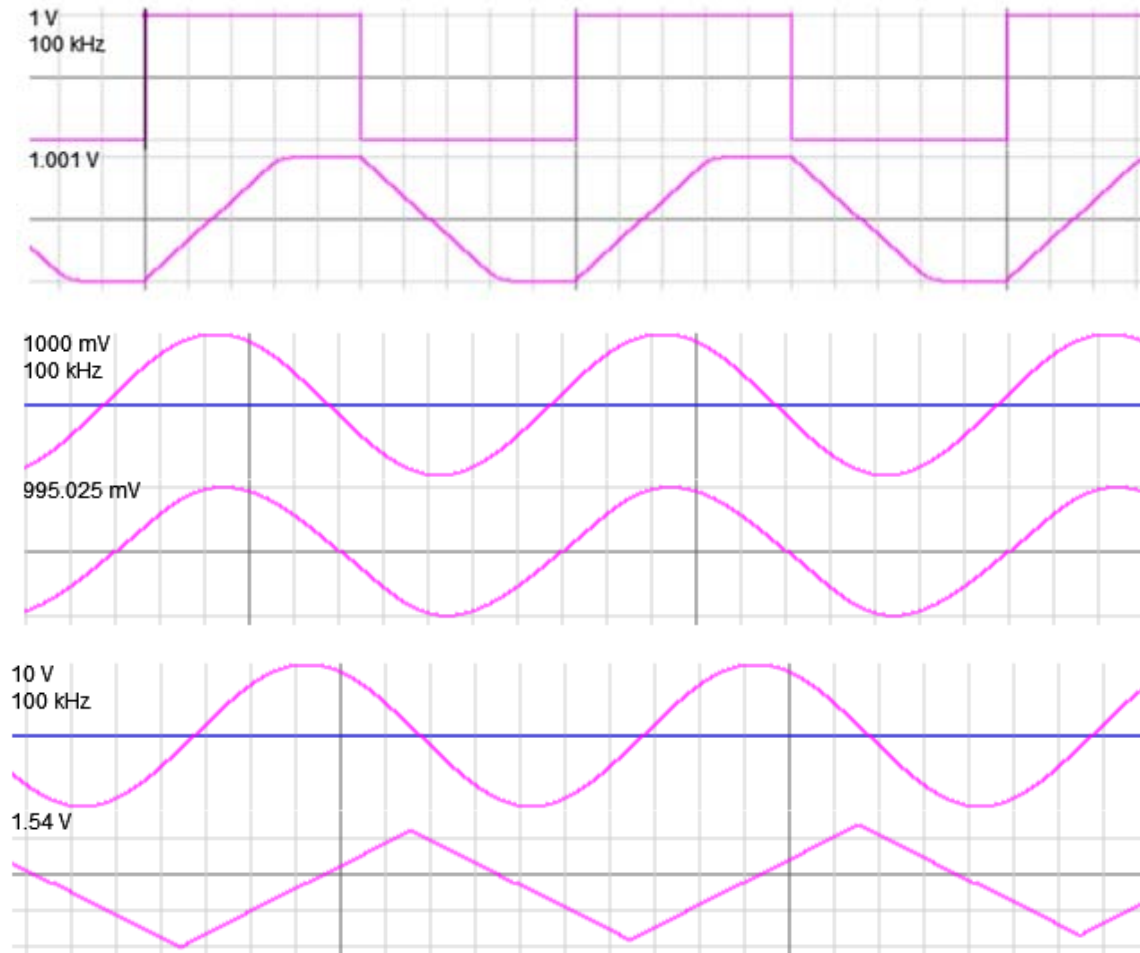
Amplificateur Opérationnel

➤ Amplificateur Opérationnel réel : Slew rate



$$SR = \Delta V / \Delta T = 2 / 3,3 = 0,60 V / \mu s$$

Amplificateur Opérationnel



$A\cos(2\pi ft)$ ou $A\sin(2\pi ft)$

$$A2\pi f \begin{cases} \sin(2\pi ft) \\ \cos(2\pi ft) \end{cases}$$

$$\text{Pente}_{\text{Max}} = A2\pi f = A2\pi/T$$

$$T = 1/f = 10\mu s$$

$$V_S = V_e = 1V$$

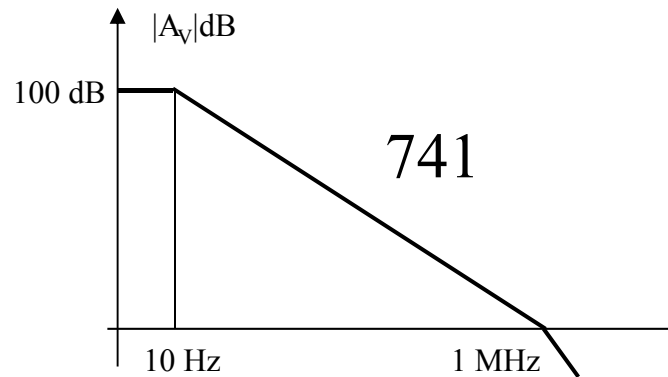
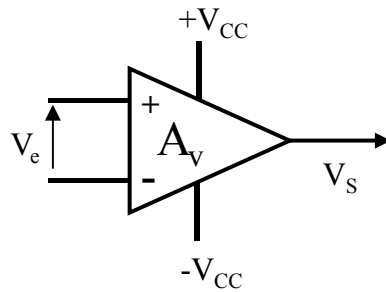
$$\text{Pente}_{\text{Max}} = 0,63V/\mu s$$

$$V_e = 10V \rightarrow V_S = ?$$

$$\text{Pente}_{\text{Max}} = 6,3V/\mu s$$

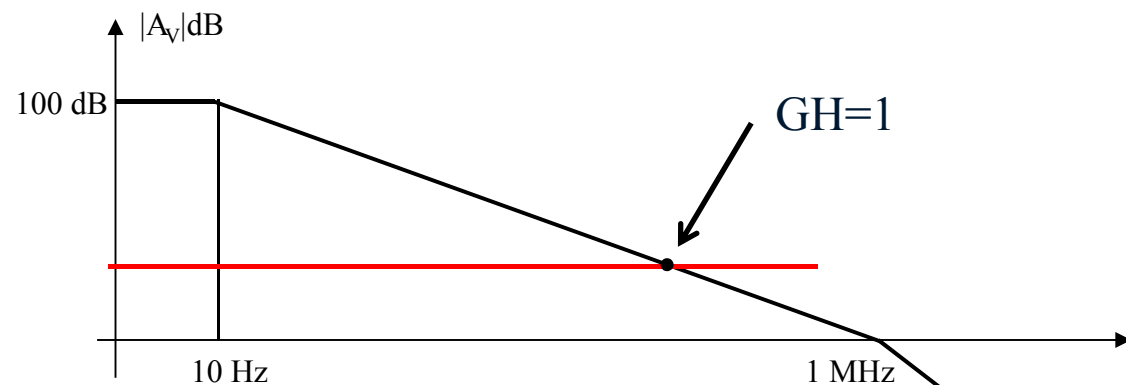
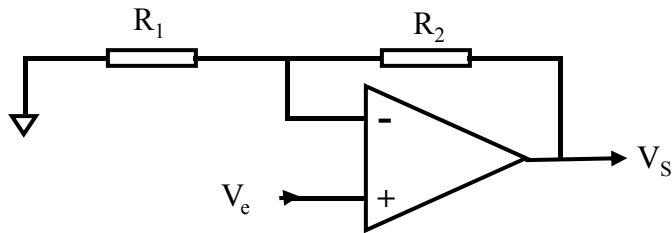
Amplificateur Opérationnel

➤ Amplificateur Opérationnel réel : Bande Passante



$$A_v = \frac{A_0}{1 + j \frac{f}{f_c}}$$

$$\begin{cases} f_c = 10 \text{ Hz} \\ A_0 f_c = 1 \text{ MHz} \end{cases}$$



$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{G}{1 + GH}$$

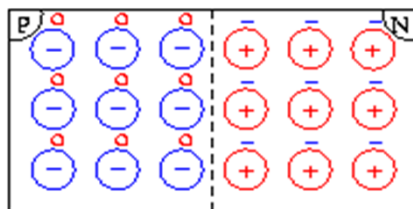
$$\begin{array}{ccc} \leftarrow & \text{ } & \rightarrow \\ G \gg \frac{1}{H} & GH \gg 1 & G \ll \frac{1}{H} \quad GH \ll 1 \end{array}$$

Diodes

➤ Diode à jonction PN

Elle est réalisée dans un cristal semi-conducteur unique divisé en deux zones dopées, l'une par des atomes trivalents, l'autre par des atomes pentavalents.

A la limite des deux zones, il se produit des modifications dans une région de faible épaisseur ($1\text{ }\mu\text{m}$).



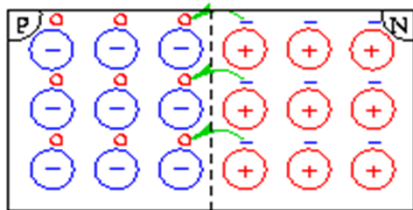
Les électrons libres de la zone N sont piégés par les trous de la zone P. Il en résulte une zone déplétée en porteurs : la zone de déplétion.

Diodes

➤ Diode à jonction PN

Elle est réalisée dans un cristal semi-conducteur unique divisé en deux zones dopées, l'une par des atomes trivalents, l'autre par des atomes pentavalents.

A la limite des deux zones, il se produit des modifications dans une région de faible épaisseur ($1\text{ }\mu\text{m}$).



Les électrons libres de la zone N sont piégés par les trous de la zone P. Il en résulte une zone déplétée en porteurs : la zone de déplétion.

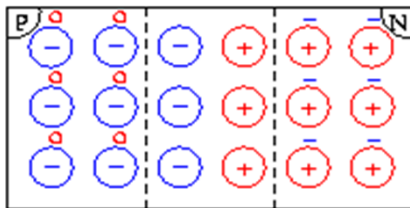
Dans cette zone de déplétion, les ions fixes génèrent un champ électrique E . Ce champ électrique empêche la circulation d'électrons à travers la jonction.

Diodes

➤ Diode à jonction PN

Elle est réalisée dans un cristal semi-conducteur unique divisé en deux zones dopées, l'une par des atomes trivalents, l'autre par des atomes pentavalents.

A la limite des deux zones, il se produit des modifications dans une région de faible épaisseur (1 μm).



Les électrons libres de la zone N sont piégés par les trous de la zone P. Il en résulte une zone déplétée en porteurs : la zone de déplétion.

Dans cette zone de déplétion, les ions fixes génèrent un champ électrique E . Ce champ électrique empêche la circulation d'électrons à travers la jonction.

Le champ électrique est équivalent à une différence de potentiel appelée barrière de potentiel. A 20°C, elle vaut 0,6 V pour le silicium.

Diodes

Diode à jonction PN : Polarisation

$0 < U < \text{barrière de potentiel}$

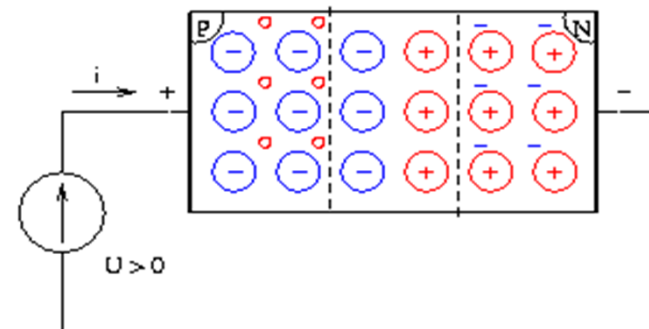
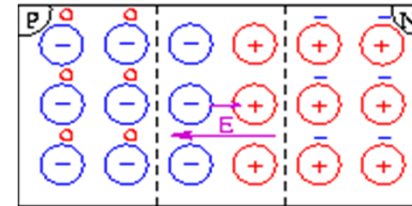
L'énergie des électrons est insuffisante pour franchir la barrière de potentiel. Le courant est nul.

$U > \text{barrière de potentiel}$

Les électrons ont assez d'énergie pour franchir la zone déplétée, un courant positif s'établit.

C'est la polarisation directe.

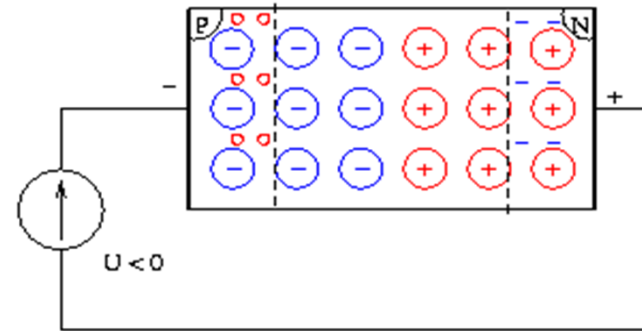
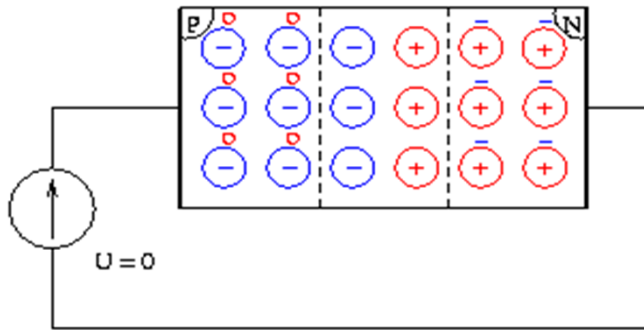
La jonction est **passante**.



Diodes

Diode à jonction PN : Polarisation inverse

$$U < 0$$



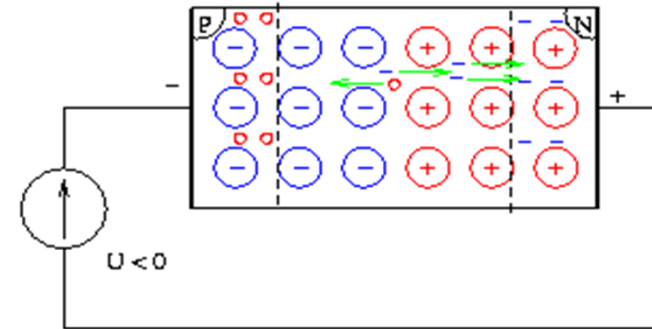
Les électrons sont attirés vers l'électrode de droite et les trous sont attirés vers l'électrode de gauche.

La zone déplétée s'élargit. Il n'y a plus de porteurs dans la jonction, le courant est nul. C'est la polarisation inverse : La jonction est **bloquée**.

Diodes

Diode à jonction PN : Claquage

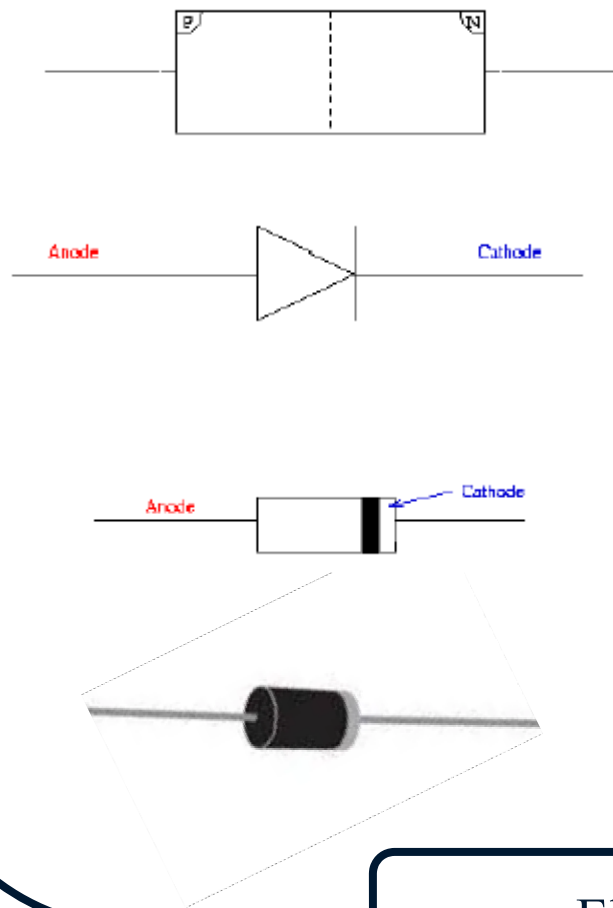
La génération thermique de paires électrons-trous dans la zone déplétée donne lieu à un très faible courant de fuite inverse. Ce courant est généralement négligeable.



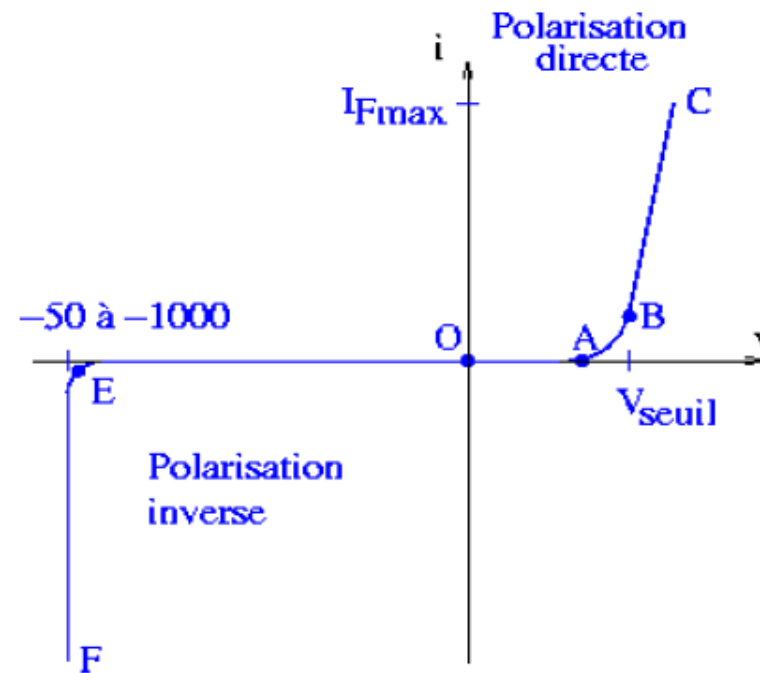
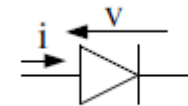
Lorsque la tension inverse est trop grande, les électrons se déplacent plus rapidement. Lors de chocs avec les atomes du réseau, ils peuvent arracher un électron de valence. Ce phénomène produit d'autres porteurs qui vont eux aussi entrer en collision avec les atomes. La progression est géométrique : un électron initial libère un électron de valence, ces deux porteurs vont libérer chacun deux autres électrons de valence pour donner quatre porteurs et ainsi de suite jusqu'à ce que le courant inverse devienne énorme et provoque la destruction de la jonction.

Diodes

➤ Caractéristique d'une diode

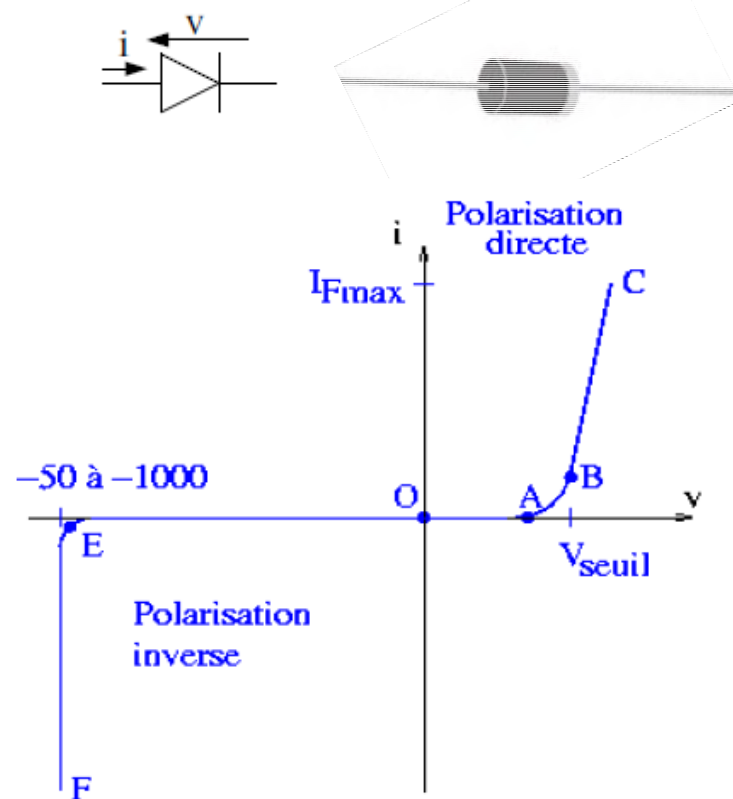


Caractéristique d'une diode :



Diodes

Caractéristique d'une diode



Zone 0A : la diode est polarisée dans le sens direct, mais la tension est trop faible pour débloquer la jonction : zone de blocage directe.

Zone AB : la tension V commence à débloquer la diode, c'est la zone du coude.

Zone BC : la diode est passante, c'est une zone linéaire.

Zone OE : la diode est polarisée en inverse, c'est la zone de blocage inverse.

Zone EF : l'intensité croît brusquement, c'est la zone de claquage.

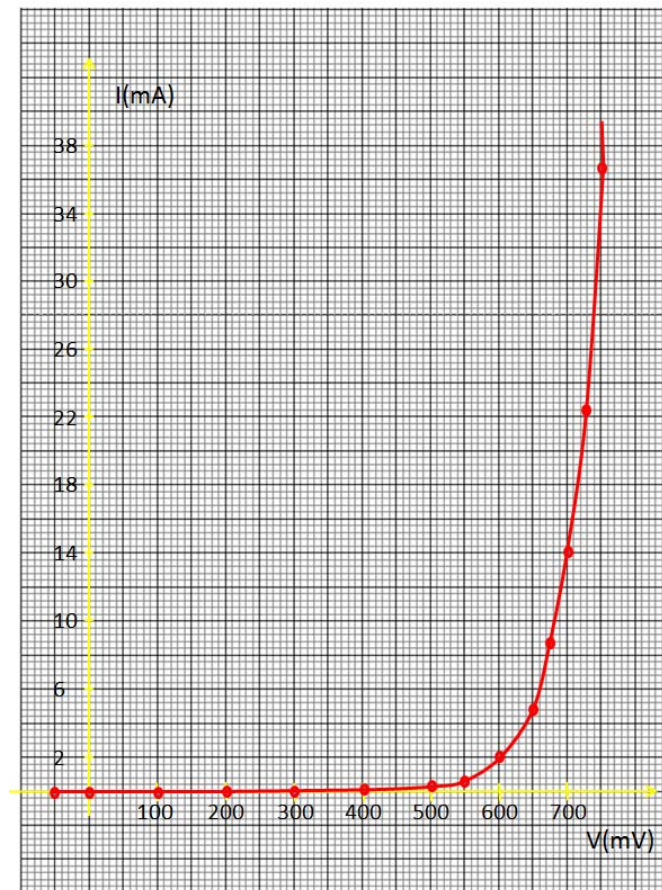
Grandeurs

Caractéristiques

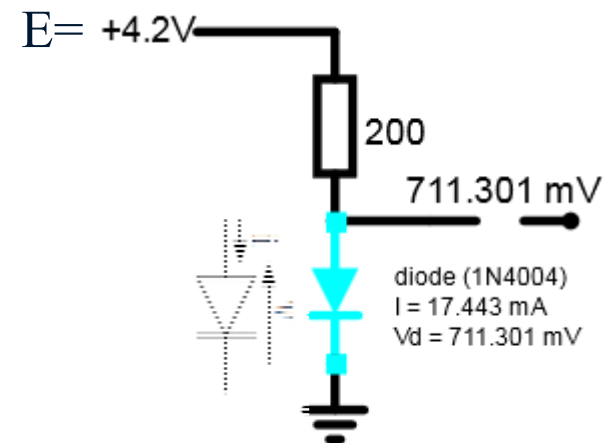
I_{Fmax}
 $V_{inverse}$

Diodes

Caractéristique d'une diode 1N4004



<http://lushprojects.com/circuitjs/circuitjs.html>



Pour déterminer E et I , il faut connaître cette caractéristique.

$$E = RI + V \text{ soit } I = \frac{E - V}{R}$$

Diodes

Solution graphique

$$I = \frac{E - V}{R}$$

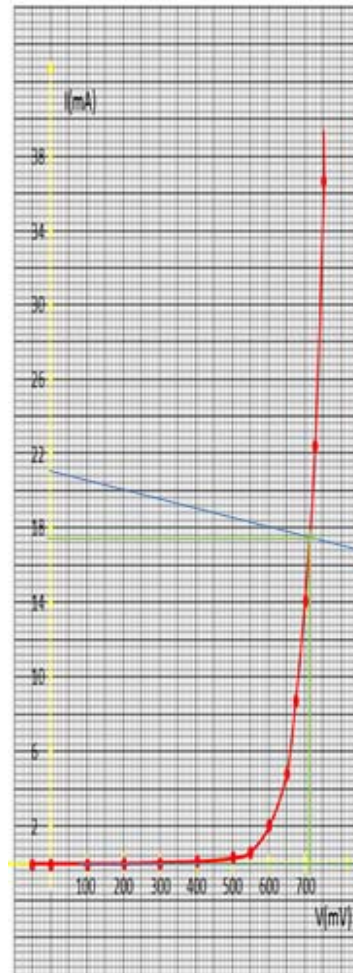
Il faut représenter sur le même graphe $i = f(v)$:

- caractéristique de la diode,
- la droite représentant l'équation $I = (E - V) / R$.

Pour $I = 0$, $V = E$.

