

Université Ibn Tofail
Facultés des sciences
Département de physique
Kenitra



Cours

d'Electronique analogique

Filière Sciences de la Matière Physique (SMP)
Semestre 5

Pr. Omar MOUHIB

Année universitaire 2015-2016

Sommaire

Chapitre 1 : Rappel sur le transistor bipolaire.....7

- 1- Introduction
- 2- Structure et fonctionnement d'un transistor
 - 2.1- Structure du transistor bipolaire
 - 2.2- Principe de fonctionnement d'un transistor (Effet transistor)
 - 2.3- Equations d'un transistor
- 3- Montages de base des transistors
- 4- Réseaux de caractéristique du transistor NPN
- 5- Effet Early :
- 6- Principaux paramètres des transistors bipolaires
- 7- Polarisation du transistor
 - 7.1- Droite de charge statique - Droite d'attaque statique
 - 7.2- Polarisation par une résistance de base
 - 7.3- Polarisation par réaction d'émetteur
 - 7.4- Polarisation par pont diviseur
 - 7.5- Polarisation par réaction de collecteur.
- 8- Transistor Bipolaire en régime dynamique
 - 8.1- Introduction
 - 8.2- Modèle équivalent basse fréquence du transistor bipolaire :

Chapitre 2 : Amplification linéaire à transistor bipolaire.....21

- 1- Généralités sur l'amplification
 - 1.1- Définition
 - 1.2- Différents types d'amplification
 - 1.3- Amplification en tension à charge
 - 1.4- Amplification en courant
 - 1.5- Bilan de puissance
 - 1.6- Bande passante
 - 1.7- Dynamique de sortie maximum
 - 1.8- Distorsion
- 2- Montages fondamentaux du transistor bipolaire
 - 2.1- Etude du montage émetteur commun
 - 2.1.1- Amplification en tension
 - 2.1.2- Amplification en courant

2.1.3- Amplification en puissance	
2.1.4- Impédance d'entrée	
2.1.5- Impédance de sortie	
2.1.6- Conclusion	
2.3- Montage collecteur commun	
2.4- Montage base commune	
2.5- Comparaisons des montages	
3- Influence des capacités de liaison et capacité de découplage	
3.1- Influence de la capacité de liaison (couplage)	
3.2- Influence de la capacité de découplage.	
Chapitre 3 : Amplificateur en hautes fréquences.....	37
1- Modèle équivalent en haute fréquence du transistor bipolaire :	
2- Réponse fréquentielle du transistor	
3- Théorème de Miller :	
4- Montage émetteur commun en HF.	
5- Facteur de mérite :	
6- Montage base commune en HF.	
7- Montage cascode :	
Chapitre 4 : Montages à plusieurs transistors.....	47
1- Introduction	
2 – Amplificateurs à liaison directe	
3 – Liaison par condensateur entre deux étages	
4 – Montage Darlington	
4.1 – Principe	
4.2 – Schéma équivalent	
4.3 – Gain en courant	
4.4 – Résistance d'entrée	
4.5 – Résistance de sortie	
5- Miroir de courant	
Chapitre 5: Transistor à Effet de Champ.....	51
1 – Etude théorique	
1.1 – Composition	
1.2 – Symbole	
1.3 – Principe de fonctionnement	
1.4 – Réseau de caractéristiques	
2 – Polarisation	

2.1 – Polarisation par diviseur de tension	
2.2 – Polarisation automatique	
3 – Le JFET en régime dynamique	
4 – Montages fondamentaux	
4.1– Montage source commune	
4.2 – Montage drain commun	
4.3 – Montage grille commune	
4.4 – Comparaison avec le transistor bipolaire :	
5 – Le JFET en commutation analogique	
6 – JFET en Hautes Fréquences	
Chapitre 6 : Amplificateur différentiel.....	61
1- Généralité	
2- Etude statique	
2.1- Polarisation du montage.	
2.2- Analyse du montage en « mode différence »	
2.3- Analyse du montage en « mode commun »	
3- Etude dynamique	
3.1- Analyse du montage en « mode différence »	
3.2- Analyse du montage en « mode commun »	
3.3- Coefficient de différentiation	
3.4- Amélioration du montage	
Chapitre 7 : Montages fondamentaux avec les Amplificateurs Opérationnels.....	69
1- Présentation	
2- Caractéristique de transfert	
3- AO idéal ou parfait :	
4- Fonctionnement en régime linéaire	
4.1- Montage inverseur	
4.2- Montage non inverseur	
4.3- Sommateur (ou Additionneur)	
4.4- Soustracteur	
4.5- Dérivateur	
4.6- Intégrateur	
5 - Fonctionnement en régime saturé	
5.1- Comparateur simple	
5.2- Comparateur à hystérésis (Trigger de Schmitt)	
5.3- Multivibrateur	

Chapitre 8 : Filtrage Analogique.....79

- 1- Définition :
- 2- Les filtres passifs :
- 3- Les filtres actifs :
 - 3.1- Structure de RAUCH
 - 3.2- Structure de SALLEN KEY

Chapitre 9 : Principe de la contre-réaction.....87

- 1- Principe et définition
- 2- Structure d'un système bouclé
 - 2.1- Définition :
 - 2.2- Equations d'un système bouclé :
- 3- Les différents types de contre-réaction
- 4- Propriétés de la contre-réaction
 - 4.1- Stabilisation du gain en boucle fermée
 - 4.2- Elargissement de la bande passante
 - 4.3- Réduction du bruit et de distorsion
 - 4.4- Modification des impédances d'entrée et de sortie
 - A- Cas de contre-réaction tension-tension
 - ❖ Effet sur l'impédance d'entrée
 - ❖ Effet de l'impédance de sortie
 - B- Cas de contre-réaction courant-tension
 - ❖ Effet sur l'impédance d'entrée
 - ❖ l'effet sur impédance de sortie :
 - C- Cas de contre-réaction courant-courant
 - ❖ Impédance d'entrée
 - ❖ L'effet sur l'impédance de sortie
 - D- Cas de contre-réaction tension-courant
 - ❖ L'effet sur l'impédance d'entrée
 - ❖ l'effet sur l'impédance de sortie

ANNEXE: Rappels.....97

Chapitre 1 : Rappel sur le transistor bipolaire

1- Introduction

Inventé en 1948 par les physiciens américains Bardeen, Brattain et Shockley, le transistor est un composant à semi-conducteur qui remplit deux fonctions vitales en électronique: celles d'amplificateur (c'est un générateur de fort courant en sortie commandé par un faible courant en entrée) et de commutateur (à la manière d'un interrupteur marche/arrêt).

Le terme transistor est la contraction des termes anglais : transfer et resistor. Il s'agit d'une mise en série de trois couches semiconductrices. Les transistors peuvent être classés en trois classes principales:

- Les transistors bipolaires (Bipolar Junction Transistor, BJT)
- Les transistors unipolaires : Ce sont les transistors à effet de champ (FET : Field Effect Transistor) et il existe deux types de FET : le JFET et le MOSFET.
- Les transistors IGBT : sont des hybrides de bipolaire et de MOSFET, principalement utilisés en électronique de puissance.

Chaque classe a des propriétés spécifiques qui sont exploitées de manière ciblée dans la pratique. Le transistor bipolaire reste très utilisé dans les circuits à composants discrets ou les circuits intégrés qui exigent :

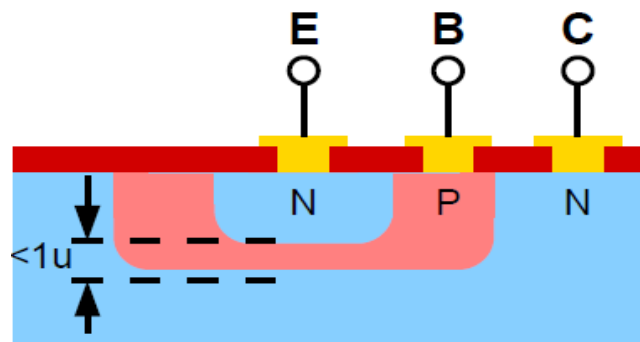
- Des courants de sortie élevés (étage de sortie/puissance) ;
- Une grande vitesse de commutation (Circuits logiques ultra-rapides) ;
- Un gain de tension élevé ;
- Un faible bruit ;
- La réalisation de fonctions linéaires à hautes performances.

Le but de ce chapitre est de faire un rappel de la structure et du principe de fonctionnement des transistors bipolaires.

2- Structure et fonctionnement d'un transistor

2.1- Structure du transistor bipolaire

Un transistor bipolaire est formé d'une série de trois couches NPN ou PNP de matériel dopé semiconducteur, tel qu'illustré sur le schéma ci-dessous. Chaque "zone" est reliée à une électrode: base (B), émetteur (E), collecteur (C). La base est très mince et son épaisseur est de l'ordre de quelques microns seulement.



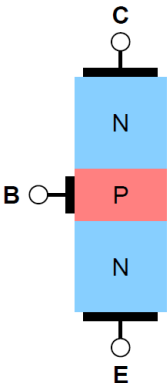
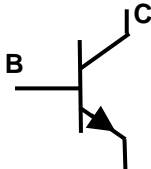
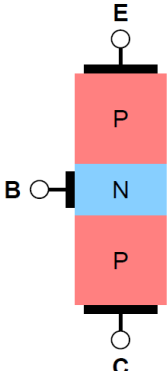
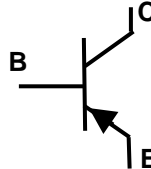
Dans une première approche on peut donc voir ce composant comme deux diodes montées en opposition (attention deux diodes ne pourront jamais faire un transistor, les jonctions PN

devant se trouver dans le même cristal). On distingue deux types de transistors bipolaires, les transistors NPN et les transistors PNP.

Le transistor NPN (PNP) est constitué par :

- Une couche N (P) fortement dopée constituant l'émetteur.
- Une couche P (N) très mince et faiblement dopée constituant la base.
- Une couche N (P) peu dopée constituant le collecteur.

Le tableau ci-dessous donne une vue d'ensemble de ces composants.

Type de transistor	Ordre des couches	Symbole
NPN		
PNP		

Le terme bipolaire est dû au fait que le passage du courant électrique dans le transistor vient de la circulation de charges positives (trous) et de charges négatives (électrons) contrairement à un matériau conducteur électrique, comme le cuivre, où seuls le déplacement des électrons crée le courant.

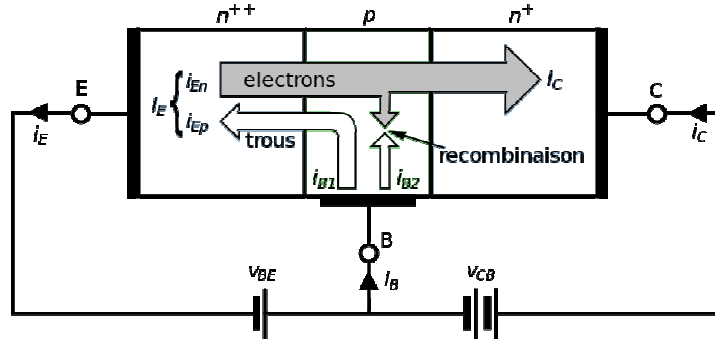
Les transistors NPN sont plus utilisés que les transistors PNP. Ceci est essentiellement dû au fait que le courant principal est un courant d'électrons. Ils seront donc "plus rapides", c'est-à-dire qu'ils posséderont des fréquences de travail plus élevées.

2.2- Principe de fonctionnement d'un transistor (Effet transistor)

Nous prendrons le cas d'un type NPN dans lequel on polarise la jonction, base-émetteur en direct ($V_{BE} > 0$), et la jonction base-collecteur en inverse ($V_{BC} < 0$). Cela signifie que les électrons de l'émetteur arrivent dans la base sous forme d'un courant de diffusion puisque la barrière de potentiel a été annulée. De la même manière les trous de la base diffusent vers l'émetteur. Il y'a des recombinaisons électrons-trous dans la base mais comme le nombre d'électrons injectés est très supérieur au nombre de trous et comme la base est très mince, beaucoup d'électrons échappent aux recombinaisons, sont attirés dans le collecteur car la polarisation entre la base et le collecteur est inverse. Alors il y a un courant de collecteur qui

dépasse beaucoup l'intensité du courant de base. La relation entre le courant de collecteur et le courant de base I_C/I_B est autour de 100/1 pour des transistors d'applications générales. Cette relation est appelée facteur d'amplification de courant ou le **gain en courant** β .

Ce rapport de proportionnalité est un paramètre intrinsèque au transistor et ne dépend que des caractéristiques physiques du transistor.



En résumé, le transistor est un composant électronique géré par la relation $I_C = \beta I_B$. Cette relation traduit la possibilité de contrôler un courant important I_C à l'aide d'un courant beaucoup plus faible I_B d'où son utilisation à grande échelle en amplification qui est un avantage majeur d'un transistor.

2.3- Equations d'un transistor

Considérant le transistor NPN et son symbole (figure 1), sa description passe par l'écriture des équations ci-dessous :

1- Equation des tensions : $V_{CE} = V_{CB} + V_{BE}$

2- Equation des courants : $I_E = I_B + I_C$

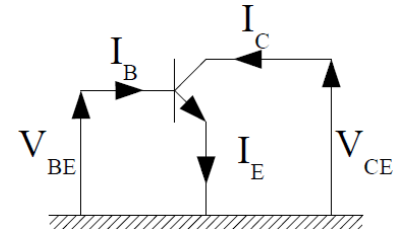


Figure 1

3- Equation de la jonction base-émetteur conductrice : $I_B = I_{SB} e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}$,

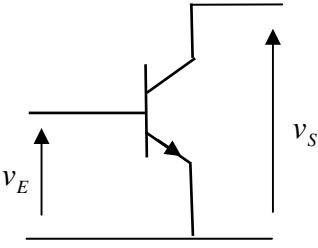
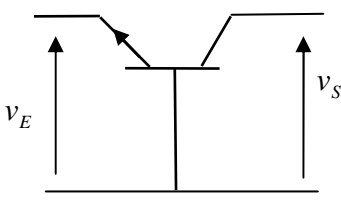
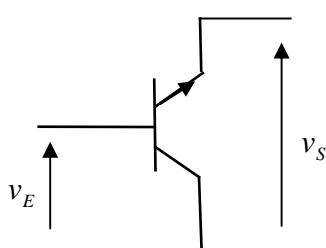
où V_T est le potentiel thermique équivalent à l'énergie thermique kT des porteurs de charge q : $V_T = \frac{kT}{q} = 26\text{mV}$ à $T=300\text{K}$, et I_{SB} est le courant de saturation inverse de la jonction BE

4- Equations du courant de collecteur : $I_C = \beta I_{SB} \left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A}\right) e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} = \beta \left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A}\right) I_B \cong \beta I_B$ avec

V_A est la tension d'Early (voir paragraphe 5)

3- Montages de base des transistors

Il y a différents circuits de base constitué de transistors : le montage émetteur commun, base commune et collecteur commun. Le nom du circuit indique quelle borne du transistor est commune à l'entrée et à la sortie du montage. Ces circuits sont présentés brièvement ci-dessous.

Montage émetteur commun	Montage base commune	Montage collecteur commun
		

Les trois montages peuvent être distingués par les paramètres suivants :

- Résistance d'entrée $R_e = \frac{v_e}{i_e}$.
- Résistance de sortie $R_s = \frac{v_s}{i_s}$.
- Facteur d'amplification de courant $A_i = \frac{i_s}{i_e}$.
- Facteur d'amplification de tension $A_u = \frac{v_s}{v_e}$.
- Fréquence de coupure f_{-3dB} .

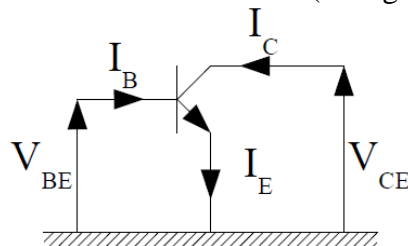
Le tableau ci-dessous donne une comparaison entre ces paramètres.

Montage	R_e	R_s	A_i	A_u	f_{-3dB}
Emetteur commun	moyenne	élevée	élevée	Elevée	basse
Base commun	petite	moyenne	<1	Elevée	élevée
Collecteur commun	Très élevée	petite	élevée	<1	basse

4- Réseaux de caractéristique du transistor NPN

En fonction du courant I_B injecté sur la base, le régime de fonctionnement du transistor sera différent. Pour étudier le régime de fonctionnement d'un transistor, il faut dissocier chaque jonction. Cela conduit à l'étude de deux circuits :

- Le montage sur la jonction BE : le circuit de commande (Source)
- Le montage sur la jonction CE : le circuit commandé (Charge)



On peut donc considérer le transistor comme un quadripôle, et en prenant le montage émetteur commun, les bornes d'entrée du quadripôle sont la base et l'émetteur, les grandeurs

d'entrée sont I_B et V_{BE} . La sortie se fait entre le collecteur et l'émetteur, les grandeurs correspondantes sont I_C et V_{CE} .

On utilise les paramètres hybrides :
$$\begin{bmatrix} V_{BE} \\ I_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & H_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_B \\ V_{CE} \end{bmatrix}$$

Le réseau de caractéristique permet donc une détermination expérimentale des paramètres hybrides H. Pour procéder au relevé des caractéristiques, on utilise le montage ci-dessous. Les paramètres d'entrée I_B et V_{BE} sont maintenus constants et on mesure I_C lorsque V_{CE} varie. On constate avec ce montage l'influence de la température sur les valeurs mesurées. Pour limiter l'auto-échauffement du transistor par le courant de collecteur, il ne faut appliquer les tensions que pendant la durée de la mesure.

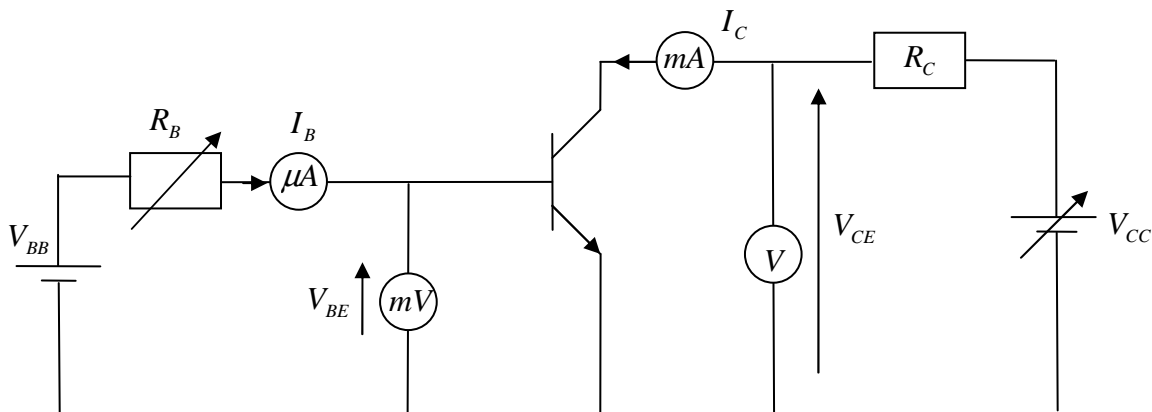


Figure 2- montage de relevé de caractéristique

Pour un NPN on trace:

- La caractéristique d'entrée : $I_B = f(V_{BE})$
- La caractéristique de transfert : $I_C = f(I_B)$ à V_{CE} constante.
- La caractéristique de sortie : $V_{CE} = f(I_C)$ à I_B constant.

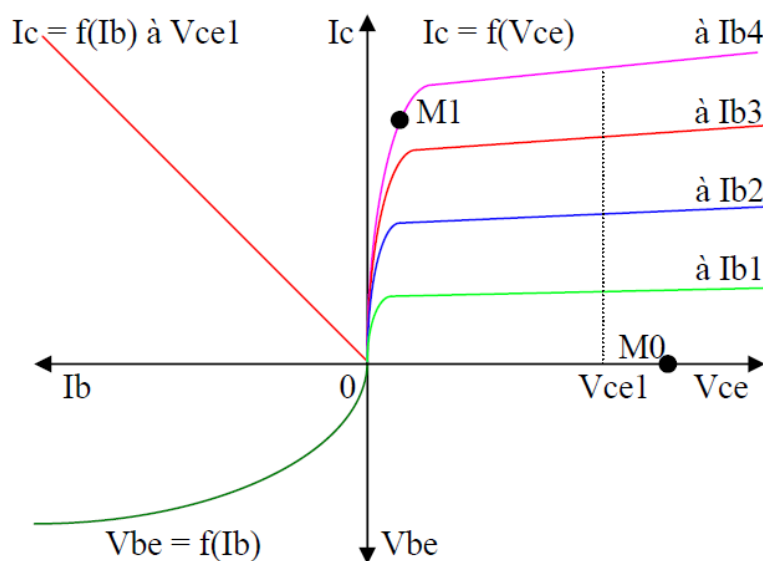


Figure 3- Réseaux de caractéristique du transistor NPN

Observations :

- La fonction $I_C = f(V_{CE})$ est maîtrisée par la valeur du courant de base I_B . Celle-ci comporte essentiellement deux domaines; la partie où I_C est peu variable pour une valeur de I_B c'est le régime linéaire, la partie coudée où le transistor est en régime saturé.
- La fonction $V_{BE} = f(I_B)$ est celle d'une jonction PN entre la base et l'émetteur.
- La fonction $I_C = f(I_B)$ caractérise « l'effet transistor » en régime linéaire. C'est une droite de pente β (ordre de grandeur de $\beta \approx 100$).
- En régime linéaire $I_C \approx \beta I_B$ et $V_{BE} \approx 0,6V$.
- En régime saturé $I_C = I_{Csat} < \beta I_B$ et $V_{CE} = V_{CEsat} \leq 0,4V$.
- Au point M_0 le transistor est bloqué. Entre son collecteur et son émetteur le transistor est équivalent à un interrupteur ouvert : $I_B = 0 \Rightarrow I_C = 0$.
- Au point M_1 le transistor est saturé. Entre son collecteur et son émetteur le transistor est équivalent à un interrupteur fermé.
- Par la variation spontanée du courant I_B de 0 à I_{B4} ou inversement on peut passer de M_0 à M_1 ou inversement. Dans ce type de fonctionnement tout ou rien on dit que le transistor fonctionne en commutation.
- En faisant varier I_B tout en conservant le transistor en régime linéaire on peut utiliser le transistor en amplificateur de courant.

