UNIVERSITE ABDELMALEK ESSAADI
FACULTE DES SCIENCES ET TECHNIQUES
TANGER

Cours d'électronique analogique

Cycle d'ingénieurs GESI/GI

Rappels sur les circuits électriques et les théorèmes fondamentaux de l'électricité
Les quadripôles
Me transistor bipolaire : circuits de polarisations
Le transistor en mode amplificateur
L'amplificateur opérationnel
Les filtres actifs
Amplificateur de puissance
Fonctionnement du transistor en hautes fréquences

Par
M. Abdelali ASTITO

Année universitaire 2018/ 2019

Table des matières

CHAPITRE I : Rappels circuits électriques page 3

CHAPITRE II : La diode et ses applications Page 14

CHAPITRE III : Les quadripôles page 23

CHAPITRE IV : Généralités sur les transistors à jonctions. Page 29

CHAPITRE V : Transistor bipolaire en Amplification Page 40

CHAPITRE VI : Transistor à effet de champ page 52

CHPAITRE VII : Le TEC en Amplificateur page 58

CHAPITRE VIII : Amplificateur opérationnel Page 63

CHAPITRE IX : Les filtres actifs Page 74

CHAPITRE IX l'amplificateur de puissance Page 78

CHAPITRE X Transistor en hautes fréquences Page 100

Chapitre I

Rappels circuits électriques

1- Courant électrique

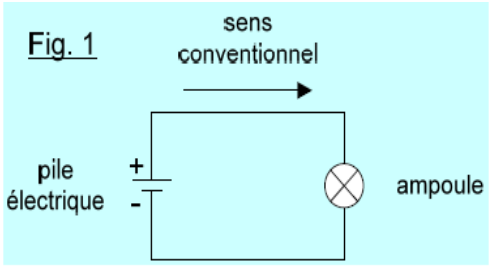
1-1- Définitions

• Définition : un **courant électrique** est le déplacement d'un ensemble de porteurs de charges électriques.
Dans les métaux conducteurs (cuivre, aluminium …) : les porteurs de charges sont des électrons libres.
Charge électrique de l'électron : $q = -e = -1{,}6\times10^{-19}$ coulomb (C).
Dans les solutions liquides (électrolytes) : le courant électrique est du aux ions (cations et anions : H^+, Cl^- …).

1.2 Le sens du courant électrique

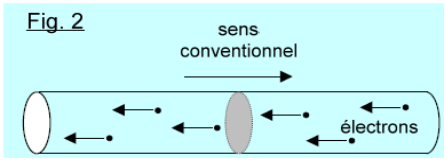
Définition : le **sens conventionnel du courant** électrique est le sens du mouvement des porteurs de charges positives.

Le sens conventionnel du courant est donc le sens inverse du mouvement des électrons ($q < 0$) :



1.3 L'intensité du courant électrique

Définition : L'**intensité du courant électrique** i est la quantité d'électricité transportée par unité de temps.



$$i = \frac{dq}{dt} \qquad [A] = \frac{[C]}{[s]}$$

dq est la quantité d'électricité qui traverse la section du conducteur pendant la durée dt.

Application :

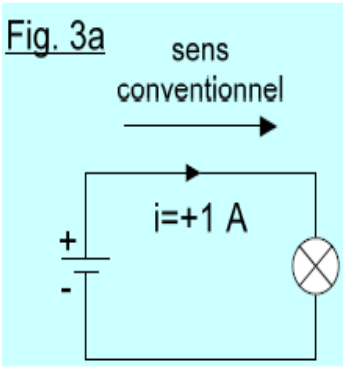
Soit un fil conducteur dans lequel on un débit de 100 milliards d'électrons par seconde. Calculer l'intensité correspondante.

Réponse :

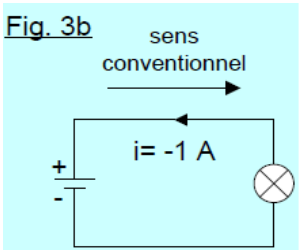
$i = 100 \cdot 10^{9} \times 1{,}6 \times 10^{-19} / 1 = 0{,}016\ \mu A$

Le courant électrique est symbolisé par une flèche

Le courant est positif quand on oriente la flèche du courant dans le sens conventionnel

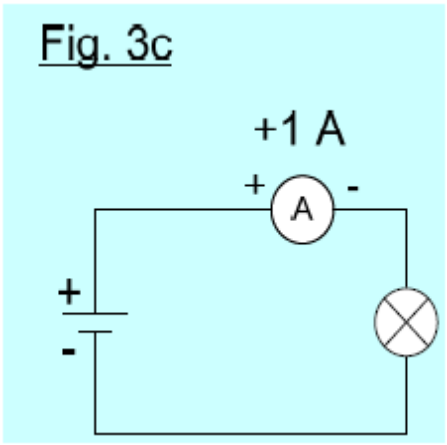


Le signe du courant change quand on inverse l'orientation :



1.4 Mesure du courant électrique

Pour mesurer l'intensité d'un courant électrique, on utilise un ampèremètre, il doit être branché en série et jamais en parallèle



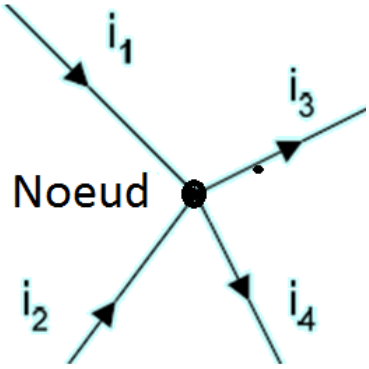


.5 Lois de Kirchhoff

2.1 Loi des nœuds : 1ère loi de Kirchhoff

Un nœud est le point où se rencontrent plusieurs fils conducteurs

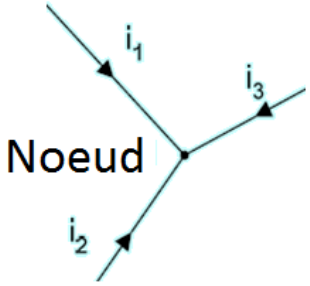
La somme des intensités des courants entrants dans le nœud est égale à la somme des intensités des courants sortant du nœud.



$$I_1 + I_2 = I_3 + I_4$$

Exemple :

i_1 = 3 A
i_3 = 5 A
Calculer i_2
Réponse : $i_1+i_2+i_3 = 0$
$i_2 = -(i_1 + i_3)$
$i_2 = -8$ A

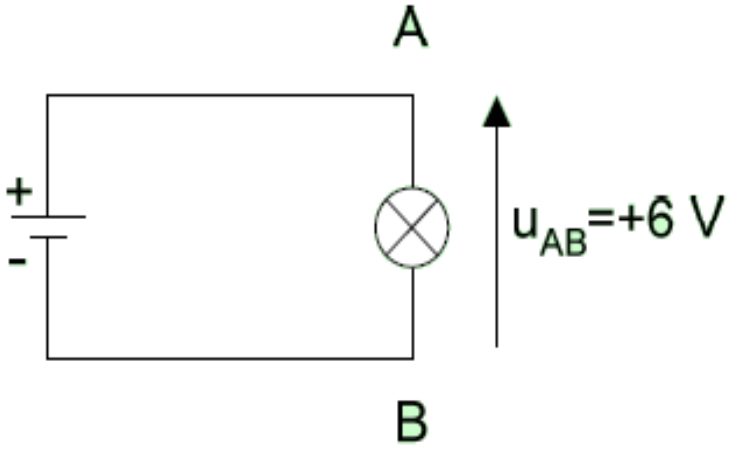


2 – Tension électrique

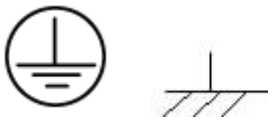
2.1 - Définitions

Une tension électrique est une différence de potentiel électrique

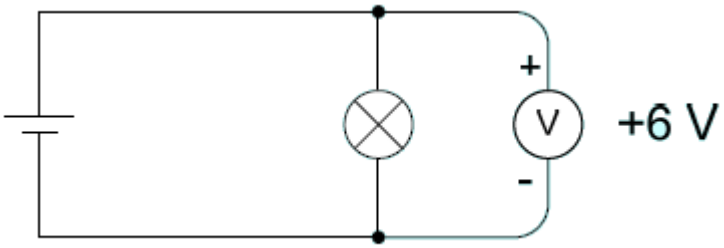
Exemple : sur le circuit il existe entre les deux points A et B une différence de potentiel : une tension.
Le point A se trouve à un potentiel supérieur à celui du point B.
$V_A - V_B = +6$ V (V : volts)
La tension U_{AB} est égale à $V_A - V_B$
$U_{AB} = V_A - V_B$



U_{AB} en volt est la tension entre A et B
V_A est le potentiel électrique au point A
V_B est le potentiel électrique au point B
Le potentiel électrique est défini à une constante près, souvent on prend un point de référence (zéro volts), c'est la masse



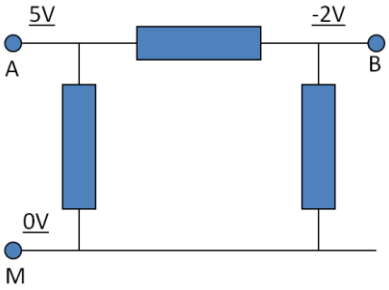
Pour mesurer une tension on utilise un voltmètre, on le branche en parallèle.
Il a une résistance très grande pour que le courant qui le traverse soit très faible (nul)



Exemple :

Dans la figure ci-contre,

Calculez les potentiels U_{AB}, U_{AM}, U_{BM}:



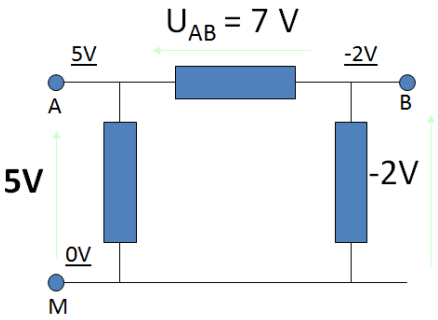
Réponse :

$U_{AB} = U_A - U_B$.

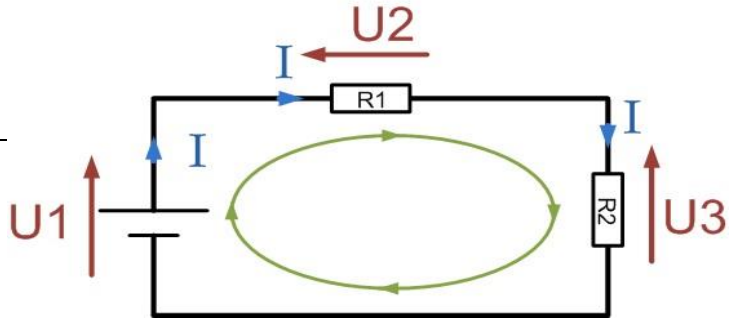
$U_{AM} = U_A - U_M$.

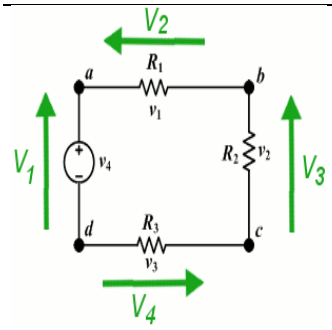
$U_{BM} = U_B - U_M$.

.



2.2 - Loi des mailles : 2ième loi de Kirchhoff





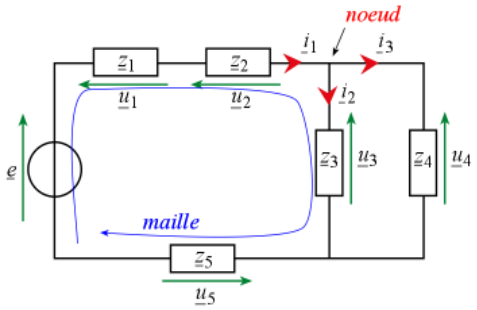
Lorsqu'on parcourt une maille (boucle fermée) , la somme des tensions rencontrées le long de cette maille est égale à zéro

Loi des mailles

$$\mathbf{e - u_1 - u_2 - u_3 - u_5 = 0}$$

Loi des nœuds :

$$i_1 = i_2 + i_3$$



3 - Relation entre courant et tension

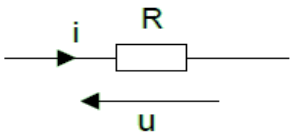
3 -1 Loi d'Ohm

Lorsqu'on applique une tension u aux bornes d'une résistance R, celle-ci est parcourue par un courant i tel que :

u = R i : loi d'ohm

Avec u en volt , i en ampère et R en ohms

Avec i circulant du potentiel le plus grand vers le potentiel le plus petit.

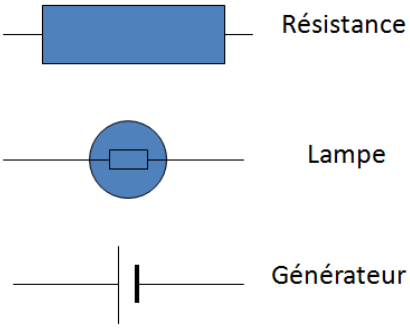


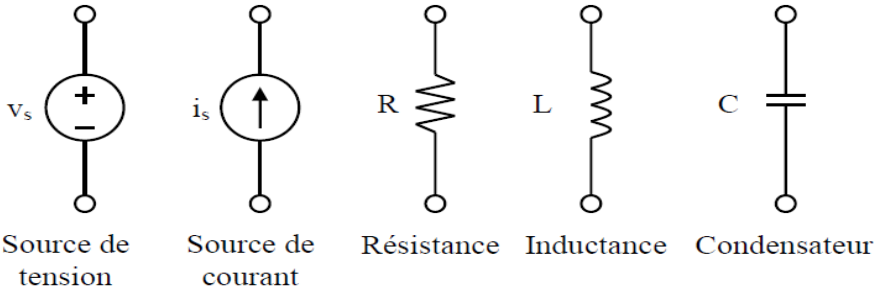
4. Dipôles.

Définition d'un dipôle.

- Un dipôle est une portion de circuit comprise entre deux bornes (pôles).

Exemples de dipôles





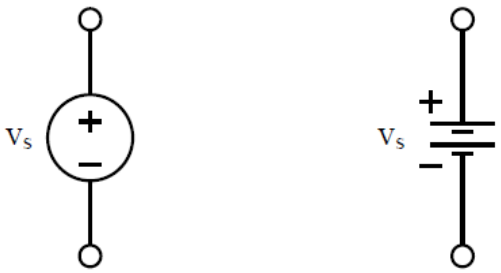
Les sources

Source : un dispositif qui convertit de l'énergie non électrique en énergie électrique.
Exemples :

- Batterie : convertit de l'énergie chimique en énergie électrique
- Génératrice : convertit de l'énergie mécanique en énergie électrique
- Panneau solaire : convertit de la lumière en énergie électrique

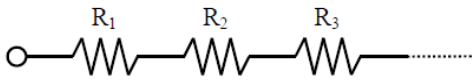
Source de tension

Une source de tension maintient toujours la tension indiquée à ses bornes. Le courant qui traverse la source dépend du circuit externe. Quelques symboles de sources de tension sont montrés à la figure 3. Le premier symbole est le plus utilisé.



Résistances en série

- La résistance totale est la somme des résistances
- Des résistances sont en série si le *même courant* traverse ces résistances.

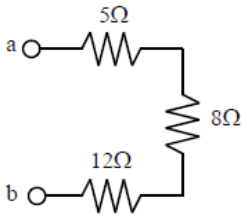


La résistance équivalente est :

$$R_{eq} = R_1 + R_2 + R_3 + \ldots$$

Exemple :

Calculer la résistance équivalente entre les points a et b de la figure suivante.



Résistances en parallèle

Pour des résistances en parallèle, il faut additionner les conductances. Des éléments en parallèle auront la même tension. Pour des résistances en parallèle, la conductance équivalente est :

$$G_{eq} = G_1 + G_2 + \ldots$$

ou

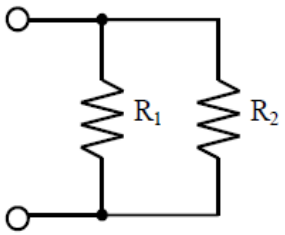
$$\frac{1}{R_{eq}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \ldots$$

La résistance équivalente est :

$$R_{eq} = \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \ldots\right)^{-1}$$

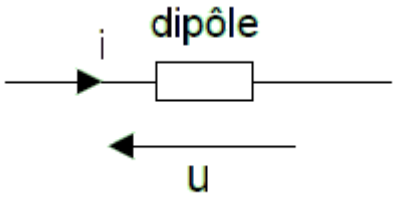
Exemple

Dans le circuit suivant, si $R_1 = 9\Omega$ et $R_2 = 18\Omega$, quelle est la résistance équivalente ?



5 – Puissance et énergie électrique

5 – 1 Puissance électrique



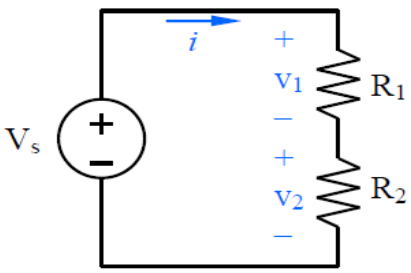
La puissance électrique mise en jeu dans un dipôle soumis à une tension u et parcouru par un courant i est :

$$P = ui$$

P est exprimée en watt

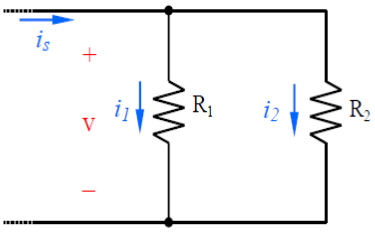
6 – Le diviseur de tension

- Méthode pour accélérer le calcul de tensions dans un circuit.
- Il ne doit pas avoir une autre résistance en parallèle avec R_1 ou R_2.
- Le circuit *doit* être de la forme donnée.



7 – Le diviseur de courant

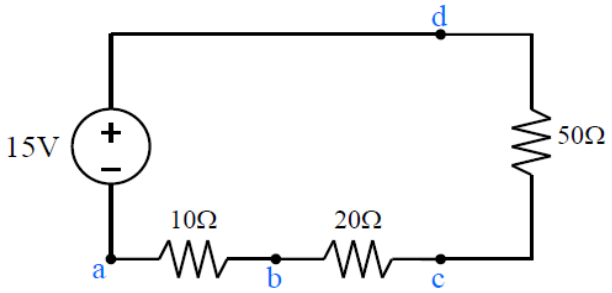
- Méthode pour accélérer le calcul de courants dans un circuit.
- i_s peut provenir d'une source de courant, ou de n'importe quel genre de circuit.
- Il ne doit pas avoir une autre résistance en parallèle avec R_1 ou R_2.
- Le circuit *doit* être de la forme donnée.



$$i_1 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} i_s$$
$$i_2 = \frac{R_1}{R_1 + R_2} i_s$$

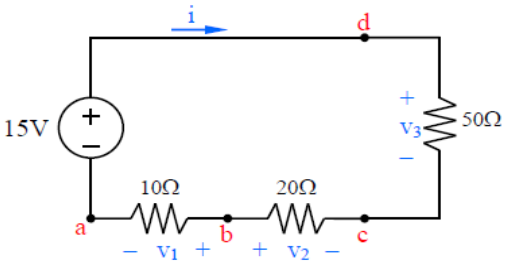
Exercice

On veut analyser le circuit suivant pour calculer le courant.



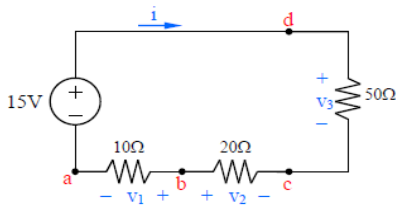
Pour faire l'analyse, il faut assigner un courant (avec un sens) et des tensions à chaque élément.

Le courant i sort de la source.



Autour de la boucle du circuit, on a ajouté des signes + et − pour chaque élément (sauf la source, parce qu'il est déjà donné). La direction de ces signes n'est pas importante pour le moment ; ce qui est important, c'est comment on écrit les signes en applicant la loi de Kirchhoff.

Cependant, on a trois inconnues dans l'équation précédente.



On utilise la loi d'Ohm pour obtenir les autres équations :

$$\begin{aligned} v_1 &= 10i \\ v_2 &= -20i \\ v_3 &= 50i \end{aligned} \qquad (2)$$

Remarquer le signe − pour v_2 ; puisque le courant entre dans la borne négative, il faut utiliser − dans l'équation qui relie la tension au courant.

On peut ensuite écrire les équations 2 dans l'équation 1 pour obtenir :

$$-15 + 50i - (-20i) + 10i = 0 \qquad (3)$$

La seule inconnue est le courant i, qu'on résout pour trouver $i = 0.1875\text{A}$.

Le signe de i nous indique la direction du courant. Puisqu'on a trouvé que i est positif, ceci veut dire que le sens choisit du courant est correct. Si on aurait trouvé un signe négatif, le courant irait dans le sens contraire.

Avec le courant calculé, on peut calculer la tension dans chaque élément.

$$\begin{aligned} v_1 &= (10)(0.1875) = 1.875\text{V} \\ v_2 &= -(20)(0.1875) = -3.75\text{V} \\ v_3 &= (50)(0.1875) = 9.375\text{V} \end{aligned} \tag{4}$$

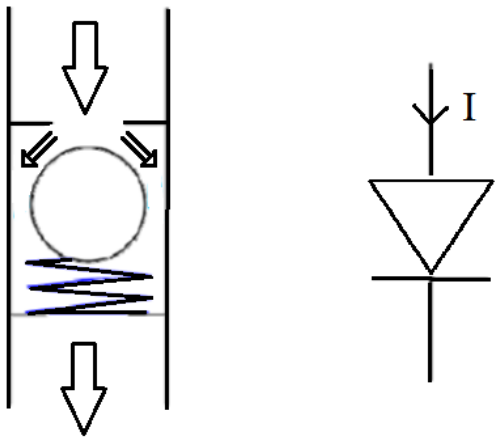
D'après ces calculs, la tension v_2, qui est la tension v_{bc}, est négative. On pourrait aussi exprimer cette tension par $v_{cb} = 3.75\text{V}$, une tension positive.

CHAPITRE II

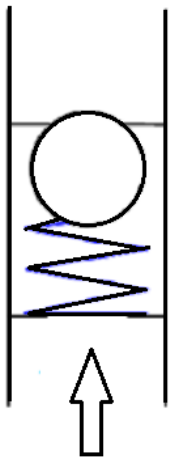
La diode et ses applications

La diode est un composant qui a la caractéristique de laisser circuler le courant électrique dans un sens et de l'arrêter dans l'autre sens.

On peut faire analogique à un système hydraulique à clapet tel que le montre cette figure :



Si le fluide circule dans ce sens le clapet s'ouvre et le courant circule

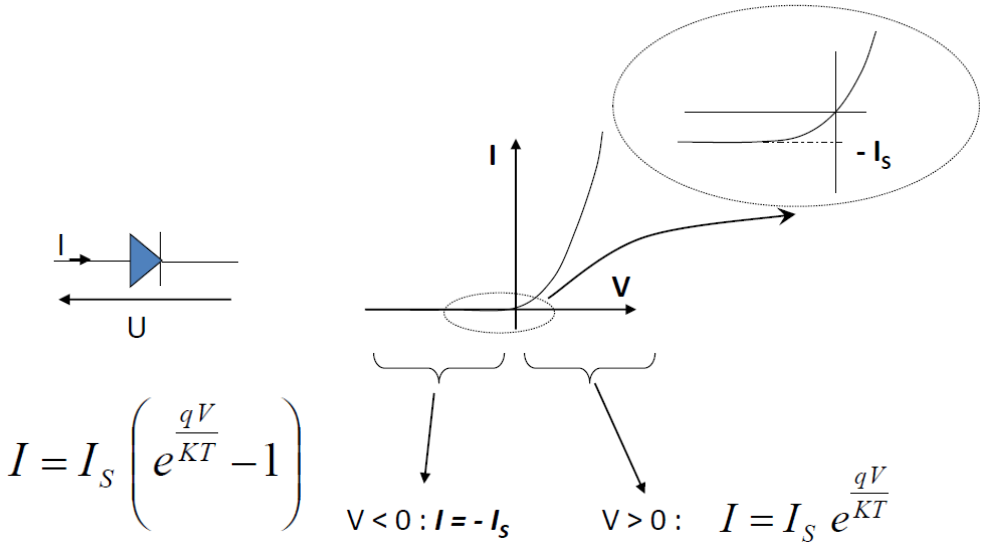


Si le courant du fluide arrive dans ce sens le clapet se ferme et le courant ne circule pas

Analogie avec un système hydraulique

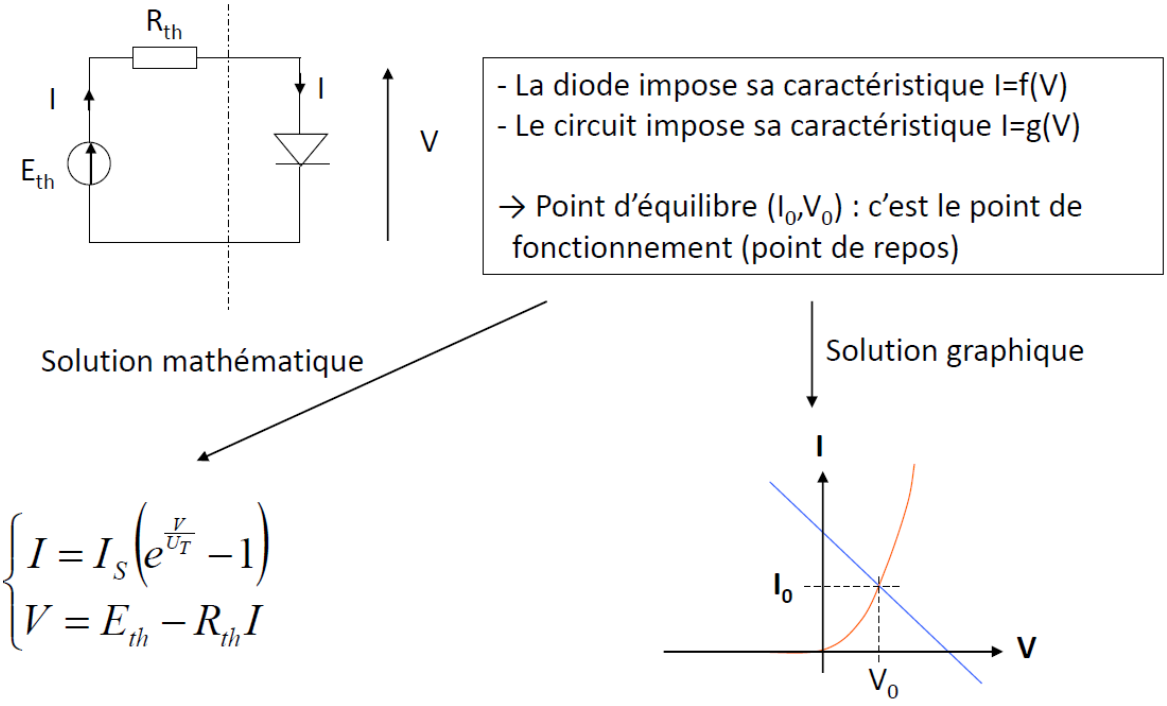
Caractéristique courant-tension :

Si on fait varier la tension U aux bornes de la diode ($U = V_A - V_K$) et on relève le courant I qui traverse la diode on obtient la caractéristique suivante :



La diode est donc un composant non linéaire.

