

Laboratoire 1

Diodes et applications

Première partie

Rappel de cours

La diode est un élément actif comportant deux électrodes désignées généralement par anode et cathode. La diode PN résulte de la jonction de deux éléments semi-conducteurs généralement en silicium (cf. fig. 1). L'un des éléments a subi un dopage type P , l'autre un dopage type N . A cause des propriétés particulières des semi-conducteurs, la circulation du courant à travers la jonction ne peut s'effectuer que dans le sens $P \rightarrow N$.

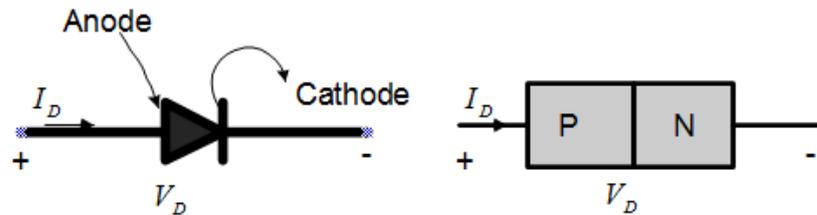


Fig.1 : Constitution et symbole d'une diode à jonction PN .

1 Courbe caractéristique

En examinant en détail la relation courant-tension d'une jonction polarisée, on constate que le courant obéit à la tension appliquée selon la loi exponentielle suivante :

$$I_D = I_s \left(\exp\left(\frac{V_D}{nV_T}\right) - 1 \right) \quad (1)$$

– le courant I_s est appelé courant inverse de saturation. C'est la valeur asymptotique du courant traversant la jonction en polarisation inverse.

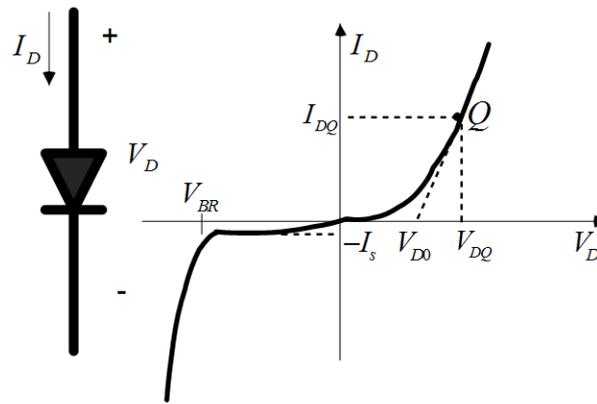
– V_T est la tension thermodynamique qui vaut $V_T = \frac{KT}{q} \simeq 26mV$ à $25^\circ C$ ($q = 1,6 \times 10^{-19}C$, $K = 1,23 \times 10^{-23} J/^\circ K$).

– n est le coefficient d'émission. Il dépend du matériau, voisin de 1 dans les jonctions de transistors au silicium et dans les diodes au germanium, et compris entre 1 et 2 dans les diodes au silicium.

La caractéristique courant-tension (1) peut être approximée convenablement par la relation $I_D \simeq I_s \exp\left(\frac{V_D}{nV_T}\right)$ dans le cas où la tension V_D excède $100mA$.

La diode est dite polarisée en direct lorsque la tension V_D est positive. Dans ce cas, la croissance exponentielle du courant est fortement marquée par la tension de seuil V_{D0} (cf. fig.2). Pour la jonction au silicium, la tension seuil V_{D0} s'établit environ entre $0.6V$ et $0.7V$.

Pour une tension appliquée $V_D < 0$, la diode est polarisée en inverse. Le courant traversant la diode de la cathode vers l'anode est extrêmement faible et croît rapidement avec la température ; il vaut I_s . On considère que la diode est bloquée.



a) Courbe caractéristique d'une diode PN

Fig.2 : Caractéristique réelle de la jonction PN

▷ Diode

Lorsque la tension inverse $|V_D|$ augmente jusqu'à atteindre une tension $|V_{BR}|$ dite de claquage, le courant augmente rapidement dans la diode entraînant sa destruction.

▷ Diode Zener

Le courant I_D est négligeable tant que $|V_D| < |V_{BR}| = |V_Z|$ (tension Zener). Au-delà, le courant I_D croît très rapidement et $V_D = V_Z$. Pour éviter la destruction de la diode zener, le constructeur spécifie le courant maximal. $|V_Z|$ varie selon le type de la diode entre quelques volts et plusieurs dizaines de volts.

2 Modèle électrique équivalent à la diode en direct

2.1 Modèles statiques

Pour étudier les structures électroniques on est conduit dans un but de simplification à linéariser la fonction $I_D = f(V_D)$ en direct. En fonction du problème à traiter différentes hypothèses peuvent être envisagées :

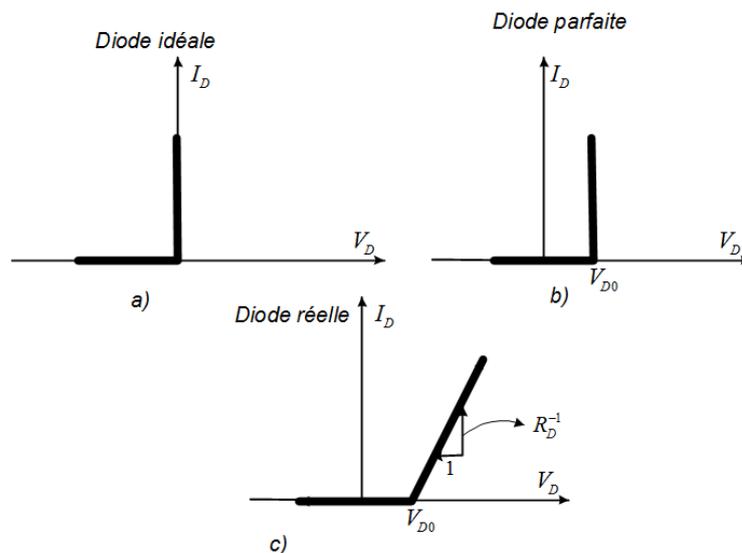


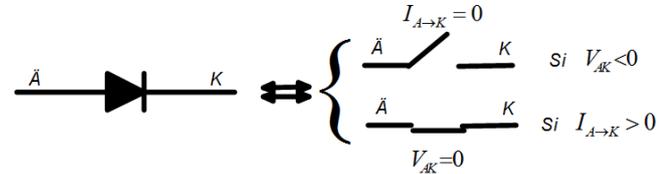
Fig.3 : Modèles de la diode en direct

◇ Diode idéale

Si $V_D < 0$, le courant $I_D = 0$.

Si $I_D > 0$, la tension $V_D = 0$.

La diode est équivalente à un interrupteur :



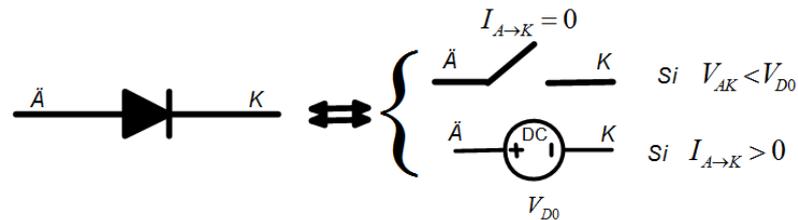
A désigne l'anode et K la cathode.

◇ Diode parfaite

Si $V_D < V_{D0}$, le courant $I_D = 0$.

Si $I_D > 0$, la tension $V_D = V_{D0}$.

La diode est équivalente soit à un circuit ouvert, soit à une source de tension parfaite de f.é.m V_{D0} :

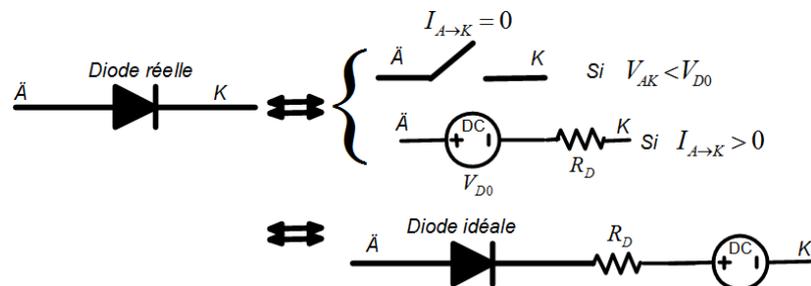


◇ Diode réelle

Si $V_D < V_{D0}$, le courant $I_D = 0$.

Si $I_D > 0$, la tension $V_D = V_{D0} + R_D I_{A \rightarrow K}$.

La diode est équivalente soit à un circuit ouvert, soit à une source de tension de f.é.m V_{D0} et de résistance interne R_D :



2.2 Résistance dynamique et modèle dynamique

Dans quelques applications, on cherche à déterminer le comportement en AC du circuit à diodes autour d'un point de fonctionnement. On a donc une superposition d'un signal DC et d'un signal AC de faible amplitude.

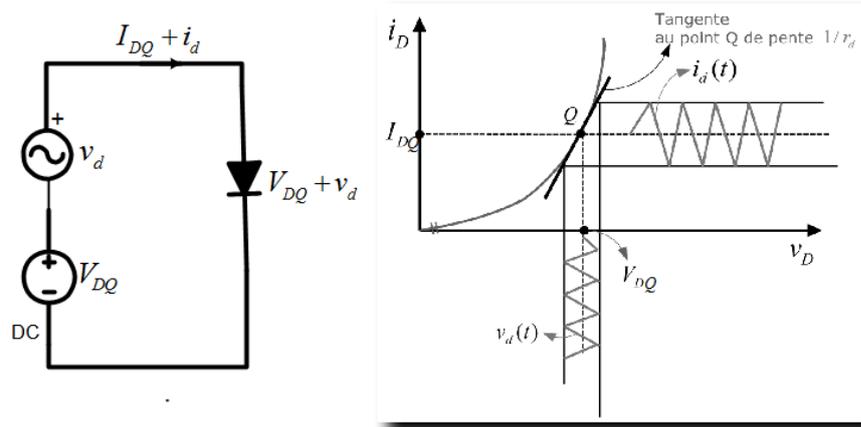


Fig.3 : Excitation AC de la diode de faible amplitude autour du point de fonctionnement Q

Le signal instantané appliqué à la diode est :

$$v_D = V_{DQ} + \underbrace{v_d}_{\text{Composante AC}}$$

Le courant dans la diode correspondant s'écrit :

$$\begin{aligned} i_D &\simeq I_s \exp\left(\frac{v_D}{nV_T}\right) \\ &= \underbrace{I_s \exp\left(\frac{V_{DQ}}{nV_T}\right)}_{I_{DQ}} \exp\left(\frac{v_d}{nV_T}\right) \\ &\simeq I_{DQ} \left(1 + \frac{v_d}{nV_T}\right), \quad \underbrace{\left|\frac{v_d}{nV_T}\right|}_{\text{Faible signal}} \ll 1 \end{aligned}$$

Il s'ensuit que :

$$i_d = i_D - I_{DQ} \simeq \underbrace{\frac{I_{DQ}}{nV_T}}_{1/r_d} v_d$$

où r_d est la résistance dynamique de la diode définie par : $r_d = \frac{nV_T}{I_{DQ}}$.

En polarisation directe, la diode est équivalente en dynamique au circuit suivant :

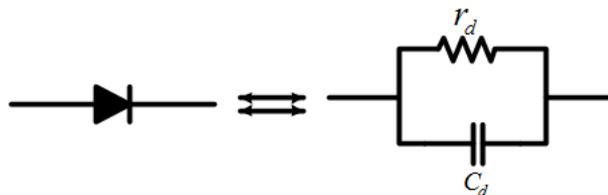


Fig.4 : Schéma équivalent en polarisation directe petits signaux de la diode

3 Modèle de la diode zener

Dans le sens direct, cette diode se comporte comme une diode normale, dans le sens inverse la diode zener est équivalente à une source de tension de f.é.m V_z et de résistance interne r_z (cf. fig.5) :

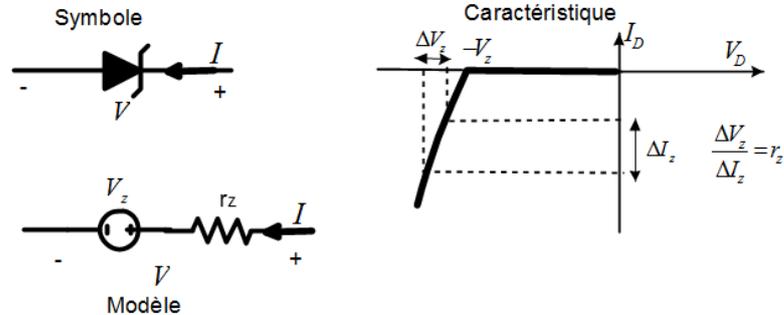


Fig.5 : Modèle, symbole et caractéristique de la diode zener.

4 Applications des diodes

4.1 Redressement

Les redresseurs sont des circuits qui permettent de transformer l'alternatif en DC. On distingue deux types de redresseurs : mono alternance et bi alternances. Le principe est décrit dans la figure suivante :

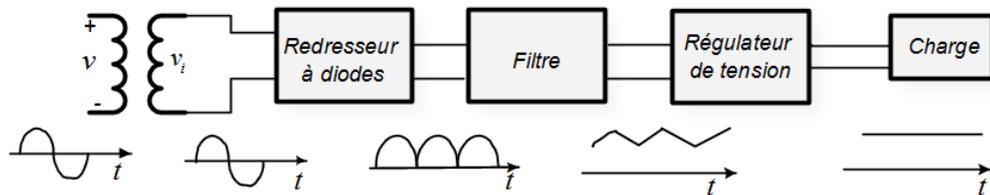


Fig.6 : Chaîne de conversion AC-DC

On suppose dans ce qui va suivre que les diodes sont caractérisées par une résistance directe R_D nulle.

