

République Algérienne Démocratique et populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la
Recherche Scientifique

UNIVERSITE 8 Mai 1945 GUELMA

**FACULTE DES SCIENCES ET DE LA
TECHNOLOGIE**

**Département Électronique et
Télécommunications**



الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

جامعة 8 ماي 1945 قالمة

كلية العلوم و التكنولوجيا

**قسم الإلكترونيك والاتصالات
السلكية و اللاسلكية**

Travaux dirigés Electronique Fondamentale 1

Préparé par :

Fayçal Boulsina

Année universitaire : 2018-2019

PREFACE

Ce document des travaux dirigés de la matière électronique fondamentale 1 est à l'intention des étudiants de *deuxième année licence, domaine ST, groupe des filières A*, de l'université 8 Mai 1945 de Guelma. Il comporte 5 TD réparties comme suit :

TD 1 : Régime continu et Théorèmes fondamentaux.

TD 2 : Quadripôles passifs.

TD 3 : Diodes.

TD 4 : Transistors bipolaires.

TD 5 : Les amplificateurs opérationnels.

Le document est globalement divisé en trois parties. La première partie présente des rappels de cours. La deuxième partie comporte les énoncés des cinq TD. La troisième partie donne la correction détaillée de chaque TD.

SOMMAIRE

Régime continu et Théorèmes fondamentaux - <i>Rappels de cours</i> -.....	1
Quadripôles passifs - <i>Rappels de cours</i> -.....	5
Diodes - <i>Rappels de cours</i> -.....	10
Transistors bipolaires - <i>Rappels de cours</i> -.....	14
Les amplificateurs opérationnels - <i>Rappels de cours</i> -.....	20
TD 1 : Régime continu et Théorèmes fondamentaux	24
TD2 : Quadripôles passifs	26
TD3 : Diodes	29
TD4 : Transistors bipolaires	32
TD 5 : Les amplificateurs opérationnels.....	36
Corrigé TD1.....	40
Corrigé TD2.....	50
Corrigé TD3.....	63
Corrigé TD4.....	79
Corrigé TD5.....	98
Références.....	114

Régime continu et Théorèmes fondamentaux

Rappels de cours

1. DÉFINITIONS

- ✓ **Réseau électrique (circuit électrique)** : ensemble de composants interconnectés constituant un circuit fermé.
- ✓ **Dipôle** : élément électrique accessible par deux bornes dans lequel peut circuler un courant électrique.
- ✓ **Branche** : ensemble de dipôles reliés en série.
- ✓ **Nœud** : point commun à au moins trois branches.
- ✓ **Maille** : ensemble de branches formant un contour fermé dans lequel chaque nœud n'est rencontré qu'une fois.

2. LOIS DE KIRCHHOFF

✓ Loi des nœuds

La somme algébrique de tous les courants en un nœud est nulle. Autrement dit, la somme des courants entrants dans un nœud est égale à la somme des courants sortants de ce nœud.

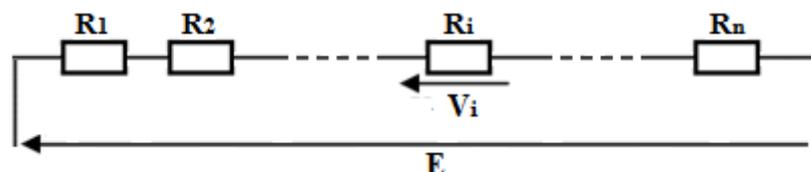
✓ Loi des mailles

La somme algébrique des tensions le long d'une maille comptabilisées dans un sens donné est nulle à tout instant.

3. THÉORÈMES FONDAMENTAUX

3.1. Diviseur de tension

Soit n résistances placées en série et alimentées par une tension E .

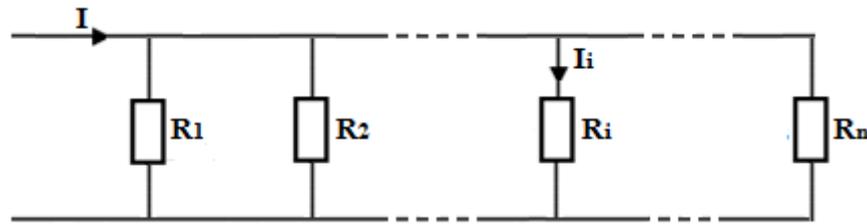


La tension aux bornes de la i -ième résistance R_i s'écrit :

$$V_i = \frac{R_i}{\sum_{j=1}^n R_j} E$$

3.2. Diviseur de courant

Soit n résistances placées en parallèle et alimentées par un courant I .



Le courant I_i traversant la i -ième résistance R_i s'écrit :

$$I_i = \frac{\frac{1}{R_i}}{\sum_{j=1}^n \frac{1}{R_j}} I$$

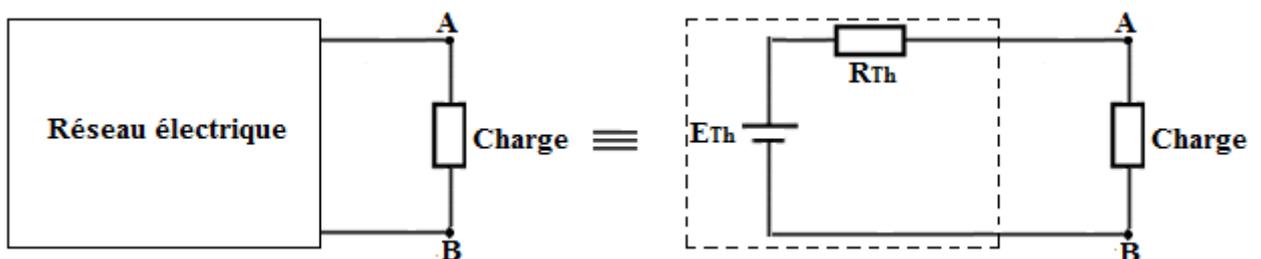
3.3. Théorème de superposition

Soit un circuit électrique comportant plusieurs sources indépendantes. Le courant traversant une branche, ou la tension aux bornes d'un élément de ce circuit, est égale à la somme algébrique des courants (des tensions) calculées en ne considérant qu'une source à la fois (Les autres sources sont passivées : Sources de tension court-circuitées et sources de courant enlevées).

3.4. Théorème de Thévenin

Un circuit électrique linéaire placé entre deux points A et B, peut être remplacé vis-à-vis ces points par un générateur équivalent de Thévenin de force électromotrice E_{TH} et de résistance interne R_{TH} .

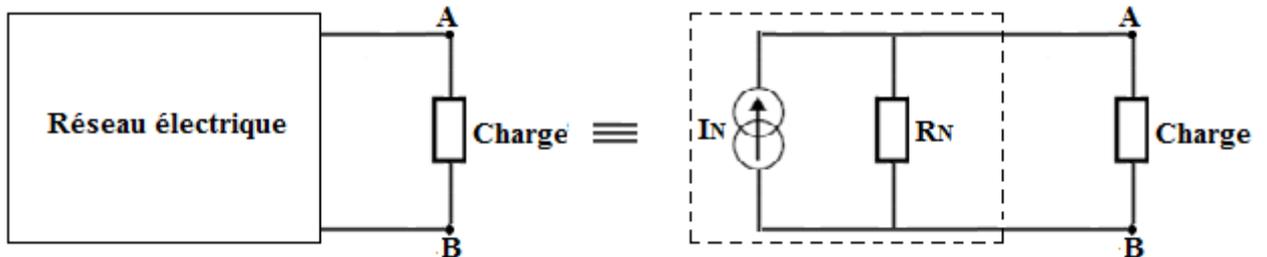
- E_{TH} est égale à la tension à vide entre A et B (tension V_{AB} lorsque la charge est débranchée).
- R_{TH} est la résistance équivalente vue entre A et B, lorsque la charge est débranchée et les sources sont passivées.



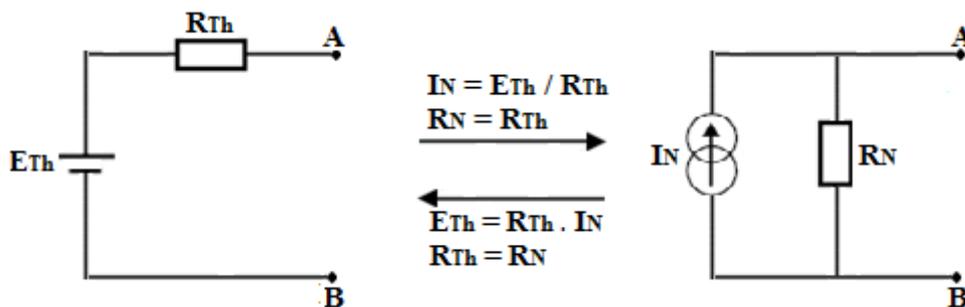
3.5. Théorème de Norton

Un circuit électrique linéaire placé entre deux points A et B, peut être remplacé vis-à-vis ces points par un générateur de Norton équivalent de courant I_N et de résistance interne R_N .

- I_N est égale au courant de court-circuit entre A et B (courant lorsque la charge est court-circuitée).
- R_N s'obtient de la même façon que R_{TH} .

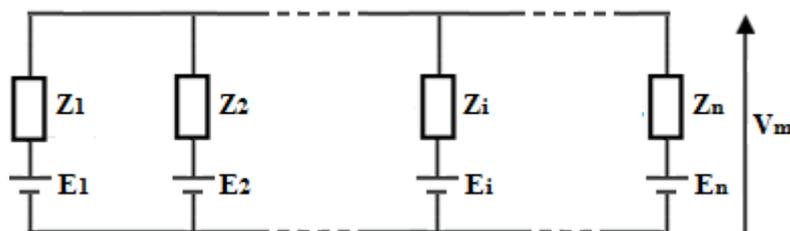


- **Equivalence entre Thévenin et Norton**



3.6. Théorème de Millman

Soit un circuit électrique comportant n branches en parallèle, comprenant chacune une source de tension parfaite en série avec un élément linéaire.

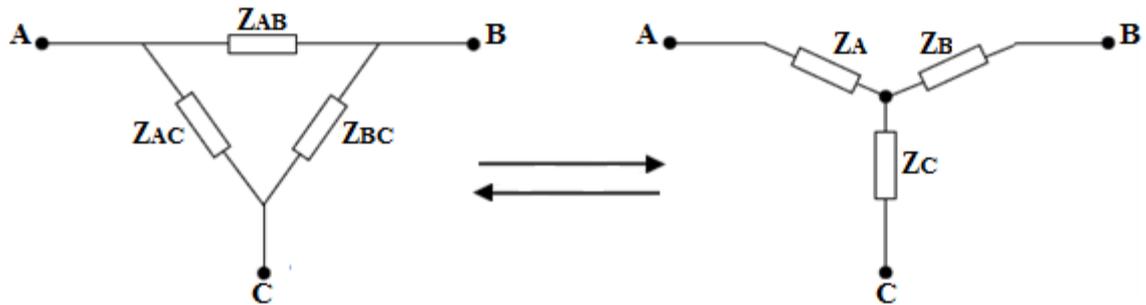


La tension V_m s'écrit :

$$V_m = \frac{\sum_{j=1}^n E_j Y_j}{\sum_{j=1}^n Y_j} = \frac{\sum_{j=1}^n \frac{E_j}{Z_j}}{\sum_{j=1}^n \frac{1}{Z_j}}$$

3.7. Théorème de Kennelly

Ce théorème permet de passer d'une configuration triangle à une configuration étoile et réciproquement.



Conversion triangle-étoile

$$Z_A = \frac{Z_{AB}Z_{AC}}{Z_{AB} + Z_{AC} + Z_{BC}}$$

$$Z_B = \frac{Z_{AB}Z_{BC}}{Z_{AB} + Z_{AC} + Z_{BC}}$$

$$Z_C = \frac{Z_{AC}Z_{BC}}{Z_{AB} + Z_{AC} + Z_{BC}}$$

Conversion étoile-triangle

$$Z_{AB} = \frac{Z_A Z_B + Z_A Z_C + Z_B Z_C}{Z_C}$$

$$Z_{AC} = \frac{Z_A Z_B + Z_A Z_C + Z_B Z_C}{Z_B}$$

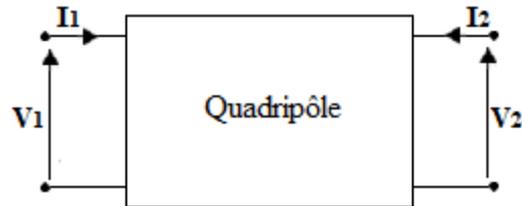
$$Z_{BC} = \frac{Z_A Z_B + Z_A Z_C + Z_B Z_C}{Z_A}$$

Quadripôles passifs

Rappels de cours

1. DEFINITION

Un quadripôle est un circuit qui possède deux bornes d'entrée et deux bornes de sorties. Le quadripôle est dit passif quand il n'est composé que d'éléments passifs.



2. MATRICES D'UN QUADRIPOLE

Il existe six combinaisons possibles pour exprimer deux quelconques grandeurs en fonction des deux autres.

2.1. Matrice impédance [Z]

$$\begin{cases} V_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 \\ V_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 \end{cases}$$

Ce qui s'écrit en utilisant la notation matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \rightarrow \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = [Z] \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}$$

Les coefficients de la matrice [Z] se définissent comme suit :

$$Z_{11} = \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{I_2=0} : \text{Impédance d'entrée, sortie ouverte.}$$

$$Z_{21} = \left. \frac{V_2}{I_1} \right|_{I_2=0} : \text{Impédance de transfert direct, sortie ouverte.}$$

$$Z_{12} = \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{I_1=0} : \text{Impédance de transfert inverse, entrée ouverte.}$$

$$Z_{22} = \left. \frac{V_2}{I_2} \right|_{I_1=0} : \text{Impédance de sortie, entrée ouverte.}$$

2.2. Matrice admittance [Y]

$$\begin{cases} I_1 = Y_{11}V_1 + Y_{12}V_2 \\ I_2 = Y_{21}V_1 + Y_{22}V_2 \end{cases}$$

Soit:
$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \rightarrow \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = [Y] \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix}$$

Nous obtenons donc: $[Y] = [Z]^{-1}$

1.2. Matrice hybride [h]

$$\begin{cases} V_1 = h_{11}I_1 + h_{12}V_2 \\ I_2 = h_{21}I_1 + h_{22}V_2 \end{cases}$$

Soit:
$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \rightarrow \begin{bmatrix} V_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = [h] \begin{bmatrix} I_1 \\ V_2 \end{bmatrix}$$

1.2. Matrice hybride [g]

$$\begin{cases} I_1 = g_{11}V_1 + g_{12}I_2 \\ V_2 = g_{21}V_1 + g_{22}I_2 \end{cases}$$

Soit:
$$\begin{bmatrix} I_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \rightarrow \begin{bmatrix} I_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = [g] \begin{bmatrix} V_1 \\ I_2 \end{bmatrix}$$

1.2. Matrices de transfert (matrices chaîne)

Deux cas se présentent :

✓ **Cas 1:**

$$\begin{cases} V_1 = T_{11}V_2 - T_{12}I_2 \\ I_1 = T_{21}V_2 - T_{22}I_2 \end{cases}$$

Soit:
$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \rightarrow \begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = [T] \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix}$$

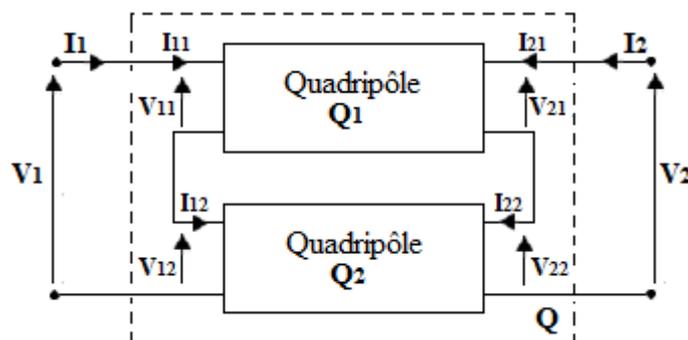
✓ **Cas 2:**

$$\begin{cases} V_2 = T'_{11}V_1 - T'_{12}I_1 \\ I_2 = T'_{21}V_1 - T'_{22}I_1 \end{cases}$$

Soit:
$$\begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T'_{11} & T'_{12} \\ T'_{21} & T'_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} \rightarrow \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} = [T'] \begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix}$$

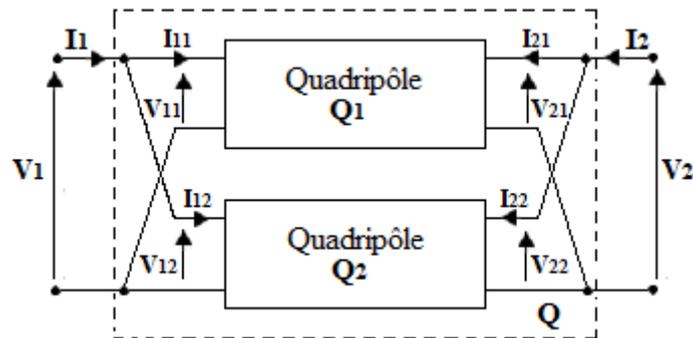
3. ASSOCIATION DE QUADRIPOLES

3.1. Association en série de deux quadripôles



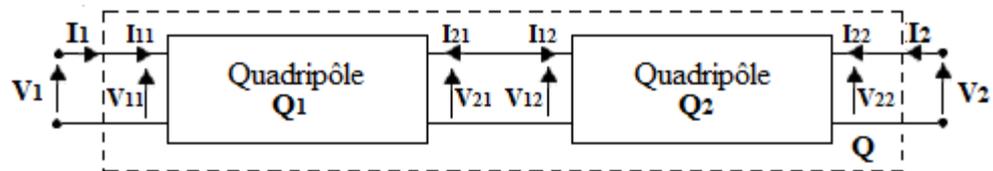
Quadripôle Q équivalent : $[Z] = [Z_1] + [Z_2]$

3.2. Association en parallèle de deux quadripôles



Quadripôle Q équivalent : $[Y] = [Y_1] + [Y_2]$

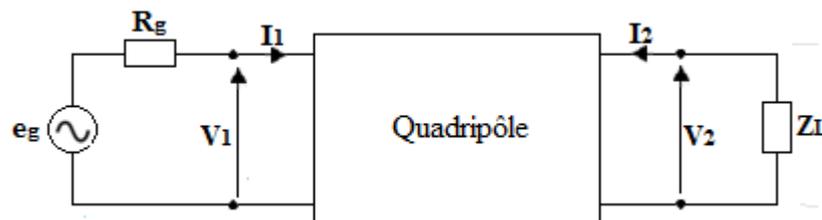
3.3. Association en cascade de deux quadripôles



Quadripôle Q équivalent : $[T] = [T_1] \times [T_2]$; $[T'] = [T'_1] \times [T'_2]$.

4. PARAMETRES CARACTERISTIQUES D'UN QUADRIPOLE EN CHARGE

Considérons un quadripôle linéaire excité par un générateur de résistance interne R_g et chargé par une impédance Z_L .



Gain en tension (A_v) :

$$A_v = \frac{V_2}{V_1}$$

Gain composite en tension (A_{vc}) :

$$A_{vc} = \frac{V_2}{e_g}$$

Gain en courant (A_i) :

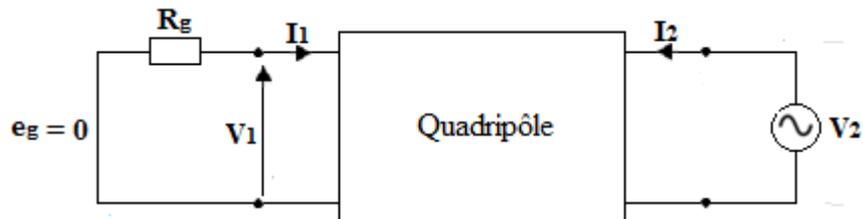
$$A_i = \frac{I_2}{I_1}$$

Impédance d'entrée (Z_e) :

$$Z_e = \frac{V_1}{I_1}$$

Impédance de sortie (Z_s) :

$$Z_s = \left. \frac{V_2}{I_2} \right|_{e_g=0, Z_L \text{ déconnectée}}$$

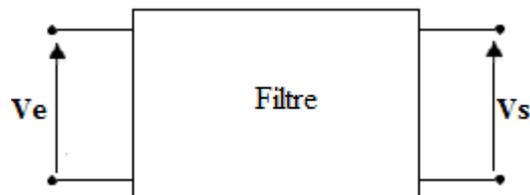


5. APPLICATION DES QUADRIPOLES PASSIFS A L'ADAPTATION D'IMPEDANCE

On peut adapter la charge à la source par l'insertion d'un quadripôle passif, entre la charge et la source, à condition qu'il soit calculé convenablement.

6. FILTRES PASSIFS

Un filtre est un quadripôle linéaire, qui ne laisse passer que les signaux compris dans un domaine de fréquence limité, appelé *la bande passante* du filtre.



Fonction de transfert :

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

où $\omega = 2\pi f$ est la pulsation des signaux et f leur fréquence.

Module de $T(j\omega)$:

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

Argument de $T(j\omega)$:

$$\varphi(\omega) = \arg(V_s(j\omega)) - \arg(V_e(j\omega))$$

Gain en décibel (dB) :

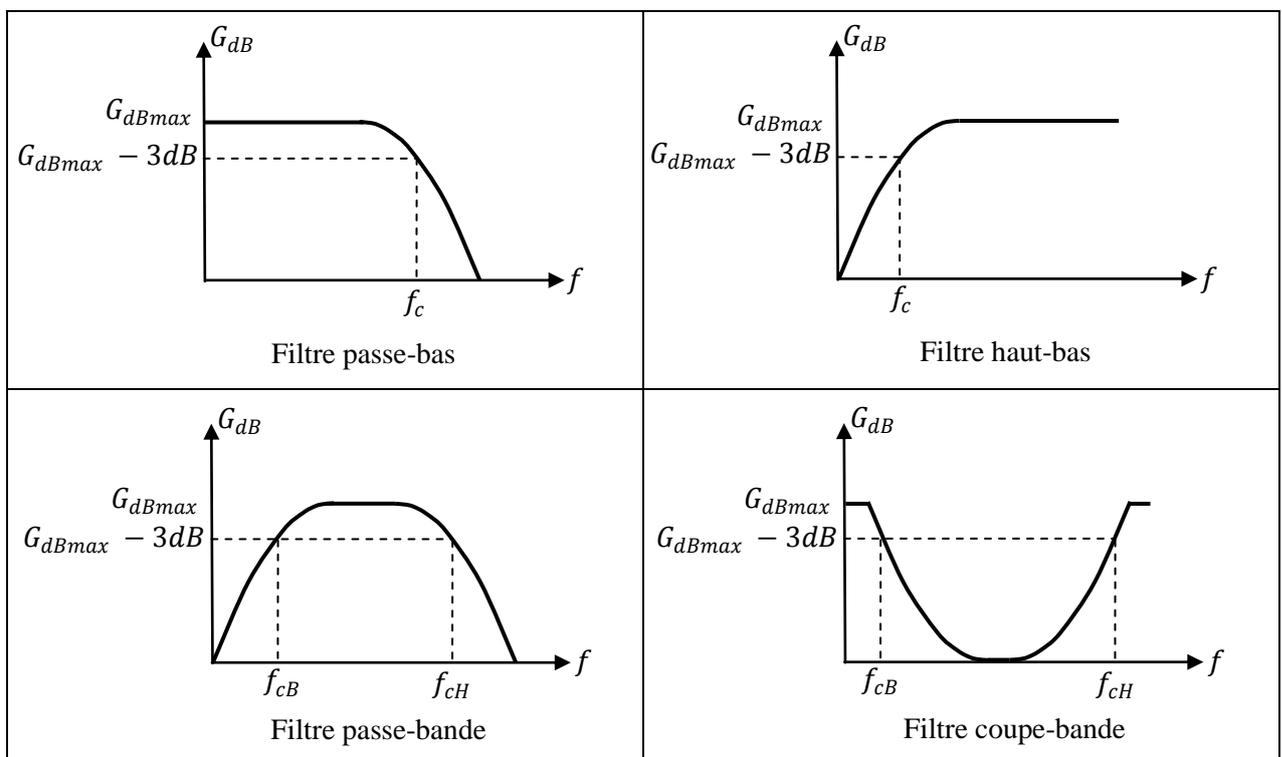
$$G_{dB} = 20 \log_{10} |T(j\omega)|$$

Diagrammes de Bode :

On appelle *diagrammes de Bode*, les représentations du gain G_{dB} et de la phase φ en fonction de la fréquence (ou de la pulsation). Les fréquences peuvent varier dans de grandes proportions, on adopte généralement des unités en $\log f$ (ou $\log \omega$) en abscisses.

Types de filtres :

On distingue quatre types de filtres : passe-bas, passe-haut, passe-bande, coupe-bande.



f_c : Fréquence de coupure.

f_{cB} : Fréquence de coupure basse.

f_{cH} : Fréquence de coupure haute.

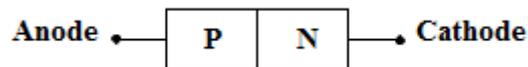
Diodes

Rappels de cours

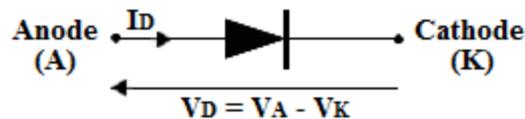
1. DIODE

1.1. Présentation

La diode à jonction PN est constituée par la juxtaposition de deux régions de types différents (N et P) d'un même semi-conducteur.

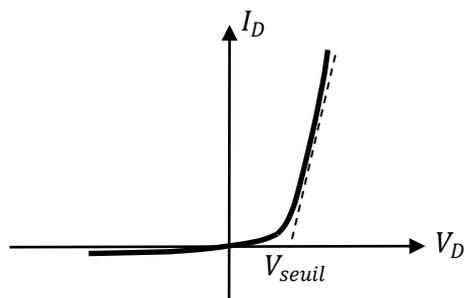


Symbole :



Caractéristique $I_D(V_D)$:

La diode à jonction PN est un composant non linéaire (sa caractéristique $I_D(V_D)$ n'est pas une droite) :



V_{seuil} : Tension de seuil de la diode.

Silicium : $V_{seuil} = 0.6V$ à $0.7V$

Germanium : $V_{seuil} = 0.2V$ à $0.3V$

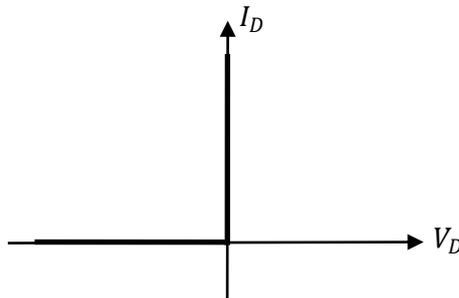
Applications :

Redressement, écrêtage, multiplicateur de tension...

1.2. Modélisation de la diode à jonction PN

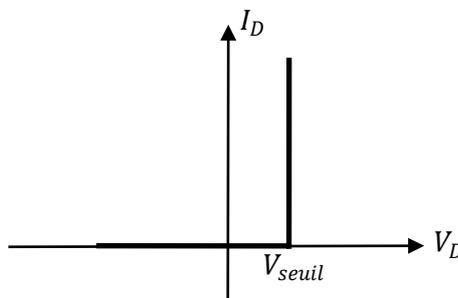
Il existe différents modèles d'une diode suivant le niveau d'approximation souhaité.

a) *Modèle idéal*



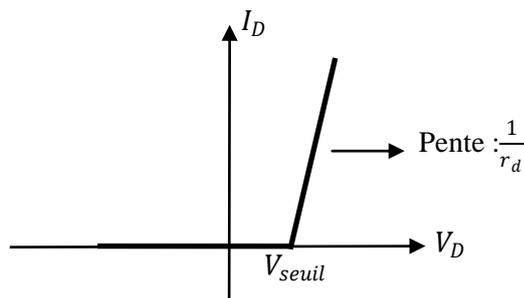
$V_D > 0$	D passante	
$V_D < 0$	D bloquée	

b) *Modèle avec seuil*



$V_D > V_{seuil}$	D passante	
$V_D < V_{seuil}$	D bloquée	

c) *Modèle avec seuil et résistance*



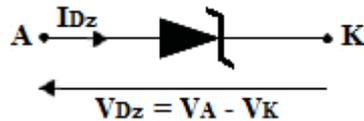
$V_D > V_{seuil}$	D passante	
$V_D < V_{seuil}$	D bloquée	

2. DIODE ZENER

2.1. Présentation

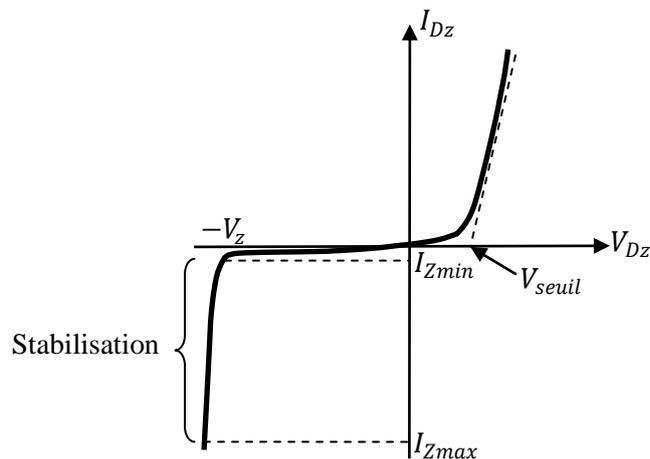
Une diode Zener est une diode à jonction spécialement conçue pour être utilisée en polarisation inverse dans la zone de claquage.

Symbole :



Caractéristique $I_{Dz}(V_{Dz})$:

La diode Zener est un composant non linéaire ayant la caractéristique $I_{Dz}(V_{Dz})$ suivante :



V_z : Tension Zener de la diode.

I_{Zmin} : Courant minimal au dessous de laquelle la tension n'est plus stabilisée.

I_{Zmax} : Courant maximal supporté par la diode Zener.

Application principale:

Pour une tension $|V_{Dz}| > V_z$, la diode Zener est conductrice et la tension à ses bornes est pratiquement constante est égale à V_z . Cette caractéristique permet de l'utiliser comme stabilisateur de tension.

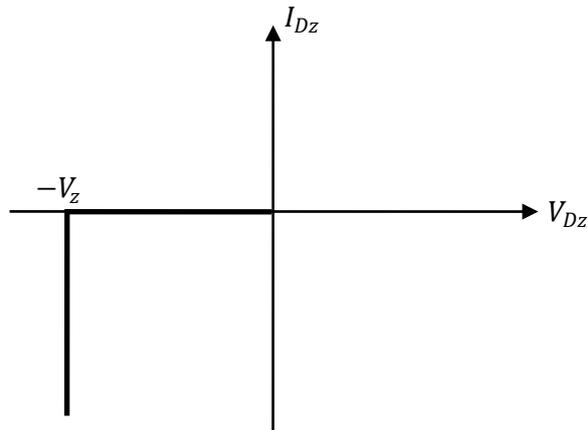
2.2. Modélisation de la diode Zener

En polarisation directe :

- La diode Zener se comporte comme une diode à jonction conventionnelle.

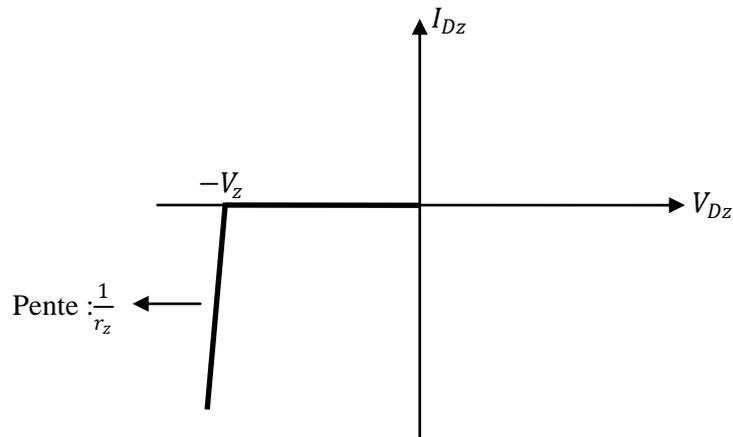
En polarisation inverse :

- *Modèle idéal :*



$ V_{Dz} > V_z$	D_z passante	
$ V_{Dz} < V_z$	D_z bloquée	

- *Modèle avec tension Zener et résistance*



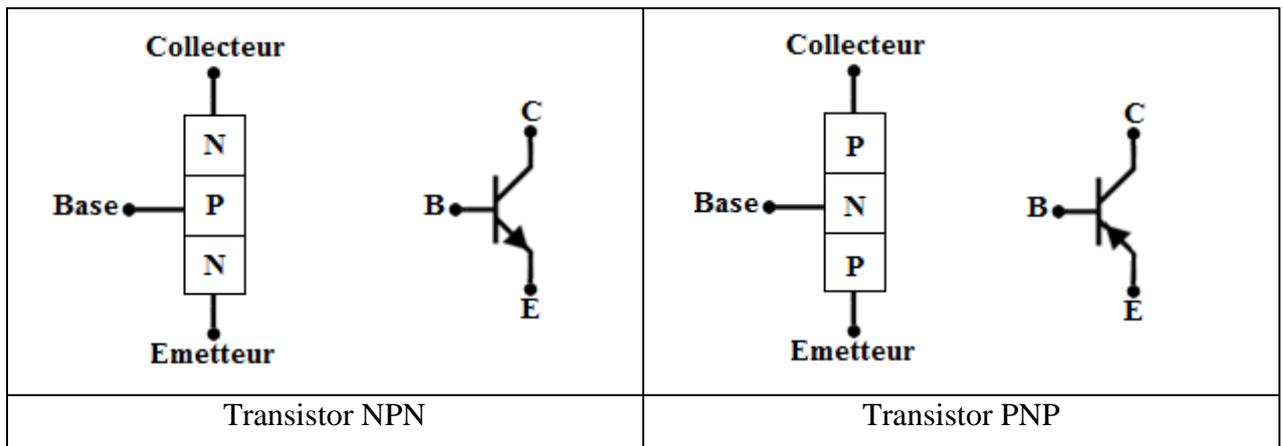
$ V_{Dz} > V_z$	D_z passante	
$ V_{Dz} < V_z$	D_z bloquée	

Transistors bipolaires

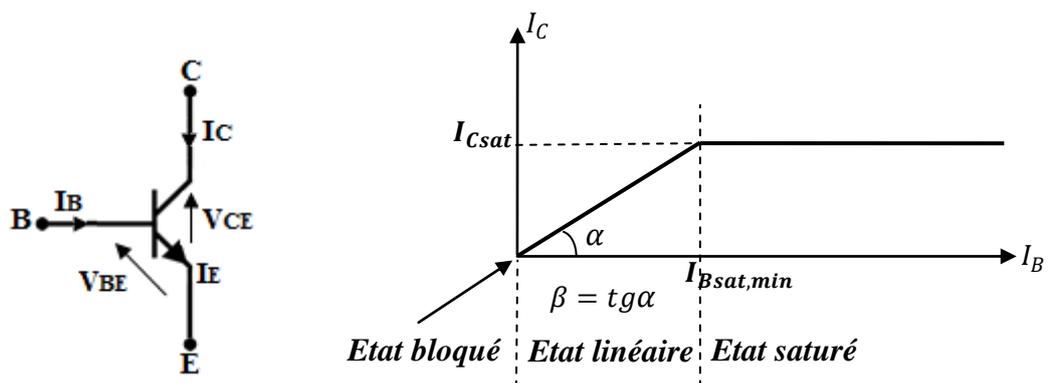
Rappels de cours

1. PRESENTATION

Un transistor bipolaire est constitué de trois zones semi-conductrices différemment dopées: Emetteur, Base, et Collecteur. On distingue deux types de transistors bipolaires NPN et PNP.



