Ch I: Rappels

I- L'électrocinétique :

Matériaux en électricité:

Les conducteurs
- Un champ fournir une énergie permettant le déplacement des électrons libres.
- 2 électrons libres en moyens par atome
- Concentration en électron dépend du materiau

Les isolants
- pas d'électrons libre.

Les semi-conducteurs
- La concentration en électrons dépend du materiau et de la température
- Les semi conducteurs sont utilisés dans la plus part des circuits actifs.

II- Les dipoles Passifs elementaires:

- Les dipôles: (2 pôles) Les résistances, Les condensateurs, Les bobines, Les piles, Les diodes...
- Les quadripôles: (4 pôles) Les transformateurs, Les filtres.

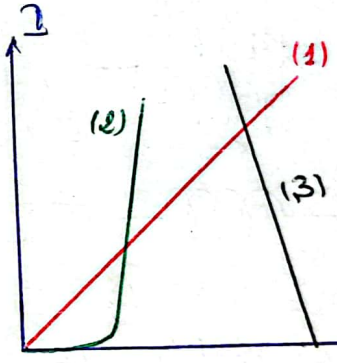
1- Caractéristique d'un dipole:

- pour un courant électrique I (. différence de potentiel entre ses borne et U) la caractéristique de ce dipole est la courbe $I = f(U)$ (1)

- Dipole linéaire:
  - $I = f(U)$ est une droite de deg $I = aU + b$
  - par exp: les résistances, les générateurs de tension et de courant idéaux : dipole linéaires
  - si $I = f(U)$ n'est pas une droite le dipole est non linéaire

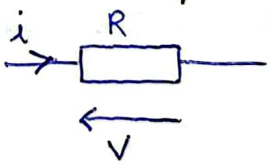
- Dipole passif:
  - pour un dipole passif: on a $I = 0$ si $U = 0$
  - les 3 circuits passifs fondamentaux sont: la résistance, la bobine d'induction et la capacité
  - Dans les autres cas; on dit que le dipole est actifs.

Exp:



- (1) le dipole (1) est linéaire; passif (résist
- (2) —— (2) est non linéaire et passif (dio
- (3) —— (3) est linéaire et actif (generat de tension non parfa

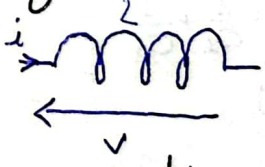
Les dipôles passifs élementaires



$V = Ri$

$i = \frac{V}{R} = GV$ (G)

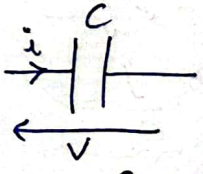
R en (Ω)



$V = L\frac{di}{dt}$

$i = \frac{1}{L}\int V\,dt$

L en (H)



$V = \frac{1}{C}\int i\,dt$

$i = C\frac{dV}{dt}$

C en (F)

CamScanner

En continu ; la bobine ≡ court-circuit
condensateur ≡ circuit ouvert

* En série :

- $V = V_1 + V_2$
- $Ri = R_1 i_1 + R_2 i_2$
- $R = R_1 + R_2$

$$R = \sum_i R_i$$

- $V = V_1 + V_2$
- $L\frac{di}{dt} = L_1\frac{di}{dt} + L_2\frac{di}{dt}$
- $L = L_1 + L_2$

$$L = \sum_i L_i$$

- $V = V_1 + V_2$
- $\frac{1}{C}\int i\,dt = \frac{1}{C_1}\int i\,dt + \frac{1}{C_2}\int i\,dt$
- $\frac{1}{C} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}$

$$\frac{1}{C} = \sum_i \frac{1}{C_i}$$

* En parallèle :

- $i = i_1 + i_2$
- $\frac{V}{R} = \frac{V}{R_1} + \frac{V}{R_2}$
- $\frac{1}{R} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}$

$$\frac{1}{R} = \sum_i \frac{1}{R_i}$$

- $i = i_1 + i_2$
- $\frac{1}{L}\int V\,dt = \frac{1}{L_1}\int V\,dt + \frac{1}{L_2}\int V\,dt$
- $\frac{1}{L} = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2}$

$$\frac{1}{L} = \sum_i \frac{1}{L_i}$$

- $i = i_1 + i_2$
- $C\frac{dV}{dt} = C_1\frac{dV}{dt} + C_2\frac{dV}{dt}$
- $C = C_1 + C_2$

$$C = \sum_i C_i$$

* Le code des couleurs :



1er chiffre de la valeur en ohm
2ème
3 anneaux : les chiffres significatifs

- 3ème anneau : multiplicateur (le 4ème pour la série)
- 4ème anneau : la tolérance
- J'pense exister un autre anneau donnant le coefficient de stabilité de température

Ne Manger Rien ou Jeûner, voila Bien Votre Grande Bêtise

Noir	Marron	Rouge	orange	Jaune	Vert	Bleu	Violet	Gris	Blanc
0	1	2	3	4	5	6	7	8	9

Impédance complexe

$$\underline{Z} = \frac{\underline{V}}{\underline{i}}$$

$\underline{i} = I_0 \exp(j\omega t)$

$\underline{V} = V_0 \exp(j\omega t + \varphi)$

* Cas de la résistance :

$V = Ri$; $\underline{V} = R\underline{I}_0 \exp(j\omega t)$ $\Rightarrow$ l'impédance comp de la résistance est $\underline{Z} = R$

* Cas de la bobine :

- $V = L\frac{di}{dt}$
- $\frac{di}{dt} = jL\omega i$

$\Rightarrow$ l'impédance complexe de bobine : $\underline{Z} = jL\omega$

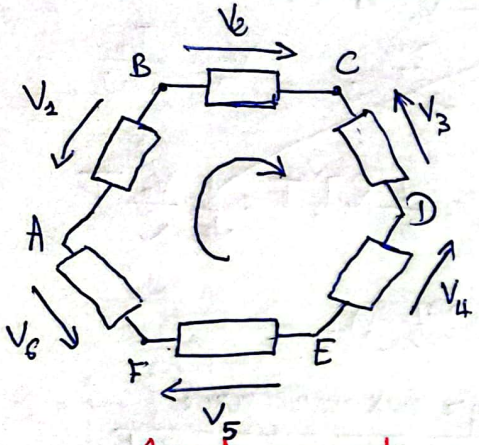
* Cas du Condensateur :

- $V = \frac{1}{C}\int i\,dt$
- $\frac{1}{C}\int \underline{i}\,dt = \frac{1}{jC\omega}$

$\Rightarrow$ l'impédance complexe du condensateur : $\underline{Z} = \frac{1}{jC\omega}$

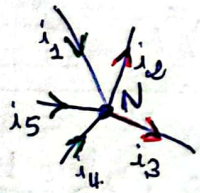
III - Methodes d'analyse des reseaux :

- La loi des mailles : $\sum_i V_i = 0$



$-V_1 + V_2 - V_3 - V_4 + V_5 - V_6 = 0$

- loi des noeuds : $\sum_i i_i = 0$

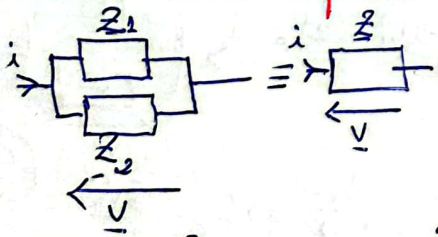


$i_1 + i_4 + i_5 = i_2 + i_3$

- loi des dipôles passifs : $\underline{V} = \underline{Z}\,\underline{i}$

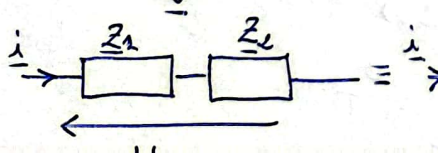
- loi d'association de dipôle :

* en parallèle :



$\frac{1}{\underline{Z}} = \frac{1}{\underline{Z}_1} + \frac{1}{\underline{Z}_2}$

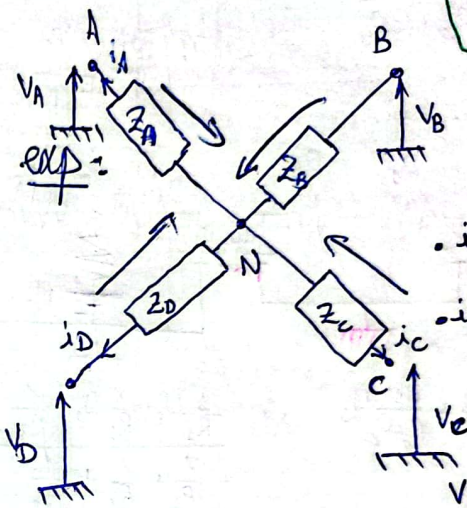
* en série :



$\underline{Z} = \underline{Z}_1 + \underline{Z}_2$

(3)

- Théorème de Millman : $V_N = \frac{\sum_i V_i Y_i}{\sum_i Y_i}$



(1) $\sum_i i_i = 0$; $i_A + i_B + i_C + i_D = 0$

$i_A = \frac{V_N - V_A}{Z_A}$; $i_B = \frac{V_N - V_B}{Z_B}$

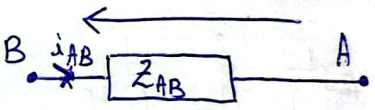
$i_C = \frac{V_N - V_C}{Z_C}$; $i_D = \frac{V_N - V_D}{Z_D}$

V_e d'après (1) on a et on pose $Y_i = \frac{1}{Z_i}$

$V_N (Y_A + Y_B + Y_C + Y_D) = V_A Y_A + V_B Y_B + V_C Y_C + V_D Y_D$

$V_N = \frac{V_A Y_A + V_B Y_B + V_C Y_C + V_D Y_D}{Y_A + Y_B + Y_C + Y_D}$

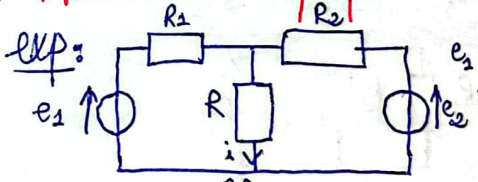
Rq :

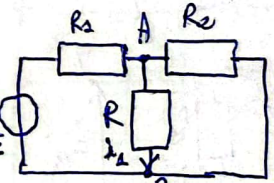


$V_B - V_A = Z_{AB} i_{AB}$

- Théorème de superposition :

exp :

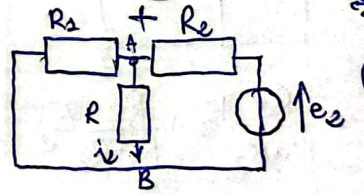




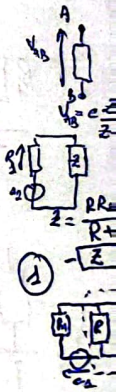
(1) $\Rightarrow V_{AB} = e_1 \frac{\frac{R R_2}{R + R_2}}{R_1 + \frac{R R_2}{R + R_2}}$; $i_1 = \frac{V_{AB}}{R}$

$\Rightarrow i_1 = \frac{e_1 R_2}{R R_1 + R R_2 + R_1 R_2}$

L. Diviseur de tension

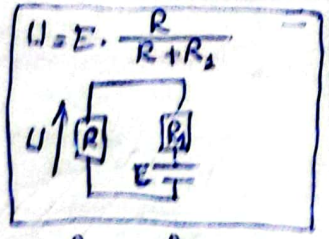


(2) $\Rightarrow$ De même on obtient : $i_2 = \frac{e_2 R_1}{R R_1 + R R_2 + R_1 R_2}$

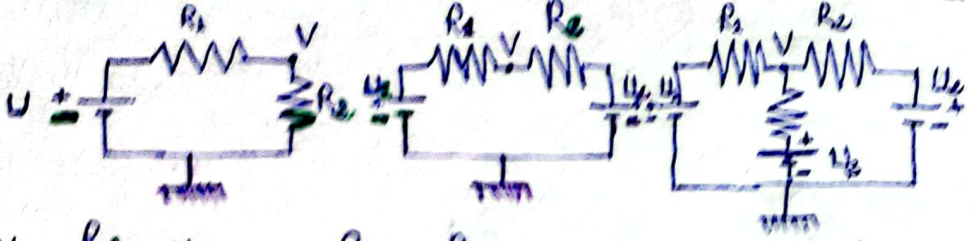


donc $i = i_1 + i_2 = \dfrac{e_1 R_2 + e_2 R_1}{R R_1 + R R_2 + R_1 R_2}$

$U = E \cdot \dfrac{R}{R + R_1}$

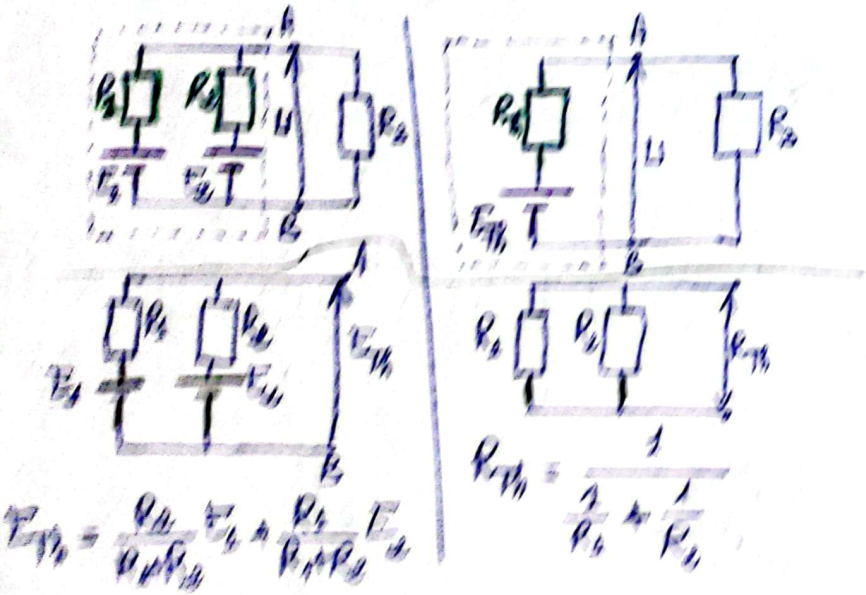


- Diviseur de tension :



$V = \dfrac{R_2}{R_1 + R_2} U$ $\quad V = \dfrac{R_2 U_1 + R_1 U_2}{R_1 + R_2}$ $\quad V = \dfrac{\frac{1}{R_1} U_1 + \frac{1}{R_2} U_2 + \frac{1}{R_3} U_3}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}}$

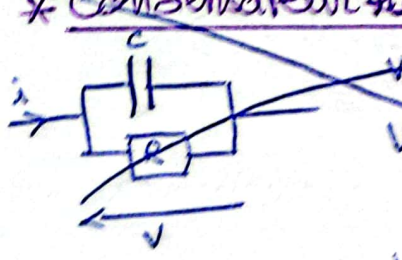
- Théorème de Thévenin :



$E_{TH} = \dfrac{R_{TH}}{R_1 R_2} E_1 + \dfrac{R_1}{R_1 + R_2} E_2$ $\quad R_{TH} = \dfrac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}}$

IV - Facteur qualité et Circuit Resonant :

* Condensateur réel :



$v(t) = V_0 \cos(\omega t)$

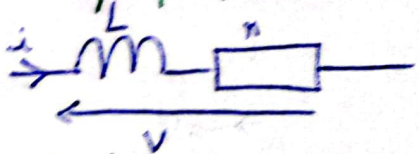
$W_C = \dfrac{I_0^2}{2C\omega^2}$; $V_0 = \dfrac{I_0}{C\omega}$

$W_D = \dfrac{1}{2} R I_0^2 T = \dfrac{1}{2} \dfrac{V_0^2}{R} T$

- Facteur de qualité d'un élt Q :

$Q = 2\pi \dfrac{\text{Energie max emmagasinée}}{\text{Energie dissipée par période}}$

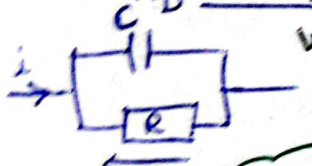
* Bobine réelle :



$i(t) = I_0 \cos(\omega t)$; $W_L = \dfrac{L I_0^2}{2}$; $W_D = \dfrac{1}{2} R I_0^2 T$

$Q_L = \dfrac{L\omega}{R}$ $\quad Q_L = \dfrac{2\pi W_L}{W_D} = \dfrac{2\pi \cdot L}{RT}$ $\quad \omega = \dfrac{2\pi}{T}$

* Condensateur réel :



$v(t) = V_0 \cos(\omega t)$

$W_C = \dfrac{I_0^2}{2C\omega^2}$; $V_0 = \dfrac{I_0}{C\omega}$ $\Rightarrow W_C = \dfrac{C V_0^2}{2}$

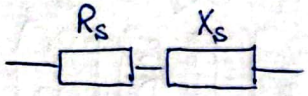
$Q_C = RC\omega$

$Q_C = \dfrac{2\pi W_C}{W_D} = \dfrac{2\pi C}{T}$

(4) $W_D = \dfrac{1}{2} R I_0^2 T = \dfrac{1}{2} \dfrac{V_0^2}{R} T$

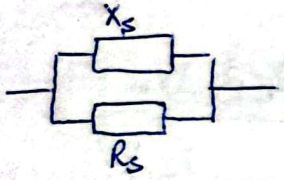
Facteur de qualité (Généralisation)

Circuit série : $\underline{Z} = R_s + jX_s$ Impédance



$Q = \frac{|X_s|}{R_s}$

Circuit parallèle : $\underline{Y} = \frac{1}{R_p} + \frac{1}{jX_p}$ Admittance



$Q = \frac{R_p}{|X_p|}$

le Circuit résonnant série :

- $\underline{Z} = \frac{\underline{V}}{\underline{i}} = R + jL\omega + \frac{1}{jC\omega} = R + j\left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)$
- pour ω_0 (pulsation de résonance)

$L\omega_0 - \frac{1}{C\omega_0} = 0 \Rightarrow \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ donc $\underline{Z} = R$

$\Rightarrow$ i et V sont en phase

- Q d'une bobine en série avec résistance R : $Q_0 = \frac{L\omega_0}{R} = \frac{1}{RC\omega_0}$

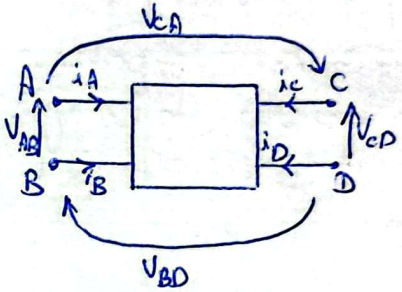
$Q_0 = \frac{1}{R}\sqrt{\frac{L}{C}}$

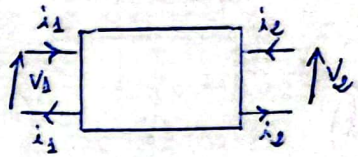
- $\underline{Z}$ en fct ω, ω_0, R et Q_0 :

$\underline{Z} = R + j\left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right) = R\left(1 + j\frac{L\omega_0}{R}\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{LC\omega_0^2\omega}\right)\right)$

$= R\left(1 + jQ_0\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)\right)$ car $\omega_0 = \frac{1}{LC\omega_0}$

V. Les Quadripoles :





$i_A + i_B + i_C + i_D = 0$ $\qquad V_{AB} + V_{CA} - V_{CD} + V_{BD} = 0$

4 Matrices

• Matrice de quadripôle :

4 matrices différentes :

* matrices impedances
* matrices hybrides
* matrices admittances
* matrices de transfert

-1- Matrices impédances : $\underline{Z}$

$V_1 = f(i_1, i_2)$

$V_2 = g(i_1, i_2)$

$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix}$

2 équations $\begin{cases} V_1 = Z_{11} i_1 + Z_{12} i_2 \\ V_2 = Z_{21} i_1 + Z_{22} i_2 \end{cases}$

$V = Z \cdot i$

V : vecteur colonne de tension ; i : vect. colonne de courants ; Z : la matrice impedance de dim 2×2