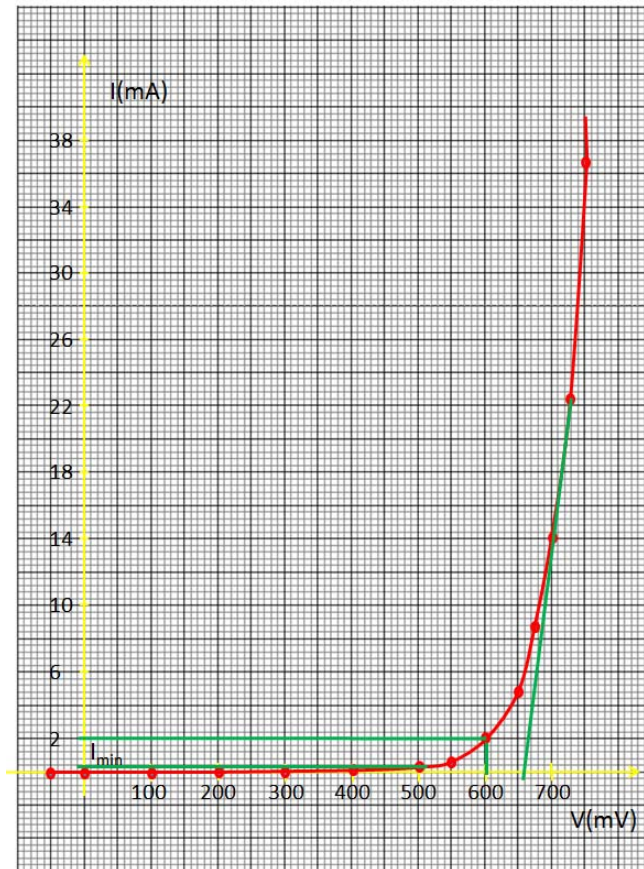
Pour $V = 0$, $I = E / R = 21\text{mA}$

Solution graphique: $V = 710\text{mV}$ et $I = 17,5\text{mA}$



Diodes

Caractéristiques importantes d'une diode (exemple : 1N4004)



Equation approchée : $I = I_S \left(e^{\frac{V}{U_T}} - 1 \right)$

Avec : $U_T = \frac{kT}{q} = 25,7\text{mV}$ à 300K

En polarisation directe : $I \approx I_S e^{\frac{V}{U_T}}$

Pente : $\frac{1}{r_d} = \frac{\partial I}{\partial V} \approx \frac{1}{U_T} I_S e^{\frac{V}{U_T}} = \frac{I}{U_T}$

Soit : $r_d = \frac{U_T}{I}$ Pour $I = 14\text{mA}$: $r_d = \frac{U_T}{I} = 1,8\Omega$

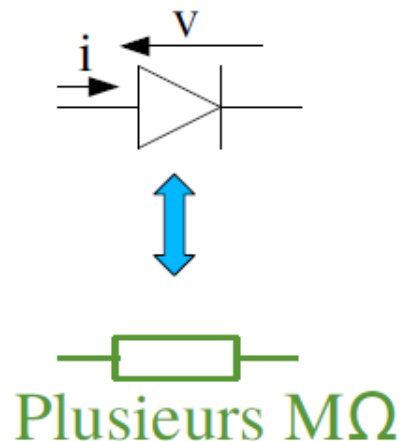
$r_d = \frac{750 - 725}{36,5 - 22,7} = 1,8\Omega$ ou $r_d = \frac{750 - 700}{36,5 - 14} = 2,2\Omega$

Diode passante : $I_{\min} = 0,3\text{mA}$ et $V_{\text{seuil}} = 650\text{mV}$

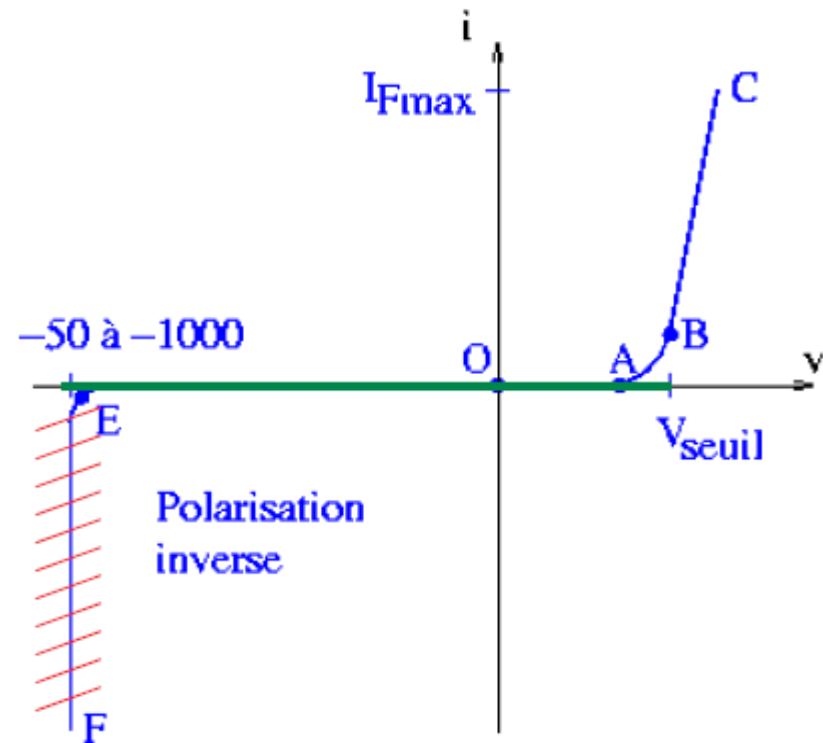
Diodes

Modèle pour calcul analytique

En **polarisation inverse** : $V < 0$ ou $V < 0,6V$
la diode se comporte comme une résistance
très élevée (à condition que V ne dépasse
pas la tension de **claquage**) : diode bloquée.

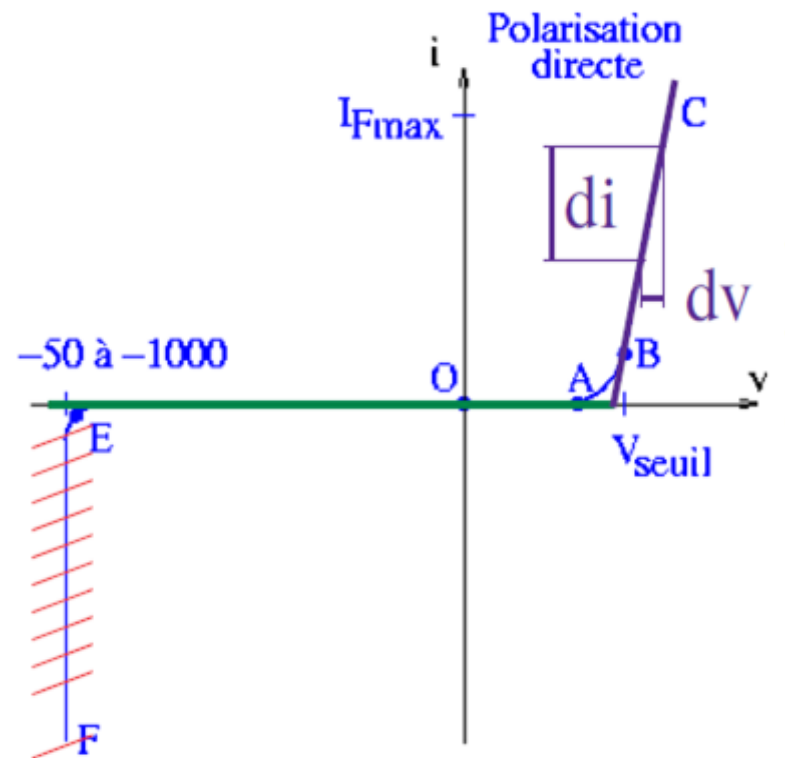


Diode idéale : $R \Rightarrow \infty$



Diodes

Modèle pour calcul analytique

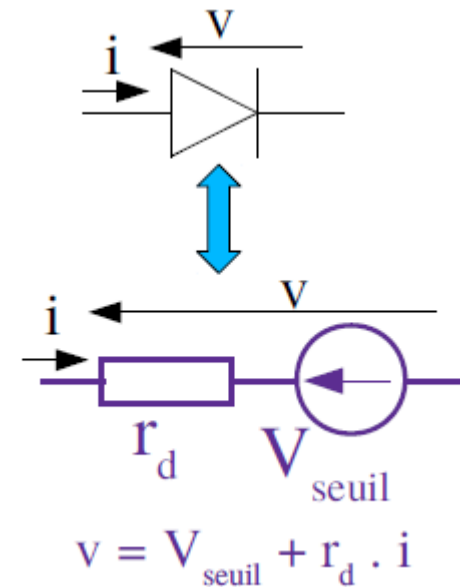


En **polarisation directe** : $V > 0$ (ou $V \geq 0,6V$)
la diode est passante

$$V = V_{seuil} + r_d i \quad \text{Par défaut : } V_{seuil} = 600mV$$

r_d : Résistance dynamique de la diode

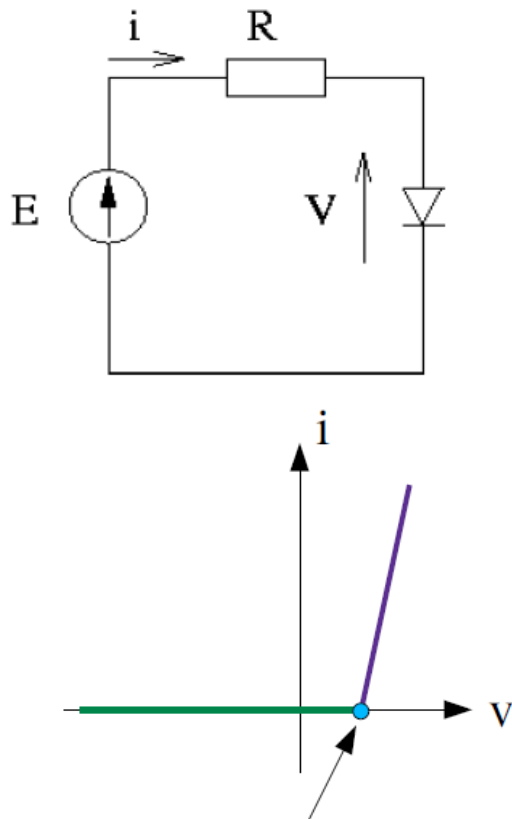
$$r_d = \frac{\partial V}{\partial i}$$



Diode idéale : $r_d = 0$

Diodes

Modèle pour calcul analytique : Circuit simple



point de limite de conduction :
 $i = 0$ et $v = V_{\text{seuil}}$

On veut déterminer V et i : $E = V + Ri$

Il faut déterminer la valeur de E lorsque la diode est à la limite de la conduction : soit $i=0$ et $V=V_{\text{seuil}}=600\text{mV}$

Si $i=0$ alors $E=V=V_{\text{seuil}}=600\text{mV}$

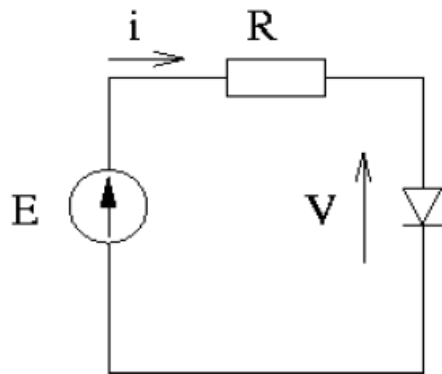
Pour le circuit précédent : $E=\pm 4,2\text{V}$ et $R=200\Omega$

Pour le circuit précédent : $E=-4,2\text{V} < 0,6\text{V}$ la diode est bloquée, on la remplace par une résistance très élevée de $100\text{M}\Omega$:

$$I = \frac{E}{R+R_D} = \frac{-4,2}{200+10^8} = -42\text{nA} \quad \text{et} \quad V \approx -4,2\text{V}$$

Diodes

Modèle pour calcul analytique : Circuit simple



Pour le circuit précédent : $E=+4,2V$ et $R=200\Omega$

$$r_d = \frac{U_T}{I} = 2\Omega$$

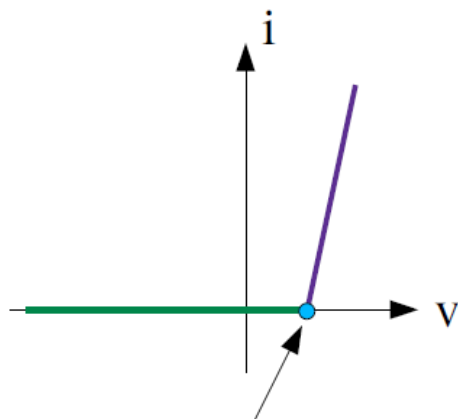
$$I = \frac{E - V_{seuil}}{R + r_d} = \frac{4,2 - 0,6}{200 + 2} \approx 17,8mA \text{ (au lieu de } 18mA)$$

$$V = V_{seuil} + r_d I = 636mV$$

Remarque: Si on prend $V_{seuil} = 650mV$

$$I = \frac{E - V_{seuil}}{R + r_d} = \frac{4,2 - 0,65}{200 + 2} \approx 17,6mA$$

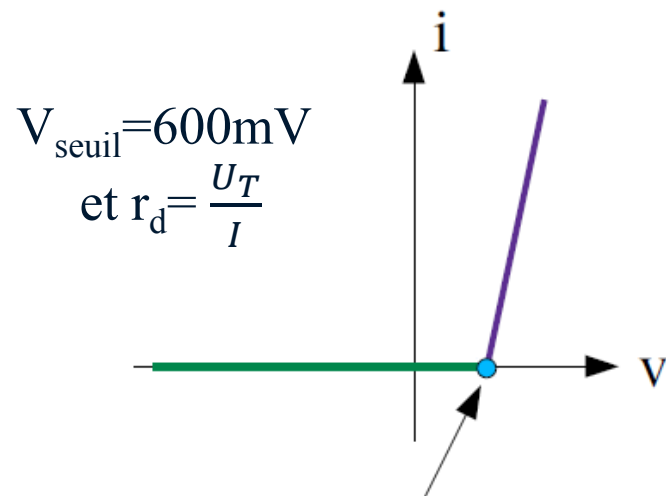
$$V = V_{seuil} + r_d I = 685mV$$



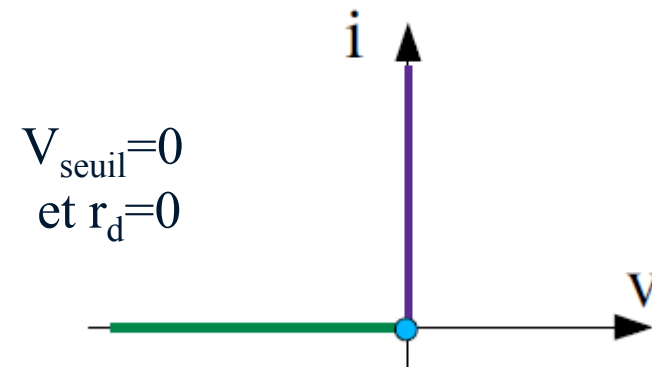
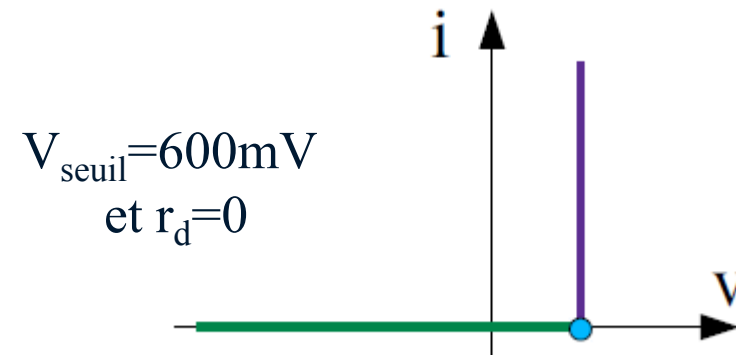
point de limite de conduction :
 $i = 0$ et $v = V_{seuil}$

Diodes

Modèle diode idéale et quasi-idéale



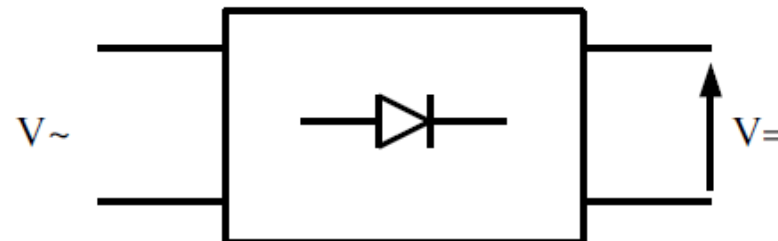
point de limite de conduction :
 $i = 0$ et $v = V_{\text{seuil}}$



Diodes

Applications

❖ Redressement <http://lushprojects.com/circuitjs/circuitjs.html>



- Simple alternance
- Diode sans seuil
- Double alternance (Pont de Graetz) + Filtrage

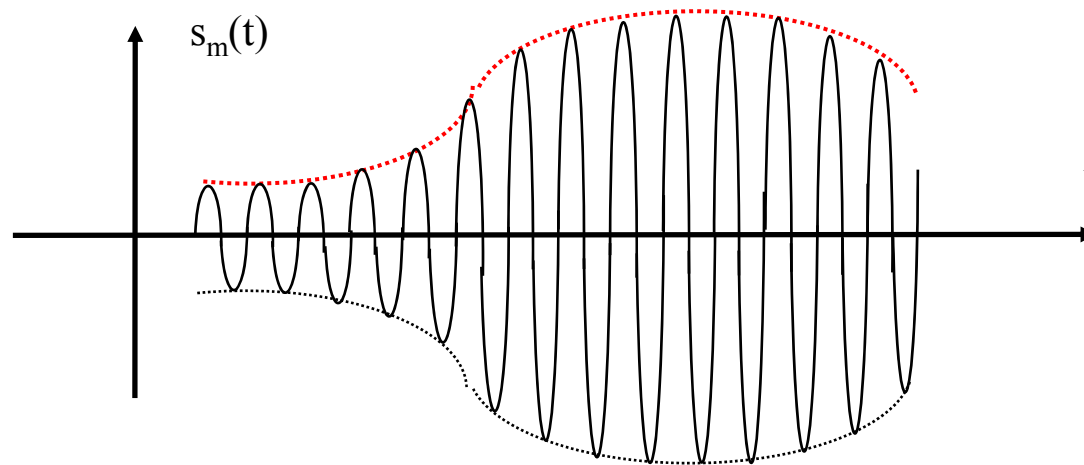
❖ Modulation d'amplitude

Diodes

Applications

❖ Modulation d'amplitude

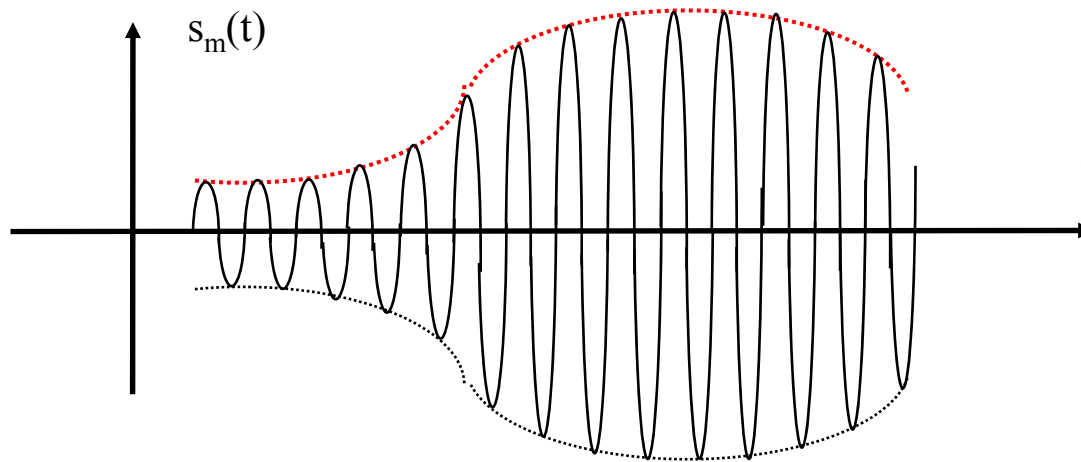
- 2 diodes
- 4 diodes
- Détecteur d'enveloppe : Démodulation d'amplitude



Diodes

Détecteur d'enveloppe : Démodulation d'amplitude

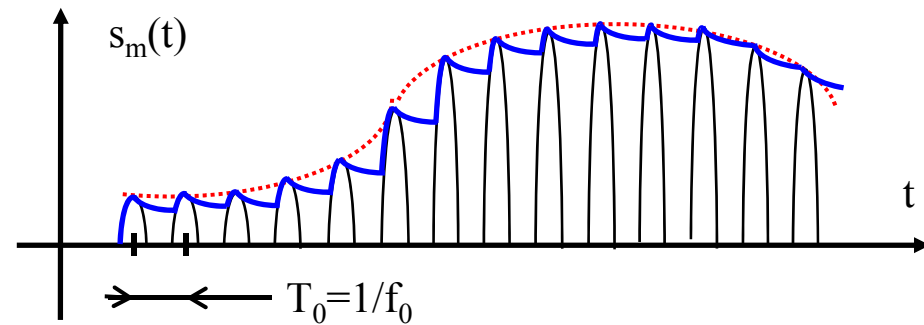
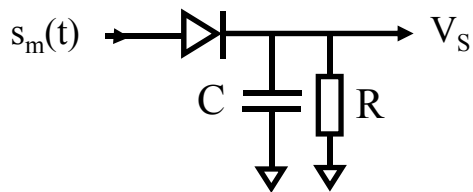
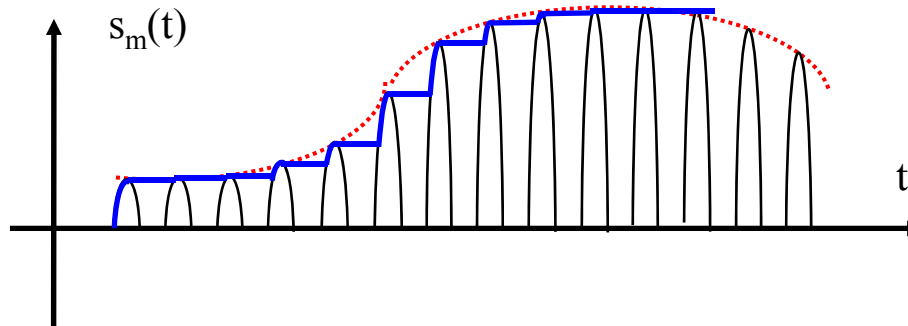
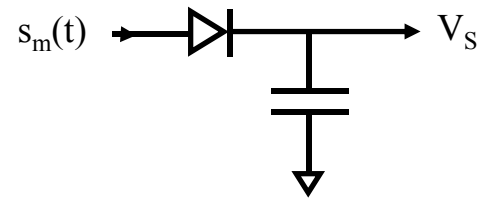
Le circuit le plus simple permettant la détection d'un signal modulé en amplitude est le détecteur d'enveloppe, dans le cas où $|s(t)| \leq 1$ et $m < 1$:



$s(t)$, le signal modulant correspond à l'enveloppe du signal modulé, seules les valeurs positives de $s_m(t)$ nous intéressent. Considérons une diode parfaite, sans seuil avec $R_{on}=0$ et $R_{off}=\infty$.

Diodes

On filtre $s_m(t)$ de la façon suivante :



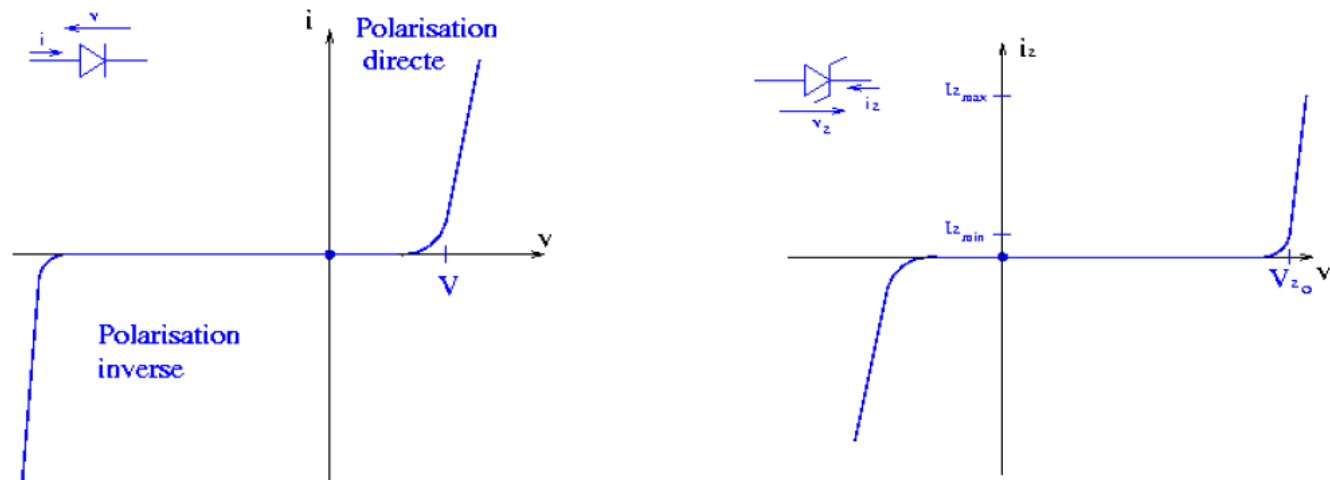
$$T_{\max}/2\pi \geq RC \gg T_0$$

Diodes

Applications

- ❖ Calage – Ecrêtement
- ❖ Référence de tension : diode Zener (LED + Zener + Photodiode)

On utilise la zone de claque inverse de la jonction PN



Les diodes Zener sont caractérisées par leur tension de claquage et par la puissance maximales qu'elles peuvent dissiper.

Transistors

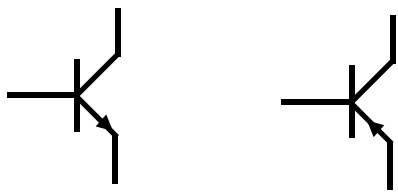
I - Amplificateur



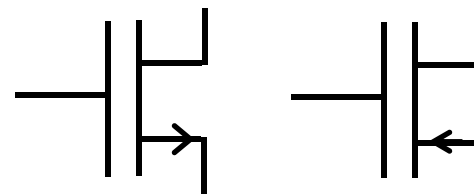
Composants actifs : Transistors

- 1) Bipolaires : NPN ou PNP
- 2) MOS : NMOS ou PMOS

NON LINEAIRES !!!