2. MODES DE FONCTIONNEMENT D'UN TRANSISTOR BIPOLAIRE ET RELATIONS FONDAMENTALES



Etat linéaire :

$$I_C = \beta I_B$$

β : Gain en courant.

- Les dispersions de β sont grandes (pour le transistor 2N2222: $50 \leq \beta \leq 300$).
- β dépend de la température.

$$I_E = I_C + I_B$$

$$\beta \gg 1 \rightarrow I_C \gg I_B \rightarrow I_E = I_C + I_B \approx I_C$$

$$\text{Silicium : } V_{BE} = 0.6V \text{ à } 0.7V$$

$$\text{Germanium : } V_{BE} = 0.2V \text{ à } 0.3V$$

Etat bloqué :

$$V_{BE} < 0.6V \text{ (Silicium)}$$

- En pratique, il est préférable de prendre $V_{BE} < 0$.

$$I_B = 0, I_C = 0, I_E = 0$$

Etat saturé :

$$I_C = I_{Csat} = cst$$

$$I_C \neq \beta I_B \rightarrow I_C < \beta I_B$$

$$I_{Bsat,min} = \frac{I_{Csat}}{\beta_{min}} \quad ; \quad \beta_{min} < \beta < \beta_{max}$$

$$V_{CE} = V_{CEsat} \rightarrow V_{CEsat} = 0.1V \text{ à } 0.4V$$

Pour garantir la saturation du transistor, on applique généralement à $I_{Bsat,min}$ un coefficient de sursaturation k :

$$I_B = k \cdot I_{Bsat,min}$$

Valeur courante : $k = 2$

3. TRANSISTOR BIPOLAIRE EN REGIME DE COMMUTATION

En commutation le transistor bipolaire commute entre l'état bloqué et l'état saturé et se comporte comme un interrupteur.

4. TRANSISTOR BIPOLAIRE EN REGIME D'AMPLIFICATION

Pour fonctionner en amplification, on doit superposer deux régimes de fonctionnement : régime statique (continu), et régime dynamique (sinusoïdal) linéaire. Les grandeurs alternatives sinusoïdales sont découplées des grandeurs continues par des condensateurs.

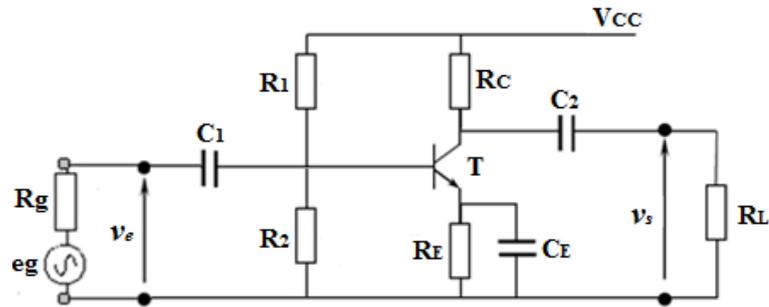


Fig (*). Exemple d'un amplificateur à base du transistor bipolaire

4.1. Etude statique et étude dynamique

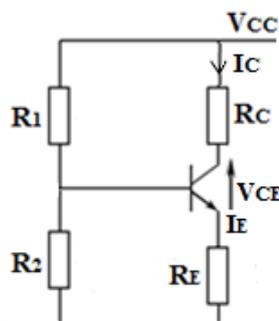
La façon la plus simple d'étudier un amplificateur à transistors est de scinder l'étude en deux parties : étude statique et étude dynamique.

✓ Etude statique

Pour l'étude en régime statique :

- On remplace les générateurs alternatifs par des courts-circuits.
- Les condensateurs présentent une impédance infinie (On remplace les condensateurs par des circuits-ouverts).

Schéma équivalent du montage de la figure () en régime statique :*

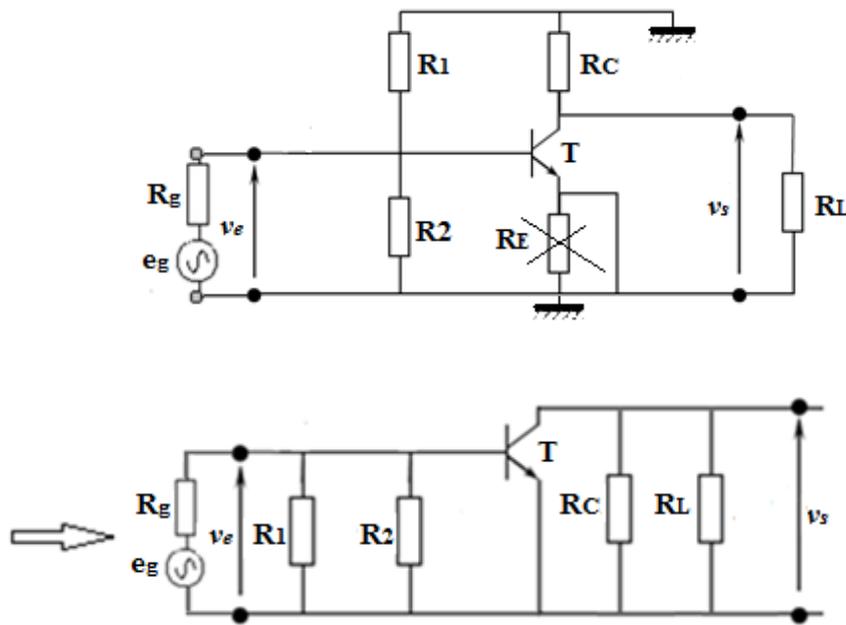


✓ Etude dynamique

Pour l'étude en régime dynamique :

- On remplace les générateurs continus par des courts-circuits.
- Les condensateurs sont choisis de façon que leurs impédances soient négligeables à la fréquence de fonctionnement (On remplace les condensateurs par des courts-circuits).

Cas du montage de la figure (*) :

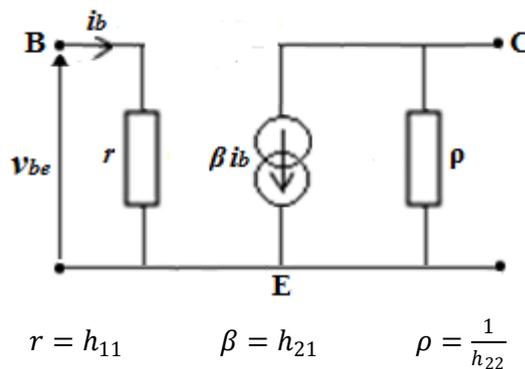


4.2. Les trois types de montages amplificateurs à transistor bipolaire

- ✓ Montage émetteur commun : Entrée sur la base et sortie sur le collecteur (Ex : montage de la figure (*)).
- ✓ Montage collecteur commun : Entrée sur la base et sortie sur l'émetteur.
- ✓ Montage base commune : Entrée sur l'émetteur et sortie sur le collecteur.

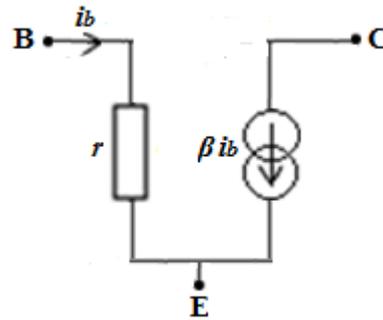
4.3. Schémas équivalents petits signaux du transistor bipolaire, paramètres hybrides

Montage émetteur commun :

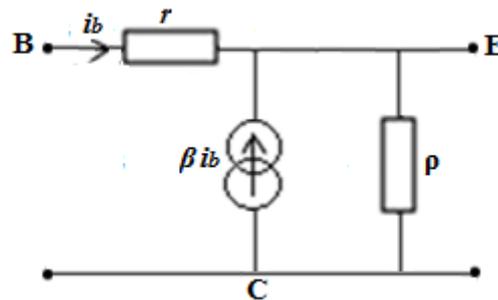


- On peut remplacer βi_b par $g_m v_{be}$.

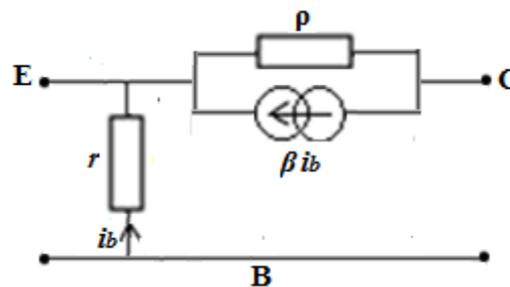
Cas de $\rho \rightarrow \infty$:



Montage collecteur commun :



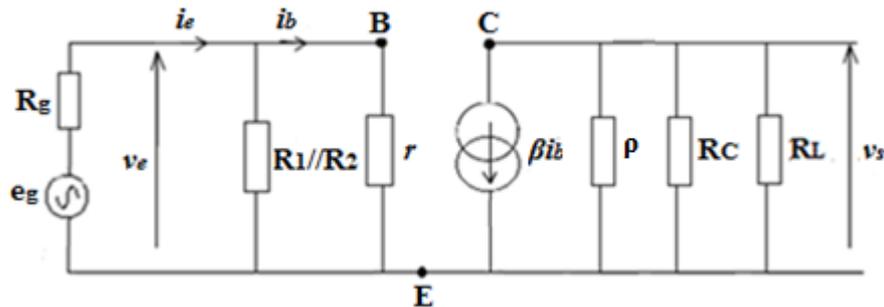
Montage base commune :



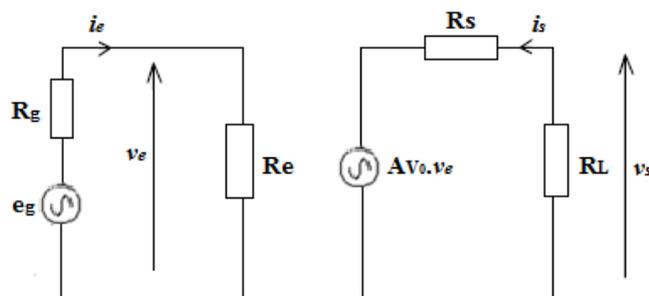
4.4. Schéma équivalent d'un circuit amplificateur à transistor dans le domaine des petits signaux aux fréquences moyennes

Pour établir ce schéma, il suffit de remplacer le transistor par son schéma équivalent lors de l'étude dynamique.

Schéma équivalent du montage de la figure () dans le domaine des petits signaux aux fréquences moyennes :*



4.5. Schéma équivalent d'un amplificateur comprenant A_{V0} , R_e , et R_s



R_e : Résistance d'entrée. R_s : Résistance de sortie. A_{V0} : Gain en tension à vide.

4. AMPLIFICATEUR A DEUX ETAGES

Il est conseillé de commencer l'étude de cet amplificateur par le deuxième étage puisque la charge du premier étage dépend de l'impédance d'entrée du deuxième.

✓ Gain en tension (A_v)

$$A_v = A_{v2} \times A_{v1}$$

A_{v2} : Gain en tension du deuxième étage.

A_{v1} : Gain en tension du premier étage en présence du deuxième étage. Pour calculer A_{v1} , on remplace le deuxième étage par son impédance d'entrée.

✓ Impédance d'entrée (Z_e)

Pour calculer Z_e on remplace le deuxième étage par son impédance d'entrée.

✓ Impédance de sortie (Z_s)

Pour calculer Z_s on remplace le premier étage par son impédance de sortie.

Les amplificateurs opérationnels

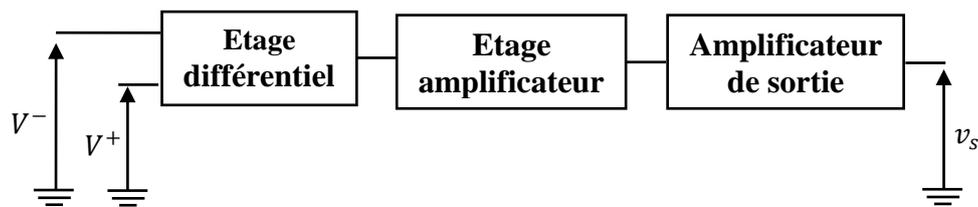
Rappels de cours

1. PRESENTATION

Un amplificateur opérationnel est un circuit intégré. Il a été initialement conçu pour effectuer des opérations mathématiques comme: l'addition, la soustraction, l'intégration, la dérivation, ...etc. Par la suite, il est devenu un composant de base utilisé dans de nombreux domaines de l'électronique.

Structure interne :

L'amplificateur opérationnel est constitué essentiellement de trois étages :

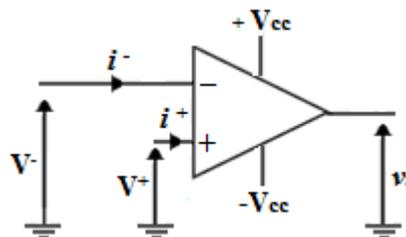


Symbole :

L'amplificateur opérationnel comporte généralement :

- deux entrées (inverseuse (-) et non-inverseuse (+)) ;
- une seule sortie ;
- deux broches d'alimentations $+V_{cc}$ et $-V_{cc}$.

L'alimentation, bien qu'indispensable, ne figure pas, en général, sur les schémas.



Brochage :

Voici le schéma de brochage le plus rencontré :

<p>Broche n°1 : Réglage offset</p> <p>Broche n°2 : Entrée (-)</p> <p>Broche n°3 : Entrée (+)</p> <p>Broche n°4 : $-V_{cc}$</p> <p>Broche n°5 : Réglage offset</p> <p>Broche n°6: Sortie</p> <p>Broche n°7: $+V_{cc}$</p> <p>Broche n°8 : Non connectée</p>	
--	--

$$v_s = f(V^+, V^-) :$$

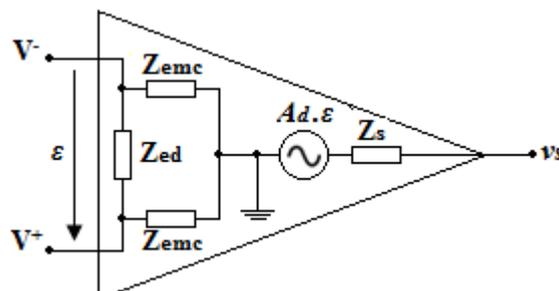
$$v_s = A_d(V^+ - V^-) + A_{mc} \frac{V^+ + V^-}{2}$$

A_{mc} : Gain en mode commun.

A_d : Gain différentielle (en boucle ouverte).

On cherche à obtenir A_{mc} très faible devant A_d . On mesure la qualité d'un amplificateur opérationnel par le taux de réjection en mode commun (TRMC, ou CMRR pour Common-Mode Rejection Ratio) :

$$TRMC(dB) = 20 \log\left(\frac{A_d}{A_{mc}}\right)$$

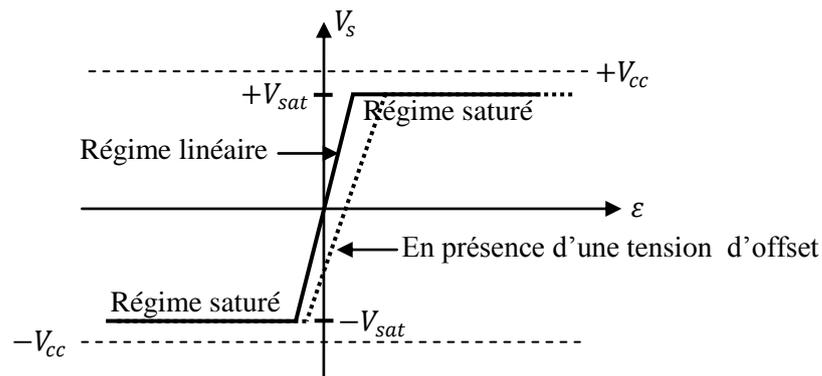
Schéma équivalent :

Z_{ed} : Impédance d'entrée différentielle.

Z_{emc} : Impédance d'entrée en mode commun.

$$\epsilon = V^+ - V^-.$$

Caractéristique de transfert :

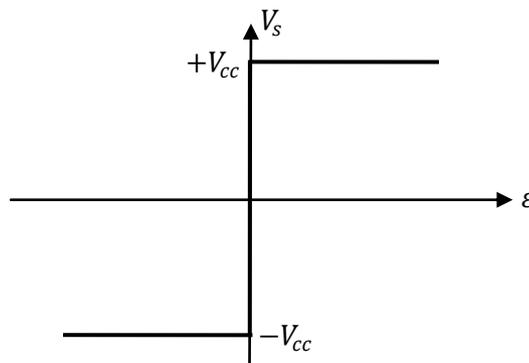


2. AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL IDEAL

Un amplificateur opérationnel idéal est caractérisé par:

- Des impédances d'entrée infinies ($Z_{ed} = \infty, Z_{emc} = \infty$), ce qui implique $\rightarrow i^+ = i^- = 0$.
- Une impédance de sortie nulle ($Z_s = 0$).
- Un gain en mode commun nulle ($A_{mc} = 0$).
- Un gain différentielle infinie ($A_d = \infty$), et indépendant de la fréquence.
- Une tension d'offset nulle.

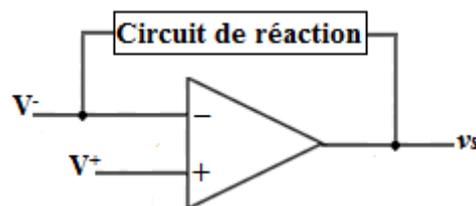
Caractéristique de transfert idéal :



3. REGIMES DE FONCTIONNEMENT DE L'AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL

Régime linéaire :

On a un fonctionnement en régime linéaire si $-V_{sat} < v_s < +V_{sat}$. Ceci n'est possible que pour $\varepsilon \rightarrow 0$. Pour maintenir ε très proche de 0 et engendrer un fonctionnement linéaire, on a forcément besoin d'une contre-réaction négative (liaison par composant ou un simple fil entre la sortie v_s et l'entrée V^- de l'amplificateur opérationnel).



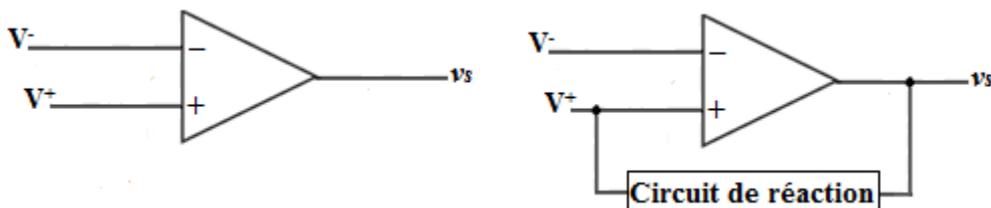
Règles pour les amplificateurs opérationnels idéaux en régime linéaire :

- 1- $\varepsilon = 0 \rightarrow V^+ = V^-$
- 2- $i^+ = i^- = 0$

Régime non linéaire (mode comparateur):

Si on utilise l'amplificateur opérationnel en boucle ouverte (sans contre réaction) ou avec une réaction positive (liaison par composant ou un simple fil entre la sortie v_s et l'entrée V^+ de l'amplificateur opérationnel), il fonctionne en régime non linéaire (régime de saturation). Dans ce cas, la sortie ne peut prendre que deux valeurs : $+V_{sat}$ ou $-V_{sat}$.

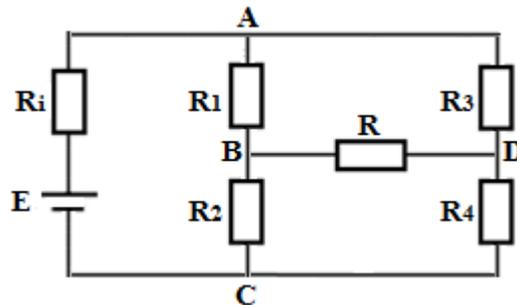
$$v_s = \begin{cases} +V_{sat} \approx +V_{cc} & \text{si } V^+ > V^- \\ -V_{sat} \approx -V_{cc} & \text{si } V^+ < V^- \end{cases}$$



TD1 : Régime continu et Théorèmes fondamentaux

Exercice 1:

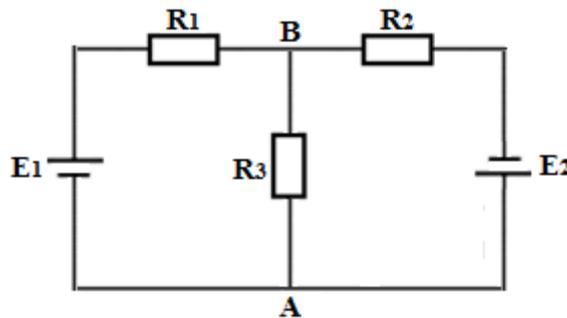
Soit le circuit suivant :



✓ Indiquer le nombre de nœuds, le nombre de branches et le nombre de mailles.

Exercice 2:

Soit le circuit suivant. On donne : $E_1 = 4\text{ V}$, $E_2 = 24\text{ V}$, $R_1 = 16\text{ k}\Omega$, $R_2 = 4\text{ k}\Omega$, $R_3 = 6\text{ k}\Omega$.

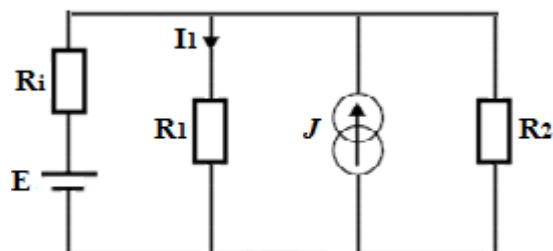


✓ Calculer l'intensité du courant dans la branche AB en appliquant :

- Les lois de Kirchhoff
- Le théorème de Millman
- Le théorème de superposition

Exercice 3:

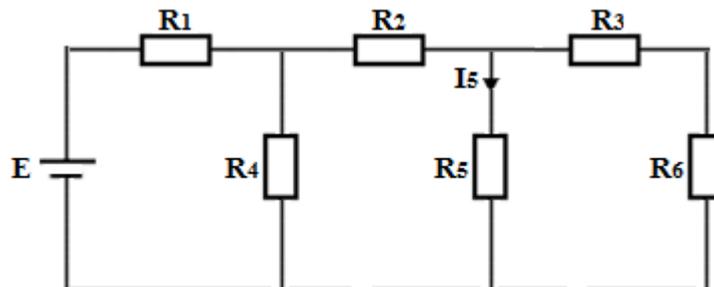
En utilisant le théorème de superposition, donner l'expression du courant I_1 .



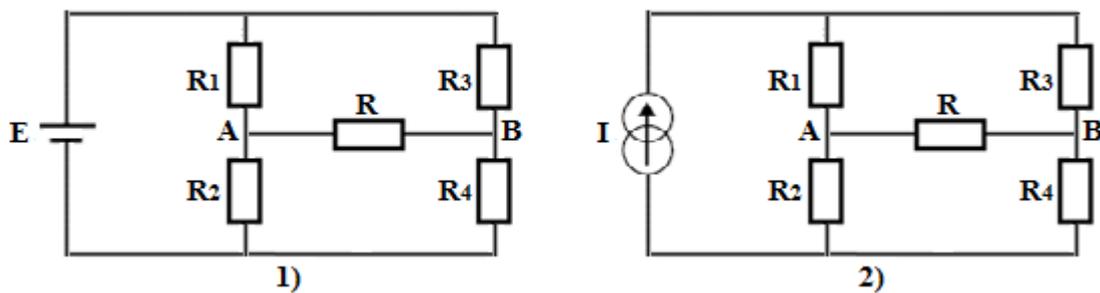
Exercice 4:

Donner l'expression du courant passant dans la résistance R_5 du circuit suivant en appliquant :

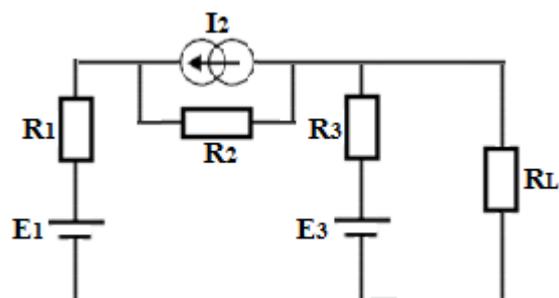
- Le théorème de Thévenin
- Le théorème de Norton

**Exercice 5:**

Pour les deux circuits suivants, donner le schéma de Thévenin équivalent entre les points A et B.

**Exercice 6:**

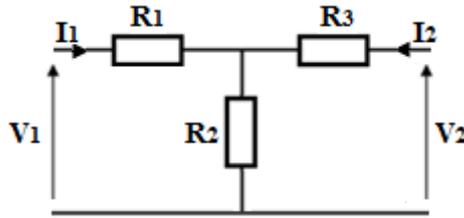
Donner l'expression du courant circulant dans la charge R_L du circuit suivant en utilisant le théorème de Thévenin.



TD2 : Quadripôles passifs

Exercice 1:

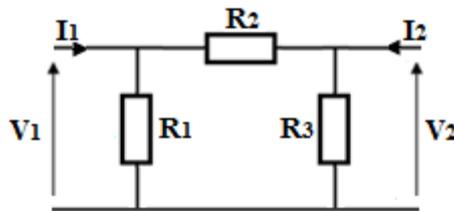
Soit le quadripôle en T suivant. $R_1 = 5 \Omega$, $R_2 = 15 \Omega$, $R_3 = 10 \Omega$.



1. Déterminer les paramètres de la matrice impédance $[Z]$ de ce quadripôle en utilisant :
 - ✓ Les définitions de ces paramètres.
 - ✓ La loi des mailles.
2. Connaissant la matrice $[Z]$, déterminer la matrice $[Y]$.

Exercice 2:

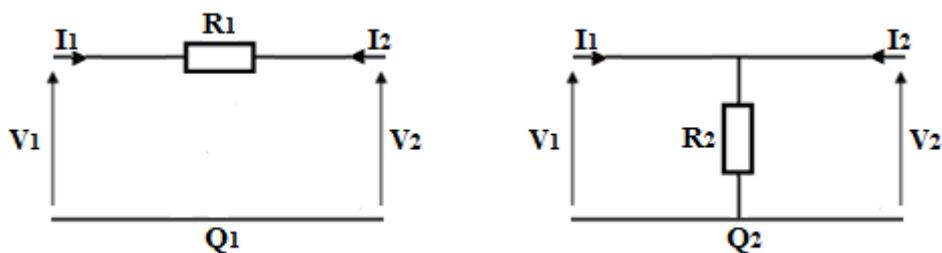
Soit le quadripôle en π suivant.



1. Déterminer les paramètres de la matrice admittance $[Y]$.
2. Déterminer les paramètres de la matrice hybride $[h]$.
3. Déterminer les expressions du gain en courant et de la résistance d'entrée lorsque le quadripôle est fermé sur une résistance R_L .
4. Déterminer l'expression de la résistance de sortie lorsque le quadripôle est alimenté par un générateur de résistance interne R_g .

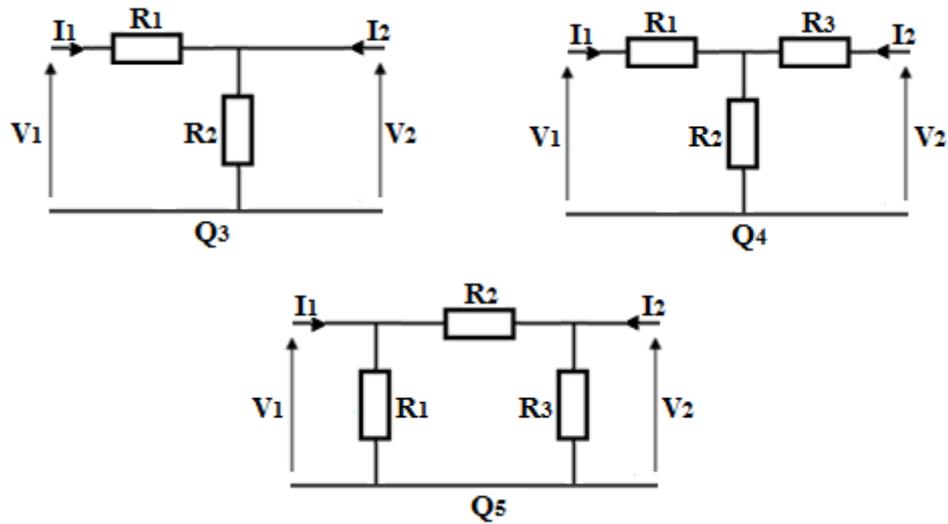
Exercice 3:

Soient les quadripôles Q_1 et Q_2 suivants :



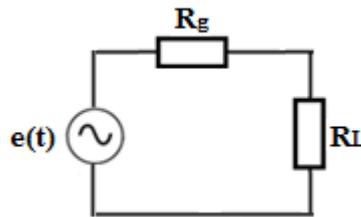
1. Déterminer la matrice de transfert $[T]$ de chaque quadripôle.

2. En déduire les matrices de transferts des quadripôles Q₃, Q₄ et Q₅:



Exercice 4:

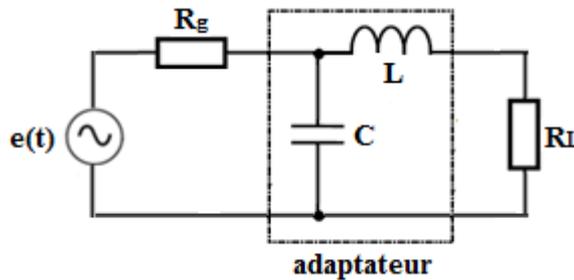
I. Soit une charge R_L connectée à un générateur sinusoïdal $e(t)$ d'amplitude E et de résistance interne R_g .



I.1. Déterminer l'expression de la puissance P fournie à la charge R_L par ce générateur en fonction de E , R_g et R_L .

I.2. Pour quelle valeur de R_L , P est-elle maximale ? Que vaut alors P_{max} ?

II. Dans le cas étudié ici, R_L est très inférieur à R_g . Afin d'optimiser le transfert d'énergie entre le générateur et la charge, on intercale un quadripôle d'adaptation d'impédance constitué d'une capacité ($Z_C = \frac{1}{jC\omega} = jX_C$) et d'une self ($Z_L = jL\omega = jX_L$).



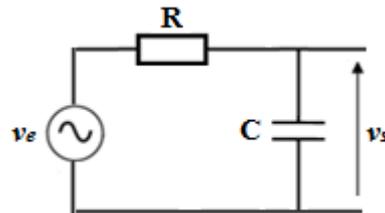
II.1. Exprimer l'impédance d'entrée Z_e du quadripôle adaptateur chargé par la résistance R_L en fonction de X_C , X_L et R_L .

II.2. A quoi doit être égale Z_e pour que la puissance transmise par le générateur au quadripôle chargé par R_L soit maximale ?

II.3. Donner finalement les expressions de X_C et X_L en fonction de R_g et R_L pour avoir une adaptation d'impédance.

Exercice 5:

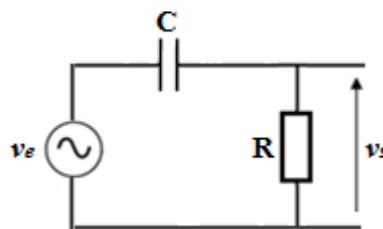
Soit le filtre suivant :



1. Donner l'expression de la fonction de transfert $T(j\omega) = v_s/v_e$.
2. Mettre $T(j\omega)$ sous la forme $\frac{T_0}{1+j\frac{\omega}{\omega_0}}$. Donner la valeur de T_0 et l'expression de ω_0 .
3. Quel est le type et l'ordre de ce filtre?
4. Exprimer la fréquence de coupure f_c en fonction de R et C .
5. Tracer les courbes de gain et de phase dans le plan de Bode.

Exercice 6:

Soit le filtre suivant :

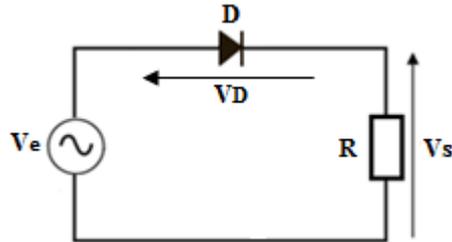


1. Donner l'expression de la fonction de transfert $H(j\omega) = v_s/v_e$.
2. Mettre $H(j\omega)$ sous la forme $\frac{H_0 j \frac{\omega}{\omega_0}}{1+j\frac{\omega}{\omega_0}}$. Donner la valeur de H_0 et l'expression de ω_0 .
3. Quel est le type et l'ordre de ce filtre?
4. Exprimer la fréquence de coupure f_c en fonction de R et C .
5. Tracer les courbes de gain et de phase dans le plan de Bode.

TD3 : Diodes

Exercice 1 :

Soit le circuit suivant. $R = 1\text{ K}\Omega$, $V_e(t) = 5 \sin\omega t$.

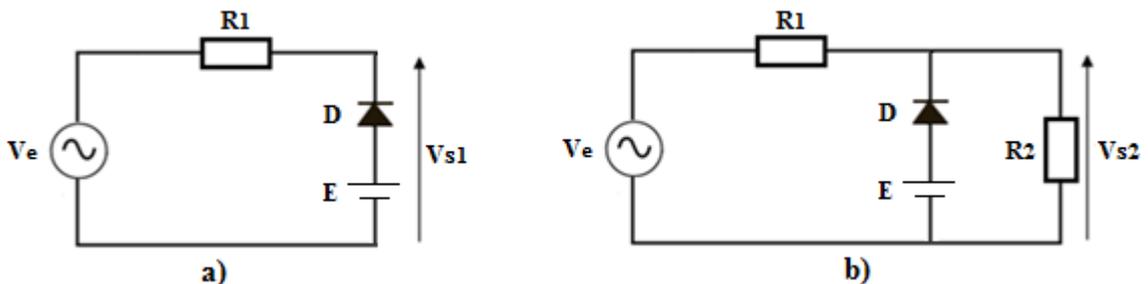


✓ Donner la caractéristique $I_D(V_D)$ de la diode, analyser le fonctionnement du circuit, et tracer les graphes des tensions V_s et V_D en fonction du temps, pour les trois cas suivant :

- D est une diode idéale.
- D présente une résistance directe nulle, une résistance inverse infinie, et une tension de seuil $V_{seuil} = 0,6\text{ V}$.
- D est une diode au silicium de résistance directe 20Ω et résistance inverse infinie.