5- Effet Early :

Théoriquement, dans sa zone de fonctionnement linéaire, le courant de collecteur I_C d'un transistor bipolaire ne devrait pas être influencé par la tension collecteur-émetteur V_{CE} . En réalité, la hausse de cette tension V_{CE} modifie légèrement le courant de collecteur. C'est ce qu'on appelle l'effet Early. Cet effet est provoqué par la variation de l'épaisseur de base en fonction de la tension appliquée sur la jonction collecteur-base. Lorsque le courant de base I_B est faible, l'effet se fait moins ressentir. Par contre, plus le courant de base est grand, plus l'effet Early se manifeste.

Si on trace le réseau de courbes $I_C = f(V_{CE})$ à I_B constant on observe qu'il converge vers un point que l'on nomme la tension d'Early V_A (Fig.4). Cette tension est très grande elle vaut dans les 130V pour les transistors NPN.

Cet effet Early peut donc être modélisé par une résistance mise en parallèle entre le collecteur et l'émetteur : la source de courant ainsi créée possède une résistance parallèle de fuite. L'ensemble constitue alors une source de courant non parfaite.

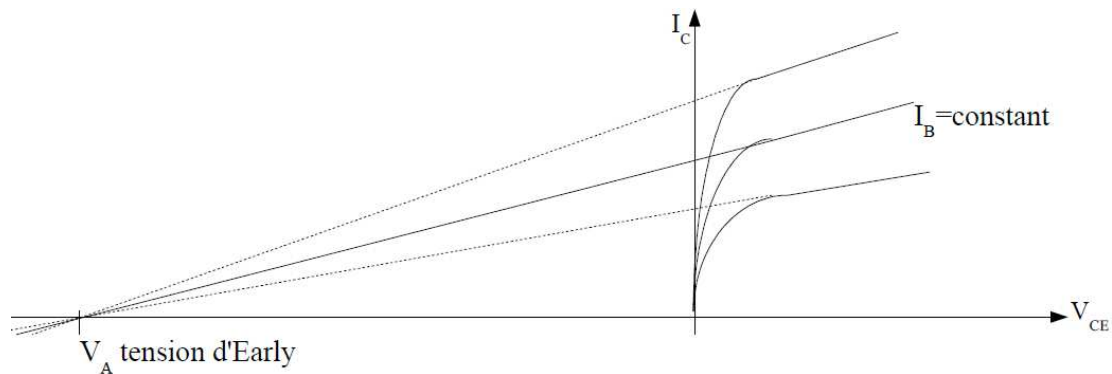


Figure 4- Effet Early dans un transistor bipolaire.

6- Principaux paramètres des transistors bipolaires

Le choix d'un transistor se fera en considérant les paramètres suivants :

$I_{C\max}$	Courant de collecteur maximum. A partir de cette valeur, le gain en courant β va fortement chuter et le transistor risque d'être détruit.
$V_{CE\max}$	Tension que peut supporter le transistor ou tension de claquage. Au delà de cette tension, le courant de collecteur I_C croît très rapidement s'il n'est pas limité à l'extérieur du transistor
β	Le gain en courant (paramètre essentiel en amplification)
$V_{CE\text{ Sat}}$	Tension de saturation (utile en commutation)
$P_{Tot\max}$	puissance maximale que peut dissiper un transistor, donnée par la formule : $V_{CE} \times I_C$
t_{on} / t_{off}	Temps de commutation (passage bloqué-saturé et saturé-bloqué)

7- Polarisation du transistor

Il faut maintenant imposer le mode de fonctionnement du transistor (bloqué, saturé ou linéaire). C'est à dire qu'il faut se fixer les grandeurs I_B , I_C , V_{BE} et V_{CE} . Ces grandeurs vont être imposées par les éléments extérieurs au transistor. Suivant les valeurs de I_B , I_C , V_{BE} et V_{CE} , le transistor va fonctionner en régime linéaire, bloqué ou saturé.

La polarisation a pour rôle de placer le point de fonctionnement du transistor dans une zone où ses caractéristiques sont linéaires. **Polariser un transistor** correctement consiste donc à choisir les éléments du circuit d'encadrement (les résistances et les source de tension ou de courant) de telle façon que le transistor fonctionne à tout instant dans le mode actif normal, car ce mode correspond au régime linéaire. Pour cela on applique sur les trois électrodes du transistor des potentiels continus de valeur convenables. Nous allons étudier les montages dans lesquels l'électrode commune est l'émetteur. En entrée, on impose I_B et V_{BE} et en sortie, on déduit I_C et V_{CE} .

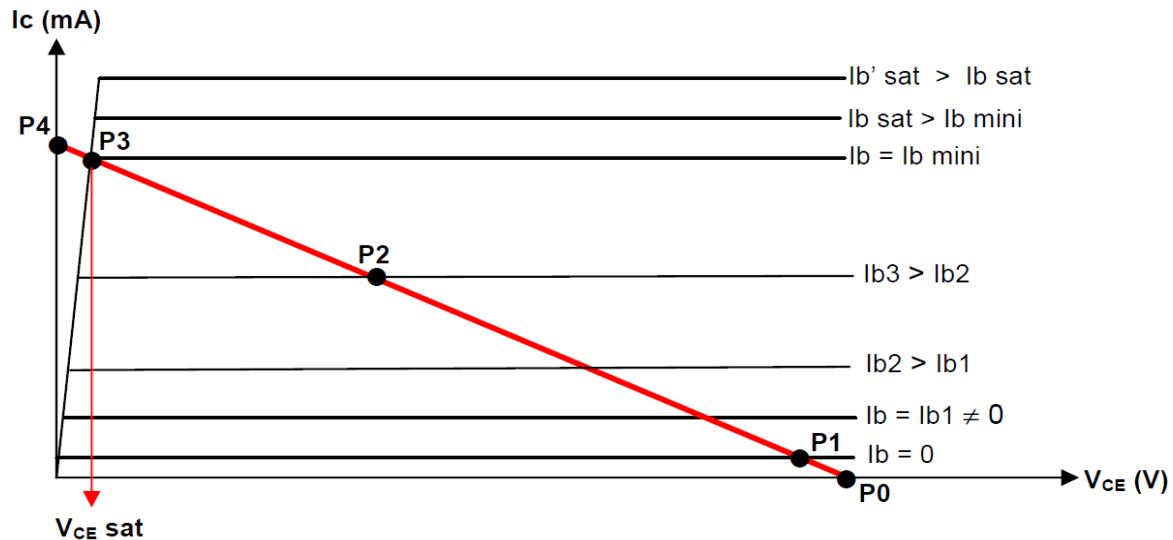
Quand nous parlons de polarisation, nous parlons uniquement de tensions continues, et ce sont ces tensions continues qui vont permettre le fonctionnement correct en alternatif. Quand nous utiliserons la fonction amplification par exemple, nous appliquerons un signal alternatif à l'entrée et nous le récupérerons agrandi à la sortie, ceci ne sera possible que si les tensions continues sont présentes.

A partir du réseau de caractéristiques, il est aisé de déterminer le point de fonctionnement.

7.1- Droite de charge statique - Droite d'attaque statique

Sur la caractéristique $I_C = f(V_{CE})$ du transistor à I_B constante, on trace la droite de charge statique donnée par l'équation : $V_{CE} = V_{CC} - R_C I_C$. Egalement on peut tracer la droite $V_{BE} = V_{BB} - R_B I_B$ sur la caractéristique d'entrée appelée alors droite d'attaque.

Le point d'intersection entre la droite de charge statique et la caractéristique de sortie du transistor nous donne le point de fonctionnement P_0 , P_1 ou P_2 du montage.



- Si le point de fonctionnement est en P_2 alors le transistor fonctionne dans la zone linéaire.
- Si le point de fonctionnement est en P_1 alors le transistor est bloqué.
- Si le point de fonctionnement est en P_3 alors le transistor est saturé.

Nous allons maintenant déterminer les éléments extérieurs qui vont permettre de faire fonctionner le transistor dans la zone linéaire.

7.2- Polarisation par une résistance de base

La façon la plus simple de polariser un montage de type « émetteur commun » est représentée sur le schéma ci-contre.

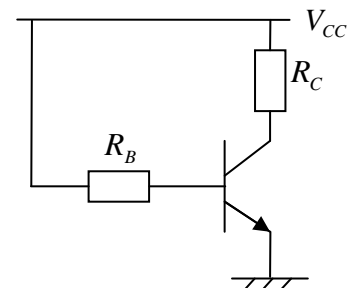
Analyse du point de polarisation

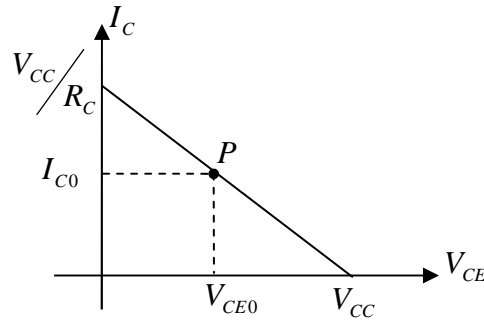
– Maille base-émetteur : $I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B}$

– De la relation $I_C = \beta I_B$, on déduit $I_{C0} = \beta \left(\frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} \right)$

– Maille collecteur-émetteur (droite de charge statique) : $V_{CE} = V_{CC} - R_C I_C$

$$\Rightarrow V_{CE0} = V_{CC} - R_C \beta \left(\frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} \right)$$





Le point de repos $P(I_{C0}; V_{CE0})$ dépend beaucoup de β . Or, ce gain en courant varie d'un transistor à l'autre bien que la référence soit la même et varie fortement en fonction de la température. Avec un tel montage, le point de polarisation du transistor n'est pas maîtrisé. On lui préfère donc des montages plus complexes mais dont le point de polarisation dépend moins du gain en courant β du transistor.

7.3- Polarisation par réaction d'émetteur

Le schéma de polarisation par l'émetteur permet, moyennant le choix adéquat des composants, de réduire la sensibilité du point de fonctionnement vis-à-vis des variations de température. Il nécessite néanmoins l'utilisation de deux sources de tension.

Analyse du point de polarisation

- Maille base-émetteur : $R_B I_B + V_{BE} + R_E I_E = V_{EE}$, comme

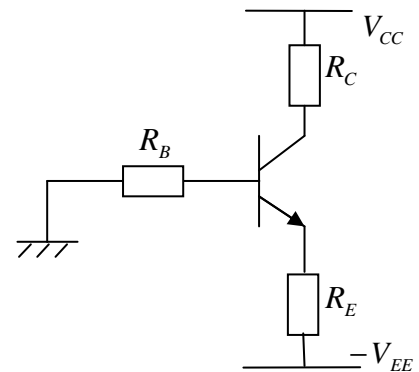
$$I_E = (1 + \beta) I_B \text{ on peut écrire } I_{B0} = \frac{V_{EE} - V_{BE0}}{R_B + (\beta + 1) R_E}$$

- De la relation $I_{C0} = \beta I_{B0}$, on déduit

$$I_{C0} = \beta \frac{V_{EE} - V_{BE0}}{R_B + (\beta + 1) R_E} \approx \frac{V_{EE} - V_{BE0}}{\frac{1}{\beta} R_B + R_E}$$

- Maille collecteur-émetteur (Droite de charge) :

$$V_{CE0} = V_{CC} + V_{EE} - R_C I_{C0} - R_E I_{E0}$$



Ainsi, le courant I_C peut être rendu peu sensible aux variations de β si $R_B \ll \beta R_E$, et à celles de V_{BE} si $V_{EE} \gg V_{BE} \approx 0,7V$. Quand ces deux conditions sont satisfaites, on a, approximativement, $I_{C0} \approx \frac{V_{EE}}{R_E}$ dont la valeur numérique est fixée par le circuit d'encadrement (et non par les paramètres intrinsèques du transistor).

7.4- Polarisation par pont diviseur

On peut améliorer le circuit précédent et n'utiliser qu'une seule source d'alimentation en polarisant la base par un "pont" constitué de deux résistances R_{B1} et R_{B2} (Figure 5).

Pour faciliter le calcul, on applique le théorème de Thévenin au circuit d'entrée et on obtient le schéma équivalent (Figure 5)

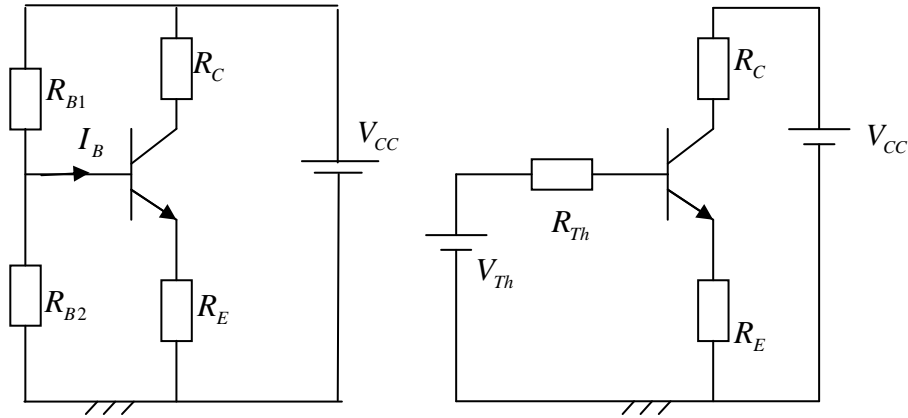


Figure 5- Polarisation par pont diviseur

R_{B1} et R_{B2} sont choisies de telle sorte que I_B soit faible devant I_1 . En remplaçant le diviseur $\{R_{B1}; R_{B2}\}$ par son modèle de Thévenin, il vient

$$V_{Th} - R_{Th} I_B = R_E (I_B + I_C) + V_{BE}, \text{ avec } V_{Th} = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} V_{CC} \text{ et } R_{Th} = \frac{R_{B1} R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}}$$

En prenant : $\beta + 1 \approx \beta$, De la relation $I_C = \beta I_B$, on déduit $I_{C0} \approx \frac{V_{Th} - V_{BE0}}{R_E + \frac{1}{\beta} R_{Th}}$

et $V_{CE0} = V_{CC} - (R_C + R_E) I_{C0}$ (droite de charge)

Par conséquent, d'une façon similaire au schéma de polarisation par l'émetteur, I_C est peu sensible aux variations de β si $R_{Th} \ll \beta R_E$. Il est également peu sensible aux variations de V_{BE} si $V_{BE} \ll V_{Th}$. Lorsque ces deux conditions sont remplies, on a $I_{C0} \approx V_{Th} / R_E$

Le point de repos $Q(I_{C0}; V_{CE0})$ est donc stable en température et l'interchangeabilité des transistors est possible.

7.5- Polarisation par réaction de collecteur.

Appelée aussi polarisation automatique, on ramène la résistance de base au collecteur plutôt qu'à l'alimentation.

Analyse du point de polarisation

Maille base-émetteur : $I_B = \frac{V_C - V_{BE}}{R_B} (*)$

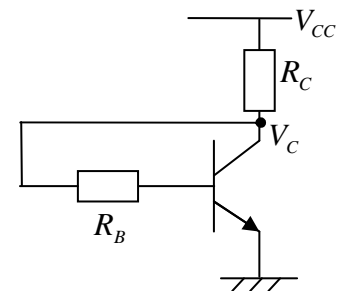
- De la relation $I_C = \beta I_B$, et en remplaçant

$V_C = V_{CC} - R_C (I_C + I_B)$, on déduit :

$$I_{C0} = \beta \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + (\beta + 1) R_C} \approx \frac{1}{\beta} \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + R_C}$$

- Maille collecteur-émetteur (Droite de charge) : $V_{CE0} = V_{CC} - R_C I_{C0}$

D'une façon similaire aux autres schémas de polarisation, on en déduit que I_C est peu sensible aux variations de β si $R_B \ll \beta R_C$. I_C est également peu sensible aux variations de V_{BE} si $V_{CC} \gg V_{BE}$. Lorsque les deux conditions sont remplies, on a $I_{C0} \approx V_{CC} / R_C$.



Le mécanisme de la réaction est le suivant : une augmentation de la température entraîne une diminution de V_{BE} et une augmentation de β . Par conséquent, I_C augmente, la chute de tension aux bornes de R_C augmente et V_C diminue. Par (*), I_B diminue et, via l'effet transistor, induit une diminution de I_C qui s'oppose à son augmentation initiale

Remarquez que dans ce montage, le collecteur se trouve toujours à une tension supérieure ou égale à celle de la base. Par conséquent, le transistor n'entre jamais en saturation.

8- Transistor Bipolaire en régime dynamique

8.1- Introduction

Nous avons vu comment calculer la polarisation c-à-d le point de fonctionnement continu (statique) du montage de la figure 5. On utilisera un indice 'o' pour désigner les tensions et les courants correspondant au point de fonctionnement statique qu'on désigne aussi par position de repos. Nous allons voir maintenant ce qui se passe si (à partir d'un instant t_0) on fait varier légèrement le courant I_B autour de sa position de repos I_{B0} .

Si I_B augmente $\Rightarrow I_C = \beta I_B$ augmente aussi (β fois plus vite).

Si I_B diminue $\Rightarrow I_C = \beta I_B$ diminue aussi (β fois plus vite).

Si I_B varie sinusoïdalement autour de I_{B0} (Fig. 6) avec une amplitude ΔI_B , alors i_C varie sinusoïdalement autour de I_{C0} avec une amplitude $\Delta I_C = \beta \Delta I_B$, en effet :

$$I_B = I_{B0} + \Delta I_B \sin(\omega t) = I_{B0} + i_b \quad \text{et}$$

$$I_C = \beta i_B = \beta I_{B0} + \beta \Delta I_B \sin(\omega t) = I_{C0} + \Delta I_C \sin(\omega t) = I_{C0} + i_c$$

Regardons maintenant comment varie la tension V_{CE} : $V_{CE} = V_{CC} - (R_C + R_E)I_C$, donc, si I_C augmente, V_{CE} va diminuer, et si I_C diminue, V_{CE} va augmenter, on dit que V_{CE} varie en opposition de phase avec I_C . (Voir Figures ci-dessous)

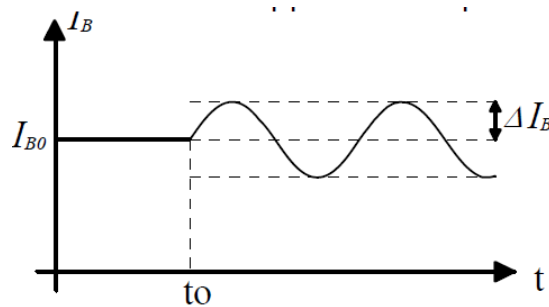
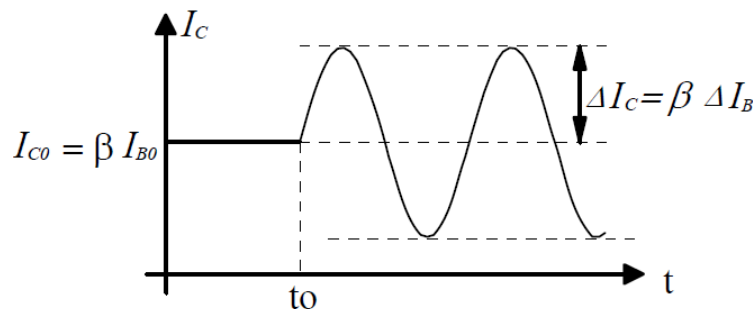
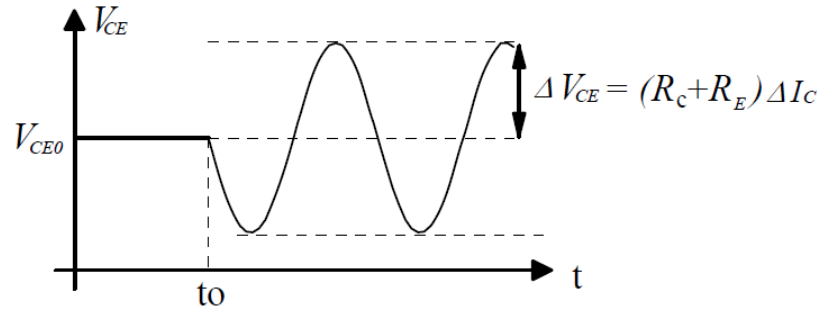


Figure 6





Pour injecter la tension alternative v_e sans que cela n'altère la polarisation du transistor en modifiant le point de fonctionnement statique, on utilise des capacités de liaison (Fig. 7) qui seront considérées comme des courts-circuits parfaits pour les signaux alternatifs et comme des circuits ouverts pour les courants et les tensions continus. La tension sur la base du transistor est la somme de la tension continue V_B et de la tension d'entrée (variable) v_e . La variation de V_B provoque la variation du courant I_B , et par conséquent celle de I_C , V_{CE} et v_s .