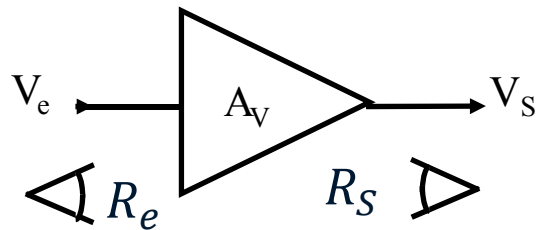
$$I_B \# I_S \exp\left(\frac{V_{BE}}{U_T}\right)$$



$$I_{DS} \# \frac{1}{2} \mu_n C_{OX} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{Tn})^2$$

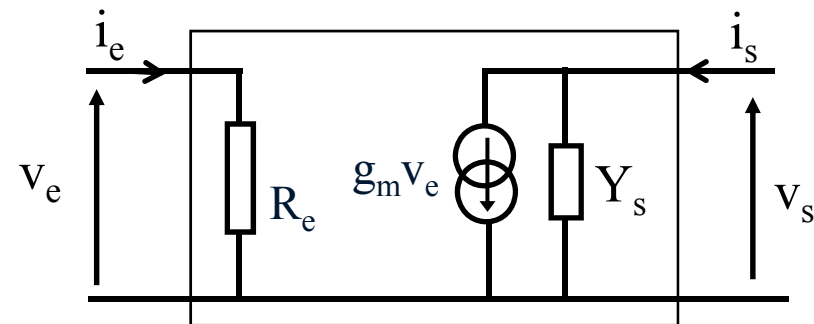
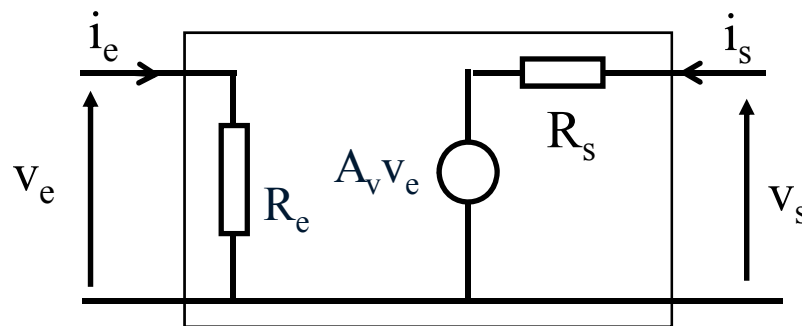
Transistors

Caractéristiques d'un amplificateur



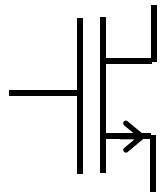
- Gain : $A_V = \frac{V_S}{V_e}$
- Résistance d'entrée : R_e
- Résistance de sortie : R_S
- Bande passante : BW

Schéma quadripolaire

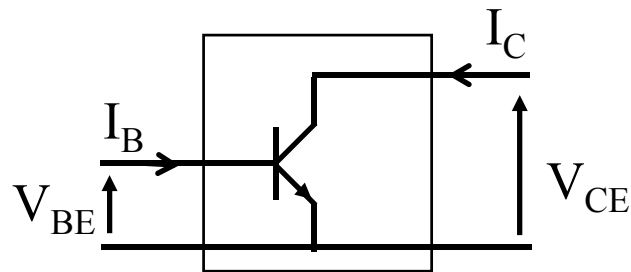


$$g_m = -A_V \cdot Y_S \quad Y_S = \frac{1}{R_S}$$

Transistors



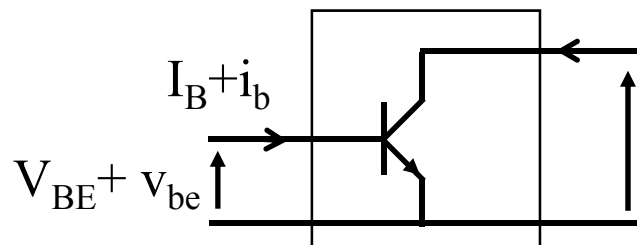
$$I_{DS} \# \frac{1}{2} \mu_n C_{OX} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{Tn})^2 = \frac{1}{2} \beta (V_{GS} - V_{Tn})^2$$



$$I_B \# I_S \exp\left(\frac{V_{BE}}{U_T}\right) \quad U_T = \frac{kT}{q} = 26 \text{ mV à } 25^\circ\text{C}$$

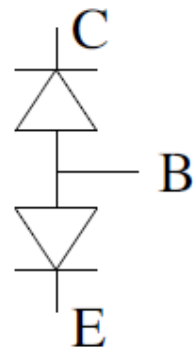
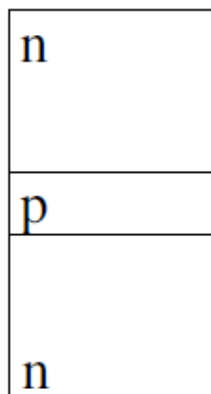
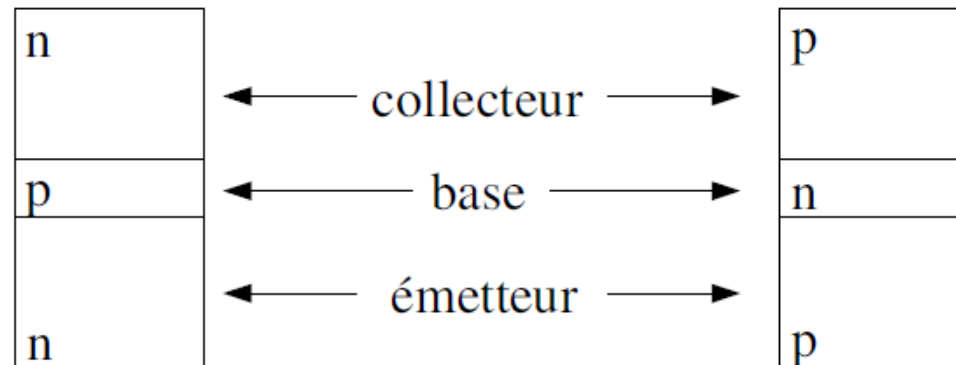
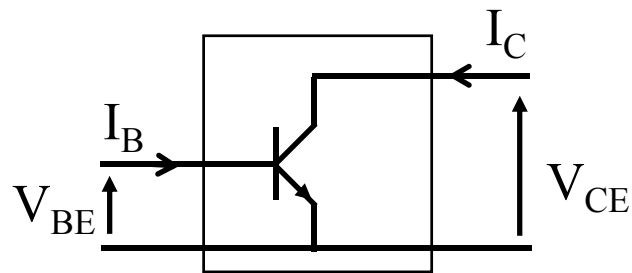
Point de Polarisation :

- 1) $I_{B0} = I_B$
- 2) $V_{BE0} = V_{BE} \# 0,6\text{V}$



$$I_B = I_{B0} + i_b = I_S \exp\left(\frac{V_{BE0} + v_{be}}{U_T}\right)$$

Transistors

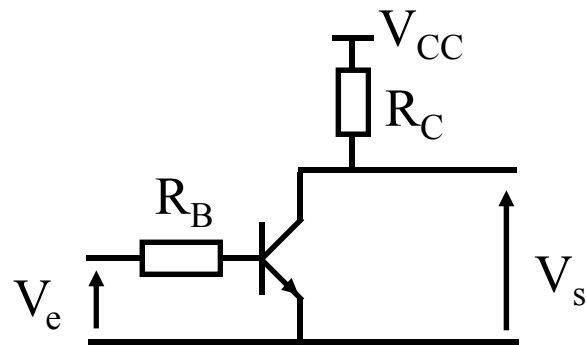


On reconnaît deux jonctions PN que l'on
Peut considérer comme deux diodes
Lorsque le transistor n'est pas polarisé.

La jonction B-E va fonctionner comme une
diode lorsque le transistor est polarisé (passant)

Transistors

Transistor NPN polarisé : Jonction B-E en directe et C-B en inverse



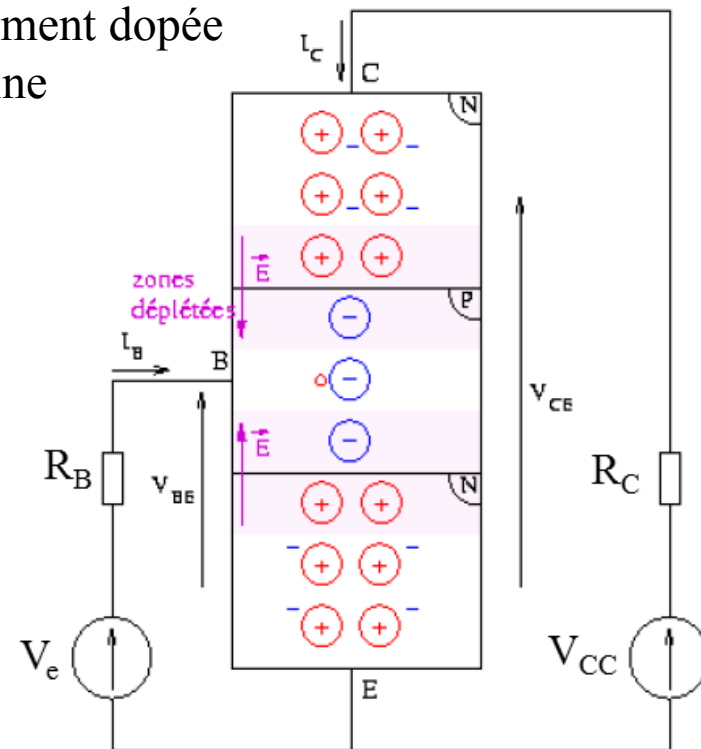
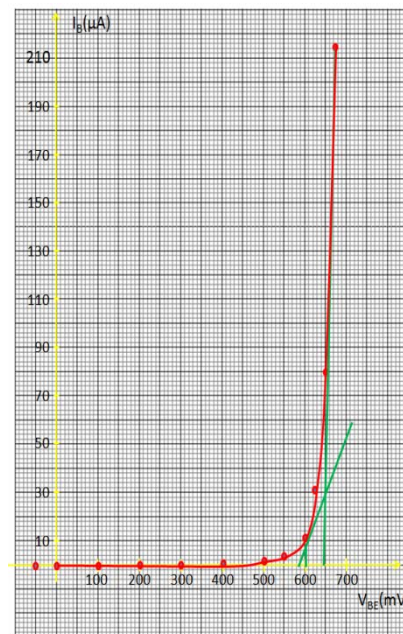
La caractéristique $I_B = f(V_{BE})$ est celle d'une diode

➔ Passante si $V_e \geq 0,6V$ et $V_{BE} \neq 0,6V$

Si $V_e < 0,6V$ alors le transistor est bloqué ($I_B = I_C = 0$) et $V_e = V_{BE} < 0,6V$

Remarques :

- La base est faiblement dopée
- La base est très fine



Transistors

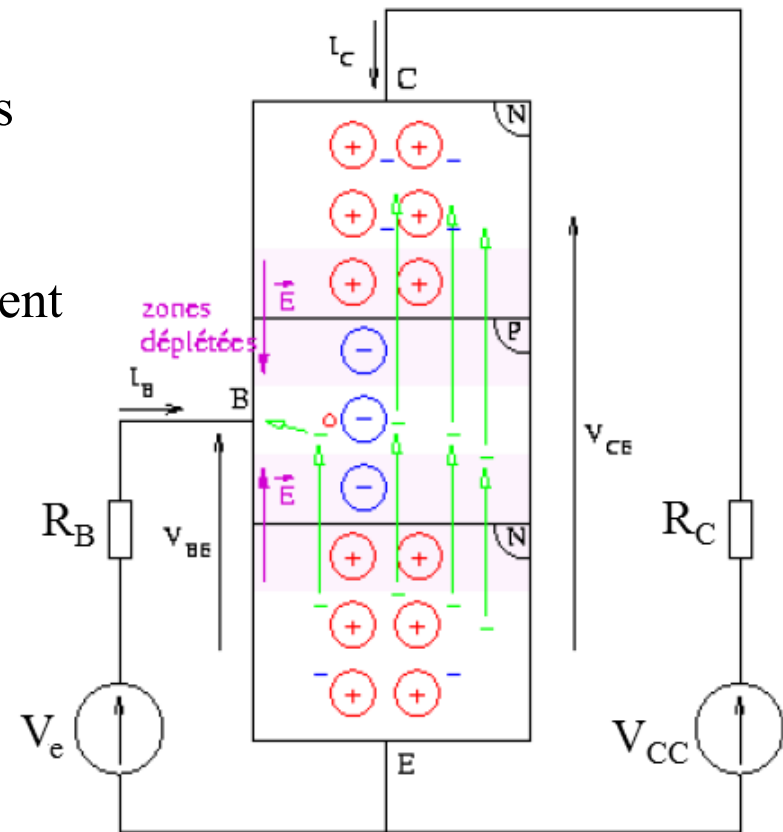
Si $V_e \geq 0,6V$ alors $I_B > 0$ et $V_{BE} \neq 0,6V$

Ce courant est constitué d'un flux d'électrons allant de l'émetteur vers la base.

Les électrons arrivant dans la base peuvent rester libres longtemps (la base étant faiblement dopée, avant d'être piégés.

La base étant très fine, ils arrivent à la 2^{ème} Jonction (B-C qui est elle en inverse) et passent dans le collecteur.

La majorité des électrons injectés par l'émetteur traversent la base et se retrouvent dans le collecteur : $I_C \approx I_E$ et $I_C \gg I_B$



Transistors

Lorsque le transistor est polarisé correctement, on peut définir plusieurs rapports de courants statiques (courants continus), notamment :

• alpha statique $\alpha_{DC} = \frac{I_C}{I_E} = \frac{I_C}{I_C + I_B} \approx 1 \text{ car } I_B \ll I_C$

$$\alpha_{DC} > \begin{array}{l} 0,99 \text{ transistors classiques} \\ 0,95 \text{ transistors de puissance} \end{array}$$

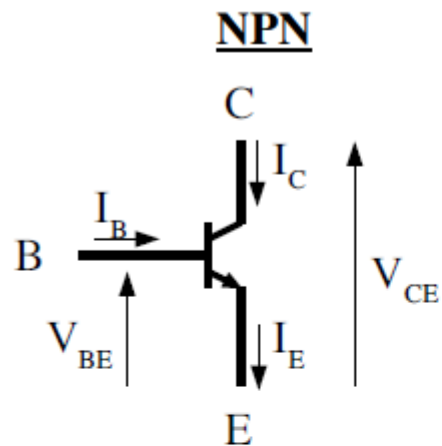
• bêta statique $\beta_{DC} = \frac{I_C}{I_B}$ $100 < \beta_{DC} < 300 \text{ transistors classiques}$
 $20 < \beta_{DC} < 100 \text{ transistors de puissance}$

β est aussi appelé **gain en courant** du transistor.

Ce gain est à l'origine de nombreuses applications

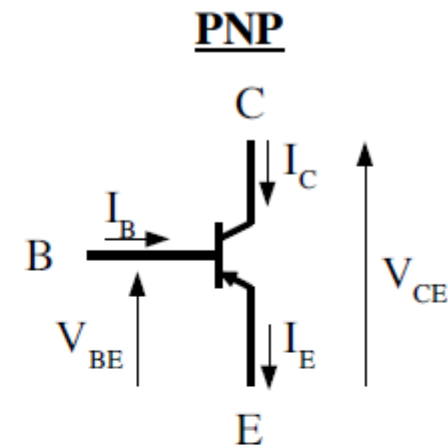
Transistors

Transistors NPN et PNP



grandeurs positives

L'émetteur est repéré
par la flèche qui
symbolise le sens
réel du courant

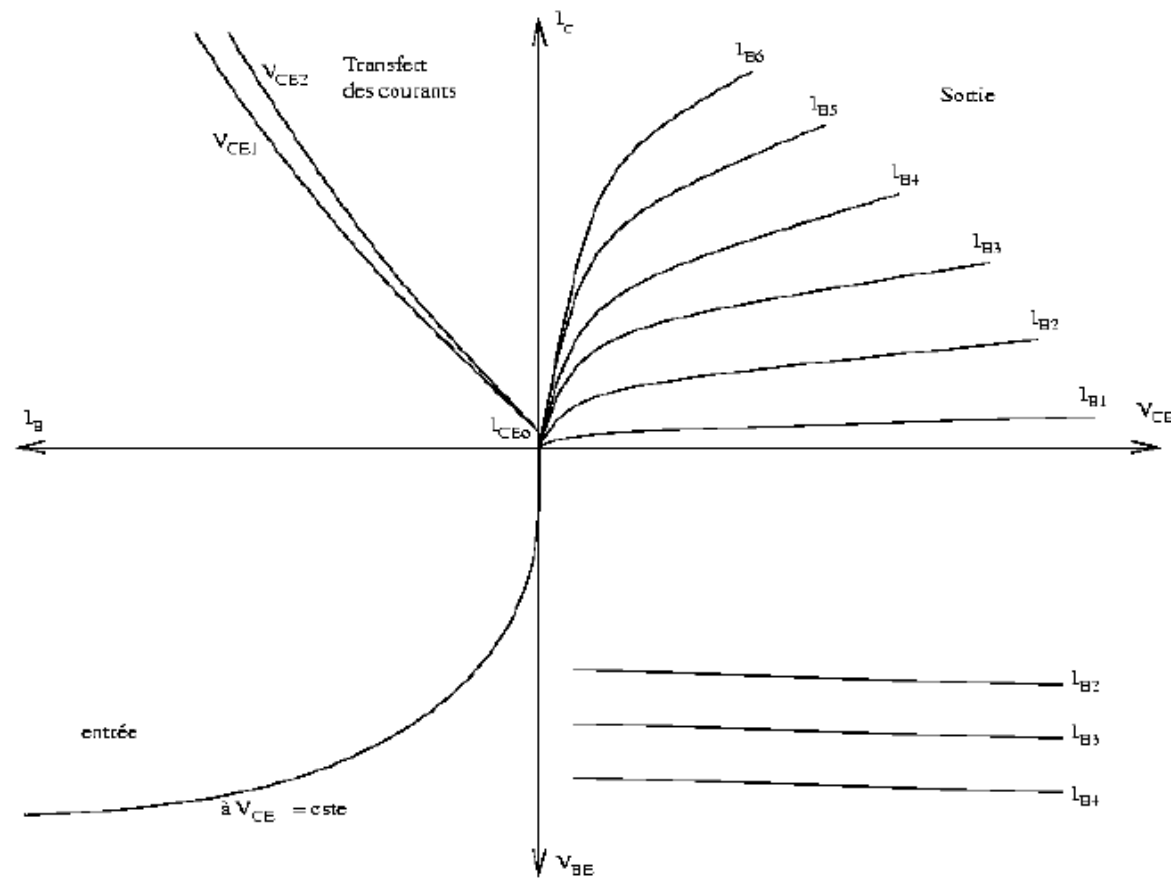


grandeurs négatives

Loi de Kirchhoff appliquée au transistor bipolaire : $I_E = I_C + I_B$

Transistors

Transistors NPN : Caractéristiques



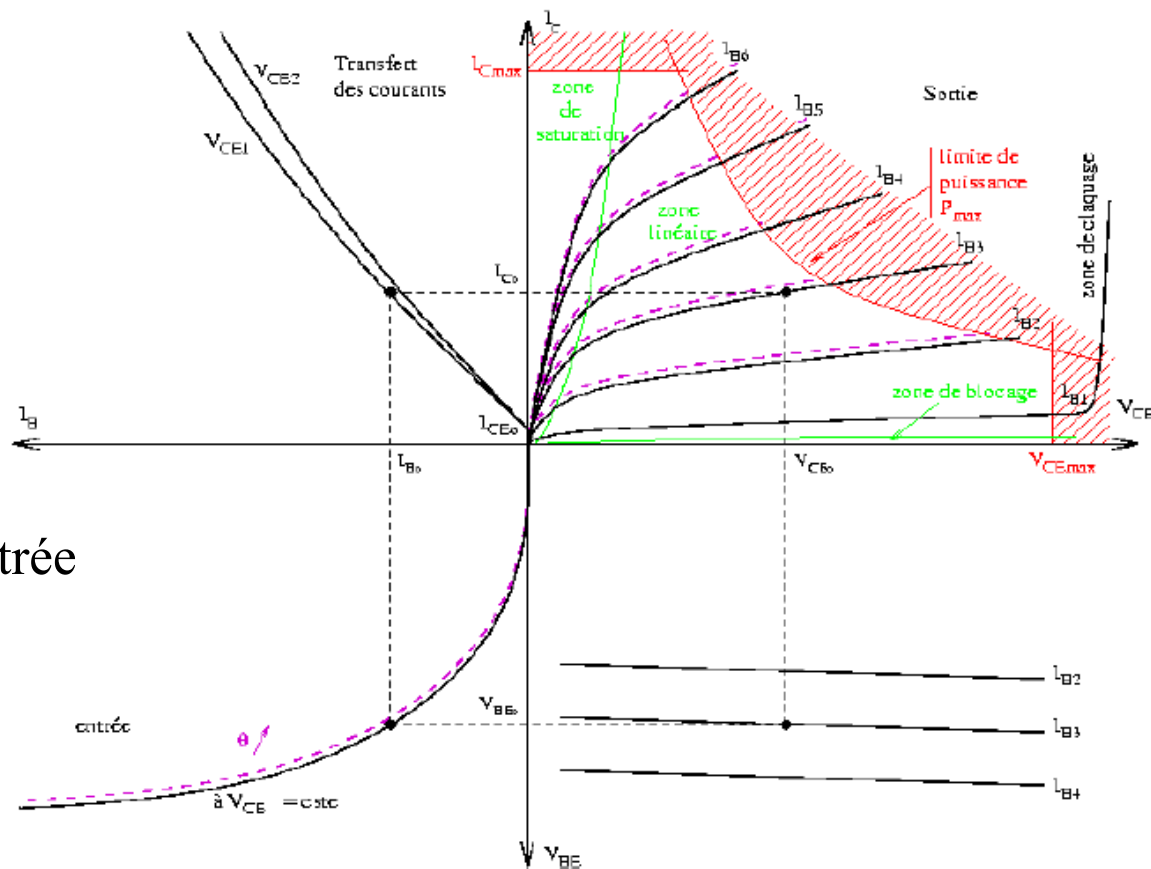
Transistors

Transistors NPN : Caractéristiques

Limitations et imperfections du transistor bipolaire

Transistor « idéal »

- Diode « idéale » en entrée
- $\beta = C^{ste} (\forall V_{CE})$
- Pente en sortie #0



Transistors

Remarques :

- ❖ NPN : grandeurs positives et PNP : grandeurs négatives
- ❖ V_{BE} ne dépend pas de V_{CE} (caractéristique sans réel intérêt) et $I_B = f(V_{BE})$ (réseau d'entrée) ne comporte qu'une seule courbe (diode)
- ❖ I_C dépend faiblement de V_{CE} dans la zone linéaire
- ❖ V_{CE} de saturation (V_{CEsat}) ne dépend que du transistor : qq 100mV
- ❖ I_{Csat} ne dépend pas du transistor : qq 100mV mais des composants extérieurs (Tension d'alimentation et résistances)
- ❖ La puissance dissipée par un transistor est limitée par P_{max}
- ❖ Le réseau de caractéristiques est donné pour une température définie
- ❖ il existe une dispersion des caractéristiques pour des transistors de même référence (variabilité)
- ❖ Le point de fonctionnement (de repos ou de polarisation) est porté sur ce réseau

Transistors

Exemple :

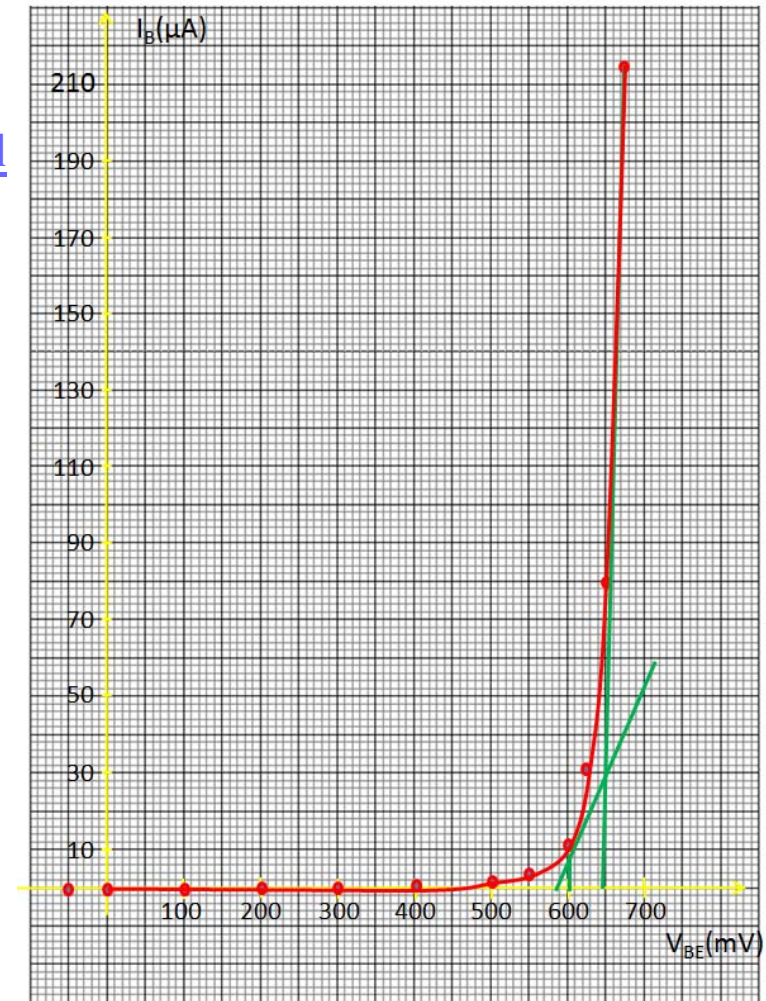
<http://lushprojects.com/circuitjs/circuitjs.html>

Si $V_{BE}=0,6V$ alors $I_B=12\mu A$

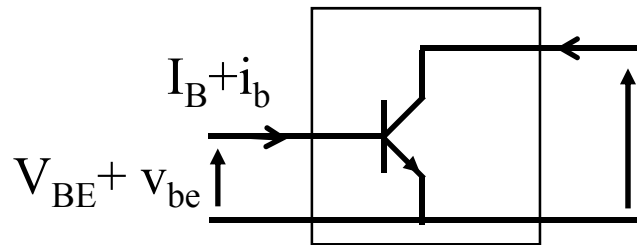
Tangente (pente) en ce point :

$$P = \frac{1}{\beta r_d} = \frac{1}{h_{11}} = \frac{\partial I_B}{\partial V_{BE}}$$

$$h_{11} = \frac{\partial V_{BE}}{\partial I_B} = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B} \approx \frac{140}{60} = 2,3k\Omega$$

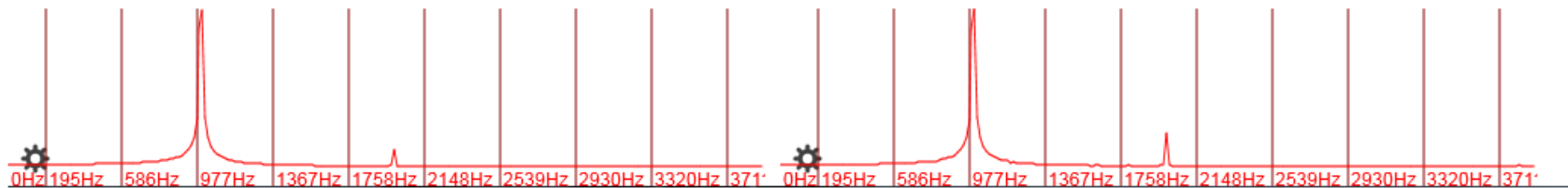
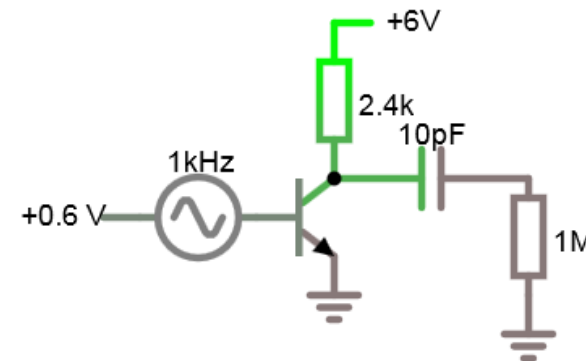
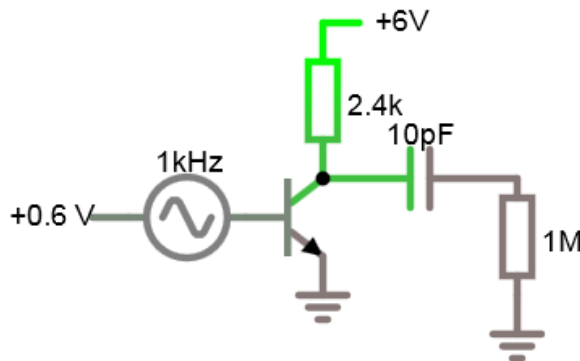


Transistors



$$i_b = I_S \exp\left(\frac{V_{BE0} + v_{be}}{U_T}\right) - I_{B0}$$

$$i_b = I_S \exp\left(\frac{V_{BE} + v_{be}}{U_T}\right) - I_S \exp\left(\frac{V_{BE}}{U_T}\right)$$