- Quadripôle est dit **réciproque** si $Z_{21} = Z_{12}$
- Quadripôle est dit **Symétrique** si $Z_{22} = Z_{11}$

$$Z_{11} = \frac{V_1}{i_1}\Big|_{i_2=0} \quad ; \quad Z_{12} = \frac{V_1}{i_2}\Big|_{i_1=0} \quad ; \quad Z_{22} = \frac{V_2}{i_2}\Big|_{i_1=0} \quad ; \quad Z_{21} = \frac{V_2}{i_1}\Big|_{i_2=0}$$

- Z_{11} : Impédance vue d'entrée (sortie ouvert)
- Z_{12} : Impédance de transfert inverse ($i_2=0$)
- Z_{22} : Impédance vue de la sortie (entrée ouvert $i_1=0$)
- Z_{21} : Impédance de transfert directe ($i_2=0$)

-2- Matrices admittances : Y

$$i_1 = Y_{11}V_1 + Y_{12}V_2$$
$$i_2 = Y_{21}V_1 + Y_{22}V_2$$
$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix}$$

$$Y_{11} = \frac{i_1}{V_1}\Big|_{V_2=0} \quad ; \quad Y_{22} = \frac{i_2}{V_2}\Big|_{V_1=0} \quad ; \quad Y_{12} = \frac{i_1}{V_2}\Big|_{V_1=0} \quad ; \quad Y_{21} = \frac{i_2}{V_1}\Big|_{V_2=0}$$

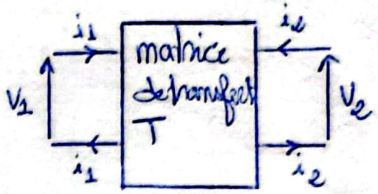
$I = Y \cdot V$; $Y = Z^{-1}$

Y : est l'inverse de la matrice Z

- I : Vecteur colonne des courants
- Y : matrice admittance de dim 2x2
- V : Vecteur colonne des tensions

-3- Matrices hybrides : H

-4- Matrice de transfert (chaîne) T



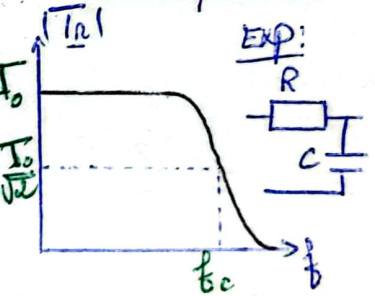
$$V_1 = AV_2 - Bi_2$$
$$i_1 = CV_2 - Di_2$$
$$\begin{bmatrix} V_1 \\ i_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ -i_2 \end{bmatrix}$$

NB: pour la matrice de transfert T on utilise $-i_2$ au lieu de i_2

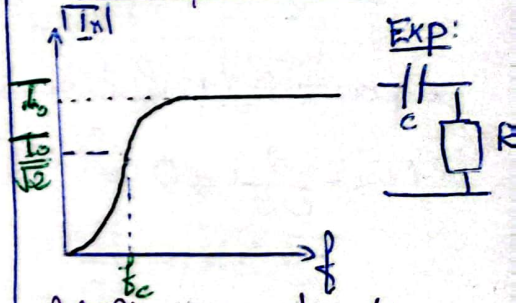
-VI- Filtrage, Diagrammes de Bode :

Un filtre ≡ un quadripôle transmet tout un signal (sans atténuation ou avec atténuation)

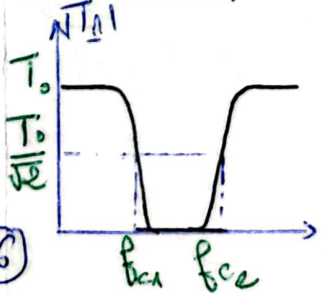
Filtre passe bas



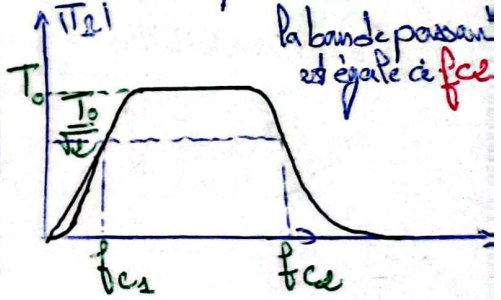
Filtre passe haut



le Filtre coupe-bande



le Filtre coupe-bande



Echelle logarith. et diagramme de Bode :

$\underline{T_V} = |\underline{T_V}| \exp(j\varphi)$ $\quad |\underline{T_V}|(\omega) = \left|\frac{\underline{V_{e2}}}{\underline{V_{e1}}}\right|$

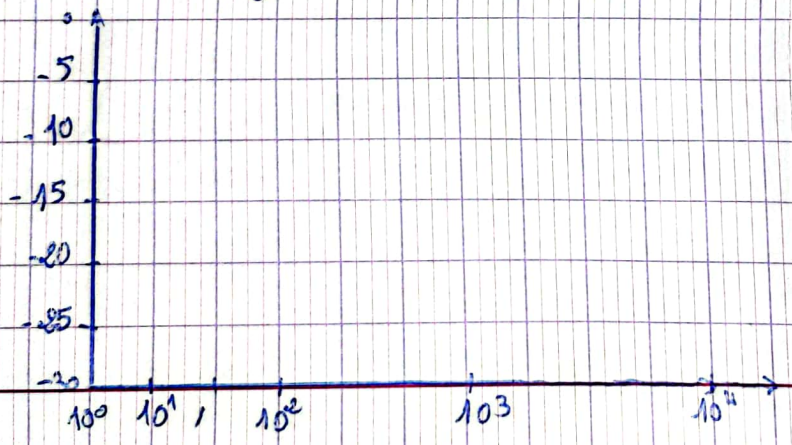
$\varphi(\omega) = \arg(\omega_2) - \arg(\omega_1)$

on préfère d'étudier G_V : $G_V = 20 \log_{10}(|\underline{T_V}|)$

$P_{dB} = 10 \log_{10} P$ $\quad G_V = 20 \log T_0 - 20 \log_{10} \sqrt{2}$ (G_0 ; 3 dB)

$G_V = G_0 - 3\,dB$

$G_V(\omega) = f_1(\omega)$
$\varphi(\omega) = f_2(\omega)$
) constituent le diagramme de Bode du filtre



Semi-conducteurs, Jonction PN

I Matériaux et Semi-Conducteurs:

Un Semi-Conducteur : ni un conducteur, ni un isolant

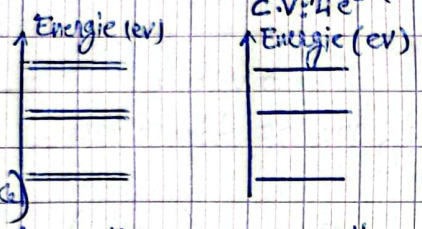
• Bandes d'énergies : $1s^2\ 2s^2\ 2p^6\ 3s^2\ 3p^2$ (Silicium)

C.V : $4e^-$

Bande de valence : Les e^- de valence (4 pour le Si)

Bande de conduction : (bande supérieure en énergie à la b. de valence)

e^- sont quasi-libres, ils permettent conduction d'un courant.



Niveau d'énergie électronique de N atomes proches.

Niveau d'énergie électronique d'un atome isolé

• Comparaison (isolant, conducteurs, semi-conducteurs):

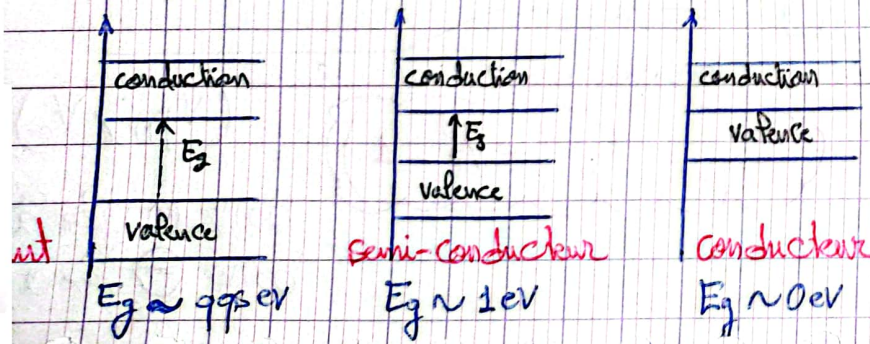
Classification en fct de leur résistivité ρ ($\Omega.m$)

$R = \rho \cdot \frac{l}{S}$

Isolant : $\rho > 10^6\ \Omega.m$

Conducteurs : $\rho < 10^{-6}\ \Omega.m$

Semi-conducteur : intermédiaire.



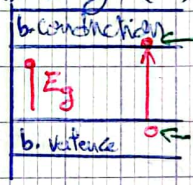
• Le Silicium :

Semi-conducteur intrinsèque (cristal pur)

Si — $4\ e^-$ de valence



Création de Paires e^- – trous



le bandgab E_g représente l'énergie minimale nécessaire pour rompre la liaison

1) Déplacement des e^- libres → courant

2) Déplacement des trous : de proche en proche (charge +) courant

Semi-conducteurs : il y a 2 types porteurs de charge

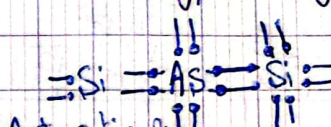
porteur (−) : les e^- de la b. conduction

porteur (+) : les trous de la b. valence

Ⓟ porteurs de charge majoritaires

Ⓝ porteurs de charge minoritaires

Semi-cond extrinsèque de type N (signe positif)



As^+ : cation fixe

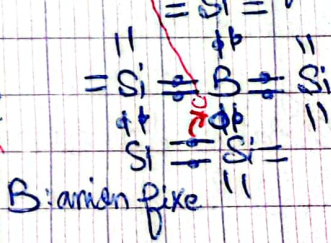
un e^- libre, 4 atomes se liant aux atomes de Si voisins (atome donneur)

Semi-cond extrinsèque de type N (négatif)

obtenus par dopage : place de : généralement de B (bore) ou de Gallium

Seuls trous liaisons covalent crée

la 4ème reste incomplète

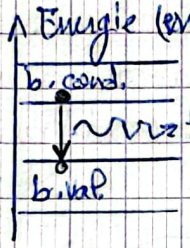


B : anion fixe

• phénomène de génération et de recombinaison :

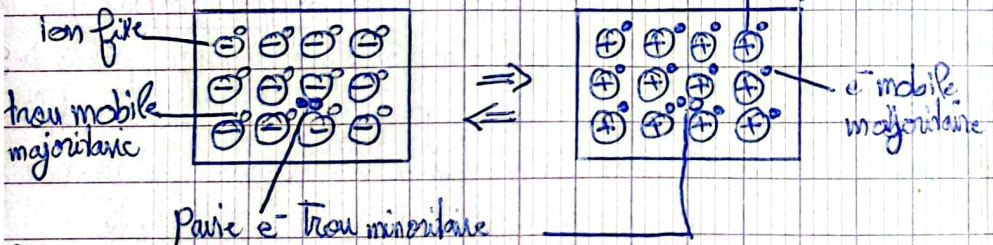
génération sous l'effet d'apport d'énergie thermique, photonique, d'un champ électrique, de radiations ionisantes, etc.





II – La jonction PN :

Un semi-conducteur pur (N ou P) ; la jonction PN (ou diode) est le plus simple SC dopés qui permet de créer les composants S.C. Il permet le fonctionnement des transistors.



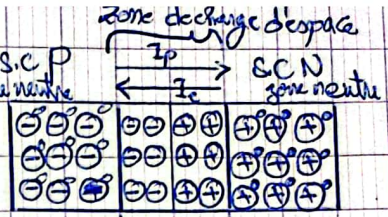
Lorsqu'on met en contact un S-C (P) avec un S-C (N) pour réaliser un jonction PN :

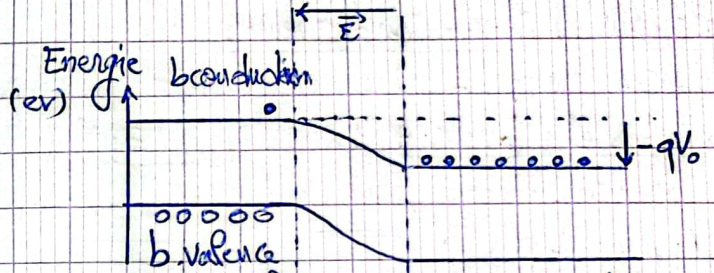
• Création d'un courant de diffusion :

des trous mobiles du S-C. P vers le S-C. N, au moment de leur entrée dans la zone N contient des e⁻ majoritaires les trous se recontiunt avec les e⁻

des e⁻ mobiles

Jonction PN non polarisé à l'équilibre :



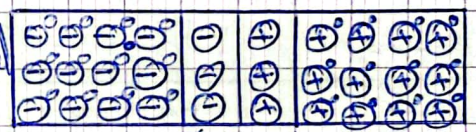


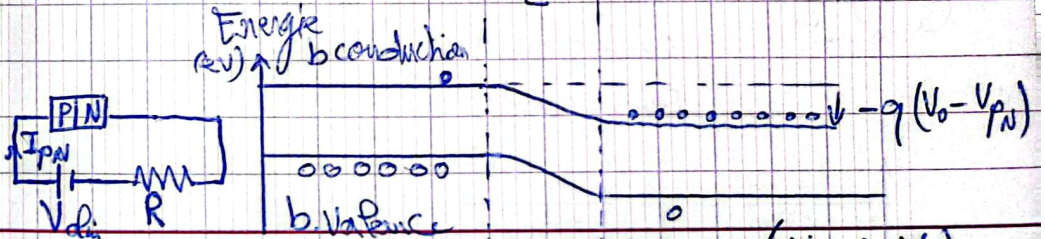
CE : zone de déplétion = zone désertée

$$I_e = I_p \exp\left(-\frac{eV_0}{KT}\right) \qquad V_0 = \frac{KT}{q} \ln\left(\frac{N_v \cdot N_p}{n_i^2}\right)$$

Jonction PN polarisée en direct :

→ abaissement de la barrière de potentiel





$$I_{PN} = I_s \left(e^{\frac{V_{PN}}{V_T}} - 1\right) \qquad (V_{PN} > V_0)$$

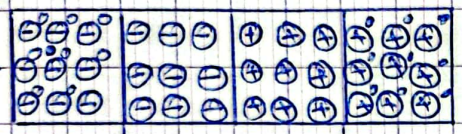
borne ⊕ fixée à P

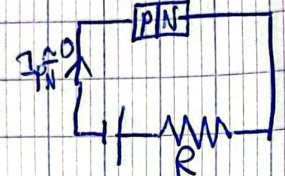
borne ⊖ fixée à N

Jonction PN Polarisée en inverse :

$V_{PN} - V_{din} < 0$

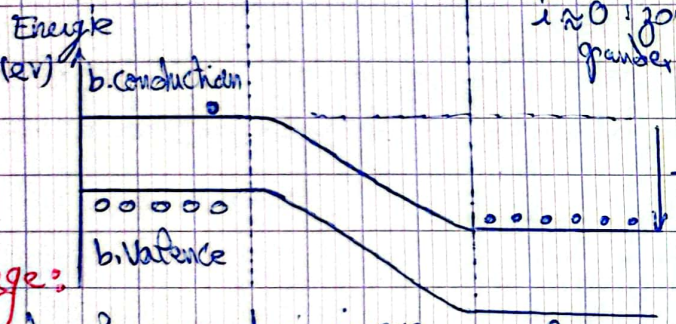
→ augmentation de la barrière de Potentiel





$I_{PN} \approx 0$

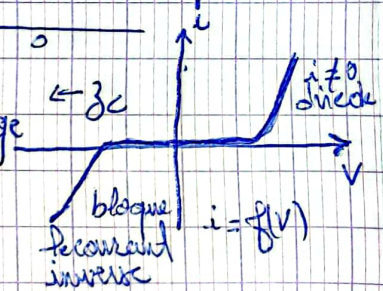
$i \approx 0$: zone devenue plus grande, zone bloquée



Claquage :

Tension de claquage = tension inverse limite supportable au delà de laquelle apparait le phénomène d'avalanche.

→ Le courant inverse devient très important (claquage)



Les diodes

I- La diode à jonction PN :



PN

Diodes de signal
- Faible intensité
- Faible tension inverse
- très rapide (adapté à commutation)
- Boîtier verre
- L'anneau repère la cathode

Diodes de redressement
- Forte intensité
- Forte tension inverse
- Lente en commutation
- Boîtier plastique
- L'anneau repère la cathode

Diodes LEDs
- choisies pour leur couleur, luminosités et taille.
- tension V_f dépend de la couleur
+ Bicolores ou multicolore
+ Isolées ou assemblées

Diodes de Puissance
utilisées pour le redressement de Puissance.

Autres Diodes :
Schottky pour la commutation rapide
Photodiode un convertisseur lumière/courant

II-1 Caractéristiques courant tension d'une diode idéale :



sous Polarisation "directe"
$V_d > 0 \Rightarrow$ Diode = court-circuit (C.C)

sous polarisation "inverse"
$V_d < 0$ Diode = Circuit ouvert

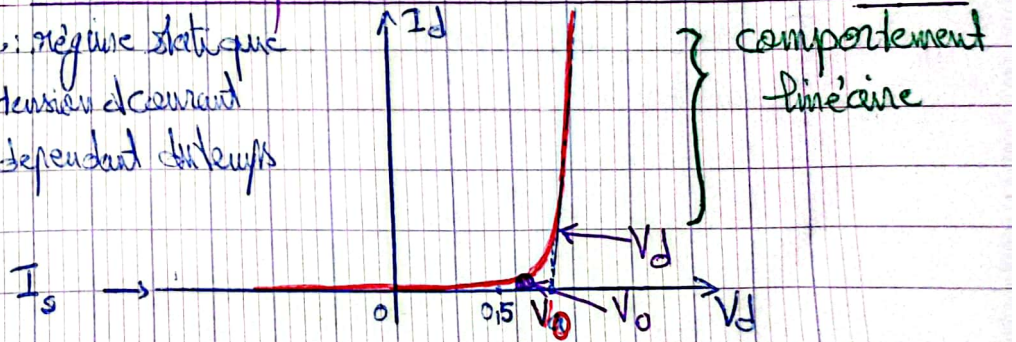
Ce type de Composante est utile pour réaliser des fcts électroniques tq le redressement d'une tension

$\Rightarrow$ La diode (ni idéale) est un Composant non-linéaire

Le courant traverse la diode de l'anode (borne au potentiel le plus élevé) vers la cathode (borne au potentiel le plus faible)
- Si on applique $V_d < 0$; $I_d = 0 \Rightarrow$ Diode = C. ouvert
- Si on applique $V_d > 0$, $I_d = 0 \Rightarrow$ Diode = C. Circuit

II-2 Caractéristiques courant tension d'une diode réelle :

hyp : régime statique
tension et courant
indépendant du temps



La diode se comporte comme ça:

*Pour $V_d < 0$: Diode = bon isolant $I_s \approx 1pA \sim 1\mu A$
- la diode est dite bloquée
- Dans ce domaine son comportement est approximativement linéaire
- le courant inverse, I_s ↑ avec la température

*Pour $V_d >> 0{,}6V$, le courant ↑ rapidement avec une variation à peu près linéaire.
- la diode est dite Passante
- I_d n'est pas $\propto$ à V_d (∃ une tension seuil $\sim V_0$)
$0{,}6V < V_0 < 0{,}7V$

Rq: • l'augmentation du courant est $\propto$ à $V_d - V_0$ avec une pente $\frac{dI}{dV}$ très élevée (exprimée en Ω^{-1}) (infini pour le cas idéal)
(C'est pour polarisation directe)
• le courant faible mais non nul nommé courant de saturation inverse I_s (très sensible à la température)

*Zone "du coude": $V_d \in [0, \sim V_0]$ augmentation exponentielle du courant avec $1 \leq m \leq 2$

$$I_d \equiv I_s \left[e^{\left(\frac{V_d}{m V_T}\right)} - 1 \right] \qquad V_T = K\frac{T}{e}$$

pour $T = 300K$: $V_T = 26mV$; $e = 1{,}38 \cdot 10^{-23}$ J/K cst de Boltzmann

I_s = courant inverse

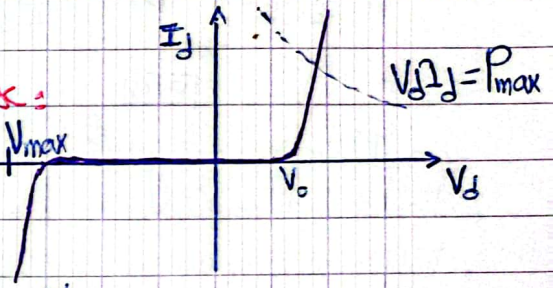
des e⁻ mobiles — Zone de charge d'espace

• Influence de T:

diode bloquée	diode passante
$I_d = I_s$ double tous les 10°C (diode en Si)	V_d ($\grave{a}$ I_d constant) diminue de ~2mV/°C

Dans la région "du coude" (inexistante pour la di. idéale) le courant varie exponentiellement avec la tension.