Exercice 2 :

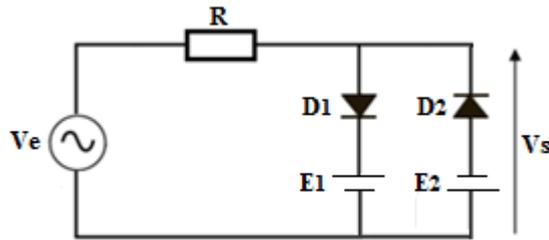
Soit les montages **a** et **b**. D est une diode idéale. $V_e(t) = 28 \sin\omega t$, $E = 5\text{ V}$, $R_1 = 300\Omega$, $R_2 = 100\Omega$.



- ✓ Analyser le fonctionnement des montages et tracer les graphes de V_{s1} et V_{s2} en fonction du temps.

Exercice 3 :

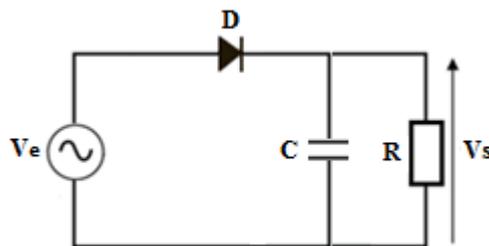
Soit le montage suivant. Les diodes sont supposées idéales. $V_e = 15 \sin \omega t$. $E_1 = 10 V$ et $E_2 = 5 V$.



- ✓ Analyser le fonctionnement du montage et tracer le graphe de la tension V_s en fonction du temps.

Exercice 4 :

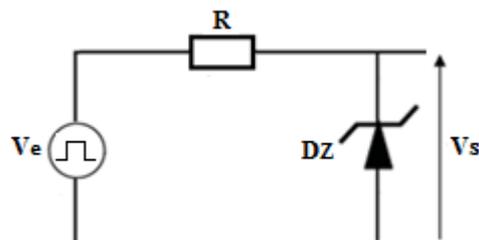
V_e est une tension sinusoïdale de valeur maximale V_{emax} . La diode est supposée idéale. à l'instant $t = 0$, le condensateur C est totalement déchargé.



- ✓ Analyser le fonctionnement du montage et tracer le graphe de la tension V_s en fonction du temps.

Exercice 5 :

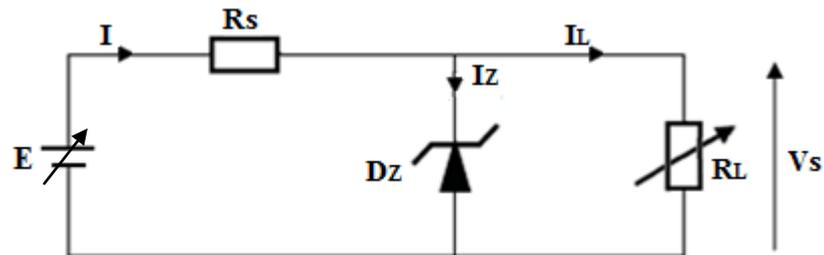
Dz est une diode Zener au silicium de résistance interne R_Z négligée et de $V_Z = 3 V$. V_e est un signal carré d'amplitude $+5V / -5V$.



- ✓ Analyser le fonctionnement du montage et tracer le graphe de la tension V_s en fonction du temps.

Exercice 6 :

Soit le montage suivant. La diode **Dz** est supposée idéale, sa tension Zener est égale à 6.2 V et sa puissance maximale est de 1.3 W . $R_s = 100\ \Omega$.

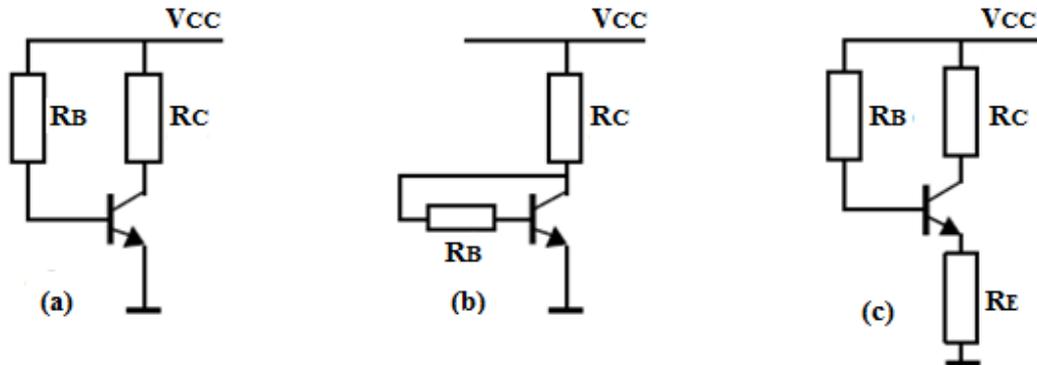


1. Calculer le courant max qui peut traverser la diode.
2. On fixe $R_L = 100\ \Omega$. Déterminer la plage de variation de E permettant d'obtenir une tension V_s stabilisée ?
3. Pour les deux cas suivants, déterminer la plage de variation de R_L permettant d'obtenir une tension V_s stabilisée ?
 - a) $E = 24\text{ V}$.
 - b) $E = 30\text{ V}$.

TD4 : Transistors bipolaires

Exercice 1 :

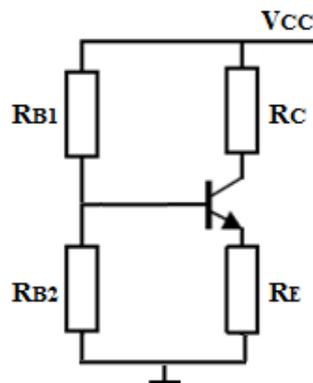
Soit les montages de polarisation d'un transistor représentés ci-dessous. On donne : $V_{CC} = 15 V$, $V_{BE} = 0.7 V$, $R_C = 1 k\Omega$, $R_B = 220 k\Omega$, $R_E = 110 \Omega$.



1. Pour chacun des trois montages, calculer le courant I_C pour $\beta = 100$ puis pour $\beta = 300$.
2. Quel est le montage le moins sensible aux variations de β ?

Exercice 2 :

La figure ci-dessous représente un circuit de polarisation du transistor NPN par deux résistances de base. On donne : $V_{CC} = 15 V$, $V_{BE} = 0.7 V$, $R_{B1} = 6.8 k\Omega$, $R_{B2} = 2.2 k\Omega$, $R_C = 3 k\Omega$ et $R_E = 2 k\Omega$.

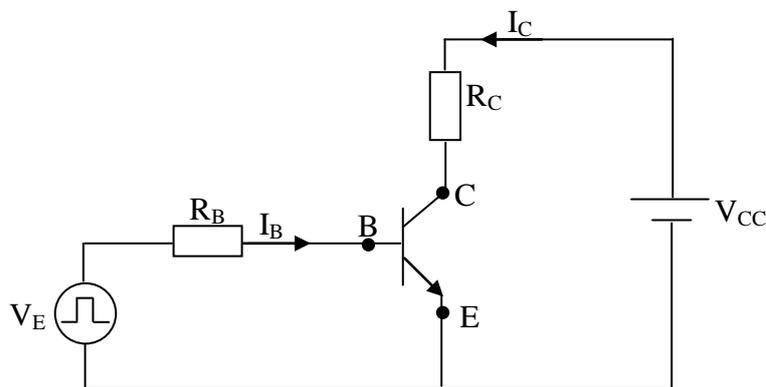


1. Faire la transformation du circuit de polarisation vu de la base du transistor en son équivalent de Thévenin et calculer E_{th} et R_{th} .
2. Calculer le courant I_C pour $\beta = 100$ et $\beta = 300$. Conclure.

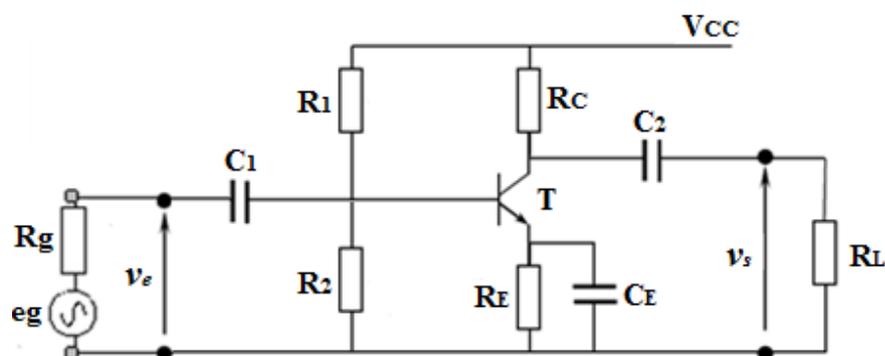
Exercice 3 :

Soit le montage ci-dessous. V_E est un signal rectangulaire périodique d'amplitude 0/+5V. On donne : $V_{CC} = 15\text{ V}$, $V_{BEsat} = 0.6\text{ V}$, $V_{CEsat} = 0.1\text{ V}$, $R_C = 1\text{ k}\Omega$, et $\beta_{min} = 100$.

1. Calculer la valeur maximale de R_B (R_{Bmax}) qui permet de saturer le transistor lorsque $V_E = 5\text{ V}$.
2. Pour garantir la saturation du transistor, on applique à $I_{Bsat,min}$ un coefficient de sursaturation $k = 2$. En déduire la valeur de R_B dans ce cas. Choisir une valeur normalisée pour R_B parmi les valeurs de la série E24.

**Exercice 4 :**

On considère le montage ci-dessous : $\rho \rightarrow \infty$

**I. Etude statique**

1. Donner le schéma équivalent du montage en régime statique.
2. On néglige I_B devant I_C . Donner l'équation de la droite de charge statique. Tracer cette droite.

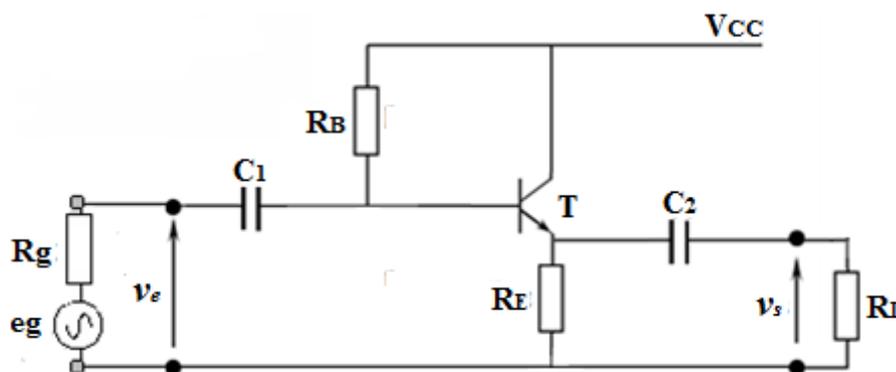
II. Etude dynamique

1. De quel montage s'agit-il ? Justifier.

2. Donner le schéma équivalent de ce montage dans le domaine des petits signaux aux fréquences moyennes.
3. Déterminer l'expression du gain en tension (A_v). En déduire l'expression du gain en tension à vide (A_{v0}).
4. Déterminer les expressions de la résistance d'entrée (R_e) et la résistance de sortie (R_s) du montage.
5. Donner un schéma équivalent du montage comprenant A_{v0} , R_e , et R_s .
6. En utilisant le schéma de la question 5 :
 - a) Déterminer l'expression de v_e en fonction de e_g , R_g et R_e . On cherche à minimiser l'influence de R_g sur v_s , quelle condition doit satisfaire R_e ?
 - b) Déterminer l'expression du gain en courant (A_i) en fonction de R_e , R_L et A_v .
7. On enlève le condensateur C_E :
 - a) Donner le schéma équivalent du montage dans le domaine des petits signaux aux fréquences moyennes.
 - b) Déterminer le gain en tension A_{v2} ainsi que les impédances d'entrée R_{e2} et de sortie R_{s2} .
 - c) Conclure.

Exercice 5 :

On considère l'amplificateur de la figure suivante. On donne : $V_{CC} = 15 V$, $V_{BE} = 0.6 V$, et $\beta = 300$.



I. Etude statique

On désire avoir un point de fonctionnement : ($V_{CE0} = 6 V$, $I_{C0} = 3 mA$).

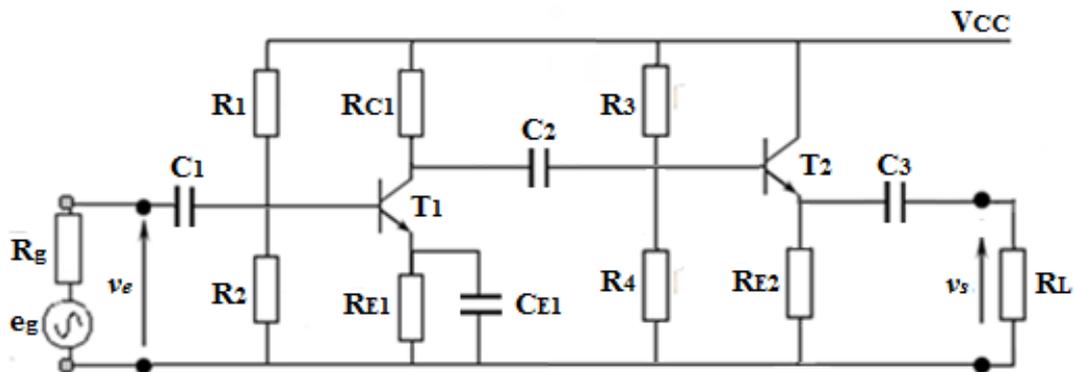
1. Donner le schéma équivalent du montage en régime statique.
2. Calculer les valeurs des résistances R_E et R_B .

II. Etude dynamique

1. De quel montage s'agit-il ? Justifier.
2. Donner le schéma équivalent du montage dans le domaine des petits signaux aux fréquences moyennes.
3. Déterminer l'expression du gain en tension A_v .
4. Déterminer l'expression de la résistance d'entrée R_e du montage vue par le générateur (e_g, R_g).
5. Déterminer l'expression de la résistance de sortie R_s du montage vue par la résistance R_L .

Exercice 6 :

Considérons le montage amplificateur suivant. Les condensateurs se comportent comme des courts-circuits à la fréquence de travail considérée.

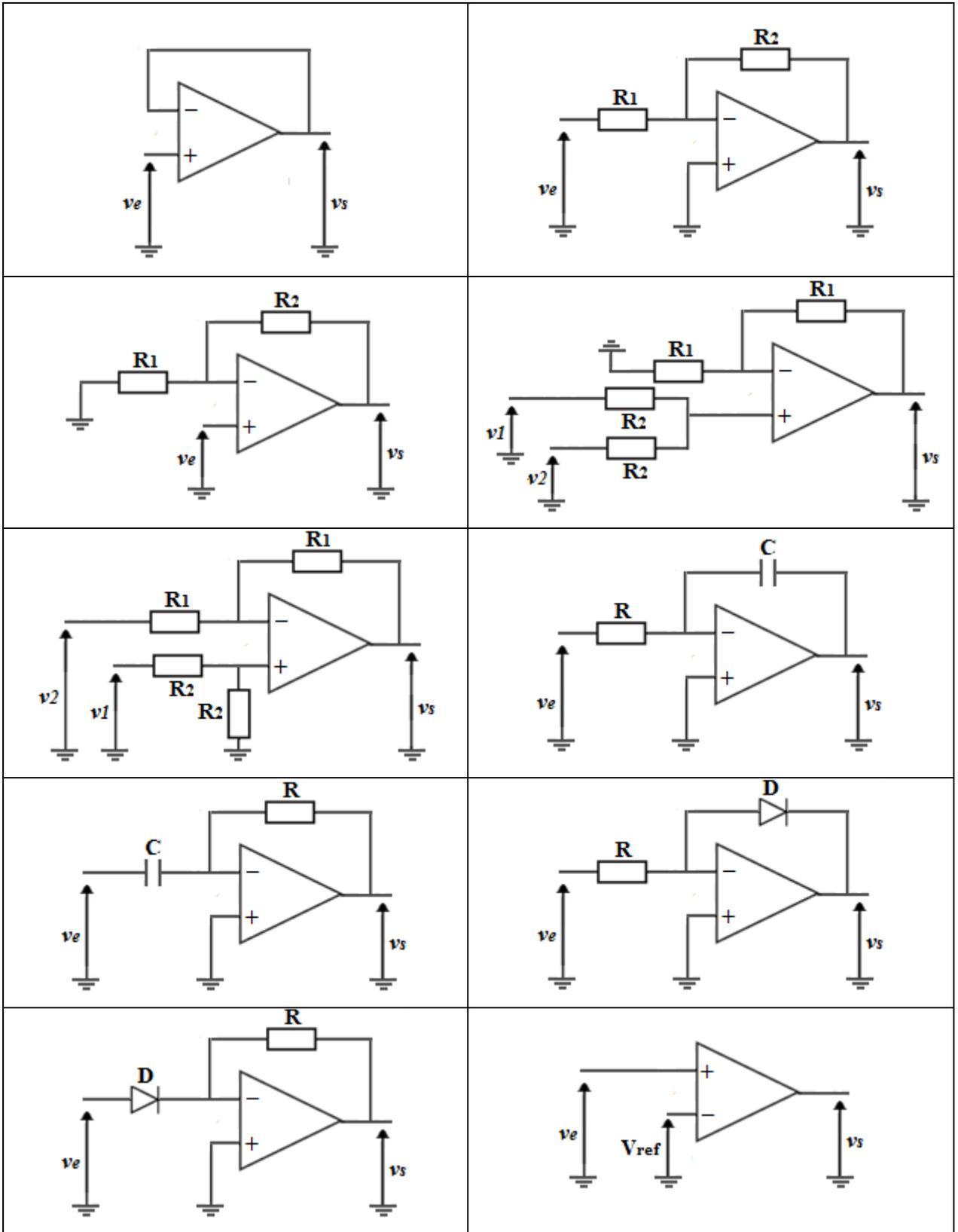


1. Dessiner le schéma équivalent aux petites variations du montage.
2. Donner l'expression de la résistance d'entrée R_{e2} de l'étage T_2 ainsi que son gain en tension A_{v2} .
3. Donner l'expression de la résistance d'entrée R_{e1} de l'étage T_1 ainsi que son gain en tension A_{v1} .
4. Donner l'expression de la résistance d'entrée R_e du montage complet ainsi que son gain en tension A_v .
5. Donner l'expression de la résistance de sortie R_{s1} de l'étage T_1 .
6. Donner l'expression de la résistance de sortie R_s du montage complet.

TD5 : Les amplificateurs opérationnels

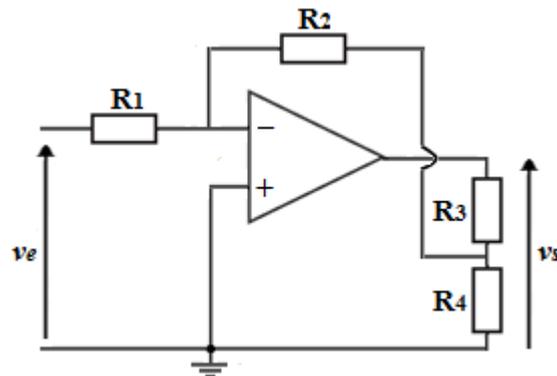
Exercice 1 :

Pour les différents montages ci-dessous, donner l'expression de la sortie v_s en fonction de v_e (v_1 et v_2) et le type de montage (l'amplificateur opérationnel est supposé idéal).



Exercice 2 :

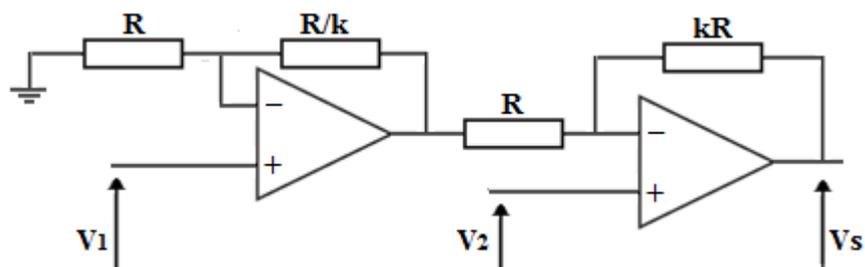
Soit le montage suivant. L'amplificateur opérationnel est supposé idéal. On donne :
 $R_1 = 1\text{ k}\Omega$, $R_2 = 4,7\text{ k}\Omega$, $R_3 = 11\text{ k}\Omega$, $R_4 = 1\text{ k}\Omega$.



1. Calculer le gain en tension A_v de ce montage.
2. Comparer le gain obtenu ici au gain du montage inverseur classique.

Exercice 3 :

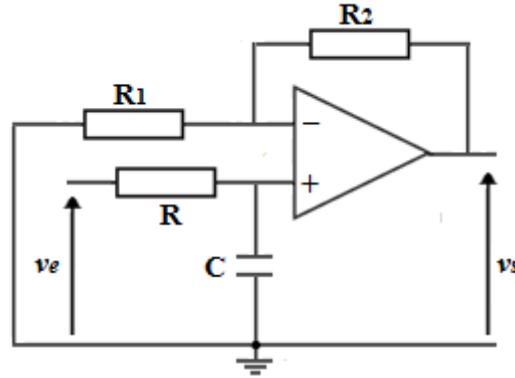
On considère le circuit ci-dessous Les amplificateurs opérationnels sont considérés idéaux.



1. Donner l'expression de la tension de sortie V_s en fonction de V_1 et V_2 .
2. Dédurre la fonction réalisée par ce circuit.

Exercice 4 :

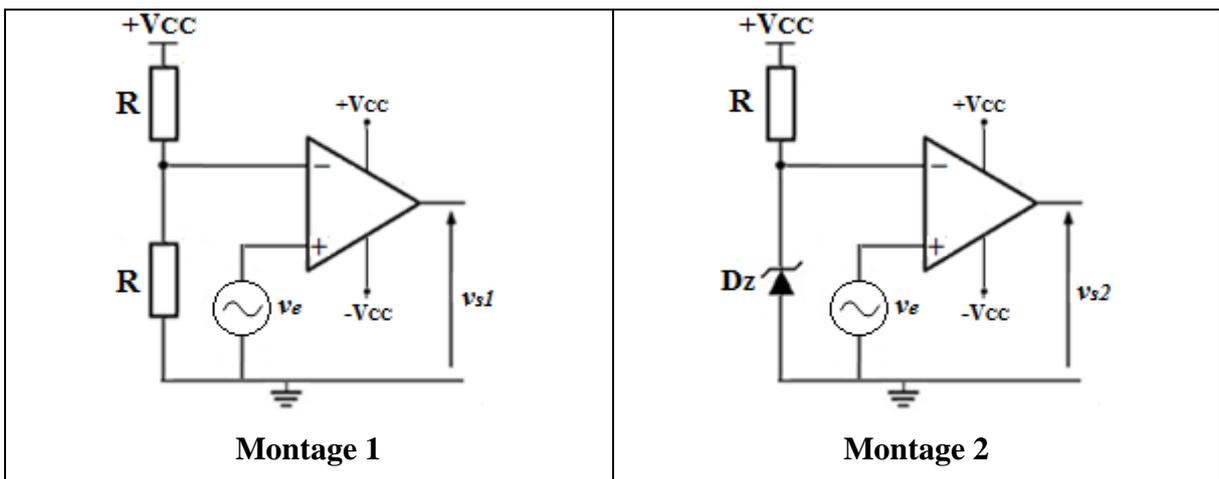
Soit le filtre actif suivant. L'amplificateur opérationnel est supposé idéal.



1. Donner l'expression de la fonction de transfert $T(j\omega)$ en fonction de R_1 , R_2 , R , C et ω .
2. Mettre $T(j\omega)$ sous la forme $T(j\omega) = \frac{T_0}{1+j\frac{\omega}{\omega_c}}$. Donner la valeur de T_0 , l'expression de la pulsation de coupure ω_c , puis l'expression de la fréquence de coupure f_c .
3. Exprimer le module et l'argument de $T(j\omega)$ en fonction de T_0 , f et f_c .
4. Tracer les courbes de gain et de phase dans le plan de Bode.

Exercice 5 :

On considère les montages ci-dessous. Les amplificateurs opérationnels sont considérés idéaux. $V_{CC} = 15 V$. $v_e = 10\sin\omega t$. La diode Zener est supposée idéale avec $V_Z = 6.8 V$.



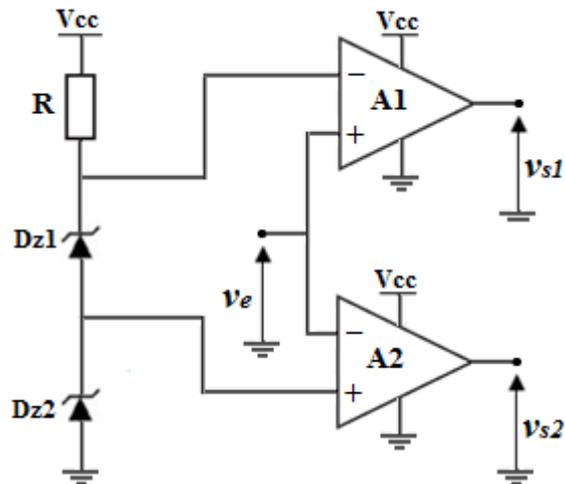
Pour les deux montages :

1. Indiquer le régime de fonctionnement de l'amplificateur opérationnel. Justifier.
2. Etablir l'expression de la tension de sortie.
3. Tracer la caractéristique de transfert du circuit, $v_s = f(v_e)$.

4. Tracer sur un même graphe v_e , V^- et v_s en fonction du temps.
5. Dédire la fonction réalisée par ce circuit.

Exercice 6 :

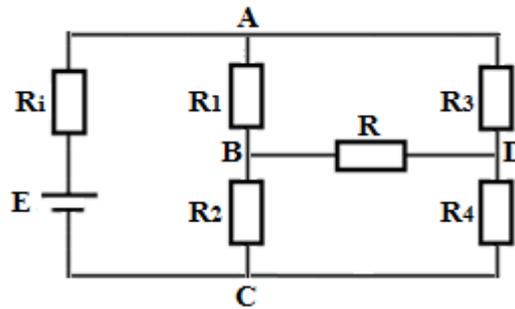
Soit le montage suivant. Les amplificateurs opérationnels sont considérés idéaux. Les diodes Zener sont supposées idéales avec $V_{z1} = V_{z2} = 3\text{ V}$. $V_{CC} = 15\text{ V}$. $v_e = 12\sin\omega t$.



1. Indiquer le régime de fonctionnement des amplificateurs opérationnels. Justifier.
2. Donner les expressions des tensions v_{s1} et v_{s2} .
3. Tracer v_{s1} et v_{s2} en fonction de v_e sur un même graphe.
4. Quelle fonction peut-on réaliser avec ce montage ? Expliquer.

Corrigé TD1

Exercice 1:

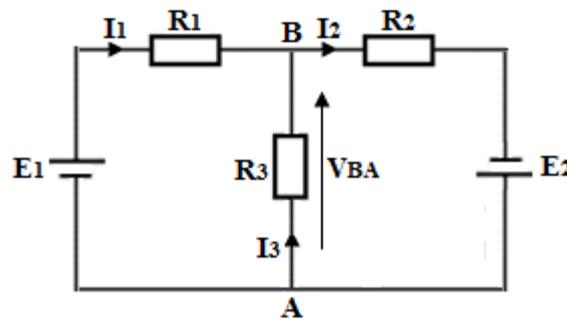


Nombre de nœuds : 4 (A, B, C, D).

Nombre de branches : 6 (AC, AB, BC, AD, DC, BD).

Nombre de mailles : 7 (ACA, ABDA, BDCB, ACBDA, ABDCA, ABCDA, ADCA).

Exercice 2:



$E_1 = 4 \text{ V}$, $E_2 = 24 \text{ V}$, $R_1 = 16 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 4 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 6 \text{ k}\Omega$.

Intensité du courant dans la branche AB ?

a) Lois de Kirchhoff

$$\begin{cases} I_3 + I_1 = I_2 & (\text{nœud B}) \\ E_1 - R_1 I_1 + R_3 I_3 = 0 & (\text{maille 1}) \\ E_2 - R_3 I_3 - R_2 I_2 = 0 & (\text{maille 2}) \end{cases}$$

$$\begin{cases} I_3 + I_1 = I_2 & (1) \\ 4 - 16 \cdot 10^3 I_1 + 6 \cdot 10^3 I_3 = 0 & (2) \\ 24 - 6 \cdot 10^3 I_3 - 4 \cdot 10^3 I_2 = 0 & (3) \end{cases}$$

Après résolution, on obtient :

$$I_3 = 2 \text{ mA}$$

b) Théorème de Millman

$$V_{BA} = \frac{\frac{E_1}{R_1} - \frac{E_2}{R_2} + \frac{0}{R_3}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}} \rightarrow V_{BA} = \frac{\frac{E_1}{R_1} - \frac{E_2}{R_2}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}}$$

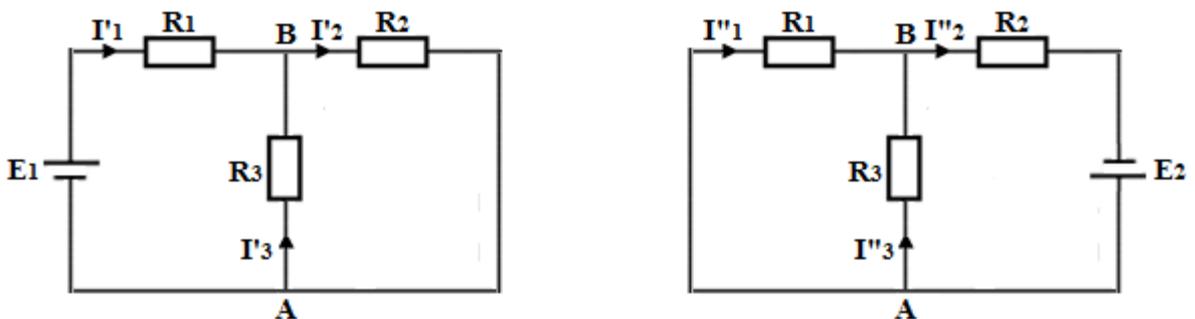
A.N :

$$V_{BA} = \frac{\frac{4}{16 \cdot 10^3} - \frac{24}{4 \cdot 10^3}}{\frac{1}{16 \cdot 10^3} + \frac{1}{4 \cdot 10^3} + \frac{1}{6 \cdot 10^3}} \rightarrow V_{AB} = -12 \text{ V}$$

$$V_{BA} = -R_3 I_3 \rightarrow I_3 = -\frac{V_{BA}}{R_3}$$

A.N:

$$I_3 = 2 \text{ mA}$$

c) Théorème de superposition

$$I_3 = I'_3(E_2 = 0) + I''_3(E_1 = 0)$$

$E = 0$: On remplace la source de tension par un court-circuit.

I'_3 ?

En appliquant le diviseur de courant :

$$I'_3 = -\frac{R_2}{R_2 + R_3} I'_1 \rightarrow I'_3 = -\frac{4}{10} I'_1$$

$$I'_1 = \frac{E_1}{R_1 + R_2 \parallel R_3} \rightarrow I'_1 = 0.217 \text{ mA}$$

$$I_3' = -\frac{4}{10} 0.217 \text{ mA} \rightarrow I_3' = -0.087 \text{ mA}$$

I_3'' ?

En appliquant le diviseur de courant :

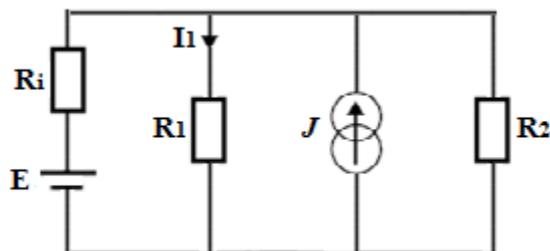
$$I_3'' = \frac{R_1}{R_1 + R_3} I_2'' \rightarrow I_3'' = \frac{16}{22} I_2''$$

$$I_2'' = \frac{E_2}{R_2 + R_1 \parallel R_3} \rightarrow I_2'' = 2.87 \text{ mA}$$

$$I_3'' = \frac{16}{22} 2.87 \text{ mA} \rightarrow I_3'' = 2.087 \text{ mA}$$

$$I_3 = I_3' + I_3'' \rightarrow I = 2 \text{ mA}$$

Exercice 3:

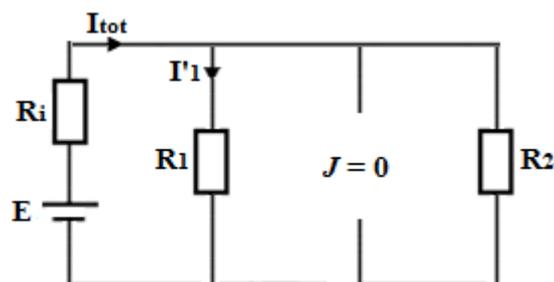


Expression du courant I_1 en utilisant le théorème de superposition?

$$I_1 = I_1'(J = 0) + I_1''(E = 0)$$

I_1' ?

$J = 0$: On remplace la source de courant par un circuit ouvert.



En appliquant le diviseur de courant:

$$I_1' = \frac{R_2}{R_1 + R_2} I_{tot}$$

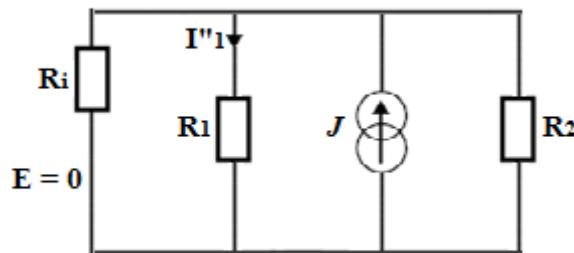
$$I_{tot} = \frac{E}{R_i + R_1 // R_2}$$

On obtient :

$$I'_2 = \left[\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right] \left[\frac{E}{R_i + R_1 // R_2} \right]$$

I''_1 ?

$E = 0$: On remplace la source de tension par un court-circuit.