4.1.1 Redressement monoalternance

Soit le montage suivant :

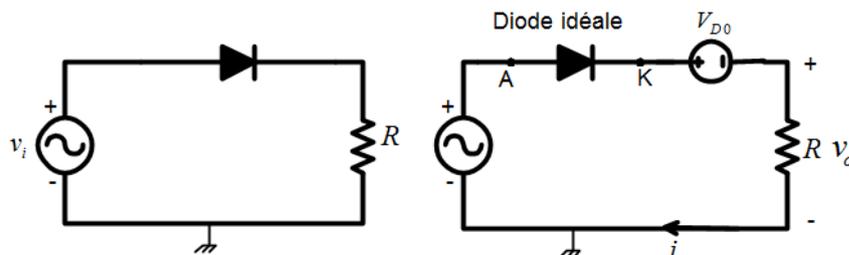


Fig.7 : Redresseur simple alternance

La tension v_i est sinusoïdale : $v_i = V_m \sin(\omega t)$ de fréquence $f = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{1}{T}$. T est la période du signal.

Si $i > 0$, la diode idéale est un court-circuit. La loi des mailles s'écrit : $v_i - V_{D0} = v_a = Ri > 0$. Donc, si :

$$v_i > V_{D0}, v_o = v_i - V_{D0}.$$

Si $v_{AK} = v_A - v_K < 0$ la diode idéale est un circuit ouvert, $v_A = V_i$, $v_K = V_{D0}$, $v_o = 0$. Donc, si :

$$v_i < V_{D0}, v_o = 0$$

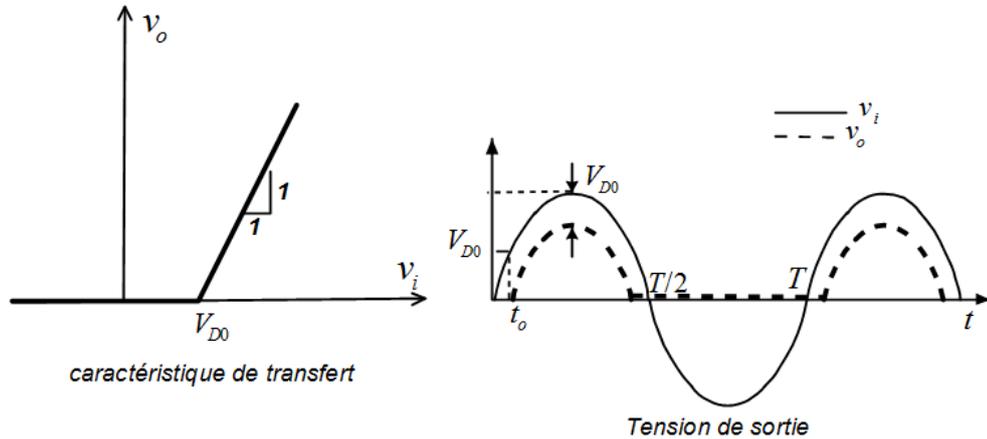


Fig.8 : Caractéristique de transfert et évolution de la tension de sortie v_o .

4.2 Redressement bi-alternances

Soit le montage suivant :

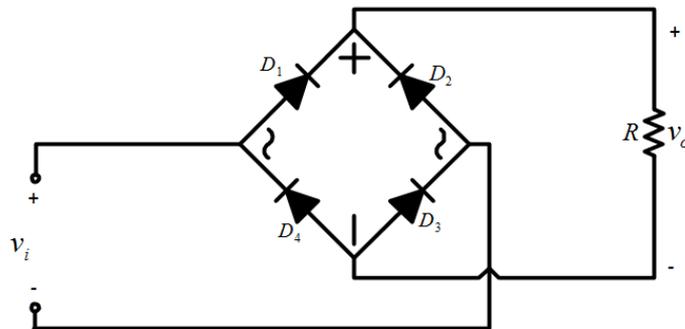


Fig.9 : Redresseur bi-alternances à pont.

En remplaçant les diodes (supposées ici identiques) par leurs modèles équivalents, on peut redessiner le schéma du redresseur double alternance ainsi :

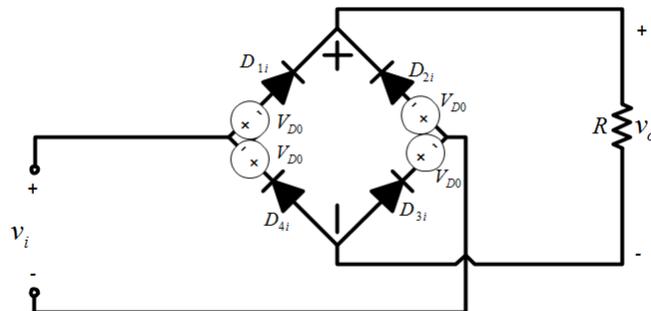


Fig.10 : Schéma équivalent

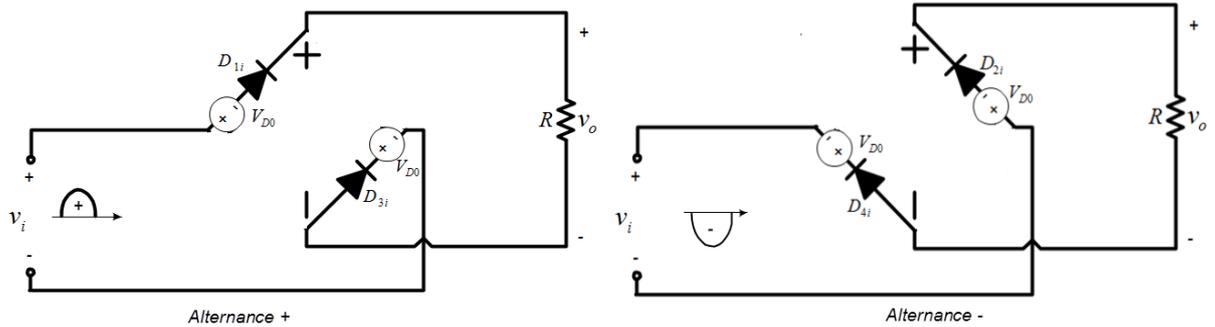
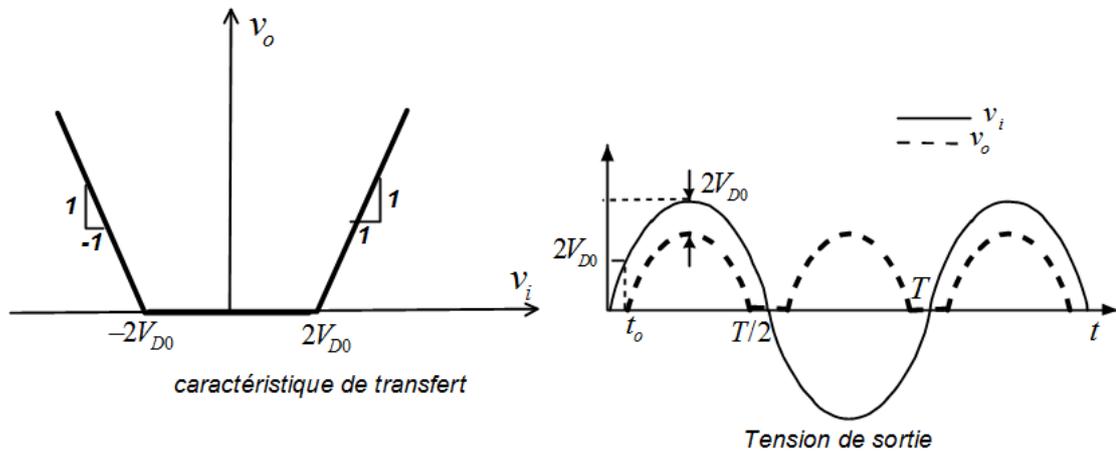


Fig.11 : a) Schéma équivalent du pont pour l'alternance +, b) celui pour l'alternance -.

Si $v_i > 2V_{D0}$, les diodes idéales D_{1i} et D_{3i} sont équivalentes à des courts-circuits, la tension de sortie vaut donc : $v_o = v_i - 2V_{D0}$.

Si $v_i < -2V_{D0}$, les diodes idéales D_{2i} et D_{4i} sont équivalentes à des courts-circuits, la tension de sortie vaut donc : $v_o = v_i + 2V_{D0}$.



4.3 Composante DC, valeur efficace et facteur de forme du signal périodique

Soit $s(t)$ un signal périodique de période T . Par définition :

$$S_{DC} = S_{moy} = \frac{1}{T} \int_T s(t) dt$$

$$S_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_T s^2(t) dt}$$

Facteur de forme :

$$F = \frac{S_{eff}}{S_{moy}}$$

◆ Pour le signal redressé monoalternance (cas où $V_{D0} = 0$) :

$$V_{o,DC} = \frac{V_m}{\pi}$$

$$V_{o,eff} = \frac{V_m}{\sqrt{2}}$$

$$F = \frac{\pi}{2}$$

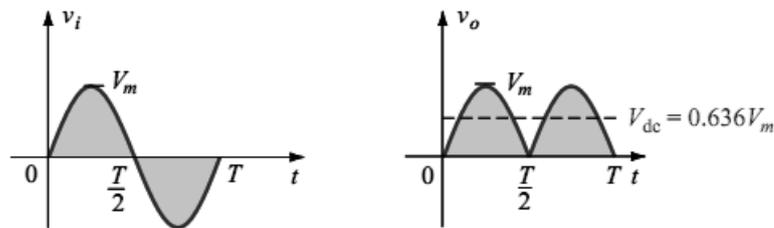
$$\text{signal d'entrée } v_i = V_m \sin\left(\frac{2\pi}{T}t\right)$$

◆ Pour le signal redressé bi-alternances (cas où $V_{D0} = 0$) :

$$V_{o,DC} = \frac{2V_m}{\pi}$$

$$V_{o,eff} = \frac{V_m}{\sqrt{2}}$$

$$F = \frac{\pi}{2\sqrt{2}}$$



Dans le cas où $V_m \gg 2V_{D0}$, la composante $V_{o,DC}$ vaut : $\frac{2(V_m - 2V_{D0})}{\pi}$

4.4 Filtrage

Le circuit de filtrage le plus simple consiste à mettre un condensateur en parallèle avec le redresseur (voir figure 12).

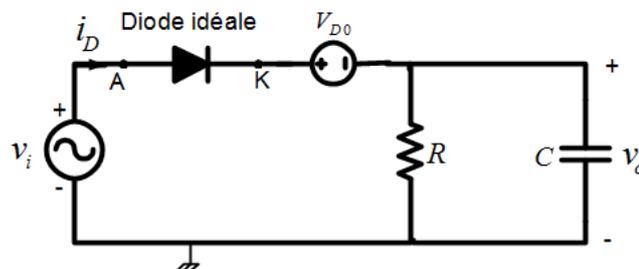
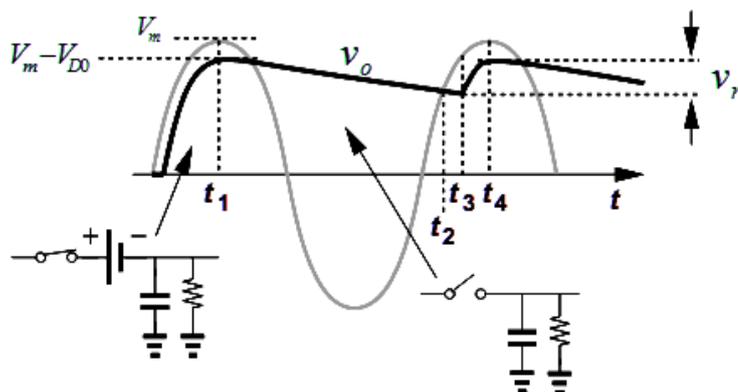


Fig.12 : Redressement et filtrage

La loi des noeuds au noeud de potentiel v_o entraîne :

$$i_D = \frac{v_o}{R} + C \frac{dv_o}{dt}$$



Lorsque la diode est passante, le condensateur se charge et $v_o = v_i - V_{D0}$. A l'instant t_1 , la diode se bloque et le condensateur se décharge avec une constante de temps $\tau = RC$:

$$v_o(t) = (V_m - V_{D0}) \exp\left(-\frac{t - t_1}{\tau}\right)$$

A l'instant $t_1 + T - \Delta t$ où $\Delta t = T_4 - T_3$ désigne le temps de conduction de la diode, la tension aux bornes du condensateur vaut :

$$\begin{aligned} v_o(t_1 + T - \Delta t) &= (V_m - V_{D0}) \exp\left(-\frac{T - \Delta t}{\tau}\right) \\ &\simeq (V_m - V_{D0}) \exp\left(-\frac{T}{\tau}\right), \quad \tau \gg T \\ &\simeq (V_m - V_{D0}) \left(1 - \frac{T}{\tau}\right) \end{aligned}$$

L'amplitude v_r des ondulations vaut donc :

$$\begin{aligned} v_r &= (V_m - V_{D0}) - (V_m - V_{D0}) \left(1 - \frac{T}{\tau}\right) \\ &= (V_m - V_{D0}) \frac{T}{\tau} \end{aligned}$$

Dans le cas d'un détecteur de pic à base d'un redresseur bi-alternances, l'amplitude des ondulations est donnée par :

$$v_r = (V_m - V_{D0}) \frac{T}{2\tau}$$

4.5 Régulateur de tension

Soit le montage suivant :

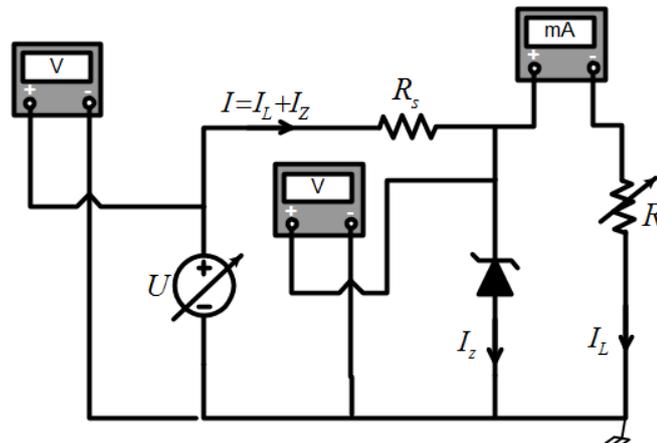


Fig.13 : Régulateur de tension

Le circuit maintient la tension au niveau de la charge R constante (elle vaut V_z) :

- lorsque la charge varie : *stabilisation aval*
- lorsque la tension d'alimentation varie : *stabilisation amont*

◇ R variable à tension $U = Cte$

le courant de charge I_L varie, s'il augmente, le courant I_z dans la diode diminue puisque $I = \frac{U-V_z}{R_s} = I_z + I_L = cte$. Pour la charge, le stabilisateur se comporte comme une source de tension constante.