Pour calculer la relation entre la variation de $V_B (=v_e)$ et la variation de $V_C (=v_s)$, on utilise un modèle du transistor plus adapté pour le calcul des signaux variable.

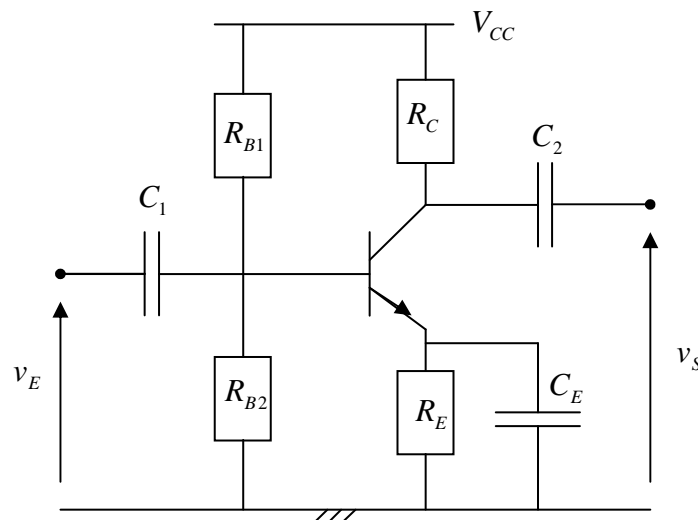


Figure 7

8.2- Modèle équivalent basse fréquence du transistor bipolaire :

Le transistor est un quadripôle, les constructeurs fournissent généralement des fiches signalétiques présentant les paramètres hybrides relativement au montage émetteur commun.

Rappel du Quadripôle

On rappelle qu'un quadripôle comme celui de la figure 8 peut être décrit par ses paramètres hybrides de la façon suivante :

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

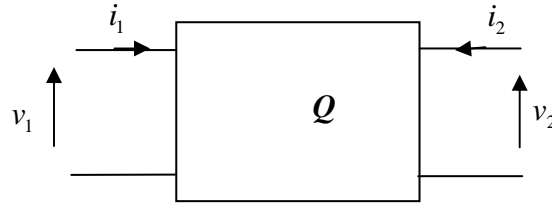


Figure 8 – Quadripôle

On peut alors remplacer le quadripôle par les éléments linéaires suivants (Fig. 9) :

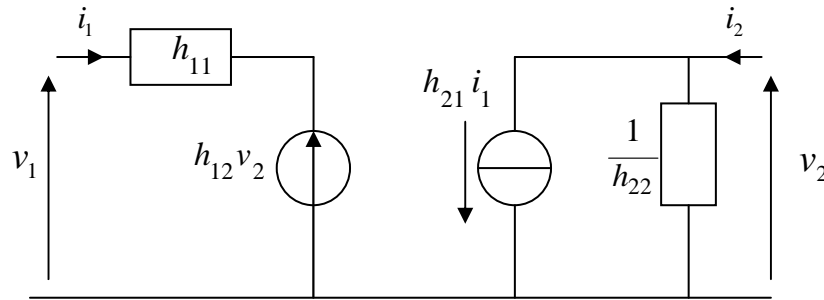


Figure 9 – Schéma équivalent d'un quadripôle linéaire

Le quadripôle «Transistor émetteur commun»

On peut considérer le transistor monté en émetteur commun comme un quadripôle comme le montre la figure 10.

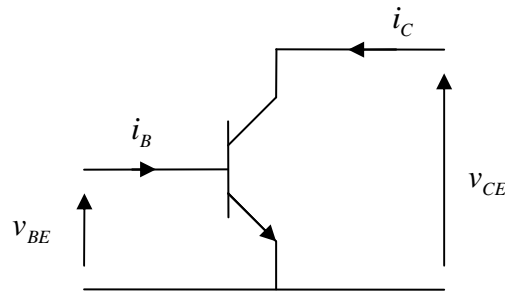


Figure 10 – Transistor émetteur commun

Les équations relatives à cette modélisation sont :

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

Avec : $h_{11} = \left. \frac{dv_{BE}}{di_B} \right|_{v_{CE}=cte} = r_{BE} = \frac{\beta}{g_m}$ est l'impédance d'entrée du transistor, g_m est la transconductance, encore appelée *pente* du transistor

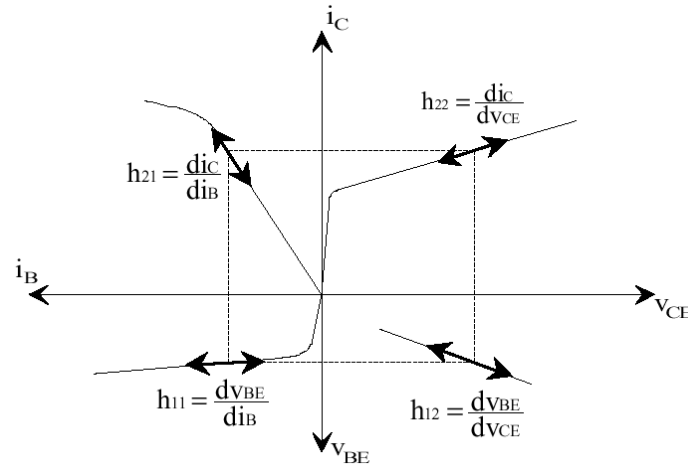
$h_{12} = \left. \frac{dv_{BE}}{dv_{CE}} \right|_{i_B=cte} = \frac{r_{BE}}{r_{CB}} \rightarrow 0$ car $r_{CB} \rightarrow \infty$ est un terme de réaction interne. Il sera le plus souvent négligé.

$h_{21} = \left. \frac{di_C}{di_B} \right|_{v_{CE}=cte} = \beta$ est le gain du transistor

$h_{22} = \left. \frac{di_C}{dv_{CE}} \right|_{i_B = cte} = \frac{1}{r_{CE}}$ est l'admittance de sortie du transistor, Elle caractérise l'effet

Early.

L'interprétation graphique des différents paramètres peut être lue sur les courbes caractéristiques de la façon suivante :



Pour donner un ordre de grandeur de ces paramètres, prenons les caractéristiques d'un transistor du type 2N3904 :

$$h_{11} = 3,5 K\Omega$$

$$h_{12} = 1,3 \cdot 10^{-4}$$

$$h_{21} = 120$$

$$h_{22} = 8,5 \mu S$$

Evidemment, ces paramètres ne sont valables que pour un point de fonctionnement, dans ce cas $I_C = 1 \text{ mA}$. En général, on néglige l'effet de h_{12} , qui est extrêmement faible. Le schéma équivalent utilisé en basse fréquence devient donc (Fig 11) :

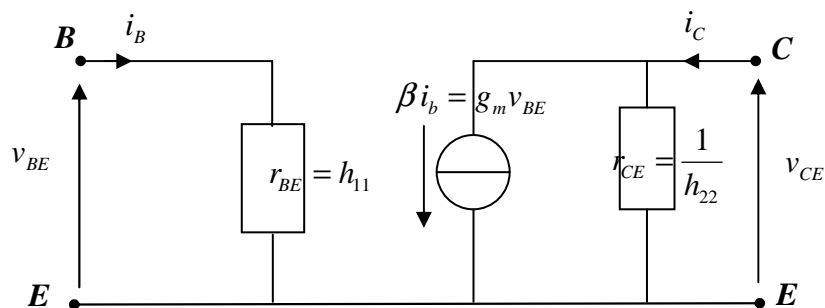


Figure 11- schéma équivalent basse fréquence du transistor bipolaire

Chapitre 2 : Amplification linéaire à transistor bipolaire

1- Généralités sur l'amplification

1.1- Définition

Un amplificateur est un circuit actif capable d'amplifier un signal d'entrée, amplifier signifiant augmenter la puissance du signal.

Structure générale d'un circuit d'amplification :

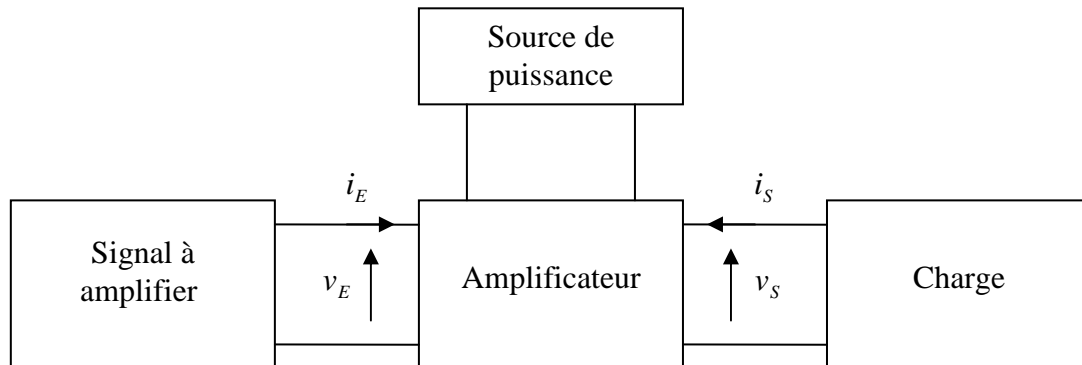
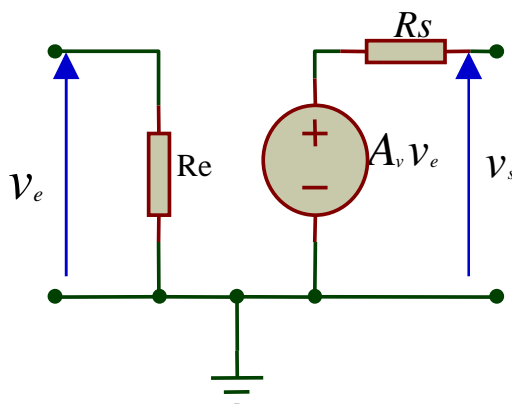


Figure 1.1- Schéma de principe d'un amplificateur

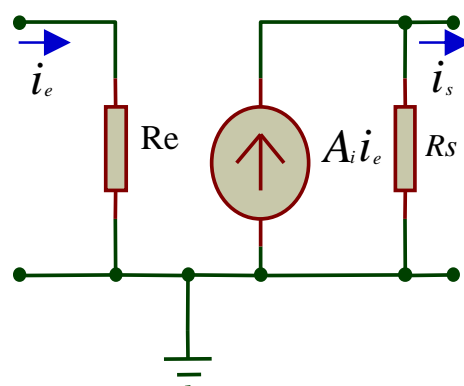
- Le signal à amplifier : il est peut être une antenne, un circuit électronique ou un capteur qui transforme un phénomène physique en une énergie électrique. Dans plusieurs cas, cette énergie est de faible puissance et par conséquent, elle doit être amplifiée avant de l'envoyer à la charge.
- La charge : c'est un dipôle passif qui absorbe de l'énergie électrique et la transforme en une autre énergie. Exemples : haut-parleur, relais...
- L'amplificateur et sa source de puissance : l'amplificateur est alimenté par une ou plusieurs sources de tensions continues. Le rôle de l'alimentation est de polariser les éléments actifs (transistors) dont l'organisation constitue l'amplificateur.

1.2- Différents types d'amplification

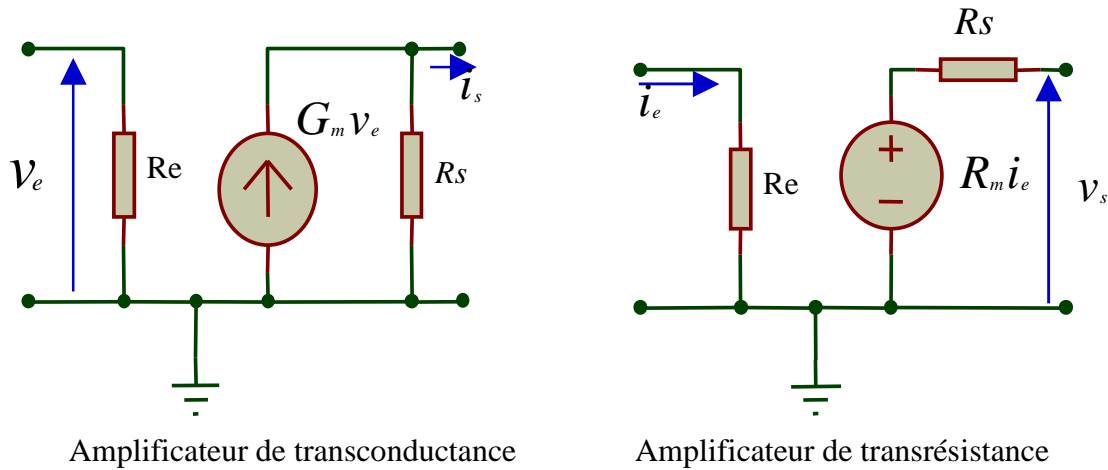
Il existe quatre types d'amplificateurs :



Amplificateur de tension



Amplificateur de courant



- ❖ Amplification en tension à vide : $A_{v0} = \left. \frac{v_s(t)}{v_e(t)} \right|_{i_s = 0}$
 - Le gain en tension à vide : $G_v = 20 \log(A_{v0})$ exprimé en décibel (dB) ;
- ❖ Amplification en courant en court-circuit : $A_{i0} = \left. \frac{i_s(t)}{i_e(t)} \right|_{v_s = 0}$
 - Le gain en courant en court-circuit : $G_{i0} = 20 \log(A_{i0})$ exprimé en dB ;
- ❖ Amplification de transconductance : $G_m = \left. \frac{i_s}{v_e} \right|_{v_s = 0}$
- ❖ Amplification de transrésistance : $R_m = \left. \frac{v_s}{i_e} \right|_{i_s = 0}$

On définit également :

- ❖ Amplification en puissance : $A_p = A_v \cdot A_i = \frac{v_s(t) \cdot i_s(t)}{v_e(t) \cdot i_e(t)} = \frac{P_s}{P_e}$
 - Le gain en puissance : $G_p = 10 \log(A_p)$ exprimé en dB
- ❖ –La résistance (ou impédance) d'entrée : $R_E = \left. \frac{v_e}{i_e} \right|_{i_s = 0}$;
- ❖ –La résistance (ou impédance) de sortie : $R_S = \left. \frac{v_s}{i_s} \right|_{v_e = 0}$;

Nous avons introduit ci-dessus le gain en tension à vide et le gain en courant en court-circuit. Or, un amplificateur n'est jamais utilisé à vide ou en court-circuit. Il attaque, c'est à dire qu'il fournit le signal qu'il amplifie à un système pouvant être représenté par une résistance.

Ainsi, tout amplificateur peut, dans la réalité, être représenté par le schéma de la figure 1.2b avec, entre les bornes de sortie, la résistance d'entrée du système qu'il attaque (notée R_L).

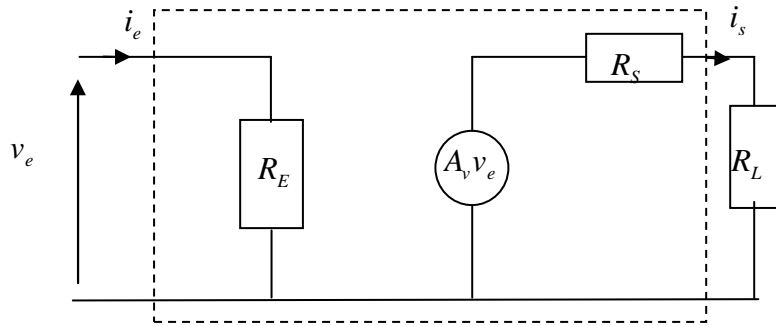


Figure 1.2b – Amplificateur représenté avec la résistance d'entrée du montage qu'il attaque.

En tenant compte de la présence de la résistance d'entrée R_L du montage attaqué par l'amplificateur, les véritables valeurs des gains en tension et en courant ne sont plus G_v et G_i .

1.3- Amplification en tension à charge

La tension v_s délivrée en sortie de l'amplificateur ne vaut pas $A_{v0} \cdot v_E$ mais :

$$v_s = A_{v0} \cdot v_E \times \frac{R_L}{R_L + R_S}$$

La valeur de l'amplification en tension, en présence de la résistance R_L est donc :

$$A_v = \frac{A_{v0}}{1 + \frac{R_S}{R_L}}$$

Cette formule importante nous guidera dorénavant pour le choix d'un amplificateur. En effet, en étudiant la formule donnant A_v , on constate que A_v est maximisé en prenant $R_L \gg R_S$. Ainsi, si l'on souhaite posséder un amplificateur de tension, on choisira une impédance de sortie faible.

En résumé, pour obtenir une bonne amplification en tension, on s'efforcera de choisir :

- une forte impédance d'entrée ;
- une faible impédance de sortie.

1.4- Amplification en courant

De façon analogue à l'amplificateur en tension, l'amplification en courant d'un amplificateur en fonctionnement normal ne peut être considéré comme égale à son amplification en court-circuit.

En effet, en présence de R_L (Fig. 1.2b), le courant de sortie prend la valeur $i'_s = \frac{A_{v0} \cdot v_E}{R_S + R_L}$

contre $i_s = \frac{A_{v0} \cdot v_E}{R_S}$ en court-circuit.

Ainsi, la valeur de l'amplification en courant, lorsque l'amplificateur est chargé par une résistance R_L , devient : $A_i = \frac{i'_s}{i_E} = \frac{A_{v0} \cdot v_E}{R_S + R_L} \times \frac{R_E}{v_E} \Rightarrow A_i = \frac{A_{v0} \cdot R_E}{R_S + R_L}$

Dans le but d'améliorer au maximum l'amplification, on peut remarquer que la valeur A'_i sera d'autant plus élevée que :

- R_E sera grande (forte impédance d'entrée);
- R_S sera faible (faible impédance de sortie).

Remarque : L'amplification en courant n'apparaîtra pas dans l'étude des montages fondamentaux. En effet, il est aisé, à l'aide de l'amplification en tension, de l'impédance d'entrée, de l'impédance de sortie et de la formule de A_v , de déterminer l'amplification en courant pour une charge donnée.

1.5- Bilan de puissance

La puissance de sortie, en général plus élevée que la puissance d'entrée, ne sort évidemment pas du néant. Elle provient d'une source auxiliaire (pile, alimentation, etc.) appelée source de polarisation.

$$P_{\text{entrée}} + P_{\text{polarisation}} = P_{\text{sortie}} + P_{\text{dissipée}}$$

Le bilan de puissance d'un amplificateur est le suivant : $\eta = \frac{P_{\text{sortie}}}{\sum P_{\text{fournie}}}$

1.6- Bande passante

Tout amplificateur possède une plage d'utilisation limitée en fréquence appelée « bande passante ». On appelle fréquence de coupure haute, F_{CH} , la fréquence au-dessus de laquelle l'amplificateur n'amplifie plus (ou amplifie moins) et la fréquence de coupure basse, F_{CB} , la fréquence au-dessous de laquelle il n'y a plus d'amplification (Fig. 1.6). La fréquence de coupure basse peut être nulle dans certaines applications. En pratique, on définit la fréquence de coupure lorsque l'amplification chute de 3 dB.

$$\text{Bande passante} = F_{CH} - F_{CB}$$

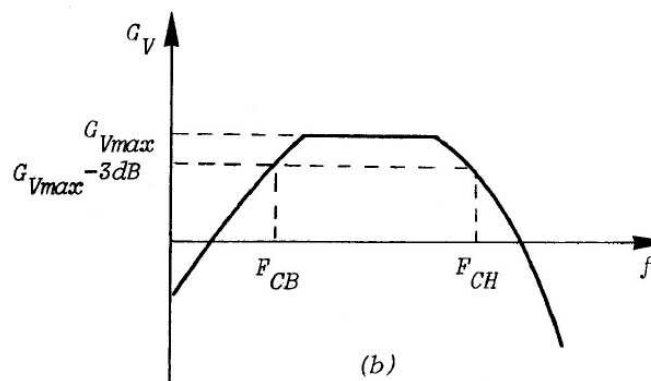


Figure 1.6 – Réponse en fréquence d'un amplificateur

1.7- Dynamique de sortie maximum

Quand on augmente l'amplitude du signal d'entrée appliqué à un amplificateur, il y a une amplification maximum du signal de sortie (tension et/ou courant) au-delà de laquelle l'amplificateur refuse de suivre :

- d'une part le signal de sortie se déforme beaucoup quand on augmente encore l'amplitude du signal d'entrée, jusqu'à, dans certains cas, devenir pratiquement rectangulaire, quelle que soit la forme du signal d'entrée ;
- d'autre part une augmentation du signal d'entrée ne provoque plus d'augmentation du signal de sortie au-delà de cette limite.