*Limites de fonctionnement:
• zone de claquage inverse:
V_{max} = qcq dizaines de Volts à qcq 1000V
V_{max} = P.I.V Peak Inverse Voltage
P.R.V Peak Reverse Voltage claquage par effet Zener ou Avalanche

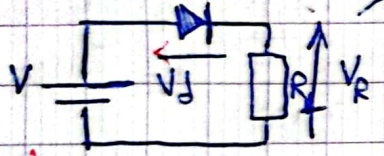


• Limitation en puissance il faut que $V_d I_d = P_{max}$

Les limites:
- la tension maximale en inverse: augmentation exponentielle du nombre de charge électrique libre ⟹ du courant électrique (en général un "claquage électronique")
- Limitation en Puissance: la puissance dissipée par le composant vaut $V_d I_d$. De P_{max}, l'augmentation du T du composant risque de l'abîmer: Augmentation de T fera ↑ le courant ⟹ la puissance dissipé ⟹ augmentation du T.

3 - Pt de fonctionnement, droite de charge :

Tension courant) aux bornes d'une diode insérée

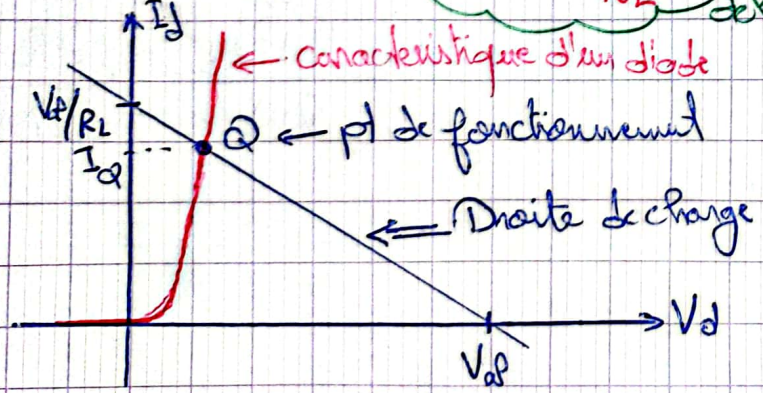


Pt fct : les I_d et V_d lorsque celle-ci est insérée ds un circuit

Pt fct statique : les grandeurs sont cst / temps

Détermination du Pt de fct : Dt courant-tension (loi des nœuds et loi des mailles) loi de Kirchoff

Loi de Kirchoff → $I_d = \frac{V_{af} - V_d}{R_L}$ dte de charge de la diode

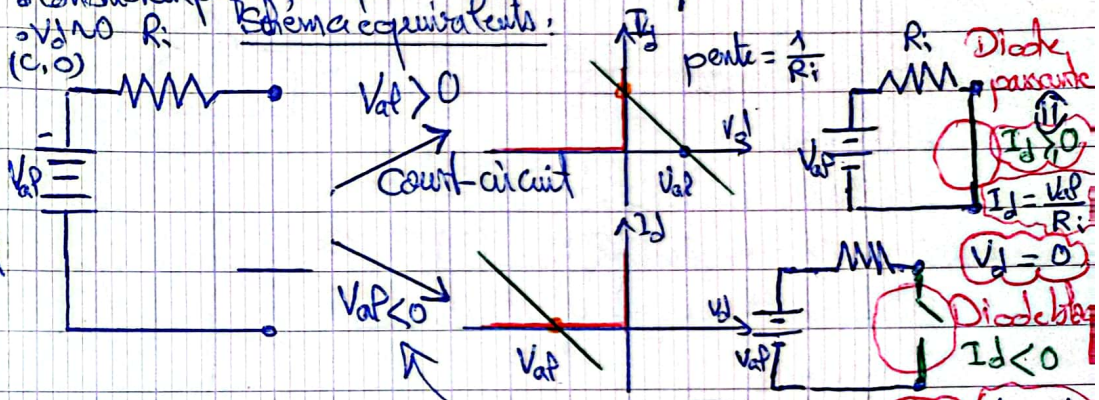


* Modèle statique à segments linéaires ← hyp : I_d, V_d cst

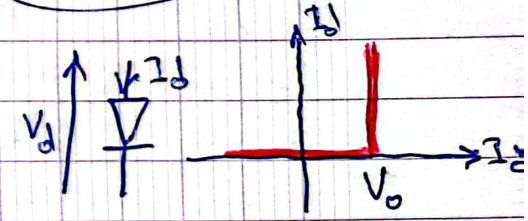
• 1er approximation
Diode idéale :

pas tension seuil
conduction parfait sous polarisation directe
$V_d \sim 0$ R :
(C.O)

Schéma équivalents :

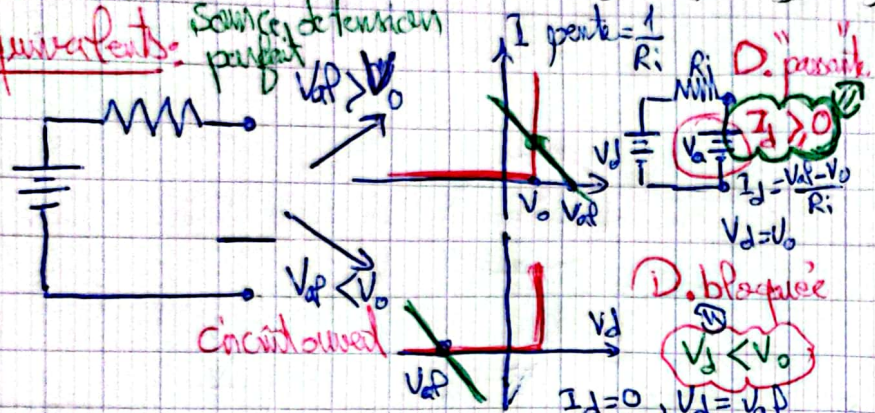


• 2ème app :
• tension seuil $V_0 \neq 0$
• caractéristique directe verticale (pas de "résistance série")
• $V_d < 0$ (C.O)



pour diode en Si : $V_0 \sim 0,6 - 0,7$ V

Schéma équivalents: source de tension parfaite



D. "passante"

D. bloquée

$I_d = 0$, $V_d = V_{AP}$

3ème approximation:

- $V_0 \neq 0$
- résistance directe $R_f \neq 0$
- $V_d < 0$: résistance R_n finie

Donc si: $V_0 = 0{,}6 - 0{,}7$, $R_f = qq\ 10\,\Omega$

$R_f \gg M\Omega$

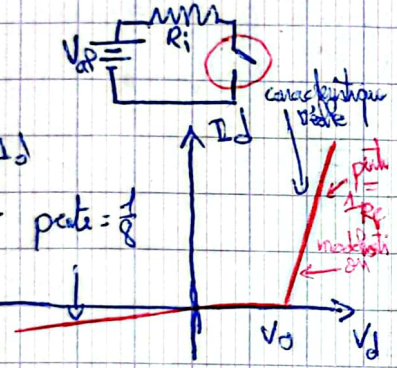
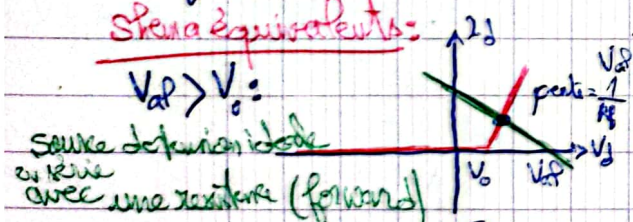
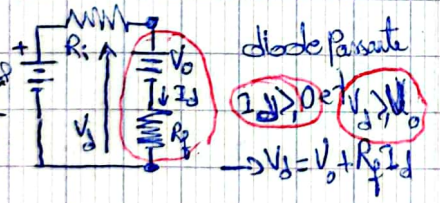


Schéma équivalents:

$V_{AP} > V_0$:



source de tension idéale en série avec une résistance (forward)

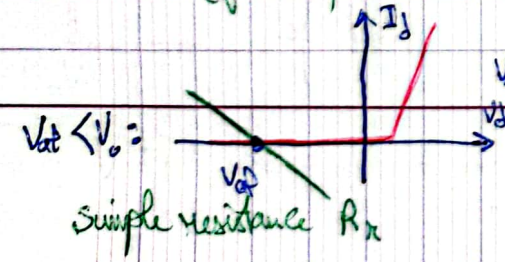


diode passante

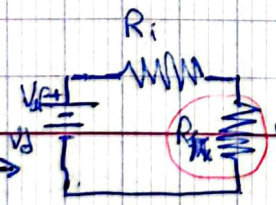
$I_d > 0$ et $V_d > V_0$

$\Rightarrow V_d = V_0 + R_f I_d$

$V_{AP} < V_0$:



simple résistance R_n



diode bloquée

$\Rightarrow V_d < V_0$

R_f : très faible (généralement)

R_n très élevée

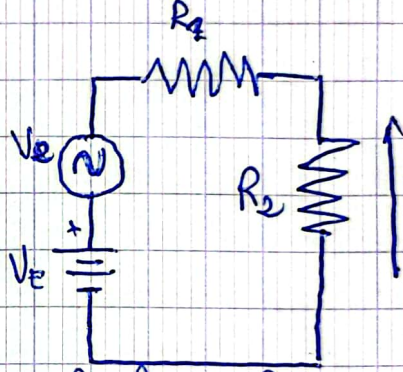
* Comportement dynamique d'une diode:

majuscules: composantes continues

minuscules: com. variable

Statique: • valeurs moyennes temporelles des grandeurs électriques

Dynamique: • Relation entre les parties variables des grandeurs électriques



hyp: V_e: signal sinusoïdal, val moy nulle

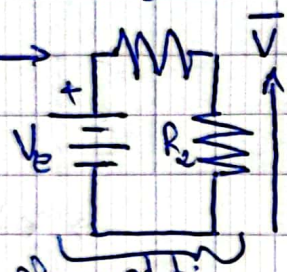
V_E: source statique

calcul complet: $V(t) = \frac{R_2}{R_1 + R_2}\left[V_E + V_e(t)\right]$

$= \underbrace{\frac{R_2}{R_1+R_2} V_E}_{\bar{V}(t)} + \underbrace{\frac{R_2}{R_1+R_2} V_e(t)}_{v(t)}$

Analyse statique :

$\bar{v}_e = 0$ ⟶



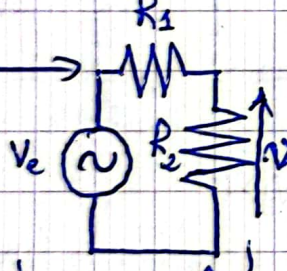
$\Rightarrow \bar{V} = \frac{R_2}{R_1+R_2} V_E$

Schéma statique du circuit

En statique tension à val moyen nulle correspond à un court-circuit

Analyse Dynamique :

$\Delta V_E = 0$ ⟶



$\Rightarrow v(t) = \frac{R_2}{R_1+R_2} v_e(t)$

schéma dynamique

Source de tension statique correspond à un court-circuit dynamique

Exp :

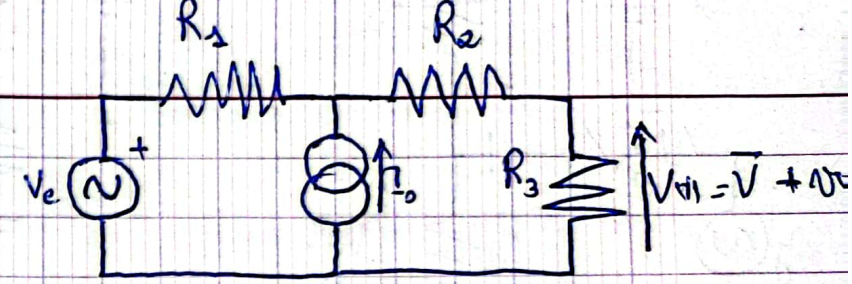
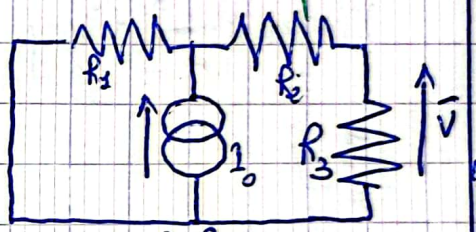


Schéma statique



$\bar{V} = \frac{R_1 R_3}{R_1+R_2+R_3} I_0$

Schéma dynamique



$v(t) = \frac{R_3}{R_1+R_2+R_3} v_e(t)$

⇒ En régime dynamique source de courant statique ⟶ circuit ouvert

(puisque $i(t) = 0$)

Exp:

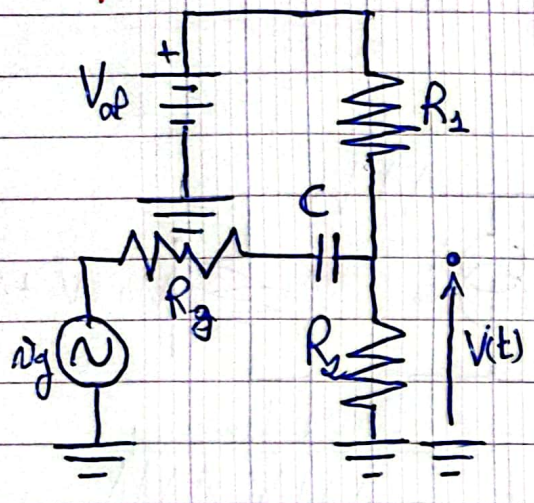
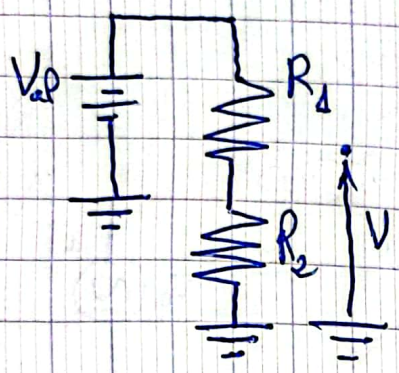


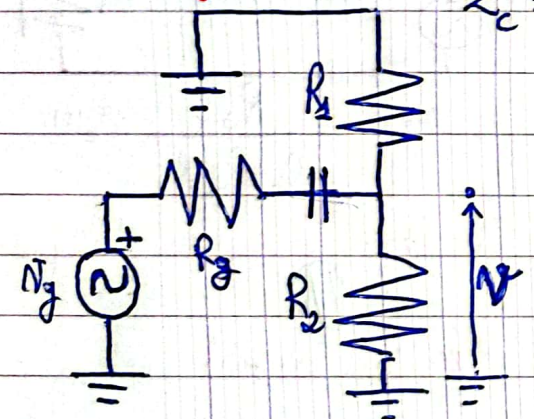
Schéma statique:



$$V = \frac{R_2}{R_1+R_2} V_{dd}$$

En statique à freq nulle $C \equiv C.O$

Schéma dynamique:



$$Z_c = \frac{1}{iC\omega}$$

$$v = \frac{R_2 // R_1}{R_2 // R_1 + Z_g} v_g$$

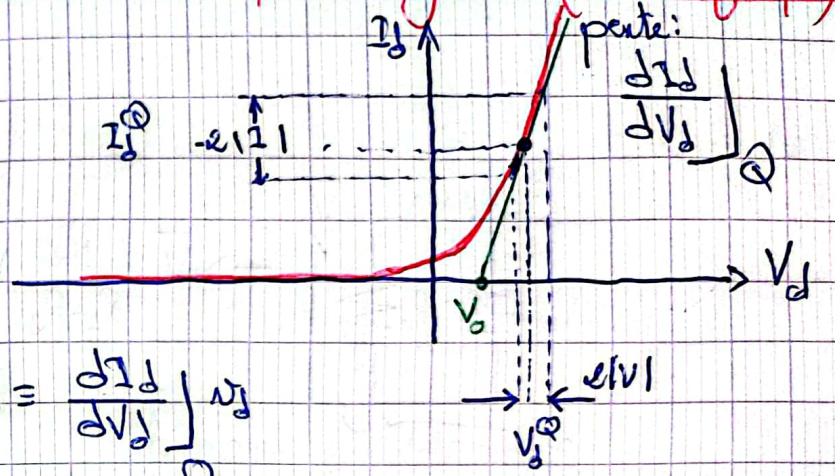
avec $Z_g = R_g + \frac{1}{iC\omega}$

pour ω suffisamment élevée $Z_g \approx R_g$

$$v = \frac{R_2 // R_1}{R_2 // R_1 + R_g} v_g$$

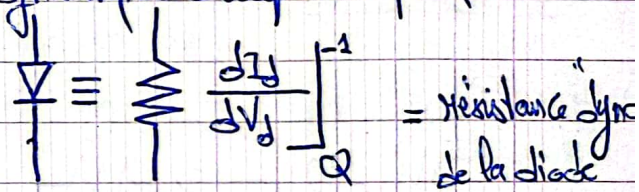
A très hautes fréquences: $C \equiv C.C$

* Modèle petits signaux (basses fréq)



$$i_d = \left.\frac{dI_d}{dV_d}\right|_Q v_d$$

Schéma équivalent dynamique correspond au pt Q:



Notation:

$r_f = \left.\frac{dI_d}{dV_d}\right|_{V_d>0}^{-1}$ = résistance dynamique pour $V_d^Q > 0$

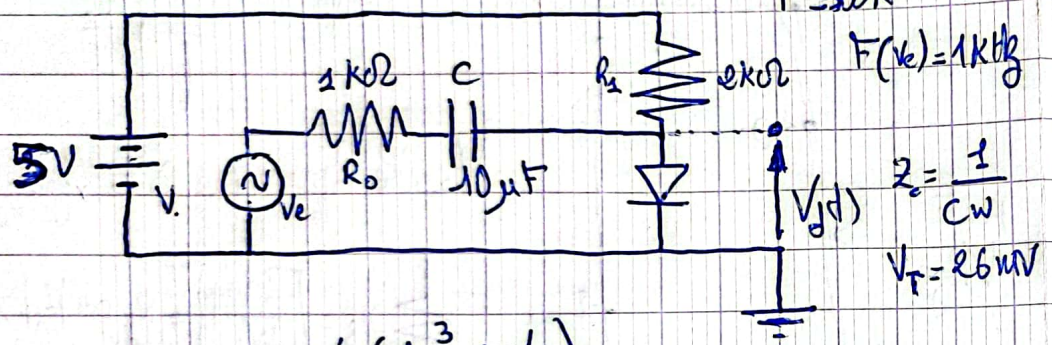
$r_r = \left.\frac{dI_d}{dV_d}\right|_{V_d<0}^{-1}$ = résistance dynamique pour $V_d^Q < 0$

- pour $V_d >> V_0$ $r_f \approx R_f$
- pour $V_d \in [0, V_0]$; $r_f = \left.\frac{dI_d}{dV_d}\right|_{V_d}^{-1} = \left[\frac{d}{V_d}\left(I_0\left(e^{\frac{V_d}{mV_T}}-1\right)\right)\right]^{-1} = \frac{mV_T}{I_d}$ avec $I_d = I e^{\frac{V_d}{mV_T}}$
- pour $V_d < 0$; $r_f \sim R_r$

Exp :

diode : $R_f = 10\Omega$, $V_0 = 0,6V$

$T = 300K$



$F(V_e) = 1KHz$

$Z_c = \frac{1}{Cw}$

$V_T = 26mV$

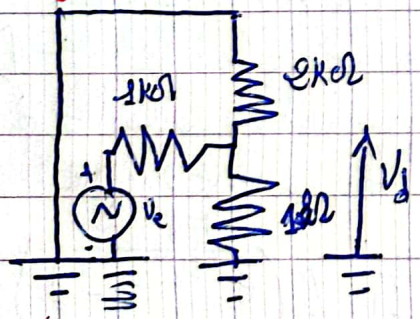
$V_e = 0,1 \sin(10^3 . 2\pi t)$

* A. statique : $I_D \approx \frac{5 - 0,6}{2000} = 2,2mA$ $\quad V_D \approx 0,62V$