◇ U variable

A un accroissement ΔU en entrée correspond un accroissement ΔU_R de la tension de sortie (au niveau de la charge) :

$$\Delta U_R \simeq \frac{r_z}{R_s} \Delta U$$

Deuxième partie

Manipulation

5 Diode

5.1 Relevé de la caractéristique de la diode à l'oscilloscope

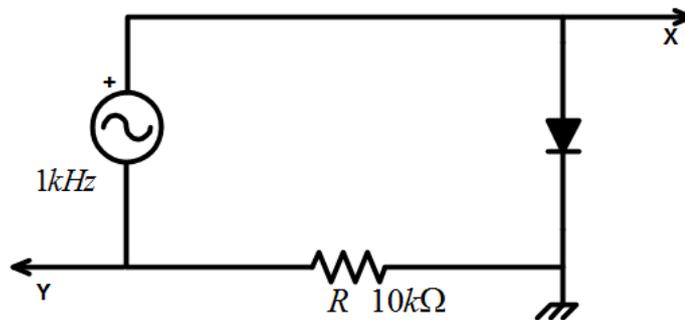


Fig.14a : Schéma pour le relevé de la caractéristique de la diode

1. Réaliser le montage de la figure 14a et relever la caractéristique de la diode. Déduire la tension seuil V_{D0} et identifier le type de diode : *Ge* ou *Si*.
2. Expliquer le rôle de la résistance R .

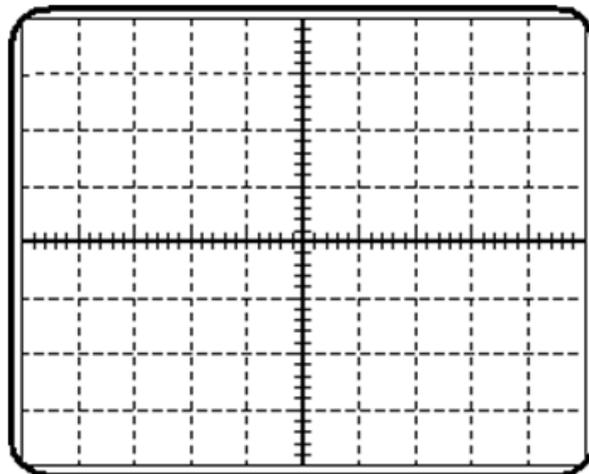


Fig.14b : Oscillogramme de la caractéristique de la diode

Note :

- Aucune sortie du générateur B.F. n'est reliée à la masse M de l'oscilloscope. On dit que le générateur B.F. travaille en sortie flottante.
- Mettre le bouton base de temps en position lissajous(X via Y)

5.2 Redressements monoalternance et double alternances

3. Réaliser le montage suivant :

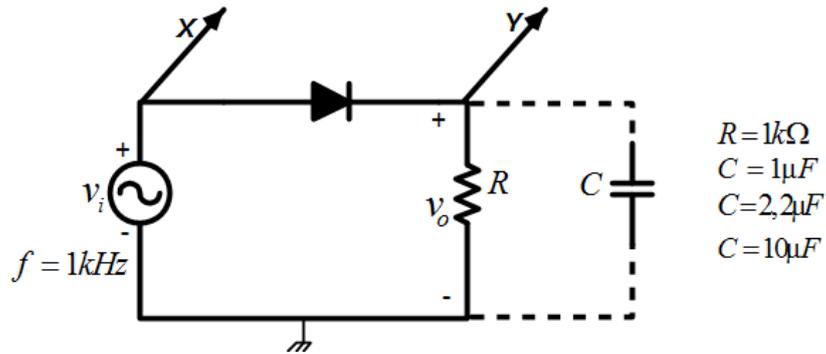


Fig.15a : redressement monoalternance et filtrage

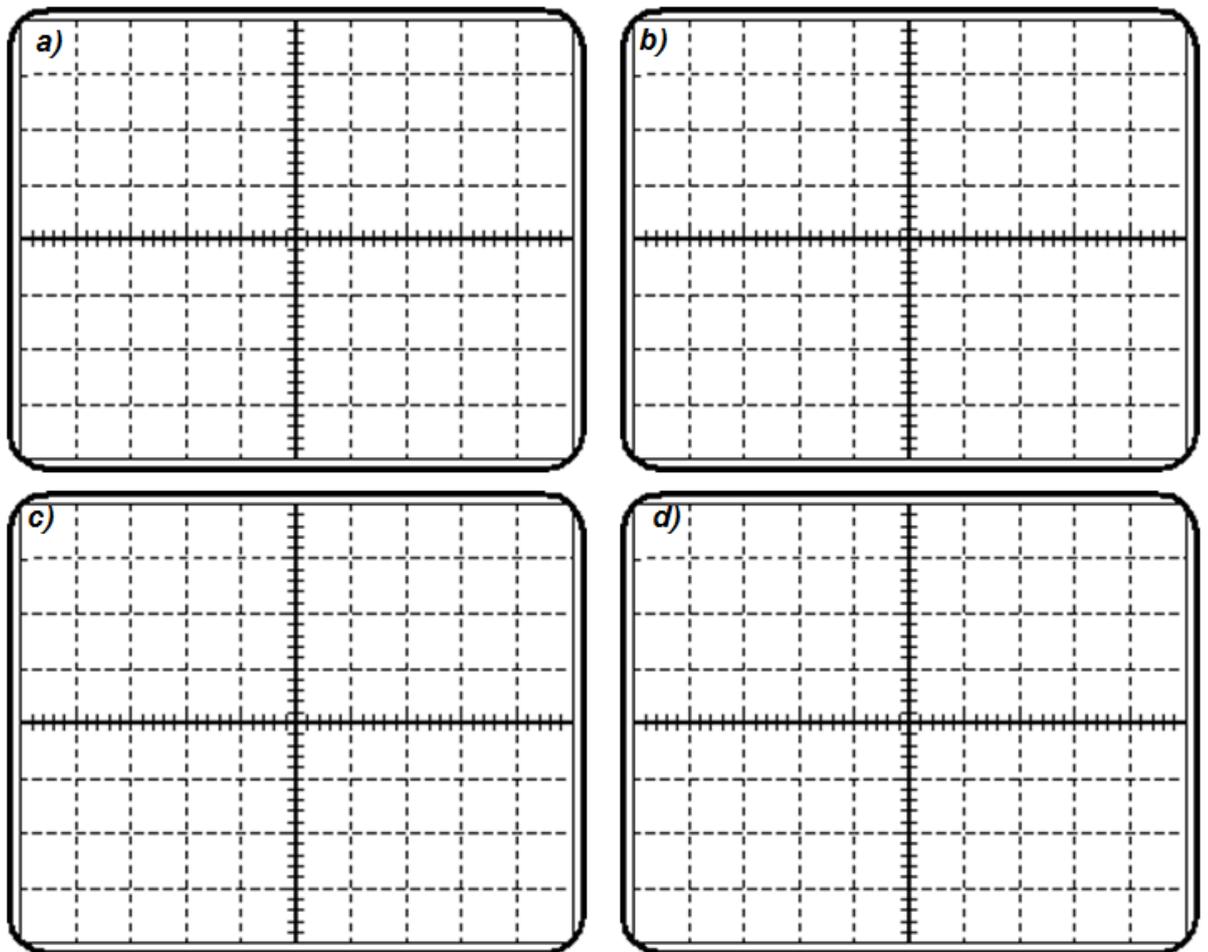


Fig. 15b : Oscillogrammes pour a) $C = 0$, b) $C = 1\mu F$, c) $C = 2,2\mu F$, d) $C = 10\mu F$.

et relever les oscillogrammes (fig.15b, a), b), c) et d)), explications.

4. Déterminer la valeur crête, la valeur moyenne et la valeur efficace pour la forme d'onde correspondante à $C = 0$.
5. Déterminer l'amplitude des ondulations v_r . Comparer ce résultat avec la valeur théorique pour les deux cas : $C = 1\mu F$, $C = 2,2\mu F$.
6. Reprendre les questions 3°, 4° et 5° pour le circuit suivant :

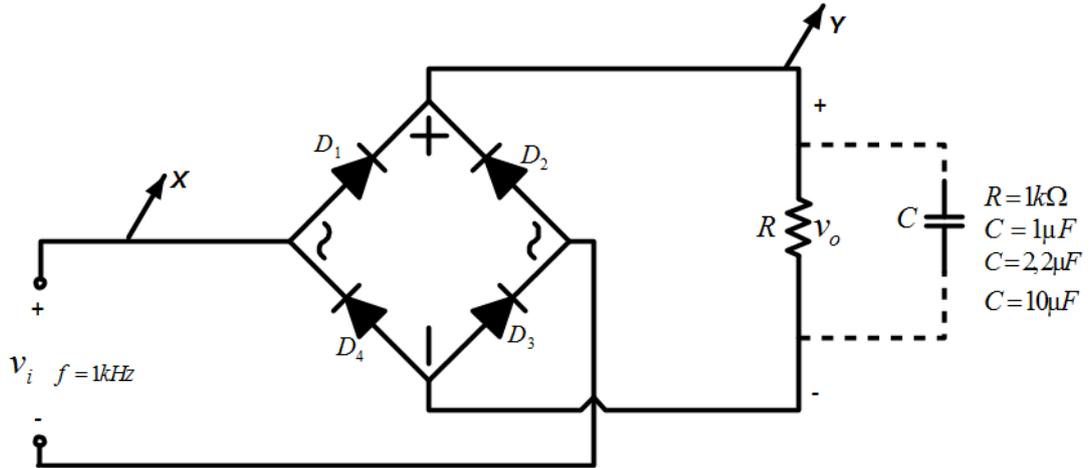


Fig.16a : Redressement bialternances et filtrage

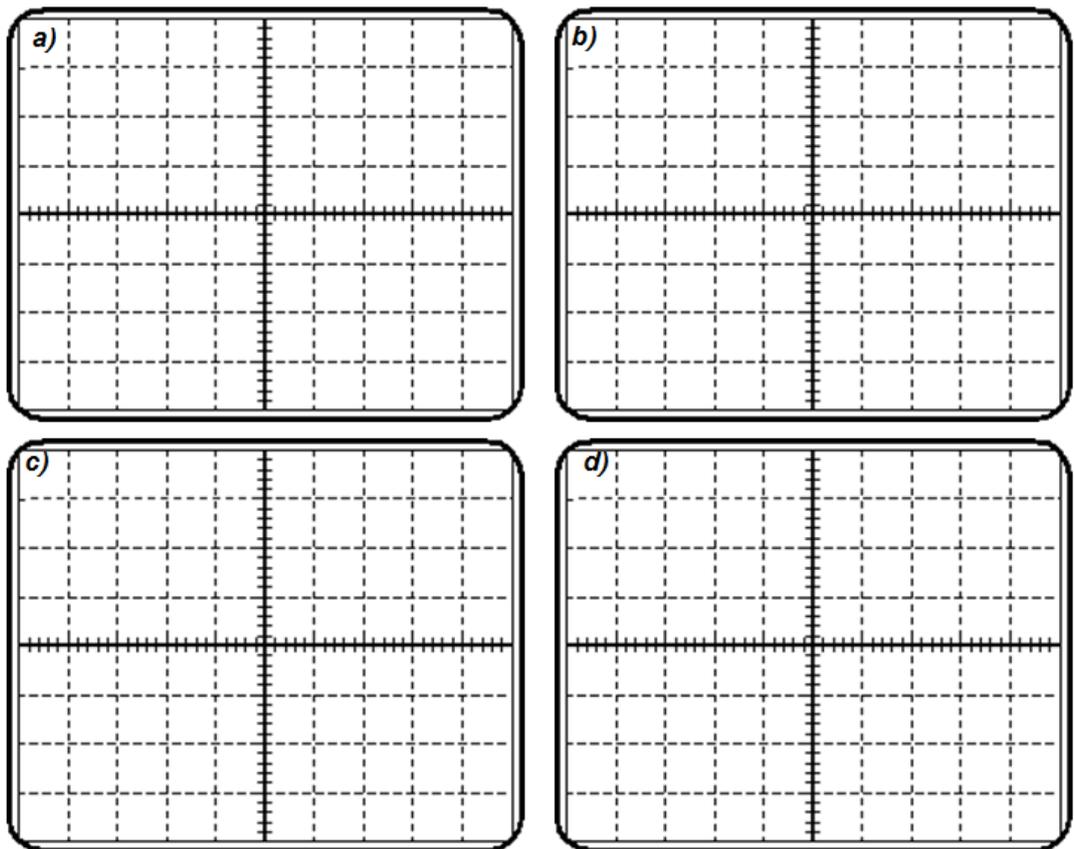


Fig. 16b : Oscillogrammes pour a) $C = 0$, b) $C = 1\mu F$, c) $C = 2,2\mu F$, d) $C = 10\mu F$.