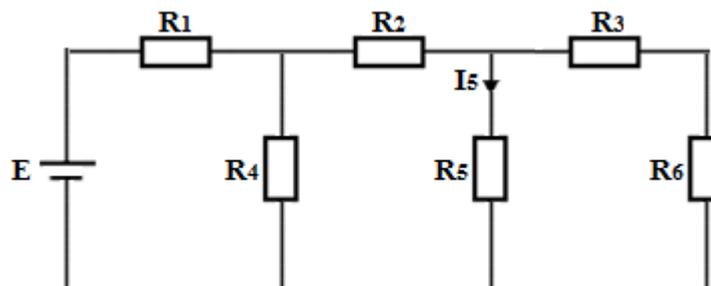
En appliquant le diviseur de courant:

$$I''_1 = \frac{\frac{1}{R_1}}{\frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}} J$$

I_1 ?

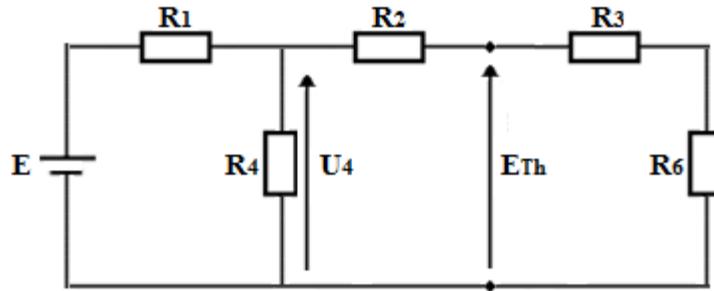
$$I_1 = I'_1 + I''_1 \rightarrow I_1 = \left[\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right] \left[\frac{E}{R_i + R_1 // R_2} \right] + \frac{\frac{1}{R_1}}{\frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}} J$$

Exercice 4:



✓ Expression du courant passant dans la résistance R_5 en appliquant le théorème de Thévenin :

E_{Th} :



En appliquant le diviseur de tension :

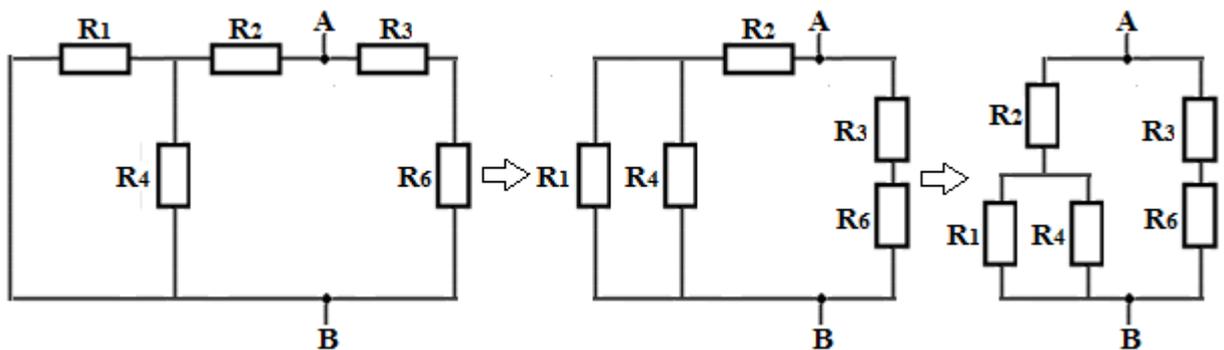
$$E_{Th} = \frac{R_3 + R_6}{R_2 + R_3 + R_6} U_4$$

En appliquant le diviseur de tension :

$$U_4 = \frac{[(R_2 + R_3 + R_6) \parallel R_4]}{[(R_2 + R_3 + R_6) \parallel R_4] + R_1} E$$

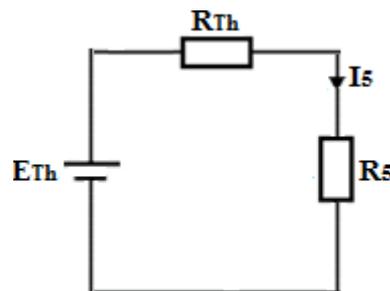
$$E_{Th} = \left[\frac{R_3 + R_6}{R_2 + R_3 + R_6} \right] \frac{[(R_2 + R_3 + R_6) \parallel R_4]}{[(R_2 + R_3 + R_6) \parallel R_4] + R_1} E_4$$

R_{th} :



$$R_{Th} = [R_2 + (R_1 \parallel R_4)] \parallel [R_3 + R_6]$$

I_5 ?

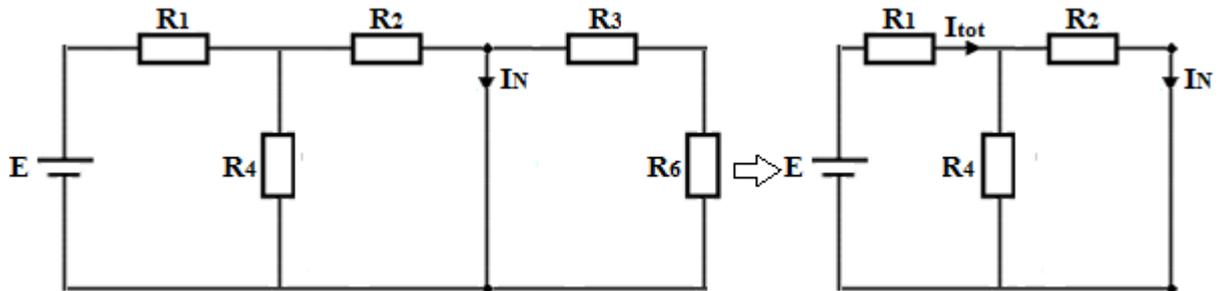


$$I_5 = \frac{E_{Th}}{R_{Th} + R_5}$$

✓ Expression du courant passant dans la résistance R_5 en appliquant le théorème de Norton :

I_N :

Méthode 1 :



En appliquant le diviseur de courant :

$$I_N = \frac{R_4}{R_4 + R_2} I_{tot}$$

$$I_{tot} = \frac{E}{R_1 + R_2 \parallel R_4}$$

$$I_N = \left[\frac{R_4}{R_4 + R_2} \right] \left[\frac{E}{R_1 + R_2 \parallel R_4} \right]$$

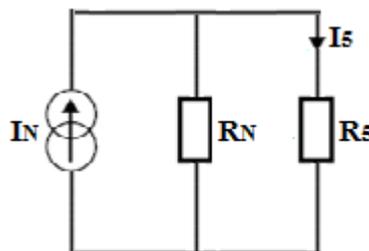
Méthode 2 :

$$E_{Th} = R_{Th} \cdot I_N \rightarrow I_N = \frac{E_{Th}}{R_{Th}}$$

R_N :

$$R_N = R_{th} \rightarrow R_N = [R_2 + (R_1 \parallel R_4)] \parallel [R_3 + R_6]$$

I_5 ?



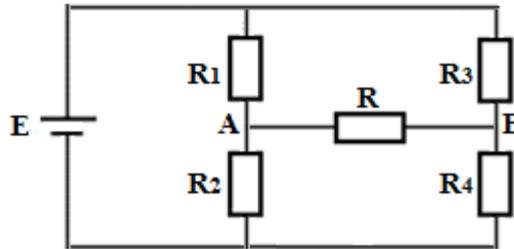
En appliquant le diviseur de courant :

$$I_5 = \frac{R_N}{R_N + R_5} I_N$$

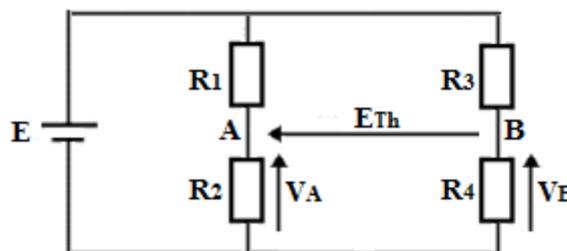
Exercice 5:

Schémas de Thévenin équivalents entre les points A et B.

1) Circuit 1:



1.1) E_{Th} :



En appliquant le diviseur de tension:

En A :

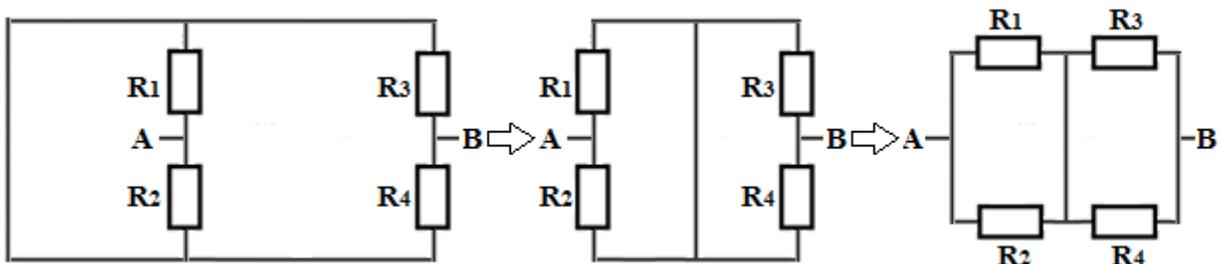
$$V_A = \frac{R_2}{R_1 + R_2} E$$

En B :

$$V_B = \frac{R_4}{R_3 + R_4} E$$

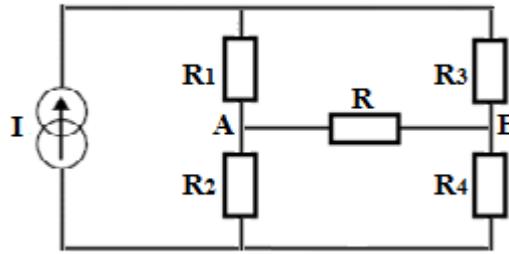
$$E_{Th} = V_A - V_B = \frac{R_2 R_3 - R_1 R_4}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)} E$$

1.2) R_{th} :

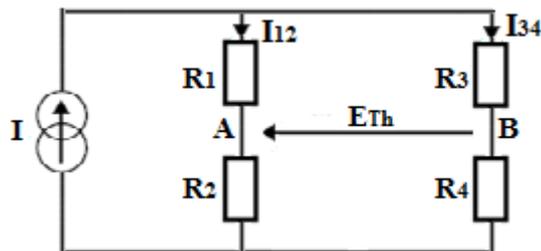


$$R_{Th} = (R_1 \parallel R_2) + (R_3 \parallel R_4)$$

2) Circuit 2:



2.1) E_{Th} :



En appliquant le diviseur de courant:

$$I_{12} = \frac{\frac{1}{R_1 + R_2}}{\frac{1}{R_1 + R_2} + \frac{1}{R_3 + R_4}} I$$

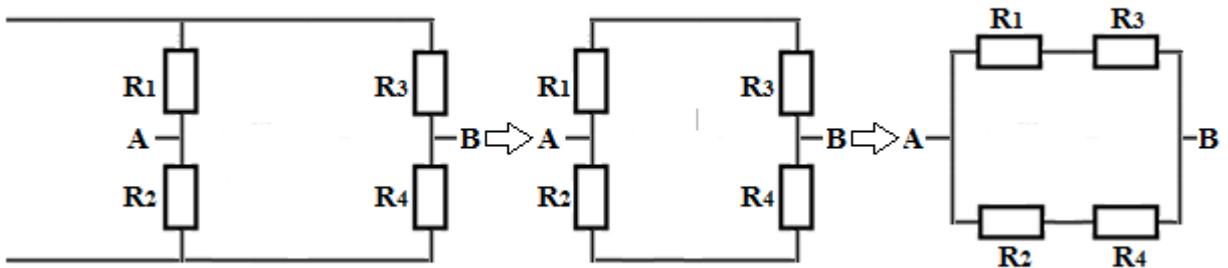
$$I_{34} = \frac{\frac{1}{R_3 + R_4}}{\frac{1}{R_1 + R_2} + \frac{1}{R_3 + R_4}} I$$

$$E_{Th} = V_A - V_B \rightarrow E_{th} = R_2 I_{12} - R_4 I_{34}$$

$$E_{Th} = R_2 \frac{\frac{1}{R_1 + R_2}}{\frac{1}{R_1 + R_2} + \frac{1}{R_3 + R_4}} I - R_4 \frac{\frac{1}{R_3 + R_4}}{\frac{1}{R_1 + R_2} + \frac{1}{R_3 + R_4}} I$$

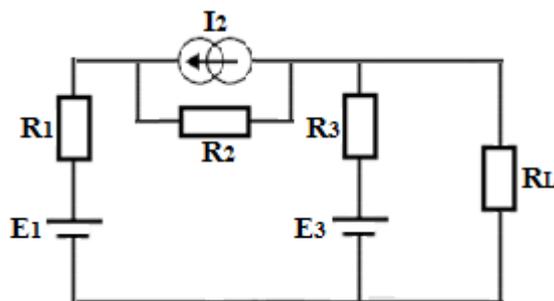
$$E_{Th} = \frac{R_2 R_3 - R_1 R_4}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4} I$$

2.2) R_{Th} :

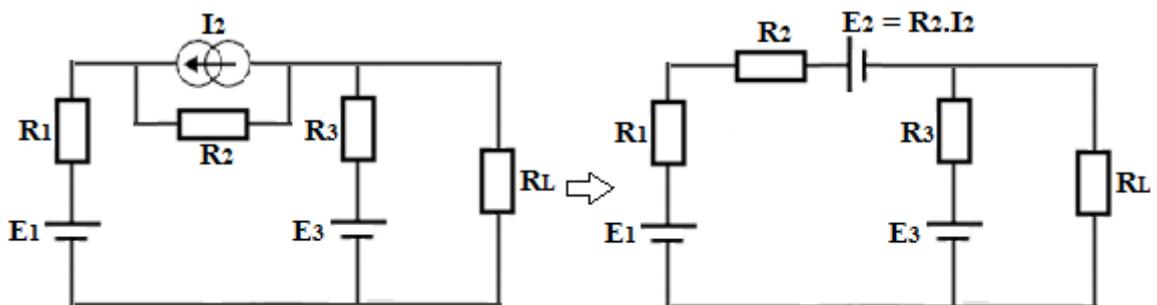


$$R_{Th} = (R_1 + R_3) \parallel (R_2 + R_4)$$

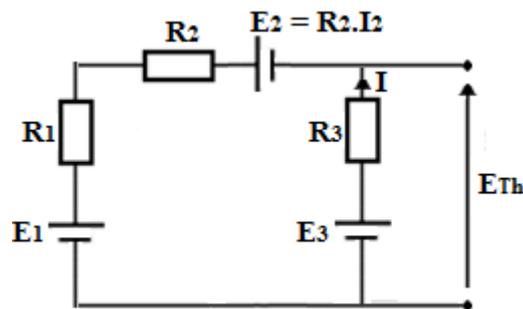
Exercice 6:



Expression du courant circulant dans la charge R_L en utilisant le théorème de Thévenin :



E_{th} :

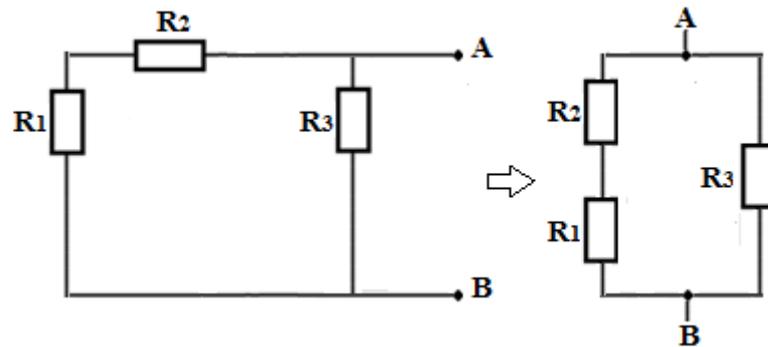


$$E_{th} = E_3 - R_3 I$$

$$I = \frac{E_3 + E_2 - E_1}{R_3 + R_2 + R_1}$$

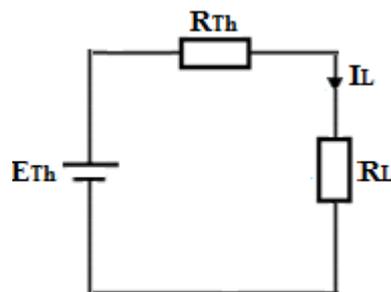
$$E_{th} = E_3 - R_3 \frac{E_3 + E_2 - E_1}{R_3 + R_2 + R_1}$$

R_{th} :



$$R_{th} = (R_1 + R_2) \parallel R_3$$

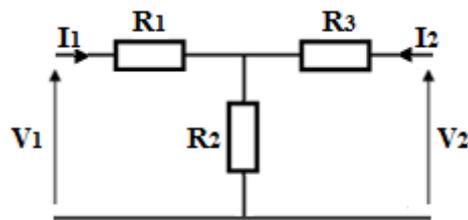
I_L ?



$$I_L = \frac{E_{th}}{R_{th} + R_L}$$

Corrigé TD2

Exercice 1:



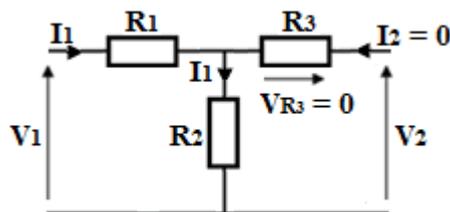
$$R_1 = 5 \Omega, R_2 = 15 \Omega, R_3 = 10 \Omega.$$

1. Détermination des paramètres de la matrice impédance $[Z]$ du quadripôle en utilisant leurs définitions :

$$\begin{cases} V_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 \\ V_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 \end{cases}$$

- Détermination de Z_{11} et Z_{21} :

$I_2 = 0$: Sortie en circuit ouvert.



$$Z_{11} = \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{I_2=0}$$

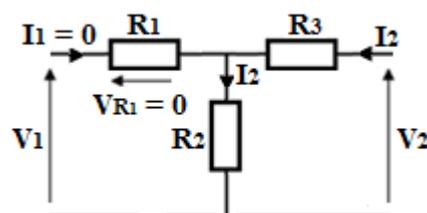
$$V_1 - R_1 I_1 - R_2 I_1 = 0 \rightarrow V_1 = (R_1 + R_2) I_1 \rightarrow Z_{11} = R_1 + R_2$$

$$Z_{21} = \left. \frac{V_2}{I_1} \right|_{I_2=0}$$

$$V_2 - R_2 I_1 = 0 \rightarrow V_2 = R_2 I_1 \rightarrow Z_{21} = R_2$$

- Détermination de Z_{12} et Z_{22} :

- $I_1 = 0$: Entrée en circuit ouvert.



$$Z_{12} = \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{I_1=0}$$

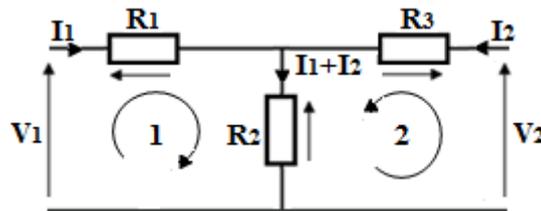
$$V_1 - R_2 I_2 = 0 \rightarrow V_1 = R_2 I_2 \rightarrow Z_{11} = R_2$$

$$Z_{22} = \left. \frac{V_2}{I_2} \right|_{I_1=0}$$

$$V_2 - R_3 I_2 - R_2 I_2 = 0 \rightarrow V_2 = (R_3 + R_2) I_2 \rightarrow Z_{22} = R_3 + R_2$$

$$[Z] = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \rightarrow [Z] = \begin{bmatrix} R_1 + R_2 & R_2 \\ R_2 & R_3 + R_2 \end{bmatrix}$$

✓ Paramètres de la matrice impédance $[Z]$ du quadripôle en utilisant la loi des mailles :



$$\begin{cases} V_1 - R_1 I_1 - R_2 (I_1 + I_2) = 0 & \text{(maille 1)} \\ V_2 - R_3 I_2 - R_2 (I_1 + I_2) = 0 & \text{(maille 2)} \end{cases}$$

$$\begin{cases} V_1 = R_1 I_1 + R_2 (I_1 + I_2) \\ V_2 = R_3 I_2 + R_2 (I_1 + I_2) \end{cases} \rightarrow \begin{cases} V_1 = (R_1 + R_2) I_1 + R_2 I_2 \\ V_2 = R_2 I_1 + (R_3 + R_2) I_2 \end{cases}$$

$$\begin{cases} V_1 = Z_{11} I_1 + Z_{12} I_2 \\ V_2 = Z_{21} I_1 + Z_{22} I_2 \end{cases} \text{ et } [Z] = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \rightarrow [Z] = \begin{bmatrix} R_1 + R_2 & R_2 \\ R_2 & R_3 + R_2 \end{bmatrix}$$

A.N :

$$R_1 = 5 \Omega, R_2 = 15 \Omega, R_3 = 10 \Omega.$$

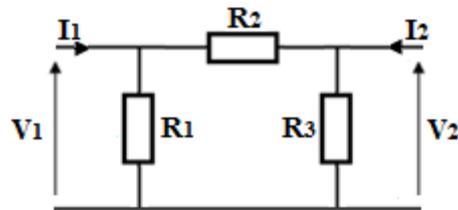
$$[Z] = \begin{bmatrix} 20 & 15 \\ 15 & 25 \end{bmatrix}$$

2. Matrice $[Y]$, connaissant la matrice $[Z]$:

$$[Y] = \begin{bmatrix} \frac{Z_{22}}{\Delta Z} & \frac{-Z_{12}}{\Delta Z} \\ \frac{-Z_{21}}{\Delta Z} & \frac{Z_{11}}{\Delta Z} \end{bmatrix}, \Delta Z = Z_{11} Z_{22} - Z_{21} Z_{12} \rightarrow [Y] = \begin{bmatrix} \frac{25}{275} & \frac{-15}{275} \\ \frac{-15}{275} & \frac{20}{275} \end{bmatrix}$$

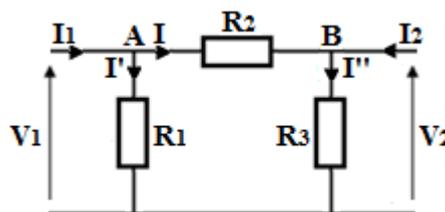
$$[Y] = \begin{bmatrix} 1 & -3 \\ \frac{11}{55} & \frac{4}{55} \end{bmatrix}$$

Exercice 2:



1. Paramètres de la matrice admittance [Y] :

$$\begin{cases} I_1 = Y_{11}V_1 + Y_{12}V_2 \\ I_2 = Y_{21}V_1 + Y_{22}V_2 \end{cases}$$



$$\begin{cases} I_1 = I + I' & (\text{nœud A}) \\ I + I_2 = I'' & (\text{nœud B}) \end{cases} \rightarrow \begin{cases} I_1 = I + I' \\ I_2 = I'' - I \end{cases}$$

$$I = \frac{V_1 - V_2}{R_2}$$

$$\begin{cases} I_1 = \frac{V_1 - V_2}{R_2} + \frac{V_1}{R_1} \\ I_2 = \frac{V_2}{R_3} - \frac{V_1 - V_2}{R_2} \end{cases} \rightarrow \begin{cases} I_1 = \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right)V_1 - \frac{1}{R_2}V_2 \\ I_2 = -\frac{1}{R_2}V_1 + \left(\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_2}\right)V_2 \end{cases}$$

$$\begin{cases} I_1 = Y_{11}V_1 + Y_{12}V_2 \\ I_2 = Y_{21}V_1 + Y_{22}V_2 \end{cases} \text{ et } [Y] = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \rightarrow [Y] = \begin{bmatrix} \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} & -\frac{1}{R_2} \\ -\frac{1}{R_2} & \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_2} \end{bmatrix}$$

2. Paramètres de la matrice hybride [h] :

$$\begin{cases} V_1 = h_{11}I_1 + h_{12}V_2 \\ I_2 = h_{21}I_1 + h_{22}V_2 \end{cases}$$

$$\begin{cases} I_1 = I + I' & (\text{nœud A}) \\ I + I_2 = I'' & (\text{nœud B}) \end{cases}$$

$$\begin{cases} V_1 = R_1 I' \\ I_2 = I'' - I \end{cases} \rightarrow \begin{cases} V_1 = R_1 (I_1 - I) \\ I_2 = \frac{V_2}{R_3} - \frac{V_1 - V_2}{R_2} \end{cases} \rightarrow \begin{cases} V_1 = R_1 \left(I_1 - \frac{V_1 - V_2}{R_2} \right) \\ I_2 = -\frac{1}{R_2} V_1 + \left(\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_2} \right) V_2 \end{cases} \rightarrow$$

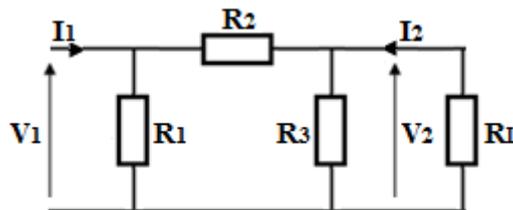
$$\begin{cases} V_1 = R_1 I_1 - \frac{R_1}{R_2} (V_1 - V_2) \\ I_2 = -\frac{1}{R_2} V_1 + \frac{R_2 + R_3}{R_3 R_2} V_2 \end{cases} \rightarrow \begin{cases} V_1 \left(\frac{R_1 + R_2}{R_2} \right) = R_1 I_1 + \frac{R_1}{R_2} V_2 \\ I_2 = -\frac{1}{R_2} V_1 + \frac{R_2 + R_3}{R_3 R_2} V_2 \end{cases} \rightarrow$$

$$\begin{cases} V_1 = \frac{R_2 R_1}{R_1 + R_2} I_1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_2 \\ I_2 = -\frac{1}{R_2} \left(\frac{R_2 R_1}{R_1 + R_2} I_1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_2 \right) + \frac{R_2 + R_3}{R_3 R_2} V_2 \end{cases} \rightarrow$$

$$\begin{cases} V_1 = \frac{R_2 R_1}{R_1 + R_2} I_1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_2 \\ I_2 = -\frac{R_1}{R_1 + R_2} I_1 + \left(\frac{-R_1}{R_2 (R_1 + R_2)} + \frac{R_2 + R_3}{R_3 R_2} \right) V_2 \end{cases} \rightarrow$$

$$\begin{cases} V_1 = \frac{R_2 R_1}{R_1 + R_2} I_1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_2 \\ I_2 = -\frac{R_1}{R_1 + R_2} I_1 + \frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_3 (R_1 + R_2)} V_2 \end{cases} \rightarrow [h] = \begin{bmatrix} \frac{R_2 R_1}{R_1 + R_2} & \frac{R_1}{R_1 + R_2} \\ -\frac{R_1}{R_1 + R_2} & \frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_3 (R_1 + R_2)} \end{bmatrix}$$

3. Expressions du gain en courant et de la résistance d'entrée lorsque le quadripôle est fermé sur une résistance R_L :



✓ Gain en courant :

$$A_I = \frac{I_2}{I_1}$$

D'après la question précédente, on a :

$$I_2 = -\frac{R_1}{R_1 + R_2} I_1 + \frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_3 (R_1 + R_2)} V_2$$

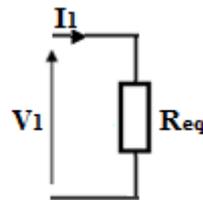
$$V_2 = -R_L I_2 \rightarrow I_2 = -\frac{R_1}{R_1 + R_2} I_1 - \frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_3(R_1 + R_2)} R_L I_2$$

$$I_2 \left(1 + R_L \frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_3(R_1 + R_2)} \right) = -\frac{R_1}{R_1 + R_2} I_1$$

$$A_I = \frac{-R_1 R_3}{R_3(R_1 + R_2) + R_L(R_1 + R_2 + R_3)}$$

✓ Résistance d'entrée

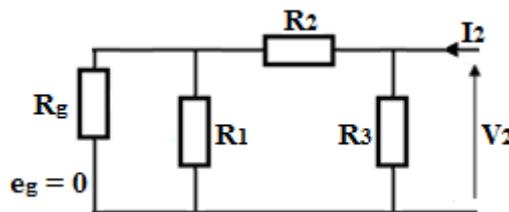
$$R_e = \frac{V_1}{I_1}$$



$$V_1 = R_{eq} I_1 \rightarrow V_1 = [(R_3 // R_L + R_2) // R_1] I_1 \rightarrow R_e = (R_3 // R_L + R_2) // R_1$$

4. Résistance de sortie lorsque le quadripôle est alimenté par un générateur de résistance interne R_g .

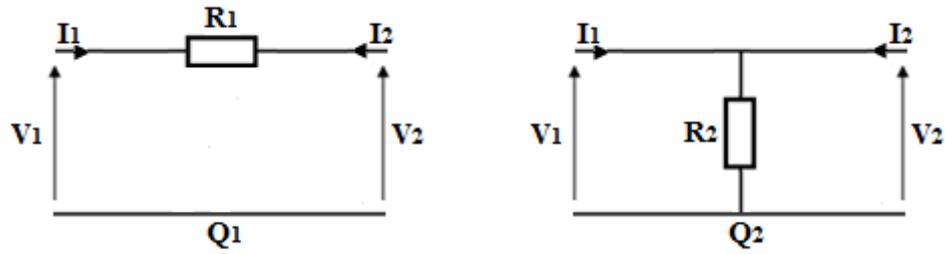
$$R_s = \left. \frac{v_2}{i_2} \right|_{e_g=0, R_L \text{ déconnectée}}$$



$$V_2 = [(R_g // R_1 + R_2) // R_3] I_2 \rightarrow R_s = (R_g // R_1 + R_2) // R_3$$

Exercice 3:

1. Matrice de transfert $[T]$ de quadripôles Q_1 et Q_2 .



$$\begin{cases} V_1 = T_{11}V_2 - T_{12}I_2 \\ I_1 = T_{21}V_2 - T_{22}I_2 \end{cases}, \quad [T] = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix}$$

✓ Q_1 :

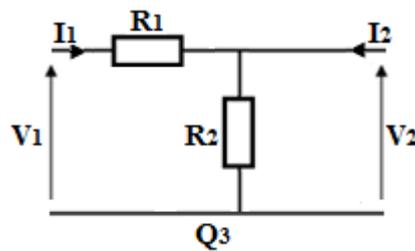
$$\begin{cases} V_1 + R_1 I_2 - V_2 = 0 \\ I_1 = -I_2 \end{cases} \rightarrow \begin{cases} V_1 = V_2 - R_1 I_2 \\ I_1 = -I_2 \end{cases} \rightarrow \begin{cases} V_1 = V_2 - R_1 I_2 \\ I_1 = 0 \cdot V_2 - I_2 \end{cases} \rightarrow [T_1] = \begin{bmatrix} 1 & R_1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

✓ Q_2 :

$$\begin{cases} V_1 = V_2 \\ V_2 = (I_1 + I_2)R_2 \end{cases} \rightarrow \begin{cases} V_1 = V_2 - 0 \cdot I_2 \\ V_2 = I_1 R_2 + I_2 R_2 \end{cases} \rightarrow \begin{cases} V_1 = V_2 - 0 \cdot I_2 \\ I_1 = \frac{1}{R_2} V_2 - I_2 \end{cases} \rightarrow [T_2] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{R_2} & 1 \end{bmatrix}$$

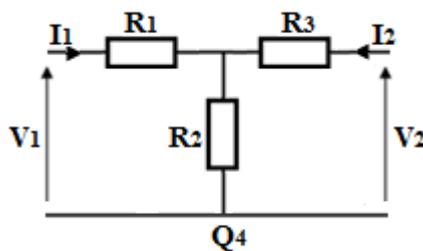
2. Matrices de transferts des quadripôles Q_3 , Q_4 et Q_5 :

✓ Q_3 :



$$[T_3] = [T_1][T_2] \rightarrow [T_3] = \begin{bmatrix} 1 & R_1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{R_2} & 1 \end{bmatrix} \rightarrow [T_3] = \begin{bmatrix} 1 + \frac{R_1}{R_2} & R_1 \\ \frac{1}{R_2} & 1 \end{bmatrix}$$

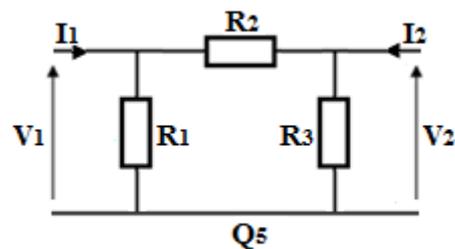
✓ Q_4 :



$$[T_4] = \begin{bmatrix} 1 & R_1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{R_2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & R_3 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \rightarrow [T_4] = \begin{bmatrix} 1 + \frac{R_1}{R_2} & R_1 \\ \frac{1}{R_2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & R_3 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \rightarrow$$

$$[T_4] = \begin{bmatrix} 1 + \frac{R_1}{R_2} & R_1 + R_3 + \frac{R_3 R_1}{R_2} \\ \frac{1}{R_2} & 1 + \frac{R_3}{R_2} \end{bmatrix}$$

✓ Q₅:

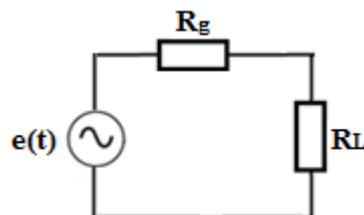


$$[T_5] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{R_1} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & R_2 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{R_3} & 1 \end{bmatrix} \rightarrow [T_5] = \begin{bmatrix} 1 & R_2 \\ \frac{1}{R_1} & 1 + \frac{R_2}{R_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{R_3} & 1 \end{bmatrix} \rightarrow$$

$$[T_5] = \begin{bmatrix} 1 + \frac{R_2}{R_3} & R_2 \\ \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3} + \frac{R_2}{R_3 R_1} & 1 + \frac{R_2}{R_1} \end{bmatrix}$$

Exercice 4:

I.



I.1. Expression de la puissance P fournie à la charge R_L en fonction de E , R_g et R_L :

$$P = R_L \cdot I^2 = R_L \cdot \left(\frac{E}{R_g + R_L} \right)^2$$

I.2. R_L pour P_{max} ? P_{max} ?

$$\frac{dP}{d(R_L)} = E^2 \frac{R_g - R_L}{(R_g + R_L)^3}$$

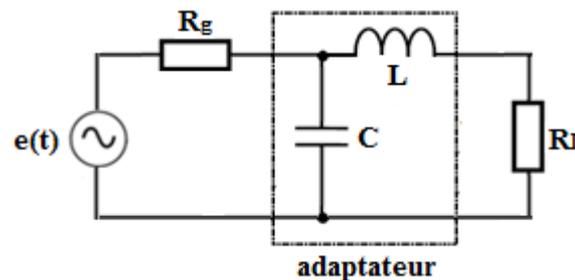
$$\frac{dP}{d(R_L)} = 0 \rightarrow R_L = R_g$$

La puissance est alors maximale pour $R_L = R_g$.