Transistors

$$v_{be} = 1mV$$



$$i_b = I_S \exp\left(\frac{V_{BE} + v_{be}}{U_T}\right) - I_S \exp\left(\frac{V_{BE}}{U_T}\right)$$

$$i_b = I_S \left[1 + \frac{v_{be}}{U_T} + \frac{1}{2} \left(\frac{v_{be}}{U_T} \right)^2 + \frac{1}{6} \left(\frac{v_{be}}{U_T} \right)^3 + \dots \right] \exp\left(\frac{V_{BE}}{U_T}\right) - I_S \exp\left(\frac{V_{BE}}{U_T}\right)$$

$$i_b = I_S \left[\frac{v_{be}}{U_T} + \frac{1}{2} \left(\frac{v_{be}}{U_T} \right)^2 + \frac{1}{6} \left(\frac{v_{be}}{U_T} \right)^3 + \dots \right] \exp\left(\frac{V_{BE}}{U_T}\right)$$

$$i_b = I_B \left[\frac{v_{be}}{U_T} + \frac{1}{2} \left(\frac{v_{be}}{U_T} \right)^2 + \frac{1}{6} \left(\frac{v_{be}}{U_T} \right)^3 + \dots \right]$$

Transistors

LINEARISATION $\Rightarrow i_b = I_B \left[\frac{v_{be}}{U_T} + \frac{1}{2} \left(\frac{v_{be}}{U_T} \right)^2 + \frac{1}{6} \left(\frac{v_{be}}{U_T} \right)^3 + \dots \right] \# I_B \frac{v_{be}}{U_T}$

$$i_b = I_B \frac{v_{be}}{U_T} = \frac{I_B}{U_T} v_{be} = \frac{v_{be}}{h_{11}} \quad \text{Avec } h_{11} = \frac{v_{be}}{i_b} = \frac{U_T}{I_B} = \beta \frac{U_T}{I_C}$$

$v_{e\max}=?$ Pour avoir une erreur relative de 10% (ou 1%)

$$\frac{v_{e\max}}{U_T} \gg \frac{1}{2} \left(\frac{v_{e\max}}{U_T} \right)^2 \quad \text{soit} \quad \frac{v_{e\max}}{U_T} \geq 10 \frac{1}{2} \left(\frac{v_{e\max}}{U_T} \right)^2$$

$$v_{e\max} \leq \frac{U_T}{5} \# 5\text{mV (ou } 0,5\text{mV)}$$

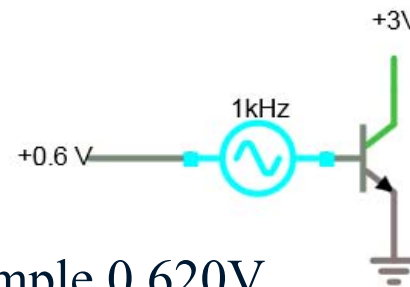
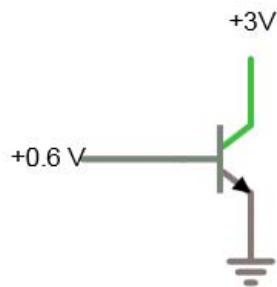
Transistors

Exemple h_{11}

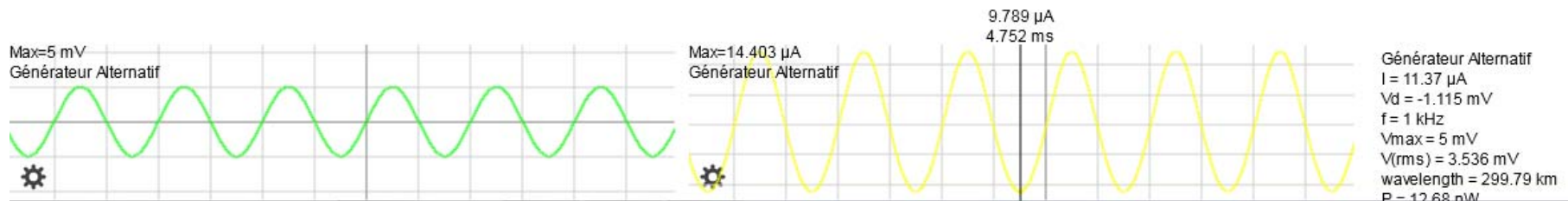
<http://lushprojects.com/circuitjs/circuitjs.html>

$I_B = 11,9 \mu A$ et $h_{11} = 25,7 / 11,9 = 2,16 k\Omega \# 2,2 k\Omega$

$i_b = (14,4 - 9,8) / 2 = 2,3 \mu A$ et $R_e = 2,17 k\Omega \# 2,2 k\Omega$

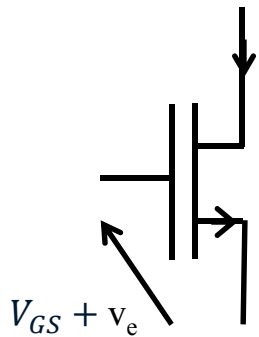


Prendre par exemple 0,620V



Transistors

LINEARISATION $\Rightarrow I_{DS} \# \frac{1}{2} \mu_n C_{OX} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{Tn})^2 = \frac{1}{2} \beta (V_{GS} - V_{Tn})^2$



$$I_{DS} + i_{ds} \quad v_{gs} = v_e \quad I_{DS} + i_{ds} = \frac{1}{2} \beta (V_{GS} + v_e - V_{Tn})^2$$

$$i_{ds} = \frac{1}{2} \beta (V_{GS} + v_e - V_{Tn})^2 - I_{DS}$$

$$i_{ds} = \frac{1}{2} \beta [(V_{GS} - V_{Tn})^2 + 2(V_{GS} - V_{Tn}) \cdot v_e + v_e^2] - I_{DS}$$

$$i_{ds} = \frac{1}{2} \beta [2(V_{GS} - V_{Tn}) \cdot v_e + v_e^2] \# g_m \cdot v_{gs}$$

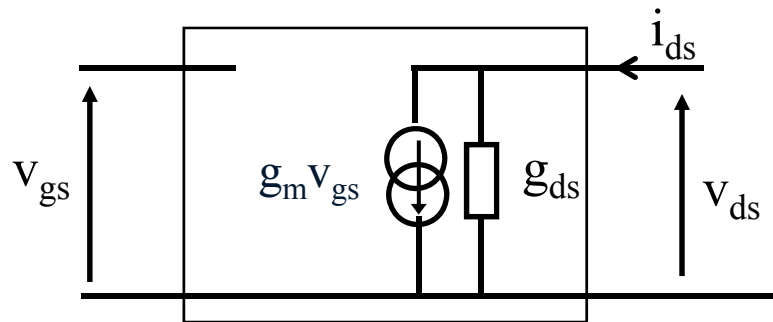
Si $2(V_{GS} - V_{Tn}) \cdot v_e \gg v_e^2 \Rightarrow v_e \ll 2(V_{GS} - V_{Tn})$

$v_{e\max} = ?$ Pour avoir une erreur relative de 10% $v_{e\max} \leq \frac{V_{GS} - V_{Tn}}{5}$

Transistors

LINEARISATION $\Rightarrow v_{e\max} \leq \frac{V_{GS} - V_{Tn}}{5}$

Schéma équivalent petits signaux

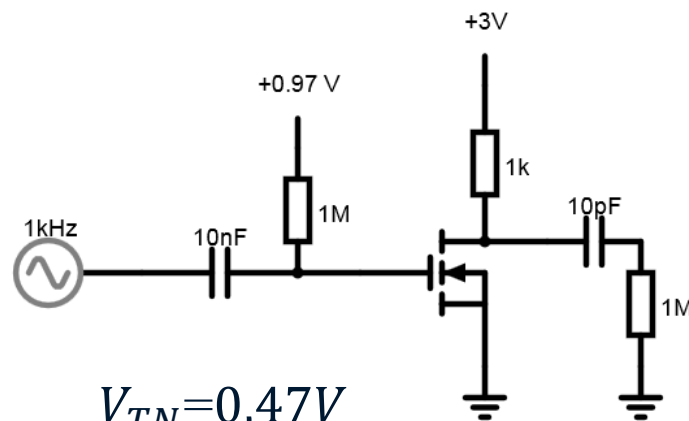


$$g_m = \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{GS}} = \sqrt{2\beta I_{DS}}$$

$$g_{ds} = \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{DS}} = \frac{I_{DS}}{V_E \cdot L}$$

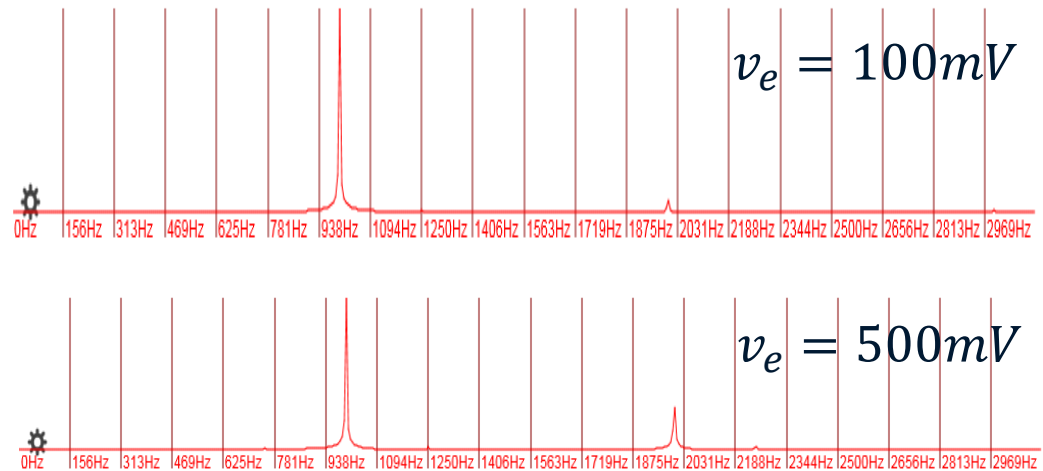


$I_{DS} = ?$



$$V_{TN} = 0,47V$$

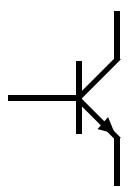
$$V_{od} = 0,5V$$



Amplificateurs à Transistors bipolaires

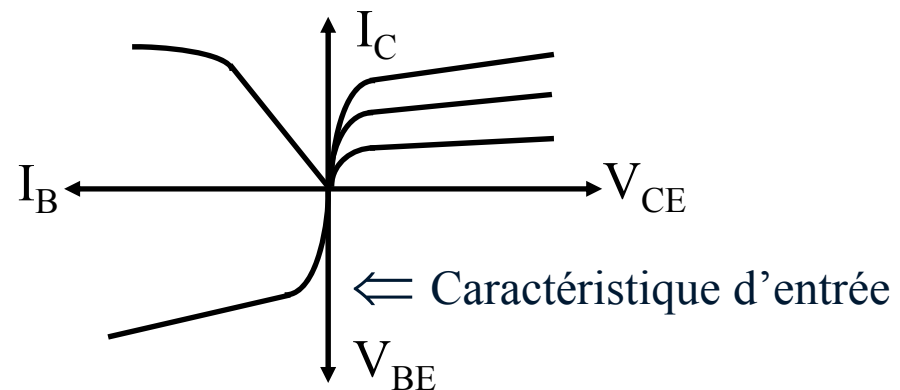
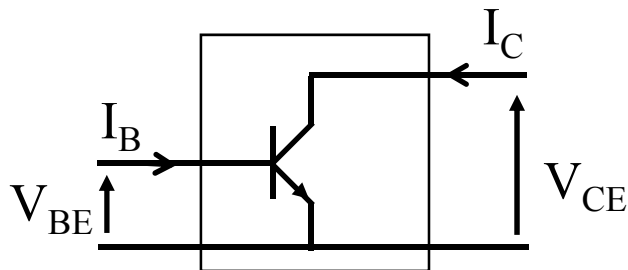
I - Polarisation

3 Régimes de fonctionnement :



- 1) Bloqué : les 2 jonctions polarisées en inverse : $V_{BE} < 0$ et $V_{CB} > 0$
- 2) Actif : une jonction en direct : $V_{BE} > 0$ et $V_{CB} > 0$ (linéaire)
- 3) saturé : les 2 jonctions en direct : $V_{BE} > 0$ et $V_{CB} < 0$

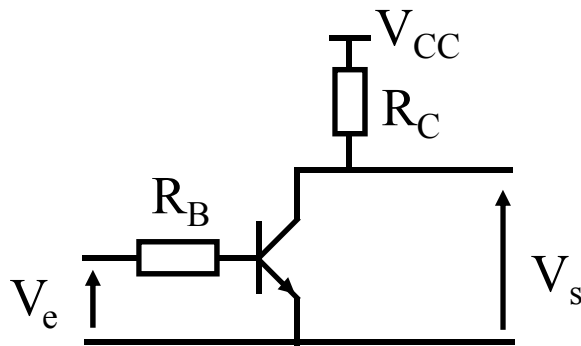
ACTIF \Rightarrow Amplification : Fonctionnement classique \rightarrow Signaux de faibles amplitudes : LINEARISATION = Signal faible devant la grandeur continue appliquée ou faible devant kT/q



Amplificateurs à Transistors bipolaires

Régime linéaire ou saturé : $I_B \# I_S \exp \frac{qV_{BE}}{kT}$ $U_T = \frac{kT}{q} = 26 \text{ mV à } 25^\circ\text{C}$

⇒ Le courant de saturation : $I_{C\text{sat}}$ dépend « uniquement » des composants extérieurs - Inverseur RTL



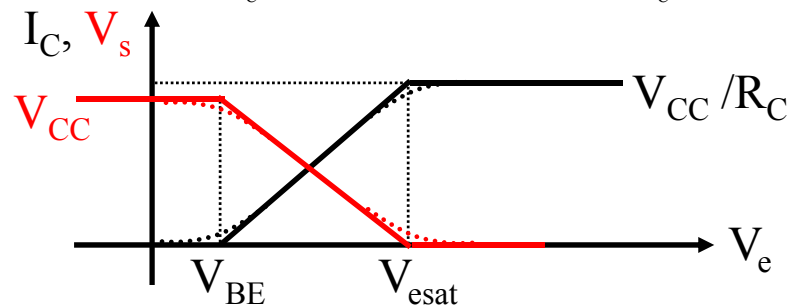
$$I_B = \frac{V_e - V_{BE}}{R_B} \quad I_B = 0 \text{ si } V_e \leq V_{BE} (\#0,6\text{V})$$

$$I_C = \beta I_B = \beta \frac{V_e - V_{BE}}{R_B} \quad V_{CC} = R_C I_C + V_{CE}$$

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C} \Rightarrow I_{C\text{sat}} = \frac{V_{CC} - V_{CE\text{sat}}}{R_C} \# I_C = \frac{V_{CC}}{R_C}$$

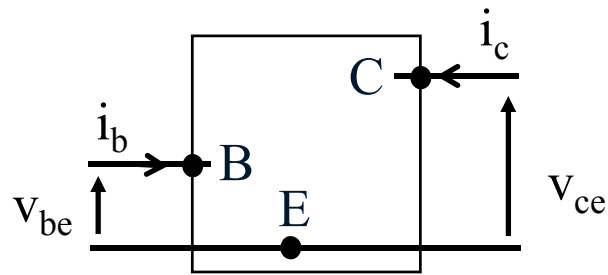
$$I_{C\text{sat}} = \frac{V_{CC}}{R_C} = \beta \frac{V_{\text{esat}} - V_{BE}}{R_B}$$

$$V_{\text{esat}} = V_{CC} \frac{R_B}{\beta R_C} + V_{BE}$$



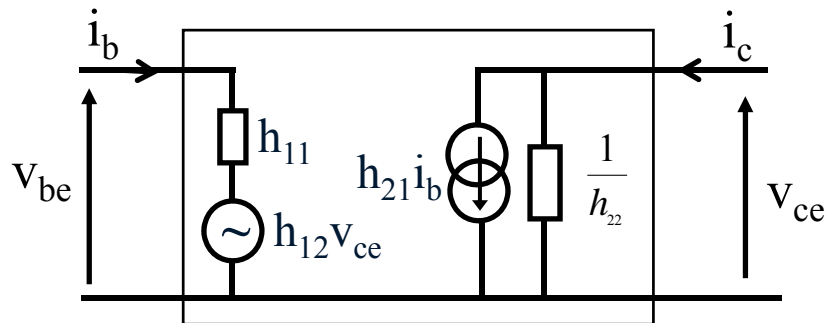
Amplificateurs à Transistors bipolaires

II - Représentation petit signal



⇒ Représentation par la matrice hybride

$$\begin{cases} v_{be} = h_{11} i_b + h_{12} v_{ce} \\ i_c = h_{21} i_b + h_{22} v_{ce} \end{cases} \Rightarrow \text{Développement limité d'ordre 1}$$



$$h_{11} = \left. \frac{v_{be}}{i_b} \right|_{v_{ce}=0} = \left. \frac{\partial V_{BE}}{\partial I_B} \right|_{V_{CE}=C^{ste}}$$

$$h_{12} = \left. \frac{v_{be}}{v_{ce}} \right|_{i_b=0} \neq 0$$

BF, fonctionnement unidirectionnel du T. Bip.

$$h_{21} = \left. \frac{i_c}{i_b} \right|_{v_{ce}=0} \neq \beta \quad h_{22} = \left. \frac{i_c}{v_{ce}} \right|_{i_b=0}$$

Amplificateurs à Transistors bipolaires

Remarque : Pourquoi $V_{CC} \rightarrow$ masse sur le schéma petits signaux, I_0 ?

Restrictions

- Schéma équivalent en paramètres hybrides utilisable pour les petits signaux

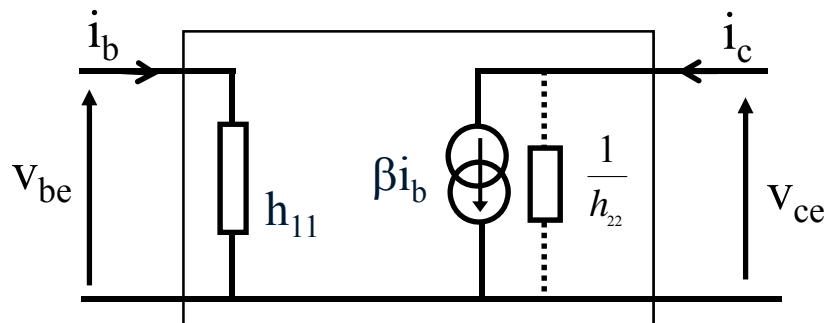
\Rightarrow Etage d'entrée : $I_B \# I_S \exp \frac{V_{BE}}{U_T}$ Caractéristique Non Linéaire

$$\text{Soit } \frac{\partial I_B}{\partial V_{BE}} = \frac{I_B}{U_T} \Rightarrow h_{11} = \frac{\partial V_{BE}}{\partial I_B} = \frac{U_T}{I_B} = \beta \frac{U_T}{I_C}$$

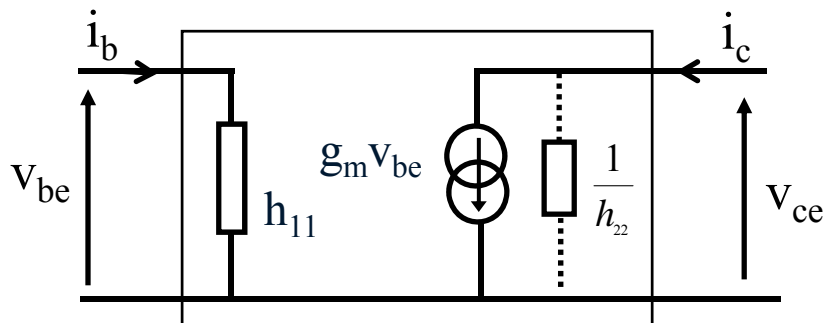
- Schéma équivalent en basses fréquences uniquement \Rightarrow En hautes fréquences, il est nécessaire d'introduire une représentation plus proche du fonctionnement réel du transistor \Rightarrow Modèle de Giacoletto

Amplificateurs à Transistors bipolaires

III – Schéma équivalent petit signal simplifié



Sans indication : $h_{22} \neq 0$



$$i_c = \beta \cdot i_b = g_m \cdot v_{be}$$

$$v_{be} = h_{11} \cdot i_b = h_{11} \cdot \frac{g_m \cdot v_{be}}{\beta}$$

$$g_m = \frac{\beta}{h_{11}} = \frac{I_C}{U_T}$$

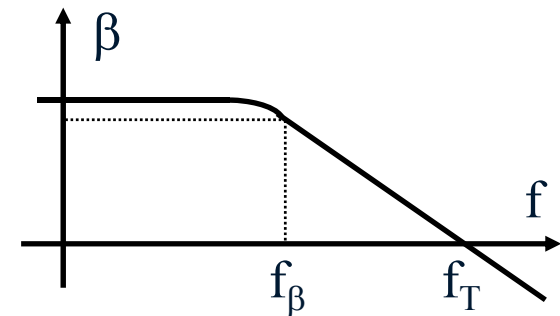
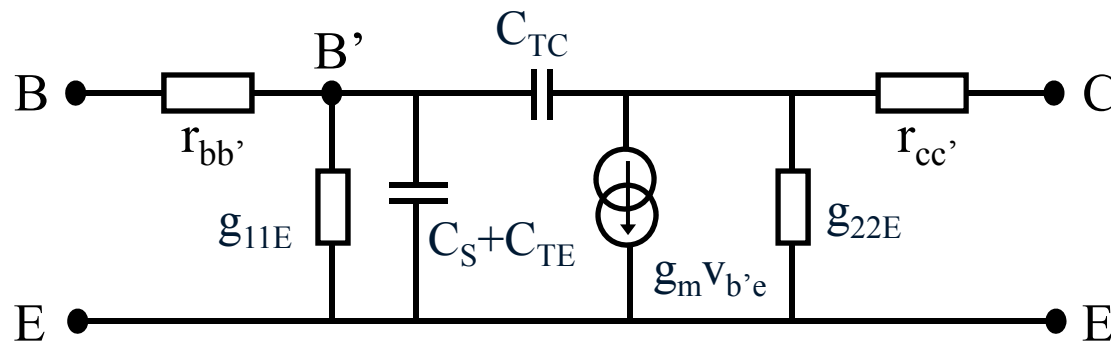
Amplificateurs à Transistors bipolaires

IV - Schéma équivalent hautes fréquences

Circuit équivalent naturel de Giacoletto-Johnson

⇒ Modèle très proche de la physique

⇒ Valable des basses aux hautes fréquences (jusqu'à $f_T/4$)



Paramètres du schéma de Giacoletto

- $r_{bb'}$: résistance d'accès à la base

$$r_{bb'} = \frac{l_1}{W_B N_B}$$

- $r_{cc'}$: résistance substrat et contact collecteur

Amplificateurs à Transistors bipolaires

Paramètres du schéma de Giacoletto

- r_{cc} : résistance substrat et contact collecteur
- g_{22E} : conductance de sortie (\Rightarrow effet Early)
- g_m : transconductance

$$g_m = \frac{\partial I_c}{\partial V_{B'E}} \# \frac{\Delta I_c}{\Delta V_{B'E}} \# \frac{I_c}{U_T} = \frac{\beta}{h_{11}} \quad \text{avec} \quad V_{B'E} = V_{BE} - r_{bb'} I_B$$

- g_{11E} : admittance de diffusion de la jonction B-E
fraction de I_E recombinaison dans la base

$$g_{11E} \# \frac{\Delta I_B}{\Delta V_{B'E}} \# \frac{\Delta I_B}{\Delta I_C} \frac{\Delta I_C}{\Delta V_{B'E}} = \frac{1}{h_{11}}$$

- $C_S + C_{TE}$: C_{TE} : capacité de transition de la jonction E-B
 C_S : capacité de diffusion de stockage

Amplificateurs à Transistors bipolaires

Paramètres du schéma de Giacoletto

- $C_S + C_{TE}$: C_{TE} : capacité de transition de la jonction E-B
 C_S : capacité de diffusion (stockage)

$$C_S > C_{TE}$$

$$C_S = \frac{\Delta(Q_{SB} + Q_{SE})}{\Delta V_{B'E}} \quad \begin{cases} Q_{SB} = \tau_B I_C \\ Q_{SE} = \tau_E I_C \end{cases}$$

$$C_S = \frac{\Delta I_C}{\Delta V_{B'E}} \left(\frac{\tau_E}{\beta} + \tau_B \right) \approx \frac{\beta \tau_B}{h_{11}} \quad (si \beta \gg 1)$$

- C_{TC} : capacité de transition de la jonction C-B = capacité de réaction entrée-sortie (C_π)

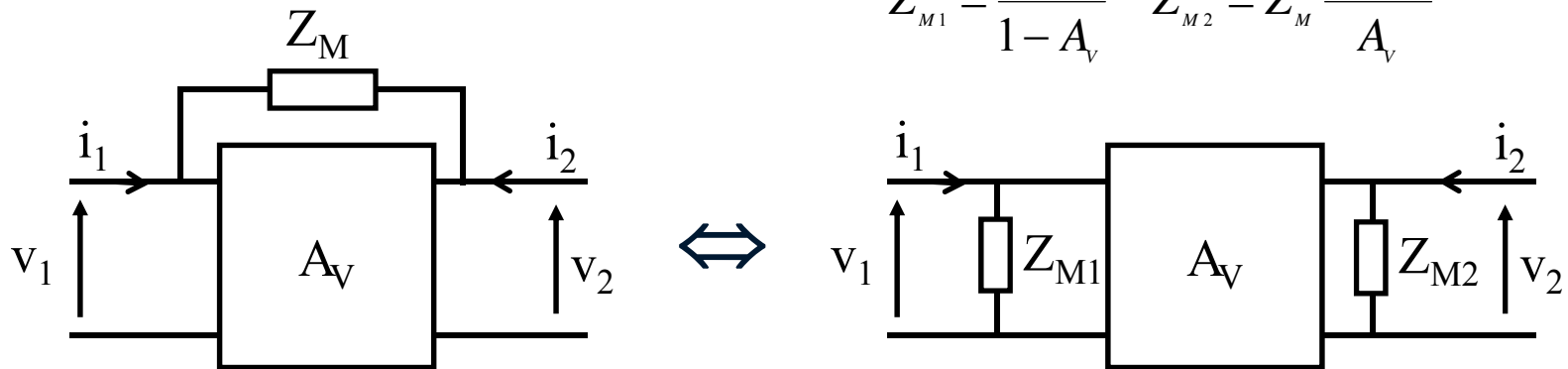
$$C_{TC} = \varepsilon \frac{S_B}{W_C}$$

Amplificateurs à Transistors bipolaires

C_{TC} : capacité entrée-sortie (C_π) \Rightarrow Transistor bidirectionnel

- Effet en haute fréquence
- Instabilité possible

Rappel Effet Miller



$$A_V \gg 1 \quad |Z_{M1}| = \left| \frac{Z_M}{A_V} \right| \quad Z_{M2} = Z_M$$

$$|Z_M| = \left| \frac{1}{C_M \omega} \right| \quad C_{M1} \# |A_V| C_M \quad C_{M2} \# C_M$$

STABILITE ET OSCILATEURS

I - Rappel

Système direct : on suppose connaître parfaitement (en boucle ouverte) le comportement du système, on peut déterminer parfaitement la sortie pour une entrée donnée.