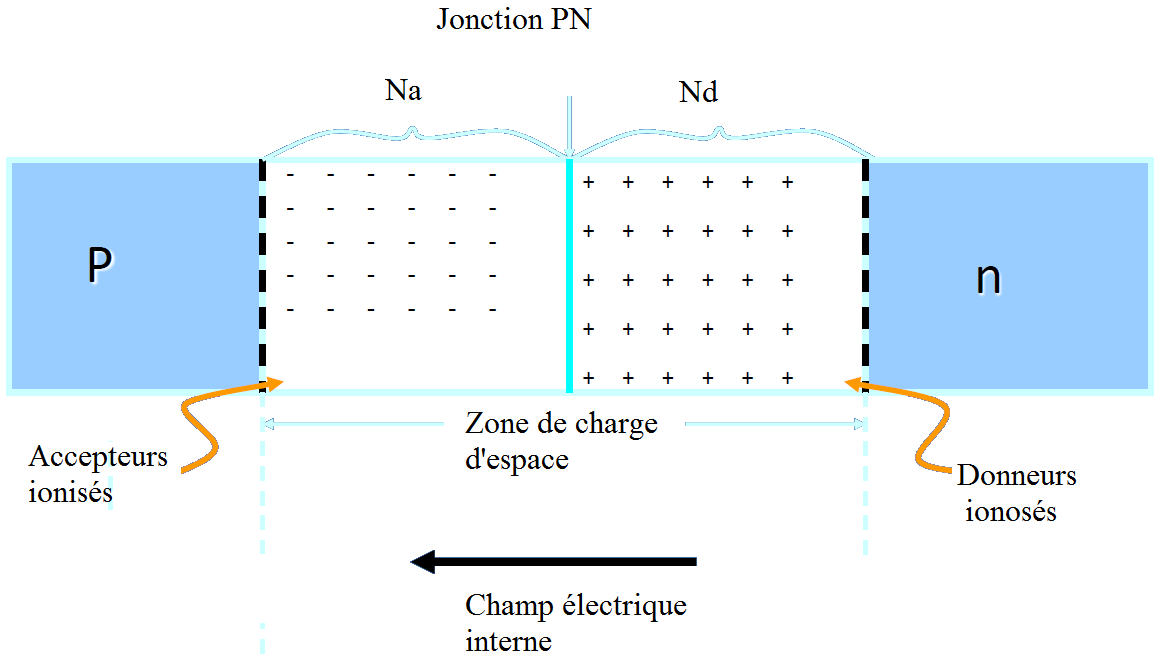
Circuit de polarisation :



Structure d'une diode :

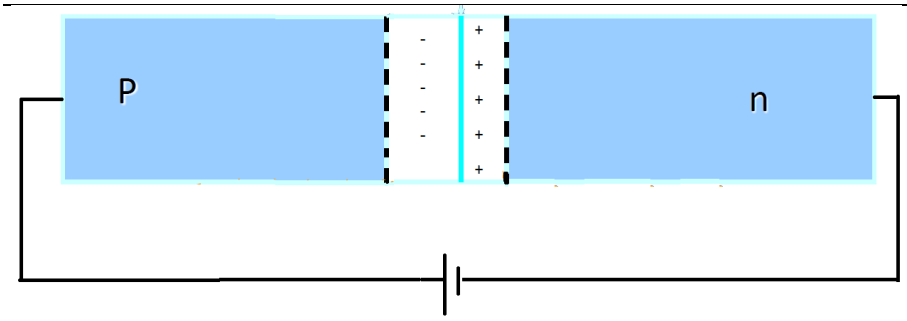
Une diode est un semi-conducteur qui comporte deux régions, l'une dopée de type N et l'autre dopée de type P. Il se forme entre les deux régions une zone de charge d'espace, c'est la jonction PN. Les électrons qui proviennent de la zone N (dopée en atomes donneurs d'électrons) traversent la jonction et se recombinent avec les trous qui se trouvent en abondance dans la région P (région dopé avec des atomes accepteurs d'électrons).

Les atomes de la région N ayant perdu leurs électrons deviennent des charges positives fixes et les atomes de la région P ayant accepté un électron forment une charge négative fixe. On obtient ainsi une zone de déplétion (pauvres en porteurs de chargeurs) entre les deux régions du semi-conducteur, appelée aussi zone de charge d'espace ou zone de la jonction ; c'est une zone isolante (ne contient plus les électrons libres ni les trous. Les charges fixes (+Q) d'un coté et –Q de l'autre forment ainsi un champ électrique interne E. ce champ s'oppose aux autres électrons qui tentent de traverser du coté N vers le coté P.



Lorsqu'on polarise cette jonction en direct en appliquant une tension continue positive du coté N et négative du coté N, on crée un champ électrique externe dans le sens opposé du champ interne, cela provoque une diminution de cette zone de charge d'espace et à partir d'un certain seuil, la jonction commence à conduire.

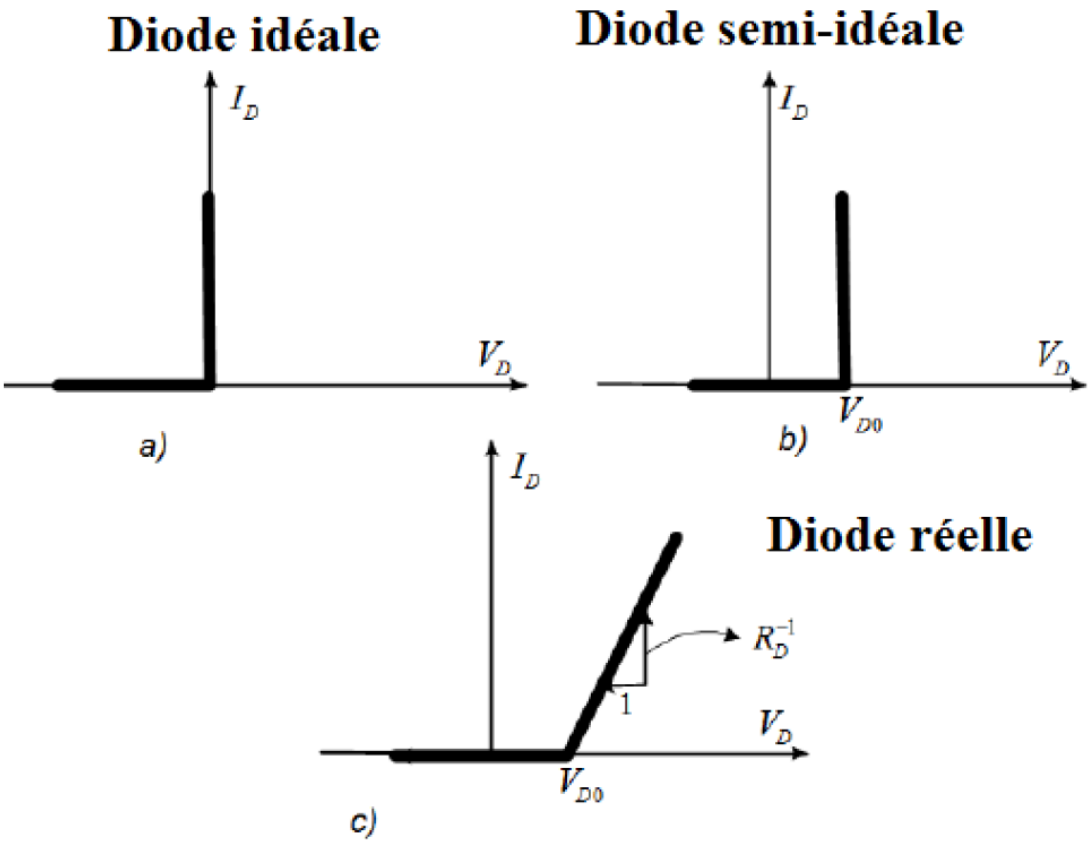
Lorsqu'on applique une tension inverse, le champs externe crée, a le même sens que le champ interne, la largeur de la zone d'espace s'élargit et la jonction bloque de plus en plus le courant.



Jonction polarisée
en direct

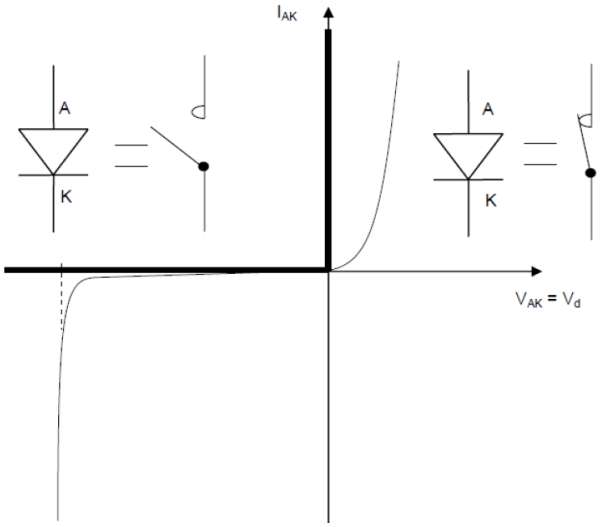
Comportement d'une diode dans un circuit

Dans un circuit électrique une diode peut être modélisée selon les 3 manières suivantes :



a) diode Idéale

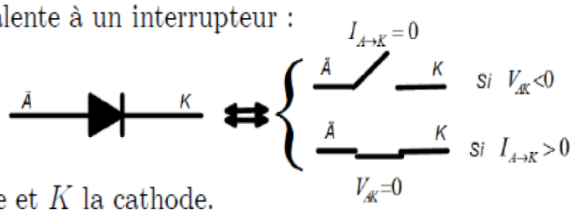
Diode idéale
Caractéristique I (V)



Quand Vd < 0 la diode est bloquée et peut être considérée comme un interrupteur ouvert

Quand Vd atteint la valeur zéro, la diode commence à conduire et I devient > 0. C'est un interrupteur fermé.

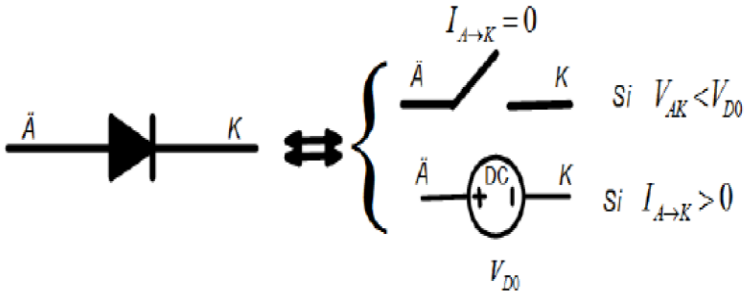
Si $V_D < 0$, le courant $I_D = 0$.
Si $I_D > 0$, la tension $V_D = 0$.
La diode est équivalente à un interrupteur :



A désigne l'anode et K la cathode.

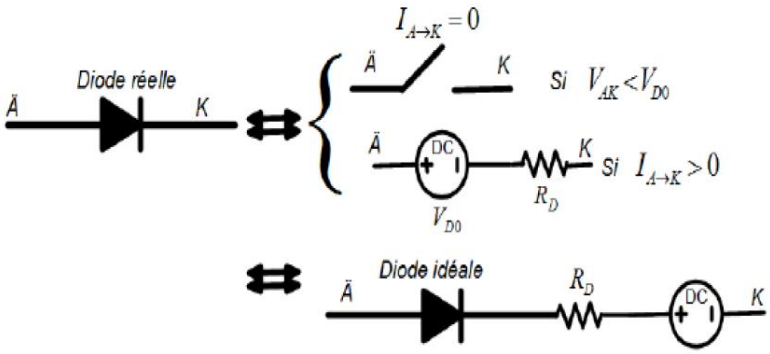
b) Diode parfaite

Si $V_D < V_{D0}$, le courant $I_D = 0$.
Si $I_D > 0$, la tension $V_D = V_{D0}$.
La diode est équivalente soit à un circuit ouvert, soit à une source de tension parfaite de f.é.m V_{D0} :



c) Diode réelle :

Si $V_D < V_{D0}$, le courant $I_D = 0$.
Si $I_D > 0$, la tension $V_D = V_{D0} + R_D I_{A\to K}$.
La diode est équivalente soit à un circuit ouvert, soit à une source de tension de f.é.m V_{D0} et de résistance interne R_D :



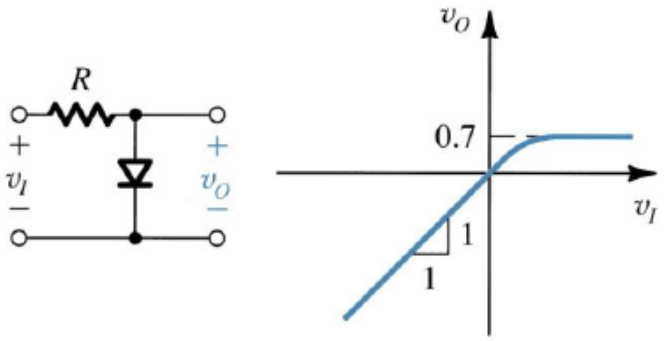
Applications des diodes

Les diodes ont plusieurs types d'applications en électronique, on peut les utiliser comme des limiteurs de tensions pour protéger des circuits, on les utilise aussi pour redressement dans les circuits qui convertissent les tensions alternatives en tensions continues. On peut aussi les utiliser comme doubleurs de tension.

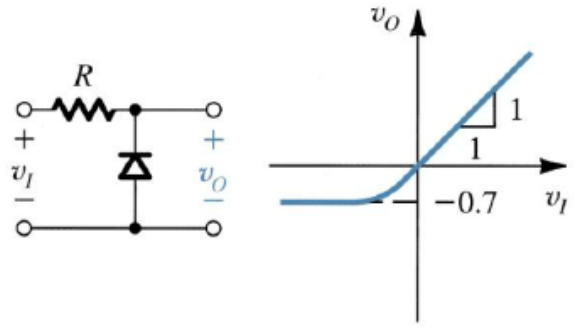
En électronique numériques les diodes sont utilisées pour réaliser des portes logiques.

Exemples d'applications :

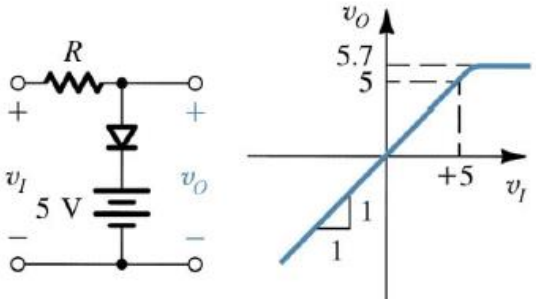
a) circuits limiteurs



La tension de sortie Vo ne peut jamais dépasser +0,7 Volts



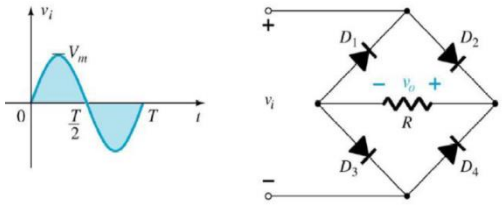
La tension de sortie est toujours supérieure à – 0,7 quelque soit la valeur de la tension d'entrée.

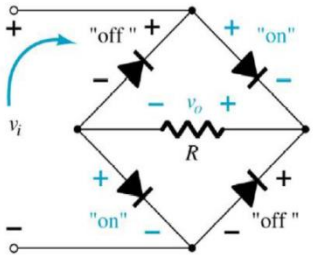


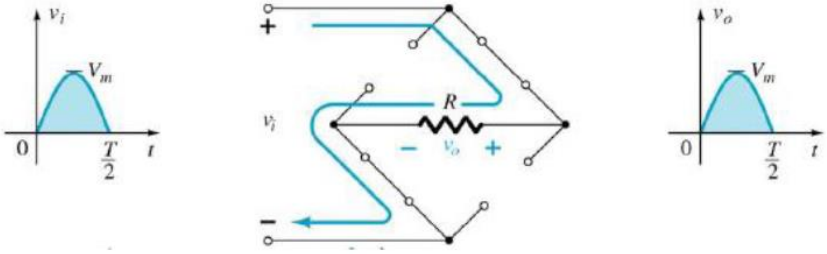
La tension de sortie est limitée à +5,7 Volts

b) Redressement :

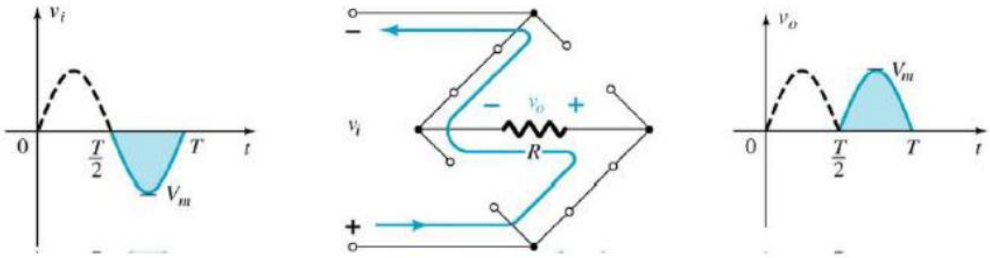
Exemple de circuit de double redressement





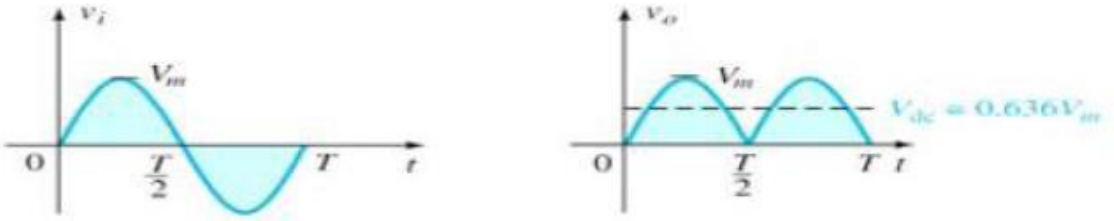


Chemin suivi par le courant pendant la demi periode positive de la tension d'entrée

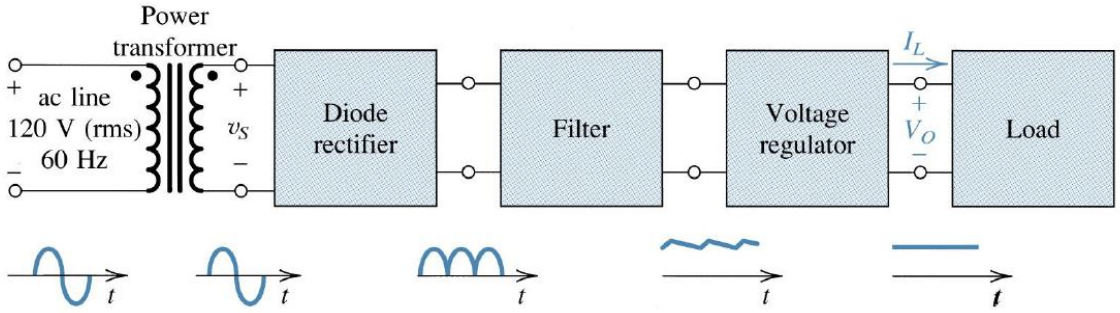


Pendant la demi periode négative

Le signal complet à la sortie est comme suit :



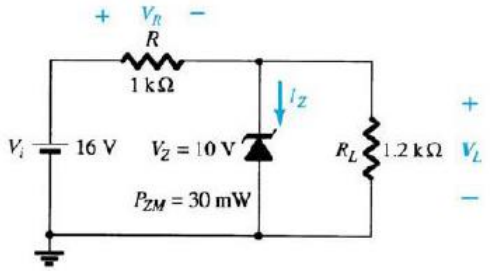
Bloc d'alimentation

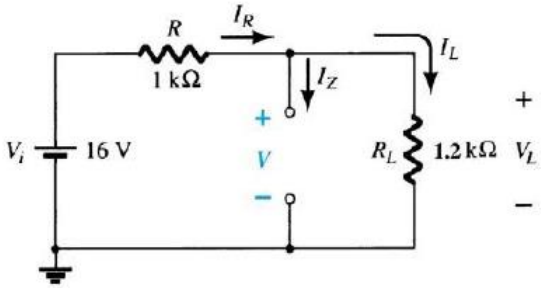


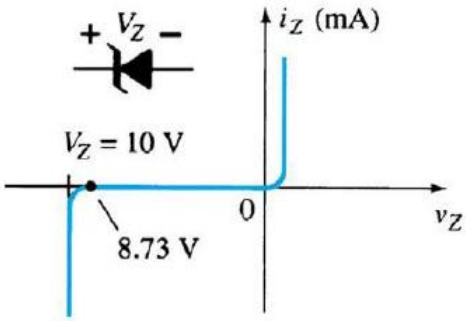
Mini projet : Réaliser ce montage sur un logiciel de simulation et relever les signaux sur les différents étages.

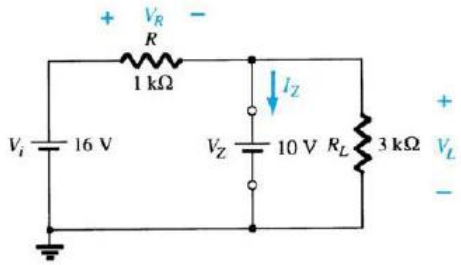
Diode zener

La diode Zener a la particularité de conduire dans le sens inverse lorsque la tension inverse appliquée atteint une tension dite tension de Zener V_Z qui caractérise chaque type de diode. Elle est très utilisée pour stabiliser les tensions continues







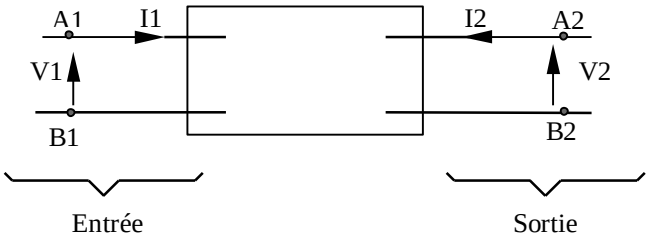


CHAPITRE III
LES QUADRIPOLES

I - GENERALITES

1) Définition

Un quadripôle est un circuit électrique quelconque qui possède quatre bornes particulières accessibles de l'extérieur.
Les bornes A_1 et B_1 de la figure ci-dessous entre lesquelles on injecte un signal d'entrée sont appelées les bornes d'entrée.
A_2 et B_2 représentent les bornes de sortie.



Souvent des quadripôles possèdent une borne commune à l'entrée et à la sortie (B_1 et B_2 reliés à la masse).

Figure 1

Les variables électriques qui sont affectées à un quadripôle sont :

- V_1 : Tension d'entrée.
- I_1 : Courant d'entrée.
- V_2 : Tension de sortie.
- I_2 : Courant de sortie.

Ces quatre variables sont des valeurs algébriques, par convention elles sont comptées positivement comme indiquées sur la figure (Fig1).

Relations entre les variables électriques :

Lorsque deux des variables électriques sont connues, les deux autres peuvent être déterminées par la résolution d'un système à deux équations linéaires.

i) Paramètres Y

Les courants I_1 et I_2 sont liés aux tensions V_1 et V_2 par les paramètres d'admittance du quadripôle (ou paramètres y).
Les équations s'écrivent :

- $I_1 = Y_{11}V_1 + Y_{12}V_2$ (1)
- $I_2 = Y_{21}V_1 + Y_{22}V_2$ (2)

Y_{ij} sont les éléments de la « matrice admittance ».
Ils sont définis par les équations suivantes :

- $Y_{11} = \left.\frac{I1}{V1}\right|_{V2=0}$ Admittance d'entrée, sortie en court circuit (3)
- $Y_{21} = \left.\frac{I2}{V1}\right|_{V2=0}$ Transadmittance directe, sortie en court circuit (4)
- $Y_{12} = \left.\frac{I1}{V2}\right|_{V1=0}$ Transadmittance inverse, entrée en court circuit (5)
- $Y_{22} = \left.\frac{I2}{V2}\right|_{V1=0}$ Admittance de sortie, entrée en court circuit (6)

i) Paramètres Z

La résolution des équations (1) et (2) pour V_1 et V_2 conduit à un deuxième ensemble de paramètres, il vient :

$$V_1 = \frac{Y_{22}}{Y_{11}Y_{22} - Y_{12}Y_{21}} I_1 + \frac{Y_{12}}{Y_{11}Y_{22} - Y_{12}Y_{21}} I_2 \qquad (7)$$

$$V_2 = \frac{Y_{21}}{Y_{11}Y_{22} - Y_{12}Y_{21}} I_1 + \frac{Y_{22}}{Y_{11}Y_{22} - Y_{12}Y_{21}} I_2 \qquad (8)$$

soit $V_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2$
$V_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2$

Les paramètres Z_{ij} sont appelés les paramètres d'impédance ou les paramètres Z.

$Z_{11} = \left.\frac{V1}{I1}\right|_{I2=0}$ Impédance d'entrée, sortie ouverte (9)

$Z_{21} = \left.\frac{V2}{I1}\right|_{I2=0}$ Transimpédance directe, sortie ouverte (10)

$Z_{22} = \left.\frac{V2}{I2}\right|_{I1 = 0}$ Impédance de sortie, entrée ouverte (11)

$Z_{12} = \left.\frac{V1}{I2}\right|_{I1 = 0}$ Transimpédance, entrée ouverte (12)

iii) Paramètres hybrides (paramètres h)

Ils sont définis par les équations suivantes :

$V_1 = h_{11}I_1 + h_{12}V_2$ (13)

$I_2 = h_{21}I_1 + h_{22}V_2$ (14)

$h_{11} = \left.\frac{V1}{I1}\right|_{V2 = 0}$ Impédance d'entrée sortie en court-circuit (15)

$h_{21} = \left.\frac{I_2}{I_1}\right|_{V_2 = 0}$ Gain direct ou transmittance directe en courant (Sortie en court circuit) (16)

$h_{22} = \left.\frac{I_2}{V_2}\right|_{I_1 = 0}$ Admittance de sortie, entrée ouverte (17)

$h_{12} = \left.\frac{V1}{V2}\right|_{I1 = 0}$ Gain inverse ou transmittance inverse en tension (Entrée ouverte) (18)

iv) Matrice de transfert:

Les éléments Tij de la matrice de transfert sont définis par :

$V_1 = T_{11} V_2 - T_{12}I_2$

$I_1 = T_{21}V_2 - T_{22}I_2$

On remarquera que cette matrice permet d'exprimer les grandeurs d'entrée en fonction des grandeurs de sortie.

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{ij} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix}$$

4) Les caractéristiques d'un quadripôle :

On considère un quadripôle attaqué à l'entrée par un générateur d'impédance interne Z_g, et dont la sortie est chargée par une impédance Z_L

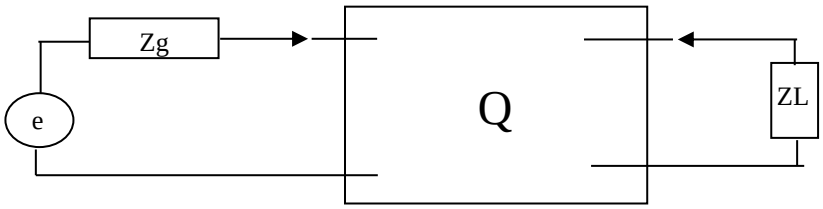


Figure 2

a) Le gain en tension $Gv = V_2/V_1$
b) Le gain en courant $Gi = I_2/I_1$.
c) L'impédance d'entée $Ze = V_1/I_1$

C'est l'impédance apparente du dipôle constitué par les deux bornes d'entrée du quadripôle.

N. B. Dans le cas général, les trois paramètres Gv, Gi et Ze dépendent de la charge Z_L du quadripôle.

d) Impédance de sortie :

D'après le théorème de Thévenin, la sortie du quadripôle se comporte comme un générateur vis à vis de la charge Z_L, la f.e.m de ce générateur est la tension de sortie "en circuit ouvert" V_{sco}, c'est à dire la tension de sortie lorsqu'aucune charge n'est connectée, c'est le cas particulier ou $Z_L = \infty$. Son impédance interne représente par définition l'impédance de sortie Zs du quadripôle.

On peut déterminer l'impédance de sortie Z_s du quadripôle par deux méthodes :

i) Loi d'Ohm

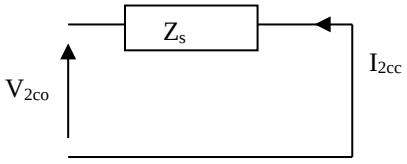


Figure 3

Considérons le générateur constitué par la sortie du quadripôle. Sa force électromotrice est v_{2co} et son impédance interne est l'impédance Z_s cherchée.

Mettons la sortie en court circuit, c'est à dire relions les deux bornes de sortie, ce qui revient à considérer le cas particulier $Z_L = 0$. Le courant de sortie i_2 est alors égal au courant de sortie en "court circuit" i_{2cc}.