P_{max} ?

$$R_L = R_g \rightarrow P_{max} = \frac{E^2}{4R_g}$$

II.



$$R_L \ll R_g, Z_C = \frac{1}{j\omega C} = jX_C, Z_L = jL\omega = jX_L$$

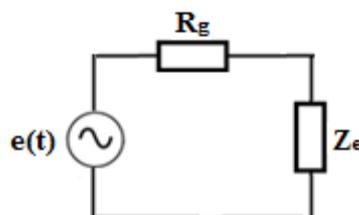
II.1. Z_e du quadripôle adaptateur chargé par la résistance R_L en fonction de X_C , X_L et R_L :

$$Z_e = Z_C // (Z_L + R_L) \rightarrow Z_e = \frac{Z_C(Z_L + R_L)}{Z_C + Z_L + R_L} \rightarrow Z_e = \frac{jX_C(R_L + jX_L)}{R_L + j(X_C + X_L)} \rightarrow$$

$$Z_e = \frac{jX_C(R_L + jX_L)(R_L - j(X_C + X_L))}{R_L^2 + (X_C + X_L)^2}$$

$$Z_e = \frac{R_L X_C^2}{R_L^2 + (X_C + X_L)^2} + j \frac{R_L^2 X_C + X_C X_L (X_C + X_L)}{R_L^2 + (X_C + X_L)^2}$$

II.2. Z_e pour que la puissance transmise par le générateur au quadripôle chargé par R_L soit maximale :



D'après la question I.2, la puissance est maximale pour $Z_e = R_g$.

II.3. Expressions de X_C et X_L en fonction de R_g et R_L pour avoir une adaptation d'impédance.

$$Z_e = R_g \rightarrow R_g = \frac{R_L X_C^2}{R_L^2 + (X_C + X_L)^2} + j \frac{R_L^2 X_C + X_C X_L (X_C + X_L)}{R_L^2 + (X_C + X_L)^2}$$

R_g est purement réelle, donc :

$$R_g = \frac{R_L X_C^2}{R_L^2 + (X_C + X_L)^2} \quad \text{et} \quad \frac{R_L^2 X_C + X_C X_L (X_C + X_L)}{R_L^2 + (X_C + X_L)^2} = 0$$

$$R_L^2 X_C + X_C X_L (X_C + X_L) = 0 \rightarrow R_L^2 = -X_L (X_C + X_L)$$

$$R_g = \frac{R_L X_C^2}{R_L^2 + (X_C + X_L)^2} \rightarrow R_g = \frac{R_L X_C^2}{-X_L (X_C + X_L) + (X_C + X_L)^2}$$

$$\rightarrow R_g = \frac{R_L X_C}{X_C + X_L} \rightarrow X_C = \frac{R_g}{R_L - R_g} X_L$$

$$R_L^2 = -X_L \left(\frac{R_g}{R_L - R_g} X_L + X_L \right) \rightarrow R_L^2 = -X_L^2 \left(\frac{R_L}{R_L - R_g} \right)$$

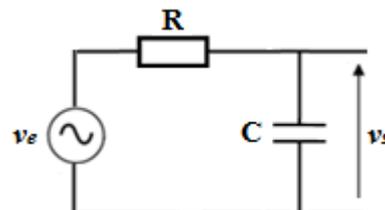
$$X_L = \sqrt{R_L (R_g - R_L)}$$

$$X_C = \frac{R_g}{R_L - R_g} X_L \rightarrow X_C = \frac{R_g}{R_L - R_g} \sqrt{R_L (R_g - R_L)} \rightarrow X_C = -\frac{R_g}{R_g - R_L} \sqrt{R_L (R_g - R_L)}$$

$$X_C = -R_g \sqrt{\frac{R_L}{R_g - R_L}}$$

Exercice 5:

1. Expression de la fonction de transfert $T(j\omega)$:



En appliquant le diviseur de tension, on obtient :

$$v_s = \frac{Z_C}{R + Z_C} v_e \rightarrow v_s = \frac{1}{R + \frac{1}{jC\omega}} v_e$$

$$T = \frac{v_s}{v_e} \rightarrow T = \frac{\frac{1}{jC\omega}}{R + \frac{1}{jC\omega}} \rightarrow T = \frac{1}{1 + jRC\omega}$$

1. $T(j\omega)$ sous la forme : $\frac{T_0}{1+j\frac{\omega}{\omega_0}}$. Valeur de T_0 et expression de ω_0 .

$$T = \frac{1}{1 + jRC\omega} \rightarrow T = \frac{T_0}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0}}$$

avec :

$$T_0 = 1 \text{ et } \omega_0 = \frac{1}{RC}$$

2. Type et ordre du filtre : Filtre passe-bas du premier ordre.
3. Fréquence de coupure f_c en fonction de R et C :

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} = 2\pi f_c \rightarrow f_c = \frac{1}{2\pi RC}$$

4. Courbe de gain:

$$T = \frac{1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0}} \rightarrow |T| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}}$$

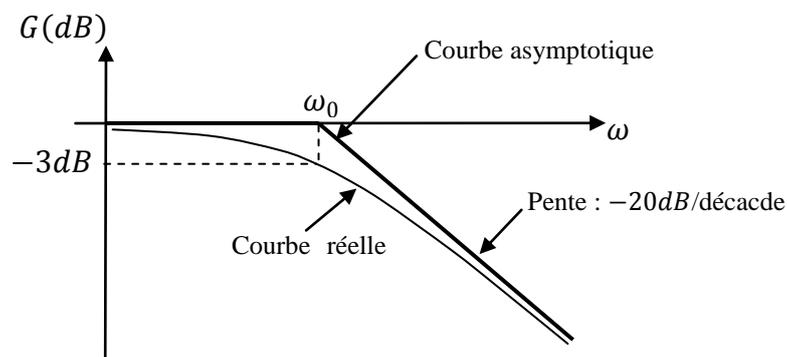
$$G(dB) = 20\log_{10}|T| \rightarrow G(dB) = -20\log_{10}\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}$$

$$G(dB) = -10\log_{10}\left(1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right)$$

Pour $\omega \ll \omega_0$: $G(dB) \rightarrow 0$

Pour $\omega \gg \omega_0$: $G(dB) \rightarrow -20\log_{10}\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)$

Pour $\omega = \omega_0$: $G(dB) = -20\log_{10}\sqrt{2} = -3dB$



Courbe de phase :

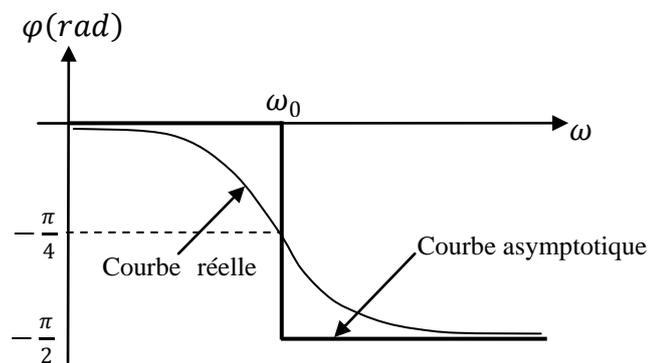
$$T = \frac{1}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0}} \rightarrow \varphi(\omega) = \arg(T) = \arg(1) - \arg(1 + j \frac{\omega}{\omega_0})$$

$$\varphi(\omega) = 0 - \arctg\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right) \rightarrow \varphi(\omega) = -\arctg\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)$$

Pour $\omega \ll \omega_0$: $\varphi(\omega) \rightarrow 0$

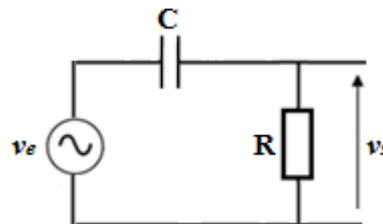
Pour $\omega \gg \omega_0$: $\varphi(\omega) \rightarrow -\frac{\pi}{2}$

Pour $\omega = \omega_0$: $\varphi(\omega) \rightarrow -\frac{\pi}{4}$



Exercice 6:

1. Expression de la fonction de transfert $H(j\omega)$:



En appliquant le diviseur de tension, on obtient :

$$v_s = \frac{R}{R + Z_C} v_e \rightarrow v_s = \frac{R}{R + \frac{1}{jC\omega}} v_e$$

$$H = \frac{v_s}{v_e} \rightarrow H = \frac{R}{R + \frac{1}{jC\omega}} \rightarrow H = \frac{jRC\omega}{1 + jRC\omega}$$

2. $T(j\omega)$ sous la forme : $\frac{H_0 j \frac{\omega}{\omega_0}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0}}$ et expression de ω_0 .

$$H = \frac{jRC\omega}{1 + jRC\omega} \rightarrow H = \frac{H_0 j \frac{\omega}{\omega_0}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0}}$$

Avec:

$$H_0 = 1 \text{ et } \omega_0 = \frac{1}{RC}$$

3. Type et ordre du filtre : Filtre passe-haut du premier ordre.
4. Fréquence de coupure f_c en fonction de R et C :

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} = 2\pi f_c \rightarrow f_c = \frac{1}{2\pi RC}$$

5. Courbe de gain:

$$|H| = \frac{\frac{\omega}{\omega_0}}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}}$$

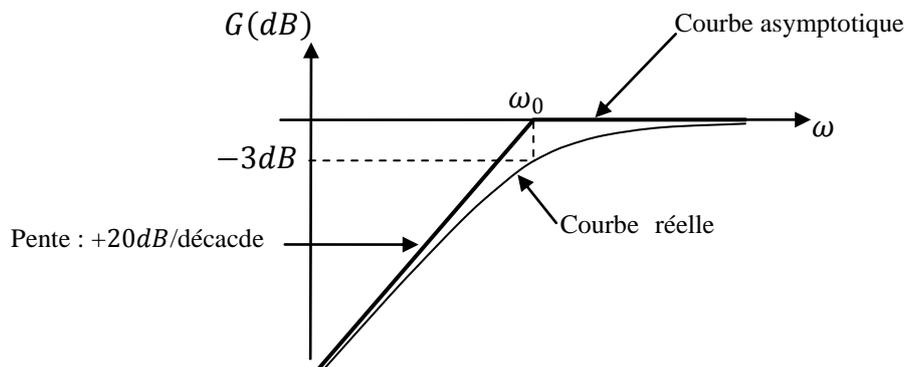
$$G(dB) = 20 \log_{10} |H| \rightarrow G(dB) = 20 \log_{10} \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right) - 20 \log_{10} \sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}$$

$$G(dB) = 20 \log_{10} \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right) - 10 \log_{10} \left(1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right)$$

Pour $\omega \ll \omega_0$: $G(dB) \rightarrow 20 \log_{10} \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)$

Pour $\omega \gg \omega_0$: $G(dB) \rightarrow 20 \log_{10} \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right) - 10 \log_{10} \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 = 0$

Pour $\omega = \omega_0$: $G(dB) = -20 \log_{10} \sqrt{2} = -3dB$



Courbe de phase :

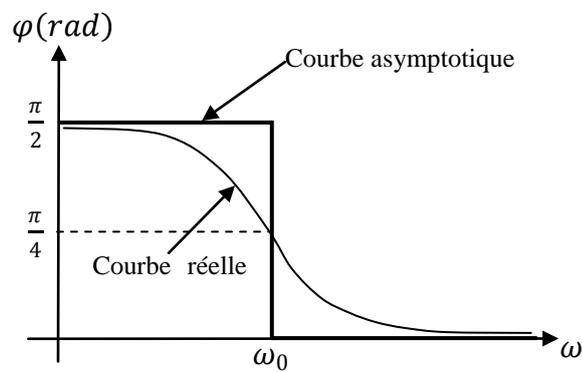
$$H = \frac{j \frac{\omega}{\omega_0}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0}} \rightarrow \varphi(\omega) = \arg(H) = \arg\left(j \frac{\omega}{\omega_0}\right) - \arg\left(1 + j \frac{\omega}{\omega_0}\right)$$

$$\varphi(\omega) = \arg(H) = \frac{\pi}{2} - \arctg\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)$$

Pour $\omega \ll \omega_0$: $\varphi(\omega) \rightarrow \frac{\pi}{2}$

Pour $\omega \gg \omega_0$: $\varphi(\omega) \rightarrow 0$

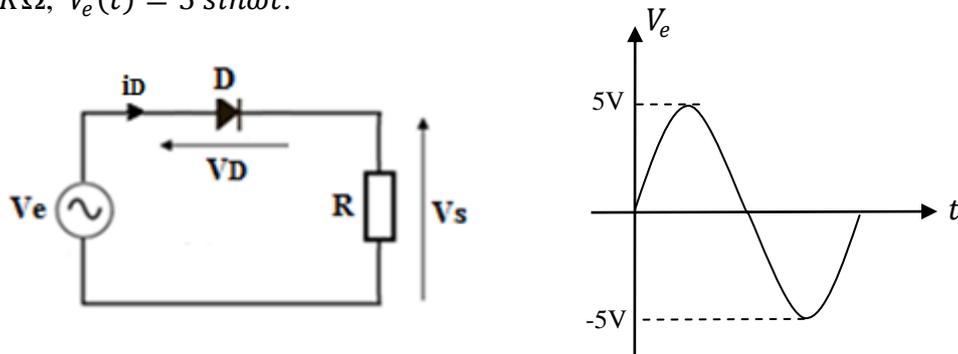
Pour $\omega = \omega_0$: $\varphi(\omega) \rightarrow \frac{\pi}{4}$



Corrigé TD3

Exercice 1 :

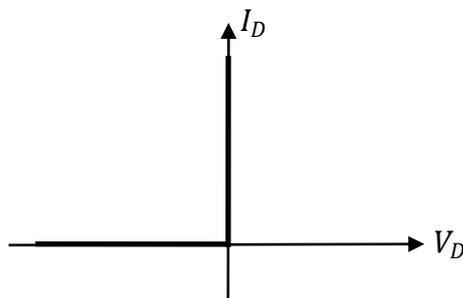
$$R = 1\text{ K}\Omega, V_e(t) = 5 \sin \omega t.$$



✓ Caractéristique $I_D(V_D)$ de la diode, analyse du fonctionnement du circuit, et graphes de $V_s(t)$ et $V_D(t)$:

a) **D** est une diode idéale.

Caractéristique $I_D(V_D)$:



Analyse du fonctionnement du circuit :

En appliquant la loi des mailles :

$$V_e - V_D - Ri_D = 0$$

Quand **D** est bloquée : $i_D = 0$ et $V_D < 0$

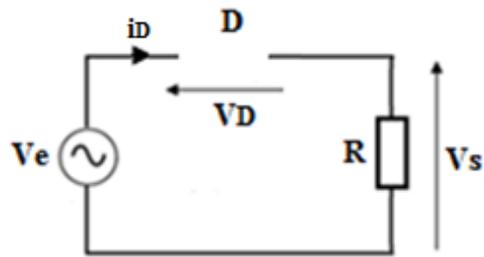
$$i_D = 0 \rightarrow V_e - V_D = 0 \rightarrow V_D = V_e$$

$$V_D < 0 \rightarrow V_e < 0$$

D bloquée : $\rightarrow V_e < 0$

D passante : $\rightarrow V_e > 0$

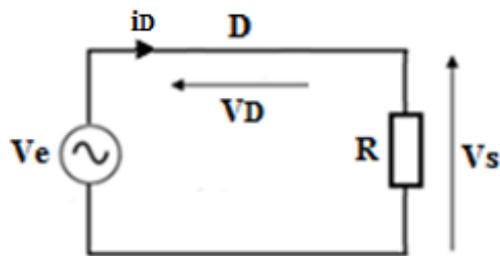
$V_e < 0$: **D** bloquée.



$$V_s = Ri_D, i_D = 0 \rightarrow V_s = 0$$

$$V_e - V_D - V_s = 0, V_s = 0 \rightarrow V_D = V_e$$

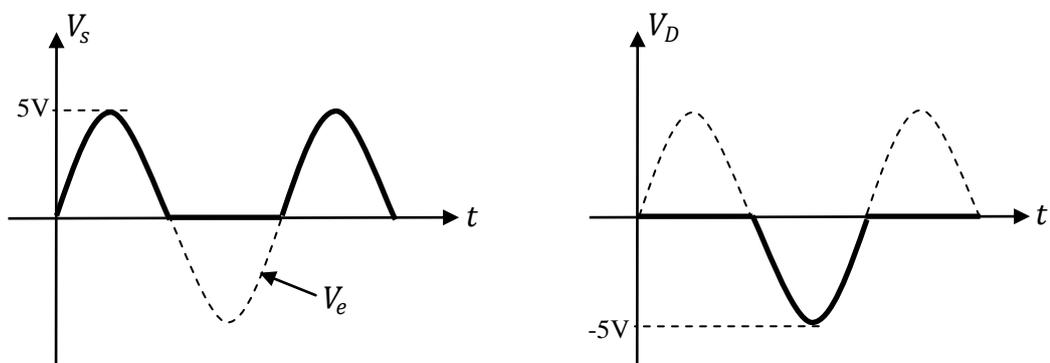
$V_e > 0$: **D** passante.



$$V_e = V_s$$

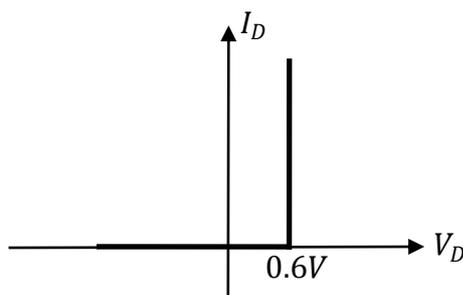
$$V_D = 0$$

Graphes des tensions V_s et V_D en fonction du temps :



- b) **D** présente une résistance directe nulle, une résistance inverse infinie, et une tension de seuil $V_{seuil} = 0,6 V$.

Caractéristique $I_D(V_D)$:



Analyse du fonctionnement du circuit :

En appliquant la loi des mailles :

$$V_e - V_D - Ri_D = 0$$

Quand **D** est bloquée : $i_D = 0$ et $V_D < V_{seuil}$

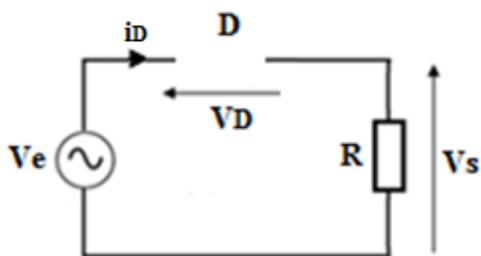
$$i_D = 0 \rightarrow V_e - V_D = 0 \rightarrow V_D = V_e$$

$$V_D < V_{seuil} \rightarrow V_e < V_{seuil}$$

D bloquée : $\rightarrow V_e < V_{seuil}$

D passante : $\rightarrow V_e > V_{seuil}$

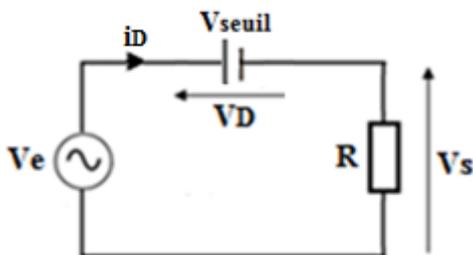
$V_e < V_{seuil}$: **D** bloquée.



$$V_s = Ri_D, i_D = 0 \rightarrow V_s = 0$$

$$V_e - V_D - V_s = 0, V_s = 0 \rightarrow V_D = V_e$$

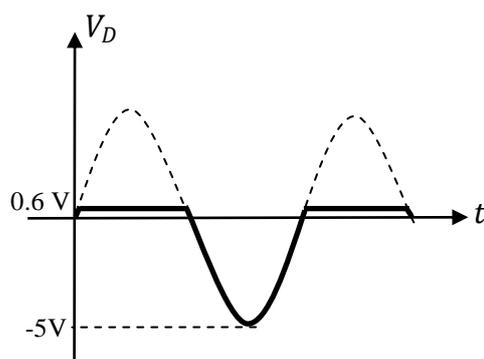
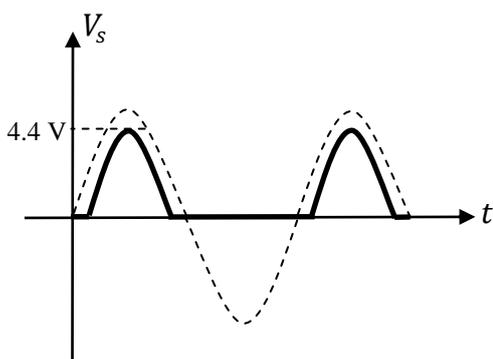
$V_e > V_{seuil}$: **D** passante.



$$V_e - V_{seuil} - V_s = 0 \rightarrow V_s = V_e - V_{seuil} \rightarrow V_s = 5 \sin \omega t - 0.6$$

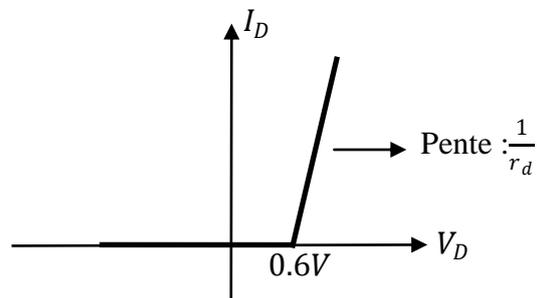
$$V_D = V_{seuil}$$

Graphes des tensions V_s et V_D en fonction du temps :



c) **D** est une diode au silicium de résistance directe $r_d = 20\Omega$ et résistance inverse infinie.

Caractéristique $I_D(V_D)$:



Analyse du fonctionnement du circuit :

En appliquant la loi des mailles :

$$V_e - V_D - Ri_D = 0$$

Quand **D** est bloquée : $i_D = 0$ et $V_D < V_{seuil}$

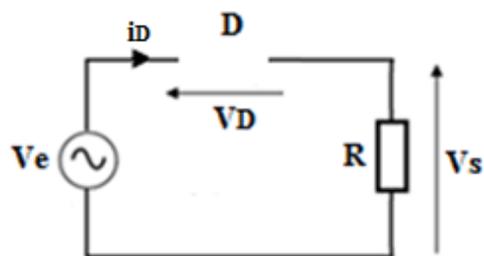
$$i_D = 0 \rightarrow V_e - V_D = 0 \rightarrow V_D = V_e$$

$$V_D < V_{seuil} \rightarrow V_e < V_{seuil}$$

D bloquée : $\rightarrow V_e < V_{seuil}$

D passante : $\rightarrow V_e > V_{seuil}$

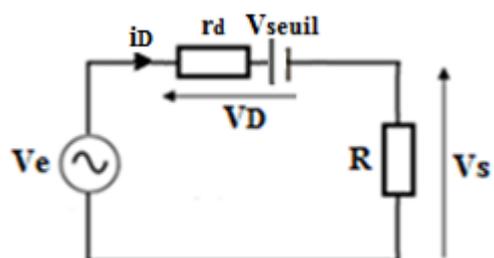
$V_e < V_{seuil}$: **D** bloquée.



$$V_s = Ri_D, i_D = 0 \rightarrow V_s = 0$$

$$V_e - V_D - V_s = 0, V_s = 0 \rightarrow V_D = V_e$$

$V_e > V_{seuil}$: **D** passante.



En appliquant la loi des mailles :

$$V_e - r_d i_D - V_{seuil} - R i_D = 0$$

$$i_D = \frac{V_e - V_{seuil}}{r_d + R}$$

En appliquant la loi d'Ohm :

$$V_s = R i_D$$

On trouve finalement :

$$V_s = \frac{R}{r_d + R} (V_e - V_{seuil})$$

$$V_s = \frac{1000}{20 + 1000} (5 \sin \omega t - 0.6) \rightarrow V_s = 4.90 \sin \omega t - 0.59$$

$$V_{smax} = 4.90 - 0.59 \rightarrow V_{smax} = 4.31 \text{ V}$$

V_D ?

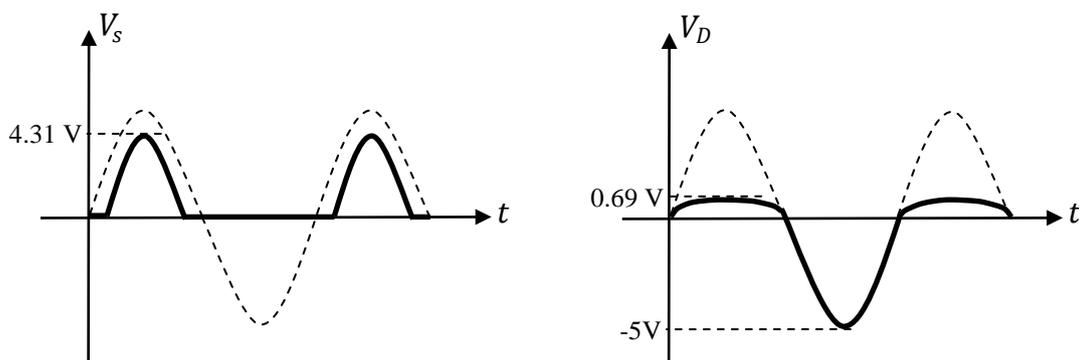
$$V_D = r_d i_D + V_{seuil}$$

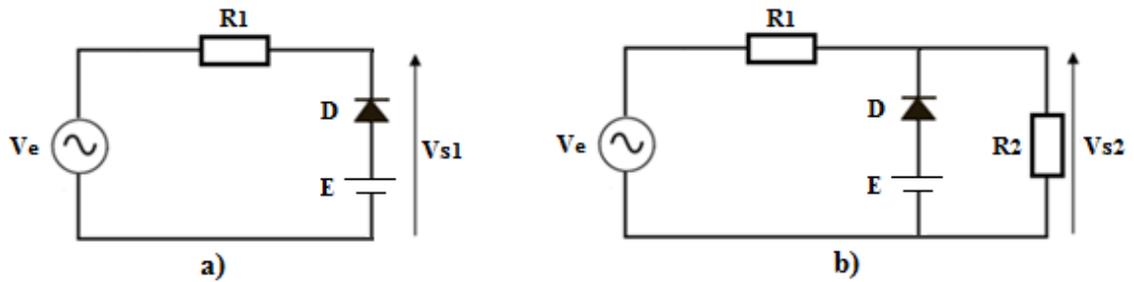
$$V_D = \frac{r_d}{r_d + R} (V_e - V_{seuil}) + V_{seuil}$$

$$V_D = \frac{20}{20 + 1000} (5 \sin \omega t - 0.6) + 0.6 \rightarrow V_D = 0.098 \sin \omega t + 0.59$$

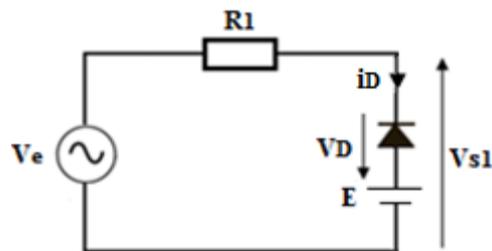
$$V_{Dmax} = 0.098 + 0.59 \rightarrow V_{Dmax} = 0.69 \text{ V}$$

Graphes des tensions V_s et V_D en fonction du temps :



Exercice 2 :

D est une diode idéale. $V_e(t) = 28 \sin \omega t$, $E = 5 \text{ V}$, $R_1 = 300 \Omega$, $R_2 = 100 \Omega$.

✓ **Circuit (a)**

Analyse du fonctionnement du montage :

En appliquant la loi des mailles :

$$V_e - R_1 i_D + V_D - E = 0$$

Quand **D** est bloquée : $i_D = 0$ et $V_D < 0$

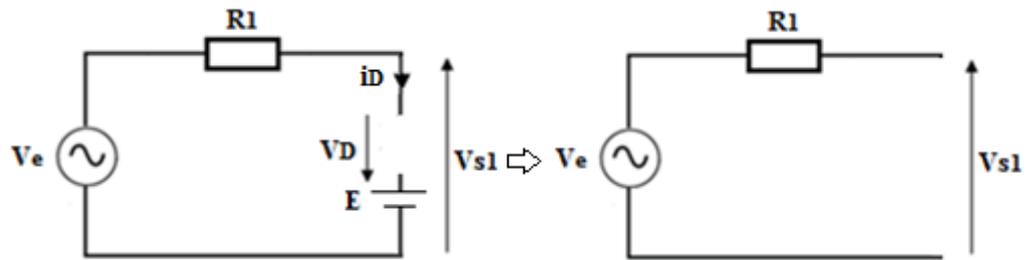
$$i_D = 0 \rightarrow V_e + V_D - E = 0 \rightarrow V_D = E - V_e$$

$$V_D < 0 \rightarrow E - V_e < 0 \rightarrow V_e > E$$

D bloquée : $\rightarrow V_e > E$

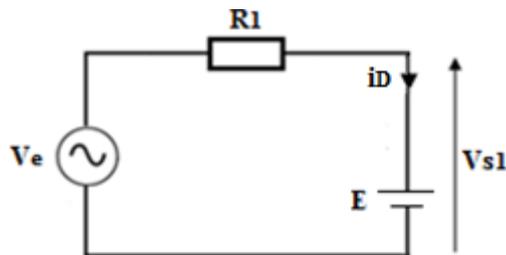
D passante : $\rightarrow V_e < E$

$V_e > E$: **D** bloquée.



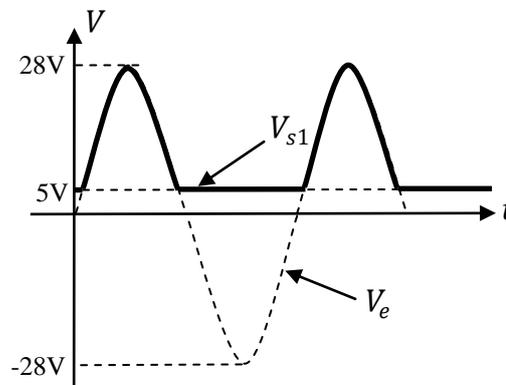
$$V_e - R_1 i_D - V_{s1} = 0, i_D = 0 \rightarrow V_{s1} = V_e$$

$V_e < E$: **D** passante.

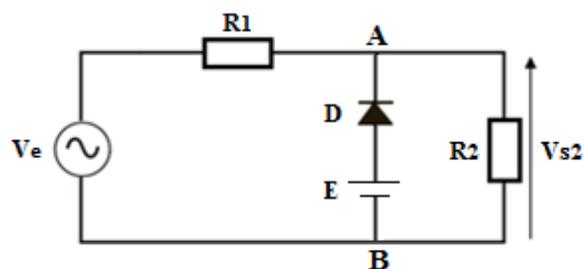


$$V_{s1} = E \rightarrow V_{s1} = 5 V$$

Graphe de V_{s1} en fonction du temps :



✓ **Circuit (b)**

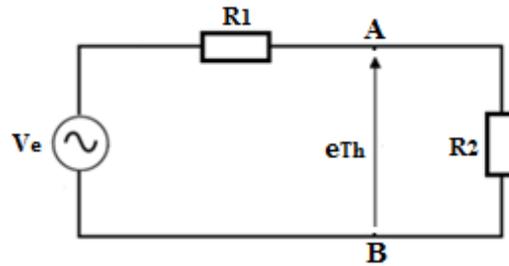


Analyse du fonctionnement du montage :

Pour simplifier l'analyse de ce circuit on peut utiliser le théorème de Thévenin.

✓ Détermination du modèle équivalent du Thévenin entre A et B:

e_{Th} :

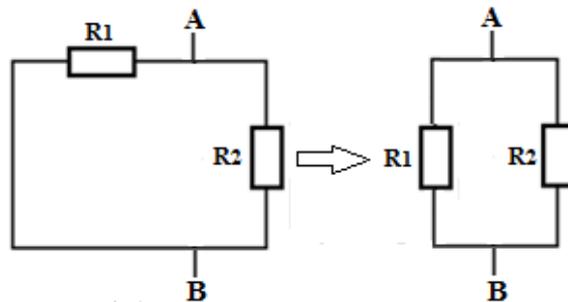


En appliquant le diviseur de tension :

$$e_{Th} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_e$$

$$e_{Th} = \frac{100}{100 + 300} (28 \sin \omega t) \rightarrow e_{Th} = 7 \sin \omega t$$

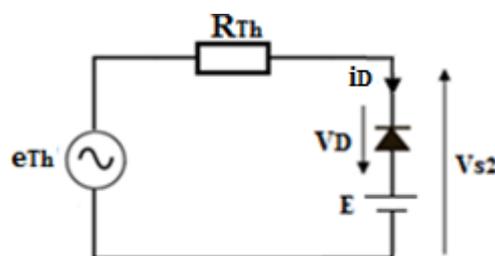
R_{Th} :



$$R_{Th} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

$$R_{Th} = \frac{100 \times 300}{100 + 300} \rightarrow R_{Th} = 75 \Omega$$

Schéma simplifié du circuit:



Analyse du fonctionnement du montage :

En appliquant la loi des mailles :

$$e_{Th} - R_{Th} i_D + V_D - E = 0$$

Quand **D** est bloquée : $i_D = 0$ et $V_D < 0$

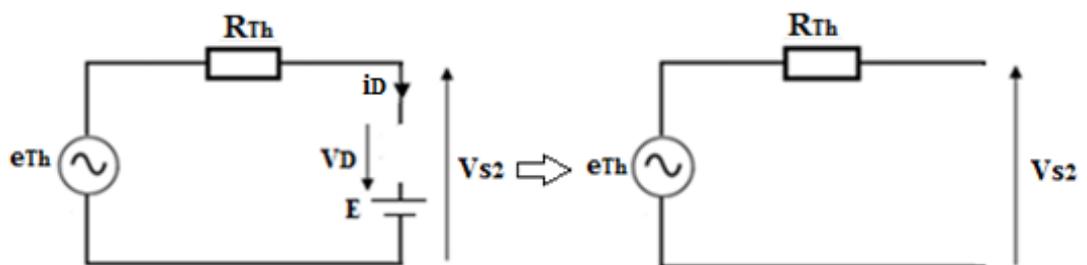
$$i_D = 0 \rightarrow e_{Th} + V_D - E = 0 \rightarrow V_D = E - e_{Th}$$

$$V_D < 0 \rightarrow E - e_{Th} < 0 \rightarrow e_{Th} > E$$

D bloquée : $\rightarrow e_{Th} > E$

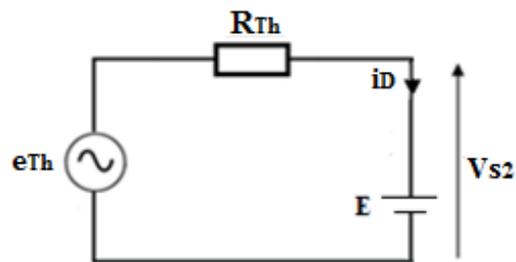
D passante : $\rightarrow e_{Th} < E$

$e_{Th} > E$: **D** bloquée.