Cette limite est appelée dynamique de sortie maximum, elle se mesure en volts ou parfois en ampères si la grandeur de sortie est un courant. La valeur de la dynamique de sortie est liée aux sources et au circuit de polarisation, mais le lien n'est pas toujours évident.

1.8- Distorsion

Lorsque le signal d'entrée d'un amplificateur est un signal sinusoïdal, et le signal de sortie n'est pas forcément sinusoïdal, on parle de *distorsion*. Le signal de sortie est un signal de même période que le signal d'entrée et, comme toute fonction périodique, il peut être décomposé en série de Fourier.

Soit T la période du signal d'entrée et f sa fréquence. Le signal de sortie S peut se mettre sous la forme :

$$S(t) = \underbrace{S_0}_{\text{valeur moyenne}} + \underbrace{S_1 \sin(\omega t + \varphi_1)}_{\text{fondamental}} + \underbrace{S_2 \sin(2\omega t + \varphi_2) + \dots + S_n \sin(n\omega t + \varphi_n)}_{\text{harmoniques}}$$

Le taux de distorsion harmonique d'un amplificateur est défini par :

$$d = \frac{\text{valeur efficace des harmoniques}}{\text{valeur efficace du fondamental}}$$

$$\text{d'où : } d = \frac{\sqrt{S_2^2 + S_3^2 + \dots + S_n^2}}{S_1}$$

En pratique un calcul des deux ou trois premières harmoniques suffit pour obtenir une bonne précision sur le résultat. D'un point de vue des mesures, il existe un appareil appelé le *distorsiomètre* capable de mesurer d .

2- Montages fondamentaux du transistor bipolaire

Dans l'étude d'un circuit à transistors, l'application du théorème de superposition nous permettra de distinguer deux phases :

- Recherche du point de polarisation P , (Etude statique)
- Etude du circuit équivalent en courant alternatif (Etude dynamique)

Ainsi, après avoir trouvé le point P , on annule toutes les sources continues, on court-circuite les condensateurs de couplage et de découplage pour obtenir un circuit équivalent en courant alternatif.

2.1- Etude du montage émetteur commun

C'est le premier montage du transistor bipolaire que nous allons étudier. Il est représenté à la figure 2.1a. Le condensateur (dit capacité de liaison) sert à isoler le générateur de tension alternative (sinusoïdal) afin d'éviter qu'il ne soit traversé par le courant continu délivré par V_{CC} .

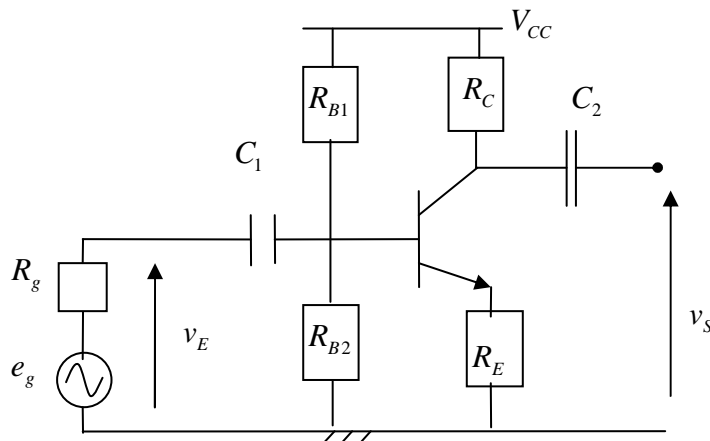
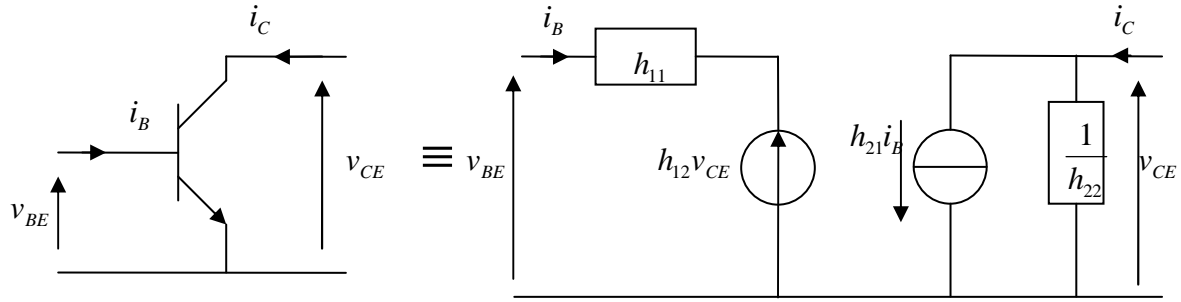


Figure 2.1a – Montage émetteur commun.

En régime dynamique (petits signaux), le transistor peut être remplacé par son schéma équivalent :



On le décrit par ses paramètres hybrides :
$$\begin{cases} v_{BE} = h_{11} \cdot i_B + h_{12} \cdot v_{CE} \\ i_C = h_{21} \cdot i_B + h_{22} \cdot v_{CE} \end{cases}$$

Avec : $h_{11} = \left. \frac{dv_{BE}}{di_B} \right|_{v_{CE}=cte}$ est l'impédance d'entrée du transistor

$h_{12} = \left. \frac{dv_{BE}}{dv_{CE}} \right|_{i_B=cte} \rightarrow 0$ sans dimension, il sera négligé.

$h_{21} = \left. \frac{di_C}{di_B} \right|_{v_{CE}=cte} = \beta$ est le gain du transistor

$h_{22} = \left. \frac{di_C}{dv_{CE}} \right|_{i_B=cte} = \frac{1}{r_{CE}}$ est l'admittance de sortie du transistor.

et donc le schéma équivalent du montage émetteur commun en régime dynamique :

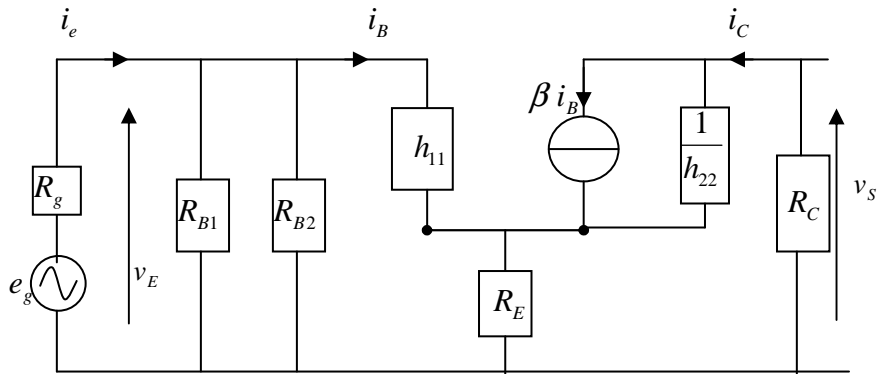


Figure 2.1b – Montage émetteur commun, schéma équivalent en régime dynamique

2.1.1- Amplification en tension

Par définition, l'amplification en tension est égale au rapport v_S/v_E à vide (l'amplificateur étant chargé sur une impédance infinie). Ainsi on a :

$$v_S = -R_C \cdot i_C \text{ avec } i_C = \beta i_B + h_{22} v_{CE} \text{ et } v_{CE} = v_S - R_E (\beta + 1) i_B = -R_C i_C - R_E (\beta + 1) i_B$$

$$i_C = \beta i_B + h_{22} (-R_C i_C - R_E (\beta + 1) i_B)$$

$$\Rightarrow i_C = \frac{\beta - R_E (\beta + 1) h_{22}}{1 + R_C h_{22}} i_B \quad (*)$$

$$v_s = \frac{-R_C \beta + R_C R_E (\beta + 1) h_{22}}{1 + R_C h_{22}} i_B \text{ et comme } v_E = h_{11} \cdot i_B + (\beta + 1) \cdot i_B \cdot R_E$$

$$\text{Alors : } A_v = \frac{v_s}{v_E} = \frac{-R_C \beta + R_C R_E (\beta + 1) h_{22}}{(1 + R_C h_{22})(h_{11} + (\beta + 1) R_E)}$$

$$\text{Si on considère que } h_{22} \approx 0 \text{ alors } A_v = \frac{v_s}{v_E} = \frac{-R_C \beta}{h_{11} + (\beta + 1) R_E}$$

Il est aisé de constater que plus R_E est importante, plus A_v est faible. Or R_E est indispensable pour la polarisation du transistor. On est donc amené à introduire la notion d'émetteur découplé. On introduit une capacité en parallèle avec R_E pour la contourner en alternatif ($1/C \ll R_E$ aux fréquences utilisées) comme le montre la figure 2.1c.

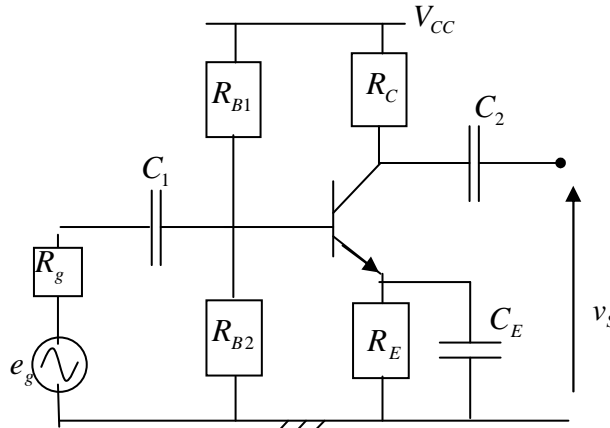


Figure 2.1c – Montage émetteur commun à résistance d'émetteur découplée.

$$\text{La valeur de l'amplification en tension à vide est alors : } A_v = -\frac{\beta \cdot R_C}{h_{11}}.$$

Pour calculer le gain en tension à charge, il suffit de rajouter une impédance R_L en parallèle avec R_C , ainsi $A_v = \frac{-\beta R_C // R_L}{h_{11}}$

Le signe – indique que v_s et v_E sont en opposition de phase.

2.1.2- Amplification en courant

$$\text{Le gain en courant } A_i = \frac{i_s}{i_e} = \frac{i_C}{i_e}$$

$$i_e = i_B + \frac{v_e}{R_E} \text{ et } v_e = [h_{11} + (\beta + 1) R_E] i_B \Rightarrow i_e = \frac{R_B + [h_{11} + (\beta + 1) R_E]}{R_B} i_B$$

$$\text{Et } i_C = \frac{\beta - R_E (\beta + 1) h_{22}}{1 + R_C h_{22}} i_B \text{ d'après (*)}$$

$$\Rightarrow A_i = \frac{R_B (\beta - R_E (\beta + 1) h_{11})}{(1 + R_C h_{22})(R_B + h_{11} + (\beta + 1) R_E)}$$

Cette expression peut être simplifiée sous certaines conditions :

$$- \text{ résistance d'émetteur découplée } (R_E = 0 \text{ en alternatif}) : A_i = \frac{\beta R_B}{(1 + R_C h_{22})(R_B + h_{11})}$$

- $h_{22}^{-1} \gg R_C$ et $R_E = 0$: $A_i = \frac{\beta R_B}{(R_B + h_{11})}$
- $R_B \gg h_{11}$, $R_E = 0$ et $h_{22} \approx 0$: $A_i \approx \beta$

2.1.3- Amplification en puissance

Le gain en puissance est égal au produit des deux gains A_v et A_i .

$$A_p = A_v \times A_i \approx -\frac{\beta \cdot R_C}{h_{11}} \times \beta = -\frac{\beta^2 \cdot R_C}{h_{11}}$$

2.1.4- Impédance d'entrée

Il faut regarder en quoi le montage peut s'interfacer avec la source d'entrée sans la perturber ; il doit rester le plus neutre possible vis à vis de cette source, surtout s'il s'agit d'un capteur de mesure. La grandeur représentative est l'impédance d'entrée Z_e : C'est l'impédance du circuit vue de l'extérieur en « regardant vers l'entrée »:

$$Z_e = \left. \frac{v_e}{i_e} \right|_{i_s = 0}$$

En se reportant à la figure 2.1b, il vient : $v_e = h_{11} \cdot i_b + (\beta + 1) \cdot R_E \cdot i_b$

$$i_e = \frac{v_e}{R_B} + i_b$$

$$\text{d'où : } i_e = \left(\frac{h_{11}}{R_B} + \frac{(\beta + 1)R_E}{R_B} + 1 \right) i_b$$

ce qui donne :

$$Z_e = \frac{(h_{11} + (\beta + 1)R_E)R_B}{h_{11} + (\beta + 1)R_E + R_B}$$

La valeur de l'impédance d'entrée est donc :

$$Z_e = R_B // (h_{11} + (\beta + 1)R_E)$$

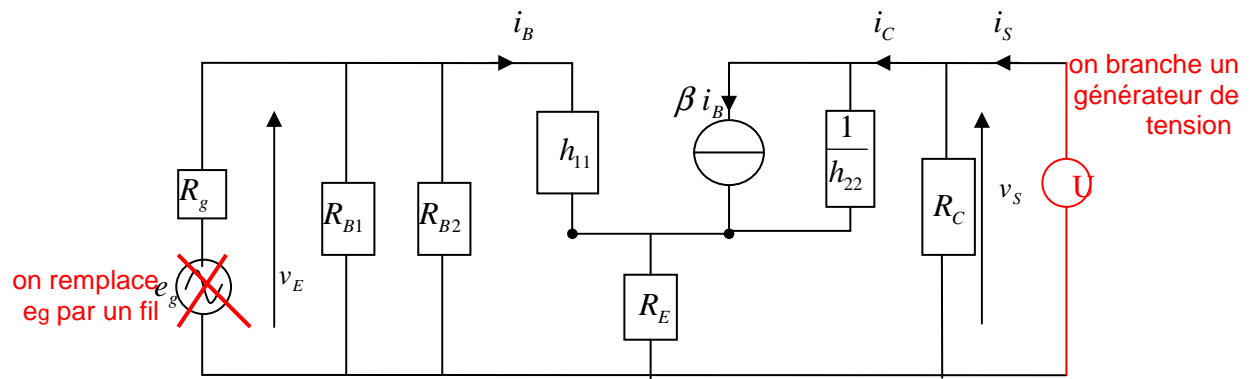
Cette expression peut être simplifiée sous certaines conditions :

- résistance d'émetteur découplée ($R_E = 0$ en alternatif) : $Z_e \approx R_B // h_{11}$
- $R_B \gg h_{11}$ et résistance d'émetteur découplée : $Z_e \approx h_{11}$

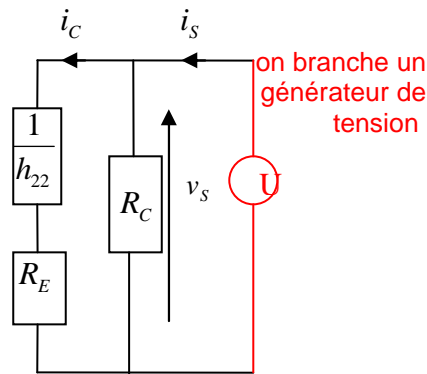
2.1.5- Impédance de sortie

Même chose vis à vis de la charge branchée en sortie du montage, qui va utiliser le signal amplifié : il va falloir regarder dans quelle mesure l'étage à transistor n'est pas perturbé par cette charge. La grandeur représentative est l'impédance de sortie Z_s

$$Z_s = \left. \frac{v_s}{i_s} \right|_{e_g = 0}$$



$$\begin{cases} v_s = R_C(i_s - i_C) \\ i_C = \beta i_B + h_{22}v_{CE} \\ e_g = 0 \Rightarrow -(R_g // R_{B1} // R_{B2})i_B = (h_{11} + R_E(1 + \beta))i_B \Rightarrow i_B = 0 \\ i_C = i_E \end{cases}$$



$$\Rightarrow Z_s = \frac{v_s}{i_s} = R_C // (h_{22}^{-1} + R_E)$$

Si R_E est découplée: $Z_s = R_C // h_{22}^{-1}$

En conservant l'hypothèse $h_{22}^{-1} \gg R_C$ (h_{22} négligeable), il vient : $Z_s \approx R_C$

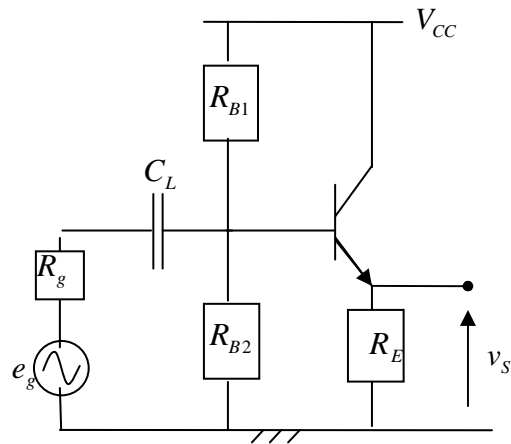
2.1.6- Conclusion

Le montage émetteur commun est un montage permettant une bonne amplification. Celle-ci sera d'autant plus élevée que R_C sera grande, mais alors l'impédance de sortie sera élevée.

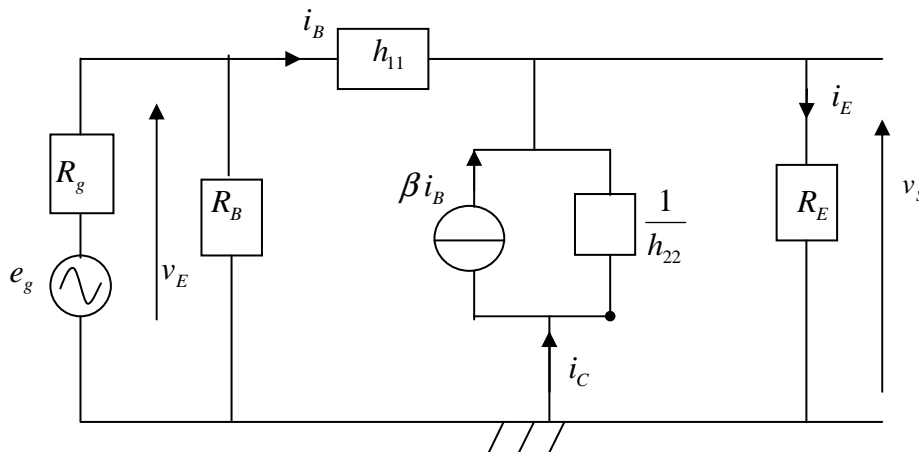
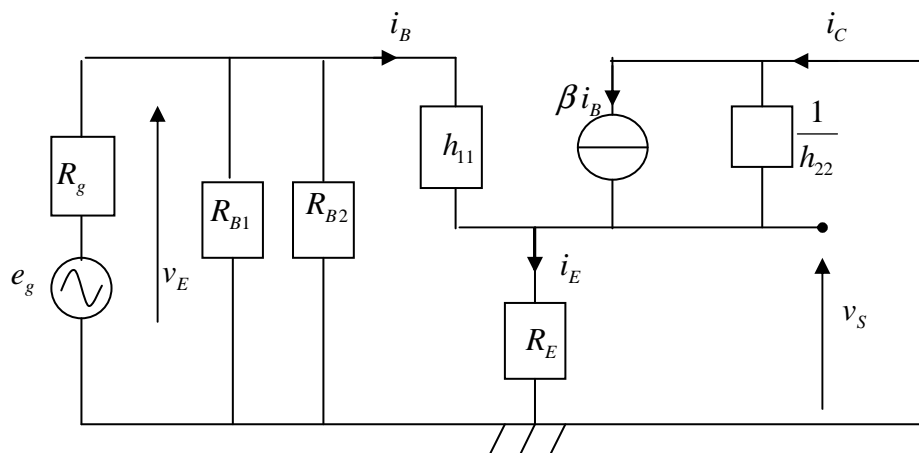
Dans le montage émetteur commun, on a $v_e = V_{BE}$, il s'agit d'une attaque en tension donc le signal de sortie présentera des déformations si la tension v_e est trop importante (supérieure à quelques millivolts). Par conséquent, le montage émetteur commun ne peut être attaqué que par une source ayant une résistance interne faible et de bas niveau. Il doit être suivi par un étage adaptateur.

2.3- Montage collecteur commun

Dans ce ca, le collecteur est commun à l'entrée et à la sortie. Le transistor est attaqué par la base, et la charge est placée entre l'émetteur et la masse. Le collecteur sera découplé et il peut même être relié directement à l'alimentation, la résistance R_C devenant inutile.