$V = V_0 + V_f$ ← $R_f I_d$

* A. Dyn :

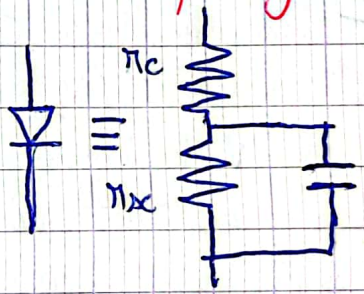
$r_f = \frac{26}{2,2} = 12\Omega \Rightarrow Z_c = 1G\Omega \ll R_0$



$\longrightarrow V_d \approx 1,2.10^{-3} \sin(10^3 . 2\pi t)$

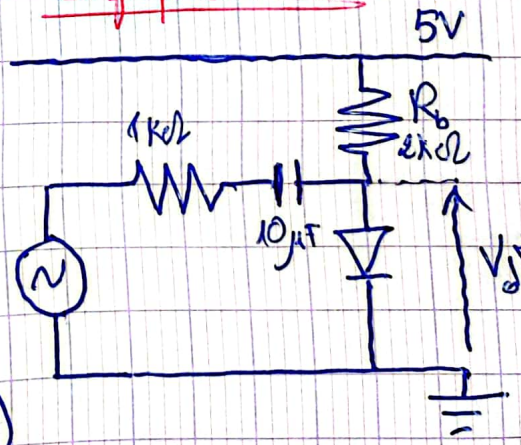
- Variation de V_d de faible amplitude, sens polarisation directe ($V_d^{op} > 0$)
- petit variation V_d ⟶ grande variation I_d (décharges traversent la diode)
- H. freq : des charges restent stockés dans la diode
- Comportement d'un condensateur

Modèle petit signaux haute freq ($V_d > 0$)



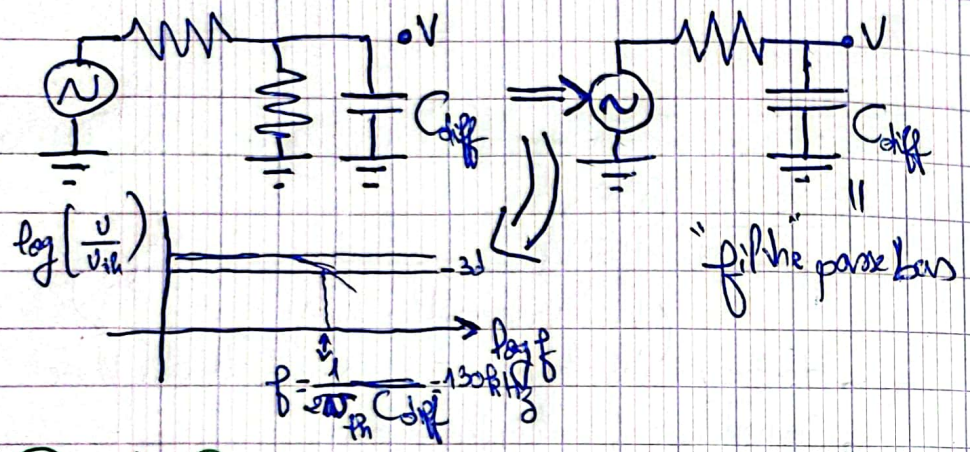
À B.F : $r_c + r_{sc} = r_f$

Exp précédent :



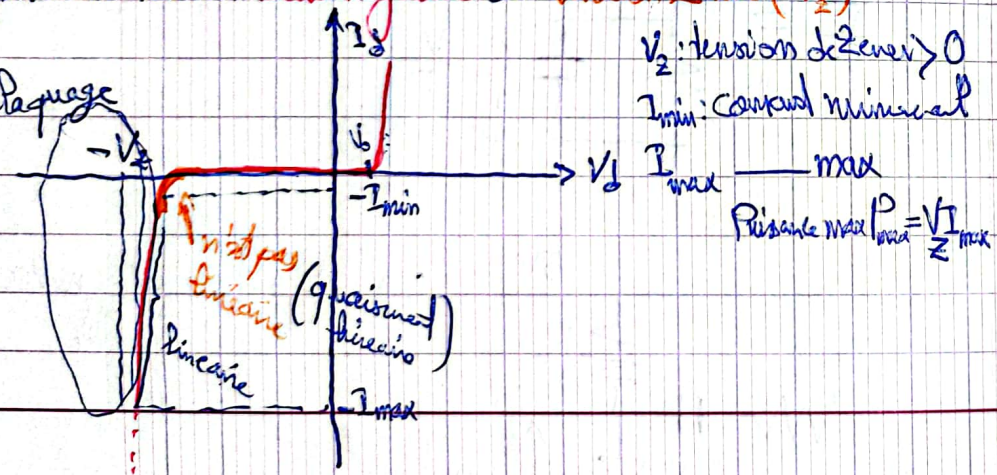
$I_d = 2,2mA \longrightarrow C_{diff} \approx 100$

Pour C_{diff} : hyp simplification ($r_1 \sim 0$)



* Diode Zener

- fonctionner dans la zone de claquage inverse caractérisé par une tension seuil négative ou tension Zener (V_z)



V_z : tension de Zener > 0

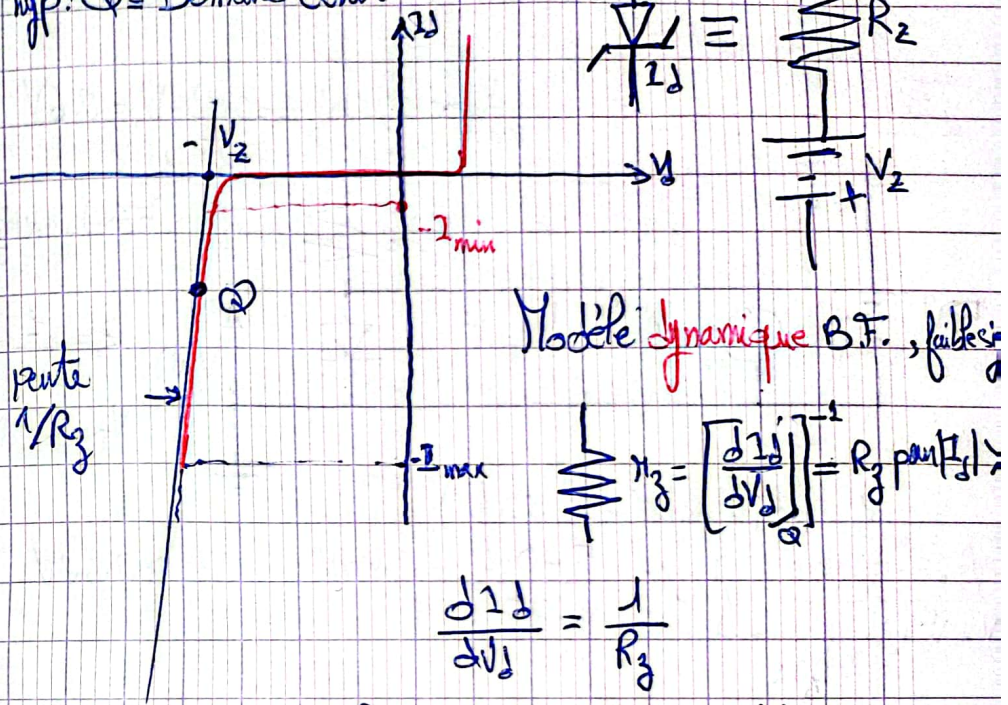
I_{min} : courant minimal

I_{max} —— max

Puissance max $P_{max} = V_z I_{max}$

Schéma équivalent :

hyp : Q ∈ Domaine Zener



Modèle dynamique B.F., faibles

$r_z = \left[\left[\frac{dI_d}{dV_d}\right]_Q\right]^{-1} = R_z$ pour $|I_d| >$

$\frac{dI_d}{dV_d} = \frac{1}{R_z}$

En dynamique le modèle est très petit signaux

Diode électroluminescente (LED)

↳ Circulation du courant

- Fait sous polarisation direct ($V > V_0$)
- Intensité lumineuse (= courant éclairement) ne marche pas avec Si
- $V_0 \neq 0,7$ dépend de la couleur

(8) Ce Diode comporte comme une standard au Si

photo Diode :

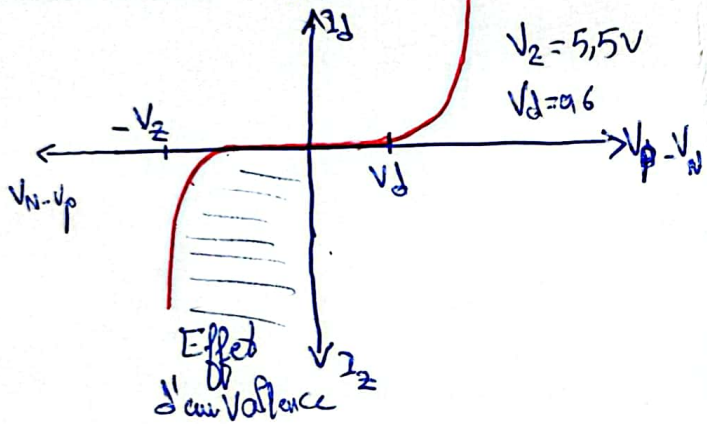
polarisé en inverse produit un courant d à l'éc lumineux règle

$I_d = I_s\left(e^{\frac{E_0}{n U_t}} - 1\right) -$

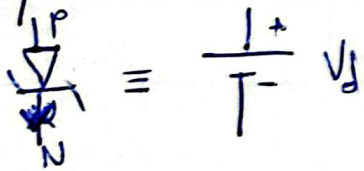
⊛ Diode Zener :



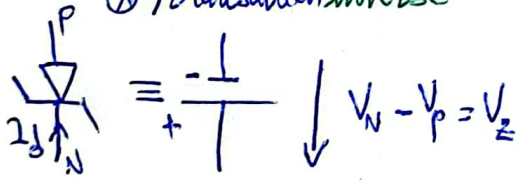
Diode conçue pour fonctionner dans la zone de claquage inverse, caractérisée par une tension seuil négative ou "tension Zener" V_Z



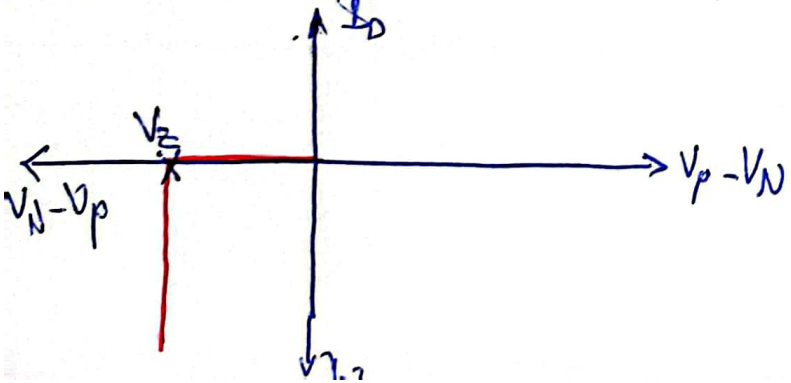
⊛ Polarisation directe



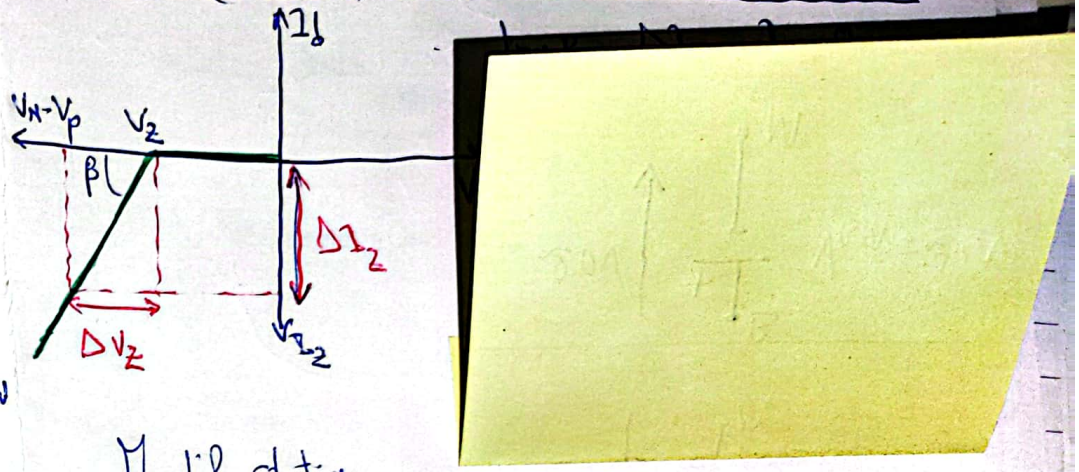
⊛ Polarisation inverse



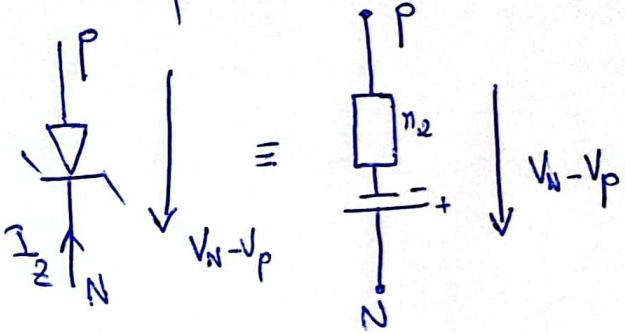
* Pour la diode de Zener Idéale (avec seuil)



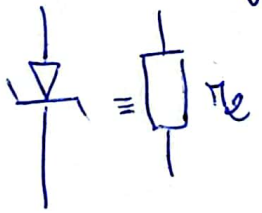
* Pour la diode de Zener avec seuil et résistance



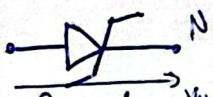
Modèle statique



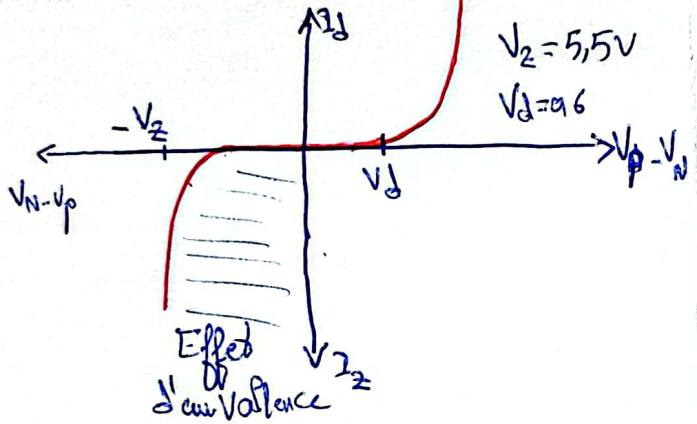
Modèle dynamique (basses fréq.)



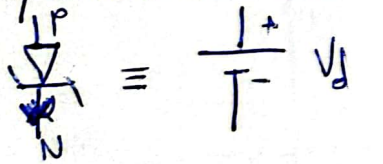
⊛ Diode Zener :



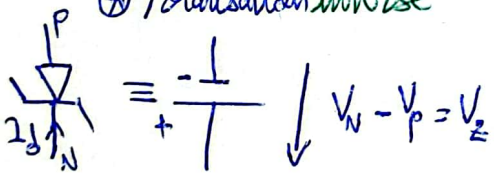
Diode conçue pour fonctionner dans la zone de claquage inverse, caractérisée par une tension seuil négative ou "tension Zener" V_Z



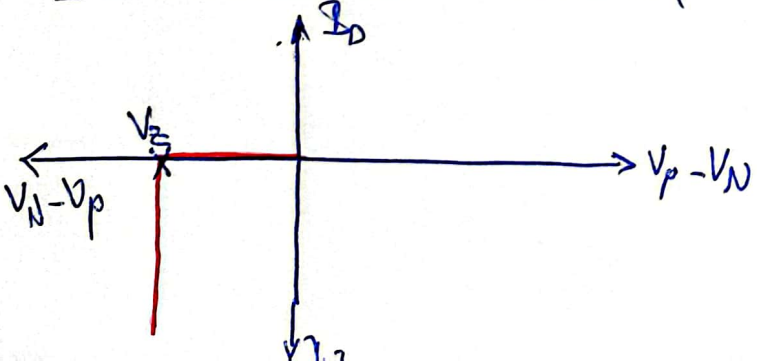
⊛ Polarisation directe



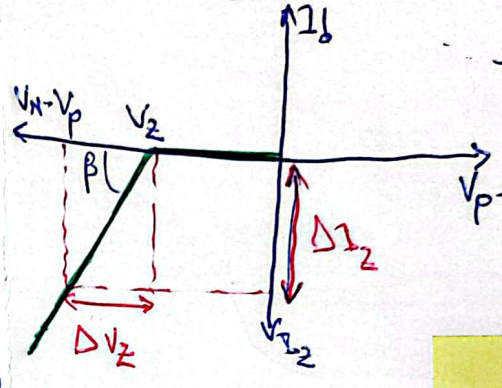
⊛ Polarisation inverse



* Pour le diode de Zener Idéale (avec seuil)



* Pour une (Polarisation) diode Zener avec seuil et résistance

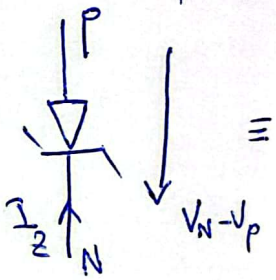


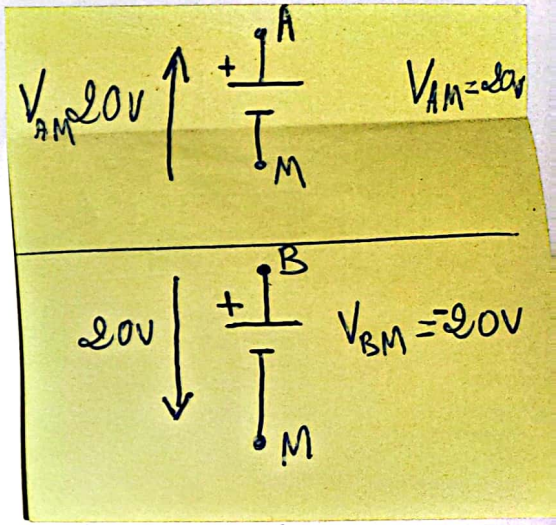
$\tan\beta = \frac{\Delta I}{\Delta Z} = \frac{I_Z - 0}{(V_N - V_P) - V_Z} = \frac{1}{r_Z}$

$V_P - V_N$ ou $(V_N - V_P) - V_Z = I_Z + V_Z$

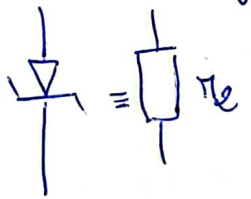
$V_N - V_P = r_Z I_Z + V_Z$

Modèle statique

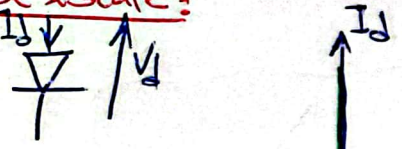




Modèle dynamique (basses fréq.)