L'application de la loi d'Ohm donne :

$$Z_s = -V_{2co}/I_{2cc}$$

Il faudra donc calculer, pour une même valeur de la f.e.m e du générateur d'attaque, v_{2co} et I_{2cc}.

ii) Théorème de Thevenin

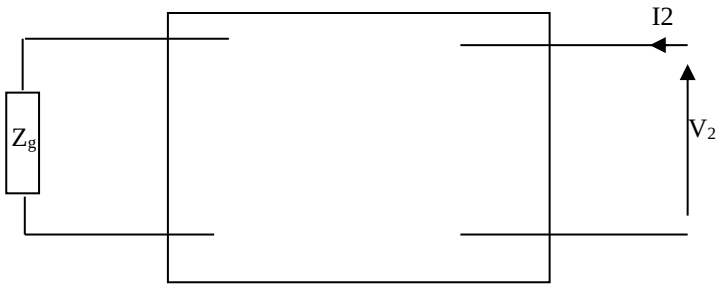


Figure 4

On rend passif le générateur d'attaque en le remplaçant par une impédance égale à son impédance interne Zg. On évalue alors l'impédance apparente v_2/i_2 vue entre les deux bornes de sortie, c'est l'impédance de sortie Zs cherchée.

N.B. Dans le cas général, l'impédance de sortie Zs dépend de l'impédance interne Zg du générateur d'attaque

Association de quadripôles

La figure ci-dessous représente l'association en cascade de deux quadripôles Q et Q' de matrices de transfert T et T'.

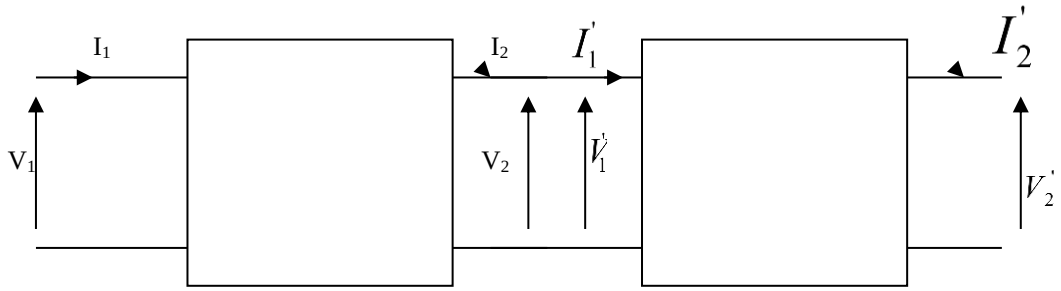


Figure 5

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix} ; \begin{bmatrix} V_1^{'} \\ I_1^{'} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T^{'} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2^{'} \\ -I_2^{'} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix}$$

Soit : $\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = T \times T^{'} \begin{bmatrix} V_2^{'} \\ -I_2^{'} \end{bmatrix}$

5) Application

Matrice de transfert d'un quadripôle en forme de T

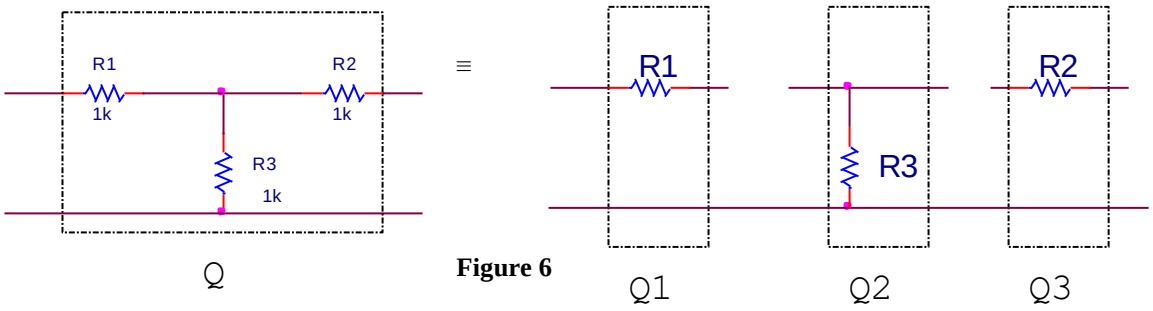


Figure 6

On peut calculer directement les éléments de la matrice de transfert Tij du quadripôle Q, ou décomposer ce quadripôle en trois quadripôles montés en cascade.

Quadripôle Q_1 :

$i_1 = - i_2$

$v_1 = R_1 i_1 + v_2 = v_2 - R_1 i_2$

La matrice de transfert de Q_1 est donc $T_1 = \begin{bmatrix} 1 & R_1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$

Quadripôle Q_2 :

$v_1 = v_2$

$i_1 = -i_2 + \dfrac{V_2}{R_3}$

La matrice de transfert de Q_2 est donc $T_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1/R_3 & 1 \end{bmatrix}$

L'association de Q_1 et Q_2 donne $T_{12} = T_1 * T_2 = \begin{bmatrix} 1 + R_1/R_3 & 0 \\ 1/R_3 & 1 \end{bmatrix}$

La matrice de transfert globale est $T = T_1.T_2.T_3 = \begin{bmatrix} 1 + \dfrac{R_1}{R_3} & R_2(1 + \dfrac{R_1}{R_3}) + R_1 \\ \dfrac{1}{R_3} & 1 + \dfrac{R_2}{R_3} \end{bmatrix}$

Question : Calculer le déterminant de T.

Réponse Det T = 1.

CHAPITRE IV

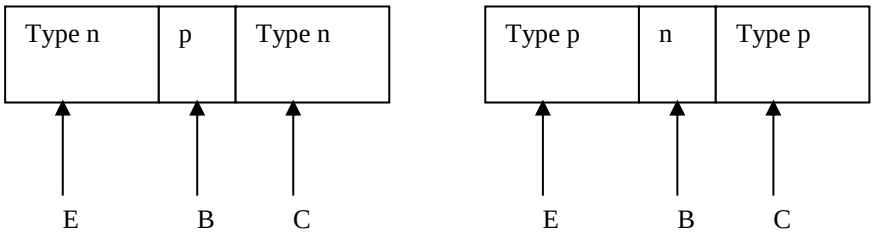
Généralités sur les transistors à jonctions.

I - Définition

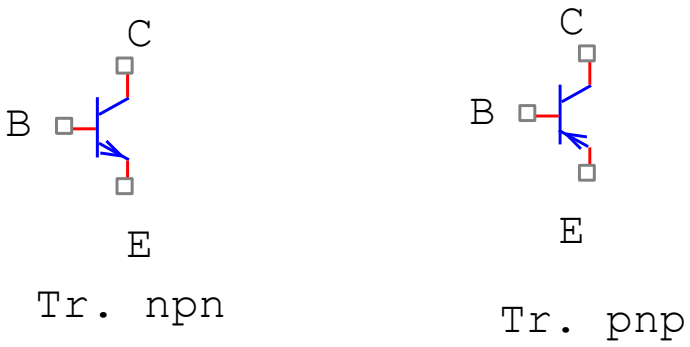
Les transistors à jonctions sont des composants électroniques à semi-conducteur (Silicium, Germanium etc.). Le semi-conducteur qui constitue le transistor comprend trois parties :

- Une partie dopée d'un certain type (n ou p) appelée la base.
- Deux parties dopées du type opposé appelées respectivement Emetteur et Collecteur.

La base du transistor est une couche très fine (de l'ordre d'1µm) située entre l'émetteur et le collecteur.
Selon le type de dopage, on peut distinguer deux types de transistors:



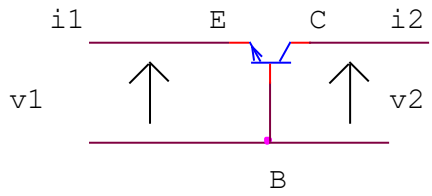
Le transistor se compose donc de trois électrodes (tripôle).
Symbole du transistor:



La flèche représente le sens réel du courant Emetteur. Dans le cas du type npn le courant principal circule du collecteur vers l'émetteur.
En fonctionnement normal, la jonction Emetteur / Base (dans un transistor npn) est polarisée dans le sens direct, la jonction Base / collecteur dans le sens inverse. Les électrons proviennent de l'émetteur (émission), traversent la base et sont envoyés vers le collecteur (collection des électrons).

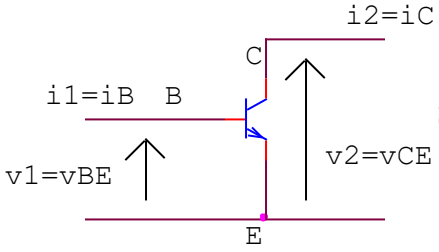
Malgré que le transistor possède trois contacts, il est toujours considéré comme un quadripôle dans lequel deux bornes sont mises en commun, (une borne d'entrée et une de sortie sont reliées).
De ce fait, on obtient trois modes de montages différents :

- Montage en base commune



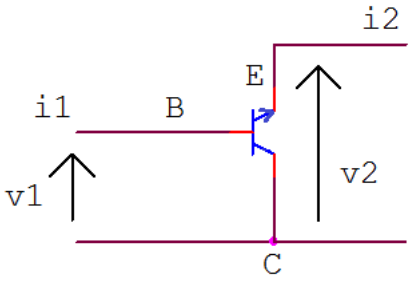
Entrée entre E et B
Sortie entre C et B

- Montage en émetteur commun



Entrée entre B et E
Sortie entre C et E

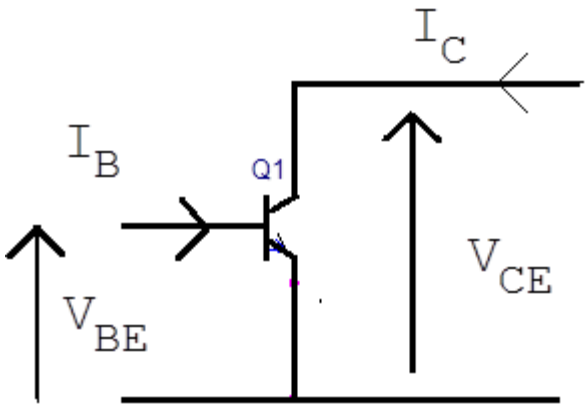
- Montage en collecteur commun



Entrée entre B et C
Sortie entre E et C

II - Le réseau de caractéristiques statiques.

Prenons l'exemple très fréquent du montage en Emetteur commun.



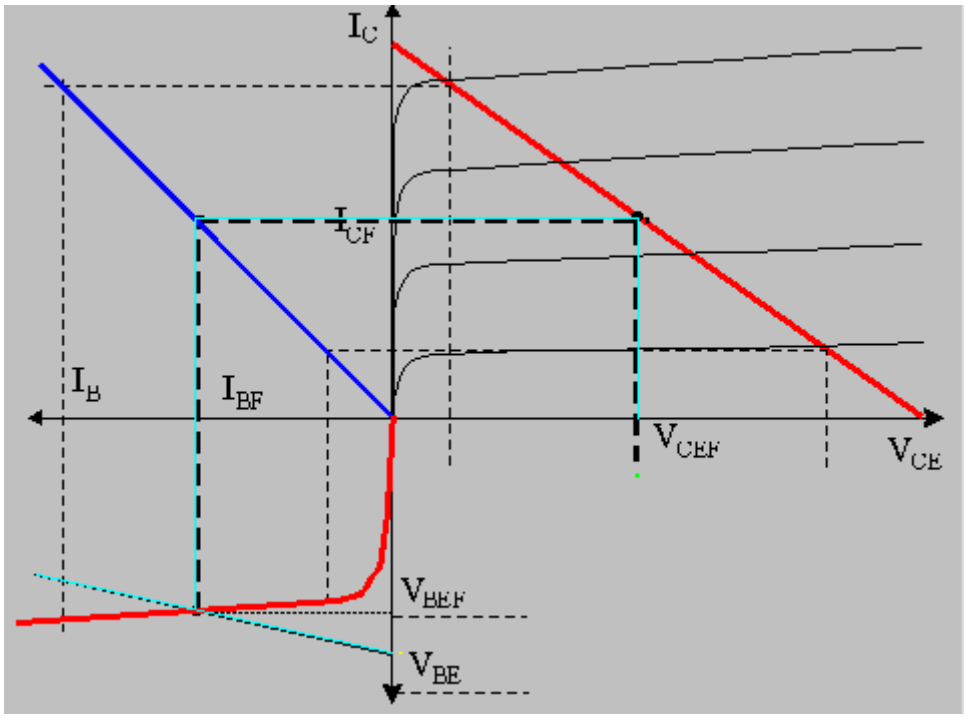
Entrée : $\begin{cases} V_{BE} \\ I_B \end{cases}$

Sortie : $\begin{cases} V_{CE} \\ I_C \end{cases}$

La notation en majuscules signifie qu'il s'agit de courants et tensions continus.
On peut distinguer quatre réseaux de caractéristiques statiques:

$I_C = f(V_{CE})$ pour différentes valeurs de I_B.
$I_C = f(I_B)$ pour différentes valeurs V_{CE}.
$V_{BE} = f(I_B)$ pour différentes valeurs de V_{CE}.
$V_{BE} = f(V_{CE})$ pour différentes valeurs de I_B.

En représentant ces quatre réseaux de caractéristiques sur un même diagramme, on obtient:



Observations:

- Les caractéristiques représentées par les courbes $I_C = f(I_B)$ sont confondues quelque soit la valeur de V_{CE}.

$I_C = \beta I_B$; β représente le gain en courant statique du transistor. C'est une des principales propriétés des transistors à jonctions

I_C est très supérieur à I_B ($I_C >> I_B$; β fois supérieur que I_B)

- Les courbes $I_B = f(V_{BE})$ sont confondues pour toutes valeurs de V_{CE} en effet :

$$I_B \approx I_0\left[\exp\left(\frac{qV_{BE}}{KT}\right)-1\right]$$

Cette équation n'est autre que la caractéristique d'une jonction PN polarisée dans le sens passant, en effet il s'agit ici de la jonction Emetteur/Base qui est polarisée en direct.

III - Point de fonctionnement:

Il s'agit de fixer un point de fonctionnement de telle sorte que le fonctionnement en dynamique du transistor soit le plus intéressant possible. Ce point de fonctionnement est représenté sur le réseau des caractéristiques, il correspond au point qui a pour coordonnées I_{B0}, V_{BE0}, I_{C0} et V_{CE0}.

Dans le fonctionnement en dynamique, I_{B0}, V_{BE0}, I_{C0} et V_{CE0} vont osciller autour du point de fonctionnement. Ces oscillations sont des petites variations de courants ou de tensions qui sont fonctions du temps, elles sont notées en minuscules : i_b, v_{be}, i_c et v_{ce}.

Pour ces petites variations le transistor se comporte comme un quadripôle avec :

(v_1, i_1) = (v_{be}, i_b) paramètres d'entée.
(v_2, i_2) = (v_{ce}, i_c) paramètres de sortie

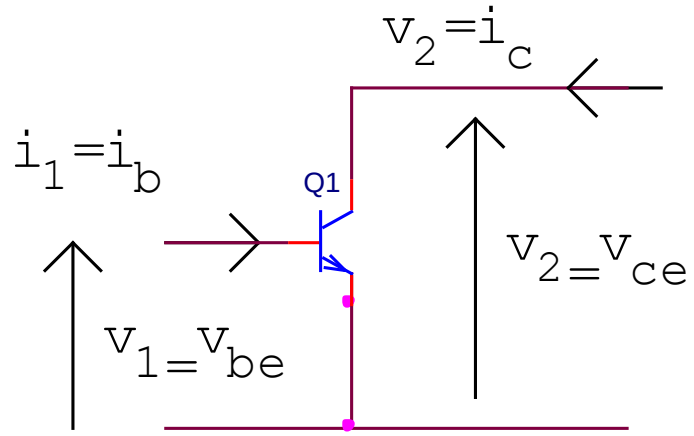


Figure 7

On peut écrire i_c et v_{be} en fonction de i_b et v_{ce}, soit encore i_2 et v_1 en fonction de i_1 et v_2, en utilisant les paramètres hybrides du transistor:

$$\begin{cases} v_1 = h_{11} i_1 + h_{12} v_2 \\ i_2 = h_{21} i_1 + h_{22} v_2 \end{cases}$$

Les paramètres hybrides sont les caractéristiques du transistor dans le fonctionnement en dynamique. On peut les déterminer à partir du réseau des caractéristiques statiques du transistor.

$$h_{22} = \left.\frac{i_2}{v_2}\right|_{i_1 = 0}$$

C'est la conductance vue de la sortie quand l'entrée est en circuit ouvert. (c'est-à-dire quand $i_1 = 0$)

On peut écrire aussi $h_{22} = \frac{\Delta I_C}{\Delta V_{CE}}$ quand I_B est constant, c'est à dire h_{22} est donc la pente de la caractéristique $I_C = f(V_{CE})$ au voisinage du point de fonctionnement

$$h_{21} = \left.\frac{i_2}{i_1}\right|_{v_2 = 0}$$

Quand $v_2 = 0$: c'est le gain en courant lorsque la sortie est court circuitée

$$h_{21} = \left.\frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}\right|_{VCE=cste}$$ C'est donc la pente de la fonction $I_C = f(I_B)$ au voisinage du point de fonctionnement, h_{21} est noté β ; $h_{21} = \beta$

$$h_{11} = \left.\frac{v_1}{i_1}\right|_{v_2=0}$$: C'est l'impédance d'entrée quand la sortie est en court circuit

On peut écrire aussi $h_{11} = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_E}$ quand V_{CE} est constante, c'est donc la pente de la caractéristique $V_{BE} = f(I_B)$ au voisinage du point de fonctionnement.

$$h_{12} = \left.\frac{v_1}{v_2}\right|_{i_1=0}$$: c'est l'inverse du gain en tension quand l'entrée est en circuit ouvert.

On peut l'écrire aussi sous la forme $h_{12} = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta V_{CE}}$ quand I_B est constant, c'est la pente de la caractéristique $V_{BE} = f(V_{CE})$ au voisinage du point de fonctionnement.

Remarques :

- *Les paramètres hybrides h_{ij} déterminés ci-dessus correspondent au cas du transistor monté en émetteur commun. Ceux qui interviennent dans les deux autres types (base commune et collecteur commun) sont différents. Ils peuvent être déterminés soit par les tracés des caractéristiques base commune ou collecteur commun, soit par un calcul qui permet de les exprimer en fonction des paramètres hybrides en émetteur commun.*
- *Les grandeurs V_{BE}, V_{CE}, I_B et I_C sont de même signe dans le montage en émetteur commun, elles sont positives dans un transistor de type npn et négatives dans le cas du pnp.*

IV – Circuits de polarisation

On prendra l'exemple du transistor npn monté en émetteur commun, l'avantage d'un tel montage est le suivant :

- les tensions V_{BE} et V_{CE} sont de même signe
- la polarisation complète du transistor (jonction BE et et jonction CE) pourra être obtenue à partir d'une seule source d'alimentation continue.

1) Schéma du circuit de polarisation

Il s'agit de polariser le circuit Collecteur – Emetteur à l'aide de la tension continue V_{CC} et d'une résistance R_C montée en série sur le collecteur.

La jonction Base / émetteur est polarisée à l'aide d'une deuxième source d'alimentation V_{BB} et d'une résistance en série R_B. L'émetteur est relié directement à la masse du montage.

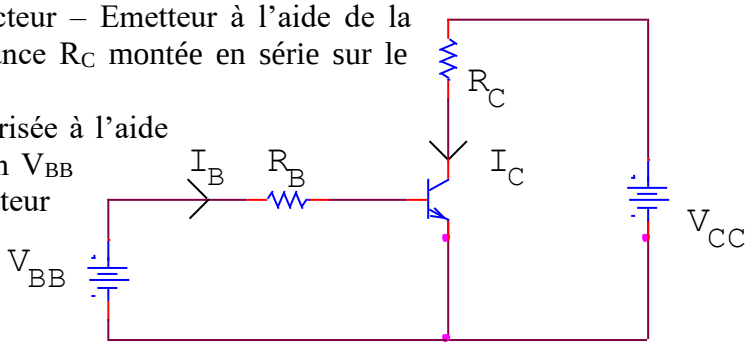


Figure 8

Il est possible de modifier ce montage pour utiliser une seule source d'alimentation, il suffit de brancher la résistance R_B entre la base et le pôle positif de la source V_{CC} et de l'ajuster pour obtenir le courant de polarisation de base I_B désiré.

Le montage devient donc :

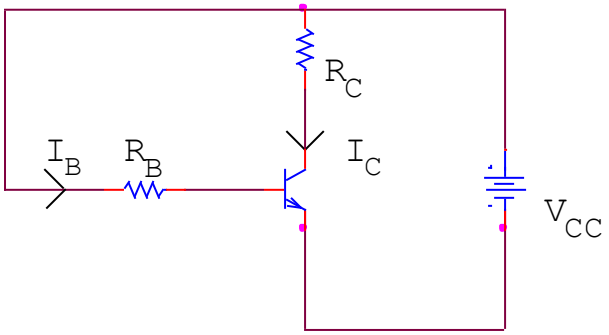


Figure 9

L'application de la loi d'ohm permet d'écrire :

$V_{CC} = R_C I_C + V_{CE}$; soit

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

Cette équation $I_C = f(V_{CE})$ correspond à une droite de pente $-1/R_C$ et d'ordonnée à l'origine V_{CC}/R_C. Cette droite s'appelle la **droite de charge statique** du transistor. Le point de fonctionnement P est situé sur cette droite.

Souvent, en pratique, on fixe le point de fonctionnement I_{C0}, V_{CE0} au milieu de la droite de charge statique, c'est-à-dire on fixe la valeur $V_{CE0} = \frac{V_{CC}}{2}$.

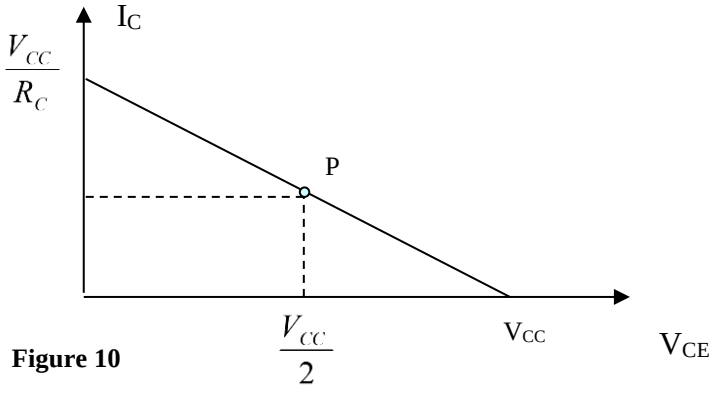


Figure 10

R_C et V_{CC} déterminent la droite de charge statique, tendis que R_B fixe la position du point de fonctionnement sur cette droite. En ajustant R_B, on fait déplacer le point P sur la droite de charge statique.

En reportant la droite de charge statique et le point de fonctionnement sur le diagramme des caractéristiques du transistor on peut déterminer graphiquement les valeurs de I_{C0},V_{CE0}, I_{B0} et V_{BE0} du point de fonctionnement.

2) Polarisation par pont diviseur de tension.

Le circuit le plus utilisé, est un montage à pont diviseur de tension réalisé à l'aide de deux résistances R_1 et R_2. Ce pont assure donc la polarisation de la base. On ajoute une résistance R_E entre l'émetteur et la masse, cette résistance permet de stabiliser le système en limitant les effets thermiques.

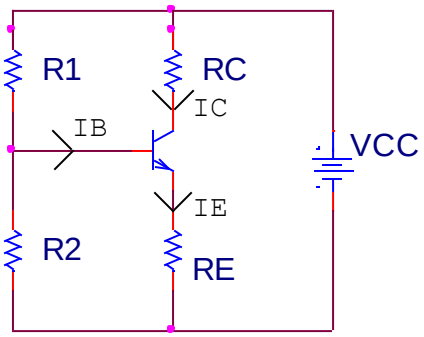


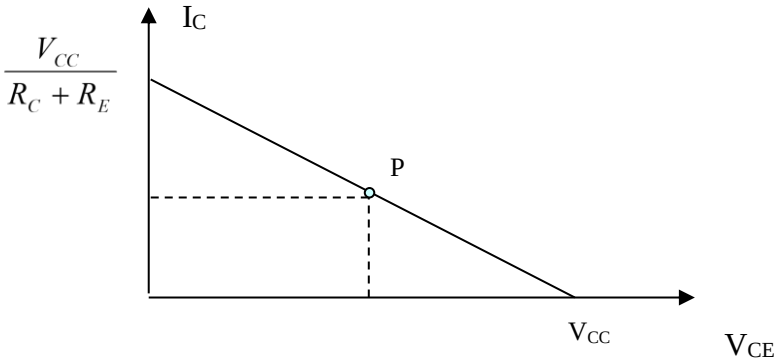
Figure 11

Sur le réseau des caractéristiques, on peut remarquer que le courant I_C est pratiquement proportionnel à I_B ; on écrit $I_C=\beta I_B$ avec β identique au paramètre hybride h_{21}.
β est de l'ordre de 50 à 300, donc $I_B<<I_C$ ce qui permet d'écrire : $I_E = I_B + I_C \approx I_C$
I_E étant le courant qui circule dans la résistance R_E.
En appliquant la loi d'ohm au circuit Collecteur-Emetteur, on peut écrire :

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

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

C'est l'équation de la droite de charge statique avec la résistance R_E.



La pente de la droite de charge est donc $-\frac{1}{R_C + R_E}$

Et l'ordonnée à l'origine $\frac{V_{CC}}{R_C + R_E}$

Le point P qui appartient à cette droite sera fixé par la polarisation du circuit Base/Emetteur, c'est-à-dire par l'ajustement des résistances R_1 et R_2.
Remarque :

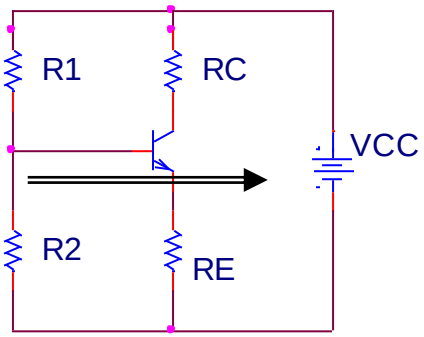
Lorsque l'émetteur est directement lié à la masse, l'impédance vue entre la base et la masse est l'impédance de la jonction B-E. Cette impédance est d'une valeur faible d'où la nécessité de la polarisation de la base en courant.

Dans le cas de la résistance R_E, l'impédance entre la base et la masse est :

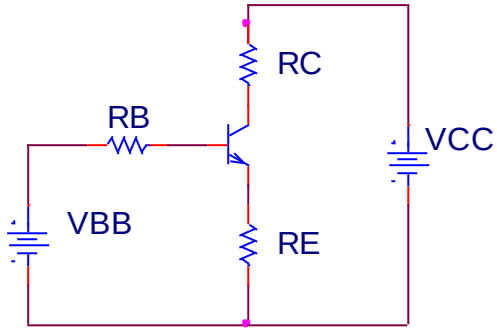
$$\frac{V_{BE}+R_E I_C}{I_B}=\frac{V_{BE}}{I_B}+R_E\frac{I_C}{I_B}=\frac{V_{BE}}{I_B}+\beta R_E$$

Elle est donc égale à l'impédance de la jonction B-E ($\frac{V_{BE}}{I_B}$) augmentée de βR_E (β de l'ordre 200 si on prend une faible R_E=100 Ω) βR_E = 10KΩ.
Donc l'introduction de R_E entre l'émetteur et la masse augmente considérablement l'impédance entre la base et la masse, elle passe de l'ordre de 1 kΩ à 10 kΩ . Ceci explique pourquoi il n'est pas nécessaire de polariser la base en courant, un diviseur de tension (R_1, R_2) est donc suffisant.

D'après le théorème de Thèvenin on a :



Par Thèvenin



Avec $V_{BB}=V_{CC}\frac{R_2}{R_1+R_2}$ et $R_B = R_1//R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1+R_2}$.
En résumé : V_{CC}, R_C et R_E fixent la droite de charge statique, tendis que R_1 et R_2 fixent la position du point de fonctionnement sur cette droite.