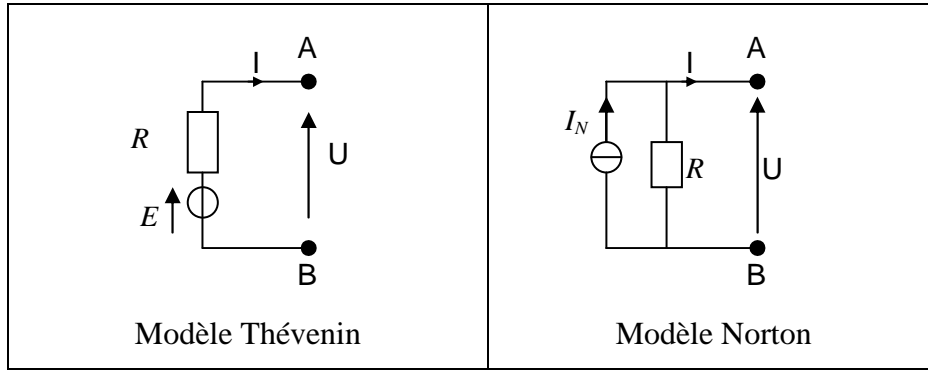


On donne le schéma équivalent en régime dynamique :



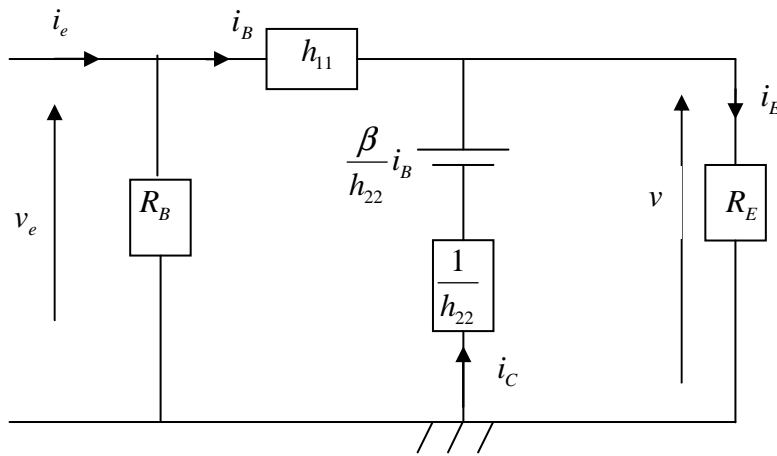
Résistance d'entrée : $Z_e = \left. \frac{v_e}{i_e} \right|_{i_s = 0}$

Pour calculer facilement la résistance d'entrée du montage, on peut remplacer le générateur de courant avec un générateur de tension selon la règle suivante :



On peut passer immédiatement d'un modèle à l'autre à l'aide des relations : $E = R \cdot I_N$

Le schéma correspondant:



$$R_e = \frac{v_e}{i_e} = R_B // R_{eq} \text{ et } R_{eq} = \frac{v_e}{i_B} \text{ avec } v_e = \frac{-1}{h_{22}} i_C + \frac{\beta}{h_{22}} i_B + h_{11} i_B \quad (*)$$

et comme $i_C = i_E - i_B$ et $i_E = \frac{v}{R_E} = \frac{v_e - h_{11} i_B}{R_E}$

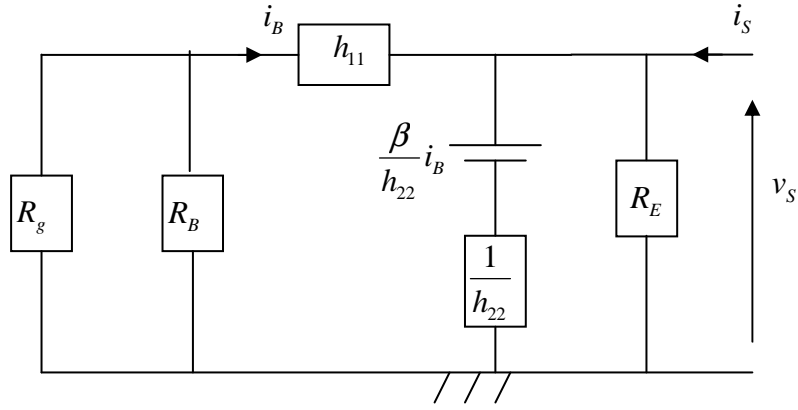
alors (*) devient : $v_e = \frac{-1}{h_{22}} \left(\frac{v_e - h_{11} i_B}{R_E} - i_B \right) + \frac{\beta}{h_{22}} i_B + h_{11} i_B$

ce qui donne : $\frac{v_e}{i_B} = \frac{h_{11} + R_E(1 + \beta) + R_E h_{11} h_{22}}{1 + R_E h_{22}}$

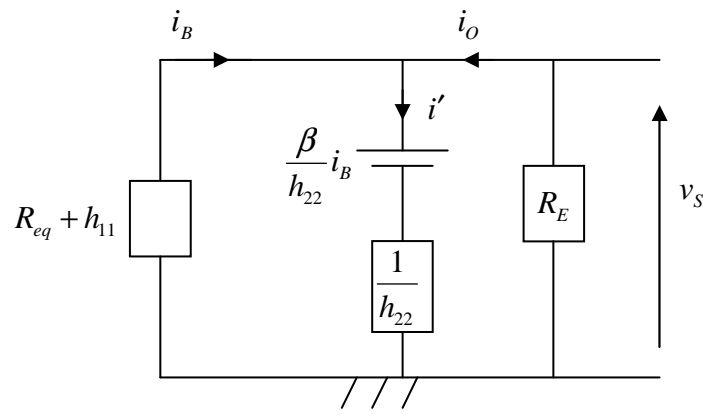
Finalement: $R_e = \frac{v_e}{i_e} = R_B // \left(\frac{h_{11} + R_E(1 + \beta) + R_E h_{11} h_{22}}{1 + R_E h_{22}} \right)$

Si on prend $h_{22} \approx 0$ alors la résistance d'entrée du montage CC est : $R_e = R_B // (h_{11} + R_E(1 + \beta))$

Résistance de sortie : $Z_e = \frac{v_e}{i_e} \Big|_{i_s = 0}$



$$R_S = \frac{v_S}{i_S} = R_E // R_O \text{ avec } R_O = \frac{v_S}{i_O}$$



$$\text{On pose } R_{eq} = R_g // R_B, \quad v_S = (R_{eq} + h_{11})(-i_B) = (R_{eq} + h_{11})(i_O - i') \quad (1)$$

$$\text{Egalement } v_S = \frac{\beta}{h_{22}} i_B + \frac{1}{h_{22}} i' = \frac{-\beta}{h_{22}} \frac{v_S}{R_{eq} + h_{11}} + \frac{1}{h_{22}} i' \Rightarrow i' = \left(h_{22} + \frac{\beta}{R_{eq} + h_{11}} \right) v_S \quad (2)$$

$$(2) \text{ dans } (1) \text{ donne : } v_S = (R_{eq} + h_{11}) \left(i_O - \left(h_{22} + \frac{\beta}{R_{eq} + h_{11}} \right) v_S \right)$$

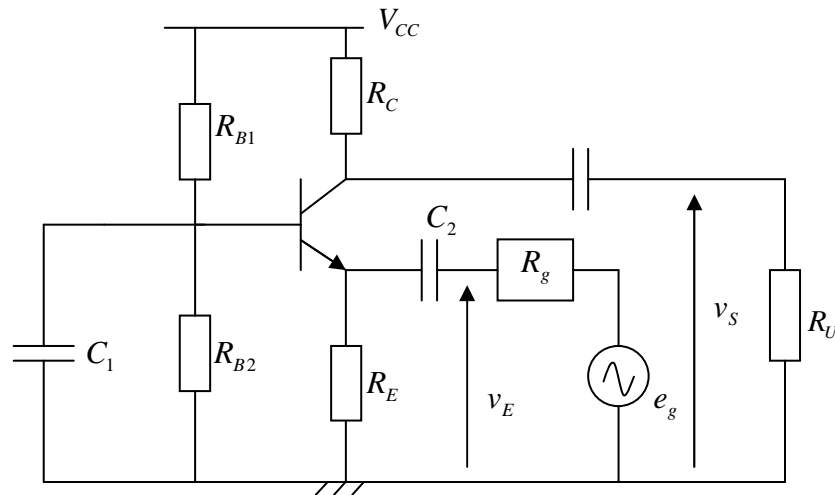
$$v_S \left(1 + (R_{eq} + h_{11}) \left(h_{22} + \frac{\beta}{R_{eq} + h_{11}} \right) \right) = (R_{eq} + h_{11}) i_O \Rightarrow \frac{v_S}{i_O} = \frac{R_{eq} + h_{11}}{1 + \beta + h_{22}(R_{eq} + h_{11})}$$

$$\text{D'où : } R_S = R_E // R_O = R_E // \left(\frac{R_{eq} + h_{11}}{1 + \beta + h_{22}(R_{eq} + h_{11})} \right)$$

$$\text{Si on prend } h_{22} \approx 0 \text{ alors } R_S = R_E // \left(\frac{R_{eq} + h_{11}}{1 + \beta} \right)$$

- Donner les expressions de A_v , A_i

2.4- Montage base commune



- Donner les expressions de A_v , A_i , Z_e , Z_s .

2.5- Comparaisons des montages

Le tableau 2.4a résume le fonctionnement des amplificateurs à émetteur commun (EC), à collecteur commun (CC) et à base commune (BC).

	Emetteur Commun	Base commune	Collecteur commun
Gain en tension	$A_v = \frac{-\beta \cdot (R_c // R_L)}{h_{11}}$ Environ 100	$A_v = \frac{\beta \cdot (R_c // R_L)}{h_{11}}$ environ 100	$A_v \approx 1$
Gain en courant	$A_i = \beta$	$A_i = 1$	$A_i = \beta$
Gain en puissance	$\approx 10^4$	De 50 à 500	De 50 à 1000
Impédance d'entrée	$Z_e = h_{11} // R_B$ moyenne de 1 k Ω à 10 k Ω	$Z_e = \frac{h_{11}}{\beta}$ très faible de 1 à 100 Ω	$Z_e = (h_{11} + \beta R_E) // R_B$ élevée de 100 k Ω à 1 M Ω
Impédance de sortie	$Z_s = R_C$ moyenne de 10 à 100 k Ω	$Z_s = R_C$ très élevé de 100 k Ω à 1 M Ω	$Z_s = \frac{h_{11} R_E}{h_{11} + \beta R_E}$ Très faible de 1 à 100 Ω

Tableau comparatif des différents montages

- L'étage émetteur commun (le plus utilisé) amplifie de façon importante en courant et en tension.
- L'étage collecteur commun n'amplifie pas en tension, mais présente une très grande impédance d'entrée et une très faible impédance de sortie, d'où son emploi fréquent en étage adaptateur en tension (suiveur).
- L'étage base commune n'amplifie pas en courant, mais présente une faible impédance d'entrée. Son utilisation se limite à l'emploi en haute fréquence.

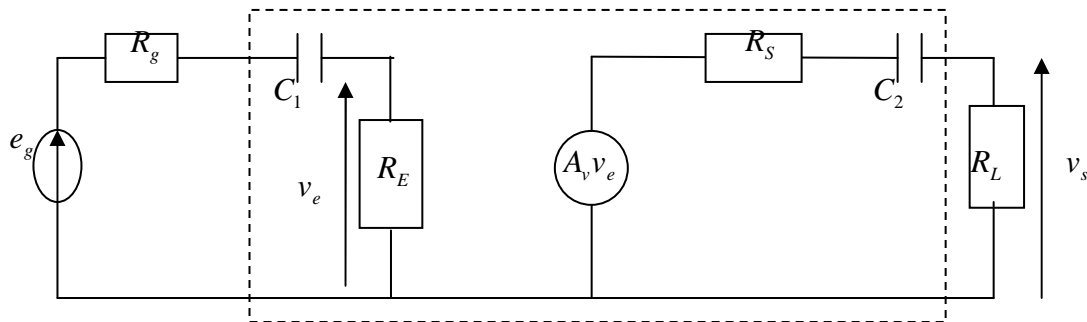
3- Influence des capacités de liaison et capacité de découplage

3.1- Influence de la capacité de liaison (couplage)

Les capacités de couplage sont des capacités de liaison qui servent à bloquer la composante continue du signal de polarisation et de transmettre le signal alternatif à un point donné du circuit. Ainsi, le signal alternatif à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur sera composé d'une composante continue de polarisation et une composante alternative du signal à amplifier.

La valeur de ces capacités doit être choisie de telle façon que leurs impédances soient négligeables aux fréquences de travail de l'amplificateur. Cette technique présente cependant un désavantage : les condensateurs de liaisons imposent au circuit une fréquence basse limite en dessous de laquelle la transmission du signal ne se fait plus.

Nous prendrons comme exemple le montage émetteur commun. L'amplificateur peut se modéliser par le schéma suivant incluant les condensateurs de liaison d'entrée et de sortie.



$$\frac{v_s}{e_g} = A_0 \cdot \frac{j \frac{\omega}{\omega_1}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_1}} \cdot \frac{j \frac{\omega}{\omega_2}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_2}} \quad \text{avec} \quad A_0 = A_v \cdot \frac{R_L}{R_L + R_s} \cdot \frac{R_e}{R_e + R_g} ; \quad \omega_1 = \frac{1}{(R_e + R_g)C_1} ;$$

$$\omega_2 = \frac{1}{(R_s + R_L)C_2}$$

On peut donc tracer le diagramme de Bode de cette fonction de transfert, en prenant $\omega_1 < \omega_2$ puisque l'impédance d'entrée est en général beaucoup plus grande que celle de sortie.

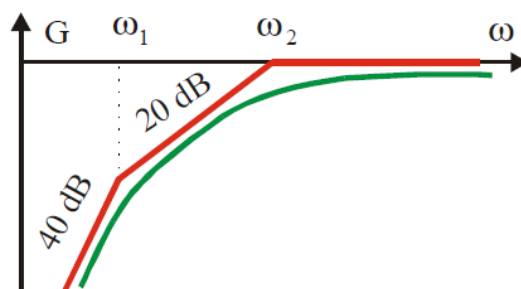


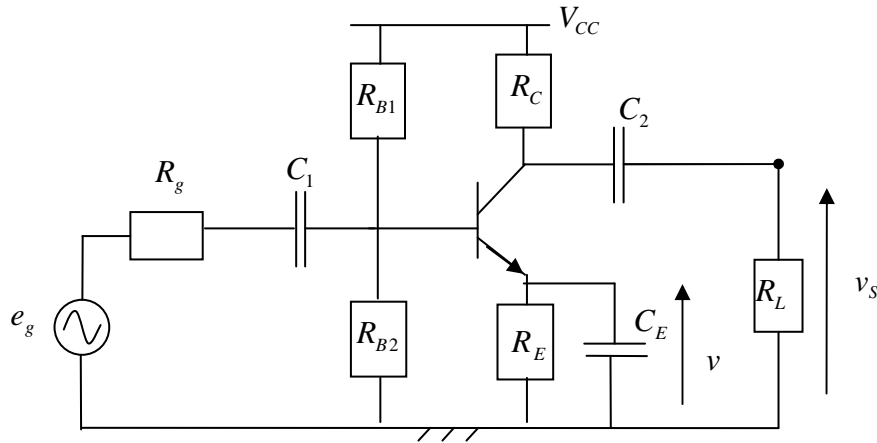
Fig12-b : Courbe de gain

Le système se comporte comme un filtre passe-haut dont la fréquence de coupure est ω_2 . En effet, c'est la plus grande fréquence qui détermine la fréquence de coupure basse de l'amplificateur.

Dans le cas où nous considérons le montage émetteur commun découplé, les condensateurs de découplages introduisent une fréquence de coupure basse supplémentaire, ainsi le calcul de la fréquence de coupure basse doit tenir compte de la fréquence de coupure introduite par cette capacité.

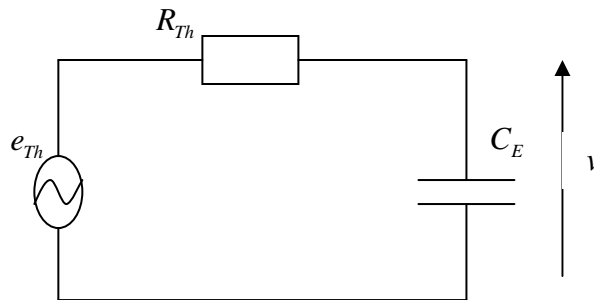
3.2- Influence de la capacité de découplage.

La capacité de découplage permet de ramener un point du circuit à la masse vis-à-vis des variations et plus précisément aux fréquences de travail de l'amplificateur. Ces condensateurs de découplage des émetteurs des différents transistors imposent également une fréquence de coupure, bien que celle-ci soit généralement inférieure à celles imposées par les condensateurs de liaisons.



Montage amplificateur émetteur commun découplé

Pour calculer la fréquence de coupure, on va appliquer le théorème de Thévenin aux bornes du condensateur C_E .



C'est un circuit RC passe bas avec la fréquence de coupure $f_C = 1/(2\pi \cdot R_{Th} \cdot C_E)$. Le point E sera une masse quasi parfaite pour les fréquences très supérieures à f_C .

Chapitre 3 : Amplificateur en hautes fréquences

1- Modèle équivalent en haute fréquence du transistor bipolaire :

En haute Fréquence, il faut tenir compte des capacités intrinsèques du transistor qui sont dues principalement à l'effet de stockage des porteurs minoritaires dans la base et à la capacité de transition de la jonction Base Collecteur polarisée en inverse. Pour les simuler, on introduit les capacités internes $C_{B'E}$ et $C_{B'C}$. Pour cela, on introduit un point B' entre base et émetteur qui n'existe pas physiquement. Il s'agit d'une autre approche d'un modèle de Giacoletto représenté suivant une structure de quadripôle en π , qui met en avant la transconductance du transistor g_m . Il est représenté à la Figure 1

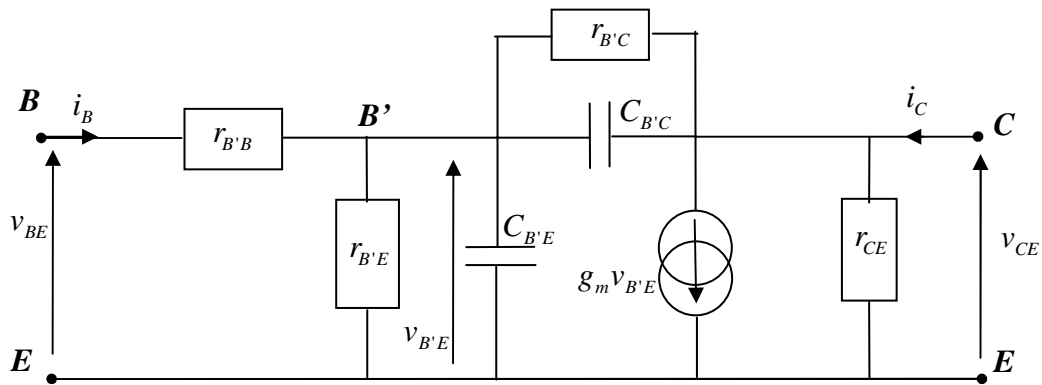


Figure 1- Schéma de Giacoletto valable en haute fréquence

Ce circuit valable en petits signaux fait apparaître la base B' appelée base intrinsèque qui n'est pas physiquement accessible. La résistance $r_{B'B}$ représente la résistance de la zone d'accès à la base intrinsèque. Elle est présente dans tous les transistors et constitue la principale limitation à l'utilisation HF des transistors bipolaires.

Les différents éléments du schéma équivalent se déduisent des caractéristiques du transistor de la façon décrite ci-après.

❖ Transconductance g_m

La transconductance g_m encore appelée *pente* du transistor est obtenue à partir de la caractéristique $I_C = f(V_{B'E})$ du transistor.

En régime de polarisation normale nous avons en effet : $I_C \cong I_S e^{\frac{V_{B'E}}{V_T}}$.

Pour de faibles variations de $V_{B'E}$ autour du point de polarisation $I_{C0}; V_{B'E0}$ on peut écrire :

$$g_m = \frac{\partial I_C}{\partial V_{B'E}} = \frac{I_S}{V_T} \cdot e^{\frac{V_{B'E0}}{V_T}} = \frac{I_{C0}}{V_T} \text{ avec } V_T = \frac{k \cdot T}{q} = 26\text{mV à } 300\text{K}$$

Ainsi pour un courant $I_{C0} = 2,6\text{mA}$ la transconductance est de $100\text{mA/V} = 100\text{mS}$. Cette forte valeur de la transconductance est une caractéristique des transistors bipolaires.