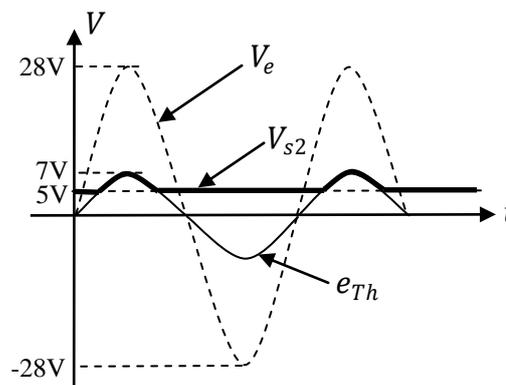
$$e_{Th} - R_{Th}i_D - V_{s2} = 0, i_D = 0 \rightarrow V_{s2} = e_{Th}$$

$e_{Th} < E$: **D** passante.

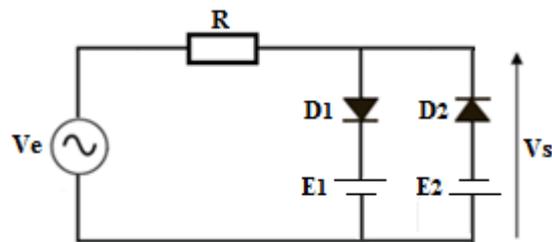


$$V_{s2} = E \rightarrow V_{s2} = 5V$$

Graphes de V_{s2} en fonction du temps :

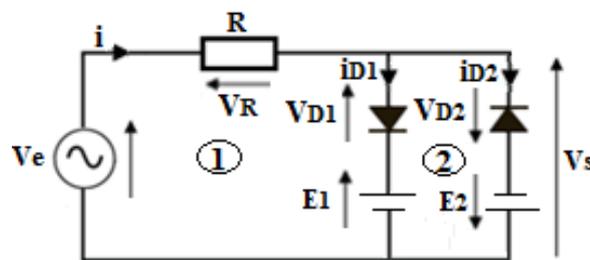


Exercice 3 :



D1 et **D2** idéales. $V_e = 15 \sin \omega t$. $E_1 = 10V$ et $E_2 = 5V$.

Analyse du fonctionnement du montage :



En appliquant la loi des mailles :

$$\begin{cases} V_e - Ri - V_{D1} - E_1 = 0 & \text{(maille 1)} \\ V_e - Ri + V_{D2} + E_2 = 0 & \text{(maille 2)} \end{cases}$$

Quand **D1** et **D2** sont bloquées : $i_{D1} = 0$, $i_{D2} = 0$, $i = i_{D1} + i_{D2} = 0$, et $V_{D1} < 0$, $V_{D2} < 0$.

$$\begin{cases} V_e - V_{D1} - E_1 = 0 & (1) \\ V_e + V_{D2} + E_2 = 0 & (2) \end{cases} \rightarrow \begin{cases} V_{D1} = V_e - E_1 & (1) \\ V_{D2} = -V_e - E_2 & (2) \end{cases}$$

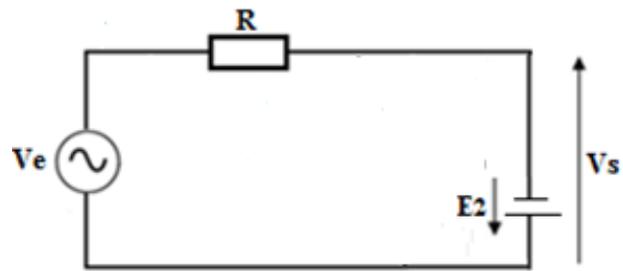
$$\begin{cases} V_{D1} < 0 \\ V_{D2} < 0 \end{cases} \rightarrow \begin{cases} V_e - E_1 < 0 \\ -V_e - E_2 < 0 \end{cases} \rightarrow \begin{cases} V_e < E_1 \rightarrow D1 (B) \\ V_e > -E_2 \rightarrow D2 (B) \end{cases}$$

Donc :

$$\begin{cases} V_e > E_1 \rightarrow D1 (P) \\ V_e < -E_2 \rightarrow D2 (P) \end{cases}$$

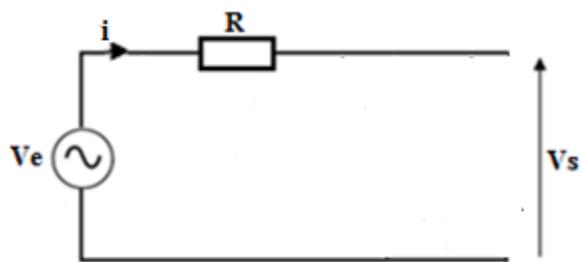
-15	$(-E_2)$ -5	(E_1) +10	+15
$V_e (V)$			
D1 bloquée D2 passante	D1 bloquée D2 bloquée	D1 passante D2 bloquée	

- $-15 V < V_e < -5 V$: **D1** bloquée et **D2** passante



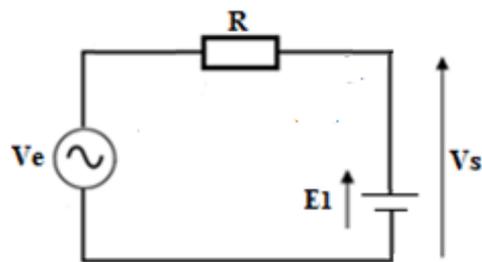
$$V_s = -E_2 \rightarrow V_s = -5 V$$

- $-5 V < V_e < 10 V$: **D1** bloquée et **D2** bloquée



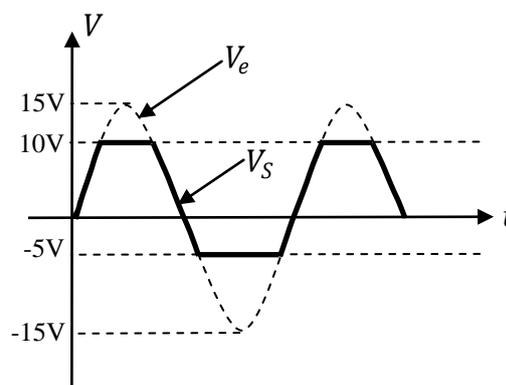
$$V_e - Ri - V_s = 0, i = 0 \rightarrow V_s = V_e$$

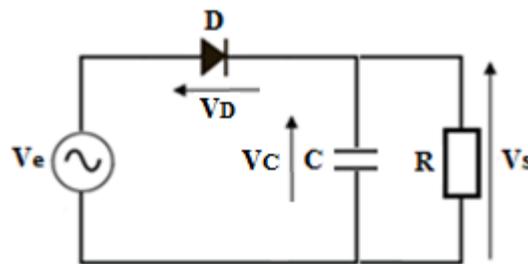
- $10 V < V_e < 15 V$: **D1** passante et **D2** bloquée



$$V_s = E_1 \rightarrow V_s = 10 V$$

Graphe de V_s en fonction du temps :



Exercice 4 :

à $t = 0$: $V_C = 0$. **D** idéale.

Analyse du fonctionnement du montage :

En appliquant la loi des mailles :

$$V_e - V_D - V_s = 0 \rightarrow V_D = V_e - V_s$$

Quand **D** est bloquée : $V_D < 0$

$$V_D < 0 \rightarrow V_e - V_s < 0 \rightarrow V_e < V_s$$

$$\checkmark \quad 0 < t \leq \frac{T}{4}$$

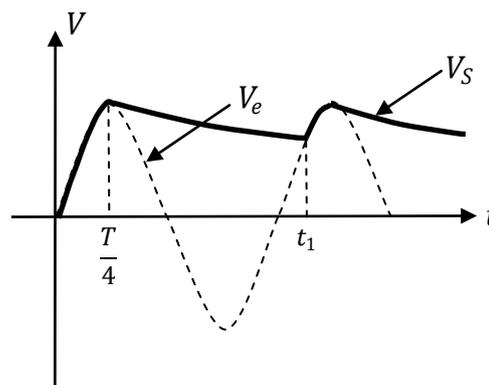
D passante, **C** se charge jusqu'à $V_{e_{max}}$.

$$\checkmark \quad \frac{T}{4} < t \leq t_1 \quad (t_1: \text{l'instant où } V_s \text{ devient égale à } V_e).$$

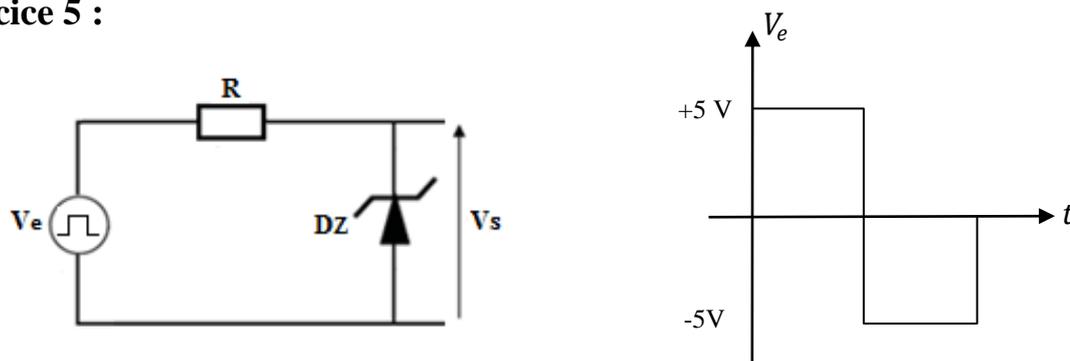
$V_e < V_s$: **D** bloquée, **C** se décharge dans **R** avec une constante de temps $R.C$.

$$\checkmark \quad t = t_1$$

D se remet à conduire et le processus recommence.

Graphe de V_s en fonction du temps :

Exercice 5 :

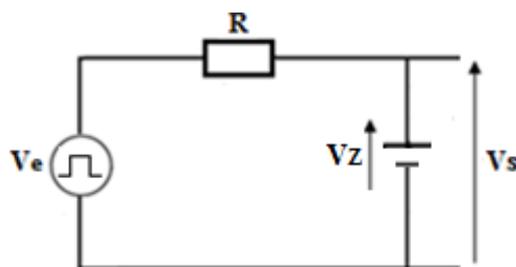


Dz au silicium donc $V_{seuil} = 0.6V$. R_Z négligée. $V_Z = 3V$.

Analyse du fonctionnement du montage :

✓ $V_e = +5V$

Dz est polarisée en inverse. ($V_e = 5V$, $V_Z = 3V$) $\rightarrow V_e > V_Z \rightarrow$ **Dz** passante.

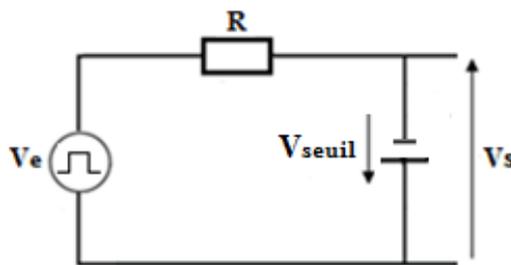


$$V_s = V_Z \rightarrow V_s = 3V$$

✓ $V_e = -5V$

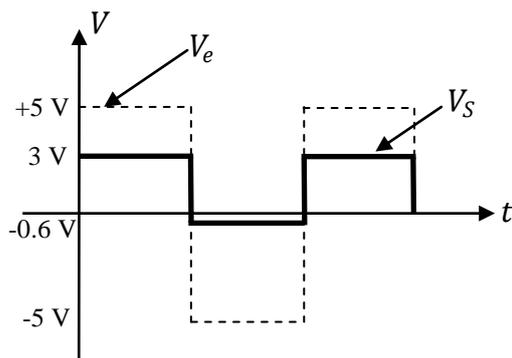
Dz est polarisée en direct et se comporte donc comme une diode simple.

$|V_e| = 5V > |V_{seuil}| = 0.6V \rightarrow$ **Dz** passante.

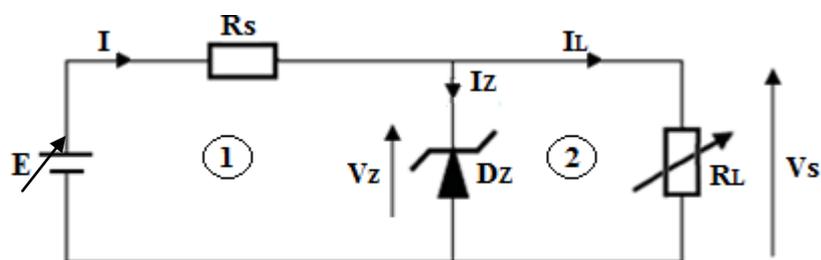


$$V_s = -V_{seuil} \rightarrow V_s = -0.6V$$

Grphe de V_s en fonction du temps :



Exercice 6 :



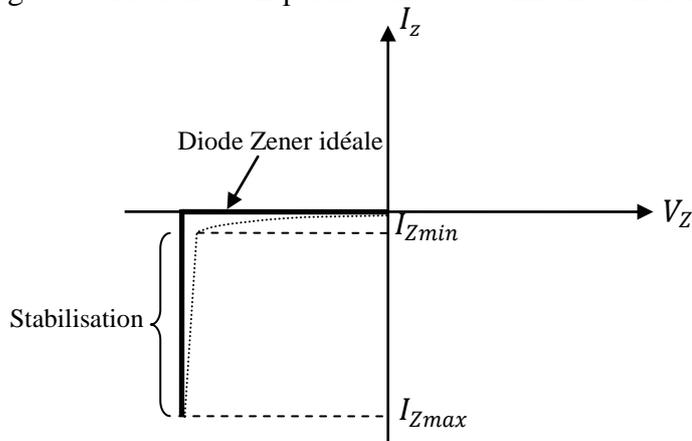
Dz idéale. $V_Z = 6,2 V$; $P_{max} = 1,3 W$; $R_s = 100 \Omega$.

1. I_{Zmax} ?

$$P_{max} = I_{Zmax} \cdot V_Z \rightarrow I_{Zmax} = \frac{P_{max}}{V_Z}$$

$$I_{Zmax} = \frac{1.3}{6.2} \rightarrow I_{Zmax} = 209 \text{ mA}$$

2. $R_L = 100 \Omega$. Plage de variation de E permettant d'obtenir une tension V_s stabilisée :



Il y a stabilisation si : $I_{Zmin} < I_Z < I_{Zmax}$

Dz idéale donc $I_{zmin} = 0$ et on a $I_{zmax} = 209 \text{ mA}$. Il y a stabilisation si :

$$0 < I_z < 209 \text{ mA}$$

En appliquant la loi des mailles :

$$\begin{cases} E - R_s I - V_z = 0 & (\text{maille 1}) \\ V_z - R_L I_L = 0 & (\text{maille 2}) \end{cases}$$

$$\begin{cases} E = R_s I + V_z & (1) \\ V_z = R_L I_L & (2) \end{cases}$$

En appliquant la loi des nœuds :

$$I = I_z + I_L \quad (3)$$

(3) dans (1) :

$$E = R_s(I_z + I_L) + V_z \quad (4)$$

(2) dans (4) :

$$E = R_s \left(I_z + \frac{V_z}{R_L} \right) + V_z \rightarrow E = R_s I_z + \left(\frac{R_s}{R_L} + 1 \right) V_z$$

$$E_{min} = R_s I_{zmin} + \left(\frac{R_s}{R_L} + 1 \right) V_z, I_{zmin} = 0 \text{ A} \rightarrow E_{min} = 12.4 \text{ V}$$

$$E_{max} = R_s I_{zmax} + \left(\frac{R_s}{R_L} + 1 \right) V_z, I_{zmax} = 209 \text{ mA} \rightarrow E_{max} = 33.3 \text{ V}$$

$$12.4 \text{ V} < E < 33.3 \text{ V}$$

3. a) $E = 24 \text{ V}$. Plage de variation de R_L permettant d'obtenir une tension V_z stabilisée :

$$E - R_s I - V_z = 0 \rightarrow I = \frac{E - V_z}{R_s} \rightarrow I = 178 \text{ mA}$$

$$I = I_z + I_L \rightarrow I = I_z + \frac{V_z}{R_L} \rightarrow R_L = \frac{V_z}{I - I_z}$$

$$R_{Lmin} = \frac{V_z}{I - I_{zmin}}, I_{zmin} = 0 \text{ A} \rightarrow R_{Lmin} = 34.8 \Omega$$

$I = 178 \text{ mA} < I_{zmax} = 209 \text{ mA}$: ainsi même en absence de R_{Lmax} **Dz** peut supporter I . Donc

$$R_{Lmax} \rightarrow \infty$$

$$R_L \in [34.8 \Omega; \infty[$$

3. b) $E = 30 V$. Plage de variation de R_L permettant d'obtenir une tension V_s stabilisée :

$$I = \frac{E - V_z}{R_s} \rightarrow I = 238 \text{ mA}$$

$$R_{Lmin} = \frac{V_z}{I - I_{zmin}}, I_{zmin} = 0A \rightarrow R_{Lmin} = 26 \Omega$$

$$R_{Lmax} = \frac{V_z}{I - I_{zmax}}, I_{zmax} = 209 \text{ mA} \rightarrow R_{Lmax} = 213.8 \Omega$$

$$26 \Omega < R_L < 213.8 \Omega$$

Corrigé TD4

Exercice 1 :

$$V_{CC} = 15 \text{ V}, V_{BE} = 0.7 \text{ V}, R_C = 1 \text{ k}\Omega, R_E = 110 \Omega, R_B = 220 \text{ k}\Omega.$$

✓ Montage (a)

Le circuit d'entrée donne :

$$V_{CC} = R_B I_B + V_{BE}$$

$$I_C = \beta I_B \rightarrow I_B = \frac{I_C}{\beta}$$

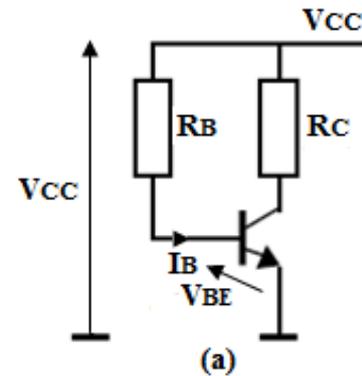
$$V_{CC} = R_B \frac{I_C}{\beta} + V_{BE} \rightarrow I_C = \beta \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B}$$

$$\beta = 100 \rightarrow I_{C1} = 100 \frac{15 - 0.7}{220 \times 10^3} \rightarrow I_{C1} = 6.5 \text{ mA}$$

$$\beta = 300 \rightarrow I_{C2} = 300 \frac{15 - 0.7}{220 \times 10^3} \rightarrow I_{C2} = 19.5 \text{ mA}$$

Rapport :

$$\frac{I_{C2}}{I_{C1}} = 3$$



✓ Montage (b)

Le circuit d'entrée donne :

$$V_{CC} = R_C (I_C + I_B) + R_B I_B + V_{BE}$$

$$V_{CC} = R_C I_C + (R_C + R_B) I_B + V_{BE}$$

$$I_C = \beta I_B \rightarrow I_B = \frac{I_C}{\beta} \rightarrow V_{CC} = R_C I_C + (R_C + R_B) \frac{I_C}{\beta} + V_{BE}$$

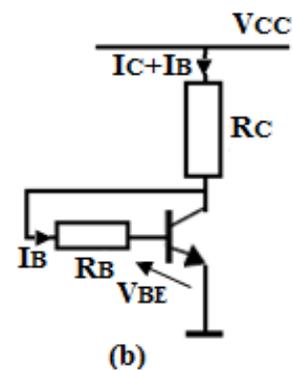
$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_C + \frac{R_C + R_B}{\beta}}$$

$$\beta = 100 \rightarrow I_{C1} = \frac{15 - 0.7}{10^3 + \frac{221 \times 10^3}{100}} \rightarrow I_{C1} = 4.45 \text{ mA}$$

$$\beta = 300 \rightarrow I_{C2} = \frac{15 - 0.7}{10^3 + \frac{221 \times 10^3}{300}} \rightarrow I_{C2} = 8.23 \text{ mA}$$

Rapport :

$$\frac{I_{C2}}{I_{C1}} = 1.85$$



✓ **Montage (c)**

Le circuit d'entrée donne :

$$V_{CC} = R_B I_B + V_{BE} + R_E I_E$$

$$I_E = I_C + I_B \text{ et } I_B = \frac{I_C}{\beta} \rightarrow I_E = \left(1 + \frac{1}{\beta}\right) I_C$$

$$V_{CC} = R_B \frac{I_C}{\beta} + V_{BE} + R_E \left(1 + \frac{1}{\beta}\right) I_C$$

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_E + \frac{R_E + R_B}{\beta}}$$

$$\beta = 100 \rightarrow I_{C1} = \frac{15 - 0.7}{110 + \frac{110 + 220 \times 10^3}{100}} \rightarrow I_{C1} = 6.19 \text{ mA}$$

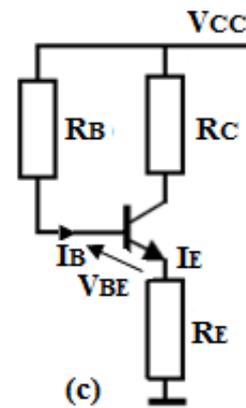
$$\beta = 300 \rightarrow I_{C2} = \frac{15 - 0.7}{110 + \frac{110 + 220 \times 10^3}{300}} \rightarrow I_{C2} = 16.95 \text{ mA}$$

Rapport :

$$\frac{I_{C2}}{I_{C1}} = 2.74$$

Conclusion :

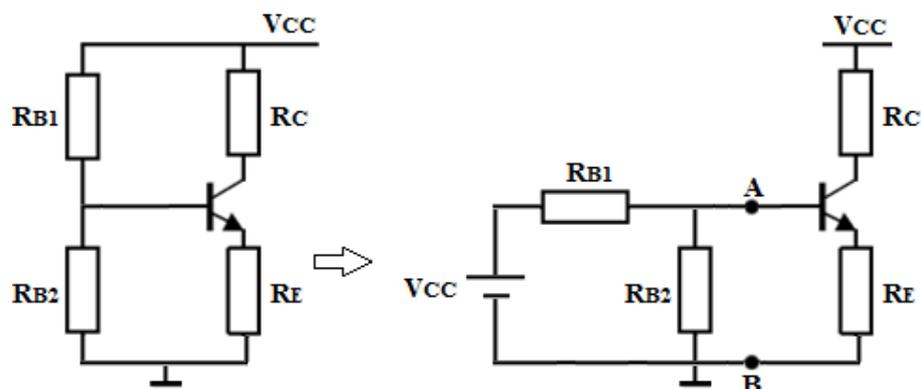
Le montage le moins sensible aux variations de β : Montage (b).



Exercice 2:

$V_{CC} = 15 \text{ V}$, $V_{BE} = 0.7 \text{ V}$, $R_{B1} = 6.8 \text{ k}\Omega$, $R_{B2} = 2.2 \text{ k}\Omega$, $R_C = 3 \text{ k}\Omega$, $R_E = 2 \text{ k}\Omega$.

1. Transformation du circuit de polarisation vu de la base du transistor en son équivalent de Thévenin et calcul de E_{Th} et R_{th} .

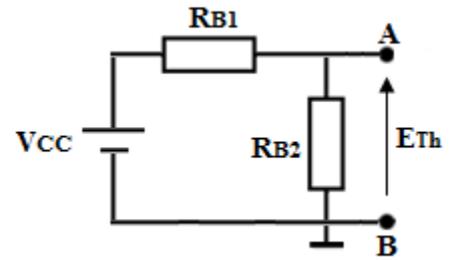


E_{th} :

En appliquant le diviseur de tension :

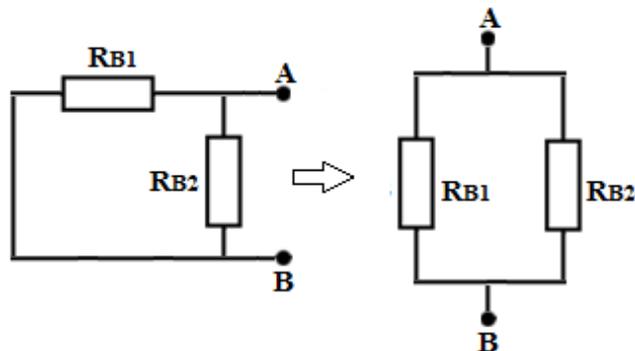
$$E_{Th} = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} V_{CC}$$

$$E_{Th} = \frac{2.2 \times 10^3}{6.8 \times 10^3 + 2.2 \times 10^3} 15 \rightarrow E_{Th} = 3.66 \text{ V}$$

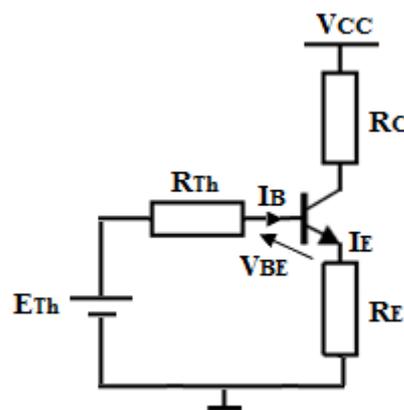


R_{th} :

$$R_{Th} = \frac{R_{B1} \cdot R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}}$$



$$R_{Th} = \frac{6.8 \times 10^3 \cdot 2.2 \times 10^3}{6.8 \times 10^3 + 2.2 \times 10^3} \rightarrow R_{Th} = 1.66 \text{ k} \Omega$$



2. Calcul du courant I_C pour $\beta = 100$ et $\beta = 300$. Conclusion.

$$E_{Th} = R_{Th} I_B + V_{BE} + R_E I_E$$

$$I_E = I_C + I_B \text{ et } I_B = \frac{I_C}{\beta} \rightarrow I_E = \left(1 + \frac{1}{\beta}\right) I_C$$

$$E_{Th} = R_{Th} \frac{I_C}{\beta} + V_{BE} + R_E \left(1 + \frac{1}{\beta}\right) I_C$$

$$I_C = \frac{E_{Th} - V_{BE}}{R_E + \frac{R_E + R_{Th}}{\beta}}$$

$$\beta = 100 \rightarrow I_{C1} = \frac{3.66 - 0.7}{2.10^3 + \frac{2.10^3 + 1.66 \times 10^3}{100}} \rightarrow I_{C1} = 1.45 \text{ mA}$$

$$\beta = 300 \rightarrow I_{C2} = \frac{3.66 - 0.7}{2.10^3 + \frac{2.10^3 + 1.66 \times 10^3}{300}} \rightarrow I_{C2} = 1.47 \text{ mA}$$

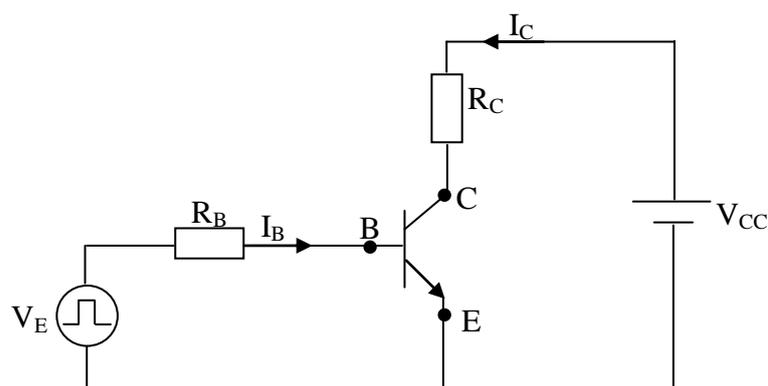
Rapport :

$$\frac{I_{C2}}{I_{C1}} = 1.01$$

Conclusion :

Montage très stable.

Exercice 3 :



$$V_{CC} = 15 \text{ V}, V_{BEsat} = 0.6 \text{ V}, V_{CEsat} = 0.1 \text{ V}, R_C = 1 \text{ k}\Omega, \beta_{min} = 100.$$

1. R_{Bmax} qui permet de saturer le transistor lorsque $V_E = 5 \text{ V}$:

$$V_{CC} = R_C I_{Csat} + V_{CEsat} \rightarrow I_{Csat} = \frac{V_{CC} - V_{CEsat}}{R_C}$$

$$I_{Csat} = \frac{15 - 0.1}{10^3} \rightarrow I_{Csat} = 14.9 \text{ mA}$$

$$I_{Bsat, min} = \frac{I_{Csat}}{\beta_{min}}$$

$$I_{Bsat,min} = \frac{14.9 \cdot 10^{-3}}{100} \rightarrow I_{Bsat,min} = 0.149 \text{ mA}$$

$$V_E = R_B I_B + V_{BE} \rightarrow R_B = \frac{V_E - V_{BE}}{I_B}$$

$$R_{Bmax} = \frac{V_E - V_{BEsat}}{I_{Bsat,min}}$$

$$R_{Bmax} = \frac{5 - 0.6}{0.149 \cdot 10^{-3}} \rightarrow R_{Bmax} = 29.53 \text{ k}\Omega$$

2. Valeur de R_B si on applique à $I_{Bsat,min}$ un coefficient de sursaturation $k = 2$:

$$I_B = k \cdot I_{Bsat,min}$$

$$I_B = 2 \times 0.149 \times 10^{-3} = 0.298 \text{ mA}$$

$$R_B = \frac{V_E - V_{BEsat}}{I_B}$$

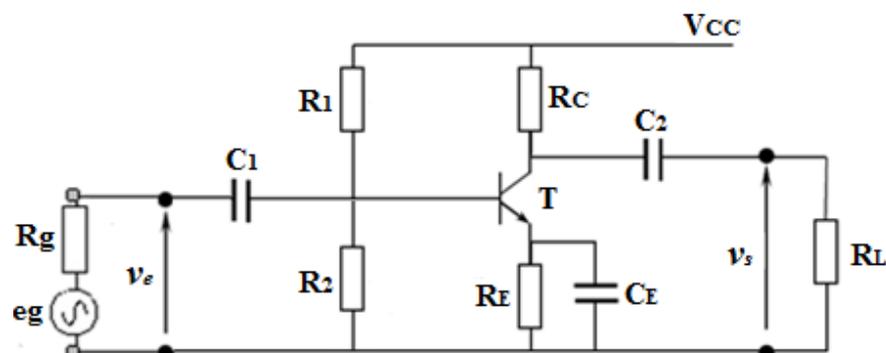
$$R_B = \frac{5 - 0.6}{0.298 \cdot 10^{-3}} \rightarrow R_B = 14.76 \text{ k}\Omega$$

Valeur normalisée pour R_B parmi les valeurs de la série E24:

E24 1.0, 1.1, 1.2, 1.3, 1.5, 1.6, 1.8, 2.0, 2.2, 2.4, 2.7, 3.0, 3.3, 3.6, 3.9, 4.3, 4.7, 5.1, 5.6,
 ($\pm 5\%$) 6.2, 6.8, 7.5, 8.2, 9.1

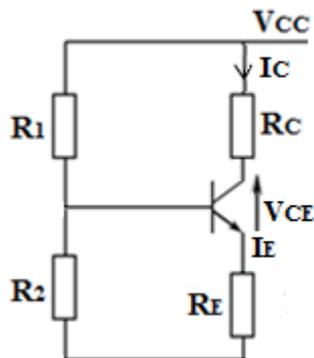
$$R_B = 15 \text{ k}\Omega$$

Exercice 4 :



I. Etude statique

1. Schéma équivalent du montage en régime statique.



2. Equation de la droite de charge statique.

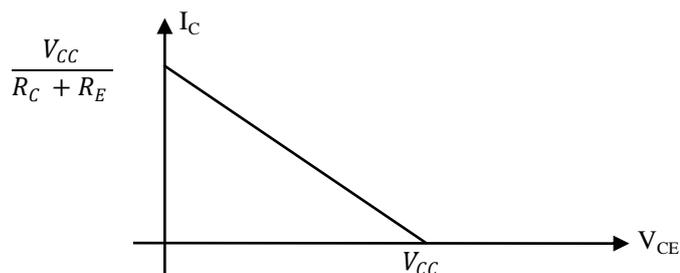
$$V_{CC} = R_C I_C + V_{CE} + R_E I_E$$

On néglige I_B devant I_C : $I_E = I_C + I_B \approx I_C$

$$V_{CC} = (R_C + R_E) I_C + V_{CE}$$

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C + R_E}$$

Graphe de la droite de charge statique :



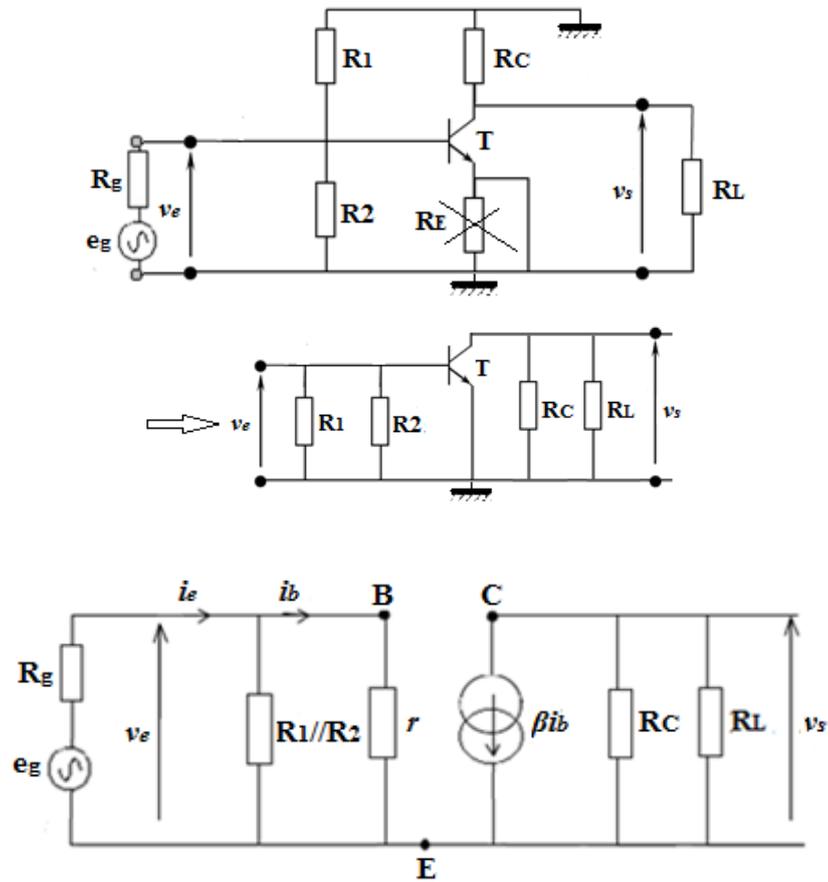
II. Etude dynamique

1. Type du montage ? Justification.

Montage émetteur-commun.