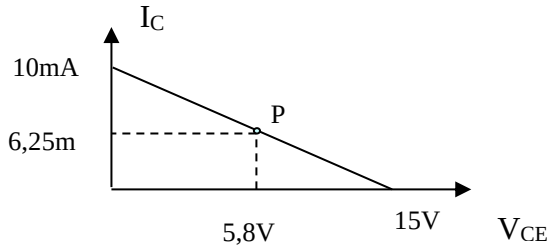
Exemple :
R_1 = 22kΩ
R_2 = 6,8kΩ
R_E = 470Ω
R_C = 1kΩ
V_{CC} = 15 V
β = 250
1) Déterminer le point de fonctionnement
2) comment peut on ramener le point de repos au milieu de la droite de charge statique

Solution :

1) $V_{BB} = V_{CC} \dfrac{R_2}{R_1 + R_2}$ =3,54 V

$V_{BB} = 0,6 + R_E I_C = 0,6 + 470 I_C$; (0,6 étant la valeur de V_{BE})
Donc $I_C = 6,25$ mA

$V_{CE} = V_{CC} - (R_C + R_E) I_C = 5,8$ V



2) Si on veut fixer P au milieu de la droite de charge statique, il faut ramener $V_{CE} = 7,5$ V soit :

$I_C = \dfrac{15 - 7,5}{1470} = 5,1$ mA

Dans ce cas on aura : $V_{BB} = 0,6 + 470 \cdot 5,1 \cdot 10^{-3}$
Soit $V_{BB} = 3$ Volts.
Il faut donc ajuster (R_1, R_2), en général R_2. Pour avoir cette valeur on trouve $R_2 = 5,5$ kΩ

$V_{BB} = V_{CC} \dfrac{R_2}{R_1 + R_2}$ => $V_{BB}.R_1 + V_{BB}.R_2 = V_{CC}.R_2$

$R_2 = \dfrac{V_{BB} R_1}{V_{CC} - V_{BB}}$ soit $R_2 = 5,5$ kΩ.

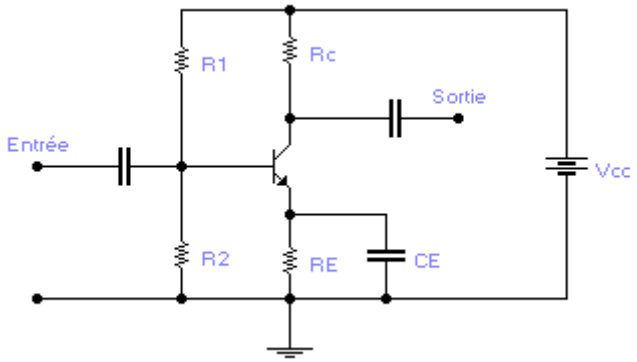
CHAPITRE V
Transistor bipolaire en Amplification

Fonctionnement en dynamique:

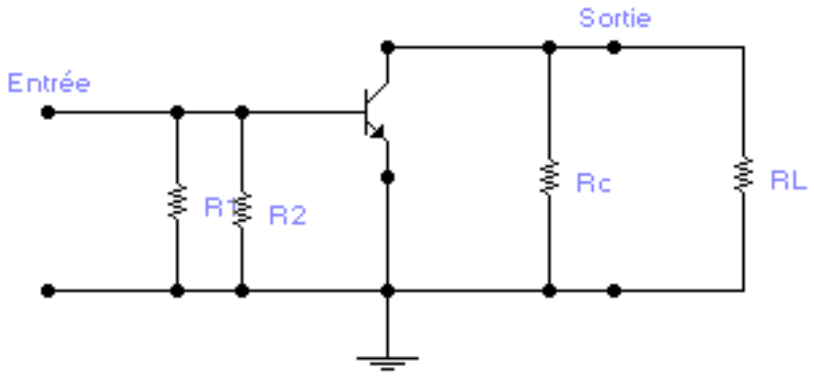
Nous allons maintenant soumettre la base du transistor à des petites variations de tension v_{be}. On supposera que v_{be} est une tension sinusoïdale fournie par un générateur d'impédance interne négligeable branché entre la masse et l'entrée du montage. On ajoutera le condensateur de liaison c_e entre le générateur et la base du transistor, ce condensateur permettra d'isoler le potentiel continu de la base de celui de la borne du générateur (=0), tendis que la tension v_e sinusoïdale d'entrée v_e se retrouve intégralement sur la base.

C_e est un court-circuit pour le signal sinusoïdal
et un circuit ouvert pour le potentiel continu.

De même, le condensateur C_E n'affecte pas le rôle de la résistance R_E dans la polarisation du transistor, mais joue le rôle d'un court-circuit pour les courants sinusoïdaux. Ainsi, dans l'étude du fonctionnement en dynamique l'émetteur est directement relié à la masse.
A la sortie, le condensateur Cs permet le passage du signal sinusoïdal $v_s = v_{ce}$, mais empêche que la polarisation du transistor soit modifiée par le branchement d'une charge à la sortie du montage.
Le montage devient donc:



Si on tient compte du fonctionnement en dynamique le schéma devient :



- Les condensateurs sont des courts circuits pour le régime sinusoïdal, donc ne sont plus représentés.
- R_E a été court circuitée par C_E
- La valeur V_{cc} = constante ⇒ pas de variation sinusoïdale aux bornes de V_{cc} donc V_{cc} n'est pas représentée.

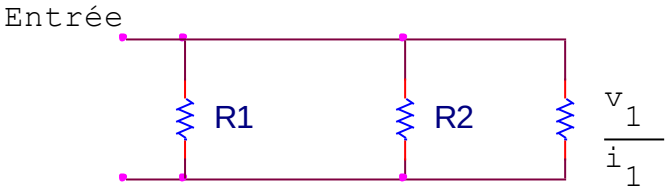
Le montage se comporte comme un quadripôle dont les tensions et courants sont v_1, i_1, v_2 et i_2. Z_L est l'impédance de charge de l'étage.
Les équations du transistor sont:

$$v_1 = h_{11}i_1+h_{12}v_2$$
$$i_2 = h_{21}i_1+h_{22}v_2$$

D'après les réseaux des caractéristiques du transistor on constate que h_{12} et h_{22} sont des pentes très faibles, ce qui nous permet de faire l'approximation: $h_{12} \cong 0$ et $h_{22} \cong 0$.
Le système ci-dessus, devient $v_1 = h_{11}i_1$ et $i_2 = h_{21}i_1$

Calcul de l'impédance d'entrée Z_e

Vu de l'entrée, le montage de la figure précédente devient équivalent à :



$\frac{v_1}{i_1}$ Étant l'impédance d'entrée du transistor h_{11}.

Donc z_e est l'impédance équivalente de R_1 // R_2 // h_{11}

Soit $\frac{1}{z_e} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{h_{11}}$.

En général $R_1 >> h_{11}$ et $R_2 >> h_{11}$. Donc $z_e \cong h_{11}$; h_{11} est de l'ordre de 1kΩ.
L'impédance d'entrée d'un amplificateur à émetteur en commun est faible.

Gain en tension:

Le gain en tension de l'amplificateur est défini par:

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

$G_v = \frac{-zi_2}{v_e} = \frac{-zi_2}{v_1}$ avec $Z \equiv R_c$ // R_L

$Gv = \frac{-Zi_2}{h_{11}i_1} = -Z\frac{h_{21}}{h_{11}}$ ~~avec $Z_e \equiv h_{11}$ impédance d'entrée déterminée ci dessus~~

$\frac{i_2}{i_1}$ = h_{21} gain en courant du transistor.

Donc $G_v = -Z\frac{h_{21}}{h_{11}}$ avec $Z = R_C$ // R_L

Le signe (-) signifie que le gain est réel et négatif (si Z_L est une résistance), c'est à dire que les tensions d'entrée et de sortie v_e et v_s sont en opposition de phase.
Dans le cas ou l'amplificateur n'est pas chargé ($Z_L = \infty$)
$Z = R_C$

$G_v = -R_C \frac{h_{21}}{h_{11}}$ on l'appelle aussi gain à vide

Le gain en tension est donc proportionnel à R_C, le choix de la résistance R_C dépend du gain que l'on veut obtenir.

Gain en courant:

$A_i = \frac{is}{ie} = \frac{is}{i2}.\frac{i2}{i1}.\frac{i_1}{i_e} = \frac{R_c}{R_c + R_l}.h_{21}.\frac{R_B}{R_B + h_{11}}$

Impédance de sortie Z_s

L'impédance de sortie est donnée par:
- i) Loi d'ohm

$Z_s = -\frac{v_{sco}}{i_{scc}}$ avec v_{sco} = tension de sortie en circuit ouvert et i_{scc} = courant de sortie en court circuit, c'est à dire R_c court circuitée.

$V_{sco} = G_{vco}\, v_e = -R_c \frac{h_{21}}{h_{11}} v_1 = -R_c \frac{h_{21}}{h_{11}} h_{11}.i_1$

$V_{sco} = (-R_c\, h_{21} i_1)$

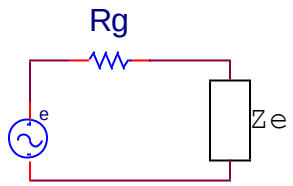
i_{scc} = représente intégralement i_2

donc

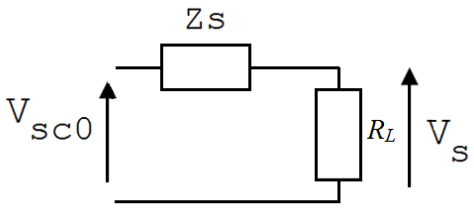
$Z_s = -\frac{(-Rc h_{21} i_1)}{i_2}$ avec $i_2 = h_{21} i_1$

On obtient donc : **Zs = +Rc**

Dans le calcul de Zs, on n'a pas tenu en compte, pour les valeurs de i_e et v_e, si la sortie est en court-circuit ou en circuit ouvert. En effet dans notre approximation ($h_{12} \approx 0$, $h_{22} \approx 0$), l'impédance d'entrée Z_e est indépendante de la charge Z_L. Le générateur d'entrée attaque toujours la même impédance d'entrée Z_e.



- ii) Par théorème de Thevenin.



V_e est indépendante de $R_L \Rightarrow V_s = G_v\, v_e$ et $v_{sco} = G_{vsco}\, v_e$

Le diviseur de tension permet d'écrire : $v_s = v_{sco} \frac{R_L}{Z_s + R_L}$

Soit $\frac{v_s}{v_e} = \frac{v_{sco}}{v_e} . \frac{R_L}{Z_s + R_L} \Rightarrow G_v = G_{vsco} . \frac{R_L}{Z_s + R_L}$

On remplace G_v et G_{vco} par leurs valeurs (calculées ci dessus)

$G_v = -Z \frac{h_{21}}{h_{11}}$ avec $Z = \frac{R_c R_L}{R_c + R_L}$

$G_{vco} = -R_c \frac{h_{21}}{h_{11}}$

Il vient donc $-Z \frac{h_{21}}{h_{11}} = -R_c \frac{h_{21}}{h_{11}} . \frac{R_L}{Z_S + R_L}$

Après simplification on obtient $\mathbf{Z_s = R_c}$

Remarques:

- le gain en tension sans charge G_{vco} est proportionnel à R_c. Il peut donc être important si on peut se permettre une grande valeur pour R_c dans la conception du montage. Mais il faut bien noter que l'impédance de sortie $Z_s = R_c$ sera également importante.
- les considérations faites sur les condensateurs (circuit ouvert en continu et court circuit en sinusoïdal) doivent être révisées aux très basses fréquences où les impédances $\frac{1}{jc\omega}$ des condensateurs ne sont plus négligeables. Il faut alors à nouveau représenter les condensateurs sur les schémas du montage ainsi que R_E et raisonner sur ce schéma plus complet en tenant compte des impédances des condensateurs.

Droite de charge dynamique

Nous avons vu que le point de fonctionnement se situe sur la droite de charge statique d'équation $I_C = f(V_{CE})$ et de pente $-\frac{1}{R_C + R_E}$

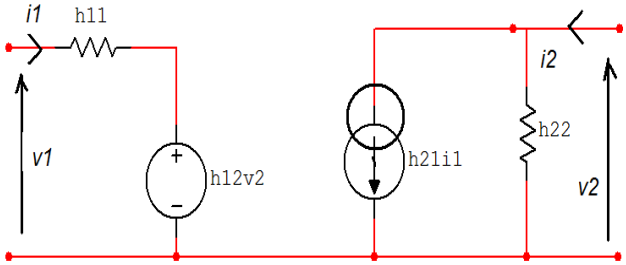
Dans l'étude du fonctionnement en dynamique, le circuit de sortie nous donne l'équation $v_s = -Zi_s$ ou $v_2 = -Zi_2$
Or i_2 et v_2 sont les petites variations de V_{CE} et I_C
On peut écrire donc $\Delta V_{CE} = -Z\Delta I_c$ ou $\Delta I_C = -\frac{1}{Z}\Delta V_{CE}$
Cette équation montre que pendant le fonctionnement en dynamique le point de fonctionnement oscille autour de la position fixée par la polarisation sur une droite de pente $-\frac{1}{Z}$ appelée **droite de charge dynamique**

En régime dynamique le point de fonctionnement ne pourra jamais dépasser les intersections de la droite de charge dynamique avec les axes I_c et V_{cE}.
Si on atteint la valeur limite $I_C = 0$ le signal de sortie est saturé.
De même si on polarise le transistor d'une façon à avoir V_{CE} voisin de zéro, on a un signal de sortie déformé, c'est la distorsion (à cause de la non linéarité des caractéristiques $I_c = f(V_{CE})$ dans cette région). Les paramètres hybrides h_{ij} y sont modifiés.
Pour obtenir le maximum de dynamique, c'est à dire l'amplitude maximale du signal de sortie sans saturation ni distorsion, il faut polariser le transistor d'une manière à positionner le point de fonctionnement vers le milieu de la droite de charge dynamique.

Circuit équivalent hybride

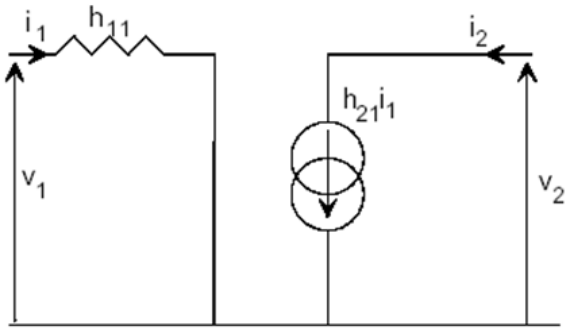
Nous avons vu qu'en régime dynamique le transistor se comporte comme un quadripôle dont les equations sont :
$v_1 = h_{11}i_1 + h_{12}v_2$
$i_2 = h_{21}i_1 + h_{22}v_2$

Le schéma du transistor est équivalent à

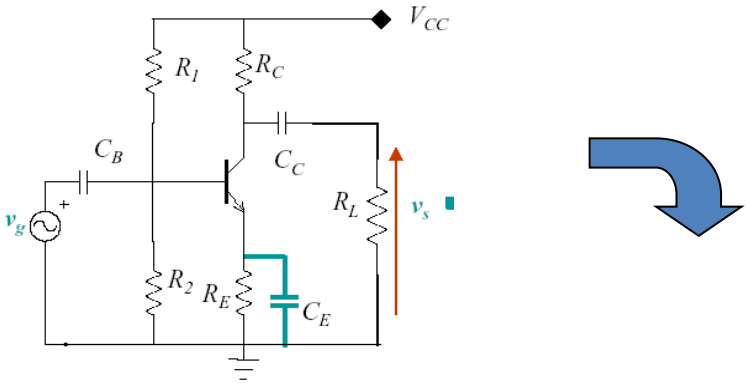


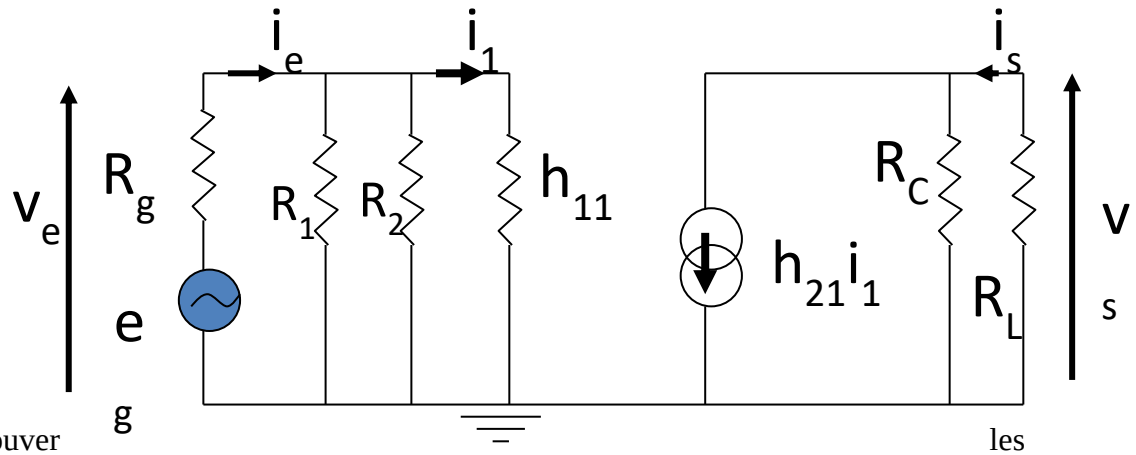
Comme nous avons déjà vu, les paramères hij représentent des pentes sur les caratéristiques statiques et nous avons vu que h_{12} et h_{22} étaient des pentes presque horizontales (nulles), on peut donc négliger h_{12} et h_{22}

Le schéma équivalent en dynamique du transistor peut donc être simplifié comme suit :



En remplaçant le transistor par son schéma équivalent en dynamique, on obtient le schéma équivalent en dynamique de l'amplificateur suivant :





On peut retrouver les caractéristiques dynamiques de l'étage:

L'impédance d'entrée : $Z_e = R_1 // R_2 // h_{11}$

Le gain en tension : $G_v = \frac{v_s}{v_e} = \frac{-Z' h_{21} i_1}{h_{11} i_1}$ avec $Z' = Z_L // R_c // \frac{1}{h_{22}}$

$G_v = -Z' \frac{h_{21}}{h_{11}} \Rightarrow G_v = -Z \frac{h_{21}}{h_{11}}$ (si h_{22} est négligeable)

$V = e - Zgi$

$\Rightarrow i = \frac{e}{zg} - \frac{v}{zg}$

$\Rightarrow$

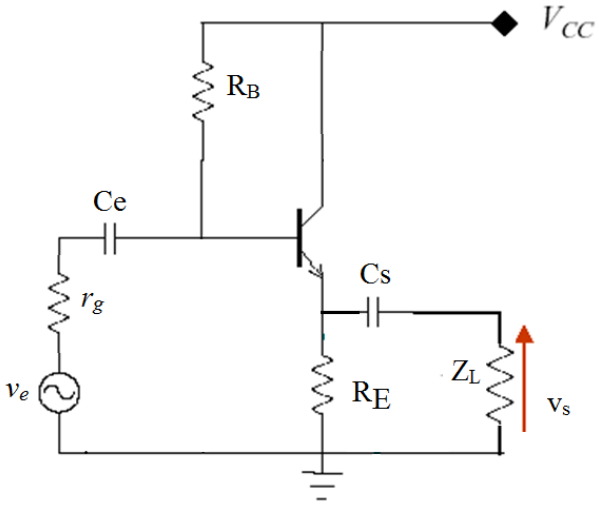
Par analogie avec notre montage on a $Z_s = R_c // \frac{1}{h_{22}}$

$\Rightarrow Z_s = R_c$ si ($h_{22} \approx 0$)

Amplificateur collecteur commun

Circuit de polarisation

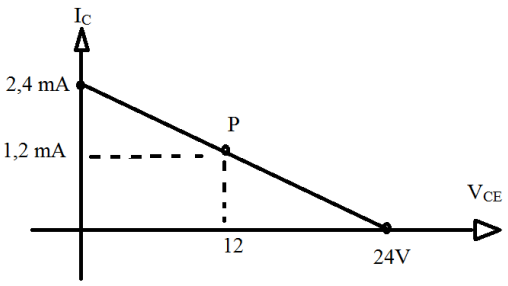
Le collecteur est relié directement à la source d'alimentation V_{cc} ; l'émetteur est obligatoirement séparé de la masse par R_E.



On a toujours $I_B << I_C$ donc $I_E \approx I_C$
On peut écrire $V_{CC} = V_{CE} + R_E I_C$
On a $I_C = -\frac{V_{CE}}{R_E} + \frac{V_{CC}}{R_E}$ (1)

L'équation de la droite de charge statique est de pente $-\frac{1}{R_E}$ et d'ordonnée à l'origine V_{CC}/R_E.
En fonctionnement en dynamique, le collecteur sera considéré comme étant relié directement à la masse, ce qui correspond bien à un fonctionnement en collecteur commun
Les valeurs V_{CC} et R_E déterminent donc la droite de charge statique, et la position du point de fonctionnement P dépend de la polarisation de la base donc de la valeur de la résistance R_B
Exemple numérique
V_{CC} = 24 V , β = 100 , R_E = 100Ω
$I_c = \frac{-V_{CE}}{R_E} + \frac{V_{CC}}{R_E} \Rightarrow$
Pour avoir P au milieu de la droite de charge statique il faut V_{CE} = 12 v , donc I_C = 120 mA et $I_B = \frac{I_C}{\beta}$ = 1,2 mA

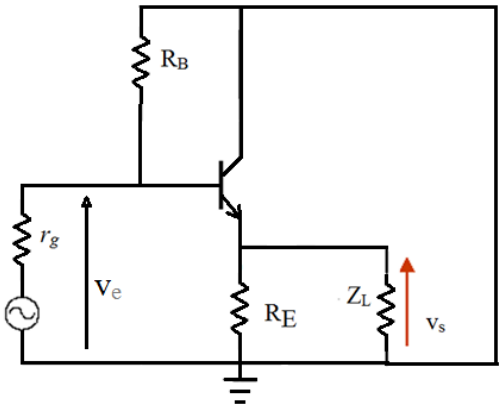
$V_{CC} = R_B I_B + V_{BE} + R_E (\beta + 1) I_B$
$\approx R_B I_B + R_E \beta I_B \Rightarrow R_B = \frac{V_{CC}}{I_B} - \beta R_E = \left(\frac{24}{1{,}2}\right)_{k\Omega} - (10)_{k\Omega}$
$\Rightarrow R_B = 10k\Omega$



Fonctionnement en dynamique :

Le raisonnement est analogue à celui du montage en émetteur commun. On reprend le circuit de polarisation et on le complète avec les condensateurs de liaisons (à l'entrée et la sortie). On entre sur la base et on sort sur l'émetteur, le collecteur est considéré comme relié à la masse pour le fonctionnement en dynamique.
Noter qu'il n'ya pas de condensateur en parallèle avec R_E, sinon on aurait l'émetteur (et donc la sortie) à la masse pour le fonctionnement en dynamique

Pour l'étude du fonctionnement en dynamique, on peut simplifier le schéma précédent :

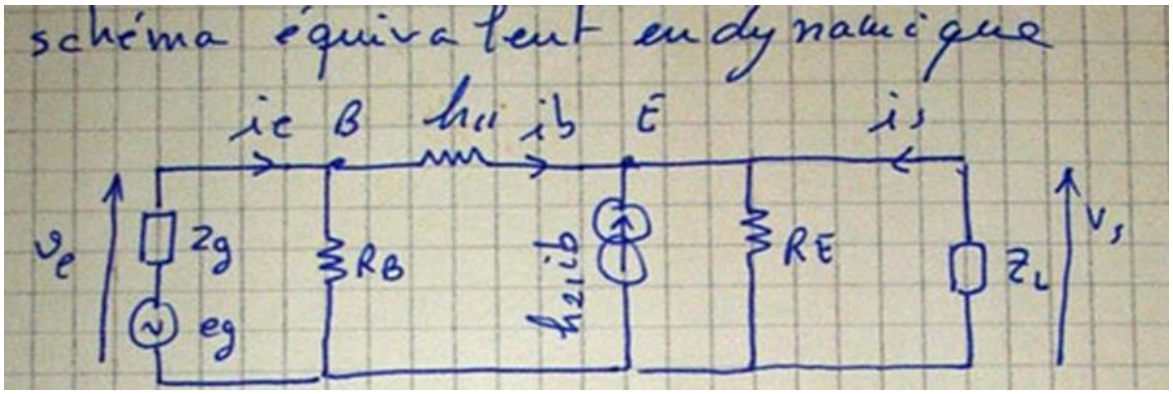


On ajoute au montage la charge Z_L et le générateur d'attaque de force éléctromotrice eg et d'impédance interne Z_g :
Nous allons utiliser les même paramètres i_1,i_2,v_1,v_2 du montage Emetteur en commun, ce qui nous permettra d'exprimer les caractéristiques de ce montage collecteur commaun en fonction des paramètres hybrides du montage emetteur commun.

Rappelons les équations du transistor considéré comme quadripôle:

$$v_1 = h_{11}i_1 + h_{12}v_2$$
$$i_2 = h_{21}i_1 + h_{22}v_2$$

On fera toujours l'approximation $h_{12} \approx 0$ et $h_{22} \approx 0$
On a donc $v_1 \approx h_{11}i_1$ et $i_2 \approx h_{21}i_1$



Caractéristiques de l'amplificateur collecteur en commun

soit $\frac{1}{Z} = \frac{1}{R_E} + \frac{1}{Z_L}$

1) **L'impédance d'entrée Z_e**

C'est l'impédance vue entre les deux pôles d'entrée, elle est équivalente à R_B en parallèle avec l'impédance $\frac{v_e}{i_1}$

($\frac{v_e}{i_1}$ = impédance vue entre la base et la masse) $\frac{v_e}{i_1} = \frac{v_1 + v_s}{i_1} = \frac{v_1}{i_1} + \frac{v_s}{i_1} = h_{11} + \frac{v_s}{i_1}$

L'impédance Z = (R_E//Z_L) est traversée par le courant sortant de l'eméteur $i_1 + i_2$ $\approx i_2$ donc vs = $Zi_2 = Z\beta i_1$

$\Rightarrow \frac{v_e}{i_1} = h_{11} + Z\beta$

$\frac{1}{Ze} = \frac{1}{R_B} + \frac{1}{h_{11} + Zh_{21}}$

Avec Z = R_E //Z_L

On remarque que l'impédance d'entrée dépend de la charge Z_L

2) gain en tension G_v

on a : $V_s = Zi_2$ ($Z = Z_E//Z_L$)

et $v_e = v_1 + v_s = h_{11}i_1 + Zi_2$

ve = $\frac{h_{11}}{h_{21}} i_2 + Zi_2$

d'où $G_v = \frac{v_s}{v_e} = \frac{Z}{Z + \frac{h_{11}}{h_{21}}} \Rightarrow G_v = \frac{h_{21}Z}{h_{11} + h_{21}Z}$ (5) avec $Z = R_E//R_L$

Si on a la charge Z_L résistive (Z_L = résistance), le gain G_v est réel et positif, c'est à dire que les tensions d'entrée et de sortie sont en phase. En plus le gain (G_v est

inférieur à 1) c'est à dire que le fonctionnement en collecteur commun n'amplifie pas en tension.

3) Impédance de sortie:

L'impédance de sortie est donnée par $Z_S = -\frac{v_{SCO}}{i_{SCC}}$ Où v_{SCO}: tension de sortie en circuit ouvert c'est à dire avec $Z_L = \infty$ et $Z = R_E$. I_{SCC} : courant de sortie en cours circuit, c'est à dire avec $Z_L = 0$ donc $Z = 0$.