Dans la pratique, il est impossible de connaître parfaitement et de maîtriser les organes de puissances :

- + existence de phénomènes non linéaires difficilement modélisables
- + variation des caractéristiques des éléments du système avec le temps, la température, ...
- + manque de précision et de fiabilité

⇒ Nécessité d'un contrôle du résultat (de la sortie) par une commande :
Rétroaction

STABILITE ET OSCILATEURS

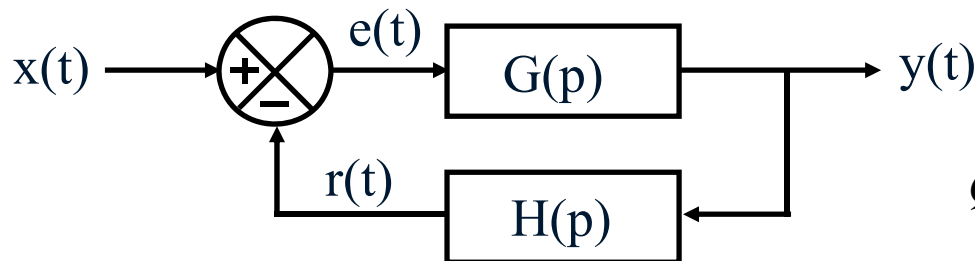
Remarque : Cette rétroaction est présente dans de nombreux domaines.
Chez l'être humain : la vision est utilisée en permanence pour contrôler les gestes. Personne ne peut réaliser le même geste plusieurs fois en fermant les yeux.

Autre fonction de la rétroaction \Rightarrow Stabilisation d'un système instable

Exemple : tenir un balai sur la main \Rightarrow Problème du pendule inversé

Définition large : instable = écart par rapport à la position désirée

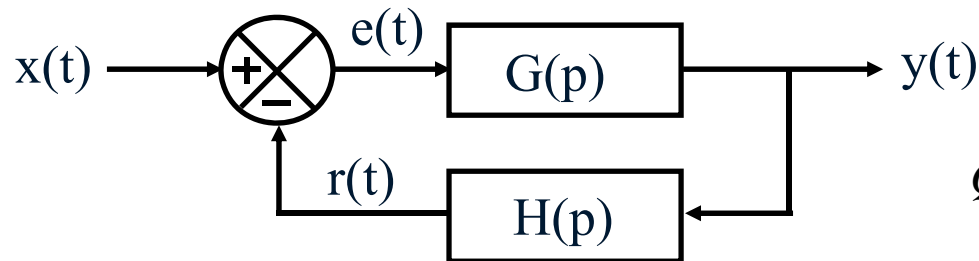
II - Modélisation



$$Q(p) = \frac{Y(p)}{X(p)} = \frac{G(p)}{1 + G(p)H(p)}$$

Remarque : Signe - sur l'additionneur est une simple convention

STABILITE ET OSCILATEURS



$$Q(p) = \frac{Y(p)}{X(p)} = \frac{G(p)}{1 + G(p)H(p)}$$

$G(p)$: FT du système en boucle ouverte

$Q(p)$: FT du système en boucle fermée

$H(p)$: FT de la réaction

$G(p)H(p)$: FT de boucle

Exemples d'application

i) $G(p)=K$ (constante)

$$Q(p) = \frac{Y(p)}{X(p)} = \frac{K}{1 + KH(p)} \quad \text{Si } KH(p) \gg 1 \quad Q(p) \approx \frac{1}{H(p)}$$

\Rightarrow Amplificateur opérationnel

+ $H(p) \rightarrow$ capacité \Rightarrow intégrateur

+ approche identique pour amplificateur logarithmique (non linéaire) par l'utilisation de la caractéristique exponentielle d'une diode

STABILITE ET OSCILATEURS

Exemples d'application

ii) Compensation d'éléments imparfaits

$G(p)$ non constant $H(p)=K$ et $|KG(p)| \gg 1$

$Q(p) \approx \frac{1}{K}$ pour les ω telles que l'expression ci-dessus reste vraie

iii) Stabilisation de systèmes instable

$G(p) = \frac{b}{p-a}$ $a > 0 \Rightarrow$ pôle dans $D_+ \Rightarrow$ Système instable

$$H(p)=K \text{ constante} \quad Q(p) = \frac{b}{(p-a) \left(1 + K \frac{p}{p-a} \right)} = \frac{b}{p-a+Kb}$$

pôle : $a-Kb$ si $a-Kb < 0 \Rightarrow$ Système stable

$K > \frac{a}{b}$: Compensation proportionnelle

STABILITE ET OSCILATEURS

Autre exemple : $G(p) = \frac{b}{p^2 + a}$

si $a > 0$ oscillateur (pôles sur l'axe $j\omega$)

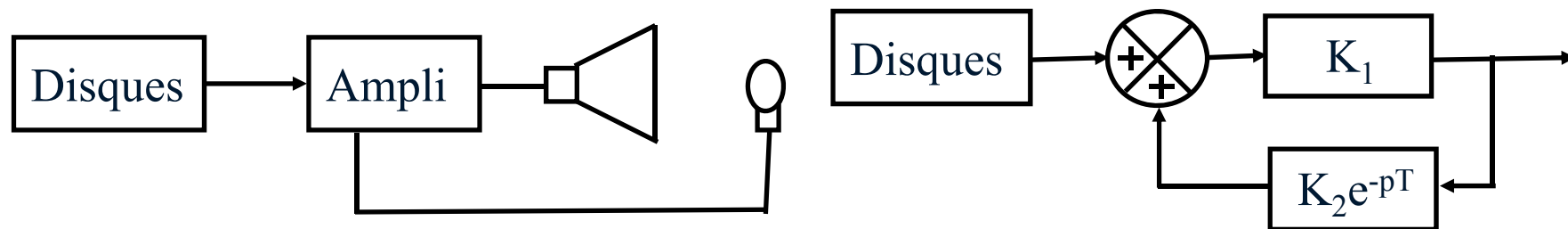
+ si $H(p) = K$

$Q(p) = \frac{b}{p^2 + (a + Kb)}$ expression similaire à la précédente!

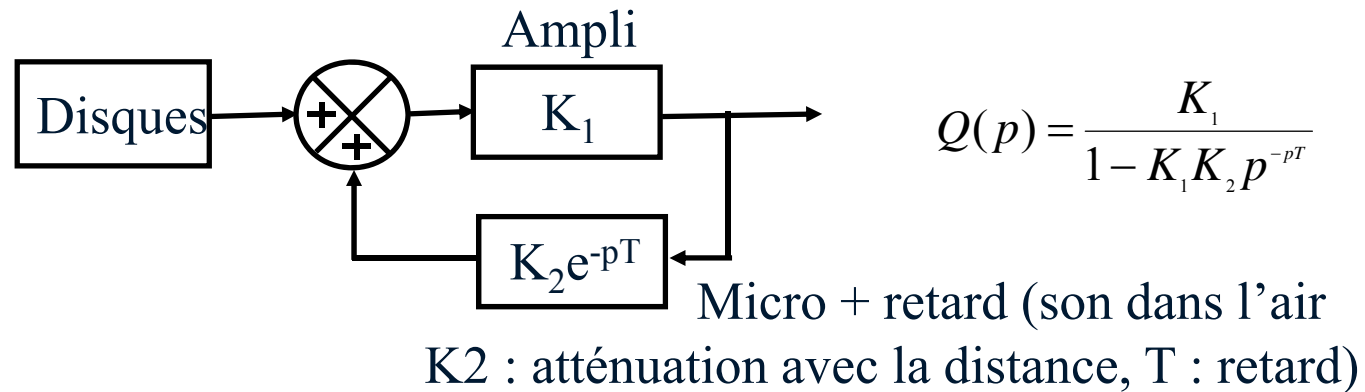
+ si $H(p) = K_1 + K_2 p$ (Correcteur P.D.)

$Q(p) = \frac{b}{p^2 + K_2 b p + a + K_1 b}$ stable si $\begin{cases} bK_2 > 0 \\ a + K_1 b > 0 \end{cases}$

iv) Déstabilisation : Effet Larsen



STABILITE ET OSCILATEURS

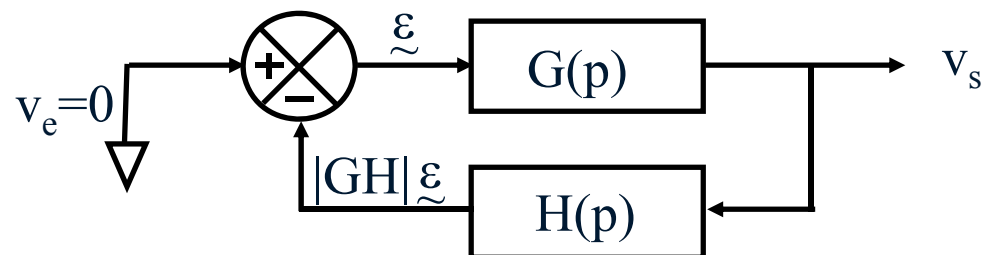


Critère de Nyquist : si $K_1 K_2 > 1$ système instable (si le micro est trop près du haut parleur (K_2 grand) \Rightarrow Larsen)

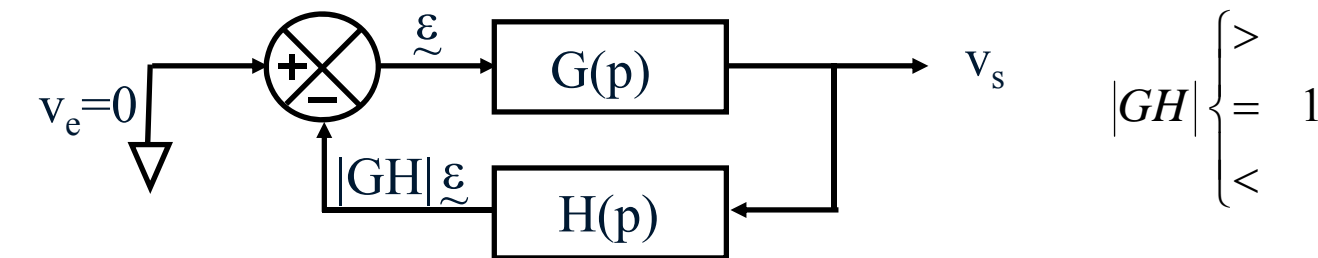
III - Etude de la stabilité des SLI

Critère de Nyquist

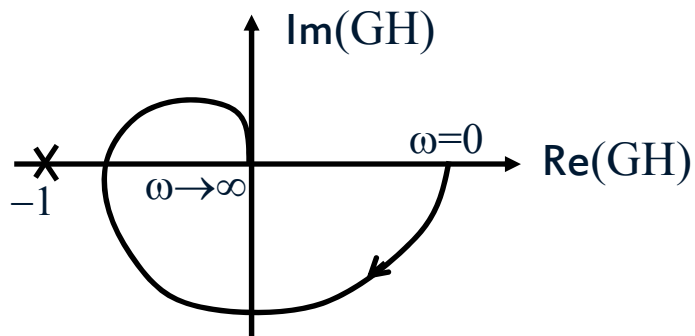
Exemple : ordre 3
(3 pôles) $\xi / \phi = \pi$



STABILITE ET OSCILATEURS



$$|GH| \begin{cases} > \\ = \\ < \end{cases} 1$$



Critère de Nyquist : Nb de fois où on laisse le point -1 à droite ou à gauche en fonction du nombre de pôles

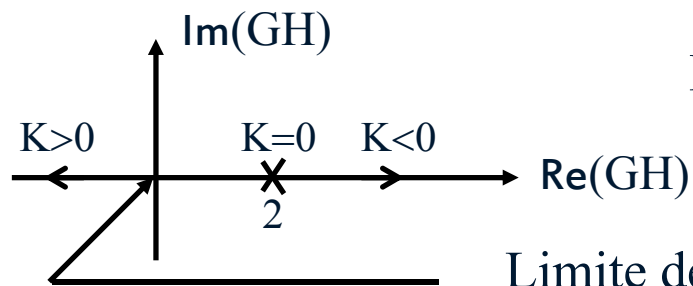
Stable si les pôles sont à partie réelle négative (pôle dans D_-) : $1+GH(p)=0$

➤ Cas où les pôles dépendant d'une grandeur K : Lieu d'Evans
 K : gain d'un amplificateur

Exemple : $GH(p) = \frac{p}{p - 2(1 - K)}$ Un pôle : $p_1 = 2(1 - K)$

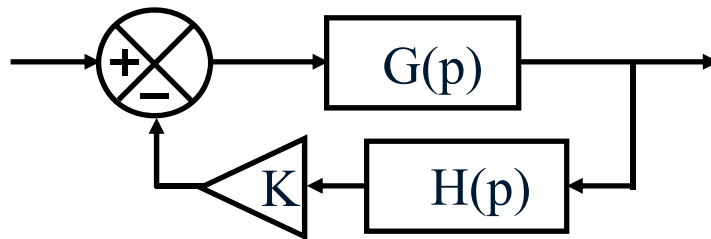
STABILITE ET OSCILATEURS

Un pôle : $p_1 = 2(1-K) \Rightarrow$ Tracé du lieu de p_1 en fonction de K

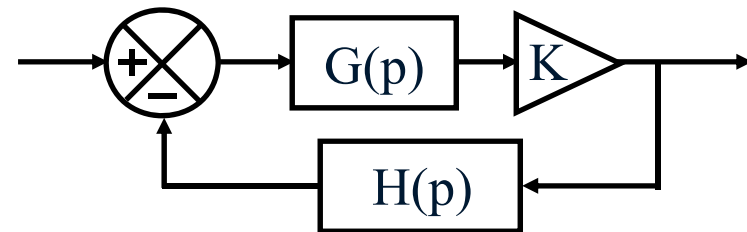


Limite de stabilité : $2(1-K) < 0 \Rightarrow K > 1$

Dans des cas plus complexes, on n'a pas la forme des pôles \Rightarrow Tracé du lieu des pôles en fonction du gain (K variant de $-\infty$ à $+\infty$)



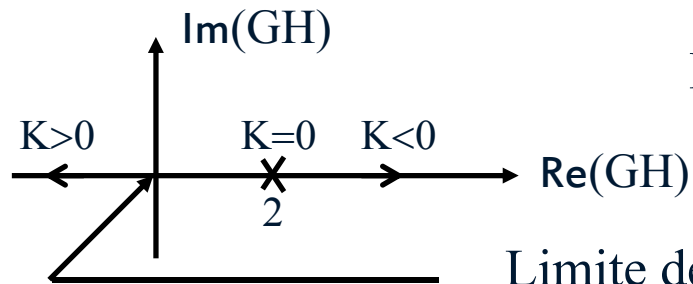
$$Q(p) = \frac{G(p)}{1 + KGH(p)}$$



$$Q(p) = \frac{KG(p)}{1 + KGH(p)}$$

STABILITE ET OSCILATEURS

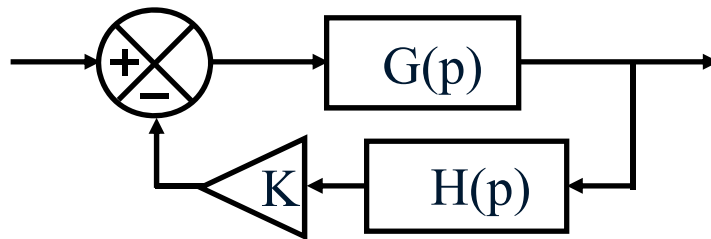
Un pôle : $p_1 = 2(1-K) \Rightarrow$ Tracé du lieu de p_1 en fonction de K



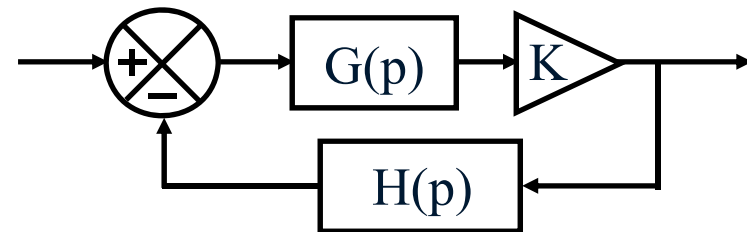
Lieu des pôles

Limite de stabilité : $2(1-K) < 0 \Rightarrow K > 1$

Dans des cas plus complexes, on n'a pas la forme des pôles \Rightarrow Tracé du lieu des pôles en fonction du gain (K variant de $-\infty$ à $+\infty$)



$$Q(p) = \frac{G(p)}{1 + KGH(p)}$$



$$Q(p) = \frac{KG(p)}{1 + KGH(p)}$$

STABILITE ET OSCILATEURS

K placé dans la boucle principale ou dans la boucle de contre-réaction, cela ne change pas la formule \Rightarrow Racines : $1+KG(p)H(p)=0$

Règles de construction : $F(p) = G(p)H(p) = \frac{K_0 \prod_{j=1}^m (p - z_j)}{\prod_{i=1}^n (p - p_i)}$
 \Rightarrow n pôles et m zéros

Filtres physiques réalisables $\Rightarrow n > m$

IV – Oscillateurs

1°) Introduction

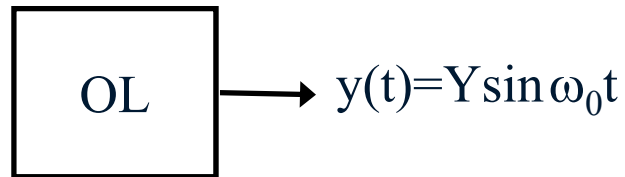
BUT : Obtenir une sinusoïde ou en généralisant tout signal périodique

Dans le cas d'une sinusoïde, les SLI sont valables

Problème :
1 - Déterminer la fréquence
2 - Maintenir à un niveau d'amplitude

STABILITE ET OSCILATEURS

Définition d'un oscillateur : Système autonome dont la sortie est une Sinusoïde de fréquence fixe et d'amplitude constante



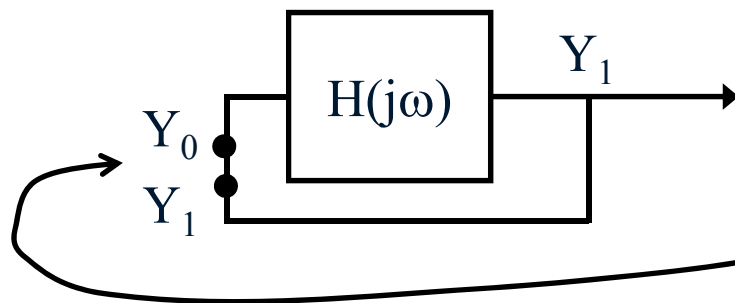
Cette expression est solution de :

$$\frac{d^2 y(t)}{dt^2} + \omega_0^2 y(t) = 0$$

⇒ Système linéaire

Structure générale

Système bouclé : Signal de sortie ramené pour entretenir les oscillations



En boucle ouverte :

$$H(j\omega) = \frac{Y_1(j\omega)}{Y_0(j\omega)}$$

STABILITE ET OSCILATEURS

Condition d'entretien

$$Y_1=Y_0 \Rightarrow H(j\omega)=1$$

La pulsation ω_0 qui vérifie cette équation est la pulsation d'oscillation :

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi = \text{Arg}(H(j\omega)) = 0 \quad (1) \\ |H(j\omega)| = 1 \quad (2) \end{array} \right.$$

En général :
(1) $\Rightarrow \omega_0$
(2) \Rightarrow Condition d'entretien

➤ Oscillateurs BF

- ✓ Réseau déphaseur
- ✓ Pont de Wien
- ✓ Circuit réjecteur RC, T ponté, double T, ...

STABILITE ET OSCILATEURS

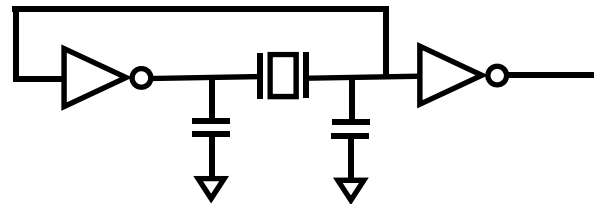
- Oscillateurs BF
 - ✓ Réseau déphaseur
 - ✓ Pont de Wien
 - ✓ Circuit réjecteur RC, T ponté, double T, ...

- Oscillateurs HF
 - ✓ oscillateur à couplage magnétique
 - ✓ cellules en Π : Hartley, colpitts ou clapp
 - ✓ oscillateurs à diode tunnel, ...

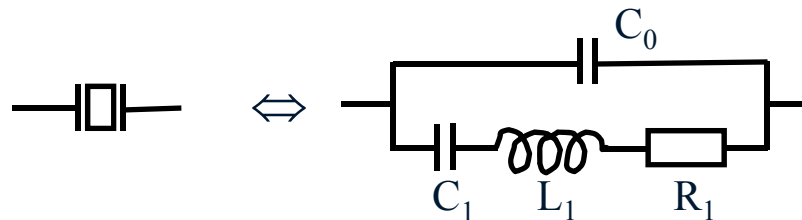
- Oscillateurs intégrés
 - ✓ résonateur LC
 - ✓ oscillateur en anneau
 - ✓ oscillateur harmonique (oscillateur de Pierce)

STABILITE ET OSCILATEURS

Oscillateur de Pierce :



Quartz :

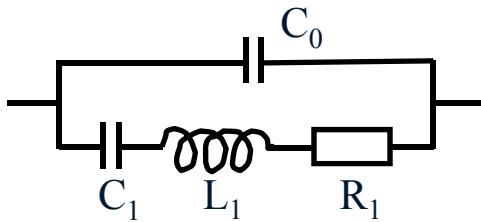


Ce circuit oscillant série correspond au maximum d'énergie absorbée pour la fréquence de résonance série : $\omega_s^2 = \frac{1}{L_1 C_1}$

La capacité C_0 est la capacité parasite des armatures : $C_0 \gg C_1$

On définit la pulsation de résonance parallèle par : $\omega_p^2 = \frac{1}{L_1} \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_0} \right) = \frac{1}{L_1 C_T}$

STABILITE ET OSCILATEURS

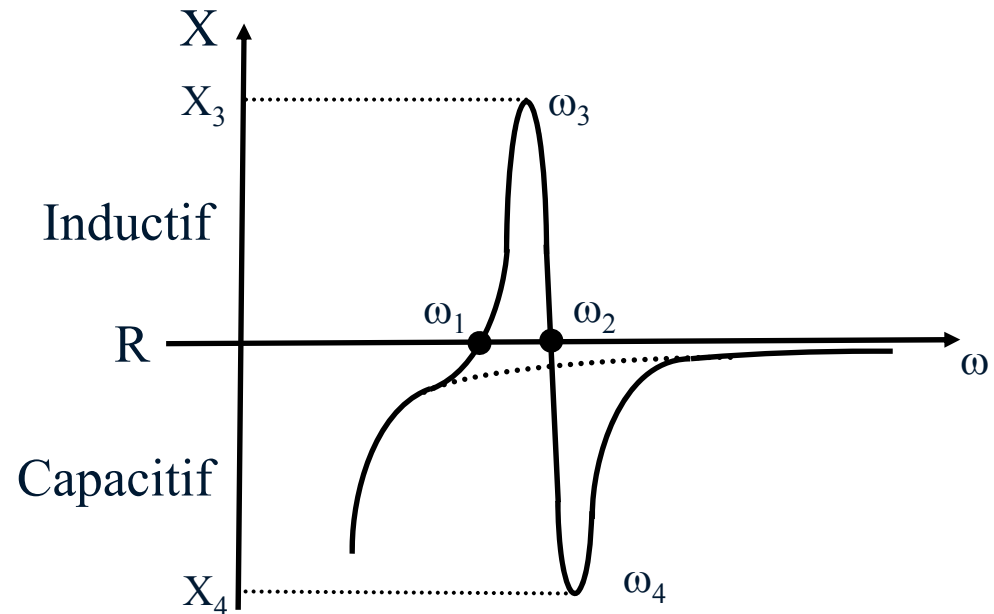


$$\frac{f_p}{f_s} = \frac{\omega_p}{\omega_s} \# 1 + \frac{C_1}{2C_0}$$

$$Q \# \frac{L_1 \omega_s}{R} = \frac{1}{RC_1 \omega_s}$$

$$\omega_1 = \omega_s \left(1 + \frac{R_1^2 C_0}{4L_1} \right) \# \omega_s$$

$$\omega_2 = \omega_p \left(1 - \frac{R_1^2 C_0}{4L_1} \right) \# \omega_p$$



$$\omega_3 = \omega_p \left(1 - \frac{1}{2Q} \right) \quad \omega_4 = \omega_p \left(1 + \frac{1}{2Q} \right)$$

STABILITE ET OSCILATEURS

2°) Stabilisation de l'amplitude des oscillations

a) Action paramétrique

Variation d'un élément en fonction de l'amplitude des oscillations :

- Utilisation d'une thermistance
- Commande par JFET en résistance variable (nécessité d'un détecteur d'enveloppe)

Exemple : Action par thermistance (action sur le paramètre K). Une fois L'équilibre thermique atteint, le système est linéaire :

- ⇒ pas d'harmonique
- ⇒ utilisation de circuit peu sélectif

Thermistance : dipôle dont la résistance est fonction de la température

- CTP : Coefficient de température positif
- CTN : Coefficient de température négatif

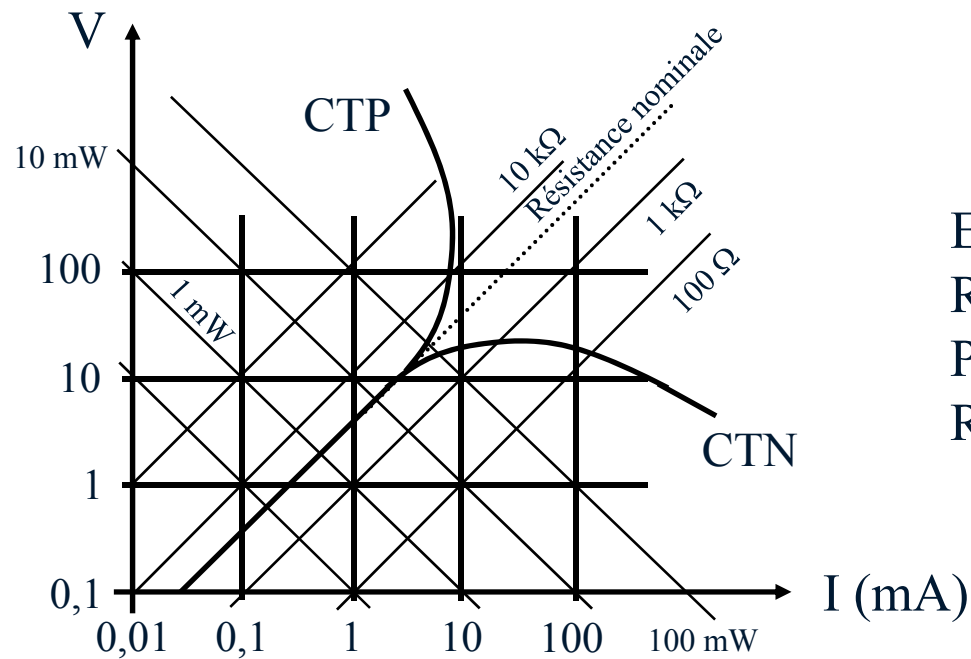
Constante de temps thermique : τ_{Th}

STABILITE ET OSCILATEURS

Constante de temps thermique : τ_{Th}

Il faut avoir $\tau_{Th} \gg T$: Période de l'oscillation $T = \frac{2\pi}{\omega_0}$