Diode idéale :

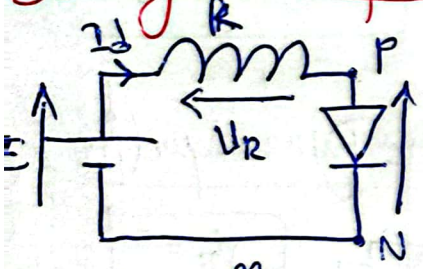


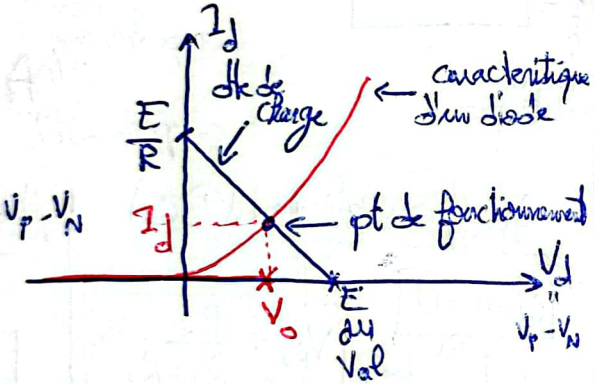
polarisation directe ($V_d > 0$) la diode ≡ C.C (conducteur parfait)

la diode ≡ C.O

⟹ La diode (idéale) est un composant non idéale

Régime statique :





Loi des mailles :

$E = V_R + V_d = R I_d + V_d$

$$\Rightarrow \boxed{I_d = -\frac{V_d}{R} + \frac{E}{R}}$$

- Si $I_d = 0 \Rightarrow V_d = E$
- Si $V_d = 0 \Rightarrow I_d = \frac{E}{R}$

Loi de Kirchoff (Droite de charge)

Rq :

- pour $V_d < 0$ (or) ⟹ diode est bloquée (comportement linéaire)
- pour $V_d \gg 0{,}6V$ ⟹ diode passante
- $V_d \in [0, V_0]$ ⟹ zone du coude

$$I_d = I_s \left[e^{\left(\frac{V_d}{n V_T}\right)} - 1 \right]$$

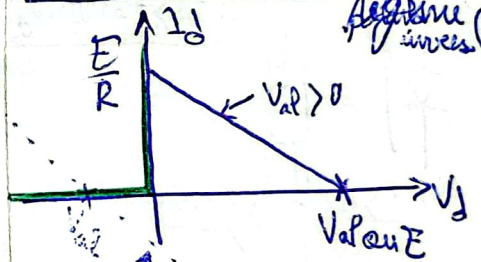
comportement non linéaire

* point de fonctionnement (I_d, V_d)
* Droite de charge $I_d = \frac{E - V_d}{R}$ ou $\frac{E - V_{al}}{R}$

Régime statique (c-à-d : I_d, V_d cstes)

-1- Diode idéale (sans résistance)

- pas de tension de seuil V_0
- conducteur parfait sous polarisation directe
- $V_d < 0$: C.O



(P.F = $(\frac{E}{R}, 0)$)

Equivalent

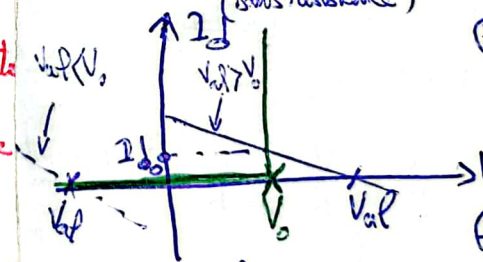
Polarisation directe ⊛ $V_{al} > 0$ ⇒ ≡

↳ Diode "passante" ⟺ $I_d > 0$ (ou $V_d \geq 0$)

Régime inverse ⊛ $V_{al} < 0$ ⇒ $V_P - V_N$ ≡

↳ Diode "bloquée" ⟺ $I_d < 0$; $V_d = V_{al}$

-2- Diode avec V_0 (Seuil) (sans résistance)



(P.F = (I_{d_0}, V_d))

Equivalent

⊛ polarisation directe $V_{al} > V_0$ ⇒ ≡ ($V_d = V_P - V_N$)

↳ Diode passante ⟺ $I_d > 0$; $V_d = V_0$

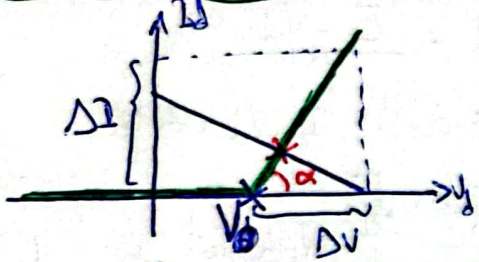
⊛ polarisation inverse $V_{al} < V_0$ ⇒ ≡

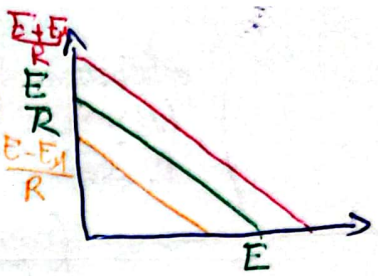
↳ Diode bloquée ⟺ $V_d < V_0$; $I_d = 0$; $V_d = V_{al}$

-3- Diode avec V_γ et résistance :

I_d (A) $\quad 1A = 10^3 mA$

V_0, V_{AP}, E (V)



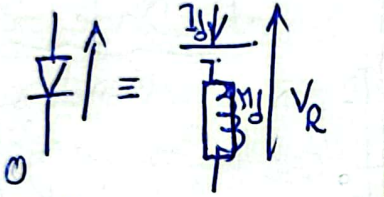


* polaris. directe $V_d > V_0$

$(V_P - V_N = V_R)$

$\tan\alpha = \frac{\Delta I}{\Delta V} = \frac{I_d - 0}{(V_P - V_N) - V_0}$

$P.F.(I_{d_0}, V_{d_0}) = \frac{1}{r_d}$

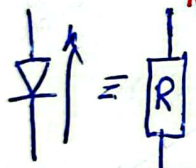


$V_R = V_0 + r_d I_d$

Diode Passante

$I_d \geq 0$ et $V_d > V_0$

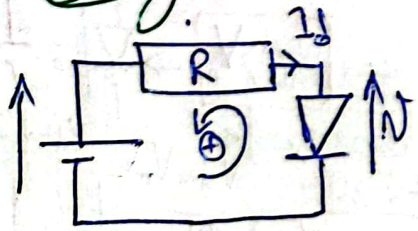
* Polaris. inverse $V_d < V_0$



Diode bloquée

$V_d < V_0$

* Régime continue Dynamique



$e(t) = E_M \sin \omega t$

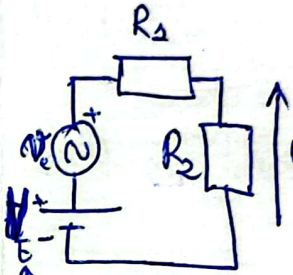
$v_e(t) = E + E_M \sin \omega t$

$v_s(t) = RI + V$

$\Rightarrow V = -\frac{V}{R} + \frac{V_e}{R} = -\frac{V}{R} + \frac{E + E_M \sin \omega t}{R}$

$\sin \omega t = 0 \quad \sin \omega t = 1 \quad \sin \omega t = -1$

* $I = -\frac{V}{R} + \frac{E}{R}$ * $I = -\frac{V}{R} + \frac{E+E_M}{R}$ * $I = -\frac{V}{R} + \frac{E-E_M}{R}$



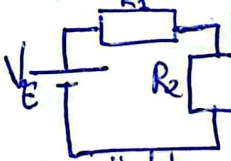
$\Rightarrow v_{R_2}(t) = \frac{R_2}{R_1+R_2}(V_E + v_e(t))$

comp. statique (DC) $\rightarrow V_{R_2} = \frac{R_2}{R_1+R_2} V_E$

comp. variable (AC) $\rightarrow v_{r_2}(t) = \frac{R_2}{R_1+R_2} v_e(t)$

Analyse statique (DC)

$v_e(t) = 0$



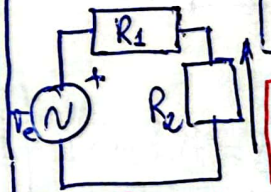
$V_{R_2} = \frac{R_2}{R_1+R_2} V_E$

Schéma "statique" du circuit

$\Rightarrow$ En statique, une source variable à vaut moyenne nulle ($v_e(t) = 0$) correspond à un court-circuit

Analyse Dynamique (AC)

$V_E = 0$



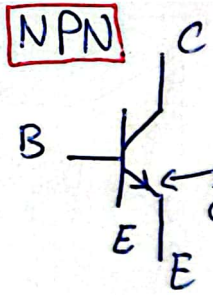
$v_{r_2}(t) = \frac{R_2}{R_1+R_2}$

Schéma Dynamique

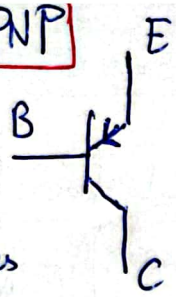
$\Rightarrow$ une source de tension statique ($V_E = 0$) correspond à un court-circuit dyna

Transistor Bipolaire

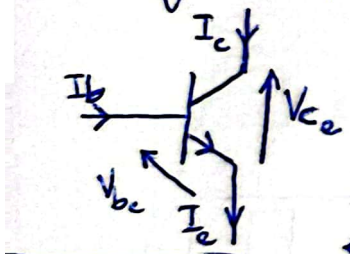
NPN



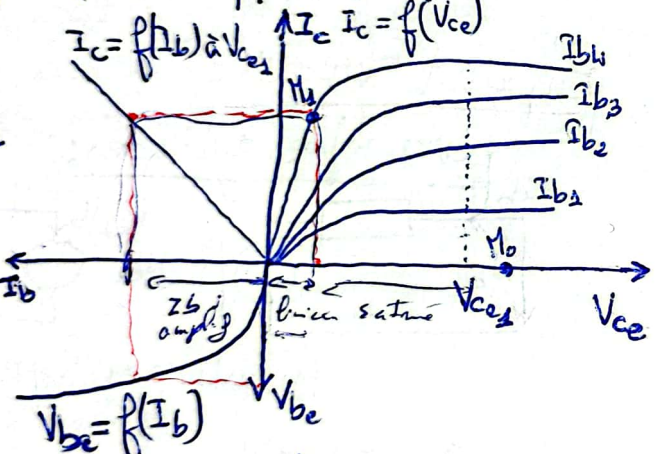
PNP



- N : fortement dopée (E) ↔ P (E)
- P : très mince, faiblement dopé (B) ↔ N (B)
- N : faiblement dopée (C) ↔ P (C)



$I_e = I_b + I_c$

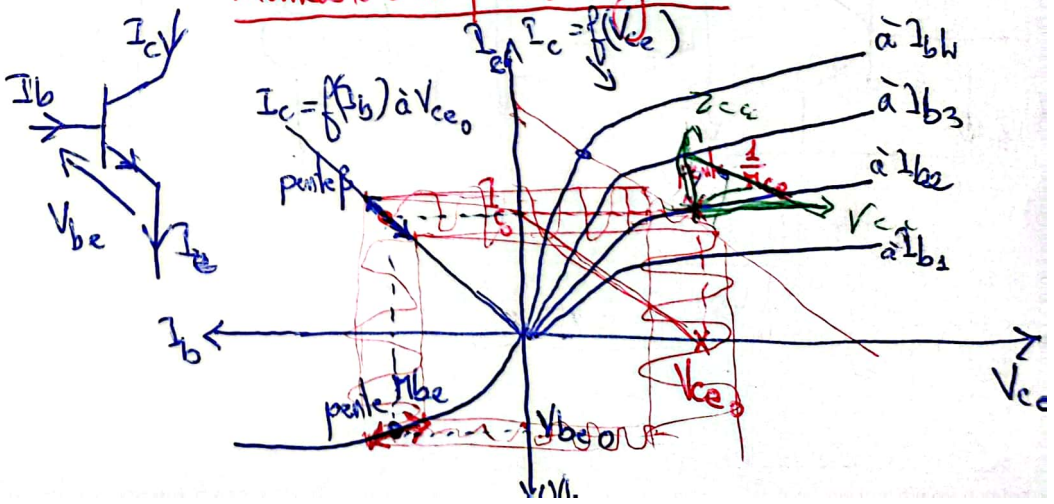


- $I_c = f(V_{ce})$ → domaines → régime linéaire : I_c peu variable pour un val de I_b
  → régime saturé : partie coudée
- $V_{be} = f(I_b)$ ⟶ jonction PN entre la base et l'émetteur
- $I_c = f(I_b)$ ⟶ "effet transistor" en régime linéaire. C'est une droite de pente β

* En régime linéaire $I_c = \beta . I_b$
et En régime saturé $I_c < \beta I_b$
* En régime saturé $V_{ce} < 1$ Volt
* En M_0 : Le transistor est bloqué. ($V_c = 0$)
Entre son (C) et son (E) ≡ interrupteur ouvert
* En M_4 : Le transistor est saturée
Entre son (C) et son (E) ⇒ le transistor ≡ interrupteur fermé
* de 0 à I_{b_4} : Le transistor fonctionne en commutation.
* Varier I_b tout en conservant le transistor en régime linéaire : on peut utiliser le transistor en amplificateur de courant.

Transistor en Amplification

Transistor en petits signaux

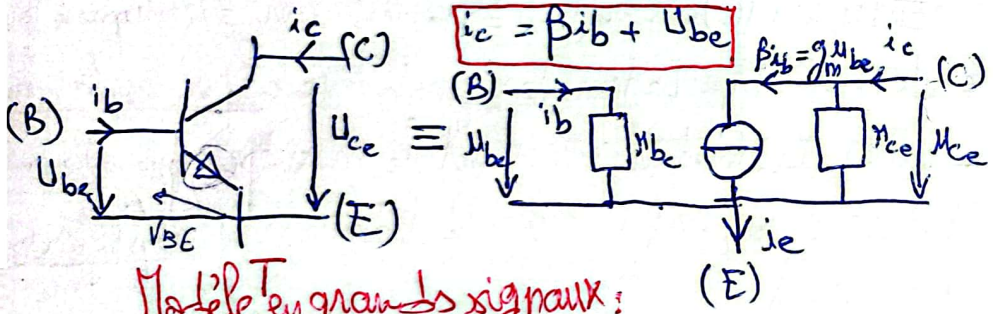


- La polarisation fixe U_{be_0}, I_{b_0}, I_{c_0} et V_{ce_0}
- à petit signaux La transistor est caractérisé par Les pentes des tangentes aux pts de polarisation.
- À petits signaux : la polarisation se déplace la pt de fonctionnement.

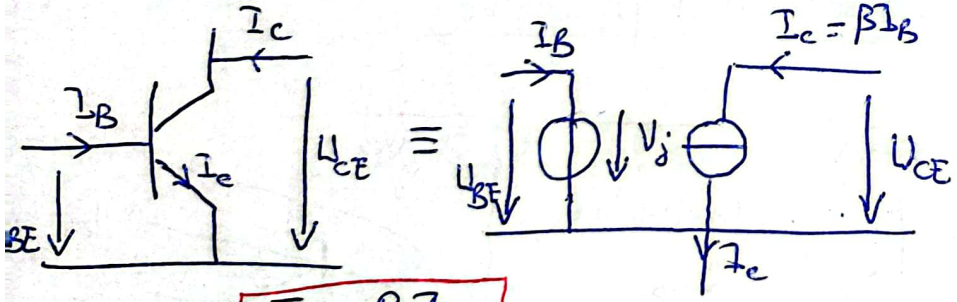
Alors à petit signaux $u_{be} = r_{be} \cdot i_b$

$i_c = \beta i_b$

$i_c = \beta i_b + u_{be}$



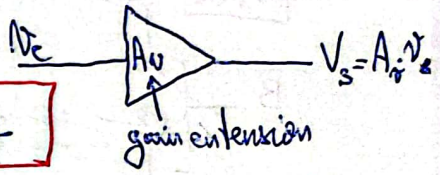
Modèle en grands signaux :



$I_C = \beta I_B$

$U_{BE} = V_j \simeq 0{,}6V$

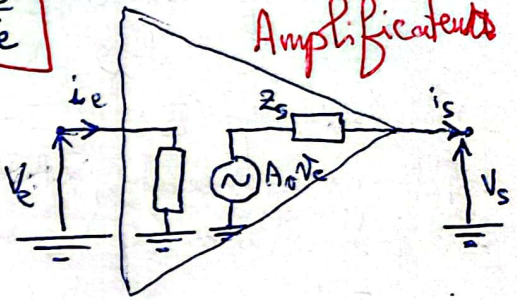
un amplificateur :



- Impédance d'entrée : $Z_e = \frac{V_e}{i_e}$
- Gain en tension : $A_v = \frac{V_s}{V_e}$
- Impédance de sortie

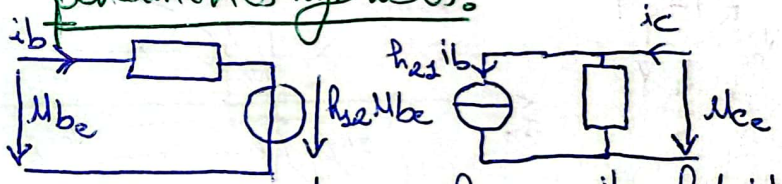
$$Z_s = \frac{V_{s/c\,o}}{i_s)_{c.c}}$$

Amplificateurs



En petit signaux :

paramètres hybrides :



transistor avec les paramètres hybrides

$h_{11} = h_{ie} = r_{be}$ $\quad h_{12} = h_{re} \simeq 0$

$h_{21} = h_{fe} = \beta$ $\quad h_{22} = h_{oe} = g_{ce}$

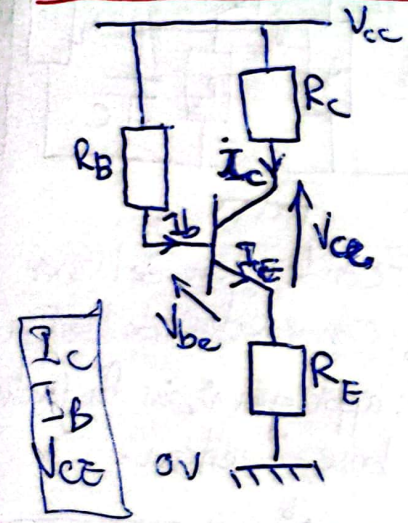
Étape de calcul d'un amplificateur : Calculer

- 1 : Le pt de fonctionnement (V_{CE}, I_C) — Etude statique
- 2 . paramètre de transistor g_m, r_{be}, r_{ce} à partir de I_C — Etude dynamique
- 3 - Circuit petit signaux (annule les sources continues) on

(2) remplace le transistor par son modèle en petits signaux

- 4 - calcul les paramètres de l'amplificateur équivalent représenté par R_{in}, R_{out}, gain en tension AU_0
- 5 - Calcul des tensions et courants intéressants par superposition des valeurs DC et AC.