6 Diode Zener

6.1 Relevé de caractéristique

- Réaliser le montage de la figure suivante et relever la caractéristique inverse de la diode Zener. Déterminer à partir du graphique, la tension Zener V_Z et la résistance r_z .

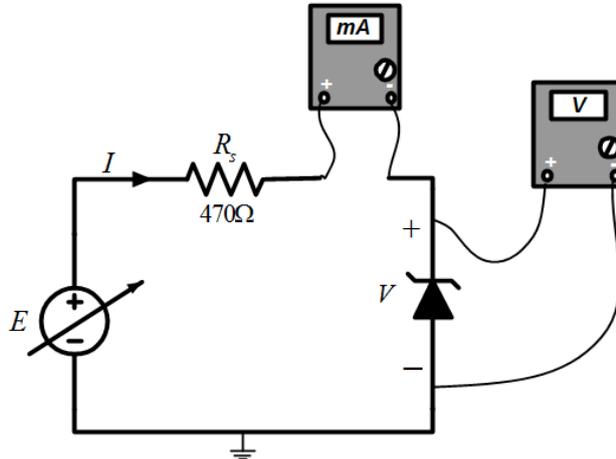


Fig.16a : Relevé de la caractéristique inverse de la diode Zener

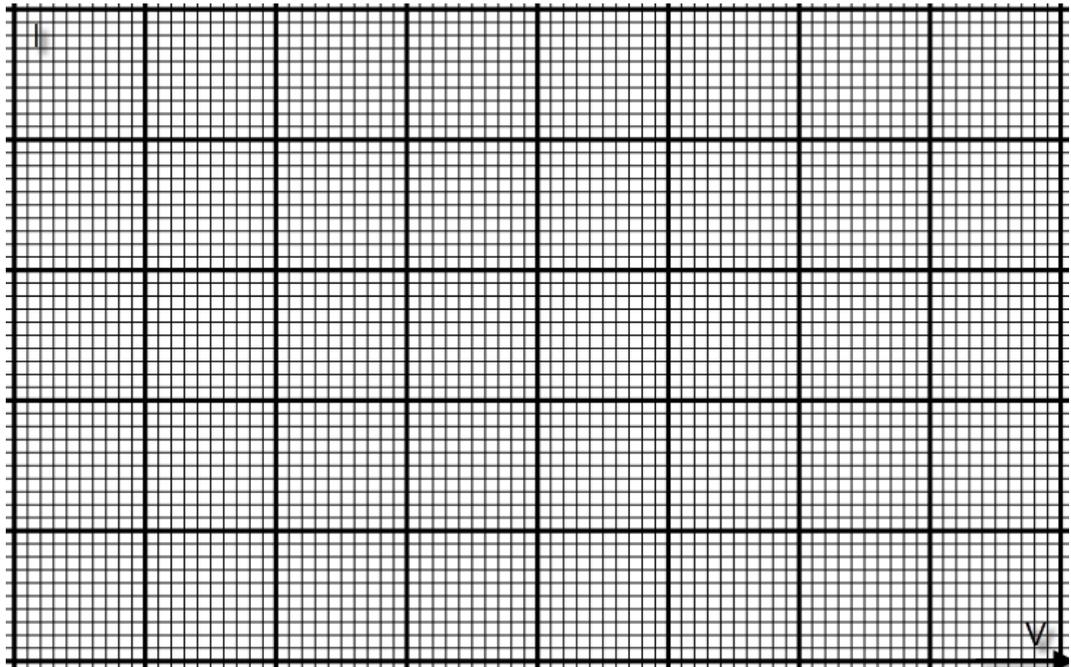


Fig. 16b : Tracé de la caractéristique inverse de la diode Zener

6.2 Stabilisation en tension

- Réaliser le montage de la figure 13 pour $R_s = 470\Omega$. Relever la caractéristique de transfert $U = f(U_R)$ pour $R = 1k\Omega$.
- Relever et tracer $I_L = f(U_R)$ pour $U = 20V$.
- Conclure

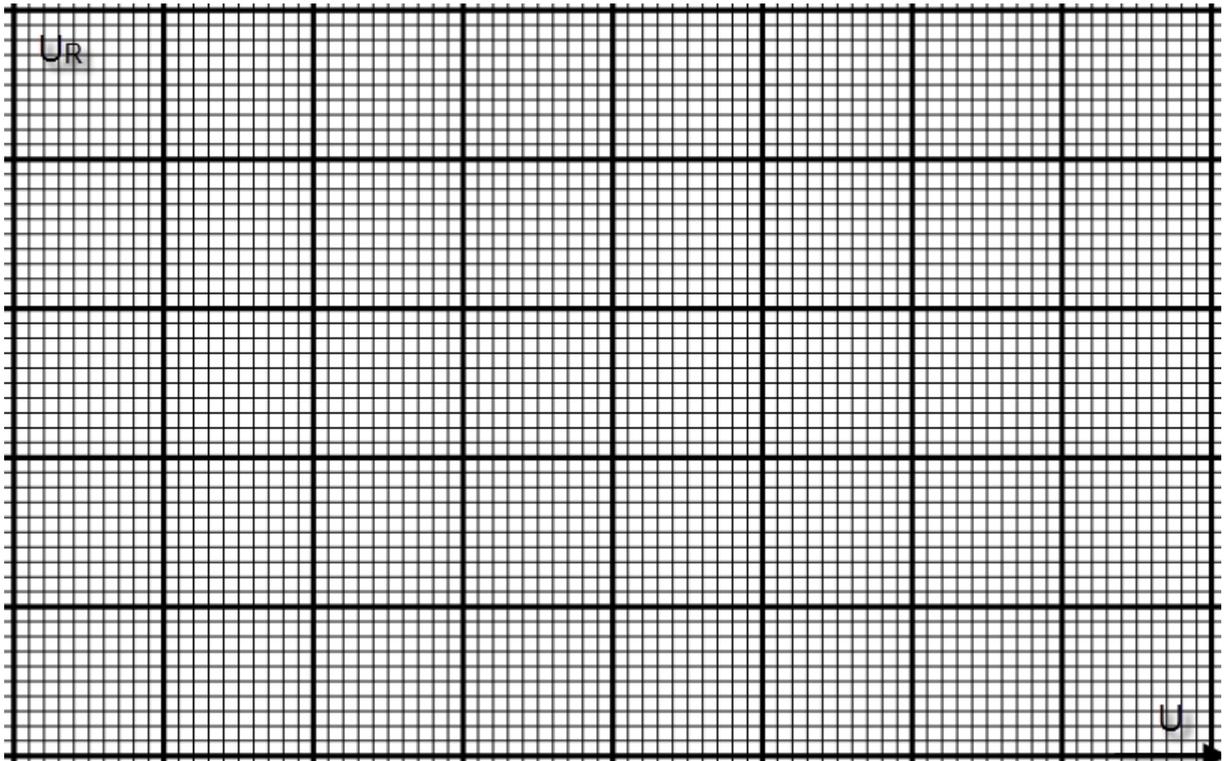


Fig.17a : Caractéristique de Transfert $U_R = f(U)$

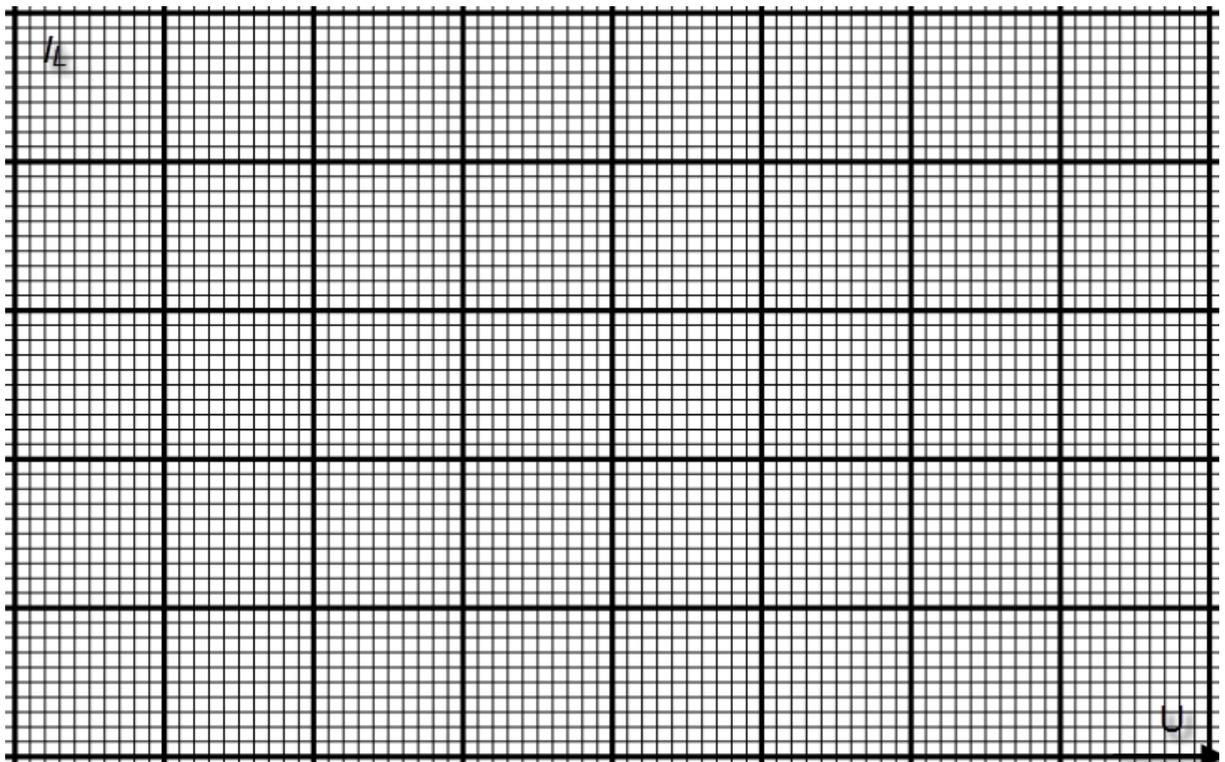


Fig.17b : Caractéristique $I_L = f(U_R)$

Laboratoires 2 et 3 :

Etage amplificateur à transistors

Première partie

Rappel de cours

1 Transistor bipolaire

Le transistor est constitué de deux jonctions, placées en série, très proches l'une de l'autre et de polarités opposées. On distingue le transistor NPN et le transistor PNP dont voici les symboles et les conventions :

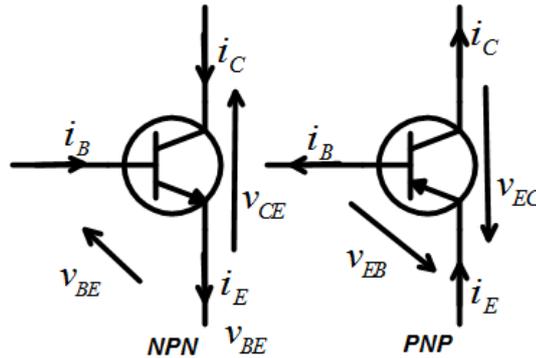


Fig.1 : Convention et symboles

Avec les conventions de la Fig.1 :

1. Pour le transistor *NPN*
 - Les courants collecteur i_C , émetteur i_E , et base i_B sont positifs.
 - Les tensions v_{BE} et v_{CE} sont positives.
2. Pour le transistor *PNP*
 - Les courants collecteur i_C , émetteur i_E , et base i_B sont positifs.
 - Les tensions v_{EB} et v_{EC} sont positives.