⇒ Résistance constante sur une période d'oscillation



En première approximation :

$$R = R_0 \exp(\beta P)$$

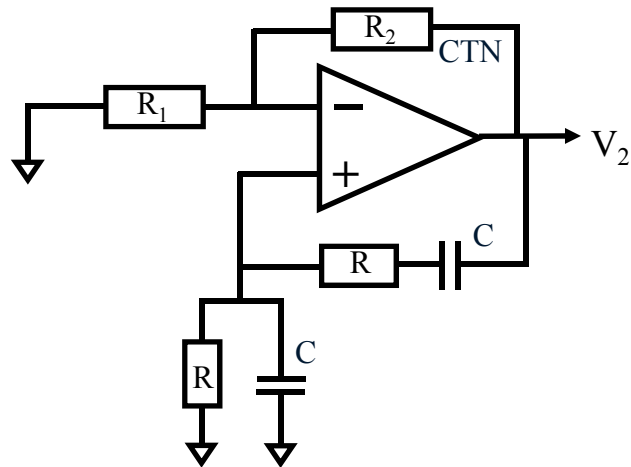
P : Puissance dissipée ($P = UI$)

R_0 : Résistance nominale

$\beta > 0$: CTP

$\beta < 0$: CTN

STABILITE ET OSCILATEURS



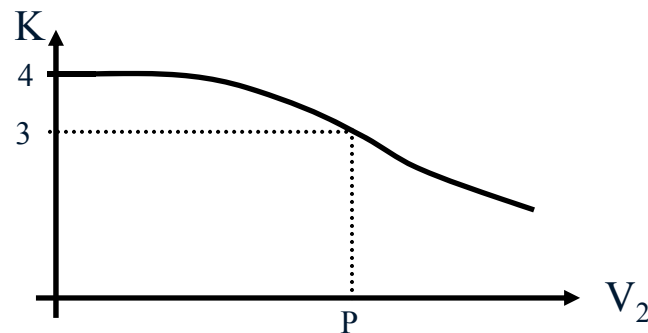
Oscillateur à pont de Wien :

$$H(j\omega) = \frac{jx}{1 - x^2 + 3jx} \quad x = RC\omega$$

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \quad H(j\omega_0) = \frac{1}{3}$$

$$K = 1 + \frac{R_2}{R_1} \Rightarrow R_2 = 2R_1$$

Pour démarrer $K > 3$, soit $R_0 > 2R_1$



On choisit :

- $R_1 = 1,5k\Omega$
- $R_0 = 4,5k\Omega$
- $\beta = -115W^{-1}$

STABILITE ET OSCILATEURS

A l'équilibre (stabilisation) : $R_2 = R_{CTN} = 3k\Omega \Rightarrow R_{CTN} = R_0 e^{\beta P}$

$$P = R_2 I^2 = \frac{V_{R_2 eff}^2}{R_2} \Rightarrow R_2 = R_{CTN} = 3k\Omega = 4,5k\Omega e^{-115 \frac{V_{R_2 eff}^2}{3k\Omega}}$$

$$V_{R_2 eff}^2 = 10,57V \Rightarrow V_{R_2 eff} = 3,25V \Rightarrow V_{R_2} = 4,6V$$

$$V_{R_2} = V_2 - V_- = V_2 - V_+ = V_2 - H(j\omega_0)V_2 = V_2 - \frac{V_2}{3} \Rightarrow V_2 = \frac{3}{2}V_{R_2} = 6,9V$$

Conclusion – remarque :

- Réglage par thermistance \Rightarrow Hypothèse $\theta(^{\circ}C)$ ne varie pas au cours d'une période. Si fréquence petite alors ceci n'est plus vérifié \Rightarrow Production d'harmonique

- Retard de chauffage \Rightarrow inertie thermique de la thermistance \Rightarrow Phénomène oscillatoire sur l'amplitude en cas de perturbation

- Influence de la température ambiante

STABILITE ET OSCILATEURS

b) Stabilisation de l'amplitude par un élément non linéaire

Principe : Limitation du gain en fonction de l'amplitude (utilisation d'une non linéarité)

⇒ production d'harmonique

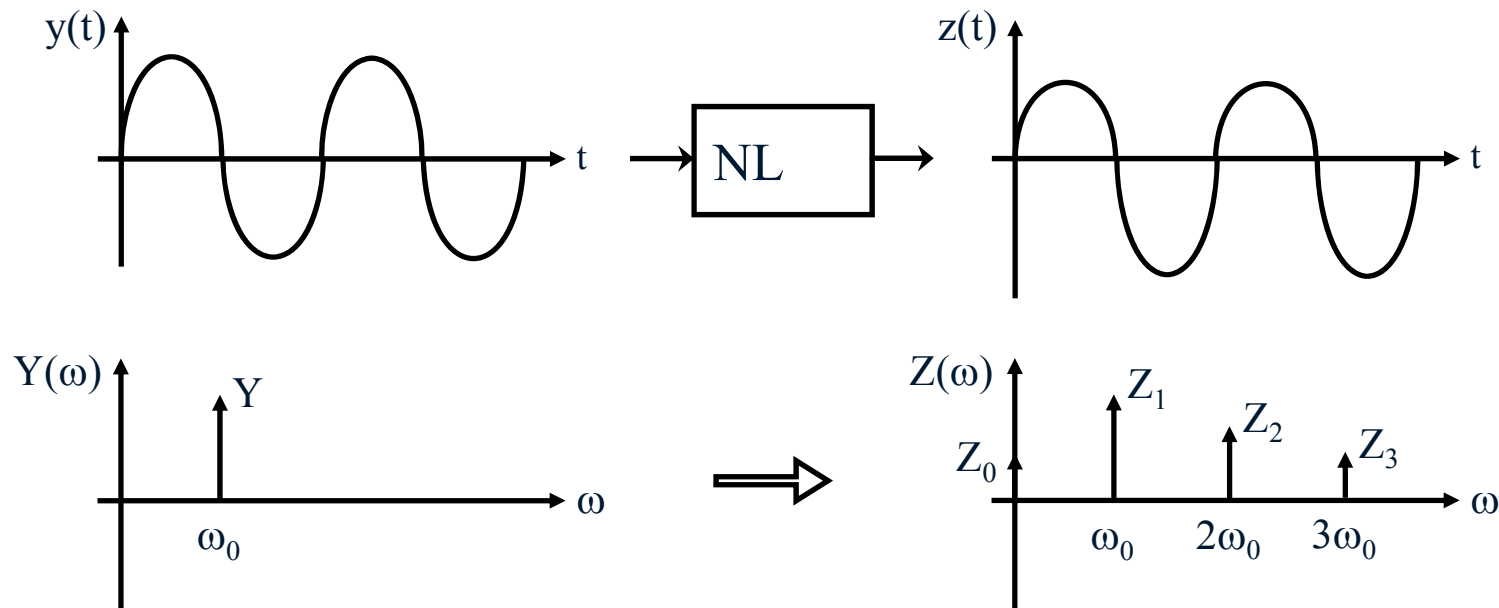
⇒ Nécessité d'un filtrage très sélectif : Circuit résonnant à la Fréquence d'oscillation : Q très important pour réduire les harmoniques

Remarque : si on ne considère que le fondamental (méthode du premier Harmonique), on revient à une action paramétrique

Définition : Pour cette partie, on choisit comme élément non linéaire un élément résistif (pas de déphasage) caractérisé par une fonction $I(V)$ non linéaire.

On place à l'entrée de ce système : $y(t) = Y \cos(\omega_0 t)$

STABILITE ET OSCILATEURS



$$y(t) = Y \cos(\omega_0 t) \Rightarrow z(t) = Z_0 + Z_1 \cos(\omega_0 t + \varphi_1) + \dots + Z_n \cos(n\omega_0 t + \varphi_n) + \dots$$

Si éléments sont résistifs (pas de selfs, ni de capa) alors $\varphi_1 = \varphi_2 = \dots = \varphi_n = 0$

La réponse pour le fondamental du système non linéaire :

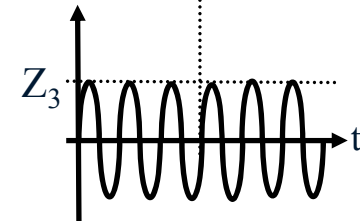
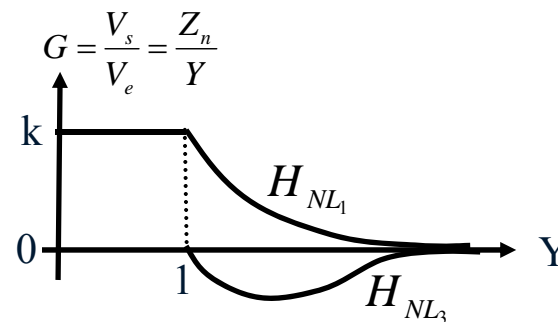
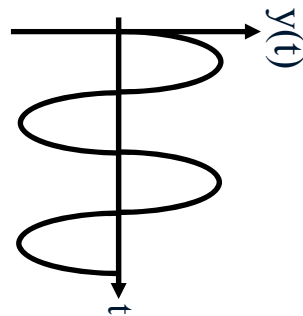
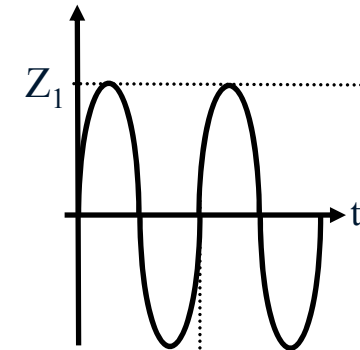
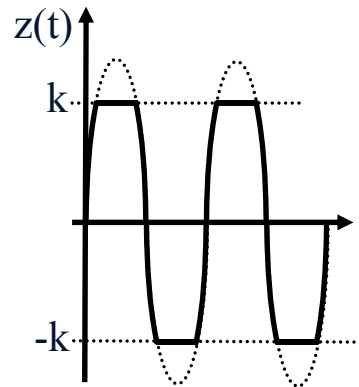
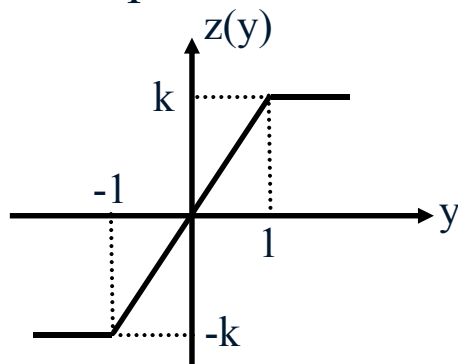
$$H_{NL1}(Y) = \frac{Z_1}{Y} \text{ dépend de } Y$$

STABILITE ET OSCILATEURS

Fonction de transfert pour le fondamental : $H_{NL_1}(Y) = \frac{Z_1}{Y}$

Pour l'harmonique de rang n : $H_{NL_n}(Y) = \frac{Z_n}{Y}$

Exemple



STABILITE ET OSCILATEURS

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad H_1(j\omega) = -\frac{R}{R_3} \frac{1}{1 + jRC\omega_0 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)}$$

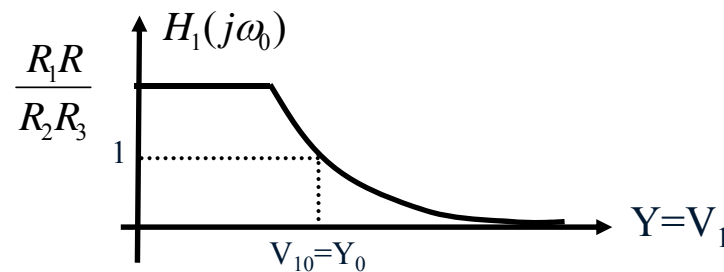
$$Q = RC\omega_0 = \frac{R}{L\omega_0} \quad x = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}$$

$$H_1(j\omega) = -\frac{R}{R_3} \frac{1}{1 + jQx}$$

Pour $|V_2| < V_M$ le gain en BO : $H(j\omega) = \frac{R_1 R}{R_2 R_3} \frac{1}{1 + jQx}$

$\phi = 0$ pour $x = 0 \Rightarrow \omega = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad H(j\omega_0) = \frac{R_1 R}{R_2 R_3}$

Cette valeur doit être > 1 pour assurer le démarrage de l'oscillateur



Dès que $|V_1| > \frac{R_2}{R_1} V_M$ $H(j\omega_0)$ diminue

Les oscillations se stabilisent à V_{10} telle que $H(j\omega_0) = 1$

STABILITE ET OSCILATEURS

3°) Oscillateurs commandés

Ces dispositifs sont utilisés dans différentes applications telles que :

- démodulation d'amplitude (démodulation cohérente)

notamment dans le cas de modulation sans porteuse

- détection synchrone
- démodulation fréquence/phase, FSK
- récupération du rythme d'horloge (CDR : Clock and Data

Recovery, transmissions numériques séries)

Les architectures les plus populaires utilisent des PLL ou Boucle à Verrouillage de phase (on utilise parfois des DLL, Delay Locked Loop ou boucle à verrouillage de retard : utilisées dans la restitution d'horloge des mémoires ou entre les processeurs, ainsi que pour réduire le gîte).

Les oscillateurs synchrones sont une voie intéressante pour restituer une horloge.

STABILITE ET OSCILATEURS

a) PLL : Phase Locked Loop

Boucle à verrouillage de phase (Belleciz 1932)

Système bouclé : grandeur asservie = phase d'un signal périodique

BUT : Améliorer les conditions de réception d'un signal radioélectrique modulé en amplitude noyé dans un bruit

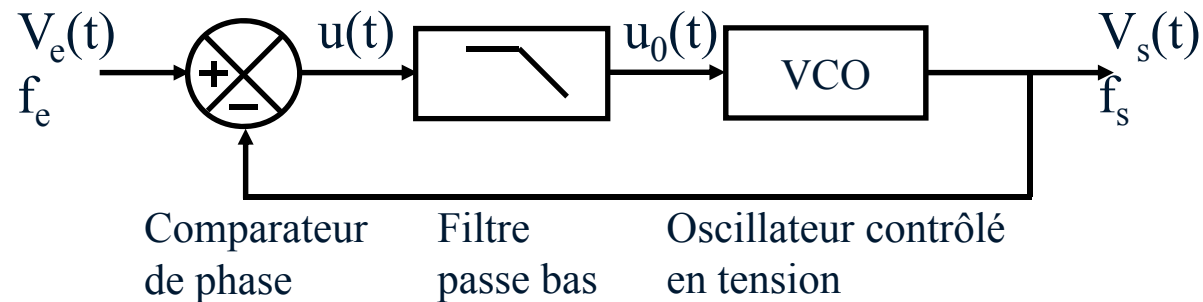
Circuit complexe \Rightarrow circuit intégré (LSI)

Utilisations classiques d'une PLL :

- démodulation cohérente d'amplitude (AM)
- démodulation synchrone
- démodulation de fréquence (ou phase) (FM)
- détection FSK
- multiplieur de fréquence
- synthèse de fréquence
- synchronisation de signaux
- asservissement de vitesse, ...

STABILITE ET OSCILATEURS

Constitution générale : Système à CR à retour unitaire



❖ Comparateur de phase

Ce circuit compare la phase (ou le décalage) de 2 signaux considérés comme alternatifs (ou périodiques) et fournit en sortie une tension moyenne d'erreur $u(t)$, proportionnelle à leur déphasage lorsque la boucle est verrouillée : soit $f_s = f_e$

Exemple : $v_e(t) = V_e \cos(\omega_e t + \varphi_e)$ et $v_s(t) = V_s \cos(\omega_s t + \varphi_s)$

Verrouillage si $\omega_e = \omega_s$

$$u(t) = v_e(t)v_s(t) = V_e V_s [\cos(\omega_e t + \varphi_e) \cdot \cos(\omega_s t + \varphi_s)]$$

STABILITE ET OSCILATEURS

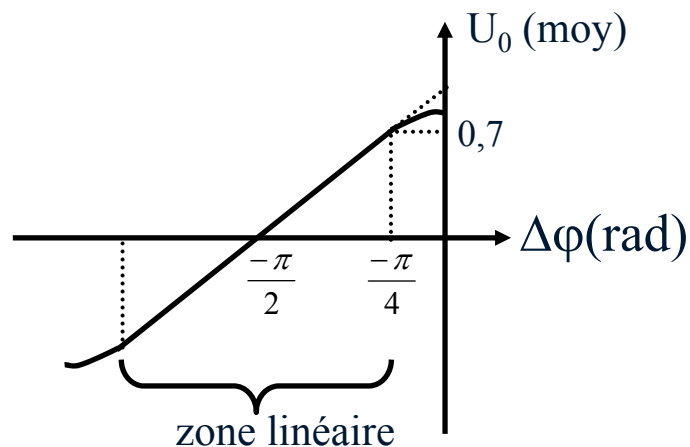
Exemple : $\omega_e = \omega_s \Rightarrow u(t) = v_e(t)v_s(t) = V_e V_s [\cos(\omega_e t + \phi_e) \cdot \cos(\omega_s t + \phi_s)]$

$$u(t) = \frac{V_e V_s}{2} (\cos(\phi_e - \phi_s) + \cos(2\omega_e t + \phi_e + \phi_s))$$

$u(t)$ contient : + des harmoniques de fréquence $2f_e$ (voire plus si non linéarité du VCO)

+ une composante U_0 à l'image du déphasage :

$\Delta\phi = \phi_e - \phi_s$ est directement exploitable



$$U_o = \frac{V_e V_s}{2} \cos(\phi_e - \phi_s) = \frac{V_e V_s}{2} \cos(\Delta\phi)$$

Pente : $U_o = K_D \left(\phi_e + \frac{\pi}{2} \right)$

avec $K_D = \frac{V_e V_s}{2}$

STABILITE ET OSCILATEURS

Réalisation du comparateur de phase :

* Technologie analogique :

- multiplieur analogique linéaire
- comparateur à diode

* Technologie numérique

- comparateur combinatoire (XOR)

⇒ PLL semi-numérique : f_{\min} en phase
 f_0 en quadrature
 f_{\max} en opposition de phase

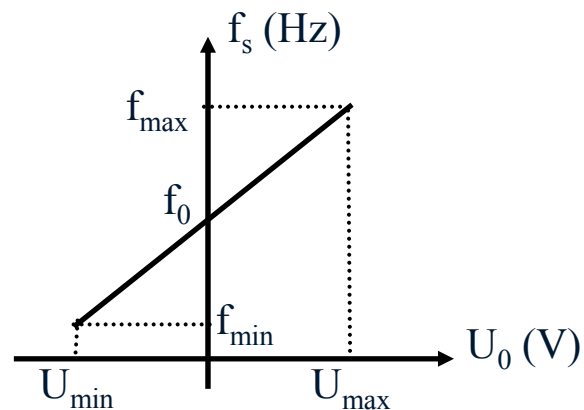
❖ Filtre passe bas et VCO

La tension $u(t)$ est inutilisable à cause de ses harmoniques. Il faut les supprimer pour ne conserver que la composante U_0 ⇒ Filtre passe bas
La fonction de transfert du filtre influence les propriétés de l'asservissement et permet, par le choix des paramètres introduits, de modifier les performances du dispositif

STABILITE ET OSCILATEURS

Filtre passe bas : compromis sélectivité-filtrage et plage de capture-temps d'accrochage

VCO : Oscillateur fournissant un signal périodique dont la fréquence Varie proportionnellement à la tension d'entrée



$$f_s = f_0 + K_0^f U_0$$

$$\text{Sensibilité : } K_0^f = \frac{f_{\max} - f_{\min}}{U_{\max} - U_{\min}} = K_{VCO} \text{ (Hz/V)}$$

$$K_0^\omega = \frac{K_0^f}{2\pi}$$

Réalisation : Oscillateurs sinusoïdaux accordés par une diode Varicap dont on fait varier la capacité à l'aide d'une tension

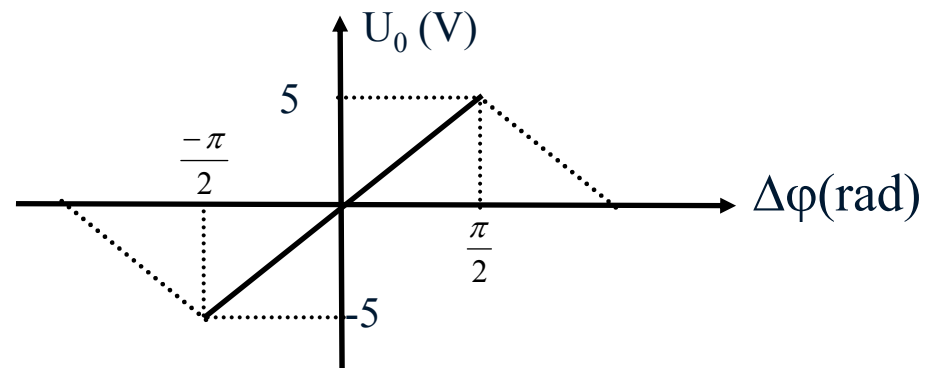
Oscillateurs à relaxation fournissant des signaux triangulaires ou carrés

Circuits résonnants LC à résistance négative (paire différentielle)

STABILITE ET OSCILATEURS

Caractéristique simplifiée d'une PLL (exemple) :

$U_0 = f(\varphi)$: caractéristique du bloc (comparateur + filtre)



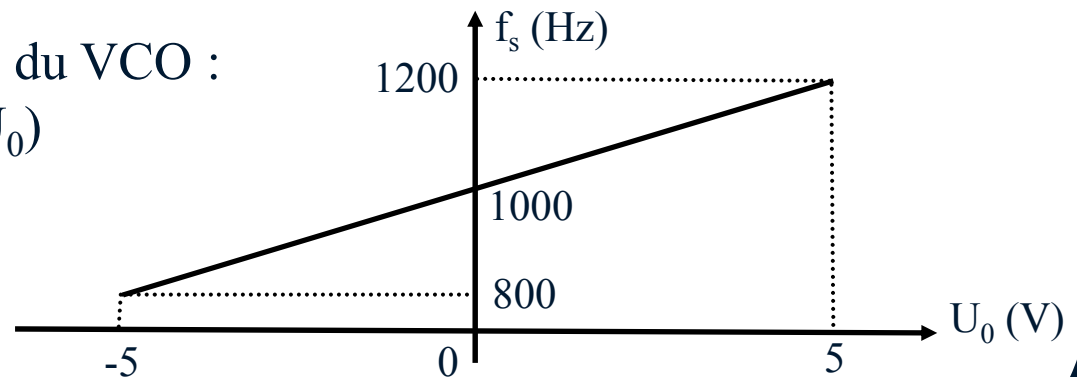
Caractéristique du VCO :

$$f_s = f(U_0)$$

$$f_{\min} = 800 \text{ Hz}$$

$$f_0 = 1 \text{ kHz}$$

$$f_{\max} = 1,2 \text{ kHz}$$



STABILITE ET OSCILATEURS

Pour un filtre passe bas : $f_c=100$ Hz

(i) \Rightarrow État initial : tension d'entrée de fréquence nulle

On suppose que le VCO oscille à une fréquence f_s comprise dans sa zone de fonctionnement : $[800-1200\text{Hz}]$ et $v_s(t)=V_s\cos(\omega_s t+\varphi_s)$

si $V_e=0$, la sortie du comparateur s'écrit : $U(t) \# V_s\cos(\omega_s t+\varphi_s)$

Le filtre passe-bas idéal élimine cette composante $\Rightarrow U_0=0$ et le VCO oscille à $f_s=f_0=1000$ Hz (fréquence propre ou centrale)

(ii) \Rightarrow Tension d'entrée sinusoïdale à une fréquence croissante

Soit $f_e=0$, on a toujours à $f_s=f_0=1000$ Hz

Le comparateur de phase fournit un signal à deux composantes :

$$\begin{array}{ll} - |f_e+f_s|=1100 \text{ Hz} & - |f_e-f_s|=900 \text{ Hz} \end{array}$$

Ces deux composantes sont éliminées par le filtre $\Rightarrow U_0=0$

ce qui correspond toujours à $f_s=f_0=1000$ Hz

$0 \leq f_e < 900 \text{ Hz} \Rightarrow |f_e-f_s|$ diminue de 900 Hz à 100 Hz \Rightarrow toujours filtrée $\Rightarrow U_0=0 \Rightarrow f_s=f_0=1000$ Hz

STABILITE ET OSCILATEURS

(iii) $\Rightarrow f_e = 900 \text{ Hz}$

$|f_e - f_s| = 100 \text{ Hz} \Rightarrow$ On est dans la bande passante du filtre $\Rightarrow U_0 \neq 0$

La tension $U_0(t)$ va évoluer avec f_s jusqu'à ce que la boucle atteigne un équilibre. Cet équilibre est atteint lorsque $f_s = f_0 \Rightarrow U_0 = -2,5 \text{ V}$

La boucle est verrouillée $\Rightarrow 900 \text{ Hz}$ est la fréquence de capture ou d'accrochage

(iv) $\Rightarrow 900 \leq f_e \leq 1200 \text{ Hz}$

Il y a verrouillage ou poursuite. Toute variation de f_e se traduit par une variation de f_s

$f_e \uparrow \Rightarrow \Delta\varphi = \varphi_e - \varphi_s \uparrow \Rightarrow U_0 \uparrow \Rightarrow f_s \uparrow$