❖ **Résistance d'entrée $r_{B'E}$**

La résistance $r_{B'E}$ représente la résistance dynamique de la caractéristique d'entrée du transistor $I_B = f(V_{B'E})$. Pour les petites variations de I_B et de $V_{B'E}$ on peut écrire, en tenant compte de:

$$\delta V_{B'E} = r_{B'E} \cdot \delta I_B = \frac{\delta I_C}{g_m}$$

$$\text{d'où } r_{B'E} = \frac{1}{g_m} \cdot \frac{\delta I_C}{\delta I_B} = \frac{h_{21}}{g_m}$$

Le gain en courant, la résistance d'entrée et la transconductance sont liées par la relation:

$$h_{21} = \beta = g_m \cdot r_{B'E}$$

Exemple: $g_m = 100\text{mA/V}$; $\beta = 100 \Rightarrow r_{B'E} = 1\text{k}\Omega$

❖ **Résistance de réaction $r_{B'C}$**

A partir du schéma équivalent de Giacoletto on peut redéfinir le coefficient h_{12} du transistor par:

$$h_{12} = \frac{\delta V_{B'E}}{\delta V_{CE}} = \frac{r_{B'E}}{r_{B'E} + r_{B'C}}, \text{ et comme } h_{12} \ll 1 \text{ on a } r_{B'C} \gg r_{B'E} \text{ donc } r_{B'C} \cong \frac{r_{B'E}}{h_{12}}$$

Exemple : $h_{12} = 10^{-4}$; $r_{B'E} = 1\text{k}\Omega \Rightarrow r_{B'C} = 10\text{k}\Omega$

La résistance $r_{B'C}$ en parallèle avec $C_{B'C}$ qu'on appelle capacité Miller, situées entre l'entrée et la sortie du montage est très grande, et elle sera souvent négligée.

❖ **Capacité $C_{B'E}$**

La capacité $C_{B'E}$ représente la somme de la capacité de diffusion de la jonction base-émetteur et de la capacité de transition. Lorsque la jonction base émetteur est polarisée en direct la capacité de diffusion est prépondérante et sera donnée par :

$$C_{B'E} = \tau_B \frac{dI}{dV_{B'E}}$$

Mais le courant de diffusion de la base I constitue la plus grande partie du courant collecteur ou de la même façon du courant collecteur. On a donc:

$$C_{B'E} = \tau_B \frac{dI}{dV_{B'E}} = \tau_B \cdot g_m (*)$$

Remarque : La largeur de la base n'étant pas accessible à la mesure, il n'est pas possible de déterminer le temps de transit des électrons dans la base τ_B . La détermination de la capacité $C_{B'E}$ se fera de manière indirecte à partir de la mesure de la fréquence de transition du transistor. D'ores et déjà on peut donner l'ordre de grandeur de $C_{B'E} \cong 100\text{pF}$.

❖ **Capacité $C_{B'C}$**

C'est la capacité de transition de la jonction collecteur-base polarisée en inverse. Elle est donc très faible de l'ordre de 3pF

2- Réponse fréquentielle du transistor

A partir du circuit équivalent de Giacoletto en haute fréquence, on peut calculer le gain en courant du transistor. Celui-ci est défini par:

$$\beta(j\omega) = \frac{I_C}{I_B} \Big|_{V_{CE}=0}$$

En négligeant la résistance $r_{B'C}$ le gain en courant β est donné par:

$$\beta(j\omega) = \frac{g_m}{\left(\frac{1}{r_{B'E}} + j\omega \cdot (C_{B'E} + C_{B'C}) \right)}$$

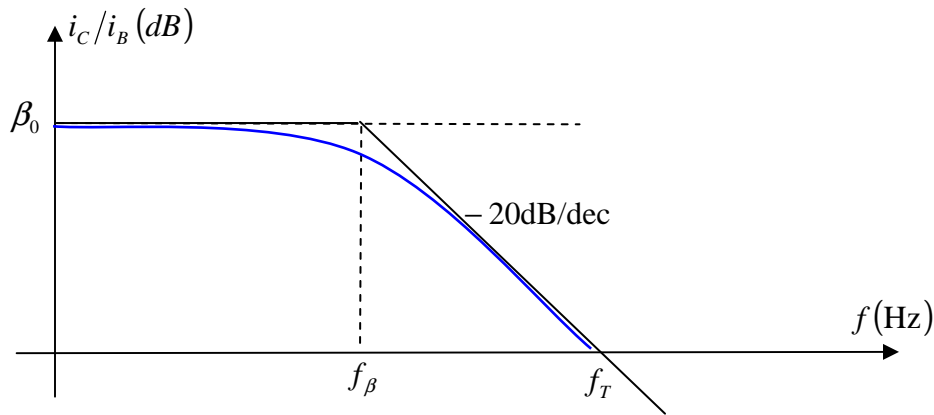
On peut ainsi mettre le gain en courant sous la forme:

$$\beta(j\omega) = \frac{\beta_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_\beta}} \text{ avec } \beta_0 = g_m \cdot r_{B'E} \text{ et } \omega_\beta = \frac{1}{r_{B'E} (C_{B'E} + C_{B'C})} = \frac{g_m / \beta_0}{C_{B'E} + C_{B'C}}$$

Diagramme de Bode : Le gain en courant est analogue à celui d'un filtre passe-bas du premier ordre de fréquence de coupure $f_\beta = \omega_\beta / 2\pi$.

$$|\beta|_{dB} = |\beta_0|_{dB} - 20 \log_{10} \left(1 + \left(\frac{f}{f_\beta} \right)^2 \right)^{1/2}$$

L'allure du gain en courant pour les montages émetteur commun est représentée sur la figure suivante :



On définit dans ce cas la fréquence de transition f_T comme étant la fréquence pour laquelle le gain en courant i_C/i_b est égal à 1. Au-delà, le transistor devient un atténuateur de courant. Autrement dit, f_T représente la fréquence maximale d'utilisation du transistor. Elle est indiquée dans les datasheets constructeurs de transistors.

On peut facilement démontrer que $f_T = \beta_0 \cdot f_\beta$ ce qui est une caractéristique de tout système intégrateur du premier ordre. Et on peut l'exprimer en fonction des différents éléments du circuit :

$$f_T = \beta_0 \cdot f_\beta = \beta_0 \cdot \frac{\omega_\beta}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{g_m}{C_{B'E} + C_{B'C}}$$

En régime de polarisation normale on a: $C_{B'E} \gg C_{B'C}$ et, en tenant compte de la relation (*) on a:

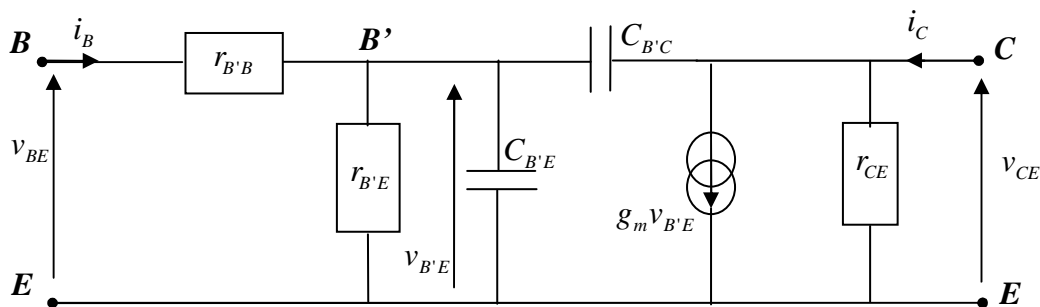
$$f_T = \frac{1}{2\pi \cdot \tau_B}$$

Cette relation nous permet de déterminer la constante de temps des porteurs minoritaires dans la base. On constate de plus que le principal facteur limitant la fréquence des transistors bipolaires est l'épaisseur de la base.

3- Théorème de Miller :

Lorsque le transistor fonctionne à hautes fréquences, on élimine les capacités de liaisons et de découplages (équivalentes à des court-circuits en haute fréquence), et on tient compte des effets capacitifs. Ceux-ci proviennent des jonctions entre la base et l'émetteur, et la base et le collecteur. Dans le circuit équivalent, il faut aussi tenir compte des différentes résistances de la base et du collecteur.

On rappelle le schéma équivalent du transistor en haute fréquence (Schéma Giaccolleto) :

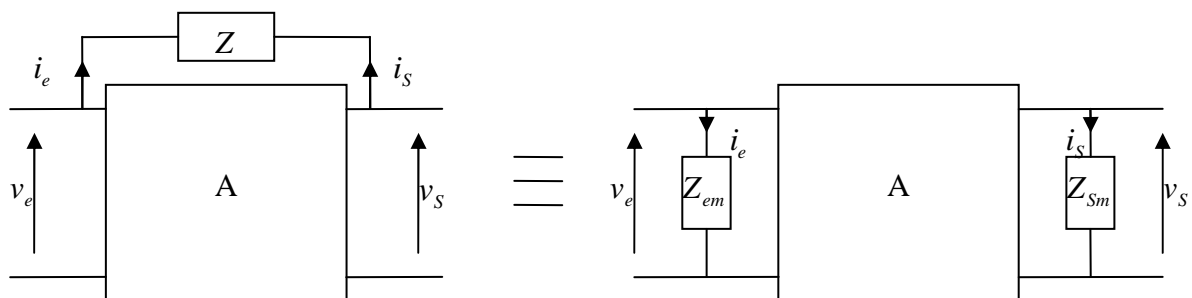


Dans ce modèle, interviennent les capacités parasites qui rendent les paramètres du transistor complexes en haute fréquence.

La capacité $C_{B'E}$ viendra court-circuiter $r_{B'E}$ en haute fréquence (elle est généralement de l'ordre de 30 pF). La capacité $C_{B'C}$ (appelée aussi capacité Miller) est placée entre l'entrée et la sortie du transistor. En haute fréquence, elle réinjecte le signal amplifié vers l'entrée. L'analyse est dans ce cas particulièrement complexe car cette capacité intervient à la fois dans le circuit de sortie et d'entrée. Le théorème de Miller permet de fractionner cette capacité entre le circuit d'entrée et celui de sortie de sorte à simplifier l'analyse.

Théorème de Miller

Si on place une impédance entre l'entrée et la sortie d'un amplificateur de gain A, cette impédance peut se partager de part et d'autre de l'amplificateur de cette façon :



Pour différencier les impédances Z_{em} et Z_{sm} des impédances d'entrée et de sortie de l'amplificateur complet, nous avons mis les indices *em* et *sm* au lieu de *e* « entrée » et *s*

« sortie ». Ces deux impédances équivalentes en entrée et en sortie de l'amplificateur peuvent être retrouvées à l'aide des relations suivantes : $Z_{em} = \frac{Z}{1-A}$, $Z_{sm} = \frac{Z \cdot A}{A-1}$

Démonstration du théorème de Miller.

A représente l'amplification en charge: $A = \frac{v_s}{v_e} \Rightarrow v_s = A \cdot v_e$

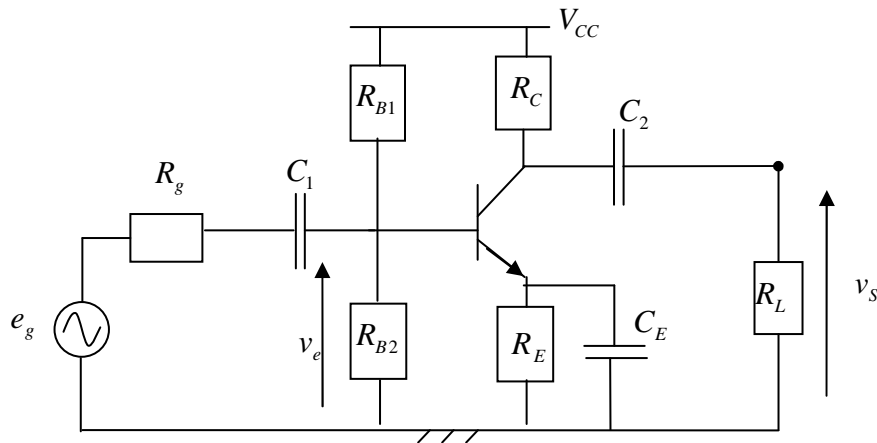
$$v_e = v_s + Z \cdot i_e = A \cdot v_e + Z \cdot i_e \Rightarrow v_e = \frac{Z}{1-A} \cdot i_e = Z_{em} \cdot i_e \Rightarrow Z_{em} = \frac{Z}{1-A}$$

De même :

$$v_s = v_e + Z \cdot i_s = \frac{1}{A} \cdot v_s + Z \cdot i_s \Rightarrow v_s = \frac{Z \cdot A}{A-1} \cdot i_s = Z_{sm} \cdot i_s \Rightarrow Z_{sm} = \frac{Z \cdot A}{A-1}$$

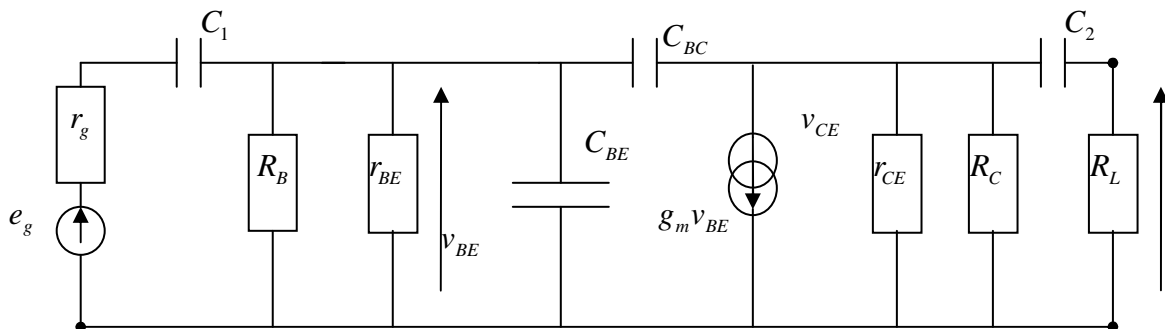
4- Montage émetteur commun en HF.

Soit le schéma suivant :

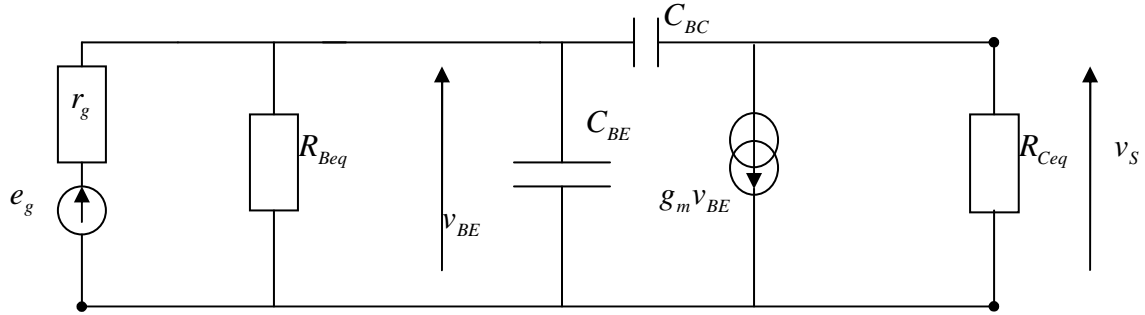


Le circuit comporte un condensateur de liaison à l'entrée et à la sortie. Dans un premier temps, nous allons négliger le condensateur de découplage et considérer sa capacité infinie.

Le schéma équivalent total du montage est le suivant où on néglige la résistance de contact $R_{B'B}$ de la base (les points B et B' seront confondus)



Comme nous l'avons vu précédemment, seules les capacités $C_{B'E}$ et $C_{B'C}$ du schéma équivalent interviennent en hautes fréquences. On élimine donc les capacités C_1 et C_2 . Le nouveau schéma équivalent devient :



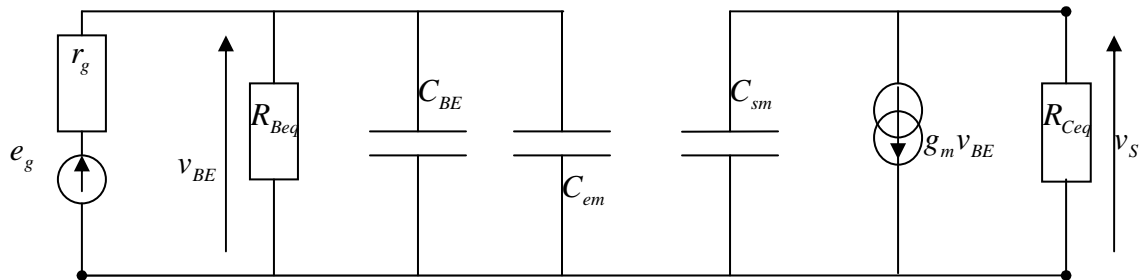
Dans ce cas précis, il convient d'appliquer le théorème de Miller qui permet de répartir la capacité C_{BC} entre l'entrée et la sortie de l'amplificateur. Pour cela, nous devons d'abord calculer le gain en tension de l'étage (gain maximum dans la bande passante, sans les capacités). Ce gain est égal à $-g_m \cdot R_{Ceq}$ (montage émetteur commun, on rappelle $g_m = h_{21}/h_{11}$). Ainsi, la capacité C_{BC} peut se décomposer en deux capacités C_{em} à l'entrée de l'amplificateur et C_{sm} à la sortie de l'amplificateur suivant les deux relations suivantes :

$$C_{em} = C_{BC}(1 + g_m R_{Ceq})$$

$$C_{sm} = C_{BC}(1 + 1/g_m R_{Ceq})$$

Avec $R_{Ceq} = r_{CE} // R_C // R_L$

Le nouveau schéma équivalent simplifié devient donc :



En calculant le gain en tension v_S/e_g , on trouve :

$$\frac{v_S}{e_g} = -g_m R_{Ceq} \left(\frac{R_{Beq}}{R_{Beq} + r_g} \right) \frac{1}{\left(1 + j \frac{\omega}{\omega_s} \right) \left(1 + j \frac{\omega}{\omega_e} \right)}$$

$$\text{Avec } \omega_e = \frac{1}{(r_g // R_{Beq})(C_{BE} + C_{em})}$$

$$\omega_s = \frac{1}{R_{Ceq} C_{sm}}$$

Il est clair que la fréquence de coupure en "hautes fréquences" est déterminée par la fréquence la plus basse. Dans ce cas, en comparant les deux fréquences f_s et f_e , on voit bien que f_e est la fréquence haute du montage EC : $f_H = f_e = \omega_e/2\pi$.

Diagramme de Bode en amplitude (échelle semi-log) :

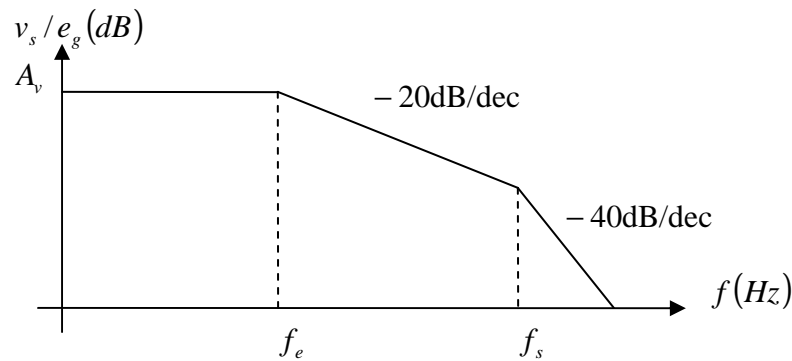
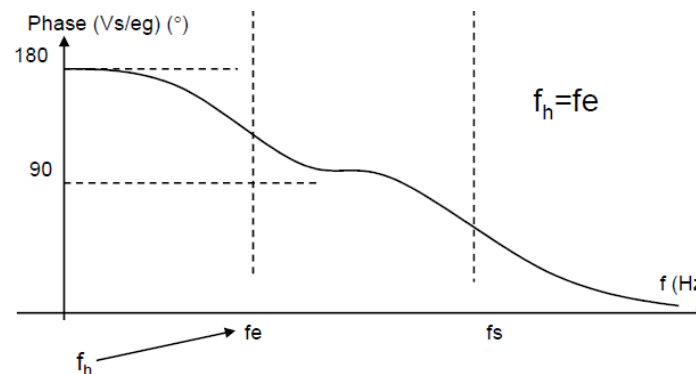


Diagramme de Bode en phase



5- Facteur de mérite :

La bande passante d'un amplificateur est définie par la différence $f_H - f_B$. Cependant, la valeur de la fréquence de coupure basse est très inférieure à f_H . On peut donc approximer la bande passante de l'amplificateur comme étant égale à f_H . Comme nous venons de le voir, cette bande passante est fortement liée à la valeur de la capacité Miller, car celle-ci correspond au produit de C_{BC} avec le gain de l'amplificateur. On peut donc en conclure que la bande passante du montage amplificateur dépend directement de la valeur du gain en tension.