Contrairement à ce qu'on a vu à l'étude du fonctionnement en émetteur commun, ici Z_e dépend de la charge Z_L donc Ze_{co} est différente de Ze_{cc}

Calcul de v_{SCO} :

D'après l'équation (5) on peut écrire

$$v_{SCO} = \frac{h_{21}R_E}{h_{11} + h_{21}R_E} v_e$$

On a ici $v_e = e\frac{Z_{eco}}{Z_{eco} + Z_g}$ et $\frac{1}{Z_{eco}} = \frac{1}{R_B} + \frac{1}{h_{11} + h_{21}R_E}$

D'où $v_{SCO} = \frac{eh_{21}R_E}{h_{11} + h_{21}R_E}\left(1 + \frac{Z_g}{R_B} + \frac{Z_g}{h_{11} + h_{21}R_E}\right)^{-1}$

$$v_{SCO} = eh_{21}R_E\left[\left(h_{11} + h_{21}R_E\right)\left(1 + \frac{Z_g}{R_B}\right) + Z_g\right]^{-1}$$

Calcul de $i0_{SCC}$:

La sortie étant en court circuit, donc $i_{SCC} = -(i + i_2) \approx -i_2 = -h_{21}i_1 = \frac{-h_{21}}{h_{11}} v_1$

$V_1 = v_e$ car $v_S = 0$ donc $i_{SCC} = -\frac{h_{21}}{h_{11}} v_e$

Avec $v_e = e\frac{Z_{ecc}}{Z_{ecc} + Z_g}$ et $\frac{1}{Z_{ecc}} = \frac{1}{R_B} + \frac{1}{h_{11}}$

D'où : $i_{SCC} = -e\frac{h_{21}}{h_{11}}\left(1 + \frac{Z_g}{R_B} + \frac{Z_g}{h_{11}}\right)^{-1}$

Finalement $\frac{1}{Z_S} = \frac{1}{R_E} + \frac{h_{21}\left(1 + \frac{Z_g}{R_B}\right)}{h_{11}\left(1 + \frac{Z_g}{R_B}\right) + Z_g}$ (6)

Z_s dépend donc de l'impédance interne Z_g du générateur d'attaque
Schéma équivalent en dynamique

$\frac{1}{Z_e} = \frac{1}{R_B} + \frac{i_1}{v_e}$ avec ve = $h_{11}i_1 + Z(h_{21}+1)i_1 \approx h_{11}i_1 + Zh_{21}i_1$

$\Rightarrow Ze^{-1} = RB^{-1} + (h_{11} + Zh_{21})^{-1}$

$Gv^{-1} = \frac{v_e}{v_s} = \frac{(h_{11}i_1 + Zh_{21}i_1)}{(h_{21}i_1 Z)}$

$\Rightarrow G_v = \frac{h_{21}Z}{(h_{11} + h_{21}Z)}$

$Z_s = v/i$

(theverin) $\frac{1}{Z_s} = \frac{i}{v} = \frac{1}{R_E} + \frac{-h_{21}i_1 - i_1}{v}$

avec v = $-i_1 \frac{Z_g R_B}{Z_g + R_B} - v_1$

$\Rightarrow Z_s^{-1} = R_E^{-1} + \frac{-i_1(h_{21}+1)}{-i_1 \frac{Z_g R_B}{Z_g + R_B} - i_1 h_{11}} = R_E^{-1} + \frac{h_{21}}{h_{11} + \frac{Z_g R_B}{Z_g + R_B}}$

$\Rightarrow Z_s^{-1} = R_E^{-1} + \frac{h_{21}(Z_g + R_B)}{h_{11}(Z_g + R_B) + Z_g R_B}$

Exemple numérique:

Prenons l'exemple typique suivant:

$h_{11} = 100\Omega$, $h_{21} = 100$, $R_B = 10k\Omega$, $R_E = 100\Omega$

$Z_g = 600\Omega$, $Z_L = 10\Omega$

Résultat:

$Z_e = 920\Omega$

$G_v = 0{,}9\Omega$

$Z_s = 6\Omega$

L'amplificateur fonctionnant en collecteur commun présente donc une impédance de sortie nettement plus faible que l'impédance d'entrée.

- Gain en courant $G_i = \frac{i_s}{i_e}$:

- $Gi = \frac{i_s}{i_e} = \frac{-\frac{v_S}{Z_L}}{\frac{v_e}{Z_e}} = -\frac{v_S}{v_e}\frac{Z_e}{Z_L} = -G_V \frac{Z_e}{Z_L}$

pour l'exemple numérique précédent on trouve $G_i = -83$

$|G_i| > 1$; il y a donc amplification en courant

- Gain en puissance $G_p = \frac{P_s}{P_e}$

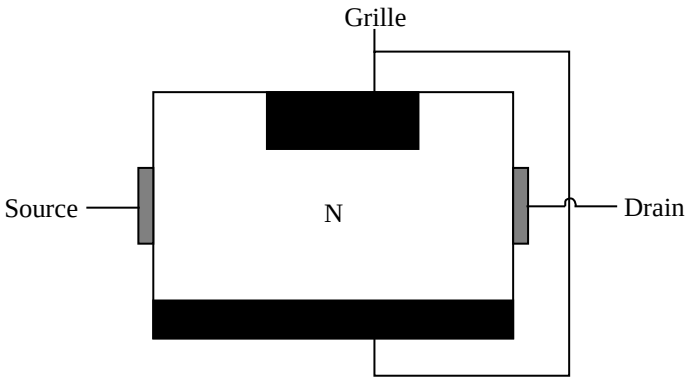
- P_s est la puissance délivrée à la charge pat la sortie

- P_e est la puissance consommée par l'entrée du montage
- $P_e = v_e i_e$ et $P_s = -V_s\, i_s$ d'où $G_p = 75$
- Le montage collecteur en commun est un amplificateur, bien qu'il n'amplifie pas en tension, l'amplificateur se fait au niveau du courant.

CHAPITRE VI
Transistor à effet de champ

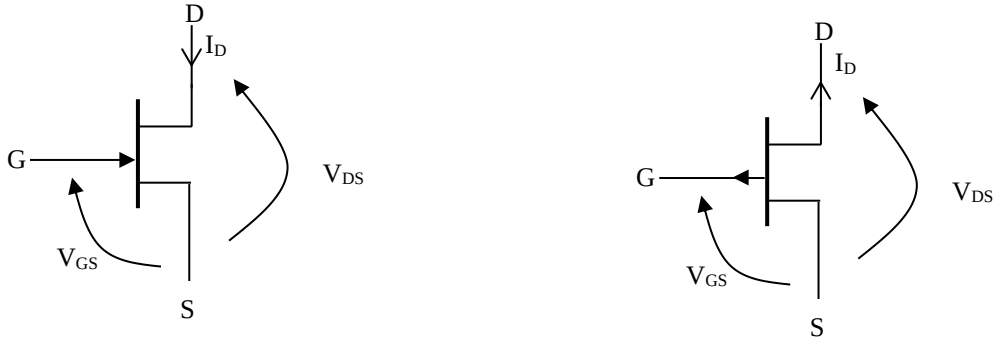
I) Structure - symbole - fonctionnement

1) Structure



Le transistor à effet de champs (ou FET ou JFET) est constitué d'un barreau de semiconducteur faiblement dopé (ici N) et de deux zones fortement dopées (dans ce cas P). Les deux zones P sont reliées entre elles et reliées à l'extérieur par une électrode appelée grille (ou gate). Les extrémités du barreau N sont reliées à deux électrodes : Drain et source, on appelle canal la zone N entre le drain et la source. Le FET représenté ici est dit à canal N. Si on inverse le dopage on obtient un transistor à effet de champ à canal P.

2) symbole



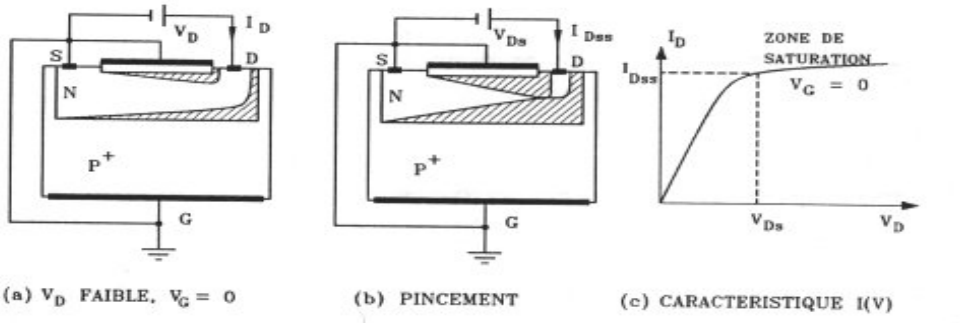
A corriger le deuxième dessin

3) Fonctionnement

En fonctionnement normal, la jonction G-S est polarisée en inverse. Dans notre cas, nous chosissons le fonctionnement d'un TEC à canal N (V_{GS} est donc inféireure à 0, $V_{GS} < 0$)

Le même raisonnement reste valable pour le TEC à canal P, il suffit d'inverser les sens des tensions et des courants.

1er cas V_{GS} = 0 V ,V_{DS} >0V



(a) V_D FAIBLE, V_G = 0 (b) PINCEMENT (c) CARACTERISTIQUE I(V)

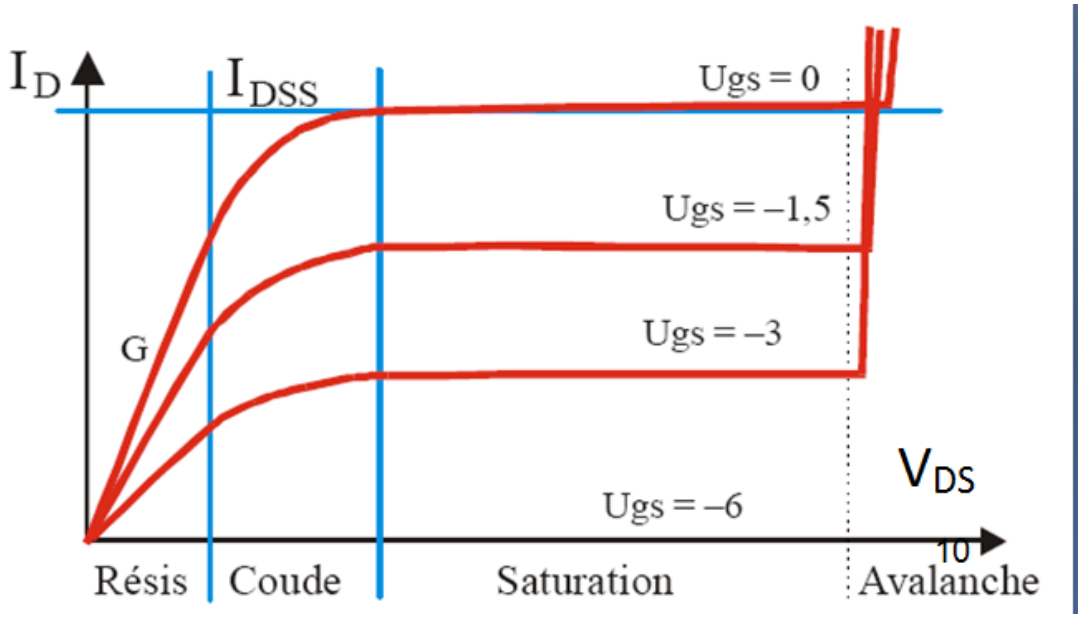
L'application d'une tension V_{DS} , provoque une polarisation inverse de la jonction G-S, une zone de dépletion apparaît donc au vosisnage de la jonction. La la largeur ce cette zonr dépend de V_D : lorsque la tension Vds augmente, la largeur de la zone de dépletion augmente et s'étend dans le canal. La zone conductrice du courant entre le drain et la source est la partie du canal qui n'est pas envahie par la zone de dépletion.

Pour les faibles valeurs de V_{DS}, la zone de dépletion est assez large et donc le courant cirecule facilement depuis le Drain vers la source. Le canal se comporte comme une résistance et le drain I_D varie linéairement avec V_{DS} (comme la caractéristique I(V) d'une résistance.

Lorsque V_{DS} augmente, la largeur de la zone de dépletion augmente aussi, surtout du coté du drain car le potentiel au drain est plus élevé. A partir de ceratines valeurs de V_{DS}, I_D n'augmente plus linéairement avec V_{DS} mais il a tendance à saturer. La caractéristique I_{DE} = f(V_{DS}) tend vers un plateau horizontal
Au delà d'une certaine tension de pincement V_p, le courant I_D ne varie plus avec V_{DS}, la zone de dépletion a totalement occupé le canal. On obtient pincement du canal en un point.
Si continue à augmenter V_{DS}, on arrive au claquage de la jonction grille - drain polarisée en inverse. Le transistor est détruit.
Dans la caractéristique I_D = f(V_{GS}), il y a trois zones,

1) Zone Ohnique pour V_{DS} faible

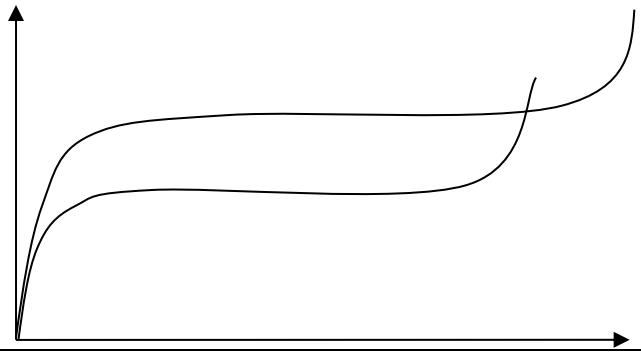
2) Zone de saturation pour $V_{DS}>V_P$
3) Zone de claquage pour V_{DS} important



2ème cas $V_{GS}<0$ et $V_{DS}>0$

On a $V_j = V_{DS} - V_{GS}$
donc quand $V_{GS} = 0$, $V_j = V_{DS}$
$V_{GS}<0$, $V_j = V_{DS}-V_{GS}>V_{DS}$

Si $V_{GS}<0$, la tension appliquée à la jonction, polarisée en inverse est
$Vd = V_{DG} = V_{DS} - V_{GS}$
Donc, pour une même valeur V_{DS}, la tension appliquée à la jonction est plus importante lorsque V_{GS} est négative.
La zone de déplétion est alors plus large et le courant I_D est plus faible.
Le pincement se produit lorsque $Vp = V_{DS} - V_{GS}$ (Vp = constante = Vj indépendante de V_{DS} et V_{GS} ; quand Vj atteint V_p, il y a saturation).
Lorsque V_{GS} est égale à -Vp, la tension V_{GS} pince le canal, le courant I_D est nul pour tout V_{DS}.



Fonctionnement statiques

1) caractèristique

a) zone ohmique

Si V_{DS} - V_{GS} est inférieur à la tension de pincement V_P, le le TEC se comporte comme une résistance variable en fonction de la tension .
A une tension V_{DS} donnée, I_D diminue lorsque V_{GS} augmente. La résistance apparente du canal $R_b = \frac{V_{DS}}{I_D}$ croît. On montre que : $R_{DS} = \frac{R_0}{1+\frac{V_{GS}}{V_P}}$ R_0 : la résistance que peut prendre R_{max} ($V_{GS}<0$)
si $V_{GS} \rightarrow -V_P$, on a $R_{ds} \rightarrow \infty$

R_0 a pour ordre de grandeur quelques ohms à quelques centaines d'ohms. en pratique pour être sûr d'être bien dans la zone ohmique, il faut limiter V_{DS} à quelques centaines de millivolts ($V_D \leq 300$ mv)
Les applications sont basées sur la variation de la résistance R_{ds} avec la tension V_{DS}, il y a deux applications.

Analogiquement

On peut régler le gain d'un amplificateur grâce à une tension, le TEC étant une résistance constituant d'amplificateur (CAG, CAN, contrôle automatique du gain et du volume respectivement).
En électronique t numérique $V_{GS} = 0$ la résistance R_{ds} est minimal et si $V_{GS} \leq V_p$, la R_{ds} est pratiquement infinie, on réalise un interrupteur électronique dont la résistance à l'état (1) est pratiquement nulle et infinie à l'état (2).

b) zone de claquage

La jonction supportant une plus grande tension en inverse est la jonction D-G si la tension de claquage de cette jonction est V_{BR} (ou $V_{BREAKDOWN}$), elle claquera lorsque V_{DS} - V_{GS} = V_{BR}
Donc le claquage se produit pour une tension V_{DS} plus faible si V_{GS} existe.

c) zone de saturation

C'est dans cette zone que l'on utilisera le TEC. De la forme de la courbe $I_D = f(V_{DS})$ pour la zone de saturation, on peut déduire la caractéristique ID = f(VGS), onvoit que cette courbe est parabolique de la forme :

$I_D = I_{DSS}\left(1+\frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$

A partir de cette caractéristique, on définit la pente du TEC : $g = \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}}$.

On a $I_D = I_{DSS}1+\left(\frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$ donc $\frac{dI_D}{dV_{GS}} = 2I_{DSS}\frac{1}{V_P}\left(1+\frac{V_{GS}}{V_P}\right)$

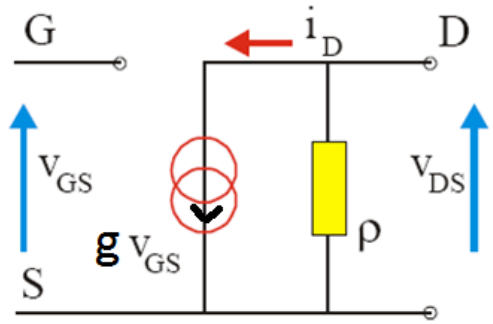
$\frac{dI_D}{dV_{GS}} = g_0\left(1-\frac{V_{GS}}{V_P}\right)$, g : pente maximale à $I_D = I_{DSS}, V_{GS} = 0$

II)Fonctionnement dynamique

1) Domaine de linéarité

Pour un TEC utilisé en amplificateur, on souhaite que la tension de sortie soit proportionnelle à la tension d'entrée.
En général, la tension d'entrée est V_{GS} et la tension de sortie est V_{DS}, a travers la caractéristique de $I_D = f(V_{GS})$, Vgs va produire des variations de id . ces variations se produisent autour du point de polarisation (I_D,V_{GSS}). Les variations de I_D sont receuillis aux bornes d'une résistance et constitue la tension de sortie. Or, la caractéristique d'entrée est parabolique, donc si on veut que id soit proportionnelle à v_{gs}, il faut que v_{gs} soit faible de manière à pouvoir confondre autour du point de polarisation, la caractéristique et sa tangente en ce point.

Si on veut avoir un fonctionnement linéaire, il va falloir travailler avec des tensions v_{gs} très faibles (quelques 100mv) lorsqu'on travaille à faible niveau, le FET a alors un comportement linéaire et peut être remplacé par un schéma équivalent.



Shéma équivalent en dynamique du transistor à effet de champ

Avec :

$$g = \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}} = \left(\frac{i_D}{v_{GS}}\right)_{V_{DS}=Const}$$

$$\rho = \frac{\Delta V_{DS}}{\Delta I_D} = \left(\frac{v_{DS}}{i_D}\right)_{V_{GS}=Const}$$

2) paramètre dynamique et schéma équivalent

A partir des caractéristiques statiques, on exprime $I_D = f(V_{DS},V_{GS})$, et aussi l'entrée $I_G = f(V_{GS},V_{DS})$

donc $dI_D = \left(\frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}}\right)_{VGS=cons\tan t\,e} dV_{GS} + \left(\frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}}\right) V_{GS=cons\tan te}\, dV_{DS}$

$dI_G = \left(\frac{\partial I_G}{\partial V_{GS}}\right) V_{DS=cons\tan te}\, dV_{GS} + \left(\frac{\partial I_G}{\partial V_{DS}}\right) V_{GS=cons\tan te}\, dV_{DS}$

d'où $d = \left(\frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}}\right) V_{gs} + \left(\frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}}\right) V_{ds}$, $ig = \left(\frac{\partial I_G}{\partial Y_{GS}}\right) + \left(\frac{\partial I_G}{\partial V_{DS}}\right)$

donc la matrice adittance sera $id = Y_{11}v_{gs} + Y_{12}v_{ds}$

$ig = Y_{21}v_{gs} + Y_{22}v_{ds}$

or la jonction Grille-Source est polarisée en inverse, c'est à dire, ig = 0 donc, il nous reste $id = Y_{11}v_{gs} + Y_{12}\,v_{ds}$

on a $Y_{11} = \left(\frac{id}{v_{gs}}\right) V_{GS=cons\tan te} = g$

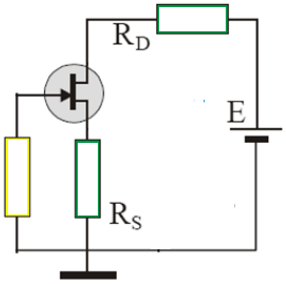
CHAPITRE VII

Le TEC en Amplificateur

I) circuits de polarisation

a) Polarisation automatique

Malgré que la grille et le drain doivent être polarisés avec des signes de tension différents par rapport à la source, on peut polariser le FET à l'aide d'une seule source de tension V_{DD} en réalisant le montage ci dessous. Aucun courant ne pénètre dans la grille, le courant I_D qui traverse la résistance R_S. se trouve donc intégralement dans la résistance R_S.



On peut donc écrire : $V_{DD} = V_{DS} + R_D I_D + R_S I_D$

$V_{DD} = V_{DS} + (R_D + R_S) I_D$

Ou $I_D = -\frac{V_{DS}}{R_D + R_S} + \frac{V_{DD}}{R_D + R_S}$

Qui est l'équation de la droite de charge statique

D'autre part, la grille est reliée à la masse par la résistance R_G le courant de grille étant toujours négligeable, il en est de même pour celui circulant dans R_G. La grille sera donc à peu prés au potentiel de la masse, c'est à dire zéro, même pour des valeurs de R_G élevées. Par contre la source est au potentiel $R_S I_D$ positif dans le cas précédent d'un FET à canal n. par conséquent ; la grille se trouve automatiquement à un potentiel négatif par rapport à la source $V_{GS} = -R_S I_D$. Cette

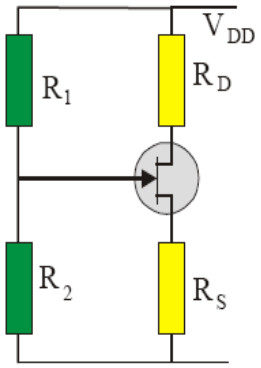
méthode de polarisation du FET à partir d'une seule source de tension V_{DD} et à l'aide de la résistance R_S est appelée "polarisation automatique de la grille".
La droite de charge statique, à laquelle appartient le point de fonctionnement sera donnée par les valeurs de V_{DD} et la somme (R_D + R_S). La position du point de fonctionnement sur cette droite va dépendre de V_{GS}, donc de la polarisation automatique de la grille, donc de la valeur de R_S dans la somme fixe (R_D+R_S)

Remarque: c'est le type de polarisation le plus utilisé.

d) polarisation par pont diviseur:

Ce montage est peu utilisé car en régime dynamique, l'impédance d'entrée du montage se trouve diminuée, car $R_e \approx R_1//R_2$.
Pour remédier à cet inconvénient on ajoute une résistance entre la grille et le point commun entre R_1 et R_2 à condition que la tension d'entrée attaque directement la grille et non plus le point commun à R_1 et R_2

Polarisation par pont diviseur



3) **point de polarisation**:

le point de polarisation correspond à un point de la caractéristique $I_D = f(V_{GS})$. Il existe deux méthodes pour déterminer ce point:

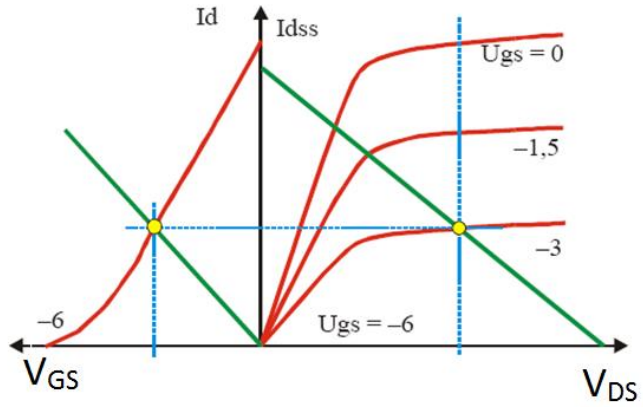
a) Par calcul:

$V_{GS} = -R_S I_D$ (cas de polarisation automatique)

$I_D = I_{DSS} \left(\left(1 + \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 \right.$

C'est un système de deux équations à deux inconnus $\Rightarrow I_{D0}$ et V_{GS0}.

b) méthode graphique



Droite de charge statique et point de repos:

Le but est de déterminer le point de repos définit par (I_{D0} et V_{DS0})
La droite de charge statique est l'équation qui lie I_D à V_{DS} et aux éléments extérieurs au TEC.

$$I_D = \frac{V_{DD}}{R_D + R_S} - \frac{V_{DS}}{R_D + R_S}$$

Le point de repos est déterminé par le système d'équation suivant:

$V_{GS} = -R_S I_D$

$$I_D = I_{DSS}\left(1 + \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

$$I_D = \frac{V_{DD} - V_{DS}}{R_D + R_S}$$

$\Rightarrow I_{D0}, V_{DS0}, V_{GS0}$

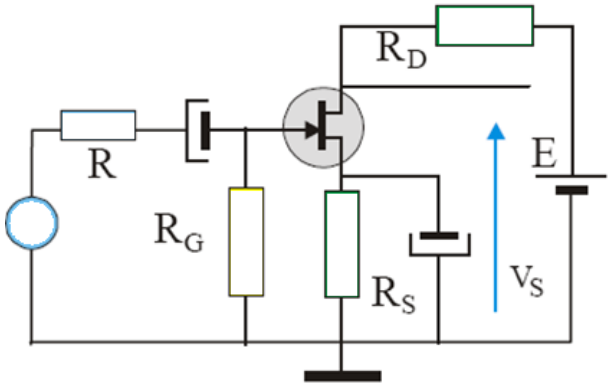
II Fonctionnement en dynamique.

Le TEC polarisé en continu peut recevoir un signal alternatif pour l'amplifier. Le TEC possède trois électrodes, il est donc possible d'obtenir trois types de montages suivant l'électrode qui sera reliée à la masse en alternatif et qui sera commune entre l'entrée et la sortie.
Ces montages sont : montage source commune, montage drain commun et montage grille commune, le montage source commune et le plus utilisé (analogue au montage EC du transistor bipolaire)

1) Montage source commune.

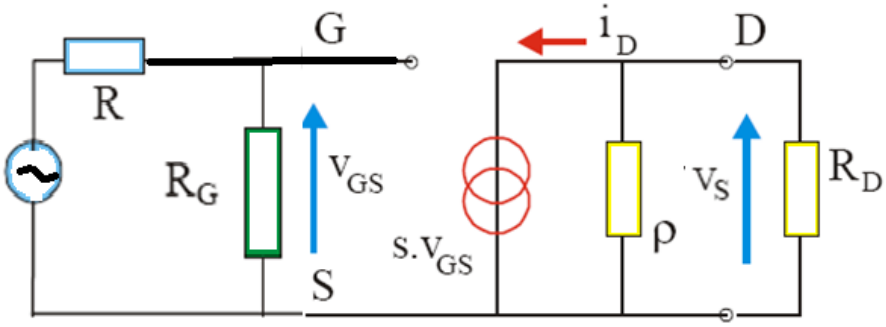
Reprenons le montage du paragraphe (polarisation automatique) que nous complétons par:

- les condensateurs de liaison c_e et c_s.
- Le condensateur C_S en parallèle avec R_S. il a a pour but de mettre la source à la masse pour le fonctionnement en dynamique



Ce schéma peut être simplifier pour l'étude de fonctionnement en dynamique

En dynamique le schéma équivalent du TEC est :



- **Impédance d'entrée**:

Le courant de grille étant négligeable, le courant d'entrée passe intégralement dans la résistance R_G.

L'impédance d'entrée est donc $Z_e = R_G$. Elle ne dépend pas de la charge Z_L.

En utilisant le schéma équivalent.

$V_S = -gv_{gs}(Z_L // \ell // R_D)$

$V_{gS} = V_e \Rightarrow G_0 = \frac{V_S}{V_e} = -g(\ \ell // R_D // Z_L)$

Ce gain dépend de la charge. Dans le cas d'une charge résistive, il est réel négatif ; comme dans le cas du tr. fonctionnement en émetteur commun; les tensions d'entrée et de sortie sont en opposition de phrase;
Gain en courant :
Impédance de sortie:

$Z_S = - \frac{V_{SCO}}{i_{SCC}}$ avec:

- $v_{SCO} = G_{vco}\, v_e = -g\,(RD // \rho).v_e$
- $i_{SCC} = i_2 = gv_1 + \frac{1}{\ell} v_2$ avec $v_2 = 0$ (Sortie en court - circuit.)

d'où $i_{scc} = gv_1 = gv_e$.