Le transistor *NPN* est constitué d'une jonction *NP* (Collecteur-Base) et d'une jonction *PN* (Base-Emetteur). Suivant le mode de polarisation de ces deux jonctions (bloquée = inverse ou passante = directe), quatre modes de fonctionnement du transistor peuvent apparaître :

<i>Jonction collecteur-base</i>	<i>Jonction base-émetteur</i>	<i>Mode de fonctionnement</i>
Inverse	Direte	Normal
Bloquée	Bloquée	Bloqué
Directe	Directe	Saturé
Directe	Inverse	Inverse

En mode normal, le transistor ajuste le courant collecteur de sorte qu'il soit une version amplifiée du courant base avec une constante d'amplification β :

$$i_c = \beta i_b, \quad i_e = i_c + i_b = (\beta + 1)i_b$$

Le modèle du transistor dans cette région est représenté à la figure 2 :

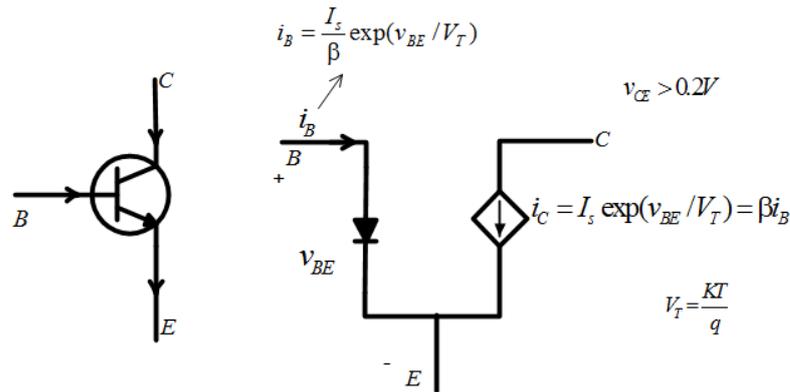


Fig.2 : Modèle simplifié du transistor NPN

$$I_s \simeq 10nA$$

Si on injecte un signal de faible amplitude Δv_{BE} au niveau de la base autour du point de fonctionnement $Q(I_{BQ}, V_{BEQ})$, on aura en entrée et en sortie des grandeurs de faibles amplitudes Δi_B , Δi_C et Δv_{CE} :

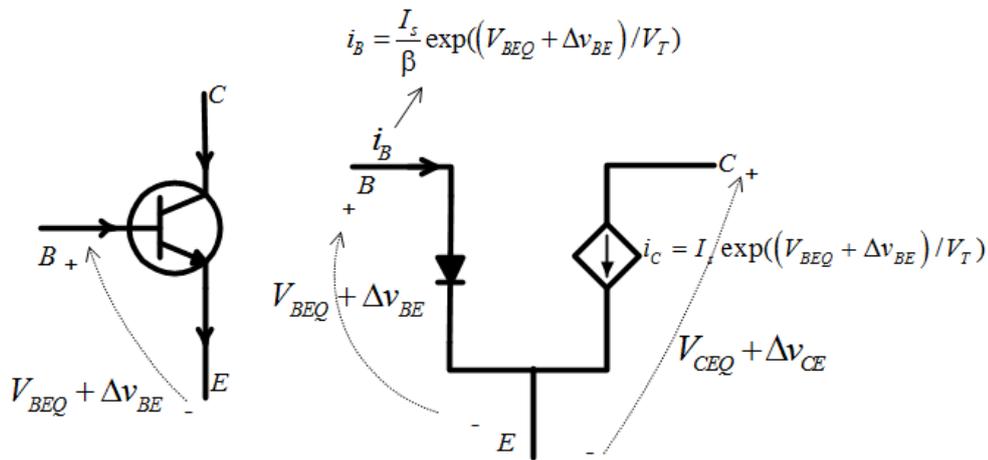


Fig.3 : Application d'un signal de faible amplitude autour du point de fonctionnement Q caractérisé par V_{BEQ} , I_{BQ} , I_{CQ} et V_{CEQ}

Le courant base comporte une composante DC et une composante de faible amplitude :

$$\begin{aligned} i_B &= I_{BQ} + \Delta i_B & (2) \\ &\simeq \underbrace{\frac{I_s}{\beta} \exp(V_{BEQ}/V_T)}_{I_{BQ}} \left(1 + \frac{1}{V_T} \Delta v_{BE}\right) \\ &= I_{BQ} + \frac{I_{BQ}}{V_T} \Delta v_{BE} \\ &= I_{BQ} + \underbrace{\frac{I_{CQ}}{\beta V_T}}_{1/r_\pi} \Delta v_{BE} \rightarrow \Delta i_B = \underbrace{\frac{I_{CQ}}{\beta V_T}}_{1/r_\pi} \Delta v_{BE} \end{aligned}$$

r_π est la résistance d'entrée du transistor monté en émetteur commun. A température ambiante, on peut écrire :

$$r_\pi \simeq \frac{38.46\beta}{I_{CQ}} \quad (\Omega) \quad (3)$$

De même, le courant collecteur peut être mis sous la forme :

$$\begin{aligned}
 i_C &= I_{CQ} + \Delta i_C & (4) \\
 &\simeq I_{CQ} \left(1 + \frac{1}{V_T} \Delta v_{BE} \right) \\
 \rightarrow \Delta i_C &= \beta \underbrace{\frac{I_{CQ}}{\beta V_T}}_{1/r_\pi} \Delta v_{BE} = \beta \Delta i_B = \underbrace{\frac{38.46 I_{CQ}}{V_T}}_{g_m = \beta / r_\pi} \Delta v_{BE}
 \end{aligned}$$

g_m transconductance du transistor.

Compte tenu des relations (2) et (4), on peut représenter le transistor, vis à vis des signaux de faibles amplitudes (petits signaux¹), par le schéma équivalent de la figure suivante :

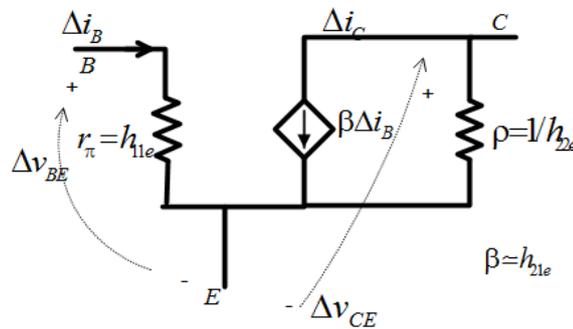


Fig.4 : Schéma simplifié du transistor pour les petits signaux

Les paramètres h_{ije} désignent les paramètres hybrides du transistor monté en émetteur commun. h_{12e} est très faible de l'ordre de 10^{-4} (négligeable). La résistance de sortie ρ est souvent négligée.

2 Transistor FET

Le transistor FET est un transistor à effet de champ dont la grille n'est pas isolée. Il est constitué d'un barreau semi-conducteur généralement au silicium, du type N ou P faiblement dopé (canal) placé entre deux couches de semi-conducteur de dopage opposé et reliées entre elles pour former l'électrode que l'on nomme la grille. Les extrémités du canal forment deux autres électrodes nommées le drain et la source. La figure 5 résume les principales caractéristiques du FET.

Le modèle basse fréquence du JFET est représenté à la figure 6. La transconductance g_m du transistor est donnée par la relation suivante, évaluée au point de repos $Q (I_D, V_{GS})$:

$$g_m = -2 \frac{I_{DSS}}{V_p} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p} \right) \quad (5)$$

g_m varie de 0.1 à 10mA/V. R_{DS} est la résistance de sortie du transistor monté en source commune.

¹Dans toute la suite, on remplacera Δv_{XY} par v_{xy} et Δi_{XY} par i_{xy} .
Exemple : $\Delta v_{GS} \Leftrightarrow v_{gs}$, $\Delta i_B \Leftrightarrow i_b$

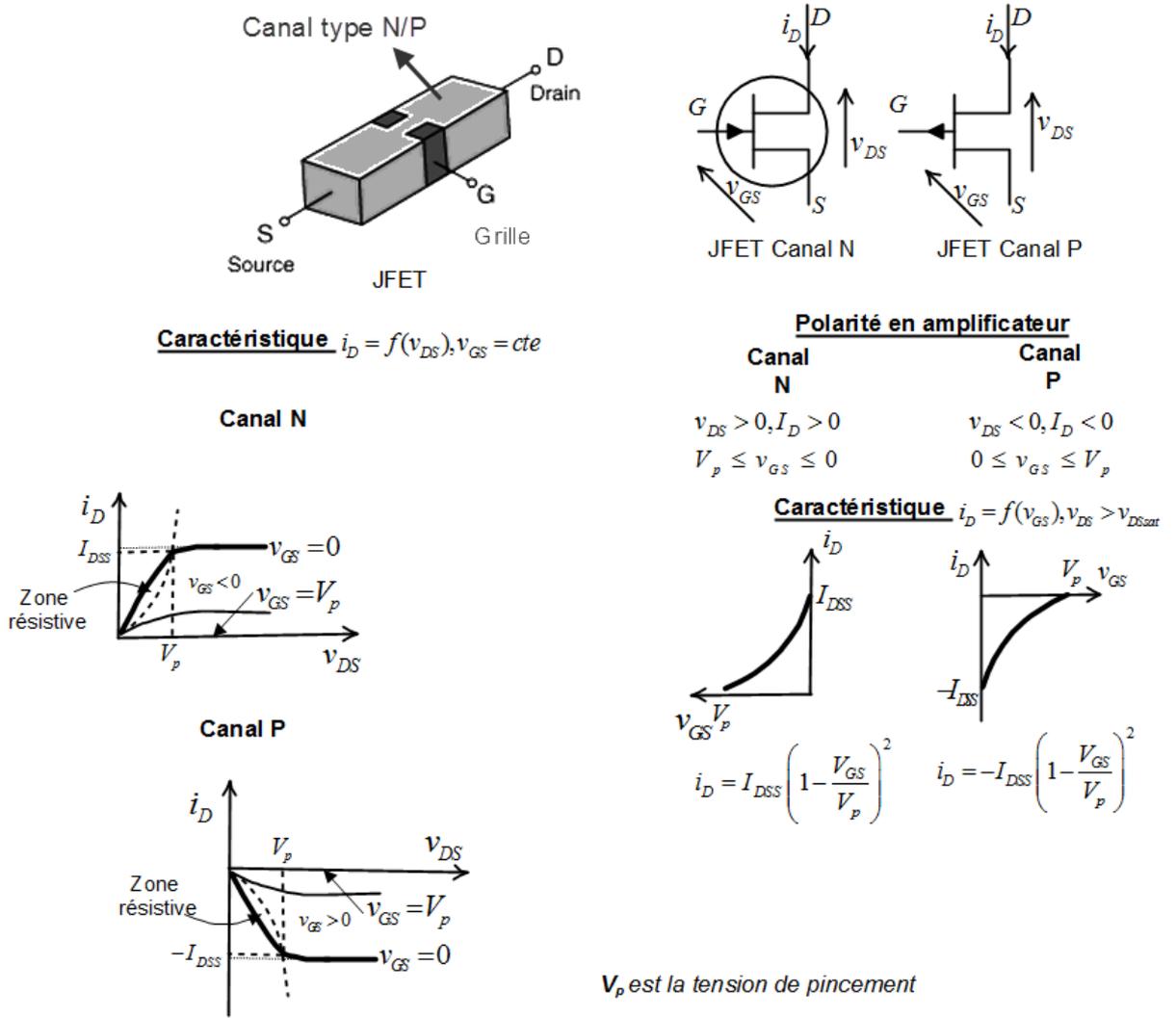
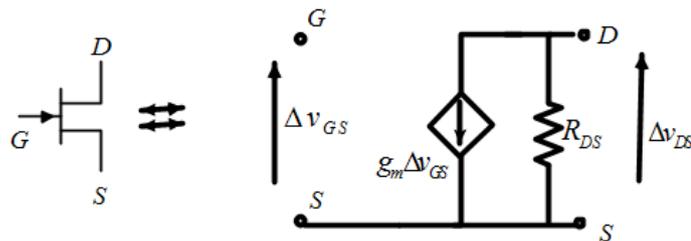


Fig.5 : Symboles et caractéristiques du JFET



3 Préparation

Transistor Bipolaire

On considère le montage amplificateur émetteur commun (EC) de la figure 6 :

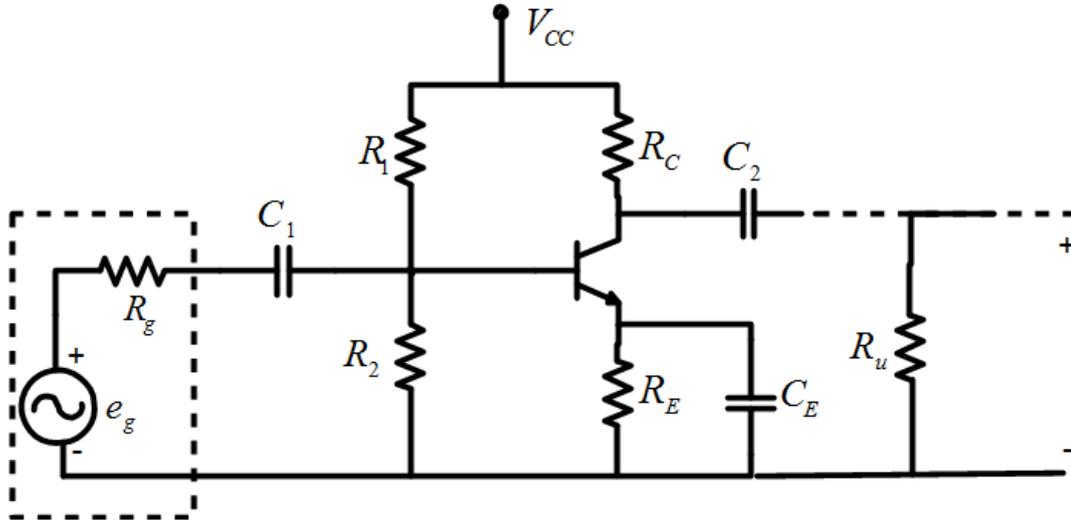


Fig. 6 : Montage Amplificateur EC

$R_1 = 10k\Omega$, $R_2 = 2,2k\Omega$, $R_C = 820\Omega$, $R_E = 330\Omega$, $C_1 = 10\mu F$, $C_2 = 100\mu F$, $C_E = 470\mu F$, $R_u = 1k\Omega$, $V_{CC} = 20V$.