En général, les fabricants ne donnent pas la valeur de C_{BC} parce que cette capacité est trop difficile à mesurer directement. Par contre, ils donnent le « Produit Gain-Bande passante », également appelé « facteur de mérite » noté M , qui correspond à la fréquence à laquelle le gain en courant d'un transistor chute à 1.

$$\text{Si on prend l'exemple du cas précédent : } M = A_v \cdot f_H = \frac{-g_m \cdot R_{Ceq} \cdot r_g \cdot R_{Beq}}{2\pi(r_g + R_{Beq})(C_{BE} + g_m R_{Ceq} C_{BC})}$$

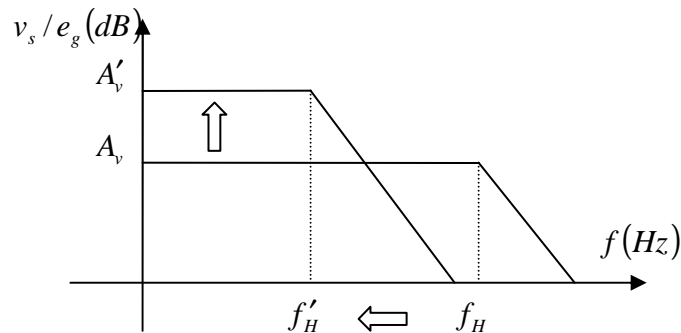
On fait apparaître dans cette expression la fréquence de transition f_T du transistor et la

$$\text{fréquence de coupure de la sortie } f_s : M = A_v \cdot f_H = \frac{R_{Ceq}}{R_g} \frac{1}{\frac{1}{f_T} + \frac{1}{f_s}}$$

$$\text{Sachant que } f_T \gg f_s, \text{ on peut écrire } M = A_v \cdot f_H = \frac{R_{Ceq}}{R_g} f_s = \frac{1}{2\pi r_g C_{BC}}$$

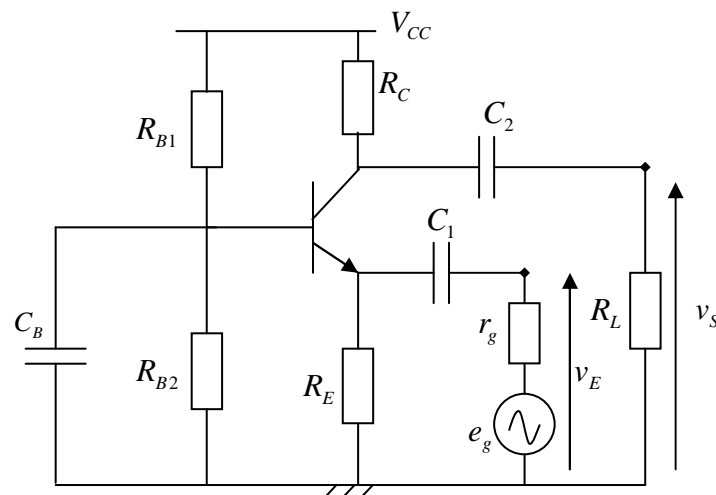
Ce résultat est très important, en effet, il montre que le choix de la résistance r_g et du transistor fixe alors la performance en HF du montage émetteur commun. Pour améliorer, il faut utiliser une résistance r_g plus faible et (ou) un transistor ayant une capacité C_{BC} de valeur inférieure.

Le facteur de mérite ou le produit gain bande est donc une constante : si on augmente le gain A_v alors on diminue f_H !

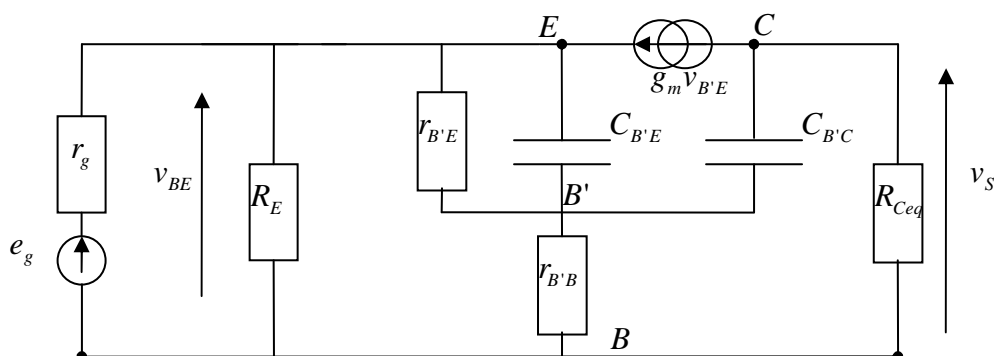


6- Montage base commune en HF.

Le terme de base commune vient du fait que l'électrode « base » du transistor est reliée à la masse. Dans cette configuration, le signal d'entrée est appliqué à l'émetteur, le signal de sortie étant récupéré au collecteur.



Le pont R_{B1}/R_{B2} disparaît car il est shunté en alternatif par le condensateur de découplage C_B . La base est bien le potentiel commun entrée/sortie. Le schéma équivalent, aux petites variations, du montage base commune en HF est donné :

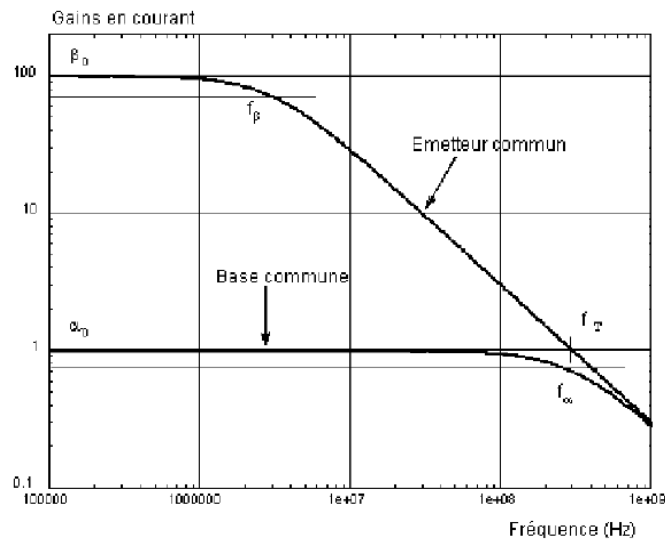


La résistance $r_{B'B}$ d'accès à la base interne du transistor peut être négligée devant $r_{B'E}$.

En pratique, ce montage sera très peu utilisé. Cependant, il apporte un intérêt dans les montages à haute fréquence, car l'effet de la capacité Miller est fortement diminué, ce qui permet une bande passante plus importante à celle du montage émetteur commun. Il est aussi

souvent utilisé dans les amplificateurs à plusieurs étages car son courant d'entrée dépend très peu de sa tension de sortie

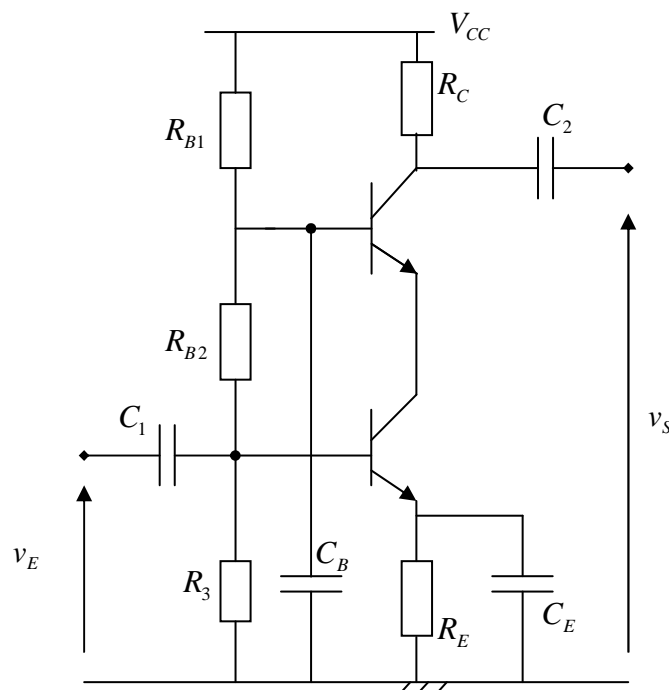
Suivant le type de montage, le gain en courant d'un amplificateur varie fortement. Dans un montage émetteur commun, il est de l'ordre de β , alors que dans un montage base commune, il est de l'ordre de 1. La variation du gain en courant de ces deux montages peut être représentée sur une courbe caractérisant leur réponse en fréquence respective :



La bande passante du gain étant définie à -3 dB du maximum, on met ici clairement en évidence la supériorité fréquentielle du montage base commune sur l'amplificateur émetteur commun.

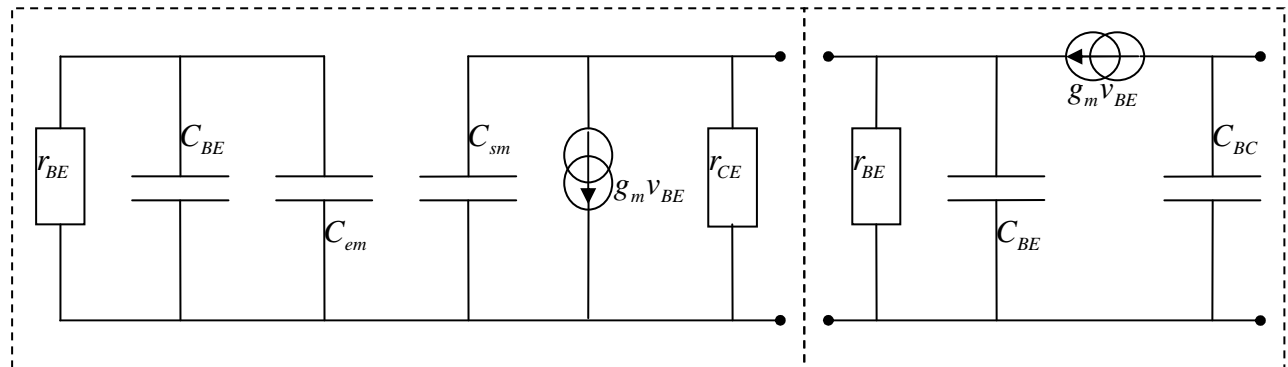
7- Montage cascode :

Une astuce de montage combinant à la fois l'avantage du gain élevé de l'émetteur commun et la bande passante élevée d'un montage base commune permet d'obtenir un nouveau dispositif, appelé montage cascode, qui améliore de façon significative le facteur de mérite de l'ensemble.



L'amplificateur cascode est un montage émetteur commun chargé par un montage base commune : Le transistor du bas correspond au montage émetteur commun, celui du haut au montage base commune.

La sortie du premier transistor se fait au niveau du collecteur, et ce signal est appliqué à l'émetteur du second transistor qui devient donc la charge de collecteur de l'émetteur commun. Le condensateur C_B est nécessaire au montage base commune (découplage de la base).



Transistor 1

Transistor 2

Le premier transistor n'est plus chargé par RC , mais par r_{BE} du second transistor qui est en général plus faible, on peut donc s'attendre à une légère chute du gain. Ce qui aura cependant une conséquence heureuse sur la valeur de la capacité Miller du premier transistor, et donc sur la bande passante de l'amplificateur.

La capacité C_{BC} du second transistor n'apparaît plus comme une capacité de contre-réaction, il n'existe donc pas d'effet Miller pour cette capacité.

La combinaison de ces différents avantages permet au montage cascode d'obtenir une excellente réponse en fréquence, au détriment cependant d'une légère chute du gain.

Chapitre 4 : Montages à plusieurs transistors

1- Introduction

Dans de nombreux amplificateurs, on cherche à obtenir un grand gain, une impédance d'entrée élevée (afin de ne pas perturber la source du signal) et une impédance de sortie faible pour agir sur l'actionneur final (haut-parleur, moteur d'asservissement ...). Un amplificateur à un seul étage ne permet pas, en général, de réaliser ces objectifs. On sera amené à associer plusieurs étages en cascade (appelé une chaîne d'amplification) pour multiplier leurs gains. Or le gain en tension d'un amplificateur constitué de plusieurs étages égal au produit des gains des différents étages n'est vrai que dans deux cas :

- Les amplificateurs utilisés sont parfaits c'est à dire que leur impédance d'entrée est infinie et leur impédance de sortie est nulle. De tels amplificateurs sont impossibles à réaliser dans la pratique.
- Les gains des différents étages sont des gains en charge, c'est à dire qu'ils ont été calculés en tenant compte de l'impédance de charge de chaque amplificateur.

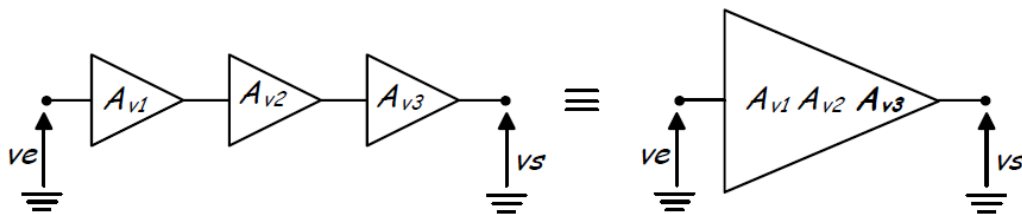


Fig. 5.24 – Association de plusieurs amplificateurs en cascade

Le principal problème rencontré lors de l'association d'étages amplificateurs est celui de l'adaptation de leurs impédances. Ainsi dans le cas d'une amplification en tension, il faut que l'impédance d'entrée de l'étage soit beaucoup plus grande que l'impédance de sortie de l'étage précédent. Pour une amplification de puissance, il faut que l'impédance de sortie de l'étage soit voisine de celle de la charge. La liaison entre les étages successifs pose également des difficultés.

2 – Amplificateurs à liaison directe

Relier directement la sortie d'un étage à l'entrée du suivant est *a priori* la méthode la plus simple pour effectuer la liaison. En fait, ce mode de liaison pose de nombreux problèmes.

Examinons le schéma 1-a. Le potentiel continu du point A est voisin de $\frac{1}{2}V_{CC}$. Par contre, celui de B est voisin de 0,65 V. La réunion de A et B provoque un court-circuit de l'espace émetteur collecteur du premier transistor qui cesse alors de fonctionner correctement.

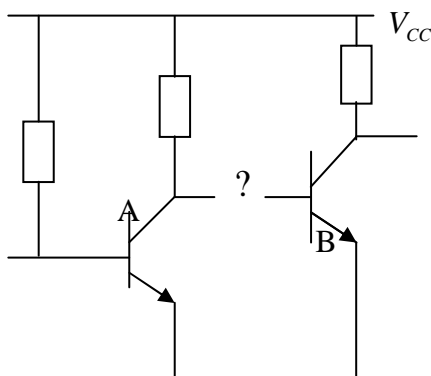


Figure 1-a

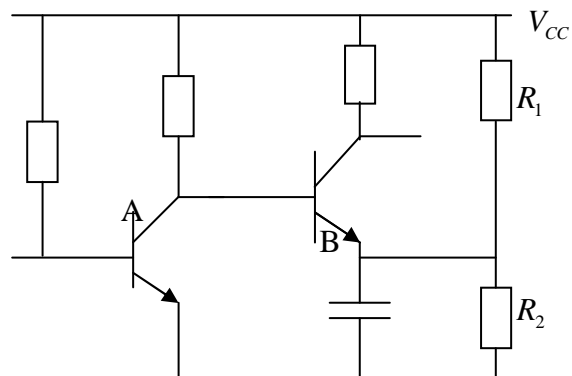


Figure 1-b

Le schéma 1-b donne une méthode pour faire fonctionner le montage : Un pont de résistance permet de polariser l'émetteur du second transistor à un potentiel égal à celui du collecteur du premier. A et B peuvent alors être reliés sans problème.

Le principal avantage des montages à liaison directe est qu'ils offrent la possibilité d'amplifier les tensions continues. Mais ils sont de ce fait très sensibles à la dérive thermique des transistors : la dérive des premiers étages est amplifiée par les étages suivants au même titre que le signal.

3 – Liaison par condensateur entre deux étages

Selon le mode de polarisation retenu, différents montages sont possibles. Comme exemple, étudions rapidement le schéma de la figure 2-a qui associe deux étages à émetteur commun non découplé. Pour les fréquences intermédiaires, le schéma équivalent du montage 2-b est très simple :

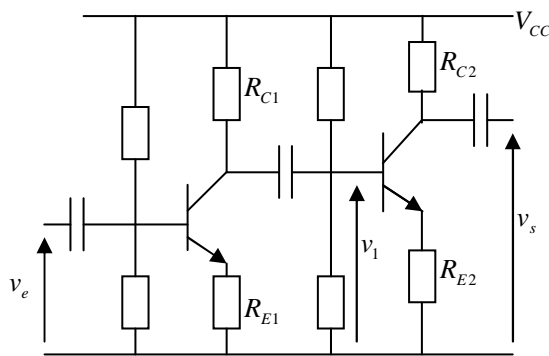


Figure 2-a

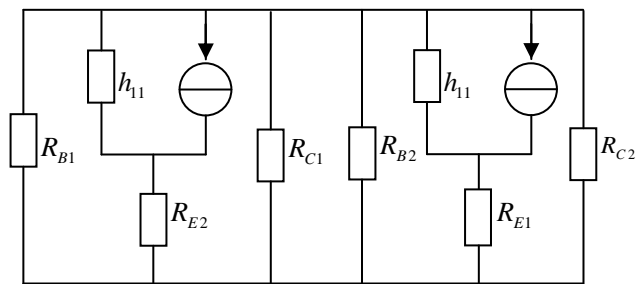


Figure 2-b

Le pont de base des deux étages est choisi pour obtenir un point de fonctionnement au milieu de la droite de charge. On suppose que les deux transistors sont identiques et que $R_{B1} = R_1 // R_2$. Comme la charge d'un étage dépend de l'impédance d'entrée de l'étage suivant, il est conseillé de commencer l'étude par le dernier étage et de remonter vers le générateur d'entrée. L'impédance de sortie du 2^{ème} étage est R_{C2} . Son impédance d'entrée est égale à :

$$R_{B2} // (h_{11} + (\beta + 1)R_{E2}) \approx R_{B2} // \beta R_{E2}$$

Son gain en tension est égal à : $A_{v2} = \frac{-\beta R_{C2}}{h_{11} + (\beta + 1)R_{E2}} \approx -\frac{R_{C2}}{R_{E2}}$

L'impédance de sortie du premier étage est donc $R_{S1} = R_{C1} // R_{B2} // \beta R_{E2}$.

Son gain est $A_{v2} \approx \frac{R_{S1}}{R_{E1}}$ et son impédance d'entrée est : $R_{B1} // \beta R_{E1}$.

L'ensemble est donc équivalent à un amplificateur de gain $A_v = A_{v1} \cdot A_{v2}$.

Il est évident que ce mode de liaison ne permet pas l'amplification des tensions continues. La fréquence de coupure inférieure est fonction des valeurs des condensateurs, la fréquence de coupure haute est limitée par les capacités parasites.

Exercice :

Reprendre cette étude en envisageant les trois cas suivants :

- R_{E1} est découplée par un condensateur.

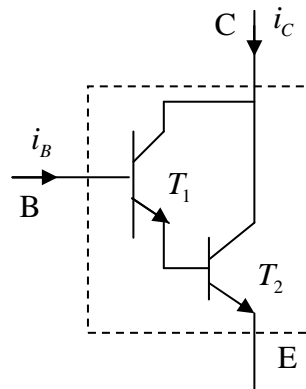
- R_{E2} est découplée par un condensateur.
- R_{E1} et R_{E2} sont découplées.

Pour le 2^{ème} cas, on notera que le découplage de la résistance R_{E2} diminue beaucoup l'impédance de sortie du premier étage qui voit alors son gain s'effondrer.

4 – Montage Darlington

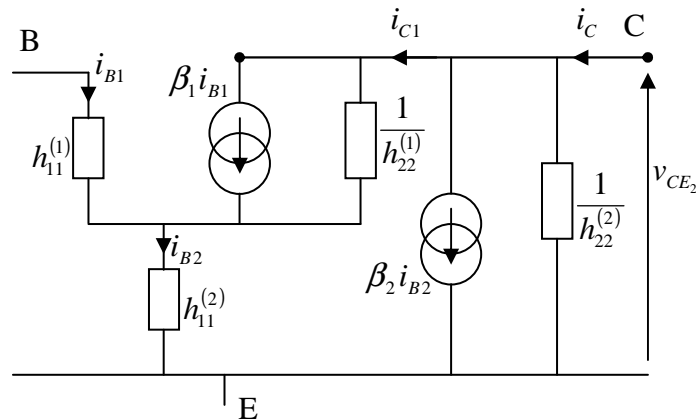
4.1 – Principe

Le transistor Darlington est l'association de deux transistors bipolaires de même type (tous deux NPN ou tous deux PNP), résultant en un composant hybride qui a encore des caractéristiques de transistor. Ces deux transistors peuvent être intégrés dans un même boîtier. Le gain en courant du Darlington est égal au produit des gains de chaque transistor. Le montage est le suivant :



La base du transistor T2 est reliée à l'émetteur de T1 et les deux collecteurs sont reliés.