Justification : Entrée \rightarrow Base, Sortie \rightarrow Collecteur

2. Schéma équivalent du montage dans le domaine des petits signaux aux fréquences moyennes : ($\rho \rightarrow \infty$)



3. Expression du gain en tension (A_v). Expression du gain en tension à vide (A_{v0}).

A_v :

$$\begin{cases} v_e = r \cdot i_b \\ v_s = -(R_C // R_L) \cdot \beta i_b \end{cases}$$

$$A_v = \frac{v_s}{v_e}$$

$$A_v = -\frac{\beta \cdot (R_C // R_L)}{r}$$

A_{v0} :

$$R_L \rightarrow \infty : A_{v0} = -\frac{\beta \cdot R_C}{r}$$

4. Expressions de la résistance d'entrée (R_e) et de la résistance de sortie (R_s).

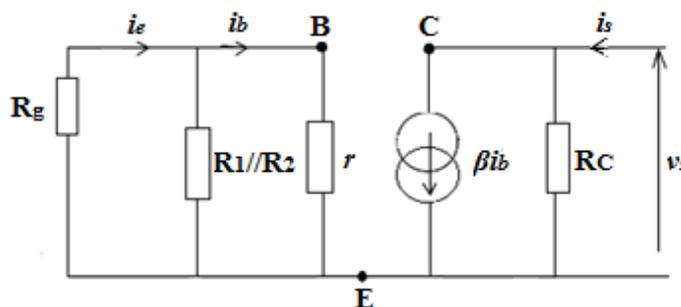
R_e :

$$R_e = \frac{v_e}{i_e}$$

$$v_e = (R_1 // R_2 // r) \cdot i_e$$

$$R_{e1} = R_1 // R_2 // r$$

R_s :



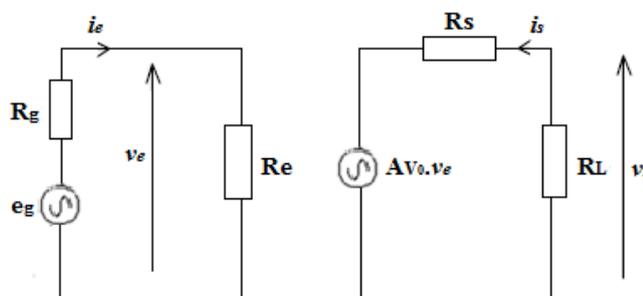
$$R_s = \left. \frac{v_s}{i_s} \right|_{e_g=0, R_L \text{ déconnecté } i_e}$$

Le circuit d'entrée ne comporte plus de générateur ($e_g = 0$), et le courant d'excitation i_s ne peut pas l'atteindre, donc :

$$i_b = 0 \rightarrow \beta i_b = 0$$

$$v_s = R_C \cdot i_s \rightarrow R_s = R_C$$

5. Schéma équivalent du montage comprenant A_{v0} , R_e , et R_s .



6. En utilisant le schéma de la question 5 :

- a) Expression de v_e en fonction de e_g , R_g et R_e . Condition que doit satisfaire R_e pour minimiser l'influence de R_g sur v_s .

$$v_e = \frac{R_e}{R_e + R_g} e_g$$

Condition sur R_e :

$$R_e \gg R_g$$

- b) Expression du gain en courant (A_i) en fonction de R_e , R_L et A_v .

$$A_i = \frac{i_s}{i_e}$$

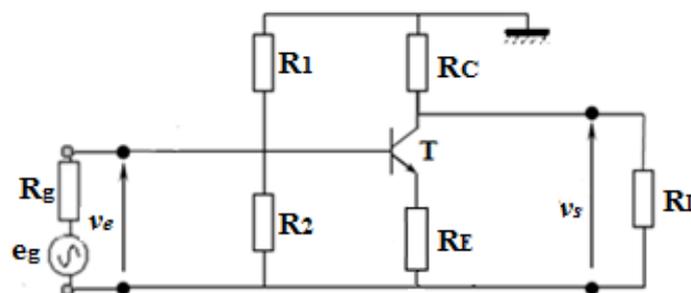
$$\begin{cases} v_e = R_e i_e \\ v_s = R_L i_s \end{cases}$$

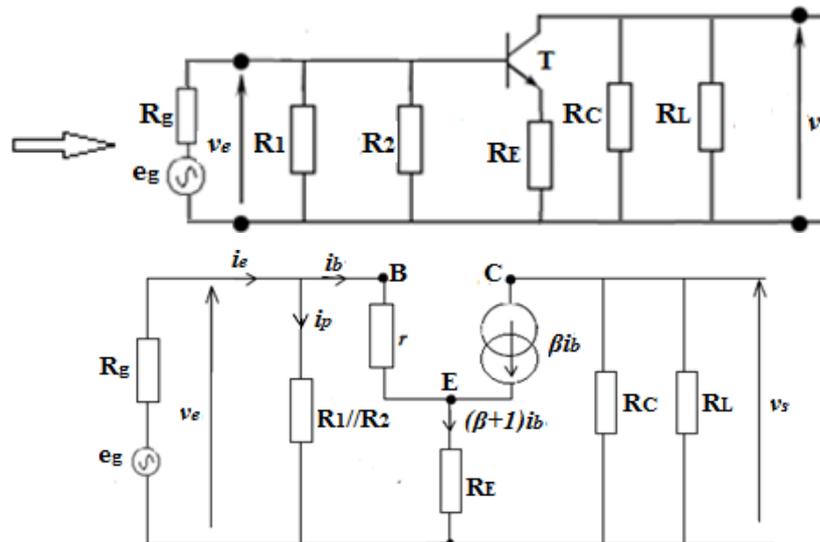
$$A_v = \frac{v_s}{v_e} \rightarrow A_v = \frac{R_L i_s}{R_e i_e} \rightarrow A_v = \frac{R_L}{R_e} A_i$$

$$A_i = \frac{R_e}{R_L} A_v$$

7. On enlève le condensateur C_E :

- a) Schéma équivalent du montage dans le domaine des petits signaux aux fréquences moyennes.





b) Gain en tension A_{v2} ainsi que les impédances d'entrée R_{e2} et de sortie R_{s2} .

A_{v2} :

$$\begin{cases} v_e = r \cdot i_b + R_E(\beta + 1) \cdot i_b = (r + R_E(\beta + 1)) \cdot i_b \\ v_s = -(R_C // R_L) \cdot \beta i_b \end{cases}$$

$$A_{v2} = \frac{v_s}{v_e}$$

$$A_{v2} = -\frac{\beta \cdot (R_C // R_L)}{r + R_E(\beta + 1)}$$

R_{e2} :

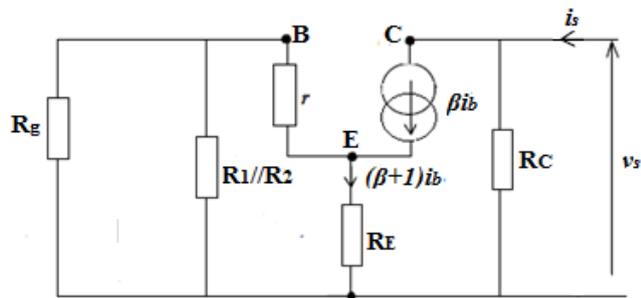
$$R_{e2} = \frac{v_e}{i_e}$$

$$i_e = i_p + i_b \rightarrow i_e = \frac{v_e}{R_1 // R_2} + \frac{v_e}{r + R_E(\beta + 1)}$$

$$R_{e2} = R_1 // R_2 // (r + R_E(\beta + 1))$$

R_{s2} :

$$R_s = \left. \frac{v_s}{i_s} \right|_{e_g=0, R_L \text{ déconnectée}}$$



Le circuit d'entrée ne comporte plus de générateur ($e_g = 0$), et le courant d'excitation i_s ne peut pas l'atteindre à cause de la de résistance infinie que représente la source βi_b , donc :

$$i_b = 0 \rightarrow \beta i_b = 0$$

$$v_s = R_C \cdot i_s$$

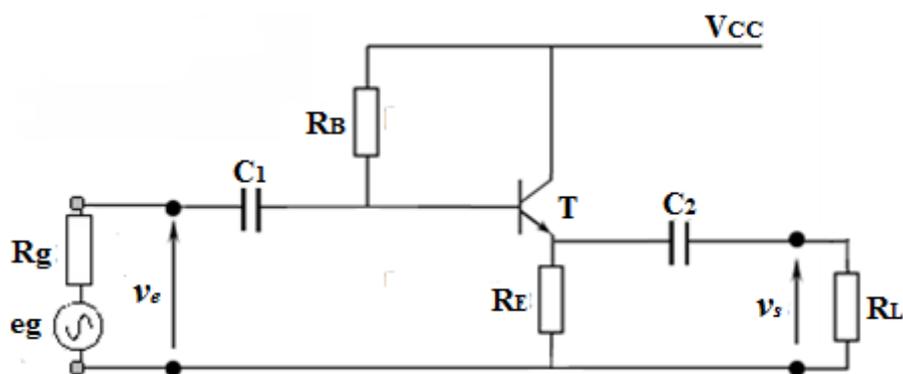
$$R_{s2} = R_C$$

c) Conclusion :

Le montage émetteur-commun non découplé (C_E déconnecté) possède par rapport au montage où la résistance R_E est découplée par C_E :

- Un gain en tension plus faible ($|A_{v2}| < |A_{v1}|$) (inconvenient).
- Une résistance d'entrée plus grande ($R_{e2} > R_{e1}$) (avantage).
- Une résistance de sortie pratiquement identique.

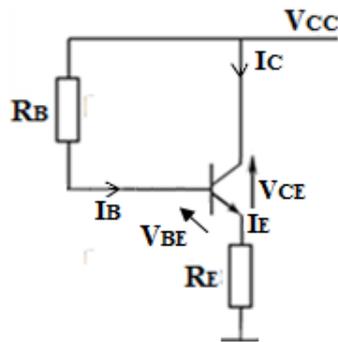
Exercice 5 :



$$V_{CC} = 15 \text{ V}, V_{BE} = 0.6 \text{ V}, \beta = 300.$$

I. Etude statique

I.1. Schéma équivalent du montage en régime statique.



I.2. Valeurs des résistances R_E et R_B .

Valeur de R_E :

$$V_{CE0} = 6 \text{ V}, I_{C0} = 3 \text{ mA.}$$

$$V_{CC} = R_E I_E + V_{CE}$$

$\beta = 300$, on néglige I_B devant I_C : $I_E = I_C + I_B \approx I_C$

$$V_{CC} = R_E I_C + V_{CE} \rightarrow R_E = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{I_C} \rightarrow R_E = \frac{V_{CC} - V_{CE0}}{I_{C0}}$$

$$R_E = \frac{15 - 6}{3 \cdot 10^{-3}} \rightarrow R_E = 3 \text{ k}\Omega$$

Valeur de R_B :

$$V_{CC} = R_B \times I_B + V_{BE} + R_E \times I_C$$

$$I_C = \beta I_B \rightarrow I_B = \frac{I_C}{\beta}$$

$$V_{CC} = R_B \times \frac{I_C}{\beta} + V_{BE} + R_E \times I_C$$

$$R_B = \frac{\beta (V_{CC} - V_{BE} - R_E \times I_C)}{I_C} \rightarrow R_B = \frac{\beta (V_{CC} - V_{BE0} - R_E \times I_{C0})}{I_{C0}}$$

$$R_B = \frac{300 (15 - 0.6 - 3 \cdot 10^3 \times 3 \cdot 10^{-3})}{3 \cdot 10^{-3}} \rightarrow R_B = 540 \text{ k}\Omega$$

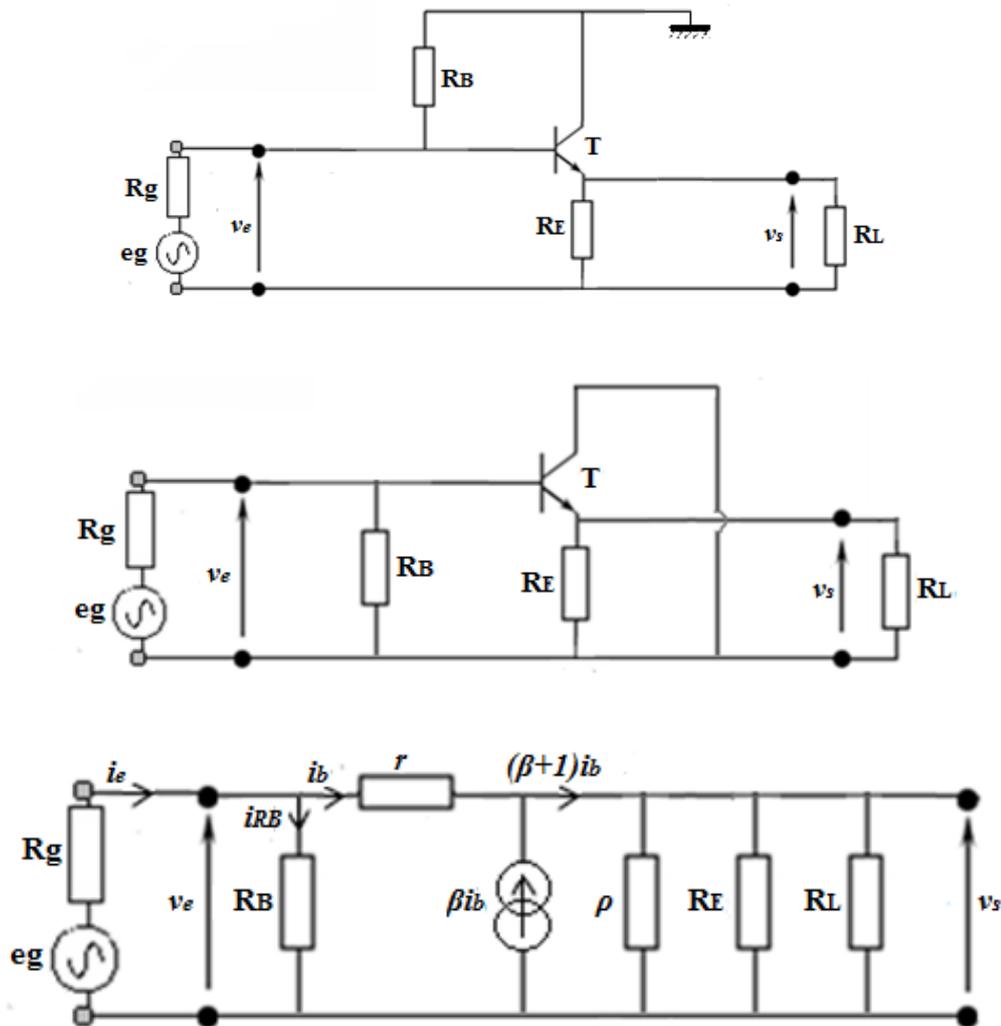
II. Etude dynamique

II.1. Type du montage ? Justification.

Montage Collecteur -commun.

Justification : Entrée → Base, Sorite → émetteur.

II.2. Schéma équivalent du montage dans le domaine des petits signaux aux fréquences moyennes.



II.3. Expression du gain en tension A_v .

$$\begin{cases} v_e = [r + (\beta + 1)(\rho // R_E // R_L)] i_b \\ v_s = (\rho // R_E // R_L) \cdot (\beta + 1) i_b \end{cases}$$

$$A_v = \frac{v_s}{v_e}$$

$$A_v = \frac{(\beta + 1)(\rho // R_E // R_L)}{r + (\beta + 1)(\rho // R_E // R_L)}$$

II.4. Expression de la résistance d'entrée R_e du montage vue par le générateur (e_g, R_g).

$$R_e = \frac{v_e}{i_e}$$

$$\begin{cases} i_e = i_b + i_{R_B} \\ v_e = [r + (\beta + 1)(\rho // R_E // R_L)]i_b \end{cases}$$

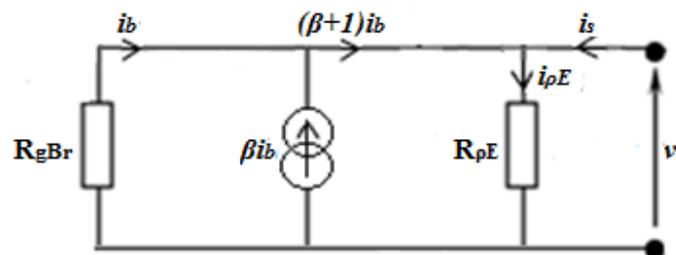
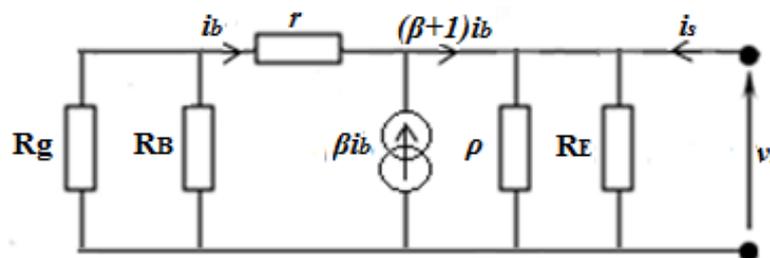
$$\begin{cases} i_e = i_b + \frac{v_e}{R_B} \\ i_b = \frac{v_e}{r + (\beta + 1)(\rho // R_E // R_L)} \end{cases}$$

$$i_e = \frac{v_e}{r + (\beta + 1)(\rho // R_E // R_L)} + \frac{v_e}{R_B} \rightarrow \frac{i_e}{v_e} = \frac{1}{r + (\beta + 1)(\rho // R_E // R_L)} + \frac{1}{R_B}$$

$$\frac{1}{R_e} = \frac{1}{r + (\beta + 1)(\rho // R_E // R_L)} + \frac{1}{R_B} \rightarrow R_e = R_B // [r + (\beta + 1)(\rho // R_E // R_L)]$$

II.5. Expression de la résistance de sortie R_s du montage vue par la résistance R_L .

$$R_s = \left. \frac{v_s}{i_s} \right|_{e_g=0, R_L \text{ déconnectée}}$$



$$R_{gBr} = (R_g // R_B) + r$$

$$R_{\rho E} = \rho // R_E$$

Le courant d'excitation i_s peut atteindre la branche qui contient r et la fraction de courant i_b commande la source βi_b .

$$i_s + (\beta + 1)i_b = i_{\rho E} \rightarrow i_s = i_{\rho E} - (\beta + 1)i_b$$

$$i_{\rho E} = \frac{v_s}{R_{\rho E}}$$

$$v_s + R_{gBr} i_b = 0 \rightarrow i_b = -\frac{v_s}{R_{gBr}}$$

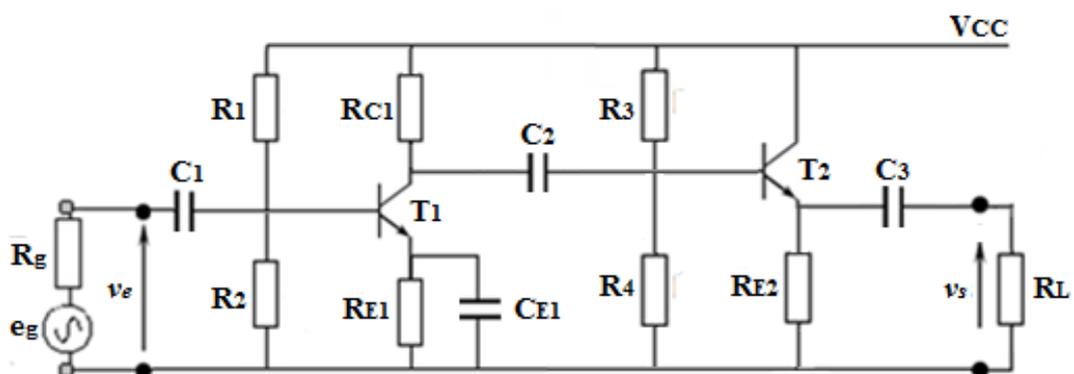
$$i_s = i_{\rho E} - (\beta + 1)i_b \rightarrow i_s = \frac{v_s}{R_{\rho E}} + (\beta + 1) \frac{v_s}{R_{gBr}}$$

$$\frac{i_s}{v_s} = \frac{1}{R_{\rho E}} + \frac{\beta + 1}{R_{gBr}} \rightarrow \frac{i_s}{v_s} = \frac{1}{R_{\rho E}} + \frac{1}{\frac{R_{gBr}}{\beta + 1}} \rightarrow \frac{1}{R_s} = \frac{1}{R_{\rho E}} + \frac{1}{\frac{R_{gBr}}{\beta + 1}}$$

$$R_s = R_{\rho E} // \left(\frac{R_{gBr}}{\beta + 1} \right)$$

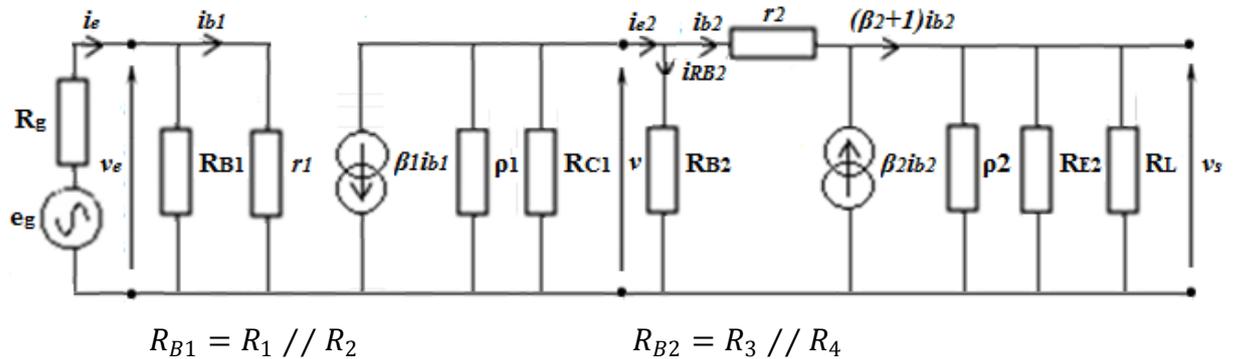
$$R_s = (\rho // R_E) // \left(\frac{R_g // R_B + r}{\beta + 1} \right)$$

Exercice 6 :



Les condensateurs se comportent comme des courts-circuits à la fréquence de travail considérée.

1. Le schéma équivalent aux petites variations du montage.



2. Expression de la résistance d'entrée R_{e2} de l'étage T_2 ainsi que son gain A_{v2} .

R_{e2} ?

$$R_{e2} = \frac{v}{i_{e2}}$$

$$\begin{cases} i_{e2} = i_{b2} + i_{R_{B2}} \\ v = [r_2 + (\beta_2 + 1)(\rho_2 // R_{E2} // R_L)] i_{b2} \end{cases}$$

$$\begin{cases} i_{e2} = i_{b2} + \frac{v}{R_{B2}} \\ i_{b2} = \frac{v}{r_2 + (\beta_2 + 1)(\rho_2 // R_{E2} // R_L)} \end{cases}$$

$$i_{e2} = \frac{v}{r_2 + (\beta_2 + 1)(\rho_2 // R_{E2} // R_L)} + \frac{v}{R_{B2}} \rightarrow \frac{i_{e2}}{v} = \frac{1}{r_2 + (\beta_2 + 1)(\rho_2 // R_{E2} // R_L)} + \frac{1}{R_{B2}}$$

$$R_{e2} = R_{B2} // [r_2 + (\beta_2 + 1)(\rho_2 // R_{E2} // R_L)]$$

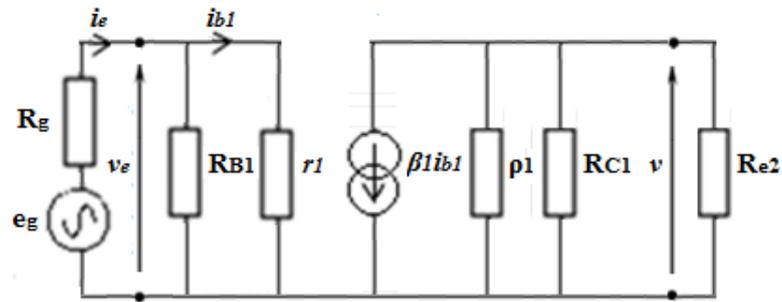
A_{v2} ?

$$\begin{cases} v = [r_2 + (\beta_2 + 1)(\rho_2 // R_{E2} // R_L)] i_{b2} \\ v_s = (\rho_2 // R_{E2} // R_L) \cdot (\beta_2 + 1) i_{b2} \end{cases}$$

$$A_v = \frac{v_s}{v}$$

$$A_{v2} = \frac{(\beta_2 + 1)(\rho_2 // R_{E2} // R_L)}{r_2 + (\beta_2 + 1)(\rho_2 // R_{E2} // R_L)}$$

3. Expression de la résistance d'entrée R_{e1} de l'étage T_1 ainsi que son gain A_{v1} .



R_{e1} ?

$$R_{e1} = \frac{v_e}{i_e}$$

$$v_e = (R_{B1} // r_1) \cdot i_e$$

$$R_{e1} = R_{B1} // r_1 \rightarrow R_{e1} = R_1 // R_2 // r_1$$

A_{v1} ?

$$\begin{cases} v_e = r_1 \cdot i_{b1} \\ v = -(\rho_1 // R_{C1} // R_{e2}) \cdot \beta_1 i_{b1} \end{cases}$$

$$A_{v1} = \frac{v}{v_e}$$

$$A_{v1} = -\frac{\beta_1 \cdot (\rho_1 // R_{C1} // R_{e2})}{r_1}$$

4. Expression de la résistance d'entrée R_e du montage complet ainsi que son gain A_v .

R_e ?

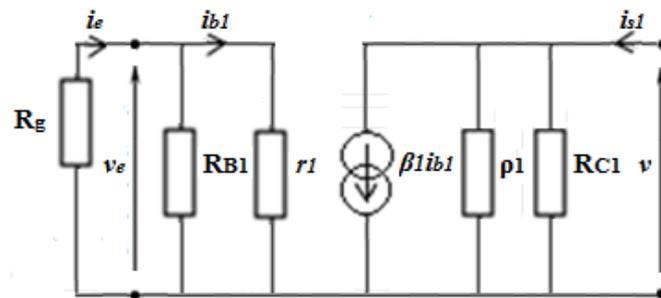
$$R_e = R_{e1} = R_1 // R_2 // r_1$$

A_v ?

$$A_v = A_{v1} \cdot A_{v2} \rightarrow A_v = \left[-\frac{\beta_1 \cdot (\rho_1 // R_{C1} // R_{e2})}{r_1} \right] \cdot \left[\frac{(\beta_2 + 1)(\rho_2 // R_{E2} // R_L)}{r_2 + (\beta_2 + 1)(\rho_2 // R_{E2} // R_L)} \right]$$

5. Expression de la résistance de sortie R_{s1} de l'étage T_1 .

R_{s1} ?



$$R_{s1} = \left. \frac{v}{i_{s1}} \right|_{e_g=0, R_{E2} \text{ déconnect } e_e}$$

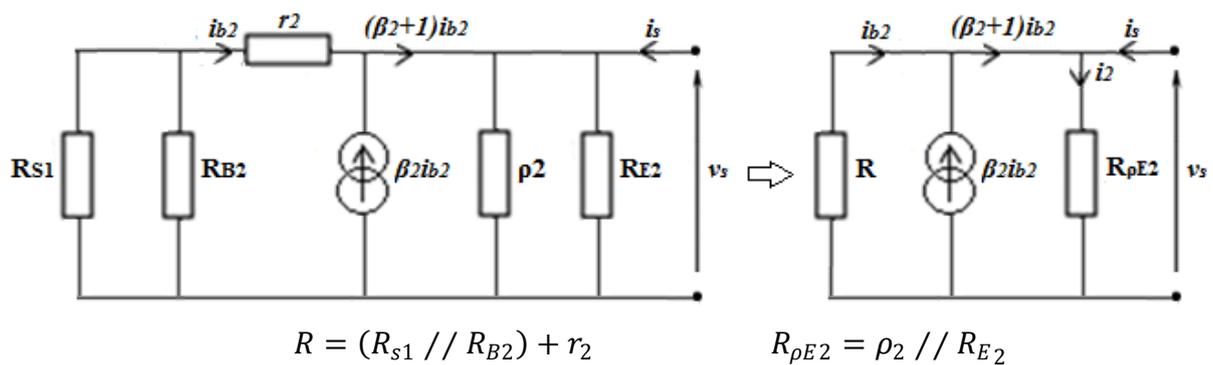
Le circuit d'entrée ne comporte plus de générateur ($e_g = 0$), et le courant d'excitation i_{s1} ne peut pas l'atteindre, donc :

$$i_{b1} = 0 \rightarrow \beta_1 i_{b1} = 0$$

$$v = (\rho_1 // R_{C1}) \cdot i_{s1}$$

$$R_{s1} = \rho_1 // R_{C1}$$

6. Expression de la résistance de sortie R_s du montage complet.



Le courant d'excitation i_s peut atteindre la branche qui contient r_2 et la fraction de courant i_{b2} commande la source $\beta_2 i_{b2}$.

$$i_s + (\beta_2 + 1)i_{b2} = i_2 \rightarrow i_s = i_2 - (\beta_2 + 1)i_{b2} \tag{1}$$

$$i_2 = \frac{v_s}{R_{\rho E2}} \quad (2)$$

$$v_s + R i_{b2} = 0 \rightarrow i_{b2} = -\frac{v_s}{R} \quad (3)$$

On remplace (2) et (3) dans (1) on trouve :

$$i_s = \frac{v_s}{R_{\rho E2}} + (\beta_2 + 1) \frac{v_s}{R}$$

$$\frac{i_s}{v_s} = \frac{1}{R_{\rho E2}} + \frac{\beta_2 + 1}{R} \rightarrow \frac{i_s}{v_s} = \frac{1}{R_{\rho E2}} + \frac{1}{\frac{R}{\beta_2 + 1}} \rightarrow \frac{1}{R_s} = \frac{1}{R_{\rho E2}} + \frac{1}{\frac{R}{\beta_2 + 1}}$$

$$R_s = R_{\rho E2} // \left(\frac{R}{\beta_2 + 1} \right)$$

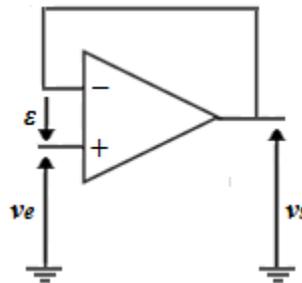
$$R_s = (\rho_2 // R_{E2}) // \left(\frac{R_{s1} // R_{B2} + r_2}{\beta_2 + 1} \right)$$

$$R_s = (\rho_2 // R_{E2}) // \left(\frac{\rho_1 // R_{C1} // R_{B2} + r_2}{\beta_2 + 1} \right)$$

Corrigé TD5

Exercice 1:

1)

✓ Expression de v_s en fonction de v_e :On a une contre réaction négative, donc l'étude se fait en mode linéaire, ce qui engendre $\varepsilon = 0$.

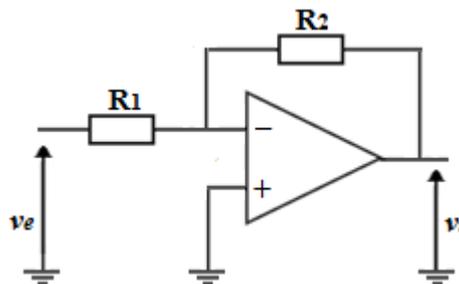
En appliquant la loi des mailles on peut écrire :

$$v_e - \varepsilon - v_s = 0 \rightarrow v_s = v_e$$

✓ Type de montage :

Montage suiveur.

2)

✓ Expression de v_s en fonction de v_e :Méthode 1 :

$$V^+ = 0$$

On a une contre réaction négative (régime linéaire) $\implies \varepsilon = 0 : V^- = V^+$

$$V^- = V^+ = 0 \quad (V^- : \text{Masse virtuelle}).$$

En appliquant le théorème de Millman on a :

$$V^- = \frac{\frac{v_e}{R_1} + \frac{v_s}{R_2}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}}$$

$$V^- = 0 \rightarrow \frac{\frac{v_e}{R_1} + \frac{v_s}{R_2}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}} = 0 \rightarrow v_s = -\frac{R_2}{R_1} v_e$$

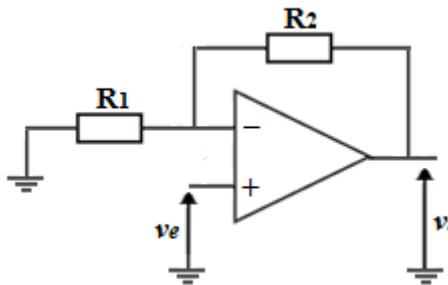
Méthode 2 :

$$V^- = V^+ = 0 \rightarrow \begin{cases} v_e = R_1 I_1 \\ v_s = -R_2 I_2 \end{cases}$$

$$i^- = 0 \rightarrow I_1 = I_2 \rightarrow v_s = -\frac{R_2}{R_1} v_e$$

- ✓ Type de montage :
Amplificateur inverseur.

3)



- ✓ Expression de v_s en fonction de v_e :

On a une contre réaction négative (régime linéaire) $\rightarrow \varepsilon = 0 \rightarrow V^+ = V^-$

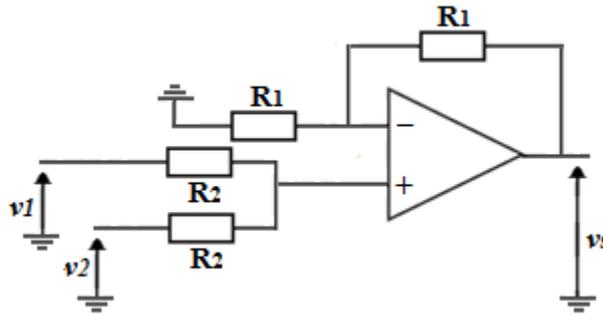
$$V^+ = v_e \text{ et } V^- = V_{R_1} \rightarrow v_e = V_{R_1}$$

En appliquant le principe de diviseur de tension ($i^- = 0$: Le courant qui passe dans la résistance R_1 est égal au courant qui passe dans la résistance R_2), on a :

$$v_e = V_{R_1} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_s \rightarrow v_s = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) v_e$$

- ✓ Type de montage :
Amplificateur non inverseur.