Le schéma représentatif de cet étage amplificateur en AC est celui dessiné ci-après (Fig. 7) :

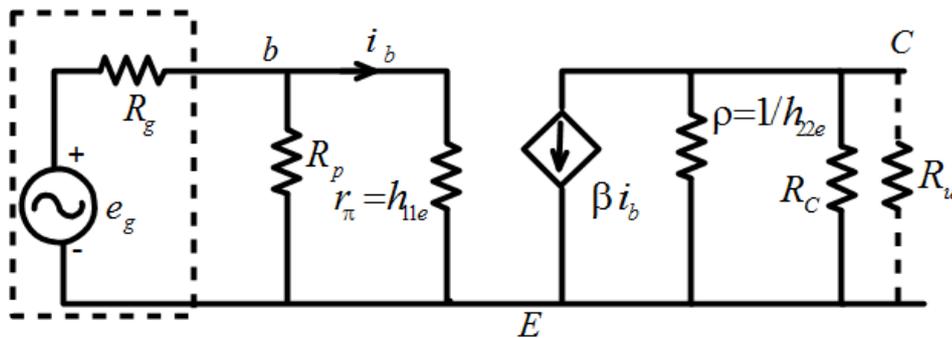


Fig.7 : Montage amplificateur EC en AC

Les capacités $C_{i,i=1,2}$ sont des capacités de couplage (ils servent pour l'isolement des étages amplificateurs de point de vue statique). C_E est la capacité de découplage qui sert à éliminer l'effet de la résistance R_E en régime petits signaux. En statique, R_E est utilisée pour la stabilité du point de fonctionnement vis à vis des dérives thermiques.

Note : On negligera l'effet de ρ dans la suite.

1. On suppose que $\beta = 100$, $V_{BEQ} = 0.7V$. Etablir le schéma en statique de l'amplificateur de la figure 6 et déterminer la valeur de I_{CQ} . En déduire la valeur de h_{11e} .

2. Déterminer les expressions des éléments du montage amplificateur équivalent à l'étage EC dans la bande passante² (cf. fig.8) (résistance d'entrée R_i , résistance de sortie R_o , gain en tension à vide A_{vo}) :

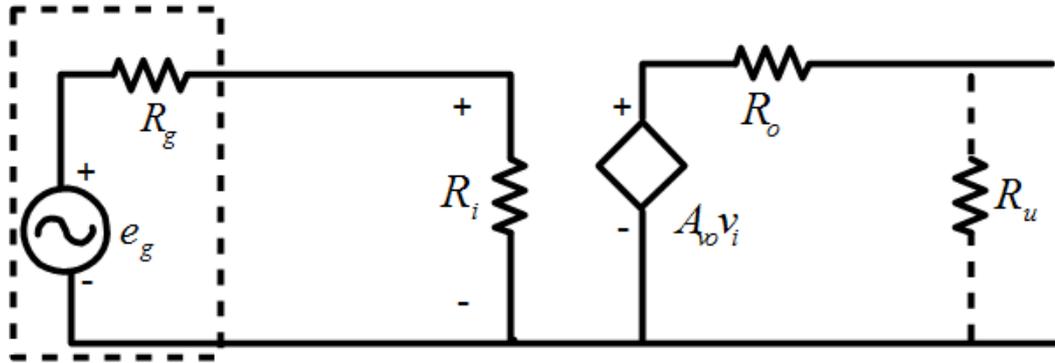


Fig.8 : Schéma équivalent de l'amplificateur

Déterminer l'expression du gain A_v en tension avec charge R_u . En déduire l'expression du gain en courant A_i . Donner les valeurs numériques de ces grandeurs.

3. Etablir le schéma en dynamique de l'amplificateur de la figure 6 sans C_E (C_E débranchée) et déterminer son impédance d'entrée R_{is} , de sortie R_{os} , son gain en tension A_{vs} avec charge et son gain en courant A_{is} . Donner les valeurs numériques de ces grandeurs. Conclure.

Transistor JFET

On considère le montage amplificateur à un seul étage de la figure 9 :

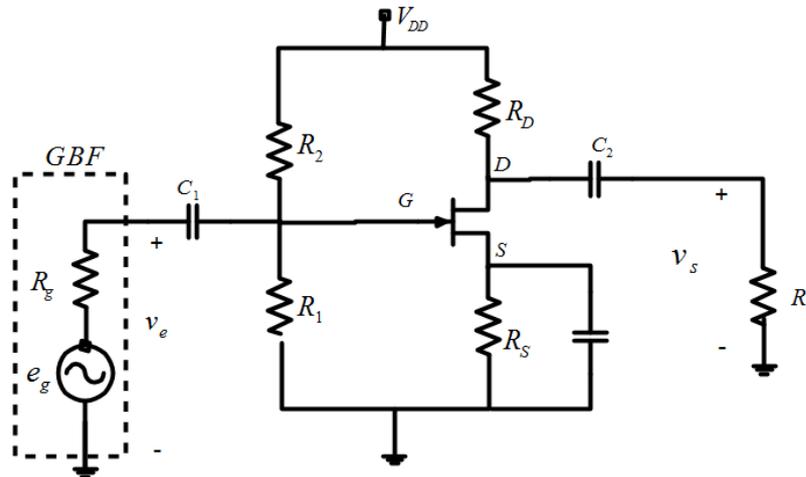


Fig.9 : Amplificateur Source-commune

On suppose que le transistor est caractérisé par une tension de pincement $V_p = -5.5V$ et un courant $I_{DSS} = 18.5mA$.

²Dans la bande passante de l'amplificateur, les capacités de couplage et de découplage sont des *courts-circuits*

On donne :

$$R_1 = 100k\Omega, R_2 = 200k\Omega, R_D = 2.2k\Omega, R_S = 10k\Omega, C_1 = 10\mu F, C_2 = 10\mu F, \\ C_3 = 100\mu F, V_{DD} = 20V.$$

4. Etablir le schéma en statique et déterminer le point de fonctionnement Q (V_{GSQ} , V_{DSQ} , I_{DQ}).
5. Calculer la valeur de la transconductance g_m du transistor et établir le schéma petits signaux de l'amplificateur (on négligera l'effet de la résistance r_{ds} entre drain et source).
6. Déterminer l'expression de :
 - la résistance d'entrée $R_i = v_e/i_e$
 - la résistance de sortie R_o
 - gain en tension à vide A_{vo}
 - gain en tension A_v (avec charge R_u)
 - gain en courant A_i
 - gain en puissance $A_p = A_i A_v$

Donner ensuite les valeurs numériques correspondantes.

4 Manipulation

Amplificateur EC

Gain en tension, impédances d'entrée et de sortie

Réaliser le montage suivant (cf. Fig.10) :

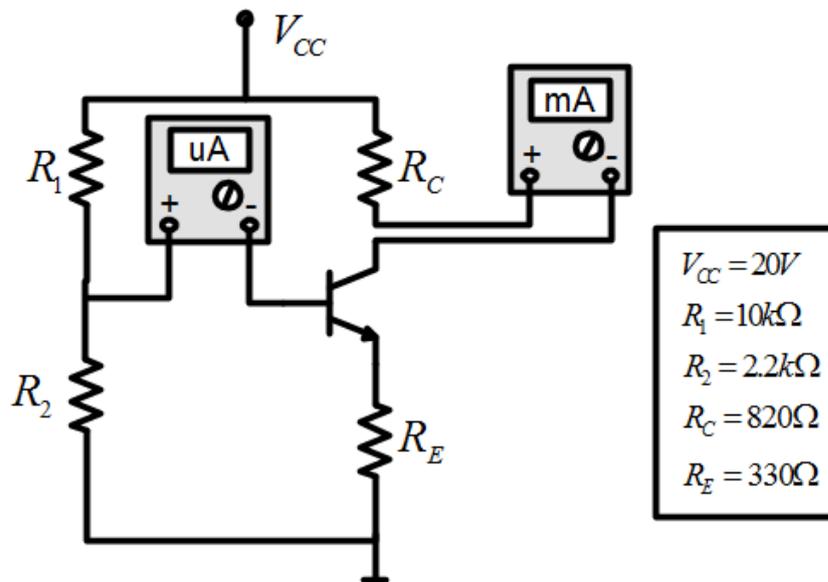


Fig.10 : Circuit de polarisation de l'ampli-EC

1. Mesurer I_{BQ} et I_{CQ} et déduire β et h_{11e} .

2. Réaliser le montage de l'ampli-EC suivant :

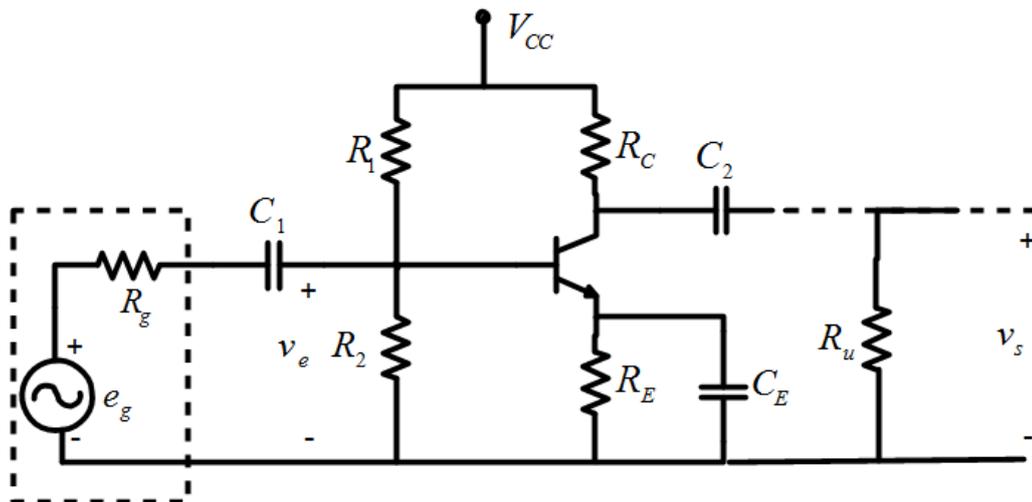


Fig.11 : Amplificateur EC

$R_1 = 10k\Omega$, $R_2 = 2,2k\Omega$, $R_C = 820\Omega$, $R_E = 330\Omega$, $C_1 = 10\mu F$, $C_2 = 100\mu F$, $C_E = 470\mu F$, $R_u = 1k\Omega$, $V_{CC} = 20V$.

On fixe la fréquence $f = 1kHz$. Remplir le tableau suivant :

$R_C(\Omega)$	220		470		820		
	avec C_E	sans C_E	avec C_E	sans C_E	avec C_E	sans C_E	avec C_E et R_u
$A_{v,exp} = \frac{v_{s,cc}}{v_{e,cc}}$							
$A_{v,th}$	Pour $R_C = 820\Omega$						

$v_{e,cc}$ et $v_{s,cc}$ désignent les tensions crête-crête à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur. On visualisera ces signaux à l'oscilloscope et on veillera à ce que l'amplificateur fonctionne dans la zone linéaire. Il peut être nécessaire d'introduire un diviseur de tension (d'un rapport de 10%), si le niveau minimum du *GBF* est trop grand.

3. Quelles méthodes de mesures faut-il choisir pour mesurer les impédances de sortie et d'entrée? Quelles précautions faut-il prendre?
4. Mesurer les impédances d'entrée et de sortie de l'amplificateur pour $R_C = 820\Omega$ avec et sans C_E .

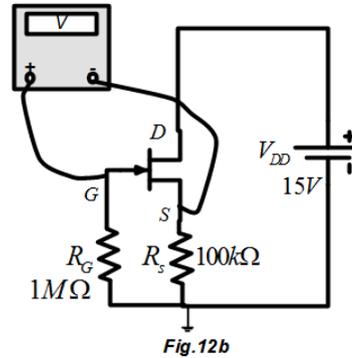
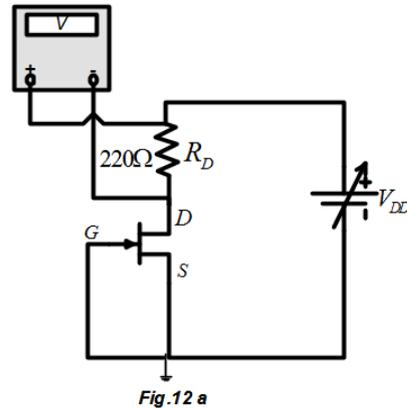
Fréquences de coupures

On prend $C_E = 470\mu F$, $C_1 = 10\mu F$.

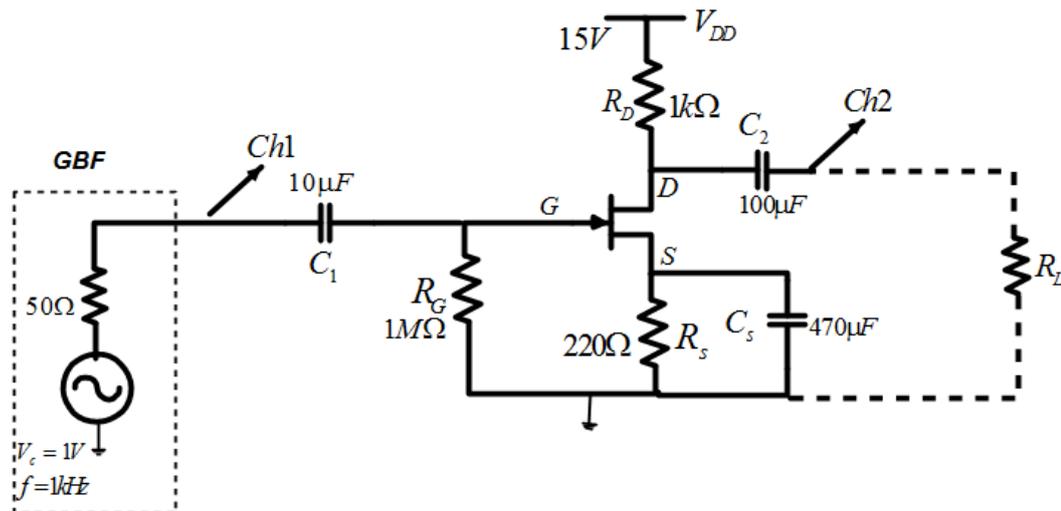
5. Rappeler les méthodes de mesures des fréquences de coupures?
6. Par un relevé de l'évolution du gain en tension en fonction de la fréquence, déterminer les fréquences basse f_{cb} et haute f_{ch} de l'amplificateur. Déduire sa bande passante.
7. Etablir l'expression théorique de la fréquence basse de l'amplificateur et comparer sa valeur à celle obtenue par mesure.