Polarisation du transistor | Par résistance de Base



Loi des mailles

$V_{cc} = R_B I_b + R_E I_E$

$I_E = I_b + I_C = (1+\beta) I_b$

$I_c = \beta I_b$

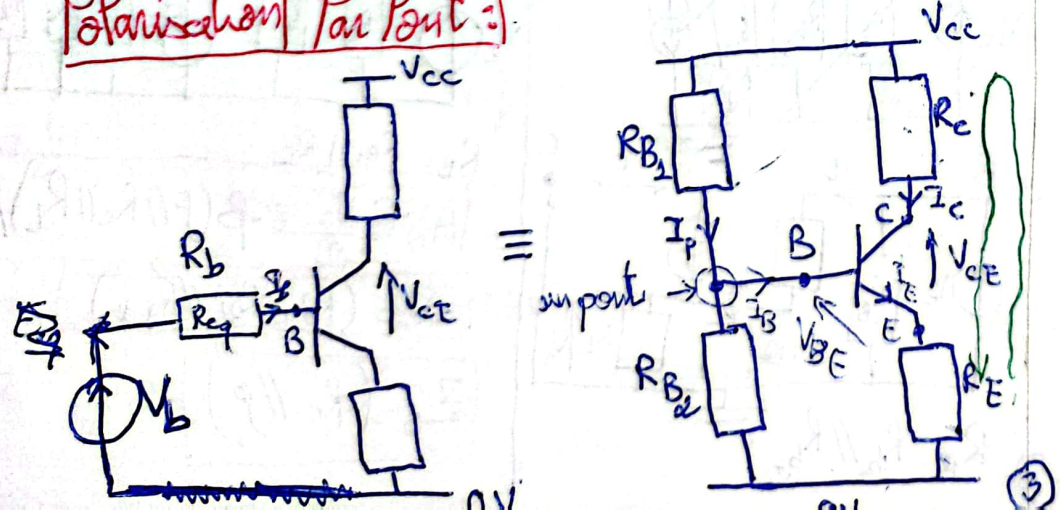
- $V_{cc} = I_b (R_B + R_E (1+\beta))$

Loi des mailles

$V_{cc} = R_c I_c + V_{CE} + R_E (I_B + I_c)$

$V_{CE} = V_{cc} - (R_c + R_E) I_c - R_E I_B$

Polarisation Par Pont :



Pont ≡ la résistance liée à Base

Théorème de Thevenin au circuit d'entrée :

$$V_b = \frac{R_{B_2}}{R_{B_1}+R_{B_2}} V_{cc}$$

$$R_b = \frac{R_{B_1} R_{B_2}}{R_{B_1}+R_E} = R_{B_1} // R_{B_2}$$

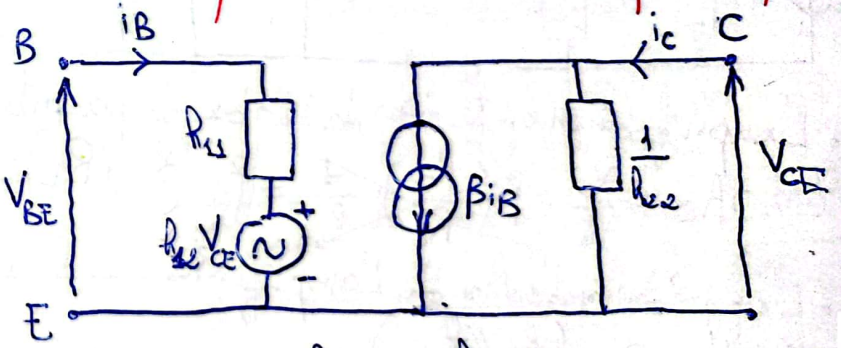
$V_b = R_b I_B + V_{BE} + R_E (I_B + I_c)$ et $I_c = \beta I_B$

$$I_B = \frac{V_b - V_{BE}}{R_b + (\beta+1) R_E}$$

Loi d'ohm (m.s) : $V_{cc} = R_c I_c + V_{CE} + R_E (I_c + I_B$

maille sortie $\Rightarrow V_{CE} = V_{cc} - (R_c + R_E) I_c - R$

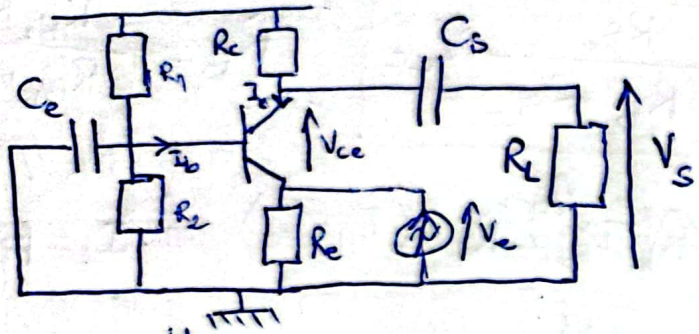
Schéma équivalent du transistor pour les petit.



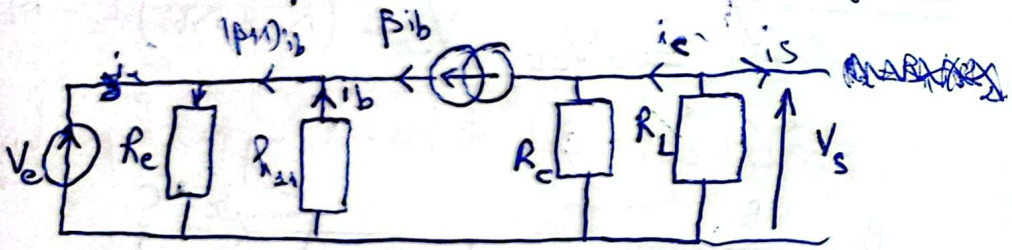
$$\begin{cases} V_{BE} = h_{11} i_B + h_{12} V_{CE} \\ i_c = h_{21} i_B + h_{22} V_{CE} \end{cases}$$

Si $h_{11} = h_{22} = 0 \Rightarrow$ Transistor idéal

Amplificateur Base Commune (BC)



- $V_{cc} = 0$ en petit signaux
- C_e et C_s sont négligeables devant celles du circuit et la structure se comporte comme le schéma (si β très grand)



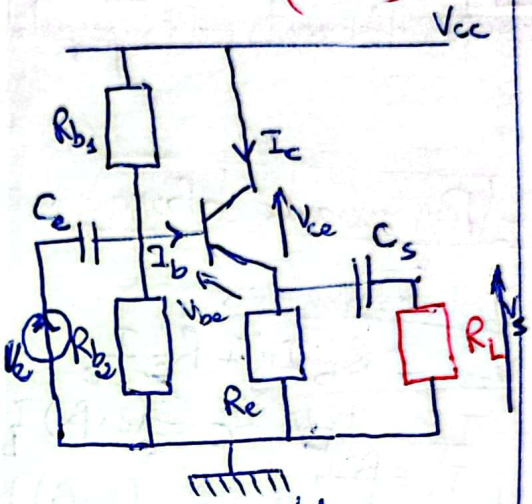
- L'amplification en tension dans la bande passante :

$$A_V = \frac{V_s}{V_e} = \beta\left(\frac{R_c}{R_L}\right)\frac{1}{h_{11}} = \frac{\beta}{h_{11}}(R_c \,//\, R_L)$$

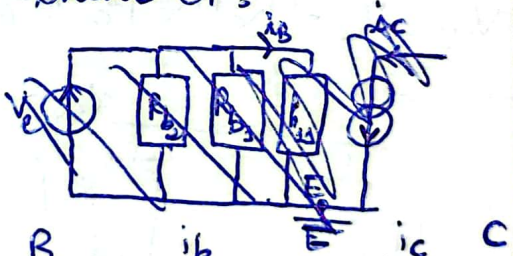
- L'impédance d'entrée de l'amplificateur dans la bande passante, $Z_e = (R_c \,//\, h_{11})$
- L'impédance de sortie dans la bande passante, $Z_s = R_c$

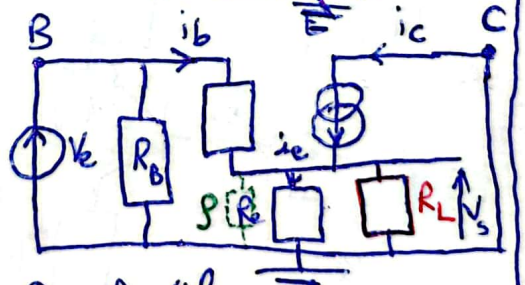
$\Rightarrow$ Cette structure se comporte en amplificateur non inverseur

Amplificateur Collecteur Commun (CC)



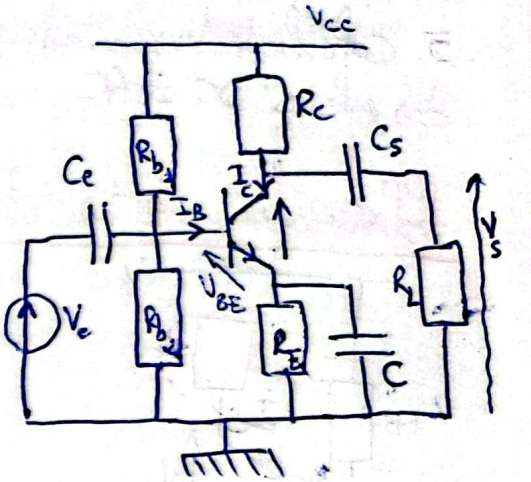
- $V_{cc} = 0$ en petits signaux
- C_e et C_s (impédances) négligeables devant celles du circuit et :



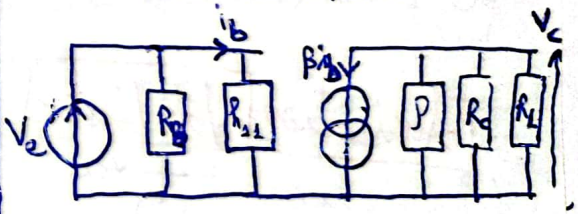


$R_B = R_{b_1} \,//\, R_{b_2}$

Amplificateur Emetteur Commun (EC)



Ce : condensateur de liaison
Cs : condensateur de liaison
C : appliquer v_e sur la jonction base-emetteur.



$R_B = R_{B_1} \,//\, R_{B_2}$

$$A_V = \frac{V_s}{V_e} = -\beta(\beta \,//\, R_c \,//\, R_L)/h_{11}$$

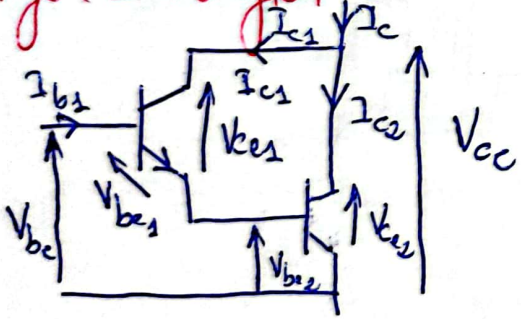
$$Z_e = (R_{b_1} \,//\, R_{b_2} \,//\, h_{11})$$

$$Z_s = (R_c \,//\, \beta)$$

- $A_v = \frac{V_s}{V_e} \approx 1$
- $Z_e = \frac{R_1 // R_2}{h_{11} + \beta(\beta // R_e // R_L)}$
- $Z_s = \frac{h_{11}}{\beta + 1}$

⇒ Cette structure se comporte en étage suiveur avec une relativement forte impédance d'entrée et faible impédance de sortie.

Montage Darlington



En régime linéaire : $(V_{cc} > 2V)$

$I_c = I_{c1} + I_{c2} = \beta 1 \cdot I_{b1} + \beta_2 I_{b2} = \beta_1 I_{b1} + \beta_2(\beta_1 + 1) I_{b1}$

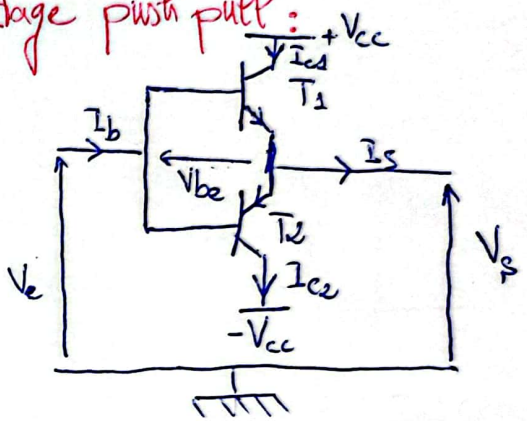
$\approx \beta_1 \cdot \beta_2 \cdot I_{b1}$

La structure fonctionne comme un transistor bipolaire ayant une très forte amplification en courant.

Mais $V_{ce\,sat}$ est élevée, $V_{ce\,sat} = V_{ce1\,sat} + V_{be2} \simeq 1{,}5V$

Le seuil $V_{be} = V_{be1} + V_{be2} \simeq 1{,}4V$

Etage "push pull" :



T_1 et T_2 sont des transistors complémentaires de même amplification

- Si $I_s > 0$: c'est T_1 qui travaille $I_{c1} \simeq I_s$ et T_2 bloqué
- Si $I_s < 0$: c'est T_2 qui travaille $I_{c2} \simeq -I_s$ et T_1 bloqué

- En régime linéaire $([V_{cc} - 1V] > V_s < [-V_{cc} + 1V])$, $I_s = \beta$
- La structure est un étage amplificateur de courant.

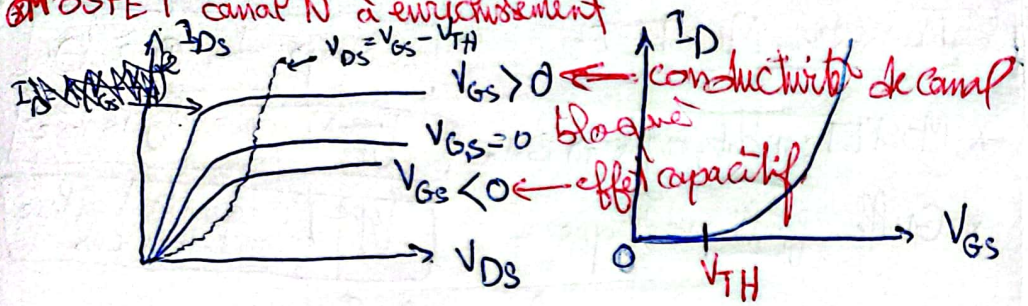
$V_s = V_e + V_{be}$

- $V_{be} = 0{,}7V$ si $I_s > 0$
  $V_{be} = -0{,}7V$ si $I_s < 0$

⇒ Il y a distorsion du signal V_s / à V_e

⇒ Ce structure est suiveur de tension.

MOSFET canal N à enrichissement



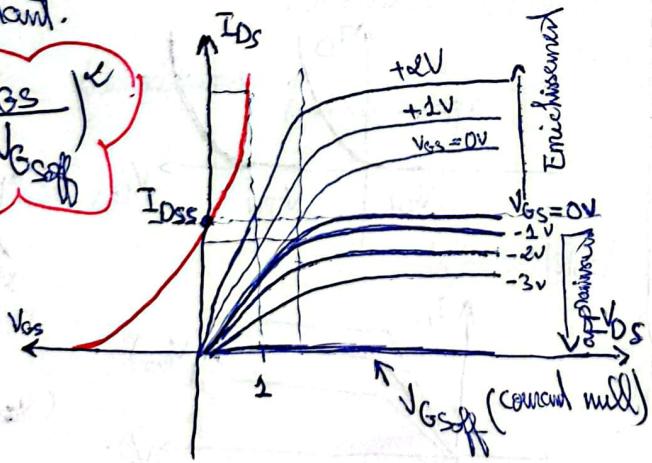
* $V_{GS}=0$ • aucun canal entre D et S n'existe,
• $I_D=0$: le transistor est bloquée

* $V_{TH}>V_{GS}>0$ • Les e^- sont attirés sous la grille mais encore en nombre inférieur aux majoritaires. Le transistor reste bloqué.

* $V_{GS}>V_{TH}$: • un canal s'établit entre S et D et un courant I_D circule.

• si $V_{DS}>V_{GS}-V_{TH}$ Le transistor est dans une zone de saturation en courant.

$$I_{DS}=I_{DSS}\left(1-\frac{V_{GS}}{V_{GSoff}}\right)^2$$



Les avantages de MOSFET / au JFET:

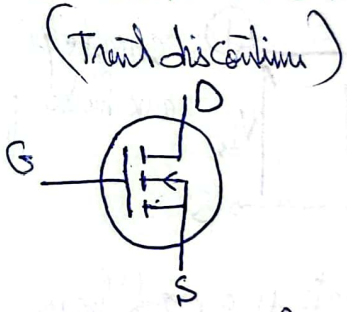
• La grille est isolée du canal : le courant de fuite de la grille est beaucoup plus faible que celui du JFET.
↳ Z_e (entre G et S) est beaucoup plus élevée que celle de JFET.

• Si le JFET ne peut fonctionner qu'en régime de déplétion, Le MOSFET peut fonctionner dans les deux régimes de déplétion et d'enrichissement.

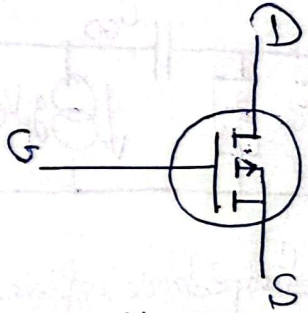
• MOSFET polarisé par une tension de grille nulle.

-2- Le MOSFET à canal induit (MOSFET-E)

(Transistor discontinu)



MOSFET canal N

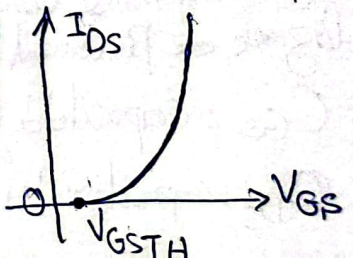


MOSFET-E canal P

• En l'absence de tension grille ($V_{GS}=0$), Le MOSFET-E canal N se comporte comme un interrupteur ouvert bloqué.

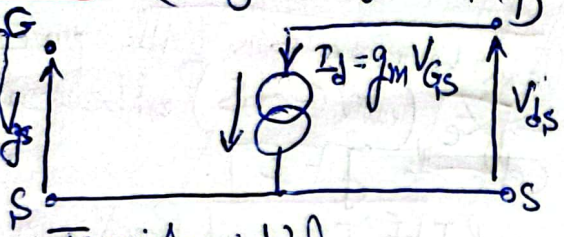
$$I_{DS}=K\left[V_{GS}-V_{GSTH}\right]^2$$

TH = seuil

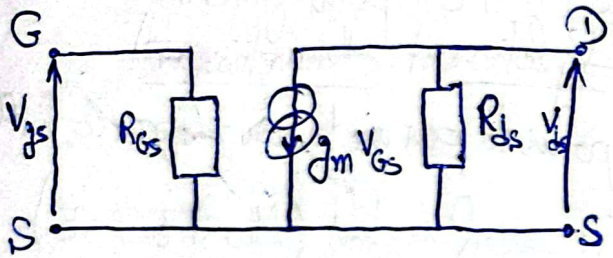


* Transistor JFET : (En régime dynamique basse fréq)

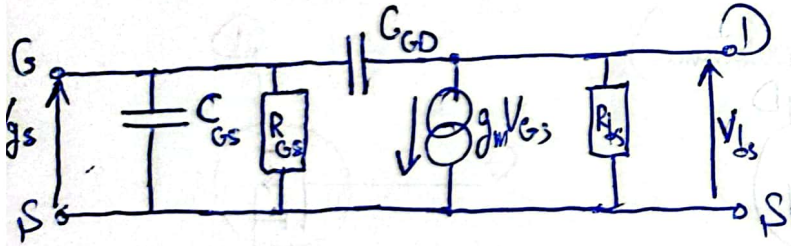
$g_m = g_{m_0}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS\,bloq}}\right)$ V_{gs}



Transistor idéal



circuit équivalent aux basses fréquences



circuit équivalent aux hautes fréq

V_{gs} : Entrée d'impédance infinie en statique modélisé par un circuit ouvert.

- R_{ds} : Résistance de sortie très grande. Peut être négligée (résistance entre le drain D et la source S)
- R_{GS} : résistance entre le drain et la source. (définie dans la zone de pincement et non dans la zone ohmique)
- C_{GS} : capacité de jonction entre la grille et la source.
- C_{DS} : capacité inter-électrode entre le D et la S.

Transistor MOSFET :

Champ : de ⊕ à ⊖

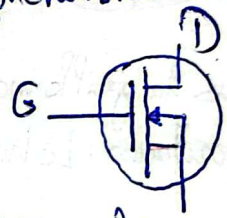
Type N : courant dû aux e^-

Type P : le courant et les e^- sont de même sens

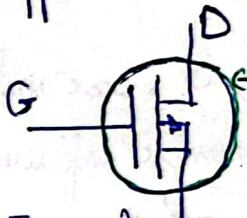
* MOSFET : métal, oxyde et S.C
* Grille : feuille métallique

-1- MOSFET à canal préalable

- fonctionner en régime d'appauvrissement (appauvrir le canal des e^-)



- MOSFET canal N

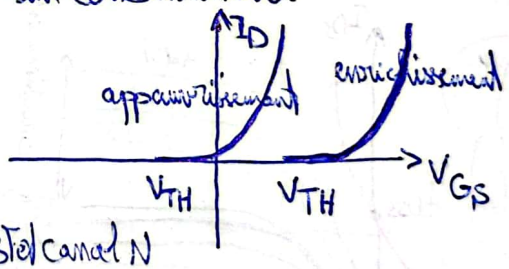


- MOSFET canal P

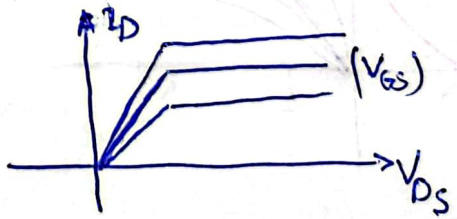
G : feuille d'aluminium (conducteur)

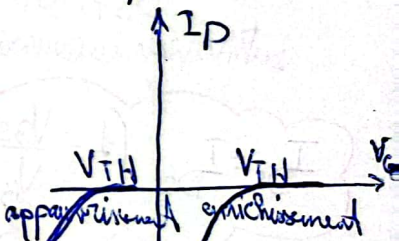
Canal N : isolant

* conducteur - isolant - semi-conducteur se comporte comme un condensateur.