Finalement : $Z_S = R_D // \rho$.

Dans la pratique $\frac{1}{\ell}$ est souvent très petit par rapport à $\frac{1}{R_D}$. En effet la pente $\frac{1}{\ell}$ des caractéristiques statiques $I_D = f(V_{DS})$ est très faible. Dans ces conditions Z_S se réduit à R_D et G_v se réduit à $-g_Z$. On peut donc résumer les caractéristiques dynamiques de l'étage amplificateur à source commune à

Impédance d'entrée $Z_e = R_G$ importante
Gain en tension $G_v = -g_Z$ relativement faible
Impédance de sortie $Z_s = R_D$ moyenne.

Gain en courant:

$A_i = \frac{i_S}{i_e}$; $i_S = g_{vgs}.\ \frac{Z}{Z + Z_L}$

$Ie = \frac{v_{gS}}{R_G} \Rightarrow A_i = gRG-$

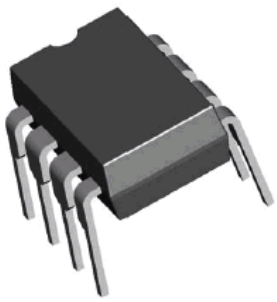
$Ai \approx gRG-$

CHAPITRE VIII
Amplificateur opérationnel

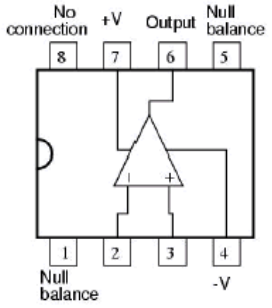
L'amplificateur opérationnel, comme son nom l'indique permet de faire plusieurs opérations : l'addition, la soustraction, l'intégration, la dérivation, la résolution d'équations différentielles etc…
Il existe sous forme d'un circuit intégré, ce qui le fend facile d'utilisation et et son coût reste assez faible (< 10 dhs).
Il peut fonctionner en deux mode :

- Régime linéaire (Amplifications, filtrage…)
- Régime non linaire (Comparateur, trigger, générateur de signaux carrés..)

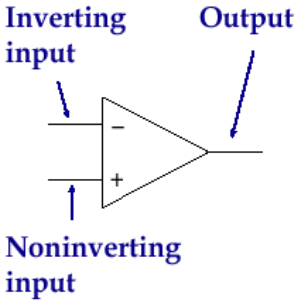
Boitier schéma et symbole



Single opamp in eight-pin dual-inline package (DIP).

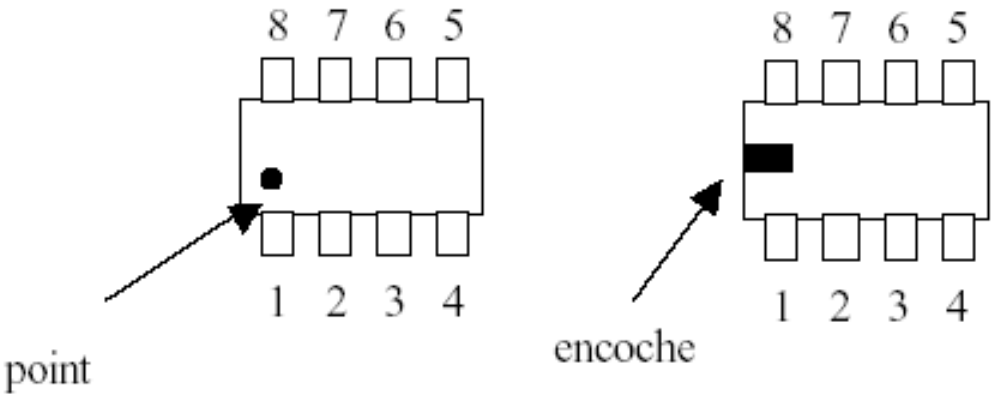


Connection diagram. +V and –V are DC power supplies, usually +15 and -15 volts.



Circuit-diagram symbol: leave off DC power-supply and offset-null connections.

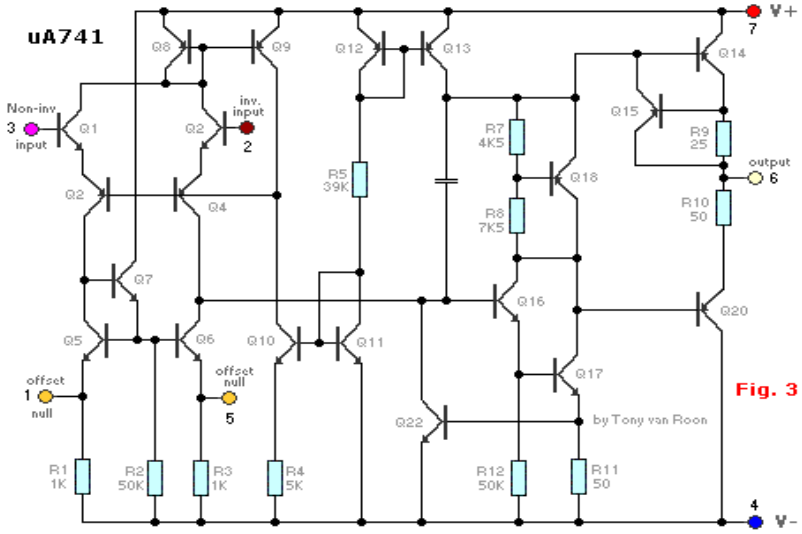
D'une manière générale on peut identifier les différentes broches de l'amplificateur en numérotant les broches selon la méthode représentée sur le schéma.



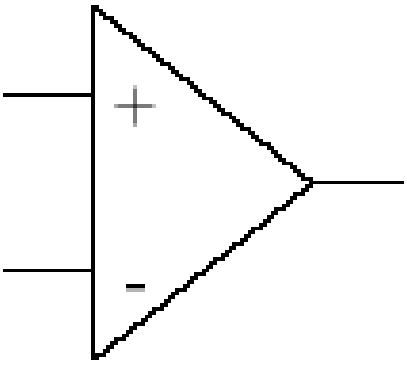
1. compensation du décalage 2. entrée inverseuse 3. entrée non inverseuse 4. alimentation négative	5. compensation du décalage 6. sortie 7. alimentation positive 8. non connectée

Dans schéma interne de l'amplificateur opérationnel on peut reconnaitre plusieurs étages amplificateur à base de transistors, avec un premier étage qui est un amplificateur différentiel.

Le schéma suivant représente le schéma interne du Circuit intégré qui porte la référence 741, c'est un amplificateur opérationnel très utilisé dans les laboratoires.

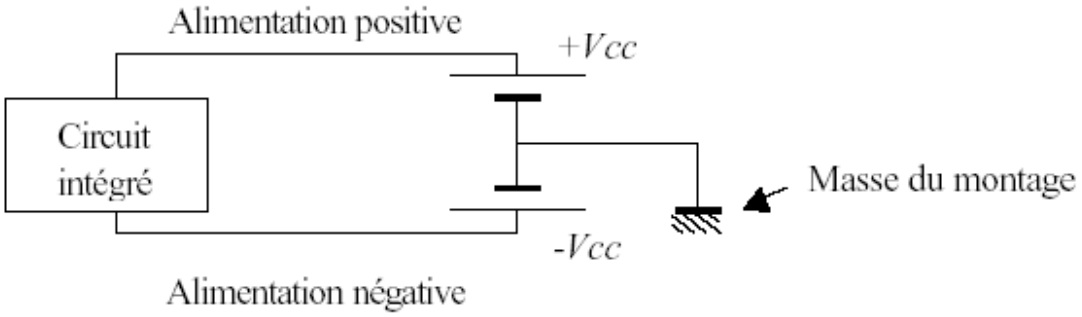


Symbole et représentation

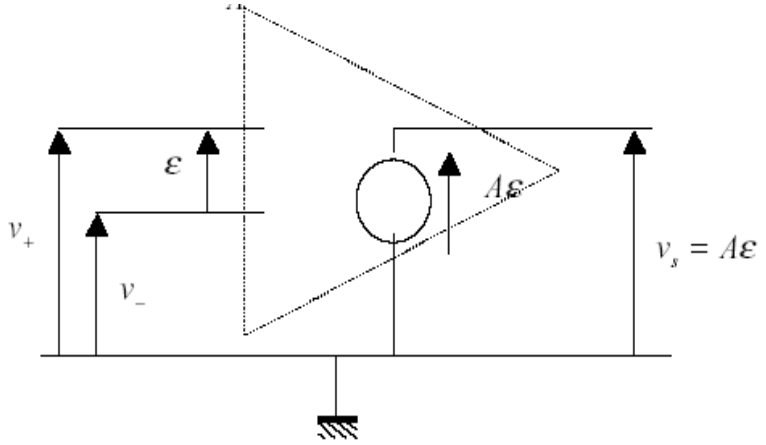


En général l'amplificateur opérationnel est représenté sur les schémas électroniques par un symbole sous forme d'un triangle qui comporte deux entrées et une sortie. Les bornes de l'alimentation ne sont pas représentées, mais elles sont toujours présentes pour alimenter l'amplificateur.

Schéma d'alimentation d'un amplificateur opérationnel.



Modèle de l'Amplificateur Opérationnel idéal. (AOI)

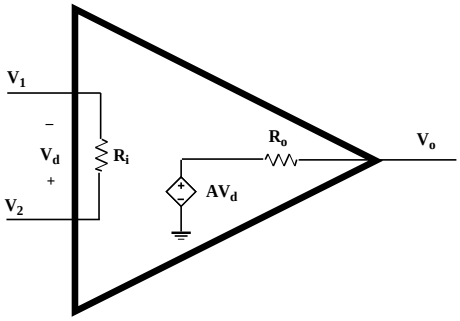


On appelle ε la différence de potentiel entre l'entrée non inverseuse et l'entrée inverseuse $\varepsilon = V^+ - V^-$

Ad est le gain différentiel : $V_S = A_d \cdot \varepsilon$

Les principales **caractéristiques** de l'amplificateur **idéal** sont :

- **Gain infini**
- **Impédance d'entrée infinie**
- **Impédance de sortie nulle**
- **Bande passante infinie**



Ze est infinie nous permet d'écrire : $i^+ = i^- = 0$

et Ad infini permet d'écrire $\varepsilon = V^+ - V^- = 0$ en régime linéaire.

Fonctionnement sans contre-réaction

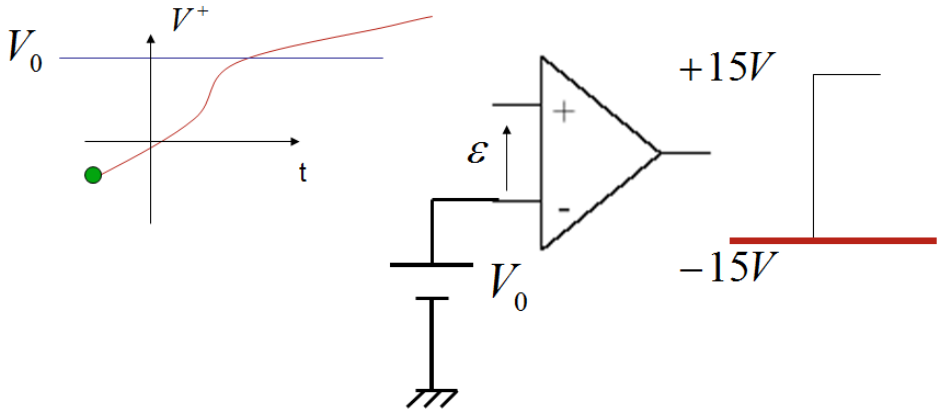
Si l'AO n'est pas associé à des composants qui relient sa sortie à l'une de ses entrées, il est en **Boucle Ouverte**. La présence de la moindre tension à l'entrée entraîne l'AO en saturation. Le fonctionnement n'est jamais linéaire, les seuls états possibles sont :

$$V_s = \pm V_{sat}$$

Pour $\varepsilon > \varepsilon_{sat}$ $\rightarrow$ Vs = +Vsat
Pour $\varepsilon < -\varepsilon_{sat}$ $\rightarrow$ Vs = -Vsat

On dit qu'on a **fonctionnement en commutation**

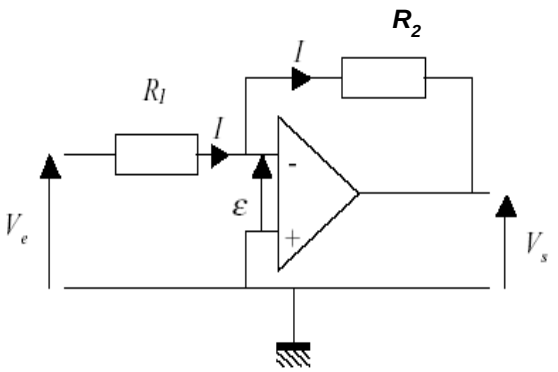
Exemple : Le comparateur



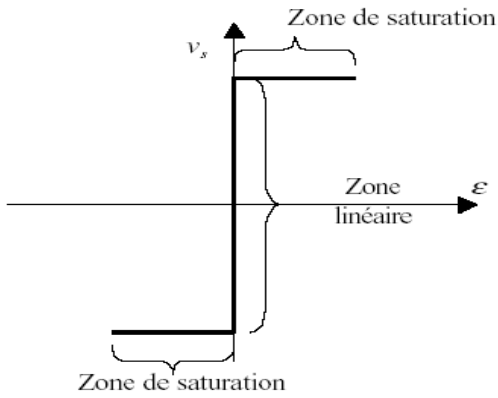
Supposons que la tension appliquée à l'entrée V+ est une tension qui varie dans le temps selon la figure ci-dessus.
Au début V+ est inférieure à V0 qui est une tension continue de référence appliquée à V-.
Alors $\varepsilon < 0$ donc la sortie de l'OP est à -15 V

Quant V+ augmente et dépasse la valeur de V0 alors ε devient > 0 et donc VS devient égale à +15. Ainsi la sortie bascule entre +15 et -15 selon si V+ > V- ou V+ < V-. on a donc un comparateur qui compare une tension (appliquée à V+ avec une tension de référence V0 appliquée à V-).

Fonctionnement avec contre réaction sur la borne -



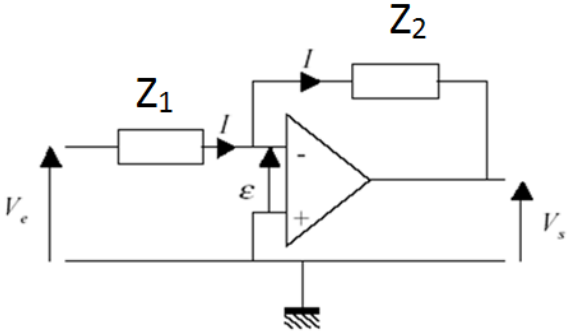
La contre réaction (réaction négatice) assurée par la résistance R_2 permet de stabiliser l'AO à une valeur bien définie. C'est le fonctionnement en régime linéaire.



III- Montages fondamentaux:

1) Amplificateur inverseur.

Soit le montage où A.O.I suivant:



Il s'agit d'un AOI idéal, donc les courants d'entrée et la tension d'entrée sont nuls:
Le même courant circule donc dans Z_1 et Z_2
La borne - est à la masse :

Donc $V_e = Z_1 I_e$

$V_s = -Z_2 I_e \Rightarrow \frac{Vs}{Ve} = -\frac{Z_2}{Z_1}$

$A_0 = \frac{Vs}{Ve} = -\frac{Z_2}{Z_1}$ = gain complexe

Si Z_1 et Z_2 sont des impédances résistives $Z_1 = R_1$

$Z_2 = R_2$

Le gain est réel et négatif donc V_S et Ve sont en opposition de phase d'où le nom du montage

Impédance d'entrée:

Ze = $\frac{Ve}{Ie} = Z_1$ puisque la borne est à la masse.

2) Amplificateur non inverseur

Il s'agit d'un montage analogue au précédent mais destiné à fournir un gain positif, dans le cas ou Z_1 et Z_2 sont des résistances.

Il parait donc logique d'utiliser le même montage que celui de l'amplificateur inverseur en permutant les bornes (-) et (+)

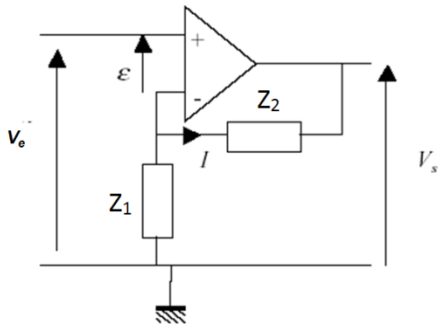
En fait ce montage est instable , même pur ve = 0 . Il risque de ne pas rester nulle et de tendre vers les valeurs ± 15volts.

En effet si ε = $e^+ - e^-$ est légèrement différentes de zéro quelque μv (par effet de bruit par exemple), le gain différentiel Ad = $\frac{V_S}{Ve^+ - Ve^-}$ étant très grand, on va mettre la sortie à une tension de quelques volts, cette tension sera partiellement ramenée sur l'entrée e^+(non inverseuse) par l'impédance Z_2 , ce qui augmente $e^+ - e^-$, donc augmente aussi V_S et ainsi de suite jusqu'à ce que V_S atteint sa valeur limite. Cette instabilité est dû au fait que $e^+ - e^-$ et V_S sont de même signe.

Le montage Amplificateur inverseur, ne présente pas cet inconvénient car toute variation de V_S est ramenée partiellement sur l'entrée (-) par Z_2, cette variation partielle de e^-qui est celle de $e^+ - e^-$ est de signe opposé à celui de v_S, elle entraîne donc une nouvelle variation mais dans les sens opposé.

Ainsi toute dérive de v_S entraîne une dérive en sens contraire, il y a autostabilisation autour de $v_S = 0$

Le montage correct pour l'amplificateur non inverseur est :



Comme dans le cas Amplificateur inverseur Z_2 assure la stabilité du montage.

Impédance d'entrée :
Ie = 0 donc l'impédance d'entrée est infinie.

Gain en tension:
On a à présent : $e^+ = e^- = Ve$

La loi d'ohm donne $-Z_1 i = ve \Rightarrow i = \frac{ve}{Z_1}$

$Ve - vs = Z_2 i$

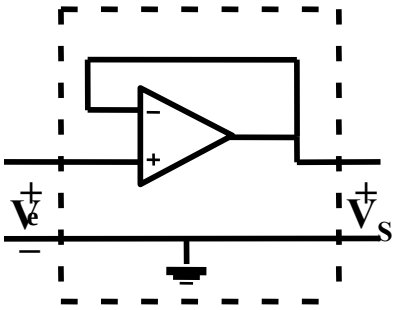
$Ve - v_S = -\frac{Z_2}{Z_1} ve \Rightarrow ve\left(1+\frac{Z_2}{Z_1}\right) = v_S$

$G_v = \frac{vs}{v_1} = 1+\frac{Z_2}{Z_1}$

Si Z_1 et Z_2 sont des résistances le gain réel et positif d'où le nom de non inverseur.

3) Amplificateur suiveur:

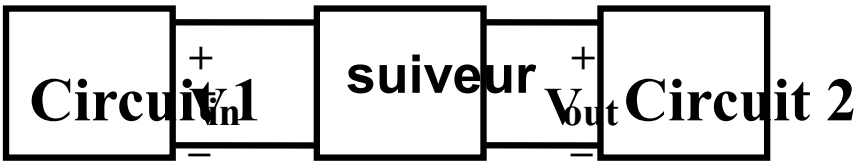
C'est un cas particulier de l'amplificateur non inverseur avec Z2 = 0 donc remplacée par un court circuit et Z1 = donc débranché.

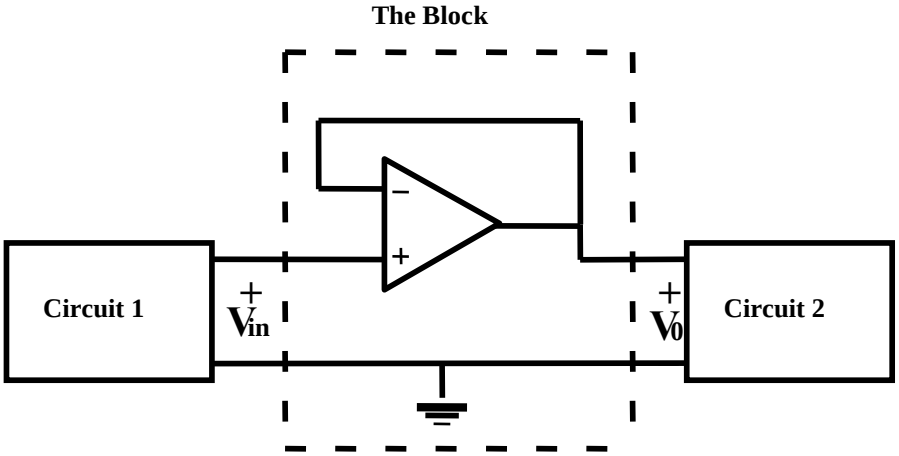


L'impédance d'entrée est infinie
L'impédance de sortie est nulle
Le gain en tension est égal à 1

C'est donc un montage amplificateur de courant pouvant réaliser des adaptations d'impédances comme l'étage amplificateur de transistor à collecteur commun.

Application :

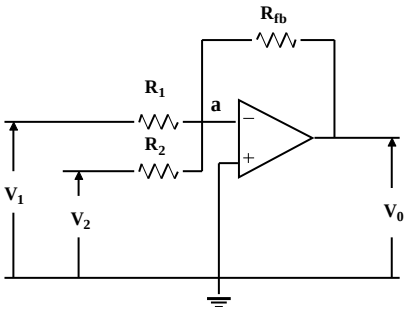




Pour connecter le circuit 1 au circuit 2 on utilise un montage suiveur

B) Opérations analogiques

1) Additionneur inverseur

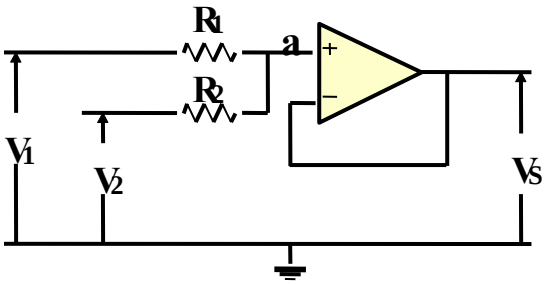


La loi des nœuds permet d'écrire : $\frac{V_1}{R_1}+\frac{V_2}{R_2}=\frac{-V_0}{R_{fb}}$

$$V_0=-\left[\left(\frac{R_{fb}}{R_1}\right)V_1+\left(\frac{R_{fb}}{R_2}\right)V_2\right]$$

On aura $V_0=-[V_1+V_2]$ si on choisit les 3 Résistances égales.
Ce résultat est valable pour n entrées

2) additionneur non inverseur;



Nœud a ⟹ $\frac{V_1 - V_S}{R_1} + \frac{V_2 - V_S}{R_2} = 0$

$\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} = V_S\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right) \Longrightarrow V_S = \frac{R_2}{R_2 + R_1}V_1 + \frac{R_1}{R_2 + R_1}V_2$

Si R1 = R2 ⟹ $V_S = \frac{1}{2}(V_1 + V_2)$

3)soustracteur



$\frac{V_1 - V^-}{R} = \frac{V^- - V_S}{KR} \Rightarrow \frac{V_1}{R} - \frac{V^-}{R} = \frac{V^-}{KR} - \frac{V_S}{KR}$ Eq 1

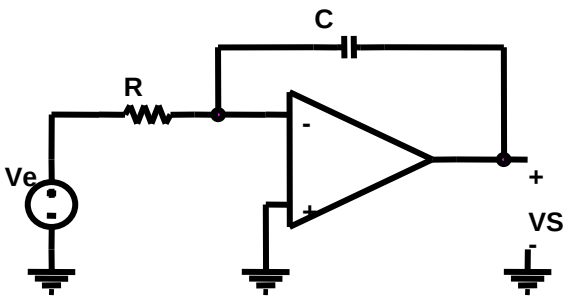
$\frac{V_2 - V^-}{R} = \frac{V^-}{KR} \Rightarrow \frac{V_2}{R} - \frac{V^-}{R} = \frac{V^-}{KR}$ Eq 2

Eq1 – Eq2 ⟹ $V_S = K(V_2 - V_1)$ K : Gain différentiel

3) Intégrateur et dérivateur:

Les fonctions d'intégration et de dérivation sont souvent effectuées par des circuits passifs simple, ces circuits présentent parfois des inconvénients, les fonctions ne sont pas remplies dans toutes les gammes de fréquences, l'atténuation est parfois importante.
Les intégrateurs et dérivateurs actifs, utilisant un A-O, ne présentennt pas ces inconvénients;

a) Circuit intégrateur



En régime sinusoïdal le gain du montage est $\frac{v_s}{ve} = -\frac{Z_2}{Z_1} = \frac{\frac{-1}{jRc\omega}}{R} = -\frac{1}{jRc\omega} =$

$-\frac{1}{Rc}.\frac{1}{j\omega}$

$v_S = -\frac{1}{Rc}\frac{v_e}{j\omega} sive = Ve^{j\omega t} \Rightarrow \int ve(t) = \frac{1}{j\omega} Ve^{j\omega t} = \frac{v_e}{j\omega}$

$\Rightarrow v_s = \frac{1}{Rc}\int ve(t)\,dt$

ce montage présente un inconvénient en régime continue, car le condensateur se comporte comme un circuit ouvert le montage se trouve sos com réaction et donc la sortie se sature.
Pour éviter ce problème on ajoute une résistance R' en parallèle avec le condensateur.
Le montage devient donc:

$Z_1 = R$

$Z_2 = R' // \frac{1}{jc\omega}$

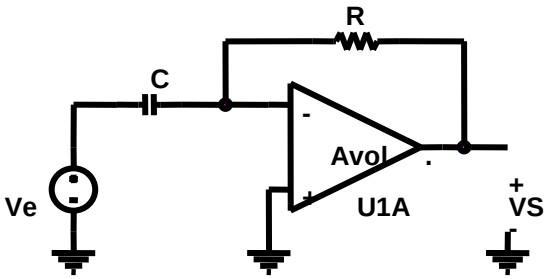
On a $\frac{v_s}{ve} = \frac{Z_2}{R} = -\frac{R'}{R}\left(\frac{1}{1+jR'c\omega}\right)$

Lorsque ω est très grand devant R'c on a

$$\frac{v_S}{ve} \approx -\frac{1}{jRc\omega} \Rightarrow v_S = -\frac{1}{Rc}\int ve(t)dt$$

La condition ω>>$\frac{1}{R'c}$ doit être respectée pour avoir une intégration du signal.

b) Circuit dérivateur:



Le gain s'écrit $\frac{vS}{ve} = -\frac{R}{\frac{1}{jc\omega}} = -Rcj\omega$

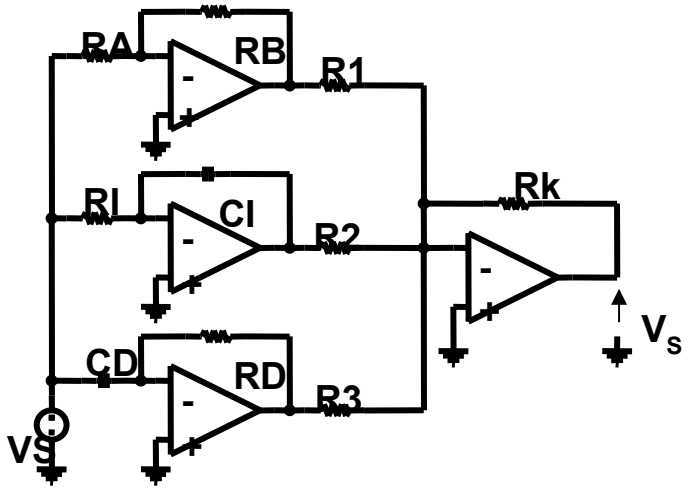
V_S=-Rcjωv_e

or $\frac{dv_e}{dt}$=jωv_e(t) donc

vS = -Rc$\frac{dv_e}{dt}$

Application :

Controlleur PID (Automatique)

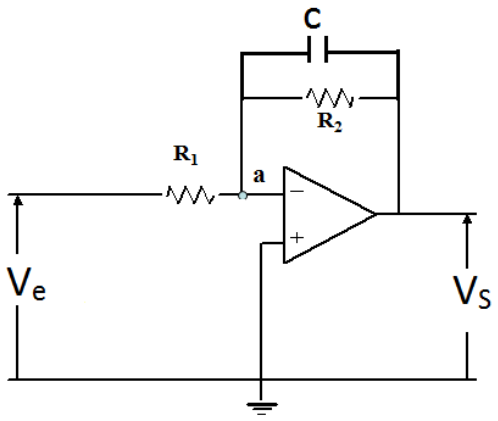


$$v_U(t) = \frac{R_K}{R_1}\frac{R_B}{R_A}V_S + \frac{R_K}{R_2}\frac{1}{R_I C_I}\int v_S(t)\,dt + \frac{R_K}{R3}R_D C_D\frac{dv_S}{dt}$$

CHAPITRE IX
Les filtres actifs:

Il s'agit d'amplificateurs linéaires dont le gain dépend volontairement de la fréquence, ils ont la propriété de supprimer les fréquences non désirées. On peut citer par exemple les filtres passe-bas, passe-haut, passe-bande, coupe-bande, etc...

a) Filtres passe-bas.