4.1 Amplificateur Source commune

8. Réaliser le montage de la figure 12a :



9. Faites varier la tension V_{DD} entre $0V$ et $15V$ tout en mesurant la tension aux bornes de la résistance R_D . Déduire la valeur de I_{DSS} .
10. Réaliser le montage de la fig. 12b et mesurer la tension de pincement V_p .
11. Réaliser le montage amplificateur source commune de la figure 13 :



12. Mesurer à l'aide du multimètre V_{GSQ} , I_{DQ} (coordonnées du point de fonctionnement)
13. Calculer la valeur de la transconductance g_m .
14. Remplir le tableau suivant :

$f = 1kHz$			
$A_{v,exp} = \frac{v_{s,cc}}{v_{e,cc}}$	avec C_S	sans C_S	avec C_S et $R_L = 1k\Omega$

Comparer avec les résultats théoriques. Conclure.

$v_{s,cc}$ et $v_{e,cc}$ désignent respectivement les tensions crête à crête des signaux sur canal 1 et 2.

15. Mesurer les impédances d'entrée R_i et de sortie R_o de l'amplificateur (Résistance R_s découplée).
16. Déterminer les fréquences de coupures haute f_h et basse f_b dans le cas où $R_L = \infty$, avec/sans C_s .

4.2 Amplificateur drain commun

17. Réaliser le montage de la figure 14 :

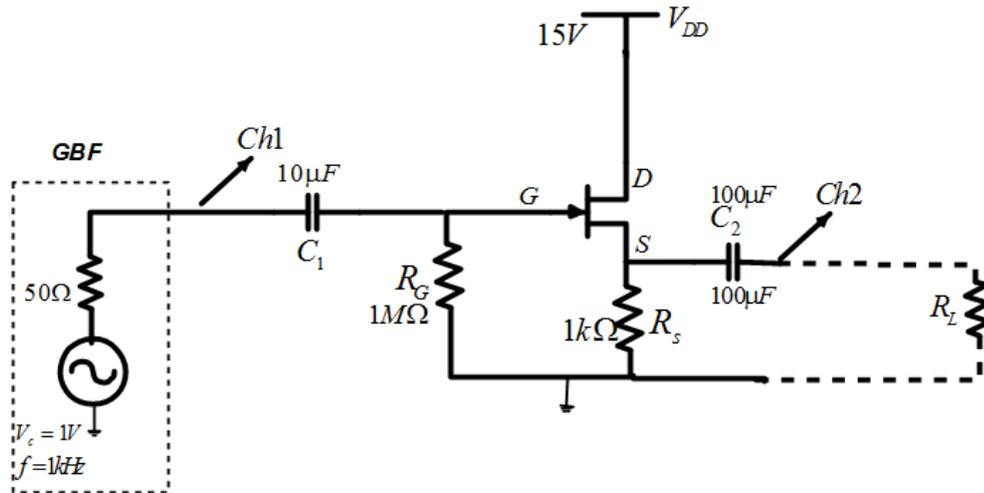


Fig.14 : Amplificateur drain commun

18. Relever à l'aide du multimètre V_{GSQ} et I_{DQ} et en déduire la valeur de g_m .
19. Remplir le tableau suivant :

$f = 1kHz$			
$A_{v,exp} = \frac{v_{s,cc}}{v_{e,cc}}$	$R_L = 220\Omega$	$R_L = 470\Omega$	$R_L = 100\Omega$

Comparer avec les résultats théoriques. Conclure.

20. Mesurer les impédances d'entrée R_i et de sortie R_o de l'amplificateur.
21. Déterminer les fréquences de coupures haute f_h et basse f_b dans le cas où $R_L = \infty$.

Laboratoire 4 :

Amplificateur à réaction

Première partie

Rappel de cours

1 Notion de réaction

La réaction consiste à échantillonner le signal de sortie de l'amplificateur par un réseau approprié et réinjecter cet échantillon à l'entrée via une chaîne (ou réseau) de réaction (ou de retour). A l'entrée un sommateur (comparateur) ou mélangeur combine le signal de réaction avec le signal de source externe. La réaction consiste donc à faire tendre les caractéristiques d'un amplificateur réel vers celles d'un amplificateur idéal.

La topologie d'un amplificateur de base à une boucle est représentée à la figure 15.

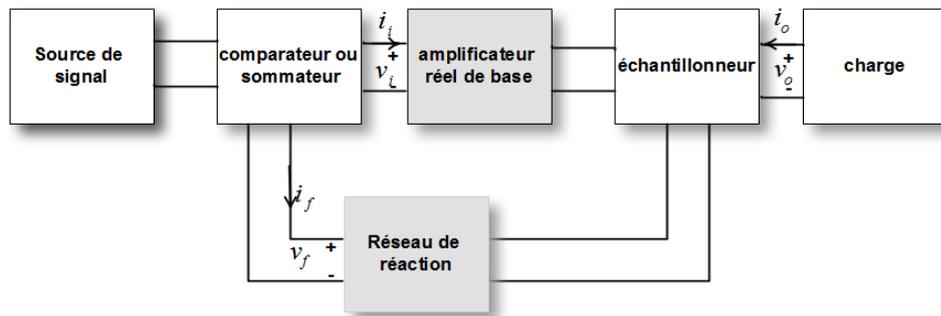


Fig.15 : Amplificateur à réaction

Le raccordement de réaction à la sortie d'un amplificateur de base fournit un échantillon de la tension de sortie (cf. fig.16a) ou du courant de sortie (cf. fig.16b) :

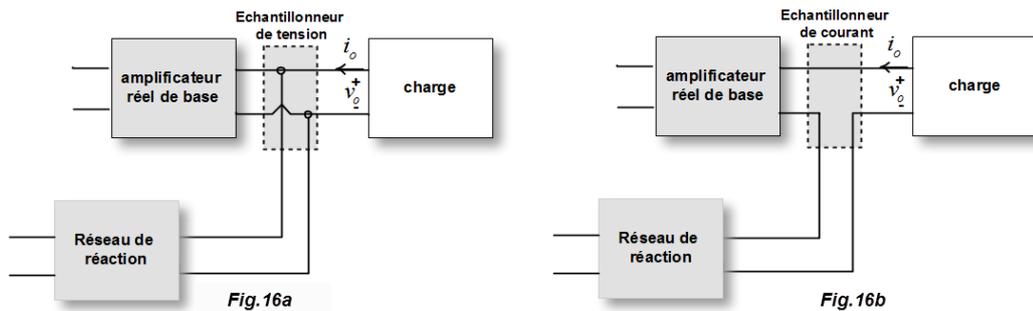


Fig.16 : a) échantillonneur de tension, b) échantillonneur de courant

La figure 17 représente les deux dispositifs très communs de comparaison ou sommation des signaux d'entrée et de réaction. Le circuit de la figure 17a compare la tension v_s et le signal v_f de réaction. La figure 17b décrit le raccordement shunt de comparaison du courant i_s avec le courant i_f de réaction.

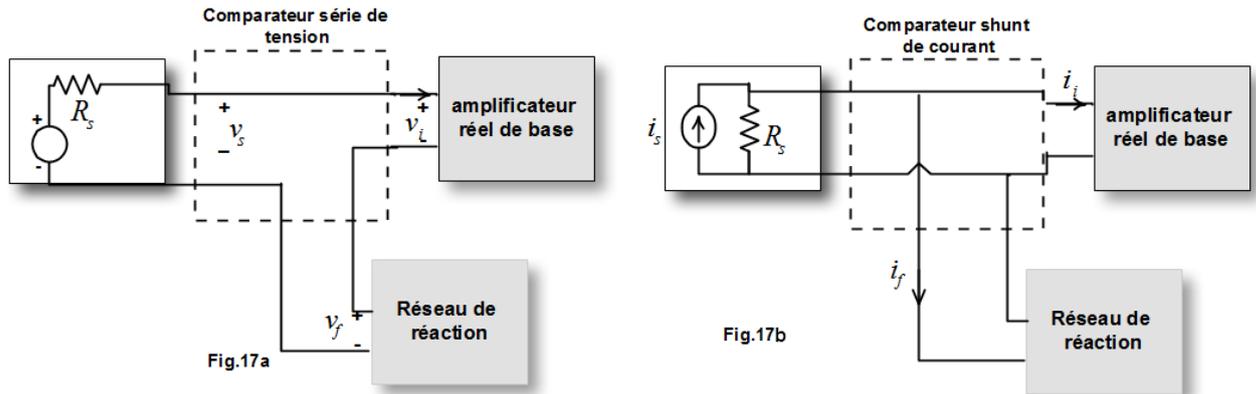


Fig.17 : Types de comparateurs à l'entrée

2 Montages fondamentaux de circuits à réaction

Il existe quatre types d'amplificateurs de base, chacun approche les caractéristiques d'une source idéale dépendante. Comme il fallait s'y attendre, il existe quatre topologies d'amplificateurs à réaction à une boucle. La figure 18 donne la structure de chacune d'elles.

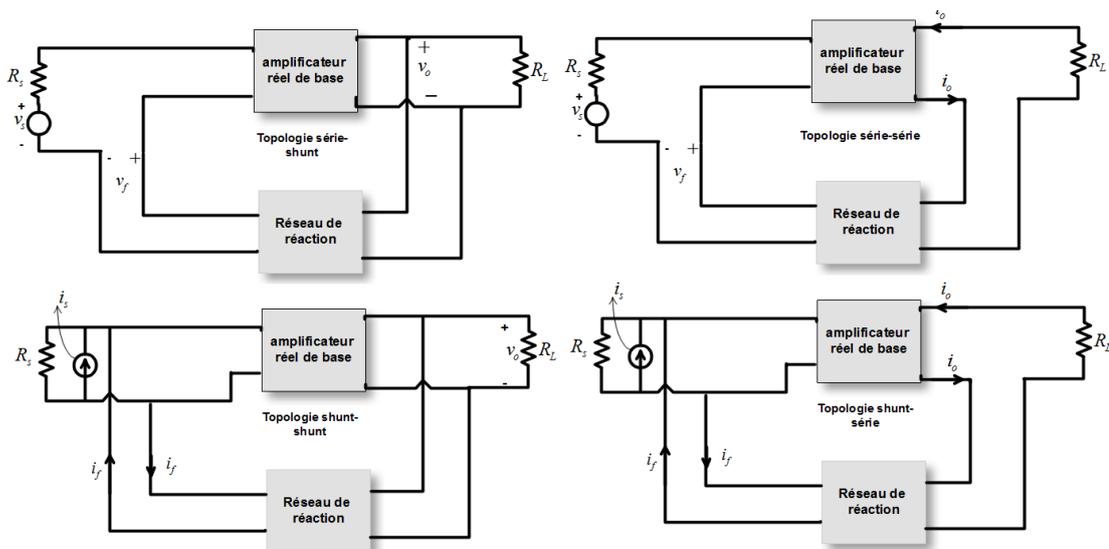


Fig.18 : Types d'amplificateurs à réaction à une seule boucle

2.1 Amplificateur idéal à réaction

Considérons la représentation de l'amplificateur à réaction de la figure 19. L'amplificateur de base de gain A est raccordé selon l'une des quatre topologies de réaction (cf. fig. 18). Le signal d'entrée x_s , le signal de sortie x_o , le signal de réaction x_f et le signal différentiel x_i représentent chacun un courant ou une tension.

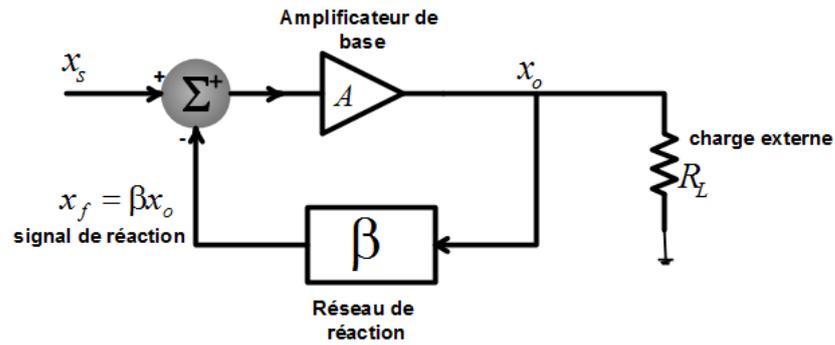


Fig. 19 : Modèle d'amplificateur idéal à réaction

Le signal x_i est le signal à l'entrée de l'amplificateur A . A est le gain de l'amplificateur sans réaction ; il est souvent appelé gain en boucle ouverte et représenté par A_{OL} . β est la transmission inverse de la chaîne de réaction. Elle est souvent réelle, mais, en général c'est une fonction de la fréquence (A ne pas confondre avec le gain en courant en court-circuit d'un émetteur commun).