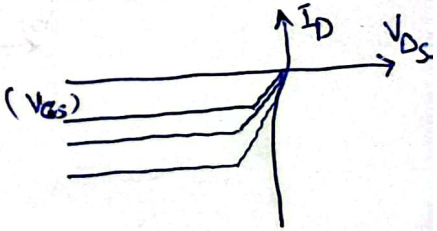


MOSFET canal N





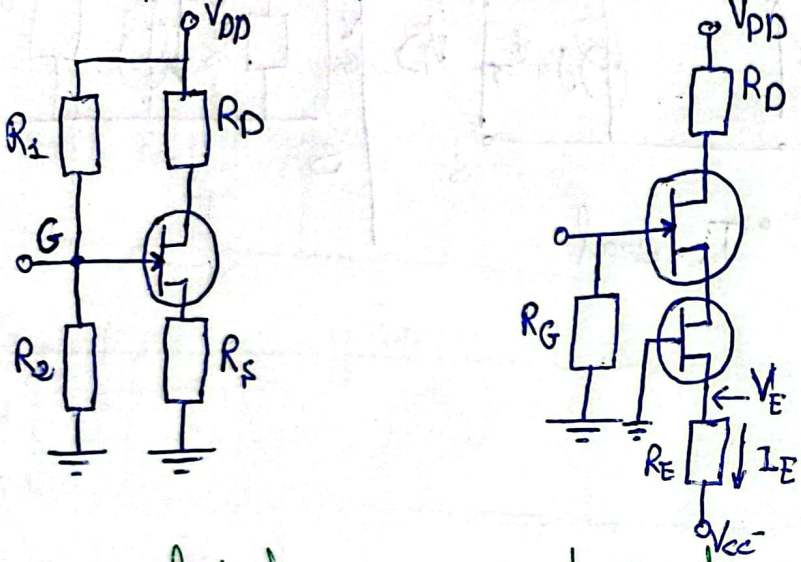
MOSFET canal P



CamScanner

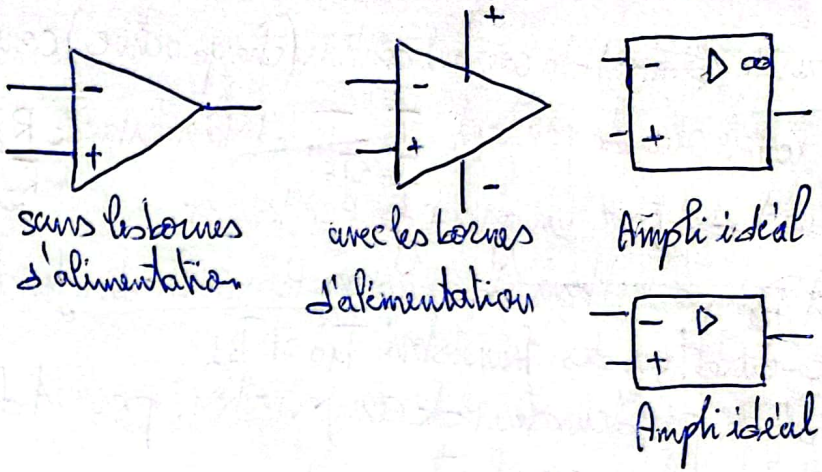
stabilisation du pt de fonct

polarisation par pont diviseur :



polarisation par source de courant

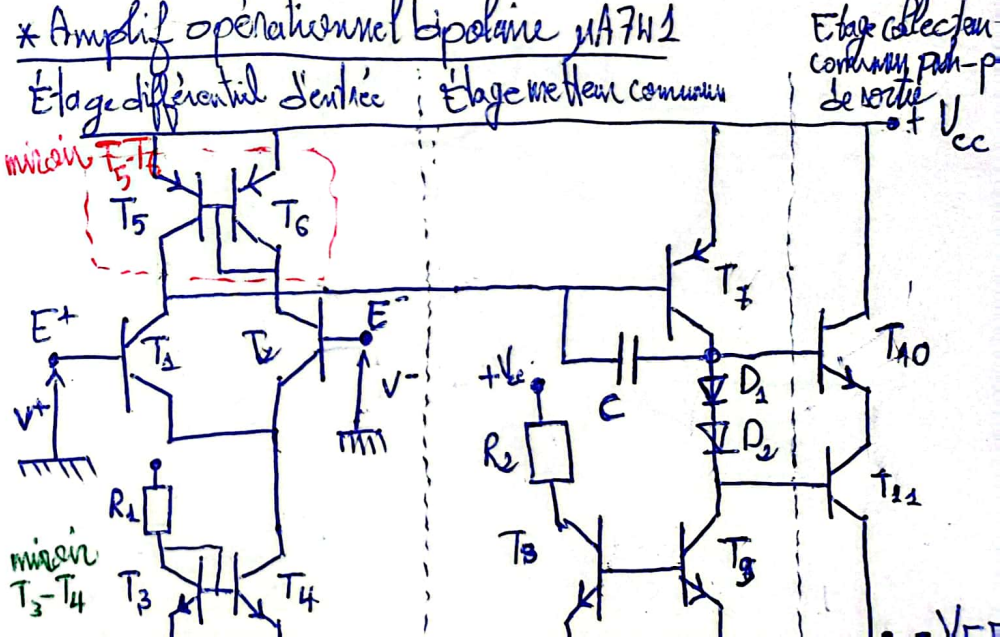
$$I_E = \frac{V_E - V_{cc}}{R_E}$$



Des Amplificateurs operationnel

L'amplificateur op polarisé par une source de tension continue positive $+V_{cc}$ et une source de tension continue négative $-V_{EE}$

* Amplif opérationnel bipolaire µA741

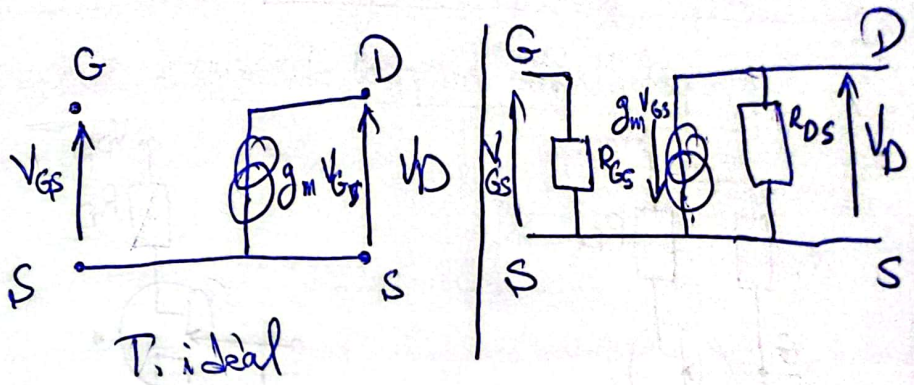


* La source (~~Courant~~) de courant continu (charge active) constitué par le miroir de courant $\frac{T_3 - T_4}{T_5 - T_6}$ et la résistance $\frac{R_1}{R_2}$ permet d'obtenir un grand gain en tension.

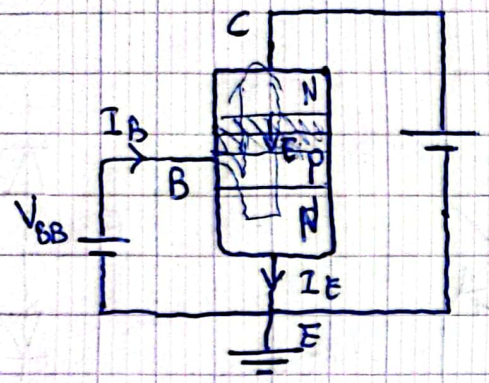
* D_1 et D_2 permettent de compenser les seuils des jonctions base-émetteur des transistors T_{10} et T_{11}

* C est un condensateur de compensation : permet d'ajuster la fréq de coupure haute.

* Le montage collecteur commun des transistor bipolaires T_{10} et T_{11} permet d'obtenir une faible résistance de sortie.



T. idéal



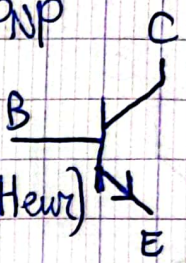
I_E : courant d'emetteur
I_C : ___ Collecteur
I_B : ___ Base

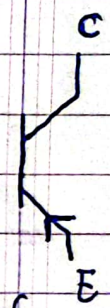
$$I_E = I_B + I_C$$
$$I_C = \alpha I_E \quad | \quad 0{,}95 \leqslant \alpha \leqslant 0{,}99 \quad I_C = I_E$$
$$I_C = \beta I_B$$

β noté : h_{e1} ou h_{fe}

↑ rapport entre le courant du collecteur et celle du Base

② types de Transistor : NPN & PNP



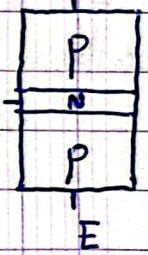


* NPN :

- N fortement dopée (Emetteur)
- P très mince, faiblement dopée (Base)
- N faiblement dopée (collecteur)

nbre d'é plus nombreux que N dans le



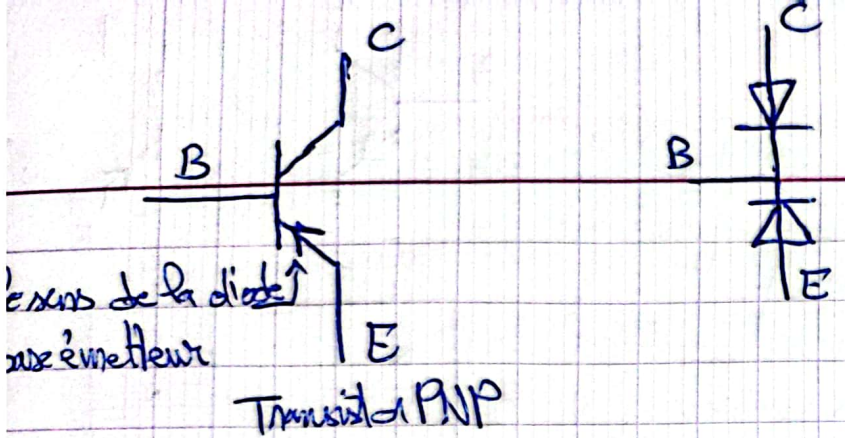


* PNP :

- P fortement dopée (Emetteur)
- N très mince, faiblement dopée (Base)
- P faiblement dopée (collecteur)



Si on applique 1 générateur (rien ne se produit)
↳ la zone de déplétion devient plus large
• si on applique 2ème générateur il apparaît un courant circule entre la base et l'emetteur (courant de Base I_B)

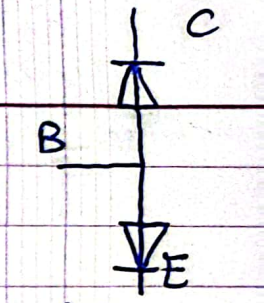


Collecteur = C

Base = B

Emetteur = E

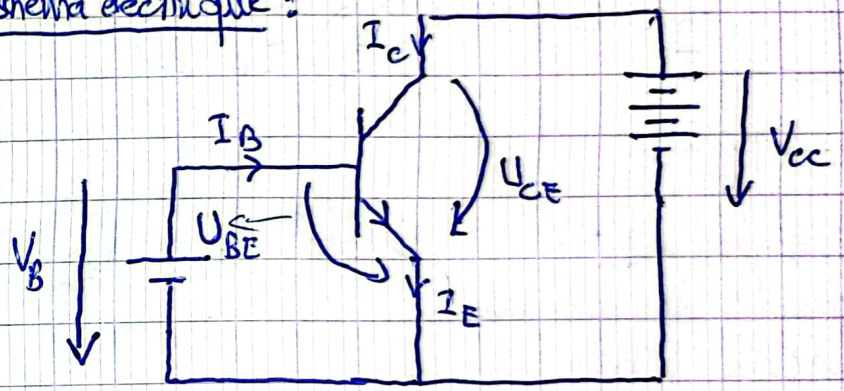
Transistor NPN



Analogie à diodes

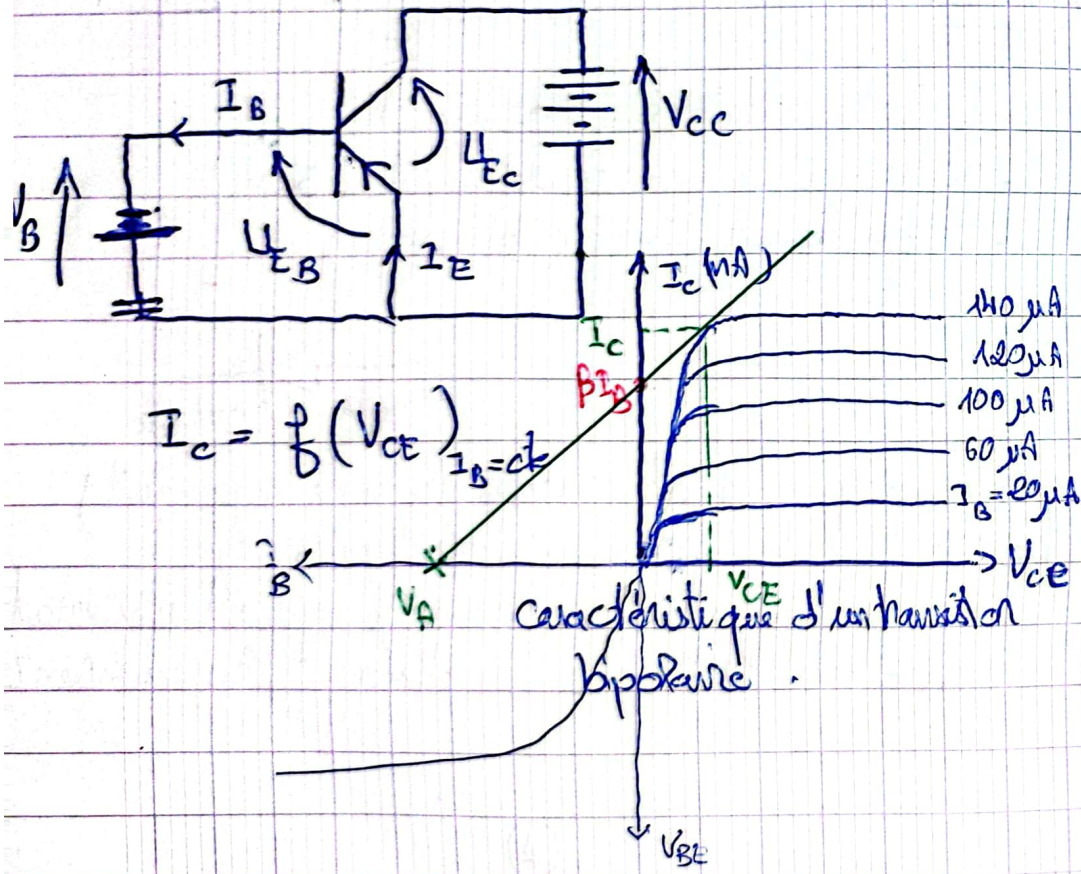
indique le sens direct de la diode base-émetteur

Schéma électrique :



$I_E = I_B + I_C$

- Si $U_B < 0{,}4\,V \Rightarrow$ Il n'y a pas de courant I_B
  - ↳ donc pas de courant I_C (car I_C dépend de I_B)
- un courant d'é pour NPN (charge (−))
- un courant de trous pour PNP (charge (+))



Caractéristique d'un transistor bipolaire.

β : cst qui ne dépend que du type du transistor.

$I_C = \beta I_B$ se remplace par $I_C = \beta I_B + \frac{1}{\rho} V_{CE}$

ρ : résistance interne de sortie du transistor

$\frac{1}{\rho}$ noté h_{22} ou h_{oe}

$$I_C(U_{CE}) = I_C(I_B)\left(1 + \frac{U_{CE}}{V_A}\right)$$

$\frac{1}{\rho} V_{CE}$ négligeable devant βI_B pour ρ très important

V_A ← potentiel de Early

Polarisation du transistor :

le pt de fonctionnement (V_{CE}, I_C)

tension entre C et E ↑ ↑ courant du C

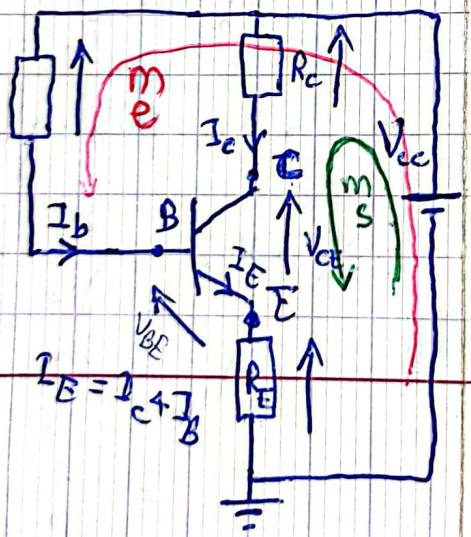
Polarisation par une résistance de base

DTI$_B$ (loi d'Ohm) : dans la maille d'entrée me

$V_{cc} = R_b I_B + 0,7 + R_E(I_B + I_C)$

or $I_C = \beta I_B$

$\Rightarrow I_B = \frac{V_{cc} - 0,7}{R_B + (\beta+1)R_E}$

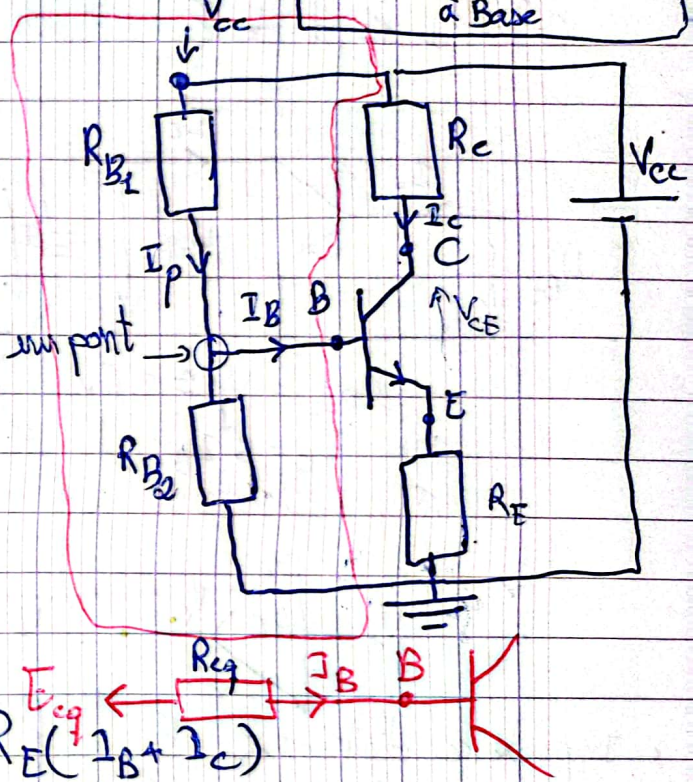


loi d'Ohm (maille de sortie) : $V_{cc} = R_c I_c + V_{CE} + R_E(I_B + I_c)$

$\hookrightarrow V_{CE} = V_{cc} - (R_c + R_E) I_c - R_E I_B$

Polarisation Par Pont :

Pont ≡ résistance liée à Base



Théo de Thevenin au circuit d'entrée

- $V_{eq} = \frac{R_{B_2}}{R_{B_1} + R_{B_2}} V_{cc}$
- $R_{eq} = R_{B_1} // R_{B_2} = \frac{R_{B_1} R_{B_2}}{R_{B_1} + R_{B_2}}$

I_C D à partir :