On prend $Z_1 = R_1$

$Z_2 = R_2 // \frac{1}{jc\omega}$ c'est à dire $\frac{1}{Z_2} = \frac{1}{R_2} + jc\omega$

Le gain s'écrit $\frac{v_S}{ve} = -\frac{\frac{R_2}{R_1}}{1 + jR_2c\omega}$

Si ω est suffisament faible pour avoir $R_2c\omega << 1$

Le gain est pratiquement $\frac{v_S}{ve} = -\frac{R_2}{R_1}$

Par contre si ω augmente, le module du gain diminue et le déphasage varie avec la fréquence

La fréquence de coupure à 3db est telle que

$|G_v| = \frac{|G_v \max|}{\sqrt{2}}$ c'est à dire $\frac{\left|\frac{R_2}{R_1}\right|}{|1 + jR_2c\omega|} = +\frac{\left|\frac{R_2}{R_1}\right|}{\sqrt{2}}$ soit

$\sqrt{1+R_2{}^2c^2\omega^2} = \sqrt{2}$ c'est à dire $R^2c^2\omega^2 = 1 \Rightarrow \omega = \frac{1}{Rc}$

On pourra donc fixer la fréquence de coupure par le choix de c et R puis le gain par le choix de R_1. on pourra également fixer le gain par le choix de R_1 et R_2, puis par la fréquence de coupure par le choix de c.

exemple numérique:

$R_1 = 1k\Omega$, $R2 = 10k\Omega$, $c = 0,1\mu F$

$Z_e = R_1 = 1k\Omega$

$G_{vmax} = -\frac{R_2}{R_1} = -10$

$\varphi c = \frac{1}{2\pi c R_2} = 160Hz$

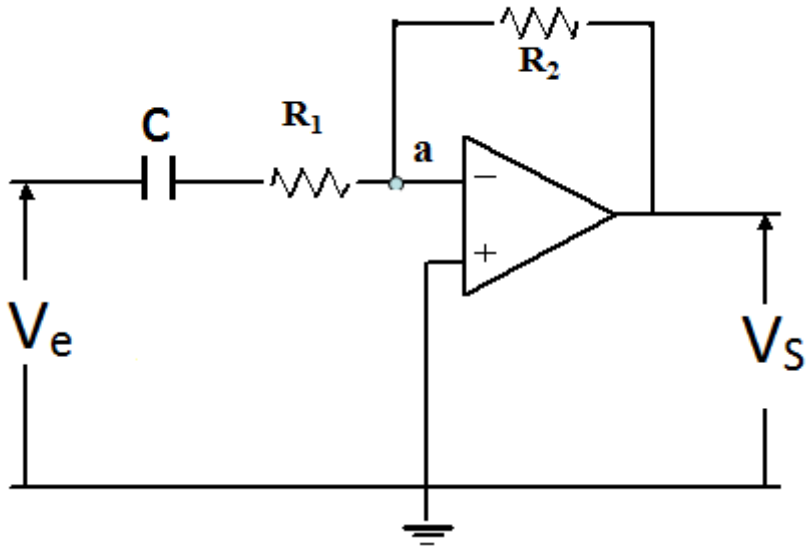
déphasage $\varphi = arg(G_v) = \pi - arg(1+jR_2c\omega) = \pi - arctg(R_2c\omega)$

$\varphi \to \pi$ quand $\omega \to 0$

$\varphi \to \frac{\pi}{2}$ quand $\omega \to \infty$

$\varphi = \frac{3\pi}{4}$ quand $\omega = \omega_c$

Filtre passe haut



$G_v = \frac{v_S}{ve} = -\frac{Z_2}{Z_1}$ avec $Z_2 = R_2$ et $Z_1 = R_1 + \frac{1}{jc\omega}$

$= R_1\left(1 + \frac{1}{jR1c\omega}\right)$

d'où $\frac{v_s}{v_e} = -\frac{\frac{R_2}{R_1}}{1+\frac{1}{jR_1c\omega}}$

si ω est assez grand pour avoir $R_1c\omega >> 1$, le gain est pratiquement $\frac{v_S}{v_e} \approx -\frac{R_2}{R_1}$.

Ppar contre, si ω diminue, le module du gain diminue et le déphasage varie avec la fréquence. La fréquence de coupure à -3db sera telle que $\omega = \omega_c$ avec

$|Gv| = \frac{|Gv\max|}{\sqrt{2}}$ c'est à dire $\frac{\frac{R_2}{R_1}}{\sqrt{1+\frac{1}{R_1^2c^2\omega^2}}} = \frac{\frac{R_2}{R_1}}{\sqrt{2}}$

soit $\frac{1}{R_1c\omega}$ =1 c'est à dire $\omega c = \frac{1}{R_1c}$

Ici aussi le choix des éléments R_1,R_2 et c fixe le gain et la fréquence de coupure.
Exemple numérique : même valeur que Filtre passe bas
R_1 = 1kΩ, R2 = 10kΩ, c = 0,1μF

$Z_e = R_1 + \frac{1}{jc\omega}$, de la fréquence Gvmax = -10

$\varphi c = \frac{1}{2\pi cR_1}$ = 1600Hz

pour $\varphi = \varphi c$, $R_1 = \frac{1}{c\omega} \Rightarrow Ze = R_1(1-j) \Rightarrow |Ze| = R_1\sqrt{2}$ = 1,4 kΩ

$R_1c\omega >> 1 \Rightarrow Z_e = R_1$ = 1kΩ

$R1c\omega << 1 \Rightarrow Z_e \approx \frac{1}{jc\omega}$ $\quad |Z_e| = \frac{1}{c\omega} \to 0$

Déphasage: $\varphi = \arg(Gv) = \pi - \arg\left(1+\frac{1}{jR_1c\omega}\right) = \pi + \arg\left(1+\frac{j}{R_1c\omega}\right) = \pi + \arg tg\frac{1}{R_1c\omega}$ ⎫

$\to \pi$ Quand $\omega \to \infty$

$\to \frac{3\pi}{2}$ quand $\omega \to 0$

$\to \frac{5\pi}{4}$ pour $\omega = \omega_c$

CHAPITRE IX
Amplificateur de puissance

En général un amplificateur est composé de plusieurs étages amplificateur, les premiers étages servent pour amplifier un signal en tension. Le dernier étage est un amplificateur de puissance, il est conçu de telle manière à obtenir un maximum de puissance à la sortie. Le transistor destiné à un amplificateur de puissance est en général appelé transistor de puissance, il est reconnu par sa taille plus grande pour supporter une grande puissance. Les amplificateurs de puissance audio sont souvent utilisés pour fournir une grande puissance à des résistances de charges de faibles valeurs. (Un haut parleur possède par exemple une résistance de l'ordre de 8 ohms; une antenne de transmission présente une charge de 300 ohms). Ces ordre de grandeurs montrent qu'un amplificateur de puissance doit apporter une puissance assez grande (par exemple 1 watt ou plus)

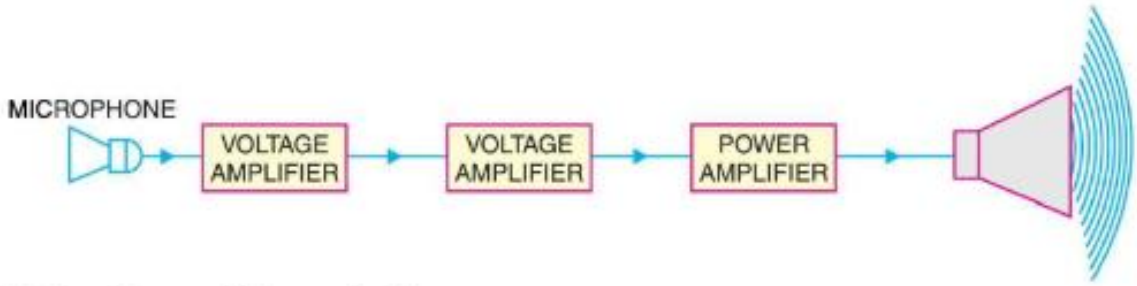
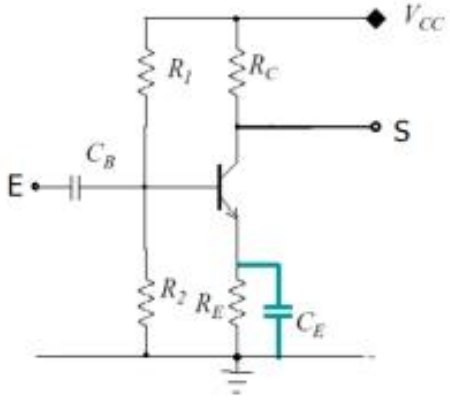


Schéma d'un amplificateur Audio.

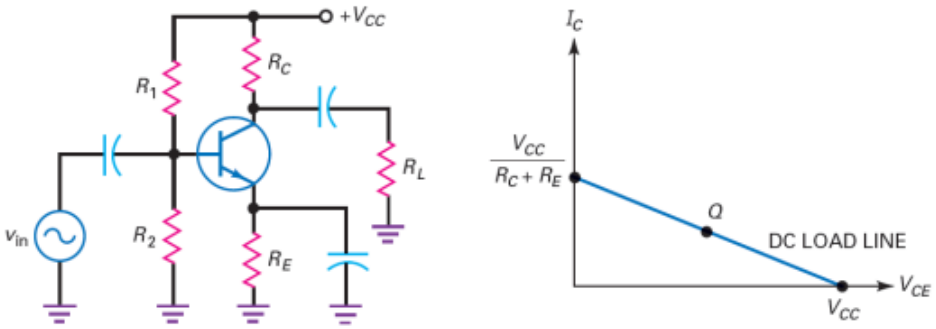
Soit le montage émetteur commun suivant :



Au repos I_c et V_{CE} sont égaux à I_{CO} et V_{CEO} c'est à dire le courant et la tension du collecteur quand il n'y a pas de signal d'entrée.

Si le transistor est saturé toute la tension d'alimentation V_{CC} se trouve entre les bornes de R_C et $R_E \Rightarrow I_{Csat} = \frac{V_{CC}}{R_E + R_C}$

Si le transistor est bloqué toute la tension V_{CC} se trouve aux bornes C et E
$V_{CE} = V_{CC}$



Le montage émetteur commun et le graphe de la droite de charge statique.

Droite de charge dynamique

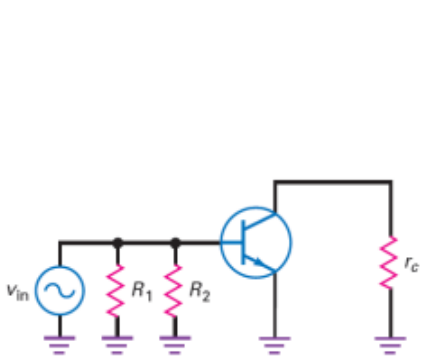
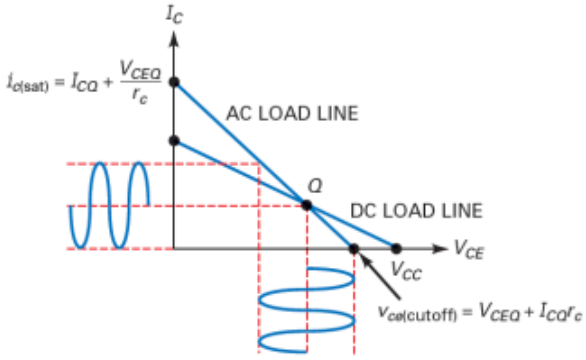


Schéma équivalent en dynamique



Droite de charge dynamique (AC load line)

Avec $r_c = R_C // R_L$:

L'equation de la droite de charge dynamique s'écrit :

$$i_c = -\frac{v_{ce}}{r_C}$$

i_c et v_{ce} étant les variations du courant et de la tension collecteur lorsque le montage est attaqué par un signal alternatif à l'entrée.

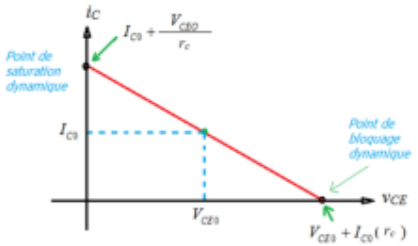
$i_C = I_{CO} + i_c \Rightarrow i_c = i_C - I_{CO}$

$v_{CE} = V_{CEO} + v_{ce} \Rightarrow v_{ce} = v_{CE} - V_{CEO}$

Remplaçons i_c et v_{ce} dans l'équation de la droite de charge dynamique

$$i_C - I_{CO} = -\frac{v_{CE}}{r_C} + \frac{V_{CEO}}{r_C}$$

$$i_C = I_{CO} - \frac{v_{CE}}{r_C} + \frac{V_{CEO}}{r_C}$$

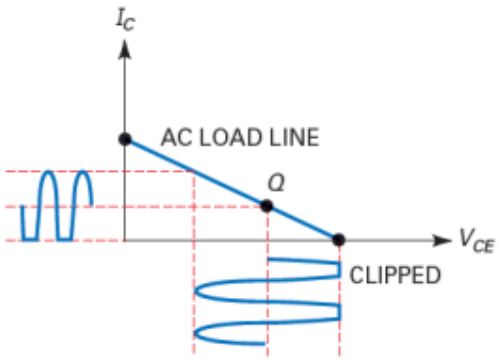


A chaque instant t le point P est quelque part sur la droite de charge dynamique.

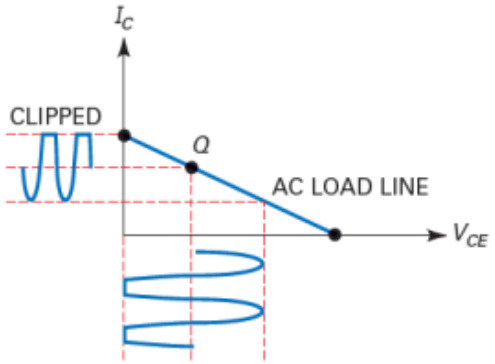
I - Amplificateur classe A

Si on surexcite un amplificateur, le signal de sortie sera tronqué à l'une ou l'autre de ses crêtes;

Ecrêtage du au bloquage.
Lorsque le point Q est au dessous du milieu de la droite de charge dynamique le signal atteint le point de blocage et l'amplitude maximale qu'il peut atteindre sans distorsion du signal est $I_{C0}\, r_C$.

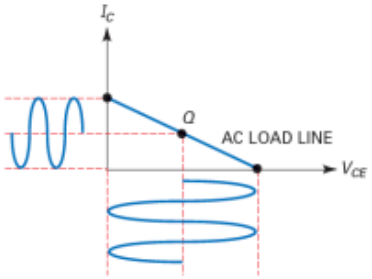


Ecrêtage du à la saturation du signal
Lorsque le point Q est au dessus du milieu de la droite de charge dynamique le maximum du signal de sortie est V_{CE0}.



Signal maximum sans saturation

Lorsque le point de fonctionnement est situé au milieu de la droite de charge dynamique on a V_{CE0} et aussi $I_{C0}r_c$, c'est l'amplitude maximale que peut atteindre le signal de sortie sans se déformer.



1) définition de l'amplificateur classe A

Le fonctionnement classe A signifie que le signal ne présente pas d'écrêtage ni à une extrémité ni à l'autre.

On obtient le plus grand signal non écrêté lorsque le point de fonctionnement P est situé au milieu de la droite de charge dynamique.

Si P est au milieu de cette droite, cela signifie que $I_{csat} = 2I_{co}$ et $V_{CE(blocage)}) = 2V_{CEO}$

D'après la droite de charge dynamique on a $V_{CE\ (blocage)} = V_{CEO} + I_{co}\, r_C$

C'est à dire $2V_{CEO} = V_{CE} + I_{CO}\, r_C$

$\Rightarrow r_C = \frac{V_{CEO}}{I_{CO}}$ (P centré)

Cette équation est très utile pour la conception des amplificateurs de puissance.

1) Puissance maximum de sortie:

I_c a pour amplitude I_{CO}

V_{CE} a pour amplitude V_{CEO}

La puissance de sortie maximum en régime dynamique:

$P_S(max) = Veff.Ieff = \frac{V_{CEO}}{\sqrt{2}} . \frac{I_{CO}}{\sqrt{2}}$

$\Rightarrow P_S(max) = \frac{V_{CEO} I_{CO}}{2}$: Puissance maximale fournie à la charge

3) Le rendement de l'amplificateur

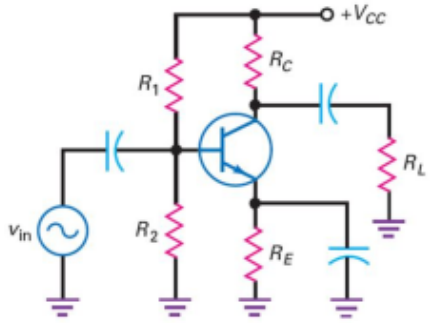
La puissance fournie par l'alimentation continue s'écrit :

$P_{CC} = V_{CC} . I_{CO}$

Le rendement de l'amplificateur est son aptitude à convertir la puissance continue de l'alimentation en puissance de sortie en régime dynamique. Il est intéressant de chercher un rendement élevé (sur tout dans le cas d'utilisation des piles)

$\eta = \frac{Psortie}{V_{CC} I_{CO}}$ (ou $\frac{Psortie}{(V_{CC} + V_{EE}) I_{CO}}$ circuits alimentés par deux sources)

Exemple :



R_1=600Ω, R_2 = 300 Ω, R_C = 100 Ω, R_E = 100 Ω, R_L = 100 Ω

V_B = 5V $\Rightarrow V_E \approx$ 5 volts

$I_{CO} = I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{5}{100} = 50mA$

$V_{CEO} = V_C - V_E$ = 5 volts, (on a 5 V aux bornes de R_E et donc 5 V aussi aux bornes de R_C car les 2 résistances sont parcouruees par le même courant et donc il reste 5 volts entre le collecteur et l'émetteur)

La puissance de sortie maximum et $P_{S\,max} = \frac{V_{CEO} I_{CO}}{2} = \frac{5 \times 0{,}05}{2} = 0{,}125w$.

La puissance $P_{CC} = V_{CC} I_{CO}$ = 15 x 0,05 = 0,75 w

Le rendement η = 16,7%

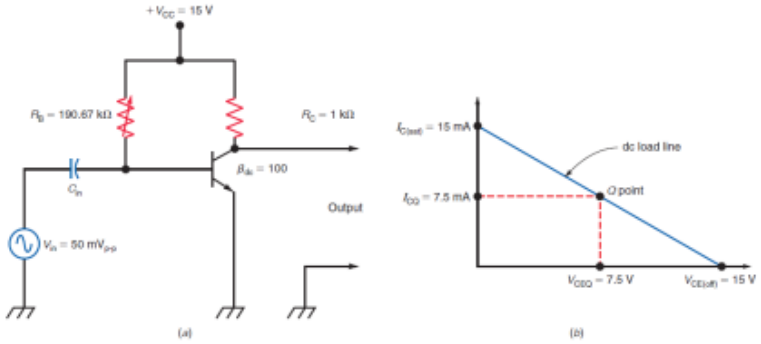
Ce montage convertit donc 16,7 % de la puissance d'alimentation en puissance de sortie en régime dynamique.

Un amplificateur classe A peut être amélioré pour avoir un rendement de 25%.

De même si on utilise un couplage à transformateur on arrive à η de 50 % (utilisation en radio fréquence)

Etude d'un exemple amplificateur classe A.

Figure 31–2 Common-emitter class A amplifier. (a) Circuit. (b) DC load line.



$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} = \frac{15\text{ V} - 0.7\text{ V}}{190.67\text{ k}\Omega} = 75\ \mu\text{A}$$

$$I_C = I_B \times \beta_{dc} = 75\ \mu\text{A} \times 100 = 7.5\text{ mA}$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C = 15\text{ V} - (7.5\text{ mA} \times 1\text{ k}\Omega) = 15\text{ V} - 7.5\text{ V} = 7.5\text{ V}$$

$$V_{CE(off)} = V_{CC} = 15\text{ V}$$

$$I_{C(sat)} = \frac{V_{CC}}{R_C} = \frac{15\text{ V}}{1\text{ k}\Omega} = 15\text{ mA}$$

On peut remarquer que le point de fonctionnement est situé au milieu de la droite de charge statique.
La valeur maximale que peut atteindre l'amplitude du signal à la sortie est $V_{CC}/2 = 7{,}5$ V.
Le point de repos est situé à $V_{CE0} = 7{,}5$ volts et peut osciller à une amplitude allant jusqu'à 7,5 V sans avoir distorsion du signal.
Au repos (sans application du signal sinusoïdal) La puissance continue dissipée par le transistor est $P_{DC} = V_{CE0}\ I_{C0}$, cette puissance ne doit pas être supérieure à la puissance maximale que supporte le transistor (P_{Dmax}).

$$P_{DC} = V_{CEO} \times I_{CO}$$
$$= 7.5\ \text{V} \times 7.5\ \text{mA}$$
$$= 56.25\ \text{mW}$$

Cette puissance de 56,25mW est la puissance maximale dissipée dans le transistor, lorsque le signal sinusoïdal est appliqué, la puissance dissipée dans le transistor d'un amplificateur classe A, diminue.

Puissance du signal alternatif dissipé dans la charge.

La puissance due au signal alternatif dissipée dans la charge (ici la résistance R_C) est donnée par :
$P_L = V_{eff}.\ I_{eff}$

$P_L = \frac{V_{max}.\ I_{max}}{\sqrt{2}.\sqrt{2}} = \frac{V_{max}^2}{2.R_C}$ Vmax étant la valeur maximale que peut atteindre le signal c'est-à-dire $V_{CC}/2$

$P_L = \frac{V_{CC}^2}{8R_C} = 28{,}25\ \text{mW}$

Puissance fournie par la source continue.

La source continue fournit à l'amplificateur classe A une puissance $P_{CC} = V_{CC}.\ I_{C0}$
P_{CC} (mW) = 15 x 7,5 (mA)
$P_{CC} = 112{,}5$ mW

Le rendement

Le rendement d'un amplificateur représente le pourcentage de la puissance fournie par la source continue qui est convertie en puissance utile consommée par la charge sous forme de signal.

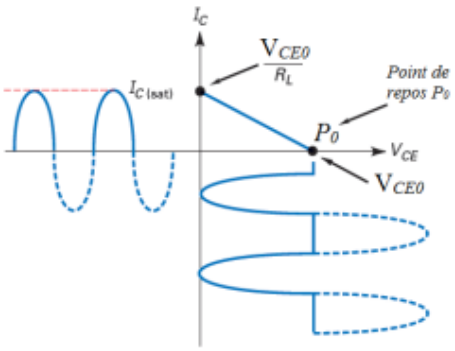
$\eta = \frac{P_L}{P_{CC}}$. x 100 : Dans notre exemple $\eta = \frac{28{,}25}{112{,}5}\ 100 = 25\%$

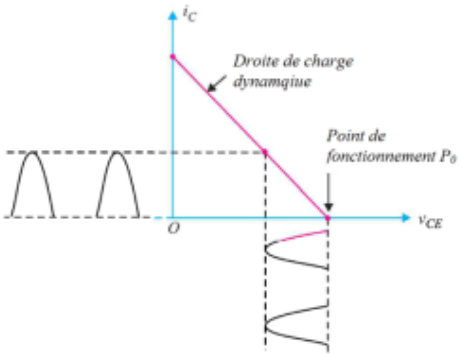
II - Amplificateur classe B:

L'utilisation de l'amplificateur classe A conduit aux circuits de polarisation les plus simples et les plus stables, mais son rendement reste faible;
L'amplificateur classe B est un circuit à deux transistors (push pull) qui présente un rendement meilleur;

1) La droite de charge dynamique (classe B)

Dans un amplificateur classe B le transistor est polarisé de telle sorte que le point de fonctionnement soit situé sur le point de blocage (P_0 dans la figure).





Le point de repos P_0 coïncide avec le point de blocage, ses coordonnées sont : Ico = 0 et V_{CE0} = $V_{CE(blocage)}$. Le transistor conduit donc pendant une demi alternanc et est bloqué pendant l'autre demi alternance.
On utilise donc deux transistor l'un pour amplifier les alternances positives du signal l'autre pour les alternances négatives (push pull) ainsi on obtient un signal sinusoïdal complet à amplitude élevée,

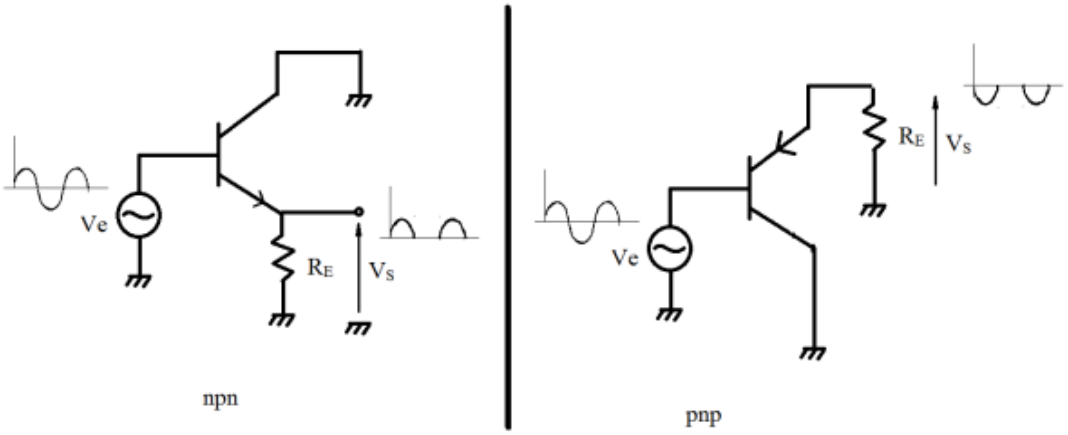
On a vu que $I_{C(sat)} = I_{CO} + \frac{V_{CEo}}{R_c + R_E}$

Or ici on a $I_{CO} = 0$ donc $I_{C(sat)} = \frac{V_{CEO}}{R_C + R_E}$ (classe B)

$I_{csat} = \frac{V_{CEO}}{R_C + R_E}$ équation très importante car elle permet de calculer le courant I_{CO}, la puissance de charge et la puissance dissipée.