On a :

$$\begin{aligned}x_i &= x_s - x_f \\x_f &= \beta x_o \\x_o &= Ax_i\end{aligned}$$

La combinaison des équations ci-dessus nous permet d'écrire :

$$A_F = \frac{x_o}{x_s} = \frac{A}{1 + \beta A}$$

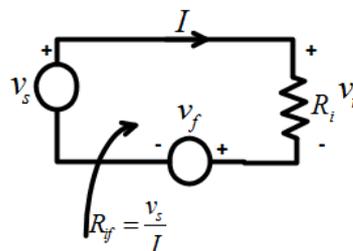
A_f est appelé gain en boucle fermée. Si $|A_F| < |A|$ la réaction est dite *négative* (contre-réaction).

2.2 Impédances des amplificateurs à contre-réaction

2.2.1 Résistance d'entrée

- La réinjection de tension en entrée augmente l'impédance d'entrée quelque soit le raccordement en sortie

Démo.



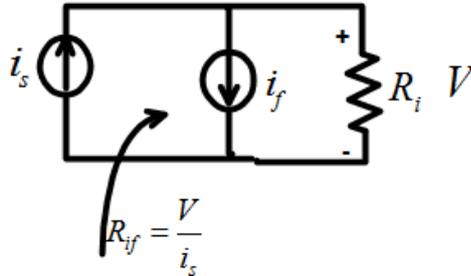
$$\begin{aligned}v_i &= v_s - v_f \\&= v_s - \beta x_o \\&= v_s - \beta A v_i \\v_i &= \frac{v_s}{1 + \beta A}\end{aligned}$$

La résistance d'entrée vaut :

$$R_{if} = \frac{v_s}{I} = \frac{v_i}{I}(1 + \beta A) = R_i(1 + \beta A) > R_i$$

- La réinjection de courant en entrée diminue l'impédance d'entrée indépendamment du raccordement en sortie

Démo.



$$\begin{aligned} i_i &= i_s - i_f \\ &= i_s - \beta x_o \\ &= i_s - \beta A i_i \\ i_i &= \frac{i_s}{1 + \beta A} \end{aligned}$$

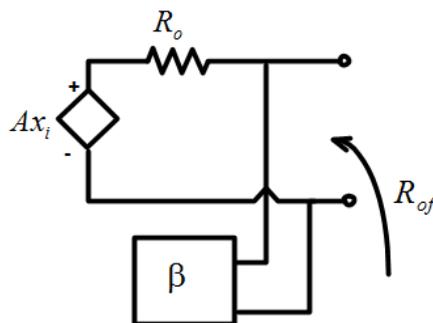
La résistance d'entrée R_{if} vaut :

$$R_{if} = \frac{V}{i_s} = \frac{R_i i_i}{i_s} = \frac{R_i}{1 + \beta A}$$

2.2.2 Résistance de sortie

- Le prélèvement de tension en sortie d'un amplificateur à réaction négative diminue la résistance de sortie et ceci indépendamment du raccordement en entrée.

Démo.



$$R_{of} = \frac{v_{o,co}}{i_{o,cc}}$$

$v_{o,co}$ est la tension de sortie en circuit ouvert et $i_{o,cc}$ est le courant de sortie en court-circuit.

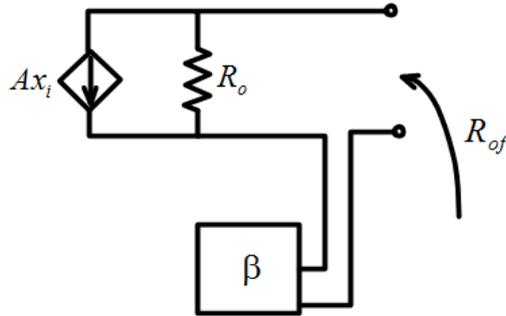
$$\begin{aligned} v_{o,co} &= Ax_i = A(x_s - \beta v_{o,co}) \rightarrow v_{o,co} = \frac{Ax_s}{1 + \beta A} \\ i_{o,cc} &= \frac{Ax_i}{R_o} = \frac{Ax_s}{R_o}, \quad x_i = x_s \quad (x_f = 0, \text{ car } v_o = 0) \end{aligned}$$

La résistance de sortie R_{of} vaut :

$$R_{of} = \frac{\frac{Ax_s}{1+\beta A}}{\frac{Ax_s}{R_o}} = \frac{R_o}{1+\beta A} < R_o$$

- Le prélèvement de courant en sortie d'un amplificateur à réaction négative augmente la résistance de sortie et ceci indépendamment du raccordement en entrée.

Démo.



$$v_{o,cc} = -Ax_i R_o = Ax_s \quad (x_i = x_s \text{ car } i_o = 0)$$

$$i_{o,cc} = -Ax_i = -A(x_s - x_f) = A(x_s - \beta(-i_{o,cc})) \rightarrow i_{o,cc} = -\frac{Ax_s}{1+\beta A}$$

$$R_{of} = \frac{v_{o,cc}}{i_{o,cc}} = R_o(1+\beta A) > R_o$$

2.3 Avantages de la contre réaction

Les avantages de la contre réaction sont :

- la stabilité du gain
- l'amélioration des impédances d'entrée et de sortie
- la diminution de la distorsion non linéaire
- l'élargissement de la bande passante

2.4 Règles pour l'identification de l'amplificateur sans réaction

L'application des règles ci-dessous donne la configuration de l'amplificateur de base sans réaction mais tenant compte de l'effet des charges du réseau β .

Détermination du circuit d'entrée

- Dans le cas d'un raccordement shunt en sortie, annuler v_o .
- Dans le cas d'un raccordement série, annuler i_o .

Détermination du circuit de sortie

- Dans le cas d'une comparaison de courant, annuler v_i , autrement dit, court-circuiter le noeud d'entrée de manière que rien du courant de réaction n'entre dans l'entrée de l'amplificateur.
- Dans le cas de comparaison série (de tension), annuler i_i ; autrement dit, ouvrir la boucle d'entrée de manière que rien de la tension de réaction n'atteigne l'entrée de l'amplificateur.

Exercice préparatoire

On considère l'amplificateur à contre réaction de la figure ci-dessous (fig. 20).

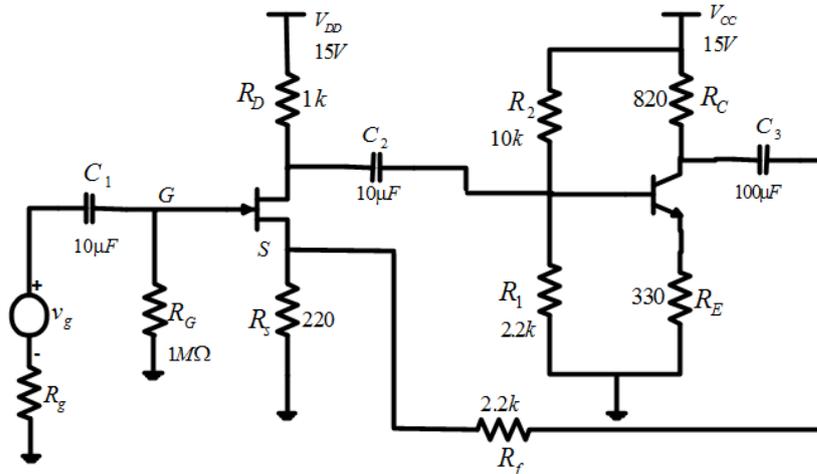


Fig. 20 : Amplificateur à réaction

1. Identifier la topologie de l'amplificateur à contre réaction.
2. En appliquant les règles ci-dessus, identifier l'amplificateur sans réaction et établir son schéma en dynamique.
3. Déterminer le gain A_{oL} en boucle ouverte de l'amplificateur.
4. Déterminer la résistance de sortie R_o et la résistance d'entrée R_i de l'amplificateur sans réaction.
5. Déterminer la transmission β de la chaîne de retour.
6. Déterminer les résistances d'entrée R_{if} et de sortie R_{of} de l'amplificateur à réaction.

On donne : $V_p = -4.5$, $I_{DSS} = 16mA$, $\beta = 50$ (Caractéristique du transistor npn), $V_{BE} = 0.7V$. On suppose une température ambiante.

3 Manipulation

1. Réaliser le montage de la figure 21 :

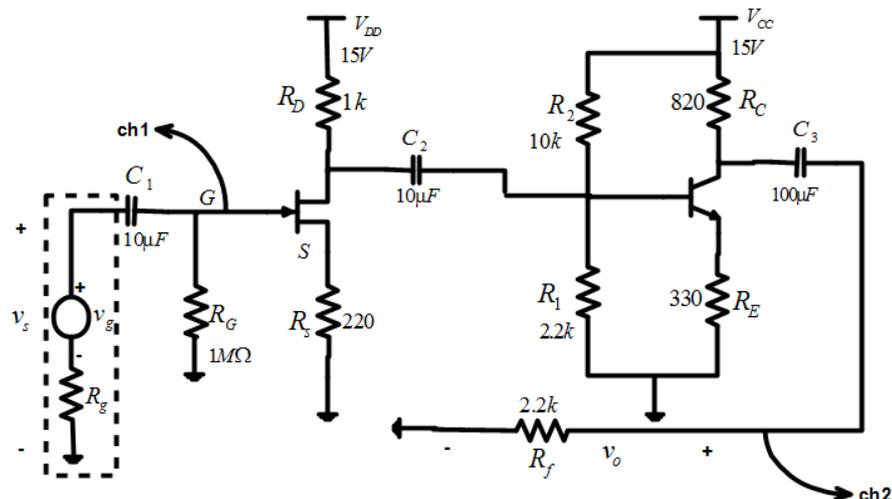


Fig. 21 : Amplificateurs en cascades

2. Compléter le tableau suivant :

$R_L = \infty$				
$v_{s,c-c}$	$v_{o,c-c}$	$A_{v0} = \frac{v_{o,c-c}}{v_{s,c-c}}$	R_i	R_o
$R_L = 1k\Omega$				
$v_{s,c-c}$	$v_{o,c-c}$	$A_v = \frac{v_{o,c-c}}{v_{s,c-c}}$		

R_L est une charge à mettre en parallèle avec R_f . A_{v0} est le gain à vide et A_v est le gain de l'amplificateur avec charge $R_L = 1k\Omega$. $v_{s,c-c}$ et $v_{o,c-c}$ désignent respectivement la tension d'entrée crête-crête et la tension de sortie crête-crête.

- On désigne par v_{o1} la tension de sortie du premier étage amplificateur. Déterminer le gain A_{v1} du premier étage et le gain A_{v2} du second étage pour $R_L = \infty$. (Il s'agit ici des gains en tension)
- A partir de la relation entre les gains en tension A_{v0} et A_v , déterminer la valeur de la résistance de sortie R_o (comparer ce résultat à celui mesuré en 2°).
- Déterminer les fréquences de coupures haute (f_h) et basse (f_b).
- Adopter les valeurs de V_p (tension de pincement), de I_{DSS} , de β obtenues pour les laboratoires 2 et 3. Mesurer I_{CQ} (courant collecteur), V_{GSQ} , I_{DQ} (courant drain) puis en déduire $h_{11e} = r_\pi$ et g_m .
- Déterminer, à partir du modèle petits signaux de l'amplificateur, les valeurs théoriques du gain en tension à vide A_{v0} , de la résistance d'entrée R_i et de la résistance de sortie R_o . Comparer vos résultats à ceux de la question 2.
- Réaliser le montage à réaction de la figure 22 :

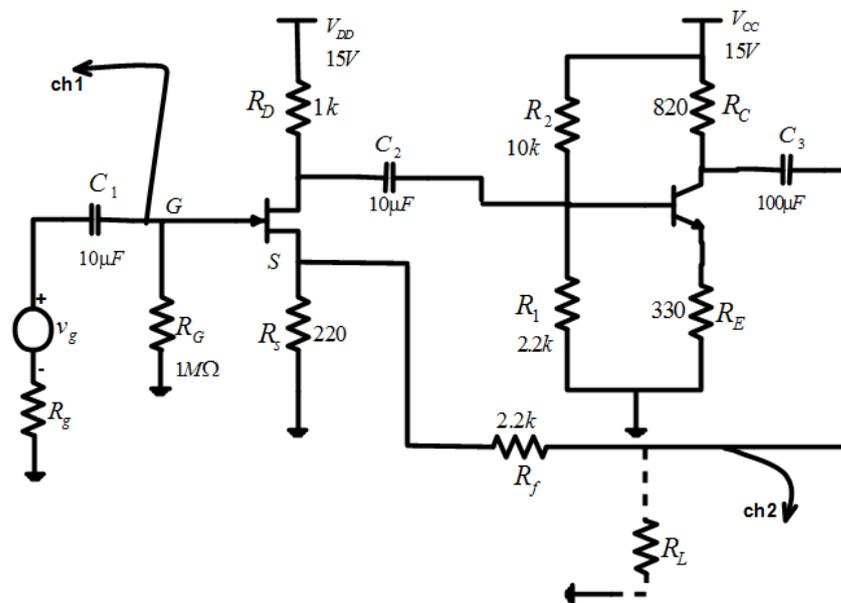


Fig.22 : Amplificateur à réaction

9. Mesurer V_{GSQ} , I_{DQ} , I_{CQ} et en déduire les valeurs de g_m et de r_π .
10. Compléter le tableau suivant :

$R_L = \infty$				
$v_{s,c-c}$	$v_{o,c-c}$	$A_{v0} = \frac{v_{o,c-c}}{v_{s,c-c}}$	R_i	R_o
$R_L = 1k\Omega$				
$v_{s,c-c}$	$v_{o,c-c}$	$A_v = \frac{v_{o,c-c}}{v_{s,c-c}}$		

Comparer ces résultats à ceux de la question 2. Conclure.

11. Déterminer les fréquences de coupures haute (f_h) et basse (f_b) et comparer les valeurs obtenues avec celles de la question 5°.