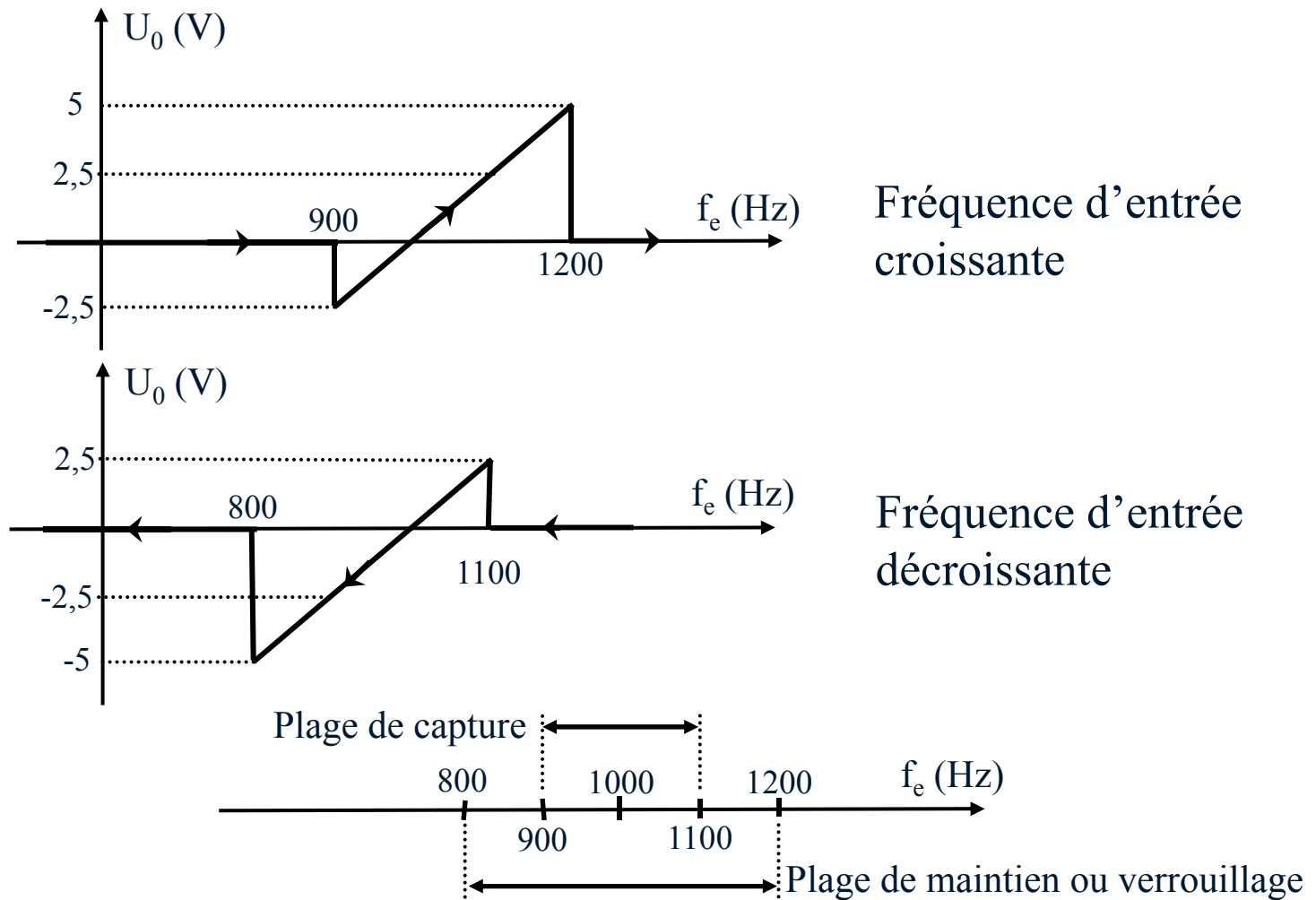
(v) $\Rightarrow f_e > 1200 \text{ Hz}$

La boucle se déverrouille, le VCO ne peut plus suivre $\Rightarrow U_0 = 0$

$\Rightarrow f_s = f_0 = 1000 \text{ Hz}$

La fréquence $|f_e - f_s| > 200 \text{ Hz}$ est entièrement filtrée

STABILITE ET OSCILATEURS

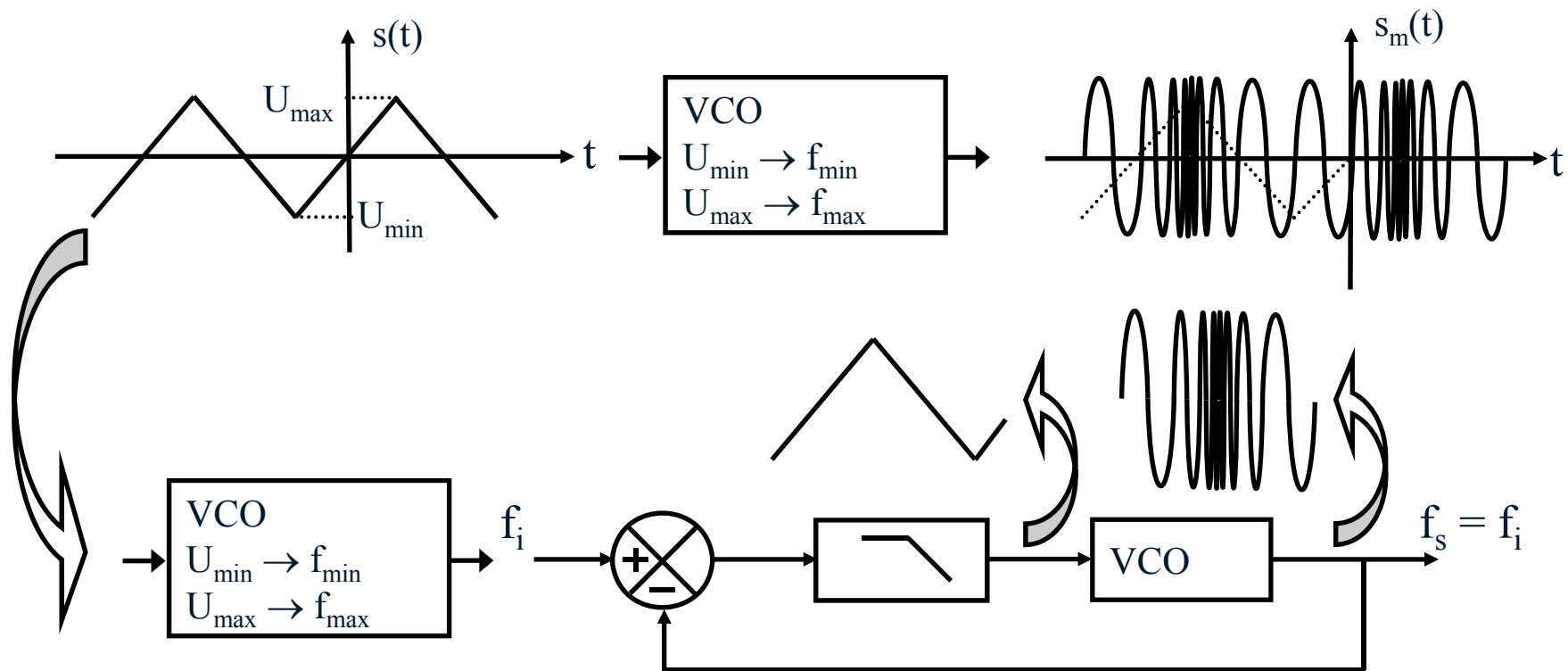


STABILITE ET OSCILATEURS

Applications

❖ Démodulation de fréquence

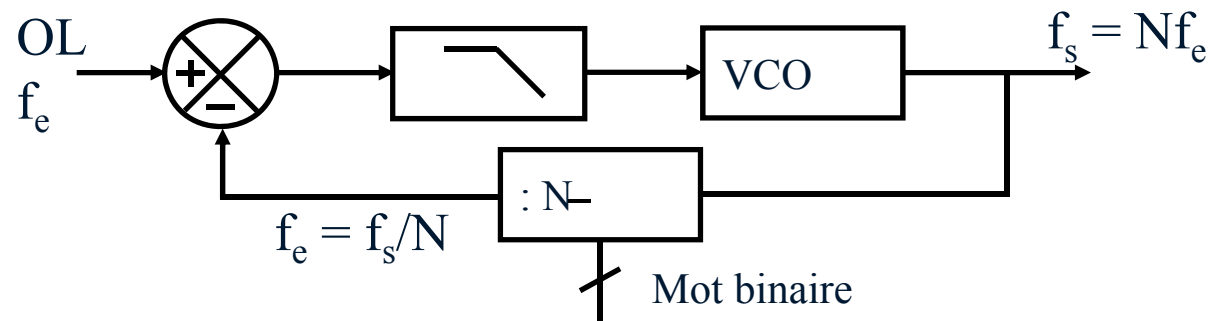
Modulation de fréquence : VCO



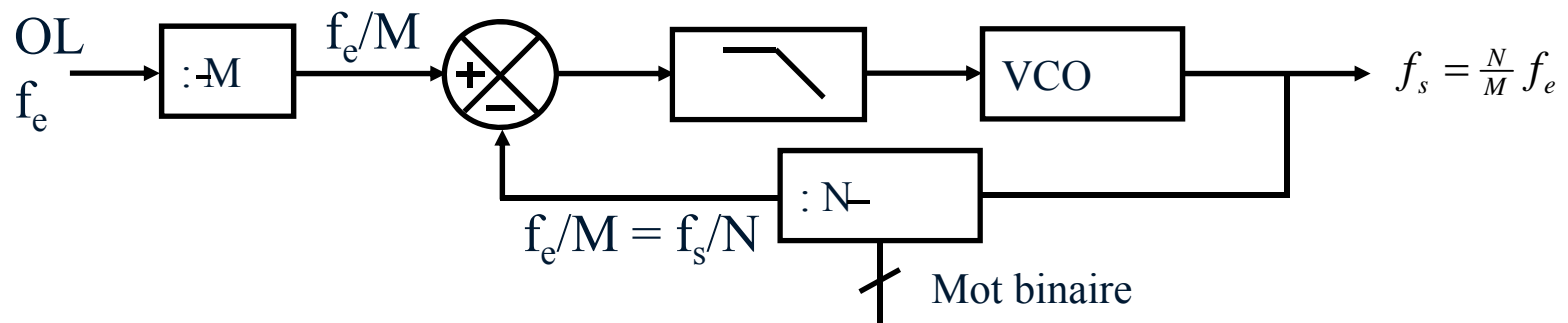
STABILITE ET OSCILATEURS

Applications

❖ Multiplieur de fréquence

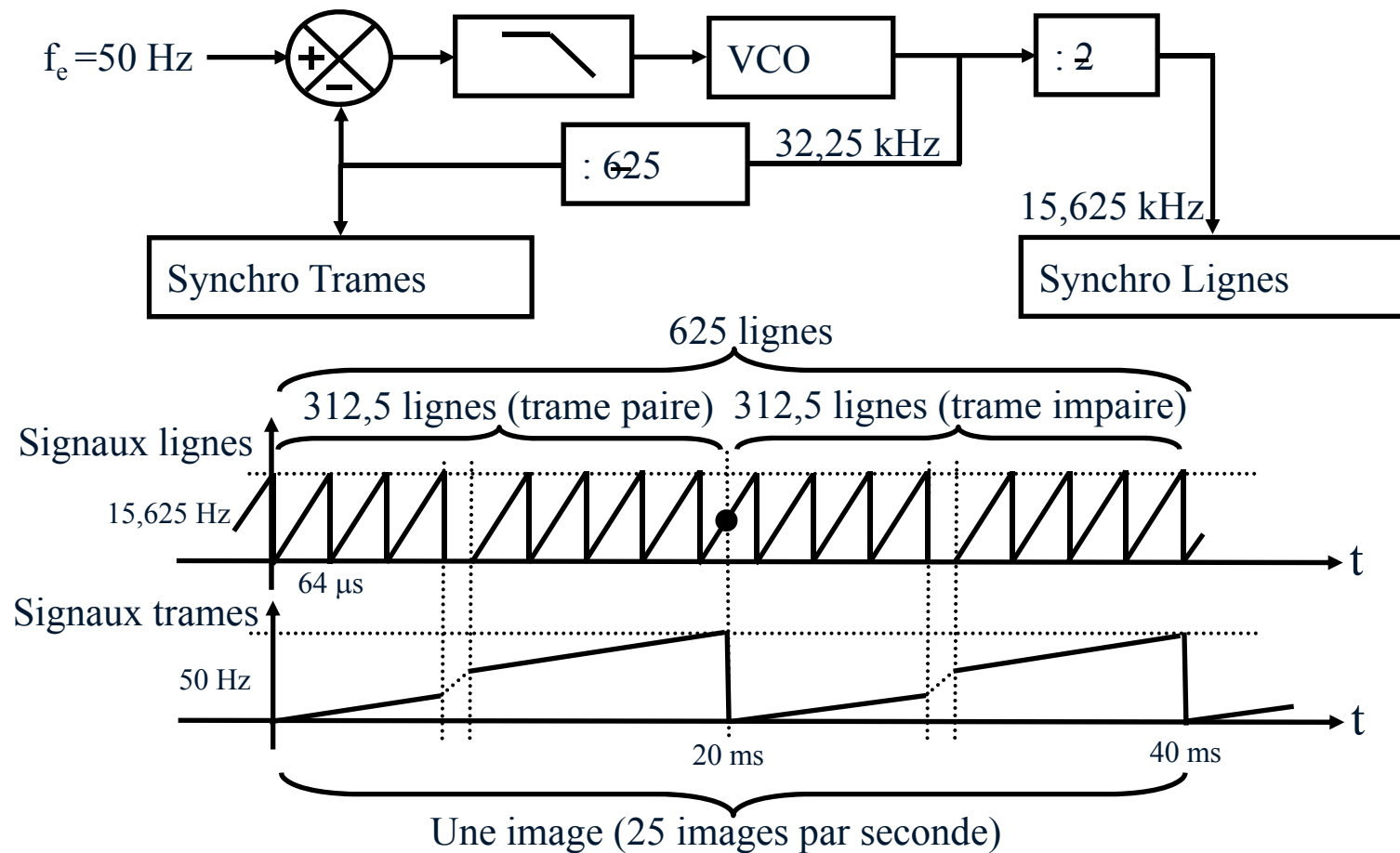


PLL fractionnaire : N pendant T_1 et $N+1$ pendant T_2
 \Rightarrow Spurious : Solution = $\sigma \Delta$



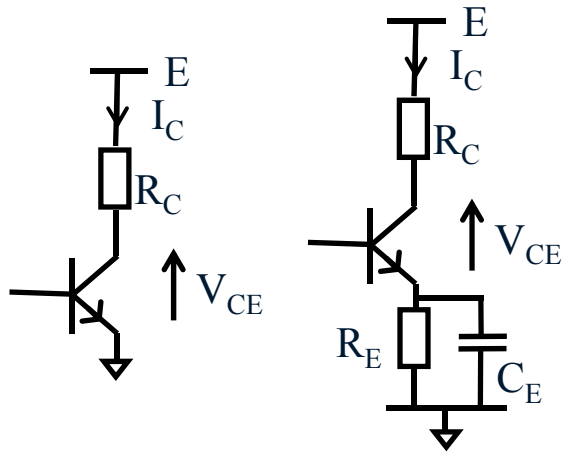
STABILITE ET OSCILATEURS

❖ Synchronisation TopLigne et TopTrame pour télévision



Amplificateur de Puissance

II – Amplificateur simple classe A



$R_E \ll R_C \Rightarrow$ Droite de charge statique et droite de charge dynamique confondues

On veut dissiper la puissance dans R_C ($R_C // R_u$)!!

1°) Bilan des puissances en statique

$$\text{Statique} \Rightarrow P_u = 0 \Rightarrow P_S = E \cdot I_C = P_{R_C} + P_T$$

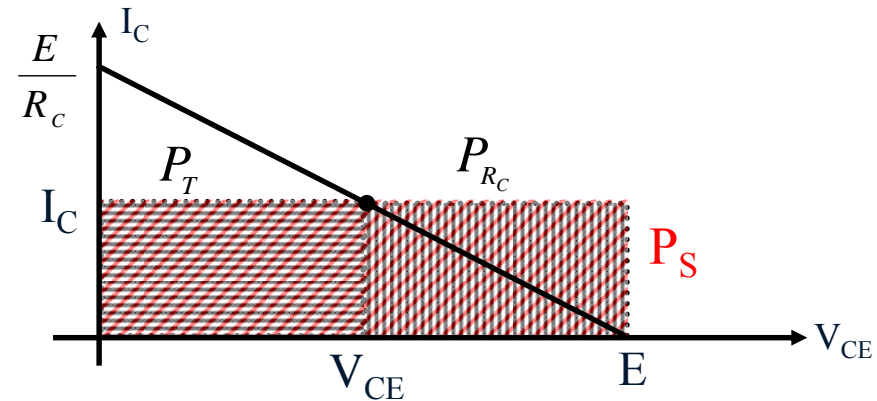
$$P_{R_C} : \text{Puissance continue dissipée dans la charge} : P_{R_C} = R_C I_C^2$$

$$P_T : \text{Puissance continue dissipée dans le transistor} : P_T = V_{CE} I_C$$

Amplificateur de Puissance

$$P_{R_C} = R_C I_C^2 = (E - V_{CE}) I_C$$

$$P_T = V_{CE} I_C = (E - R_C I_C) I_C$$



2°) Répartition des puissances en dynamique

$$I_C \rightarrow I_C + i_u$$

$$V_{CE} = E - R_C (I_C + i_u) \quad i_u = I_u \sin \omega t = I_u \sin u$$

$$V_{CE} \rightarrow V_{CE} + v_{ce}$$

$$\overline{P_u} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} R_C I_u^2 \sin^2 u du = R_C \frac{I_u^2}{2} = R_C I_{u\text{eff}}^2$$

$$\overline{P_s} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} E (I_C + I_u \sin u) du = E \cdot I_C$$

Amplificateur de Puissance

$$\overline{P}_u = R_C \frac{I_u^2}{2} = R_C I_{u\text{ eff}}^2 \quad \overline{P}_s = E \cdot I_C$$

$$\overline{P}_{R_C} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} R_C (I_C + I_u \sin u)^2 du = R_C I_C^2 + R_C \frac{I_u^2}{2}$$

Continu \swarrow \searrow \overline{P}_u

$$\overline{P}_T = \overline{P}_s - \overline{P}_u = EI_C - R_C I_C^2 + R_C \frac{I_u^2}{2}$$

Dès que l'on met un signal, le transistor dissipe moins!

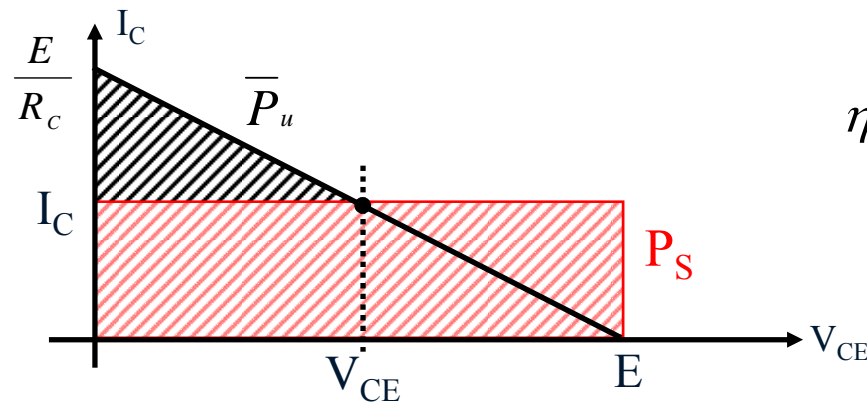
Remarque :

$$\overline{P}_u = R_C \frac{I_u^2}{2} = R_C I_{u\text{ eff}}^2 = \frac{V_{u\text{ eff}}^2}{R_C} = \frac{V_u^2}{R_C} \quad \overline{P}_u = V_{u\text{ eff}} I_{u\text{ eff}} = \frac{V_u I_u}{2}$$

$$\overline{P}_u = \frac{1}{2} \left(\frac{V_{u\text{ max}} - V_{u\text{ min}}}{2} \right) \left(\frac{I_{u\text{ max}} - I_{u\text{ min}}}{2} \right) = \frac{(V_{u\text{ max}} - V_{u\text{ min}})(I_{u\text{ max}} - I_{u\text{ min}})}{8}$$

Amplificateur de Puissance

$$\bar{P}_u = \frac{1}{2} \left(\frac{V_{u \max} - V_{u \min}}{2} \right) \left(\frac{I_{u \max} - I_{u \min}}{2} \right) = \frac{(V_{u \max} - V_{u \min})(I_{u \max} - I_{u \min})}{8}$$



$$\eta = \frac{\bar{P}_u}{P_S} = \frac{R_C I_u^2}{2E \cdot I_C}$$

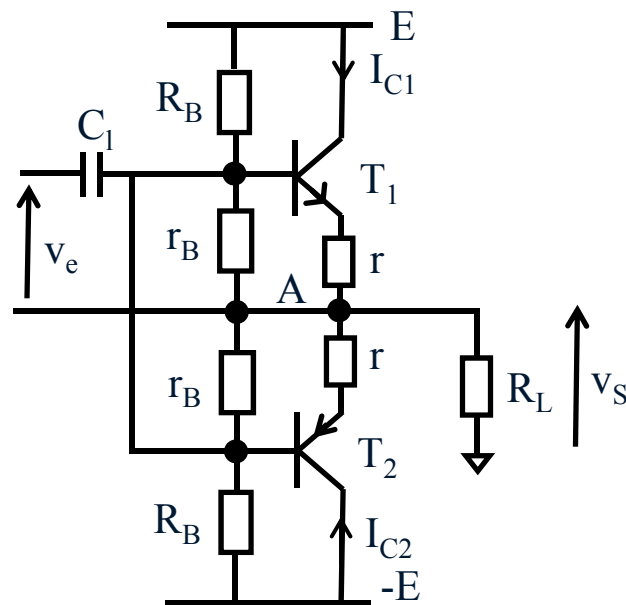
$\eta_{\max} \Rightarrow$ il faut que le point de repos soit au milieu de la droite de charge ($V_{CE} = E/2$) et que I_u permette une exploration maximale $\Rightarrow I_u = I_C$

$$\begin{cases} V_{CE} = \frac{E}{2} \\ I_C = \frac{E}{2R_C} \end{cases} \quad \begin{aligned} \bar{P}_u &= \frac{E^2}{8R_C} & P_S &= \frac{E^2}{2R_C} & P_{R_C} &= \frac{3E^2}{8R_C} & P_T &= \frac{E^2}{8R_C} \\ &\Rightarrow \eta = 25\% \end{aligned}$$

Amplificateur de Puissance

$$\Rightarrow \eta = 25\% \quad \triangle ! \quad V_{CEsat} \text{ et } R_E I_C \Rightarrow \eta < 25\%$$

III – Amplificateur symétrique en classe A



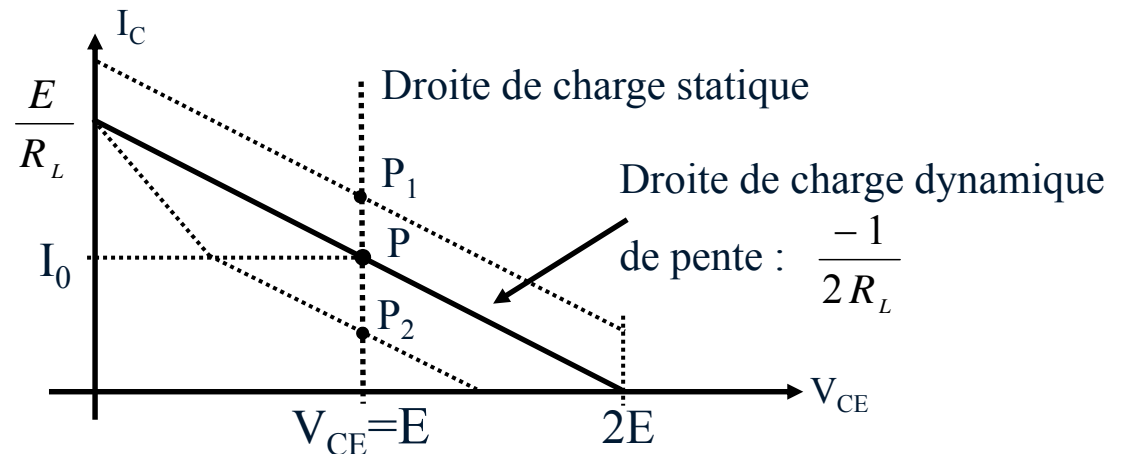
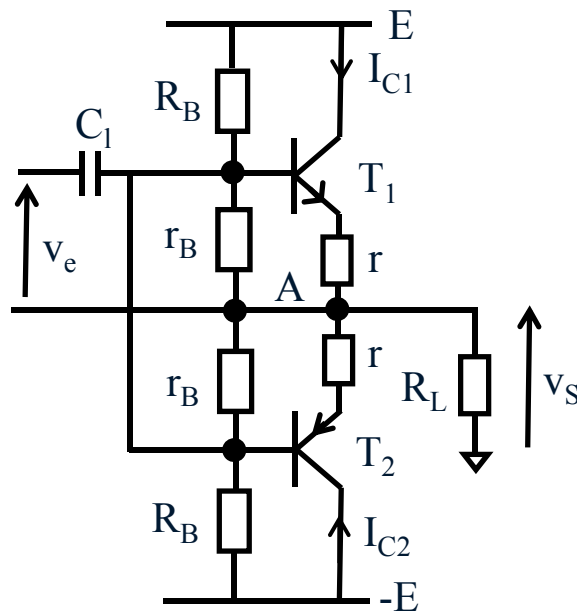
Montage Push-Pull : T_1 (NPN) et T_2 (PNP) sont complémentaires mais présentent des caractéristiques identiques !

Les deux transistors sont attaqués en phase, les résistances r permettent d'ajuster la polarisation \Rightarrow elles sont négligeables en régime dynamique (\sim) devant R_L

Au signe près, les deux transistors ont le même point de polarisation

Le montage étant parfaitement symétrique, en continu on a $V_A=0$ (masse virtuelle). En dynamique, le point A peut varier de $-E$ à $+E$ (T_1 et T_2 saturés)

Amplificateur de Puissance



Droite de charge dynamique : $\Delta I_C = i_c = \frac{-v_{CE}}{2R_L}$

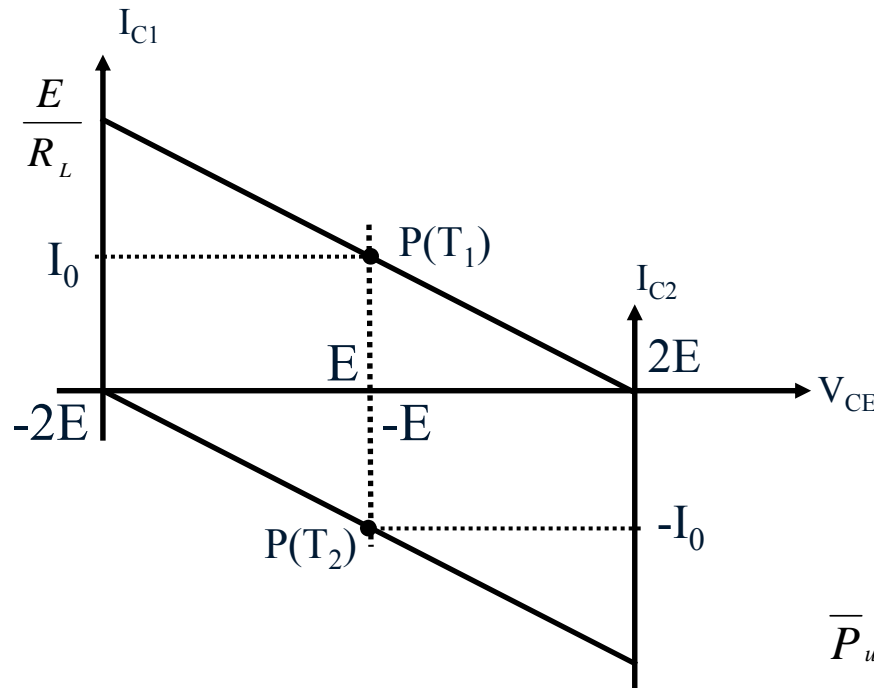
$$v_{CE} = R_L (i_{C1} + i_{C2}) = 2R_L \Delta I_C$$

P : Point de fonctionnement optimum : $V_{CE}=E$ et $I_C = I_0 = \frac{E}{2R_L}$

P_1 : Point de fonctionnement en classe A mais consommation supérieure

P_2 : Fonctionnement en classe A mais excursion réduite \Rightarrow type AB

Amplificateur de Puissance



$$\overline{P}_{u \max} = \frac{V_{u \max} I_{u \max}}{2} = \frac{E^2}{2R_L}$$

$$I_{u \max} = I_{C1 \max} + I_{C2 \max} = \frac{E}{2R_L} + \frac{E}{2R_L} = \frac{E}{R_L}$$

$$P_S = 2E \cdot I_0 = 2E \frac{E}{2R_L} = \frac{E^2}{R_L}$$

$$\overline{P}_{u \max} = \frac{E^2}{2R_L} \quad P_S = \frac{E^2}{R_L} \Rightarrow \eta = 50\%$$

En classe A, la puissance fournie est constante quelque soit la puissance utile dans la charge. A la limite, nous pouvons fournir P_S , sans qu'il y ait une puissance utile en sortie ($\Rightarrow \eta \rightarrow 0$)!