2) fonctionnement du Push Pull

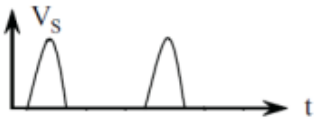
Soient les deux montages représentés en régime dynamique



npn pnp

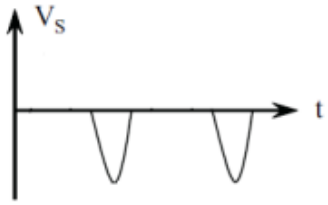
Transistor NPN

Pendant l'alternance positive de Ve la diode Emetteur conduit et le point de fonctionnement passe du point de blocage au point de saturation. Pendant la demi - période négative le transistor est bloqué diode Emetteur polarisée en inverse aucun courant ne circule.
Le signal de sortie a la forme suivante :

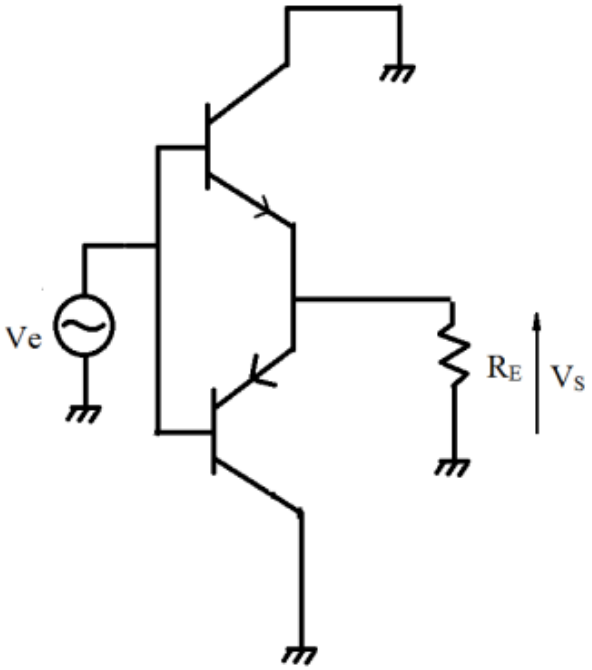


Transistor PNP

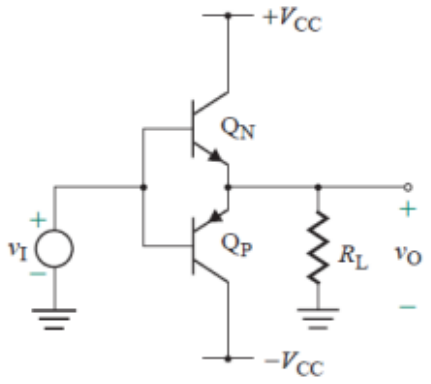
On a les même conditions c'est à dire P_0 sur le point de blocage
Pendant la demi période positive de ve la diode Emetteur et polarisée en inverse et aucun courant collecteur ne circule, mais pendant la demi période négative le courant collecteur circule (diode Emetteur polarisée en direct) le point de fonctionnement passe donc vers le point de saturation.



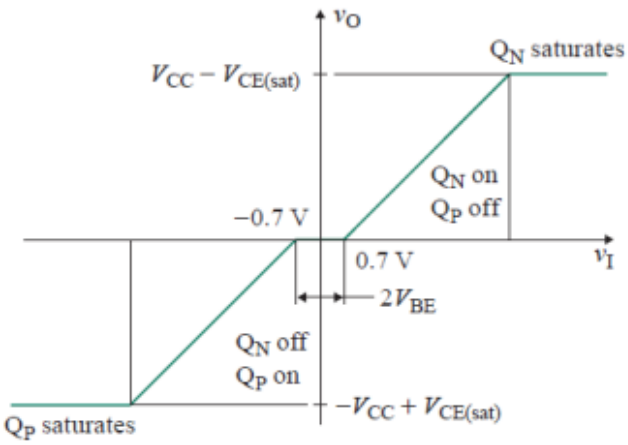
Le montage Push Pull s'obtient par l'association de ces deux montage npn et pnp on obtient :



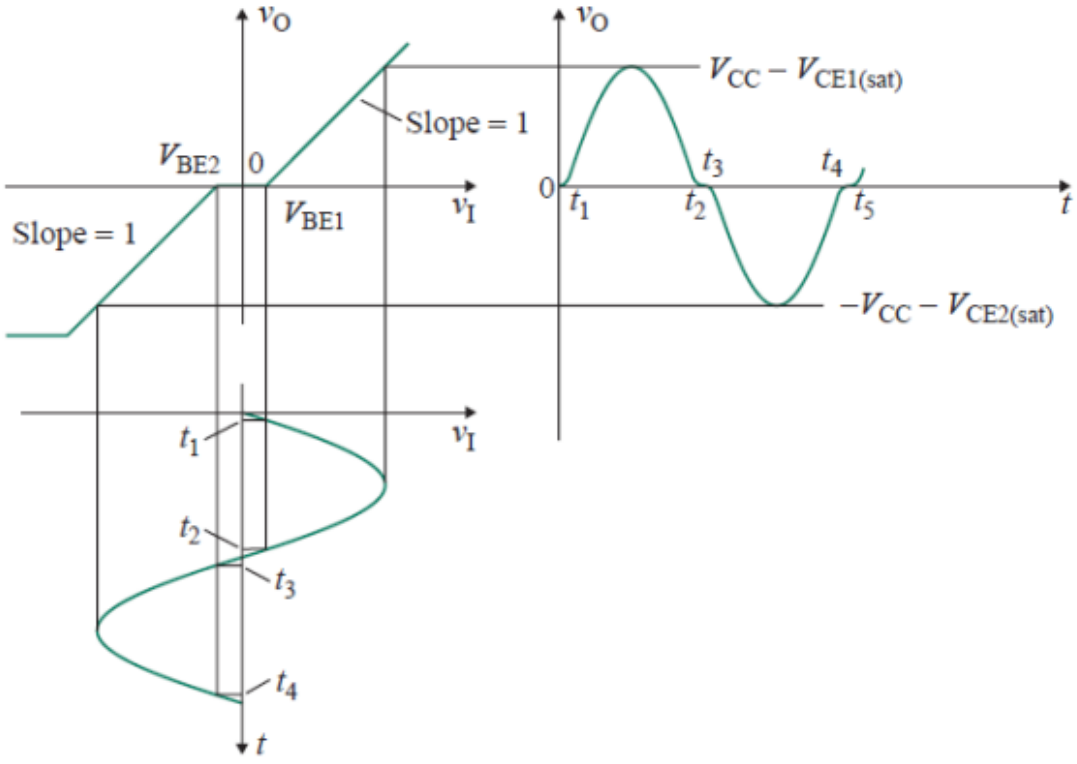
Le transistor npn amplifie la partie positive du signal d'entrée ve et le transistor pnp amplifie la partie négative, on obtient donc à la sortie un signal sinusoïdal complet.



(a) Circuit



(b) Transfer characteristic



Le signal de sortie est contient une distorsion :

Exemple numérique

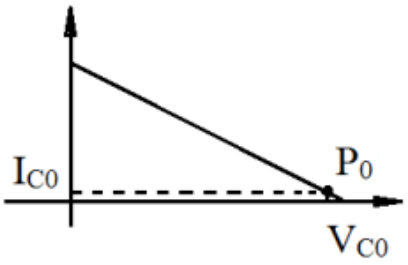
Prenons le même montage, on suppose que chaque transistor à une tension de repos :

$V_{CE0} = 10$ V et $R_E = 8\Omega$

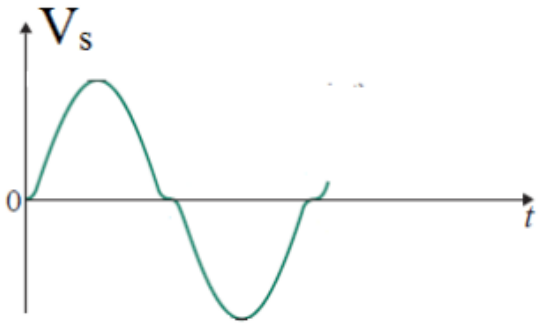
$I_{C(sat)} = \frac{V_{CE0}}{R_C + R_E}$ ici $R_C = 0$ donc $I_{C(sat)} = \frac{10}{8} = 1{,}25A$

3)**Distorsion:**

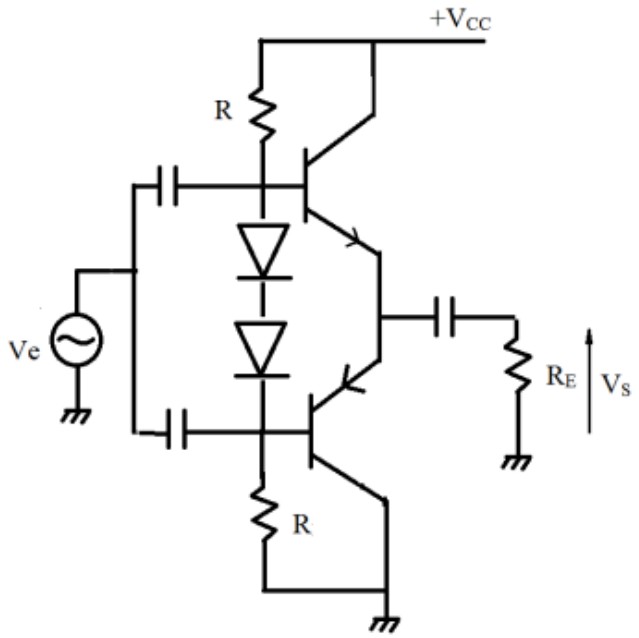
Un inconvénient de l'amplificateur classe B réside dans le fait que le point P_0 n'est pas situé parfaitement sur le point de blocage, mais il est légèrement au dessus de ce point.



En effet si aucune polarisation n'est appliquée aux diodes Emetteurs le signal d'entrée doit dépasser un seuil de 0,7 pour rendre la diode E passante dans le npn de même pour le pnp la demi période négative doit descendre au dessous de -0,7 V pour que la diode Emetteur de ce transistor devienne passante;
La tension de sortie obtient donc la forme :



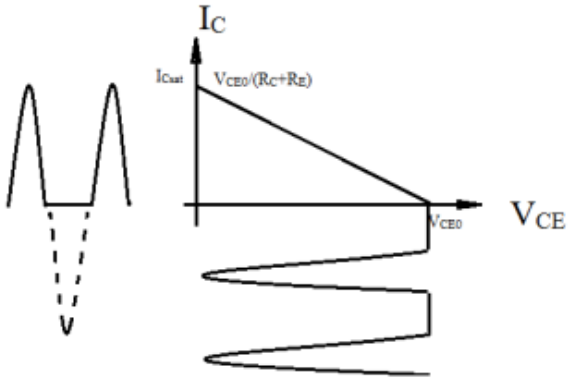
Le signal de sortie n'est plus donc sinusoïdal puisqu'il est tronqué entre les deux demi - périodes. Cet effet se produit entre le blocage d'un transistor et la conduction de l'autre, il s'appelle donc distorsion de recouvrement.
Pour corriger ce problème, il faut appliquer une légère polarisation directe à chaque diode Emetteur, afin de rapprocher le point P0 du point de blocage. Cette légère polarisation est appelée polarisation d'entretien.
En général on utilise le montage suivant :



3) Calcul des puissances:

Puissance de sortie:

La tension de sortie est donc un signal sinusoïdal d'amplitude V_{CE0}, le courant I_C à une amplitude de I_{Csat}



Donc $P_{S(max)} = Veff\ Ieff = \frac{V_{CE0}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{Csat}}{\sqrt{2}}$

$P_{S(max)} = \frac{V_{CE0} I_{csat}}{2}$

La puissance fournie par l'alimentation est

$P_{CC} = V_{CC}\, I_{moy}$

I_{moy} = courant moyen fourni aux transistors pendant une période

$I_{moy} = \frac{1}{T}\int_0^T Icdt$ on a $Ic = I_{Csat} \sin \omega t$ dans $[0, \frac{T}{2}]$

$I_C = 0$ dans $\left[\frac{T}{2}, T\right]$ donc

$$Imoy = \frac{1}{T}\int_0^{\frac{T}{2}} ICsat \sin \omega t dt$$

$$Imoy = \frac{Icsat}{T}\int_0^{\frac{T}{2}} \sin \omega t dt$$

$$Imoy = \frac{Icsat}{T}\left[\frac{\cos \omega t}{\omega}\right]_0^{\frac{T}{2}}$$

$$Imoy = \frac{Icsat}{T.\omega}\underbrace{(-\cos\frac{2\pi}{T}\frac{T}{2} + \cos 0)}_{2}$$

$$Imoy = \frac{Icsat \times 2}{\frac{2\pi}{T}T}$$

$$Imoy = \frac{Icsat}{\pi}$$

Donc la puissance continue P_{CC} est égale à $\frac{VccIcsat}{\pi}$

Dans un circuit à une seule alimentation comme celui du schéma précédent on a : $V_{CEO} = \frac{Vcc}{2}$

Donc $P_S(max) = \frac{VccIcsat}{4}$

$\Rightarrow$ le rendement maximum d'un amplificateur Push pull classe est :

$$\eta = \frac{\frac{VccIcsat}{4}}{\frac{VccIcsat}{\pi}} = \frac{\pi}{4} = 0{,}785$$

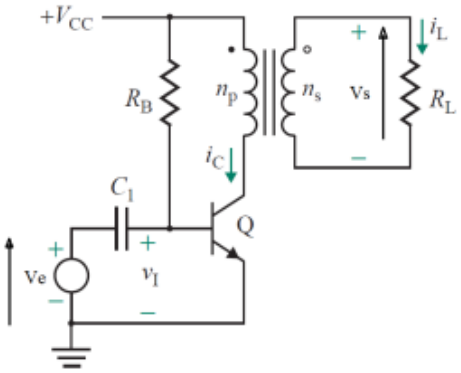
Donc un montage pushpull classe B présente un rendement maximal.

On peut conclure que l'amplificateur typique push pull classe B est bien plus efficace que l'amplificateur classe A.

Le NPN amplifie la partie positive de ve et pnp la partie négative de ve, on obtient donc à la sortie un signal sinusoïdal complet.

Exercice

L'amplificateur classe A avec charge sur transformateur.
Soit le montage suivant:



On suppose que le transformateur est parfait c'est à dire on a

$\frac{V_2}{V_1} = \frac{i_1}{i_2} = m$: rapport de transformation

1) déterminez la Rc la résistance d'entrée vue par le primaire en fonction de Ru et m
2) a) représentez la droite de charge statique

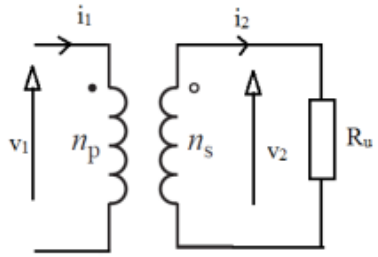
b) représentez la droite de charge dynamique sur le même graphique sachant que P_0 est au milieu de cette droite.

c) déterminez la pente de cette droite.

3) calculez R_C et m
4) calculez le rendement

Réponse :

Soit le transformateur parfait suivant :



R_u : résistance de charge.

$\frac{v_2}{v_1} = m = \frac{i_1}{i_2}$; m est le rapport de transformation

Déterminons $R_C = \frac{v_1}{i_1}$: résistance d'entrée vue par le primaire

On a $v_2 = R_u i_2$

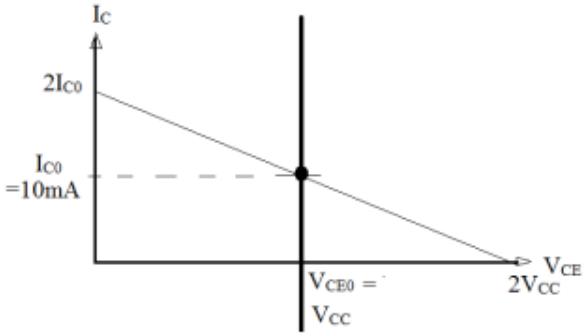
remplaçons V_2 par mV_1 et i_2 par $\frac{i_1}{m}$, il vient :

$v_1.m = Ru\frac{i_1}{m}$ soit $\frac{v_1}{i_1} = \frac{Ru}{m^2}$

on a donc $R_C = \frac{R_u}{m^2}$, c'est la résistance équivalente vue entre les deux bornes du primaire.

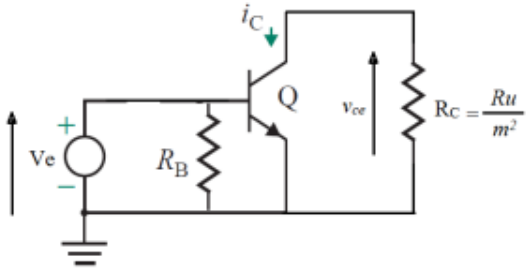
Droites de charge

En continu l'enroulement primaire du transformateur supposé parfait se comporte comme un court - circuit, dans ce cas on a $V_{CE} = V_{CC}$.
La droite de charge statique et donc parallèle à l'axe des ordonnées.
P_0 a pour coordonnés {$V_{CEO} = v_{CC} = 10$ V et $I_{CO} = 10$ mA }



Pente de la Droite de charge dynamique : $-\frac{I_{CO}}{V_{CEO}} = -\frac{I_{CO}}{V_{CC}} = -10^{-3}$

En dynamique on a:



$v_{ce} = -R_C . ic$ soit $i_c = -\frac{1}{R_C} vce$

$-\frac{1}{R_C}$ = pente = $-10^{-3} \Rightarrow Rc = 1\ k\Omega$

d'où m = $\sqrt{\frac{R_u}{R_c}} = 1$

Calcul du rendement

- Puissance fournie pour l'alimentation en continue :

$Pcc = Vcc.Ico = 10.10.10^{-3} = 0,1 watts$

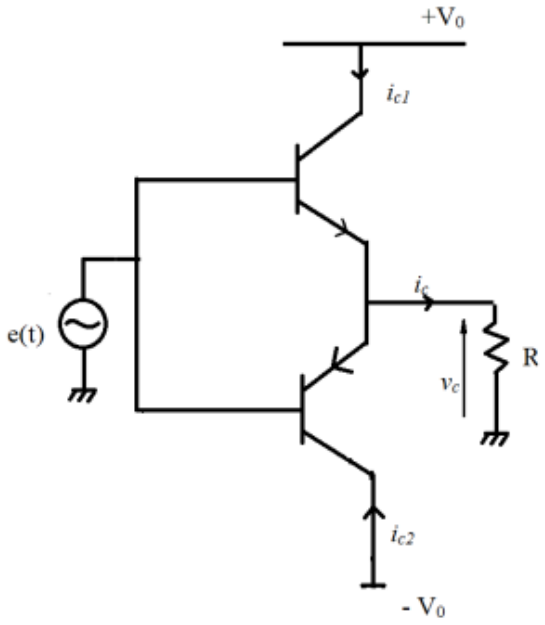
- Puissance de sortie maximale.

$P_S(max) = Veff.Ieff = \frac{V_{CEO}}{\sqrt{2}} \frac{I_{CO}}{\sqrt{2}} = \frac{Vcc.Ico}{2} = 0,05 watts$

$$\eta = \frac{0,05}{0,1} = 50\%$$

Exercice

On considère l'étage amplificateur de la figure, comprenant deux transistors complémentaires.



E(t) = Esin(ωt)
V0 = 10 V
R= 20 Ω

1) Déduire le fonctionnement de l'étage pour chacune des alternances de e(t) dans les deux cas suivants :
E≤ 0,5 V ; E > 0,5 V
Quelle est la classe de fonctionnement de chacun des transistors.

2) Tracer la droite de charge statique du transistor T_1 (npn), y placer le point de fonctionnement P_0. Quelles sont les coordonnées I'_{C0}, V'_{CE0} du point de fonctionnement P'_0 du transistor T_2 (pnp).

3) Calculer le rendement

Réponse :

1) Si E≤ 0,5 V les transistors T1 et T2 sont tous les deux bloqués puisque l'amplitude de e(t) n'atteint jamais leurs seuils de conduction. Dans ce cas i_S et V_S sont nuls.

Si E > 0,5 V
e(t) dépasse le seuil de conduction des transistors :

Pendant l'alternance positive :

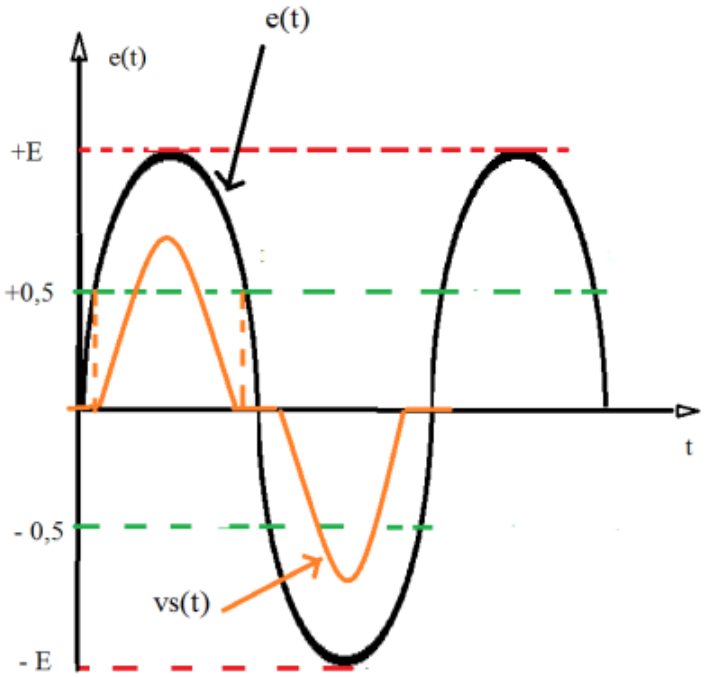
e(t) < 0,5 V alors les 2 tr sont bloqués $V_s = 0$
e(t) > 0,5, T_1 conduit alors que T_2 est bloqué, on a donc :

$$Vs = e(t) - v_{be1} \text{ et } i_s = i_{c1} = v_s/R$$

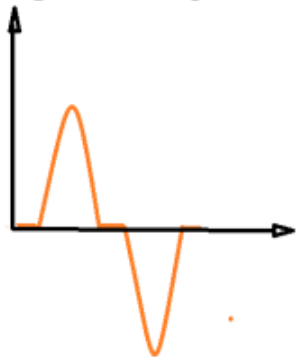
Pendant l'alternance négative

e(t) > - 0,5 V alors les 2 tr sont bloqués $V_s = 0$
e(t) < - 0,5, T_2 conduit alors que T_1 est bloqué, on a donc :

$$Vs = e(t) - v_{be2} \text{ et } i_s = i_{c2} = v_s/R$$



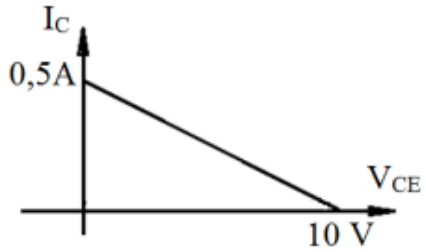
Le signal de sortie présente une distorsion



Il s'agit d'un fonctionnement classe B.

2) Droite de charge

$V_0 = V_{CE1} + RI_{C1}$
Lorsque $V_{CE1} = 0$, $I_{C1} = V/R = 0{,}5$ A
Lorsque $I_{C1} = 0$, $V_{CE} = 10$ V



Au repos T_1 et T_2 sont bloqués.
Les points de repos ont pour coordonnées :

$$T_1 : \begin{cases} I_C = 0 \text{ A} \\ V_{CE} = 10 \text{ V} \end{cases} \qquad T_2 : \begin{cases} I_C = 0 \text{ A} \\ V_{CE} = -10 \text{ V} \end{cases}$$

2) Calcul du rendement (on négligera la distorsion)

Chaque transistor conduit pendant une ½ période donc la puissance fournie pour le NPN est :

$$P_1 = \frac{1}{T}\int_0^{T/2} V_0 i_{C1}\,dt = \frac{V_0}{T}\int_0^{T/2} i_{C1}\,dt$$

$$P_1 = \frac{V_0}{T}\int_0^{T/2} i_{c1max}\sin(\omega t)\,dt = \frac{V_0 i_{c1max}}{T}\left[-\frac{\cos(\omega t}{w}\right]_0^{T/2}$$

$$P_1 = \frac{V_0 i_{c1max}}{T\omega}\left[-\cos\left(\omega\frac{T}{2}\right) + \cos(0)\right]$$

$$P_1 = \frac{2V_0 i_{c1max}}{2\pi} = \frac{V_0 i_{cmax}}{\pi}$$

Pour les deux transistors la puissance est : $\frac{2V_0 i_{cmax}}{\pi} = \frac{2V_0 Vs_{max}}{\pi R}$

La puissance en sortie est : $P_s = RI_{Seff}^2 = \frac{V_{seff}^2}{2R} = \left(\frac{V_{Smax}}{\sqrt{2}}\right)^2 . \frac{1}{R}$

$P_S = \frac{Vs_{max}^2}{2R}$

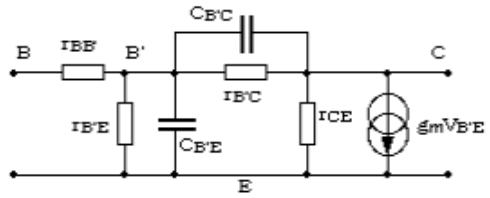
Le rendement sera donc :

$$\eta = \frac{Vs_{max}^2}{2R} \cdot \frac{\pi R}{2V_0 Vs_{max}} = \frac{\pi Vs_{max}}{4V_0}$$

Pour Vsmax = E, on a $\eta = \frac{\pi}{4} = 78{,}5\%$

CHAPITRE X
Fonctionnement du transistor en Hautes fréquences.

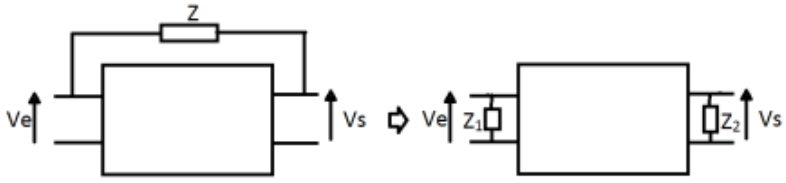
Les études qu'on a vues jusqu'à présent sur le fonctionnement dynamique du transistor, sont valable uniquement des le domaine des basses fréquences (quelques dizaines de kiloherzs, voie, quelques centaines.
En hautes fréquences le comportement des transistors est différent, certaines capacités présentes dans la structure interne du transistor qui possèdent des impédances très grandes en basses fréquences doivent être prises en considération en hautes fréquences car leurs impédances ne sont plus infinies.
De ce fait, le schéma équivalent doit être modifié. En hautes fréquences on utilisera le schéma équivalent dit schéma de Giacoletto qui est le suivant :



B' est la base virtuelle et interne au transistor. Au lieu de h_{11} on deux résistance $r_{BB'}$ et $r_{B'C}$. $r_{BB'}$ sera faible (inférieur à $100\,\Omega$ en général), inférieure à $r_{B'E}$.

La capacité base-émetteur $C_{B'E}$ qui viendra shunter $r_{B'E}$ en haute fréquence. Pour certains transistors elle est de l'ordre de 30pF.
La résistance $r_{B'C}$ (très grande et souvent négligée) en parallèle avec $C_{B'C}$ appelée capacité Miller, entre l'entrée et la sortie. $C_{B'C}$ est de l'ordre de 10pF.
La résistance r_{CE} au lieu du terme $1/h_{22e}$ qu'on avait en basses fréquences.
A la place du gain en courant, on utilise plutôt la pente g_m du transistor.
Ce schéma de Gicoletto est plus difficile à étudier, si on le compare avec les schémas qu'on a déjà vus en basses fréquences. Pour le simplifier on utilise en général le théorème de Miller

Théorème de Miller :



Le schéma à gauche peut être remplacé par celui de droit si on effectue les transformations suivantes :

$$Z_1 = \frac{Z}{1 - Av} \quad ; \quad Z_2 = \frac{Z}{1 - \frac{1}{A_V}}$$

On applique donc ce théorème au schéma de Giacolletto, dans lequel le condensateur $C_{B'C}$ qui est située entre l'entrée et la sortie de l'amplificateur, son impédance correspond dons à Z dans le théorème de Miller et donc on calcule az1 et Z1 et Z2 et on obtient un schéma dynamique simulable à ceux que nous avons travaillée en basses fréquence.

Exercice :
1) dessiner le montage de Giacolleto après application du théorème de Miller
Calculer dans ce nouveau montage le gain en tension