4)



✓ Expression de v_s en fonction de v_1 et v_2 :

On a une contre réaction négative (régime linéaire) $\implies \varepsilon = 0 : V^- = V^+$

En appliquant le théorème de superposition on a :

$$V^+ = \frac{R_2}{R_2 + R_2} v_1 + \frac{R_2}{R_2 + R_2} v_2 \rightarrow V^+ = \frac{1}{2}(v_1 + v_2)$$

En appliquant le principe de diviseur de tension :

$$V^- = \frac{R_1}{R_1 + R_1} v_s \rightarrow V^- = \frac{1}{2} v_s$$

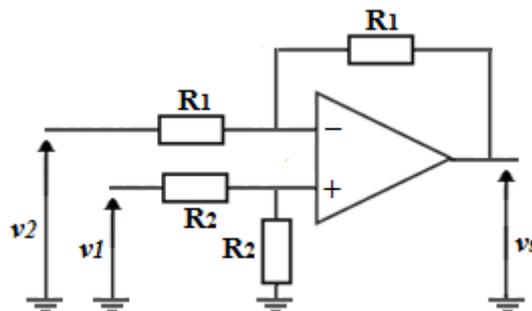
$$V^- = V^+ \rightarrow \frac{1}{2} v_s = \frac{1}{2}(v_1 + v_2)$$

$$v_s = v_1 + v_2$$

✓ Type de montage :

Amplificateur sommateur non inverseur.

5)



✓ Expression de v_s en fonction de v_1 et v_2 :

On a une contre réaction négative (régime linéaire) $\implies \varepsilon = 0 : V^- = V^+$

En appliquant le théorème de Millman on a :

$$V^- = \frac{\frac{v_2}{R_1} + \frac{v_s}{R_1}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_1}} \rightarrow V^- = \frac{1}{2}v_2 + \frac{1}{2}v_s$$

En appliquant le principe de diviseur de tension on a :

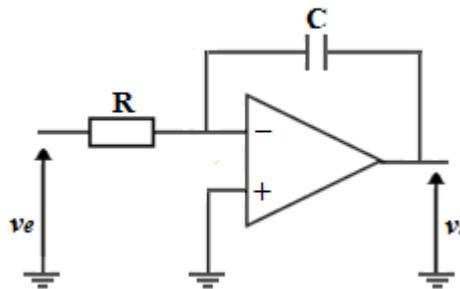
$$V^+ = \frac{R_2}{R_2 + R_2}v_1 \rightarrow V^+ = \frac{1}{2}v_1$$

$$V^- = V^+ \rightarrow \frac{1}{2}v_2 + \frac{1}{2}v_s = \frac{1}{2}v_1$$

$$v_s = v_1 - v_2$$

- ✓ Type de montage :
Amplificateur soustracteur.

6)



- ✓ Expression de v_s en fonction de v_e :

On a une contre réaction négative (régime linéaire) $\Rightarrow \varepsilon = 0 : V^- = V^+ = 0$.

$i^- = 0$, ce qui fait que la résistance R et le condensateur C sont parcourus par le même courant i .

$$\begin{cases} v_e(t) = Ri(t) \\ v_s(t) = -v_c(t) \end{cases} \rightarrow \begin{cases} i(t) = \frac{v_e(t)}{R} \\ v_s(t) = -\frac{1}{C} \int i(t) dt \end{cases} \rightarrow v_s(t) = -\frac{1}{RC} \int v_e(t) dt$$

La tension de sortie est proportionnelle à l'intégrale de la tension d'entrée.

- ✓ Type de montage :
Montage intégrateur.

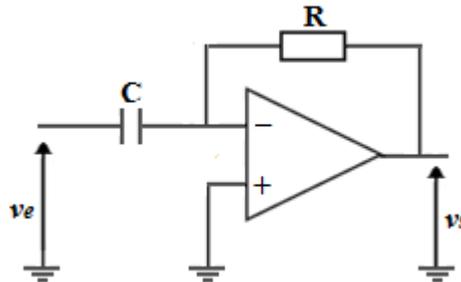
Notation complexe :

En appliquant le théorème de Millman on a :

$$V^+ = V^- = \frac{\frac{v_e}{R} + \frac{v_s}{Z_C}}{\frac{1}{R} + \frac{1}{Z_C}} = 0 \rightarrow v_s = -\frac{Z_C}{R} v_e$$

$$Z_C = \frac{1}{jC\omega} \rightarrow v_s = -\frac{1}{jRC\omega} v_e$$

7)



✓ Expression de v_s en fonction de v_e :

On a une contre réaction négative (régime linéaire) $\implies \varepsilon = 0 : V^- = V^+ = 0$.

$i^- = 0$, ce qui fait que le condensateur C et la résistance R sont parcourus par le même courant i .

$$\begin{cases} v_e(t) = v_C(t) \\ v_s(t) = -Ri(t) \end{cases} \rightarrow \begin{cases} v_e(t) = \frac{1}{C} \int i(t) dt \\ i(t) = -\frac{v_s(t)}{R} \end{cases} \rightarrow v_e(t) = -\frac{1}{RC} \int v_s(t) dt$$

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

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

✓ Type de montage :

Montage dérivateur.

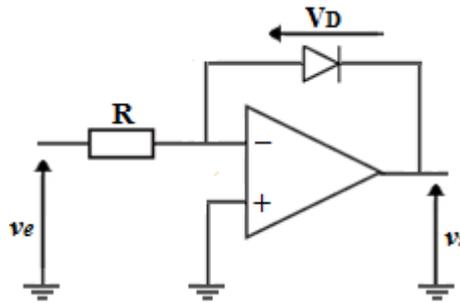
Notation complexe :

En appliquant le théorème de Millman on a :

$$V^+ = V^- = \frac{\frac{v_e}{Z_C} + \frac{v_s}{R}}{\frac{1}{Z_C} + \frac{1}{R}} = 0 \rightarrow v_s = -\frac{R}{Z_C} v_e$$

$$Z_C = \frac{1}{jC\omega} \rightarrow v_s = -jRC\omega v_e$$

8)



✓ Expression de v_s en fonction de v_e :

On a une contre réaction négative (régime linéaire) $\implies \varepsilon = 0 : V^- = V^+ = 0$.

$i^- = 0$, ce qui fait que la résistance R et la diode sont parcourus par le même courant I .

$$\begin{cases} v_e = RI \\ v_s = -V_d \end{cases}$$

L'équation du courant traversant une diode est donnée par :

$$I_d = I_{sat} \left(e^{\frac{qV_d}{KT}} - 1 \right)$$

$$I = I_d = I_{sat} \left(e^{\frac{qV_d}{KT}} - 1 \right) = I_{sat} \left(e^{\frac{-qv_s}{KT}} - 1 \right)$$

On suppose $|v_s| \gg \frac{KT}{q}$

$$I = I_{sat} e^{\frac{-qv_s}{KT}}$$

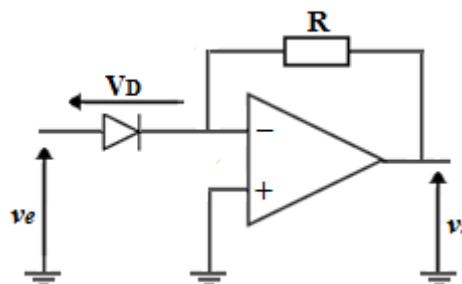
$$I = \frac{v_e}{R} \rightarrow \frac{v_e}{R} = I_{sat} e^{\frac{-qv_s}{KT}} \rightarrow v_s = -\frac{KT}{q} \ln\left(\frac{v_e}{RI_{sat}}\right)$$

La tension de sortie est proportionnelle au logarithme de la tension d'entrée.

✓ Type de montage :

Amplificateur logarithmique.

9)



✓ Expression de v_s en fonction de v_e :

On a une contre réaction négative (régime linéaire) $\Rightarrow \varepsilon = 0 : V^- = V^+ = 0$.

$i^- = 0$, ce qui fait que la diode et la résistance R sont parcourus par le même courant I .

$$\begin{cases} v_e = V_d \\ v_s = -RI \end{cases}$$

$$I = I_d = I_{sat} \left(e^{\frac{qV_d}{KT}} - 1 \right) = I_{sat} \left(e^{\frac{qv_e}{KT}} - 1 \right)$$

Si $v_e \gg \frac{KT}{q}$

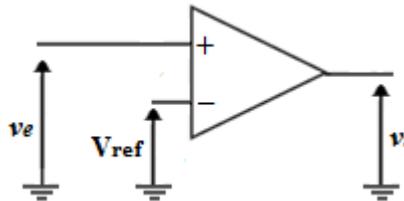
$$v_s = -RI \rightarrow v_s = -RI_{sat} e^{\frac{qv_e}{KT}}$$

La tension de sortie dépend donc de l'exponentielle de la tension d'entrée.

✓ Type de montage :

Amplificateur exponentiel où amplificateur anti-logarithmique.

10)



Amplificateur opérationnel en boucle ouverte \Rightarrow régime non linéaire.

$$v_s = \begin{cases} +V_{sat} \approx +V_{cc} & \text{si } V^+ > V^- \\ -V_{sat} \approx -V_{cc} & \text{si } V^+ < V^- \end{cases}$$

On a :

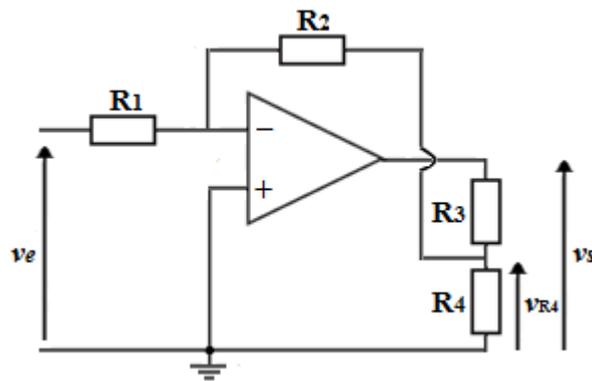
$$\begin{cases} V^+ = v_e \\ V^- = V_{ref} \end{cases}$$

On obtient :

$$v_s = \begin{cases} +V_{sat} \approx +V_{cc} & \text{si } v_e > V_{ref} \\ -V_{sat} \approx -V_{cc} & \text{si } v_e < V_{ref} \end{cases}$$

✓ Type de montage :

Comparateur simple.

Exercice 2:

Amplificateur opérationnel idéal. $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 4,7 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 11 \text{ k}\Omega$, $R_4 = 1 \text{ k}\Omega$.

1. Gain A_v :

Amplificateur opérationnel idéal en régime linéaire (présence d'une contre-réaction négative):

$$i^+ = i^- = 0 \text{ et } \varepsilon = 0 : V^+ = V^-$$

$$V^- = V^+ = 0$$

En appliquant le théorème de Millman on trouve :

$$V^- = \frac{\frac{v_e}{R_1} + \frac{v_{R4}}{R_2}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}}$$

$$V^- = 0 \rightarrow \frac{v_e}{R_1} + \frac{v_{R4}}{R_2} = 0 \rightarrow v_e = -\frac{R_1}{R_2} v_{R4} \quad (1)$$

En appliquant le théorème de Millman on trouve :

$$v_{R4} = \frac{\frac{V^-}{R_2} + \frac{v_s}{R_3} + \frac{0}{R_4}}{\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4}} \rightarrow v_{R4} = \frac{\frac{v_s}{R_3}}{\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4}} \quad (2)$$

(2) dans (1):

$$v_e = -\frac{R_1}{R_2} \left[\frac{\frac{v_s}{R_3}}{\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4}} \right] \rightarrow v_e = -\frac{R_1}{R_2} \left[\frac{\frac{1}{R_3}}{\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4}} \right] v_s$$

$$A_v = \frac{v_s}{v_e} \rightarrow A_v = -\frac{R_3 R_4 + R_2 R_4 + R_2 R_3}{R_1 R_4}$$

A.N : $A_v = -67.4$

2. Comparaison entre le gain de ce montage et le gain du montage inverseur classique.

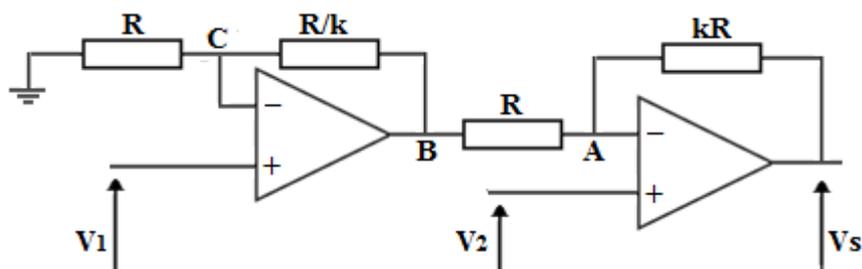
Pour le montage inverseur classique :

$$R_3 = 0 \rightarrow A_{vclassique} = -\frac{R_2}{R_1} \rightarrow A_{vclassique} = -4.7$$

Conclusion:

$$|A_v| \gg |A_{vclassique}|$$

Exercice 3:



1. Expression de V_s en fonction de V_1 et V_2 :

Amplificateurs opérationnels idéaux en régime linéaire (présence d'une contre-réaction négative):

$$\begin{cases} V_C = V_1 \\ V_A = V_2 \end{cases}$$

En appliquant le théorème de Millman on trouve :

$$V_A = V_2 = \frac{\frac{V_s}{kR} + \frac{V_B}{R}}{\frac{1}{kR} + \frac{1}{R}}$$

$$V_2 = \frac{V_s + kV_B}{1 + k} \rightarrow V_s = (1 + k)V_2 - kV_B \quad (1)$$

En appliquant le théorème de Millman on trouve :

$$V_C = V_1 = \frac{\frac{V_B}{R/k}}{\frac{1}{R} + \frac{1}{R/k}}$$

$$V_1 = \frac{kV_B}{1 + k} \rightarrow V_B = \left(1 + \frac{1}{k}\right)V_1 \quad (2)$$

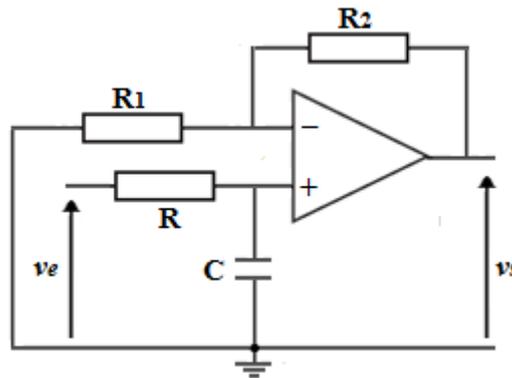
(2) dans (1):

$$V_s = (1 + k)V_2 - k \left(1 + \frac{1}{k}\right) V_1 \rightarrow V_s = (1 + k)(V_2 - V_1)$$

2. Fonction réalisée par ce circuit :

Soustraction.

Exercice 4:



1. Fonction de transfert $T(j\omega)$ en fonction de R_1 , R_2 , R , C et ω .

Amplificateur opérationnel idéal en régime linéaire (présence d'une contre-réaction négative):

$$i^+ = i^- = 0 \text{ et } \varepsilon = 0: V^- = V^+$$

En appliquant le théorème de Millman on trouve :

$$V^- = \frac{\frac{0}{R_1} + \frac{v_s}{R_2}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}} \rightarrow V^- = \frac{\frac{v_s}{R_2}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}} \rightarrow V^- = \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_s$$

En appliquant le principe de diviseur de tension ($i^+ = 0$), on a :

$$V^+ = \frac{\frac{1}{jC\omega}}{\frac{1}{jC\omega} + R} v_e \rightarrow V^+ = \frac{1}{1 + jRC\omega} v_e$$

$$V^- = V^+ \rightarrow \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_s = \frac{1}{1 + jRC\omega} v_e$$

$$T(j\omega) = \frac{v_s}{v_e} \rightarrow T(j\omega) = \frac{1 + jRC\omega}{\frac{R_1}{R_1 + R_2}} \rightarrow T(j\omega) = \left(\frac{1 + jRC\omega}{1} \right) \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right)$$

2. $T(j\omega)$ sous la forme $T(j\omega) = \frac{T_0}{1+j\frac{\omega}{\omega_c}}$. valeurs de T_0 , ω_c , et f_c :

$$T(j\omega) = \frac{\frac{R_1+R_2}{R_1}}{1+jRC\omega} \rightarrow T(j\omega) = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + j\frac{\omega}{\frac{1}{RC}}}$$

$$T(j\omega) = \frac{T_0}{1+j\frac{\omega}{\omega_c}} \rightarrow T_0 = 1 + \frac{R_2}{R_1} \text{ et } \omega_c = \frac{1}{RC}$$

$$\omega_c = 2\pi f_c \rightarrow f_c = \frac{1}{2\pi RC}$$

3. Le module et l'argument de $T(j\omega)$ en fonction de T_0 , f et f_c :

$$|T(j\omega)| = \frac{T_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_c}\right)^2}}$$

4. Courbes de gain et de phase dans le plan de Bode :

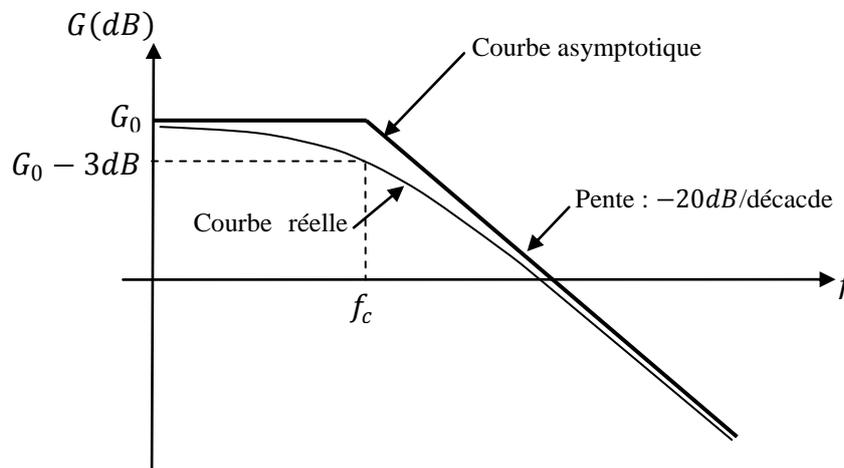
Courbe de gain :

$$G(dB) = 20\log_{10}|T| \rightarrow G(dB) = 20\log_{10}T_0 - 20\log_{10}\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_c}\right)^2}$$

Pour $f \ll f_c$: $G(dB) \rightarrow G_0 = 20\log_{10}T_0$

Pour $f \gg f_c$: $G(dB) \rightarrow 20\log_{10}T_0 - 20\log_{10}\left(\frac{f}{f_c}\right) \rightarrow -\infty$

Si $f = f_c$: $G(dB) = 20\log_{10}T_0 - 20\log_{10}\sqrt{2} = G_0 - 3dB$



Courbe de phase :

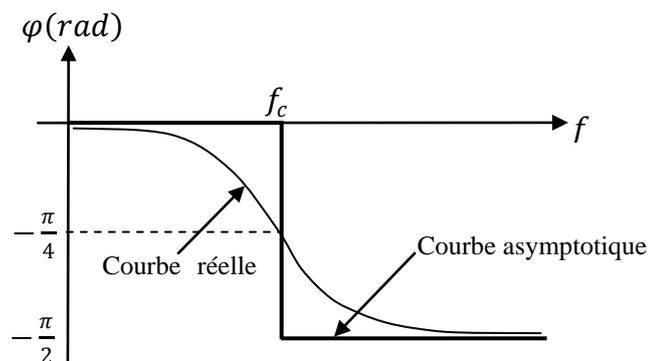
$$T = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + j\frac{f}{f_c}} \rightarrow \varphi(\omega) = \arg(T) = \arg\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) - \arg\left(1 + j\frac{f}{f_c}\right)$$

$$\varphi(\omega) = 0 - \arctg\left(\frac{f}{f_c}\right) \rightarrow \varphi(\omega) = -\arctg\left(\frac{f}{f_c}\right)$$

Pour $f \ll f_c$: $\varphi(\omega) \rightarrow 0$

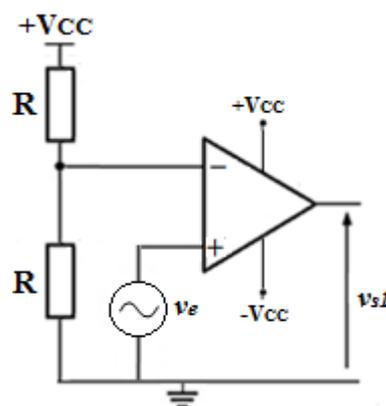
Pour $f \gg f_c$: $\varphi(\omega) \rightarrow -\frac{\pi}{2}$

Pour $f = f_c$: $\varphi(\omega) \rightarrow -\frac{\pi}{4}$



Exercice 5:

✓ Montage 1



Amplificateur opérationnel supposé idéal. $V_{CC} = 15\text{ V}$, $v_e = 10\sin\omega t$.

1. Régime de fonctionnement de l'amplificateur opérationnel. Justification.

Régime de fonctionnement: régime non linéaire.

Justification : l'AOP est en boucle ouverte.

2. Expression de la tension de sortie v_{s1} .

Régime non linéaire :

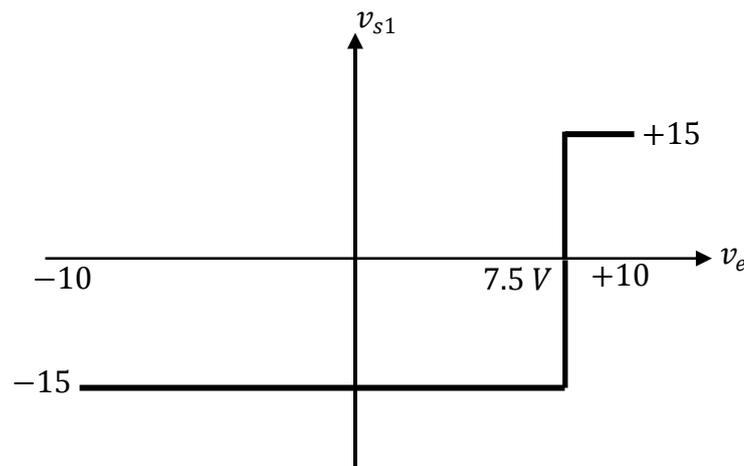
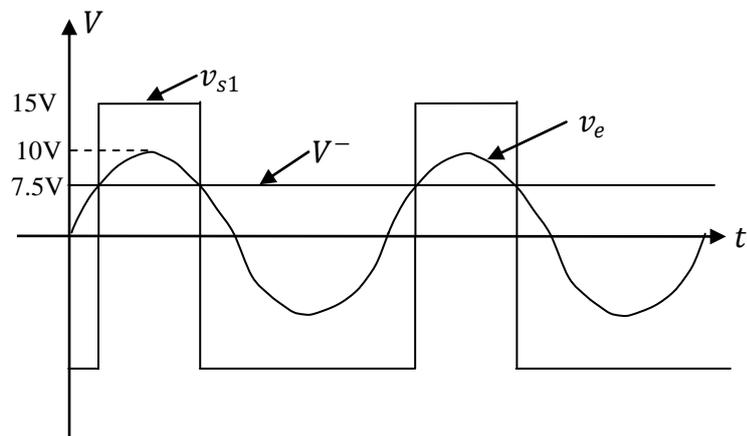
$$v_s = \begin{cases} +V_{cc} & \text{si } V^+ > V^- \\ -V_{cc} & \text{si } V^+ < V^- \end{cases}$$

On a :

$$\begin{cases} V^+ = V_e = 10\sin\omega t \\ V^- = \frac{R}{R+R}V_{cc} = \frac{1}{2}V_{cc} = 7.5V \quad (i^- = 0) \end{cases}$$

On obtient :

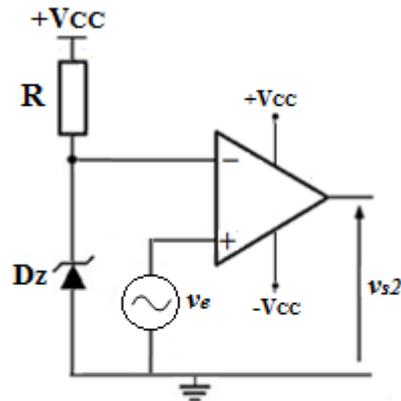
$$v_{s1} = \begin{cases} +15 & \text{si } V_e > 7.5V \\ -15 & \text{si } V_e < 7.5V \end{cases}$$

3. Caractéristique de transfert, $v_{s1} = f(v_e)$.4. Graphes de v_e , V^- et v_{s1} en fonction du temps :

5. Fonction réalisée par le montage 1 ;

Comparaison entre le signal alternatif v_e et la tension $7.5 V$.

✓ **Montage 2**



Amplificateur opérationnel supposé idéal. $V_{CC} = 15 V$, $v_e = 10\sin\omega t$. Diode Zener supposée idéale avec $V_z = 6.8 V$.

1. Régime de fonctionnement de l'amplificateur opérationnel. Justification.

Régime de fonctionnement: régime non linéaire.

Justification : l'AOP est en boucle ouverte.

2. Expression de la tension de sortie v_{s2} .

Régime non linéaire :

$$v_s = \begin{cases} +V_{CC} & \text{si } V^+ > V^- \\ -V_{CC} & \text{si } V^+ < V^- \end{cases}$$

On a :

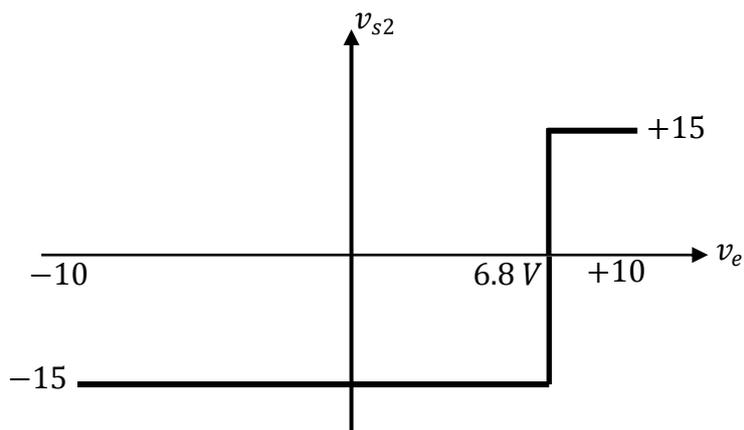
$$\begin{cases} V^+ = V_e = 10\sin\omega t \\ V^- = V_z = 6.8V \quad (V_{CC} > V_z \rightarrow D_z \text{ passante}) \end{cases}$$

On obtient :

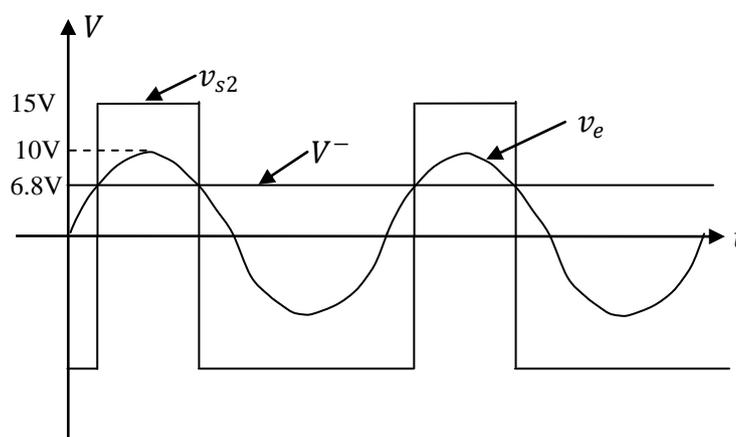
$$v_{s2} = \begin{cases} +V_{CC} & \text{si } V_e > V_z \\ -V_{CC} & \text{si } V_e < V_z \end{cases}$$

$$v_{s2} = \begin{cases} +15 & \text{si } V_e > 6.8V \\ -15 & \text{si } V_e < 6.8V \end{cases}$$

3. Caractéristique de transfert, $v_{s2} = f(v_e)$.



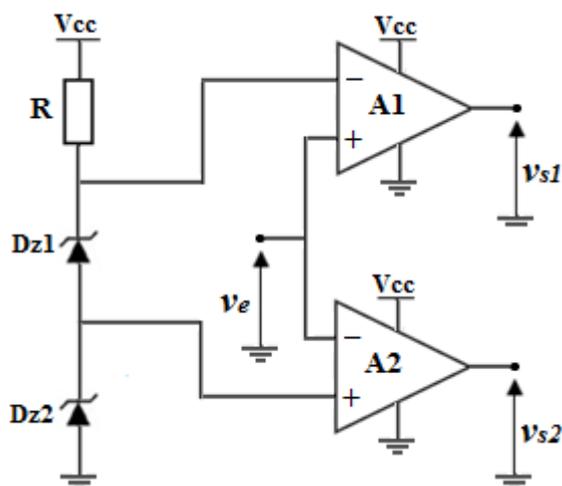
4. Graphes de v_e , V^- et v_{s2} en fonction du temps :



1. Fonction réalisée par le montage 2 :

Comparaison entre le signal alternatif v_e et la tension $V_Z = 6.8 V$.

Exercice 6



Amplificateurs opérationnels considérés idéaux. Diodes Zener supposées idéales avec $V_{z1} = V_{z2} = 3 V$. $V_{CC} = 15 V$. $v_e = 12\sin\omega t$.

1. Régime de fonctionnement des amplificateurs opérationnel. Justification.

Régime de fonctionnement : Régime non linéaire.

Justification : les amplificateurs opérationnels sont en boucle ouverte.

2. Expressions des tensions v_{s1} et v_{s2} :

Régime non linéaire :

$$v_s = \begin{cases} +V_{sat} & \text{si } V^+ > V^- \\ -V_{sat} & \text{si } V^+ < V^- \end{cases}$$

Pour A_1 :

$$\begin{cases} V^+ = v_e = 12\sin\omega t \\ V^- = V_{z1} + V_{z2} = 6V \quad (V_{cc} > V_{z1} + V_{z2} \rightarrow D_{z1} \text{ et } D_{z2} \text{ passantes}) \end{cases}$$

On obtient :

$$v_{s1} = \begin{cases} 15V & \text{si } v_e > 6V \\ 0 & \text{si } v_e < 6V \end{cases}$$

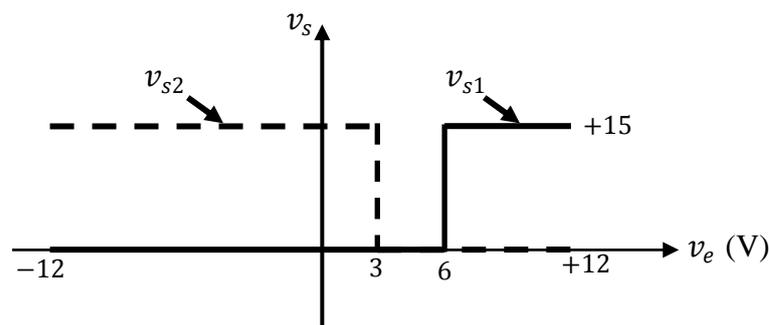
Pour A_2 :

$$\begin{cases} V^+ = V_{z2} = 3V \\ V^- = v_e = 12\sin\omega t \end{cases}$$

On obtient :

$$v_{s2} = \begin{cases} +V_{cc} & \text{si } 3V > v_e \\ 0 & \text{si } 3V < v_e \end{cases}$$

$$v_{s2} = \begin{cases} 15V & \text{si } v_e < 3V \\ 0 & \text{si } v_e > 3V \end{cases}$$

3. Graphes v_{s1} et v_{s2} en fonction de v_e :

4. Fonction qu'on peut réaliser avec ce montage ? Explication.

Fonction: Comparateur à fenêtre.

Explication : $v_{s1} = v_{s2} = 0$ si l'amplitude de v_e est à l'intérieur de la fenêtre [3 V, 6 V].

REFERENCES

- [1] Khaled Bekhouche, support de cours « *Electronique Fondamentale 1* ». Faculté des sciences et de la technologie. Université Mohamed Khider - Biskra, 2014/2015.
- [2] Elhocine Bouzourane, « *Principes d'électronique* ». Editions Houma, 2008. (Livre en arabe).
- [3] http://fabrice.sincere.pagesperso-orange.fr/cm_electricite/TDelectrocinetiqueCh2v1.0.pdf
- [4] Ali Gharsallah, Tarek Ben Nasrallah, Lassâad Gargouri « *Exercices et problèmes corrigés d'électronique analogique* ». Centre de Publication Universitaire. Tunis, 2003.
- [5] Marir, « *TD électricité générale (TEC581)* ». Faculté des sciences de l'ingénieur. Département d'électronique. Université Mentouri-Constantine, 1998-1999.
- [6] Pascal Masson, « *Travaux dirigés d'électronique analogique* ». École Polytechnique Universitaire de Nice Sophia-Antipolis. Cycle Initial Polytechnique, première année. Année scolaire 2012-2013.
- [7] Djamel Hamoudi, Aicha Flitti « *Analyse des circuits électriques : Cours, Exercices et Examens* ». Pages Bleues, 2010.
- [8] Farida Hobar, « *TD électronique générale (TEC580)* ». Faculté des sciences de l'ingénieur. Département d'électronique. Université Mentouri-Constantine, 1998-1999.
- [9] http://jfalycee.free.fr/IMG/pdf_Ex_diodes.pdf
- [10] Claude Chevassu, « *Les diodes* » (http://mach.elec.free.fr/divers/poly_diodes.pdf).
- [11] Farida Hobar, « *Dispositifs électroniques et application* ». Tome 1. Edition : Université Mentouri-Constantine, (2003).
- [12] Jean-Jacques Rousseau (http://www.ccp14.ac.uk/ccp/web-mirrors/j-j-rousseau/enseignements/physique/02/cours_elec/exerc/exerc7.pdf)
- [13] http://ressource.electron.free.fr/cours/transistor/recueil_bipolaire.pdf
- [14] www.ile-reunion.org/louispayen/cours/correction-exo-vacances-noel-terminale-ok.doc
- [15] <http://philipperoux.nexgate.ch>
- [16] Hidri Imed, « *Recueil de sujets d'électronique, électronique de commande et capteurs actionneurs : Devoirs Surveillés et Examens* ». Département : Génie Electrique. Institut supérieur des études technologiques de Nabeul.
- [17] Sylvain Géronimi, « *Electronique analogique : Problèmes et corrigés* ». Université Paul Sabatier. 2010.
- [18] Tahar Neffati, « *Electricité Générale* ». Dunod, Paris, 2008.

[19] Tahar Neffati, « *Introduction à l'électronique analogique* ». Dunod, Paris, 2008.

[20] http://physiquenetappliquee.free.fr/ampli_op1.php

[21] <http://www.bedwani.ch/electro/ch9/index.htm#AO29>

[22] http://ressources.unisciel.fr/sillages/physique/td_electrocinetique/res/TDElec8.PDF

[23] Jean-Jacques Rousseau (http://www.ccp14.ac.uk/ccp/web-mirrors/j-j-rousseau/enseignements/physique/02/cours_elec/exerc/exerc8.pdf)

[24] http://cbissprof.free.fr/telechargements/tsiris/travauxpratiques/tp1_10_filtre_actif_passe-bas.pdf