$V_{eq} = R_{eq} I_B + 0,7 + R_E(I_B + I_C)$

or $I_C = \beta I_B$

$\Rightarrow I_B = \frac{V_{eq} - 0,7}{R_{eq} + (\beta+1)R_E}$

Loi d'ohm (m,s) : $V_{cc} = R_c I_c + V_{CE} + R_E(I_c + I_B)$

$\Rightarrow V_{CE} = V_{cc} - (R_c + R_E) I_c - R_E I_B$

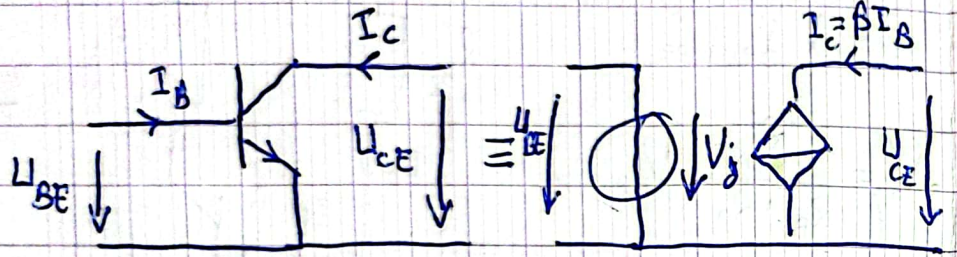
U_{BE}, U_{CB}, I_B, I_C, I_E : tension et courant de polarisation

u_{be}, u_{ce}, i_b, i_c, i_e : pt de fonct

$u_{BE}(t)$ $u_{CE}(t)$, $i_B(t)$, $i_c(t)$, $i_e(t)$: signaux complets

Modèle Grand signaux :

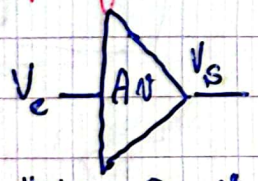
Calculer le pt de fonct ou la polarisation du transis



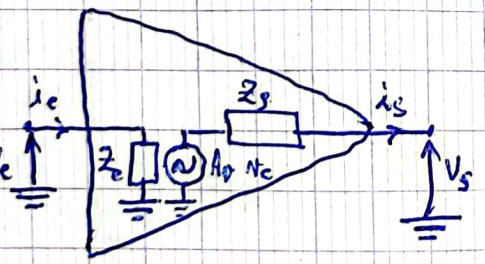
$U_{BE} = V_j \simeq 0,6\,V$

$I_C = \beta I_B$

Amplificateur



$V_S = A_V . V_e$



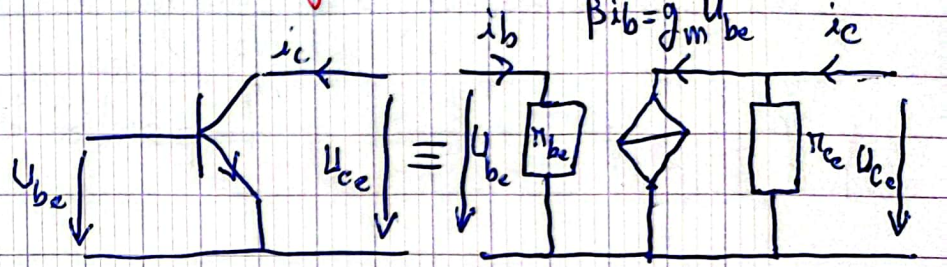
- Impédance d'entrée : $Z_e = \frac{V_e}{i_e}$
- Gain en tension : $A_V = \frac{V_S}{V_e}$

Impédance de sortie :

$$Z_S = \frac{V_S / I_{CO}}{i_S / I_{CC}}$$

(17)

Modèle Petit Signaux



Amplificateur de courant à transconductance $\Rightarrow$ un transistor peut être représenté par

- $r_{be} = \beta \frac{V_T}{I_C}$ et que $u_{be} = r_{be} i_b$
- $i_{cc} = \beta i_b = g_m u_{be}$; $g_m = \frac{I_C}{V_T}$
- $r_{ce} = \frac{1}{g_{ce}} = \frac{V_A}{I_C}$
- $g_{be} = \frac{i_b}{u_{be}} = \frac{1}{\beta} \frac{i_c}{u_{be}} = \frac{1}{\beta} \frac{dI_c}{dU_{BE}} = \frac{1}{\beta} \frac{d}{dU_{BE}} \left(I_S e^{\frac{U_{BE}}{V_T}} \right)$

$$= \frac{1}{\beta} \frac{1}{V_T} \left(I_S e^{\frac{U_{BE}}{V_T}} \right) = \frac{1}{\beta} \frac{1}{V_T} I_C$$

(18)

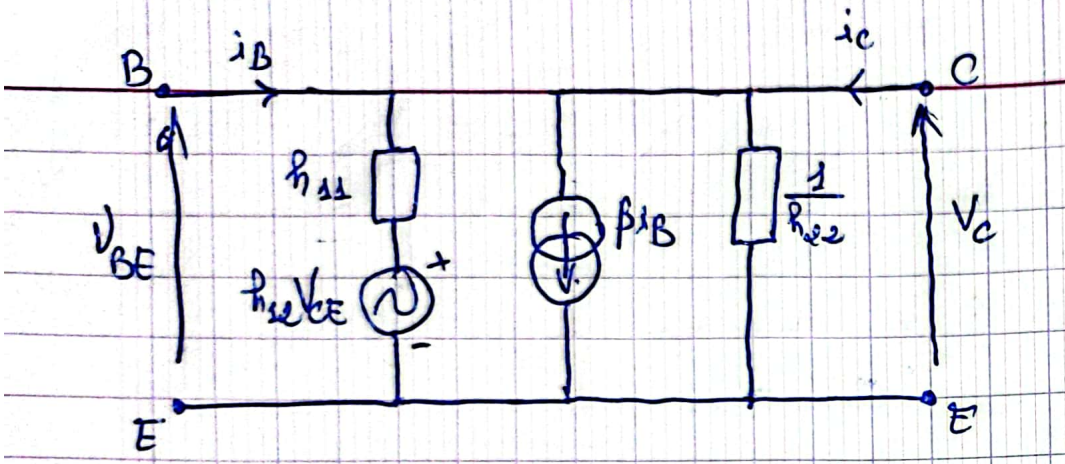
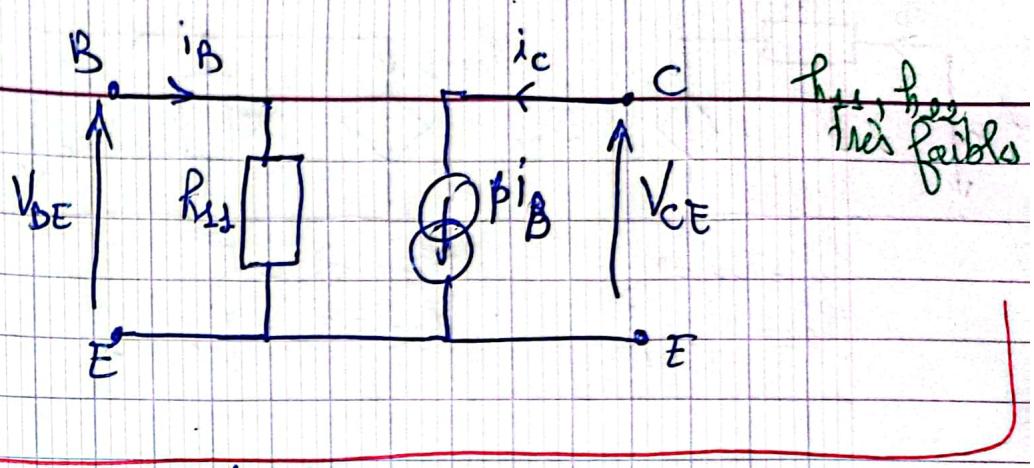
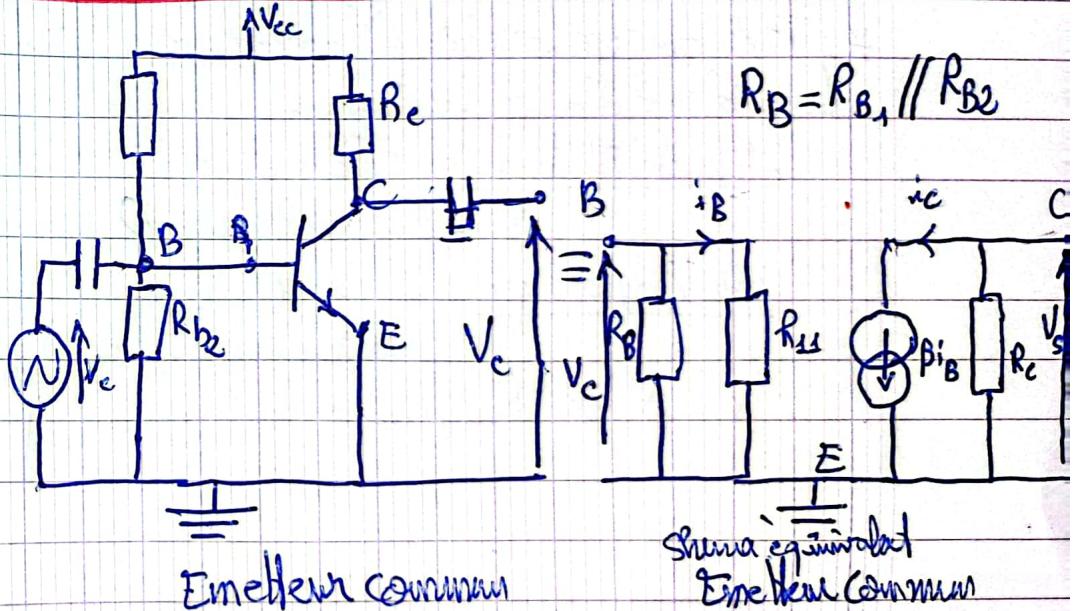


Schéma équivalent du transistor pour les petits signaux

$$\begin{cases} V_{BE} = h_{11} i_B + h_{12} V_{CE} \\ i_C = h_{21} i_B + h_{22} V_{CE} \end{cases}$$

Schéma simplifié équivalent



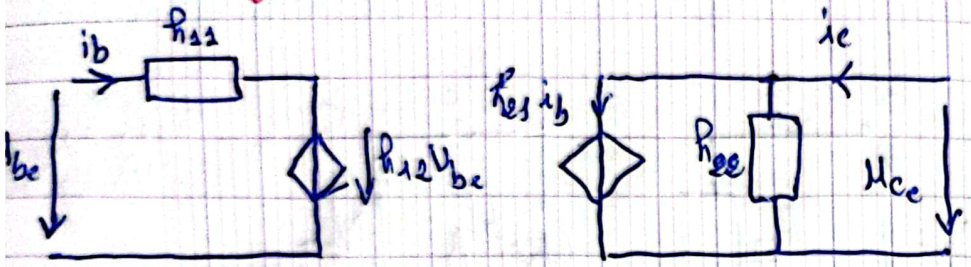


$R_B = R_{B_1} // R_{B2}$

Emetteur commun

Schéma équivalent Emetteur commun

Paramètres hybrides :



$h_{11} = h_{ie} = r_{be}$ $\quad h_{12} = h_{re} \simeq 0$

$h_{21} = h_{fe} = \beta$ $\quad h_{22} = h_{oe} = g_{ce}$

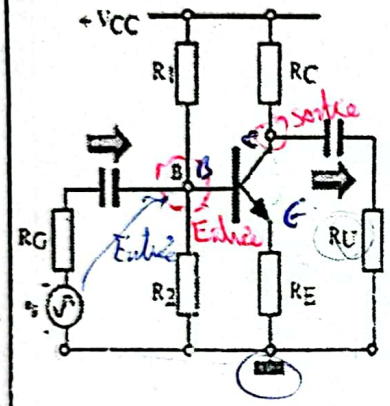
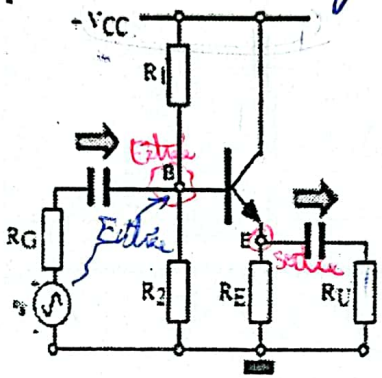
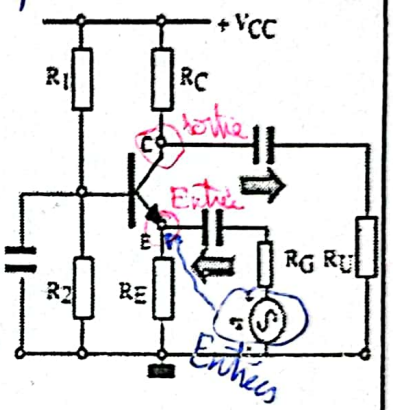
* Thé de superposition + Modèle linéaire du transistor

↳ Calcul d'amplificateur :

- Etude statique : calcul pt de fonct (source alternative ↓ 0)
- Etude dynamique : calcule g_m, r_{be}, r_{ce} courant de repos I_c ← à partir
- calcul de R_{in}, R_{out} et A_{vo} (gain en tension)

Montages fondamentaux (voir TD)

Vcc : mass dynamique

Montage émetteur commun	Montage collecteur commun	Montage base commune
		
$R_e = R_p // [r_{be} + (\beta - 1) R_E]$	$R_e = R_p // [r_{be} + (\beta + 1)(R_E // R_U)]$	$R_e \approx \frac{1}{g_m} = \frac{r_{be}}{\beta}$
$A_v = \frac{\beta (r_{ce} // R_C // R_U)}{r_{be} + (\beta + 1) R_E}$	$A_v = \frac{(\beta + 1)(r_{ce} // R_E // R_U)}{r_{be} + (\beta + 1)(r_{ce} // R_E // R_U)} \leq 1$	$A_v = (g_m + \frac{1}{r_{ce}})\ r_{ce} // R_C // R_U$
$R_s = R_C // k\, r_{ce}$ avec : $k > 1$	$R_s = R_E // \frac{(R_G // R_p) + r_{be}}{\beta + 1}$	$R_s = R_C // k\, r_{ce}$ avec : $k > 1$

$R_e = R$

$R = R_C // K r_{ce}$

CamScanner

R_g : stabilisation automatique

* **Methode :**
  - Rechercher le réseau de fonctionnement de T en déduire $I_D = f(V_{GS})$
  - Exprimer $V_{DS} = f(V_{DD}, R_D, I_D)$
  - En déduire I_D et V_{GS} de polarisation
  - En déduire alors g_m et R_o.
  - En déduire l'amplification en tension.
  - Z_{in} et V_{emax} sans distortion.

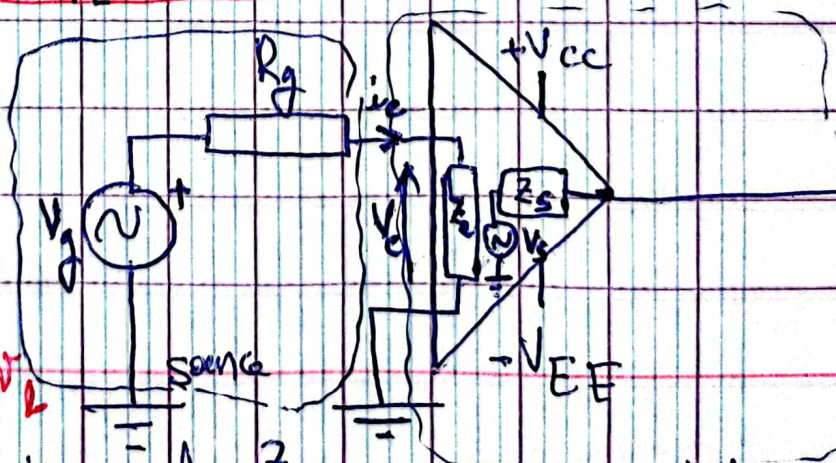
* Gain "en C.O" $\boxed{A_{VT} = \left.\frac{V_L}{V_e}\right|_{R_L=\infty} = \frac{V_s}{V_e}}$ amplification en tension

* Gain "en charge"

$$\boxed{A_{VL} = \frac{V_L}{V_e} = \frac{R_L}{R_L + Z_s} A_{VT}}$$

* Gain composite

$$A_{VC} = \frac{V_L}{V_g} = \frac{Z_e}{R_g + Z_e} A_{VL}$$



* Gain en courant : $A_i = \frac{i_L}{i_e} = \frac{A_{VL} Z_e}{R_L}$
* Gain en Puissance : $A_p = \frac{V_L i_L}{V_g i_e} = A_{VC} \cdot A_i$

* Impéd d'entrée $Z_e = \frac{V_e}{i_e}$
* Impéd de sortie $Z_s = \left.\frac{V_x}{i_x}\right|_{V_g=}$

Rqs:

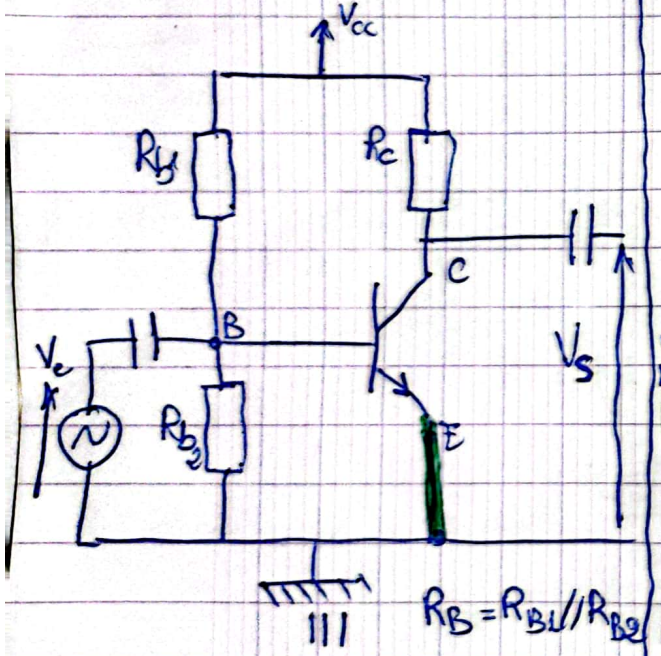
Si $h_{11} = h_{22} = 0 \Rightarrow$ Transistor idéal

- Gain de tension $A_V = \frac{V_s}{V_e}$
- Impédance d'entrée $Z_e = \frac{V_e}{i_e}\Big)_{i_s=0}$
- Impédance de sortie : $Z_s = \frac{V_s}{i_s}\Big)_{c.c}$

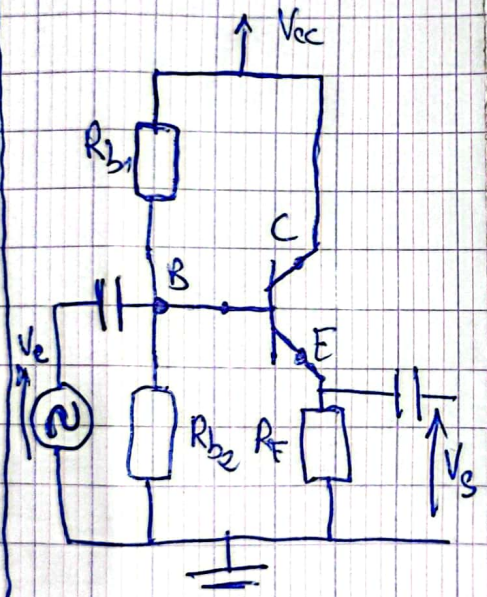
Pour la découplage : ($R_E = 0$)

- $A'_V = \frac{V_s}{V_e}$
- $Z'_e = \frac{V_e}{i_e}\Big)_{i_s=0}$
- $Z_s = \frac{V_s}{i_s}\Big)_{(c.o)\,(c.c)}$

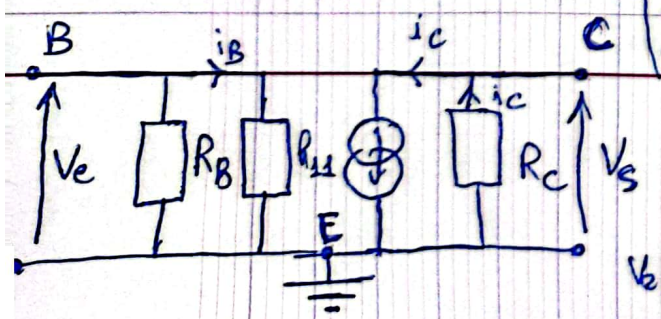
(EC)



CC



$R_B = R_{B1} // R_{B2}$



≡