Amplificateur de Puissance

En résumé : Classe A

- $\eta=25\%$ Etage simple
- $\eta=50\%$ Montage symétrique ou charge couplée magnétiquement

Le rendement (maximum) est assez faible \Rightarrow Classe B

+ Consommation proportionnelle à la puissance utile dissipée dans la charge

+ rendement en classe B $>$ classe A

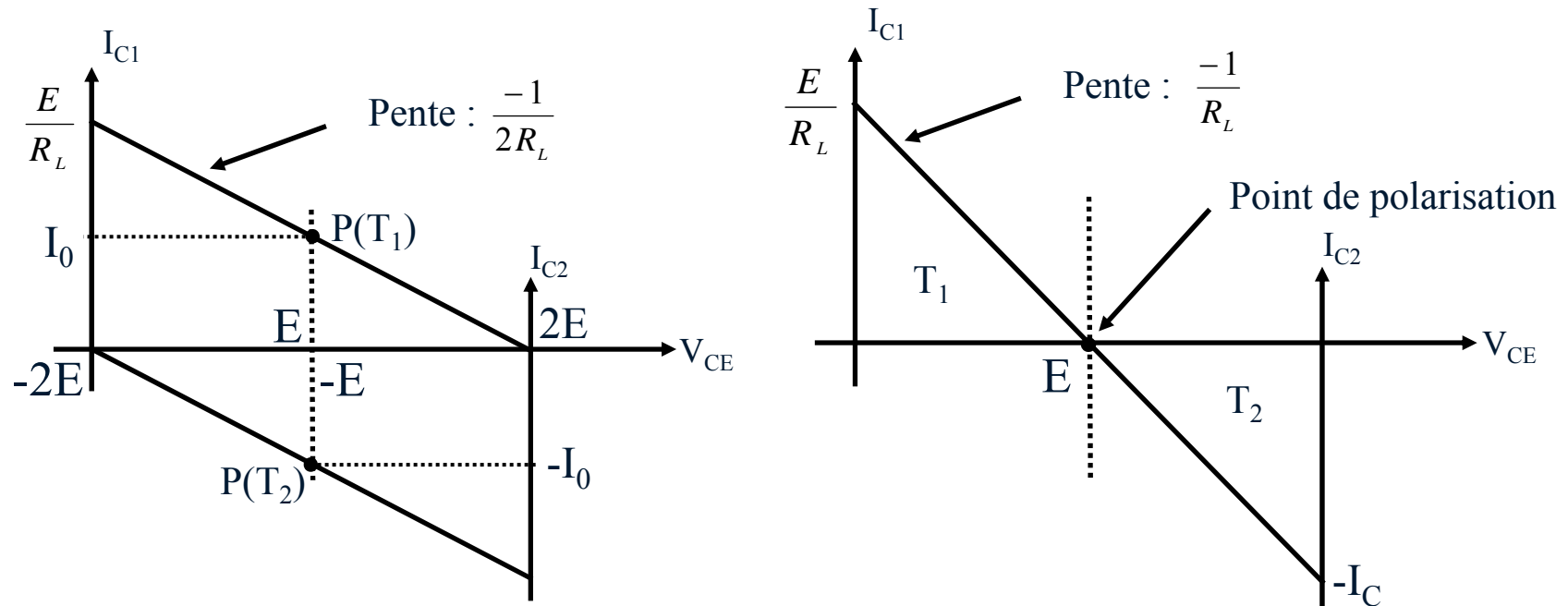
IV – Amplificateur en classe B

1°) Principe

L'amplificateur symétrique étudié en classe A peut fonctionner en classe B. Il suffit pour cela de régler la polarisation par des résistances R_B , r_B et r de façon à ce que les transistors soient juste bloqués au repos (à la limite de la conduction).

Point de repos : $V_{CE}=E$ et $I_C=0$

Amplificateur de Puissance



Les deux transistors attaqués en phase étant complémentaire (NPN, PNP), ils conduisent alternativement pendant une demie-période chacun (soit : $\frac{1}{2}$ alternance positive : T_1 conduit et T_2 bloqué, puis $\frac{1}{2}$ alternance négative : T_2 conduit et T_1 bloqué)

Amplificateur de Puissance

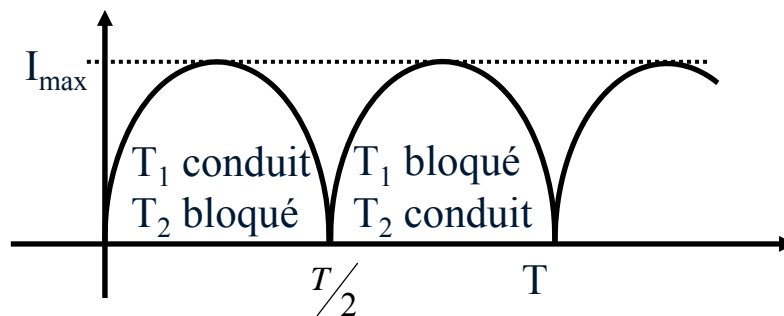
La tension de sortie sera $V_S = R_L I_C$ avec $I_C = I_{C1}$ puis I_{C2} (en classe A symétrique $I_C = I_{C1} + I_{C2}$).

L'amplitude maximum sur V_S sera E ($E - V_D$, V_D tension de déchet liée à V_{CEsat} et $R_E I_C$), le point de fonctionnement se déplace sur la droite de charge dynamique de pente $-1/R_L$ (en classe A : $-1/2R_L$).

L'amplitude maximum du courant de sortie dans R_L : $I_{\max} = \frac{E - V_D}{R_L} \# \frac{E}{R_L}$

$$\text{Soit : } \overline{P}_{u_{\max}} = \frac{1}{2} E \cdot I_{\max} = \frac{E^2}{2R_L}$$

Puissance fournie par la source : $P_S = E \cdot I_{\text{moy}}$ (en continu $P_S = 0$)



$$I_{\text{moy}} = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} I_{\max} \sin \omega t dt$$

$$I_{\text{moy}} = \frac{2I_{\max}}{T} \left[-\frac{\cos \omega t}{\omega} \right]_0^{T/2} = \frac{2I_{\max}}{\pi}$$

Amplificateur de Puissance

$$\overline{P}_{u\max} = \frac{E \cdot I_{\max}}{2} \quad P_s = \frac{2E \cdot I_{\max}}{\pi} \Rightarrow \eta = \frac{\pi}{4} \# 78\%$$

Pour une amplitude x quelconque en sortie : $\eta = \frac{\pi}{4} \frac{x}{E}$

On constate que le rendement est très faible pour les faibles puissances et augmente pour les puissances élevées

2°) Avantages et inconvénients

Avantages : consommation et rendement

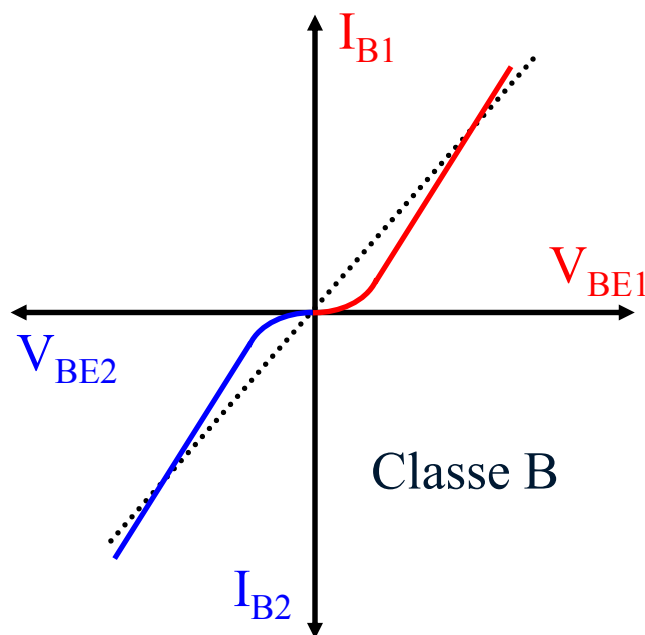
- + consommation proportionnelle à la P_u recueillie ($P_s=0$ en continu)
- + rendement supérieur à la classe A

Inconvénients : qualité du signal de sortie

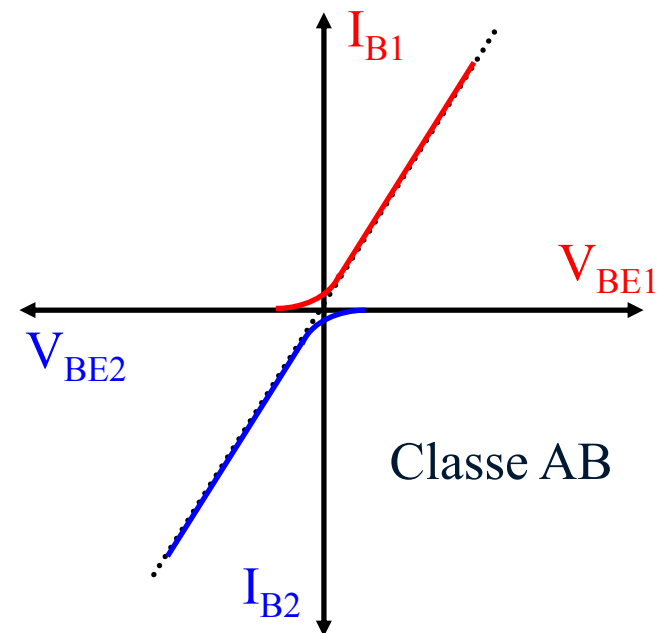
\Rightarrow les 2 transistors conduisent alternativement, il faut que leurs caractéristiques soient rigoureusement identiques

Amplificateur de Puissance

En supposant que les 2 transistors soient rigoureusement appairés, il subsiste toujours une distorsion propre à l'utilisation des transistors en classe B : la distorsion de croisement ou CROSS-OVER du au mauvais recouvrement des caractéristiques au point de fonctionnement.

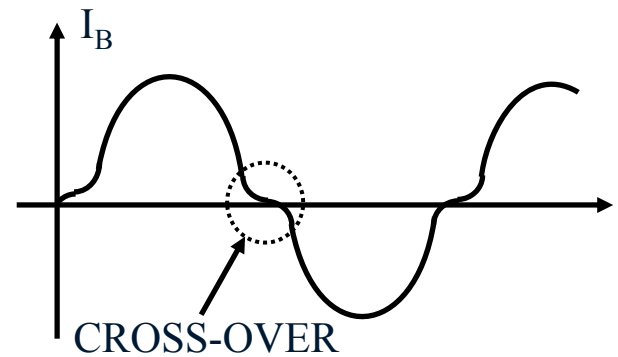
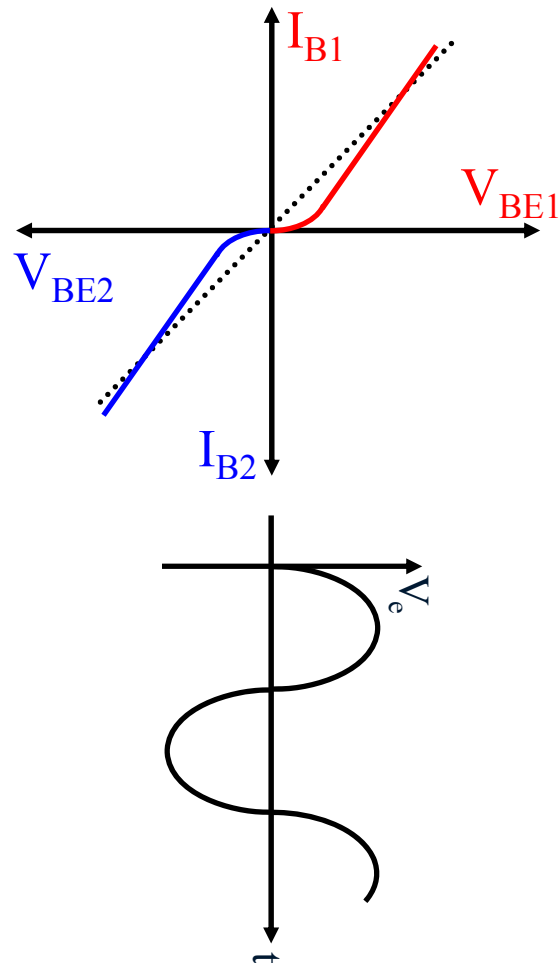


Classe B



Classe AB

Amplificateur de Puissance



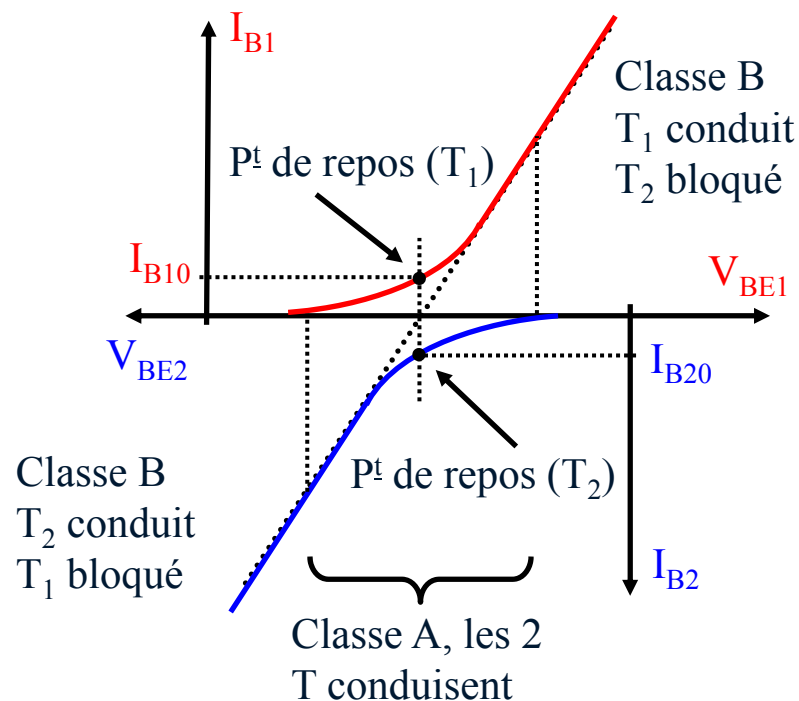
La relation I_C - I_B étant linéaire, le courant de sortie (donc la tension de sortie) sera à l'image de I_B .

On éliminera ce défaut en polarisant les transistors en classe AB qui conserve pratiquement les avantages du rendement de la classe B et élimine le CROSS-OVER.

Amplificateur de Puissance

V – Amplificateur en classe AB

1°) Elimination du CROSS-OVER

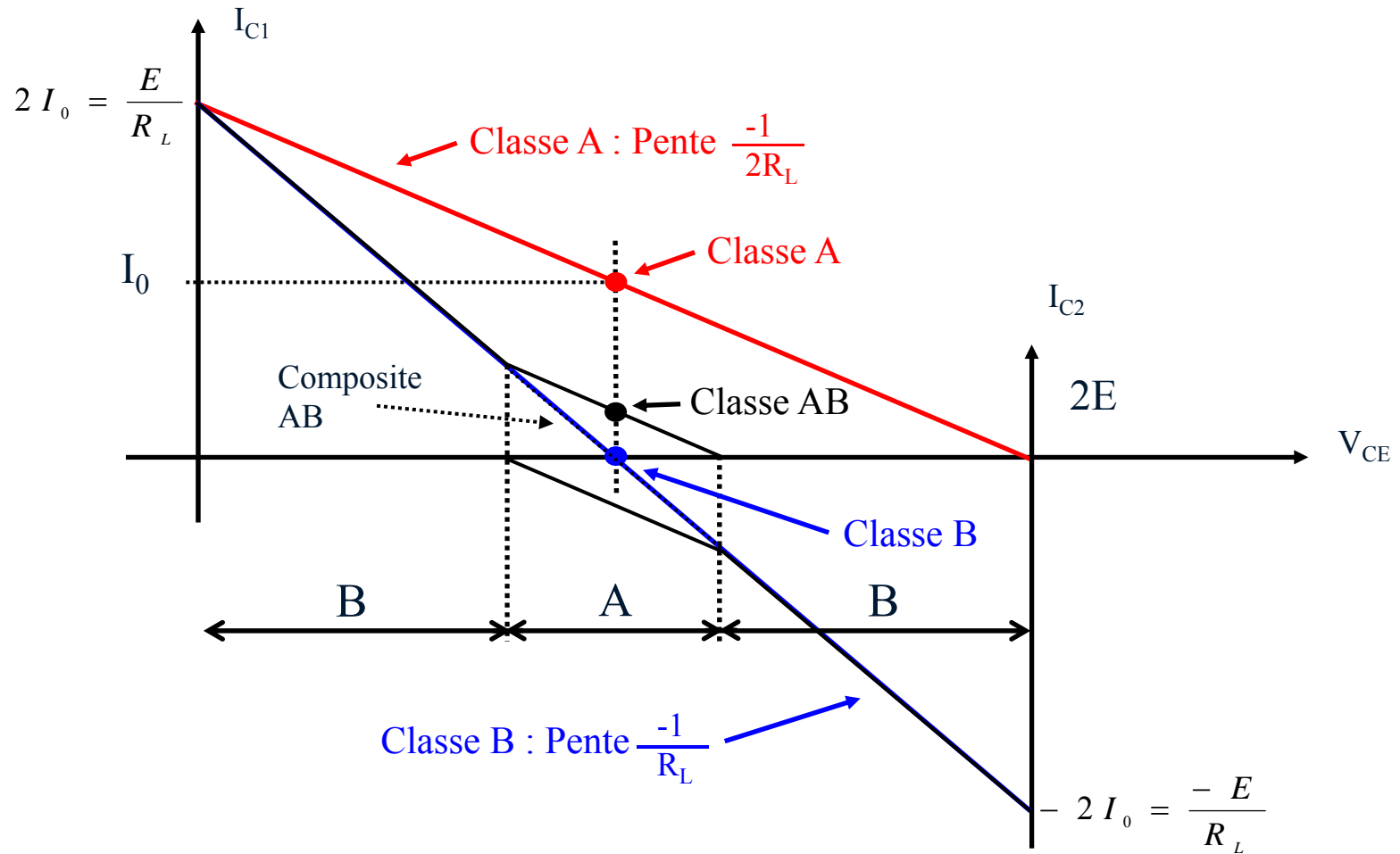


Les 3 transistors sont polarisés faiblement \Rightarrow caractéristique composite (I_B , V_{BE}) linéaire

Les résultats sont analogues à un fonctionnement en classe B d'un point de vue rendement, car les dérives en classe A sont faibles

Pour déterminer le rendement, il convient d'estimer les différentes phases de fonctionnement en classe A et B

Amplificateur de Puissance



Amplificateur de Puissance

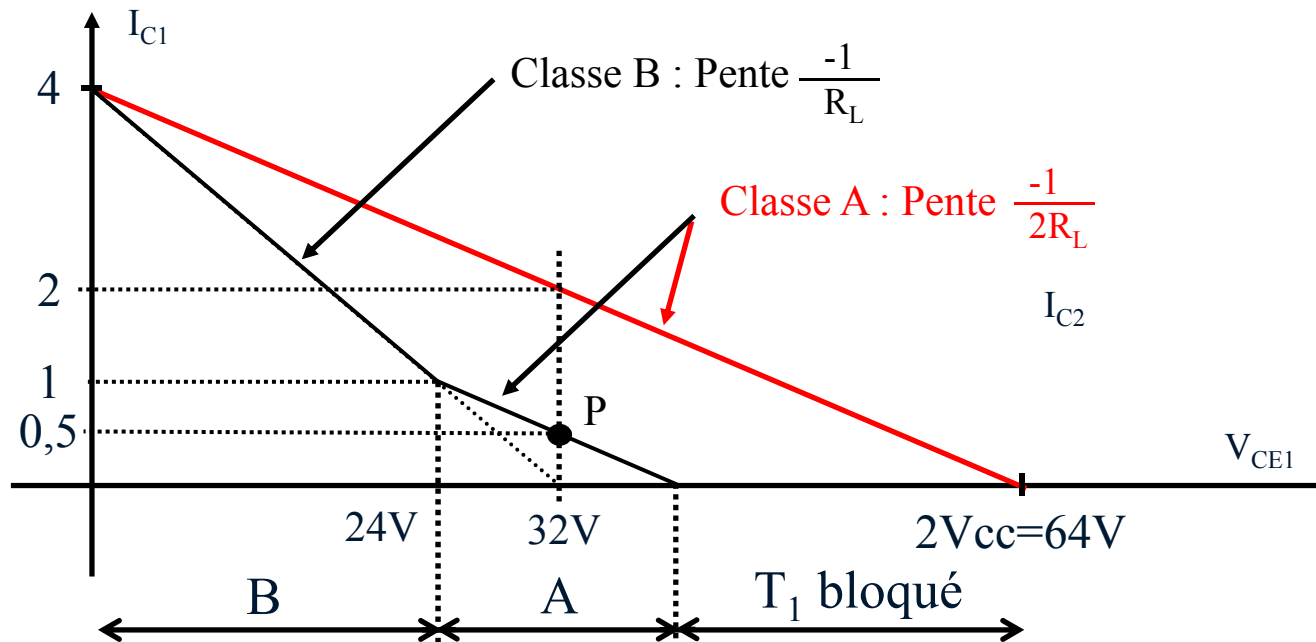
2°) Détermination du rendement : Exemple

Le dernier étage d'un amplificateur symétrique de puissance est réalisé à l'aide de deux transistors bipolaires alimentés en $\pm 32\text{V}$. On supposera que les valeurs limites de fonctionnement ne sont pas atteintes et que le plan $I_C=f(V_{CE})$ est utilisable intégralement (tension de déchet nulle). On choisit un courant de repos $I_C=0,5\text{A}$, assurant un fonctionnement en classe AB.

- a) Déterminer la puissance maximale théorique que cet étage peut délivrer en régime sinusoïdal à une charge résistive de $R_L=8\Omega$.
- b) Représenter dans le plan $I_C=f(V_{CE})$, la droite de charge dynamique pour un transistor. On précisera sur cette droite la zone où le transistor fonctionne en classe A et celle en classe B. Préciser sur une période 2π , les différents modes de fonctionnement d'un transistor, on calculera les angles lors des changements de fonctionnement
- c) Calculer le rendement de cet étage à pleine puissance de sortie.
- d) Conclusion.

Amplificateur de Puissance

- a) Puissance maximale théorique : $\bar{P}_{u_{\max}} = \frac{V_{s_{\max}}^2}{2R_L} = \frac{32^2}{2.8} = 64W$
- b) Droite de charge dynamique dans le plan $I_C=f(V_{CE})$



Avec cette polarisation on travaille en classe pour des amplitudes de la tension de sortie inférieure ou égale à $2R_L I_0 = 2.8.0,5 = 8V$

Amplificateur de Puissance

Pour chaque transistor :

$$\begin{cases} I_c = 0,5 + \frac{\Delta V}{2R_L} & \text{pour } I_c \leq 1A \text{ Classe A} \\ I_c = \frac{\Delta V}{R_L} & \text{pour } I_c \geq 1A \text{ Classe B} \end{cases}$$

Avec $\Delta V = 32 \sin(\omega t)$

En classe A : entre $0 \leq I_c \leq 1A$, ωt_1 est donné par :

$$0 = 0,5 + \frac{\Delta V}{2R_L} = 0,5 + \frac{32}{16} \sin \omega t_1 = 0,5 + 2 \sin \omega t_1 \Rightarrow \sin \omega t_1 = -0,25$$

$$\text{Soit } \omega t_1 = \theta_1 = -14,48^\circ = -0,25 \text{rd}$$

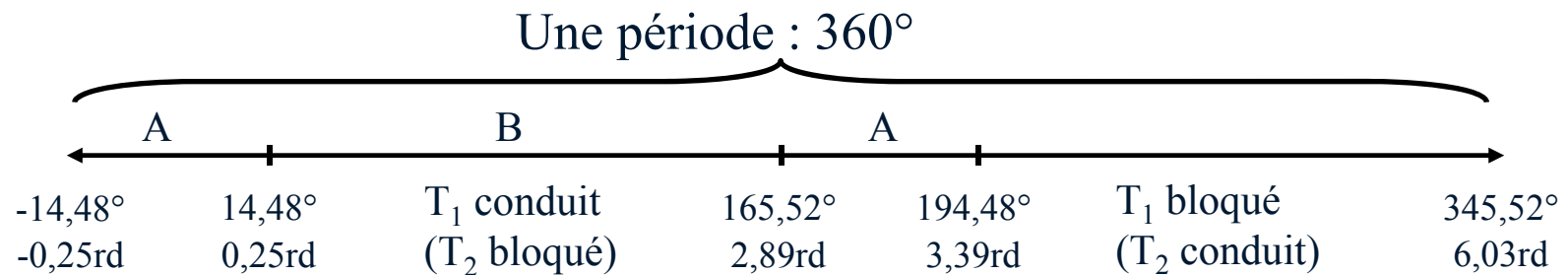
$$\omega t_2 \text{ est donné par : } 1 = 0,5 + \frac{\Delta V}{2R_L} = 0,5 + 2 \sin \omega t_2 \Rightarrow \sin \omega t_2 = 0,25$$

$$\text{Soit } \omega t_2 = \theta_2 = 14,48^\circ = 0,25 \text{rd}$$

Amplificateur de Puissance

Fonctionnement en classe B sur le reste de la période : $I_C \geq 1A$

$$14,48^\circ \leq \omega t \leq (180^\circ - 14,48^\circ) = 165,52^\circ = 2,89rd$$



c) Rendement

Chaque source de 32 V fournit à 1 transistor une puissance :

$$P_s = \frac{1}{T} \int_0^T 32 I_C dt = \frac{1}{2\pi} 32 \int_0^{2\pi} I_C(\theta) d\theta$$

$$P_s = \frac{16}{\pi} \left[\int_{-0,25}^{0,25} (0,5 + 2 \sin \theta) d\theta + \int_{0,25}^{2,89} 4 \sin \theta d\theta + \int_{2,89}^{3,39} (0,5 + 2 \sin \theta) d\theta \right]$$

Amplificateur de Puissance

$$P_s = \frac{16}{\pi} \left[\int_{-0,25}^{0,25} (0,5 + 2 \sin \theta) d\theta + \int_{0,25}^{2,89} 4 \sin \theta d\theta + \int_{2,89}^{3,39} (0,5 + 2 \sin \theta) d\theta \right]$$

$$P_s = \frac{16}{\pi} \left[[0,5\theta]_{-0,25}^{0,25} + [-2 \cos \theta]_{-0,25}^{0,25} + [-4 \cos \theta]_{0,25}^{2,89} + [0,5\theta]_{2,89}^{3,39} + [-2 \cos \theta]_{2,89}^{3,39} \right]$$

$$P_s = \frac{16}{\pi} [0,25 + 7,75 + 0,25] = 42W \quad \Rightarrow \text{Pour les 2 T : } P_s = 84W$$

$$\Rightarrow \text{Rendement : } \eta = \frac{\overline{P_{u \max}}}{P_s} = \frac{64}{84} = 76\%$$

d) Conclusion

En classe A : $\eta_{\max} = 50\%$, en classe B : $\eta_{\max} = 78\%$

A pleine modulation, le rendement de la classe AB est très proche de celui de la classe B. La classe AB est donc à employer « systématiquement » car elle permet de s'affranchir du CROSS-OVER!