4.2 – Schéma équivalent



4.3- Gain en courant du transistor équivalent

$$i_C = i_{C1} + i_{C2} = \beta_1 i_{B1} + \beta_2 i_{B2} \text{ Or } i_{B2} = i_{E1} = (\beta_1 + 1)i_{B1}$$

$$\text{D'où : } i_C = [\beta_1 + \beta_2 (\beta_1 + 1)]i_{B1} \Rightarrow \beta = \beta_1 + \beta_2 (\beta_1 + 1)$$

4.4- Résistance d'entrée

$$v_e = h_{11}^{(1)}i_{B1} + h_{11}^{(2)}i_{B2} = h_{11}^{(1)}i_{B1} + (\beta_1 + 1)h_{11}^{(2)}i_{B1}$$

$$R_e = \frac{v_e}{i_B} = h_{11}^{(1)} + (\beta_1 + 1)h_{11}^{(2)}$$

4.5- Résistance de sortie

$$R_s = \left. \frac{v_s}{i_s} \right|_{v_e = 0} = \frac{v_{CE}}{i_C}$$

$$v_e = 0 \Rightarrow i_{B1} = 0 \Rightarrow i_{C1} = i_{B2}$$

$$\text{Donc : } i_C = \beta_2 i_{B2} + h_{22}^{(2)} v_{CE} + i_{C1} = (\beta_2 + 1) i_{C2} + h_{22}^{(2)} v_{CE} \text{ et } I_{C2} = h_{22}^{(1)} v_{CE}$$

$$\text{D'où : } R_s = \frac{1}{(\beta + 1)h_{22}^{(1)} + h_{22}^{(2)}}$$

La résistance de sortie d'un montage Darlington est plus faible que celle d'un transistor seul.

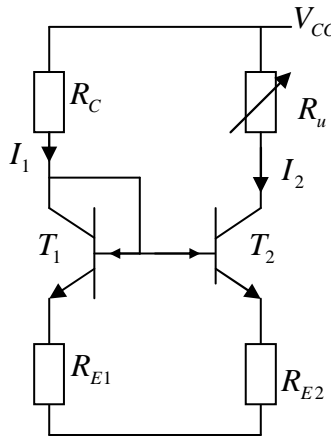
En conclusion le Darlington a un grand gain, une faible résistance de sortie, et une grande résistance d'entrée.

Inconvénient : Le seuil de conduction v_{BE} à partir duquel le Darlington commence à conduire est doublé par rapport à un transistor simple, le courant de commande traverse la jonction base-émetteur du premier transistor puis la jonction base-émetteur du deuxième, donc le v_{BE} du Darlington est l'addition des deux v_{BE} .

5- Miroir de courant

Objectif : Recopier un courant

Une manière simple de réaliser plusieurs sources de courant égales consiste à utiliser un miroir de courant dont le schéma est donné à la figure ci-dessous. Celui-ci est constitué de plusieurs transistors identiques dont toutes les bases sont reliées entre elles et les émetteurs entre eux. La tension base-émetteur est donc la même pour tous les transistors, ce qui entraîne des courants de collecteur égaux pour tous les transistors :



Le premier transistor, dit transistor de commande du miroir, a sa base reliée à son collecteur ; il travaille comme une diode ayant une tension de seuil V_{BE1} entre base et émetteur :

$$V_{BE1} = V_{BE2}, I_1 = I_{C1} + I_{B1} + I_{B2} \text{ et comme } V_{BE1} = V_{BE2} \text{ on a } I_{B1} = I_{B2}$$

$$I_1 = \beta_1 I_{B1} + 2I_{B1} = (\beta_1 + 2)I_{B1} \text{ et } I_2 = I_{C2} = \beta_2 I_{B2} = \beta_2 I_{B1}$$

$$\text{On a les mêmes transistors : } \beta_1 = \beta_2 \text{ alors : } I_2 \approx \beta I_{B1} = \frac{\beta}{\beta + 2} I_1 \approx I_1$$

Ce montage permet alors de générer une source de courant I_2 constant quelque soit la charge.

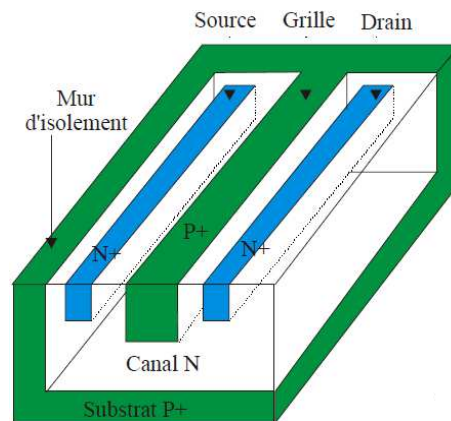
Chapitre 5: Transistor à Effet de Champ

Contrairement aux transistors bipolaires dont le fonctionnement repose sur deux types de porteurs les trous et les électrons, les transistors unipolaires fonctionnent avec un seul type de charges, les trous ou les électrons. Le transistor à effet de champ à jonction (TEC en français) ou Field Effect Transistor (JFET en anglais) est un premier exemple de transistor unipolaire.

1 – Etude théorique

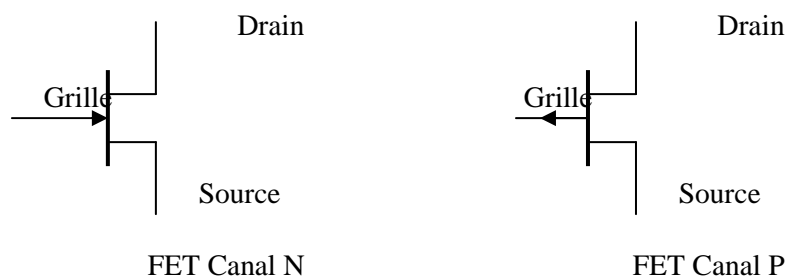
1.1 – Composition

Sur un substrat (P+) très fortement dopé, on diffuse une zone dopée N : **le canal** . Au centre du dispositif, on diffuse une **grille** nommée aussi porte ou gate, dopée P+ reliée au substrat et de part et d'autre de cette grille, deux îlots très fortement dopés N+ : la **source** (zone d'entrée des électrons dans le dispositif) et le **drain** (zone de sortie des charges). Il existe aussi des JFET ayant un canal P qui sont complémentaires des transistors canal N.



1.2 – Symbole

Le symbole utilisé pour les représenter est donné ci-dessous. La grille et le canal forment une jonction PN ; la flèche correspondante est orientée dans le sens passant de cette jonction



Source : électrode par laquelle les porteurs entrent dans le canal.

Drain : électrode par laquelle les porteurs quittent dans le canal.

Grille: électrode de commande ($I_G = 0$)

1.3 – Principe de fonctionnement

Les transistors à effet de champ sont des transistors utilisés pour réaliser des amplificateurs à grandes résistances d'entrées, des sources de courant ou des résistances variables commandées en tensions.

Le principe de fonctionnement est le suivant : Considérons un FET à jonction canal N (J.FET) tout à fait schématique, constitué d'un barreau cylindrique de semi-conducteur de type N entouré d'une zone de semi-conducteur de type P. Les extrémités de la zone centrale N sont reliées l'une au drain, l'autre à la source. La zone P est reliée à la grille (figure).

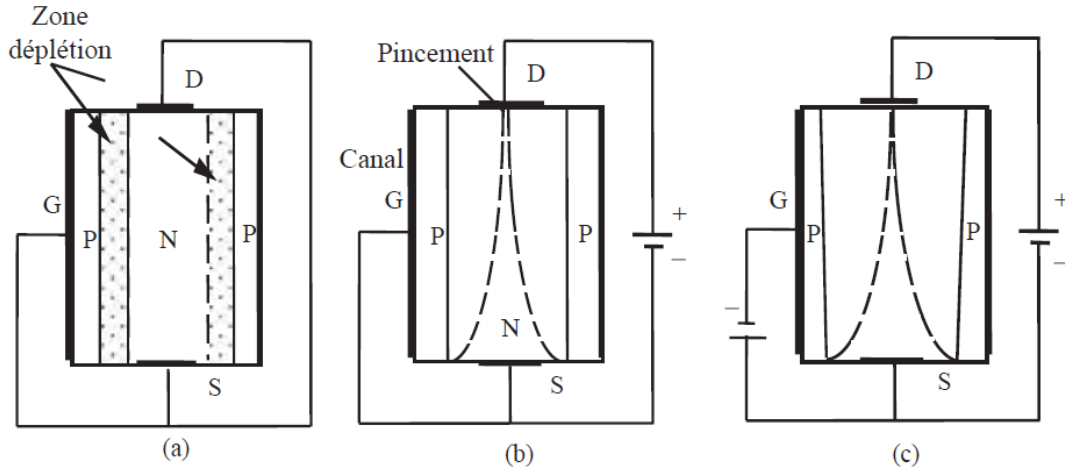


Figure Principe de fonctionnement d'un transistor à effet de champ

- Si toutes les électrodes sont au même potentiel (Figure (a)), la zone N centrale et la zone P périphérique forment une jonction PN non polarisée.
- Si la grille est au même potentiel que la source $V_{GS} = 0$, et que l'on porte le drain à un potentiel positif par rapport à la source $V_{DS} > 0$ (Figure (b)), un courant I_D circule du drain vers la source (sens inverse du déplacement des électrons).

En augmentant la tension V_{DS} , la largeur de la zone de déplétion au niveau du drain atteint un maximum qu'elle ne dépasse plus. Cela se produit pour une tension grille-drain, particulière, appelée tension de pincement V_P , ($V_P < 0$). Le courant I_D devient maximal et prend la valeur particulière notée I_{DSS} .

- Portons maintenant la grille à un potentiel négatif par rapport à la source (Figure (c)), en fixant par exemple $V_{GS} = -1V$. Lorsque V_{DS} croît, la zone de déplétion croît, mais nous atteignons plus rapidement la tension qui provoque le pincement au niveau du drain.

Lorsque la tension V_{DS} dépasse la tension de pincement V_P , l'évolution du courant I_D est donnée par l'équation suivante :

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

1.4 – Réseau de caractéristiques

On procède au relevé des caractéristiques en utilisant le montage de la figure 4 .

On considère que la commande de ce type de transistor à effet de champ se fait par l'application d'une tension Grille Source :

- $V_{GS} < 0$ dans le cas d'un type N,
- $V_{GS} > 0$ positive dans le cas d'un type P.

En fonctionnement normal la jonction grille-canal est polarisée en inverse : le courant d'entrée I_G est très faible et les courants drain et source sont identiques.

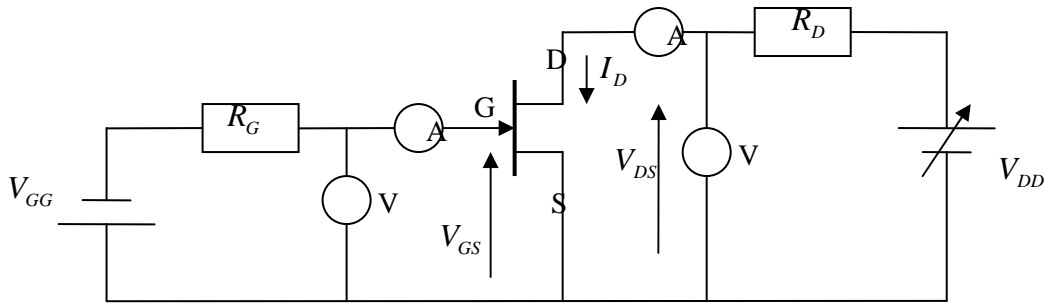
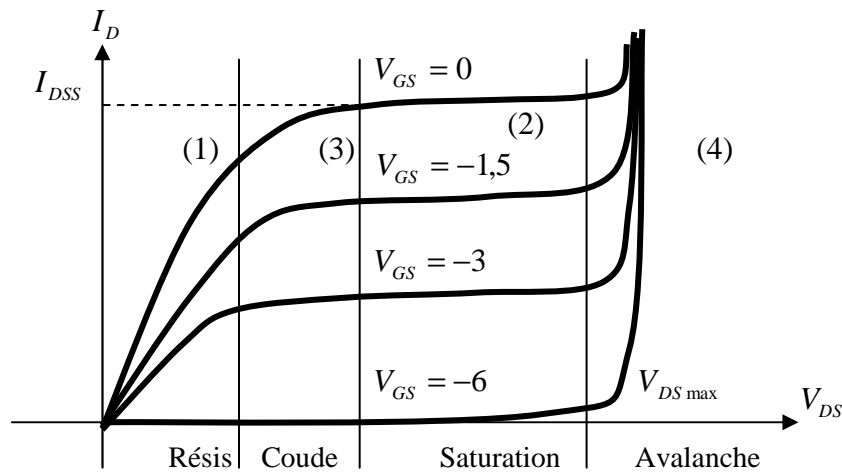


Figure 4

❖ **Caractéristique d'entrée** $I_G = f(V_{GS})$

$I_G \approx 0$, cette caractéristique ne présente aucun intérêt.

❖ **Caractéristique de sortie** $I_D = f(V_{DS})$



Dans le réseau des caractéristiques de sortie $I_D = f(V_{DS})$, on observe quatre zones différentes. Une zone linéaire dite résistive, un coude, une zone de saturation ($I_D \approx \text{constant}$) et une zone d'avalanche.

a. Zone résistive

Pour les tensions V_{DS} faibles, Le canal drain-source se comporte comme une résistance ohmique et conduit proportionnellement avec l'augmentation de la tension V_{DS} (Le transistor JFET se comporte comme une résistance commandée par une tension) $R_{DS} \approx \frac{V_P}{I_{DS}}$

b. Zone du coude :

La largeur de la zone isolante est également influencée par la tension entre le drain et la source. Quand V_{DS} augmente, la valeur du courant drain résulte de deux phénomènes compétitifs : une croissance liée au caractère ohmique du canal et une diminution liée au pincement progressif de ce canal. (apparition du pincement)

c. Zone de saturation

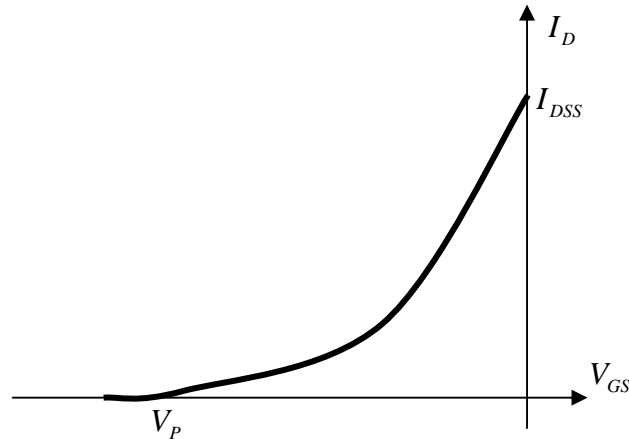
Dans cette zone tout accroissement de V_{DS} qui augmenterait le courant I_D augmente aussi le pincement. Quand le canal se pince, la densité du courant augmente jusqu'à ce que les porteurs atteignent leur vitesse limite : le courant drain reste constant et le transistor est dit

saturé. I_D est maximale (I_{DSS}) pour $V_{GS} = 0$, qui correspond au pincement du canal. Le JFET se comporte comme une source de courant commandée en tension ($V_{DS} > V_P$)

d. Zone d'avalanche

Elle résulte d'un claquage inverse de la jonction drain-grille. Ce claquage est destructeur du dispositif si rien ne limite le courant drain.

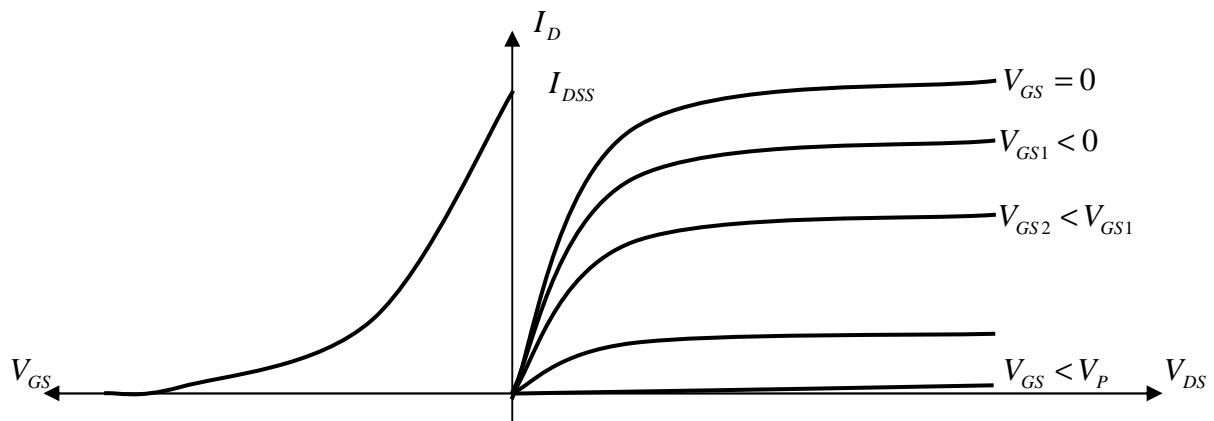
❖ **Caractéristique de transfert :** $I_D = f(V_{GS})$



Pour une tension V_{DS} donnée, le courant de drain I_D varie en fonction de la tension V_{GS} selon l'équation suivante : $I_D \approx I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2$. La courbe est assimilable à un arc de parabole.

Réseau de caractéristique

On définit le réseau de caractéristiques de sortie, paramétrées par la valeur négative de V_{GS} :



On note que Les JFET sont caractérisés par une grande dispersion des valeurs des paramètres. Pour un même type, le courant drain maximum I_{DSS} et la tension V_{GS} de pincement V_P peuvent varier d'un facteur 4 à 5. Ainsi pour un 2N5459, on note les valeurs suivantes : $4 \text{ mA} < I_{DSS} < 16 \text{ mA}$ et $-2 \text{ V} > V_P > -8 \text{ V}$

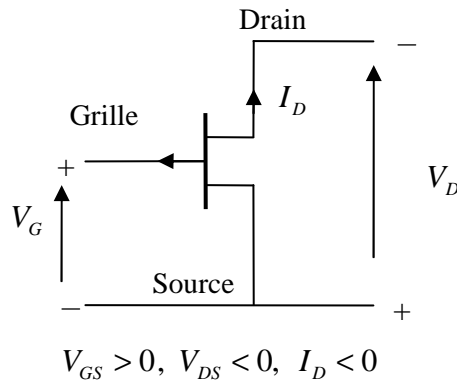
Remarque : Le JFET canal P.

Pour construire un JFET canal P il suffit d'inverser les zones N en P et vice-versa, les tensions de polarisation et le sens des courants.

Le JFET canal P :

- est moins pratique vue la tension d'alimentation négative qu'il exige.

- a de moins bonnes performances du fait que les porteurs majoritaires du canal sont les trous (peu mobiles).
- son emploi se réduit souvent à constituer un transistor complémentaire d'un JFET canal N.



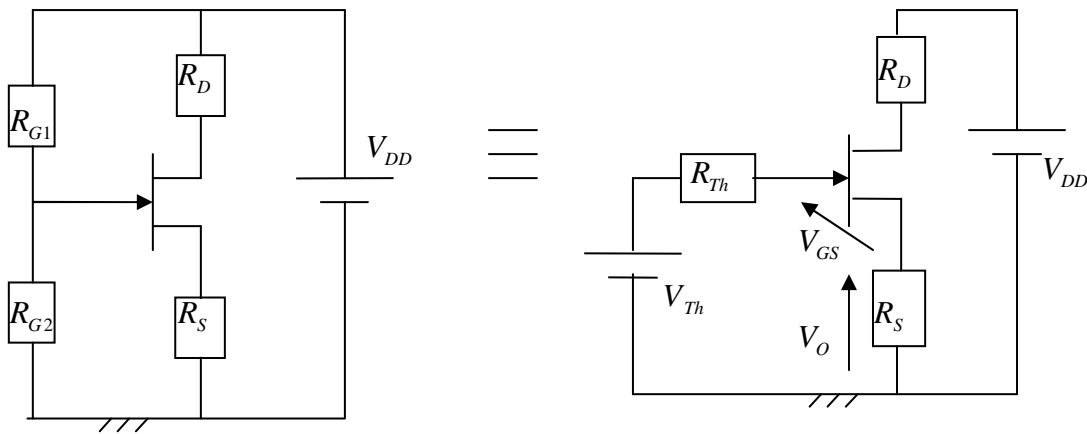
2 – Polarisation

A cause de cette dispersion des paramètres, il est impossible de régler le point de fonctionnement en imposant le potentiel de grille car I_D peut varier de manière trop importante pour un V_{GS} donné.

Polariser un JFET revient à l'insérer dans un montage de sorte que son point de fonctionnement, en régime continu, soit situé dans sa zone de fonctionnement linéaire. Pour un JFET, il faudra que $V_{DS} \geq V_p$.

2.1 – Polarisation par diviseur de tension

La polarisation se fait de la même façon que pour le transistor bipolaire :



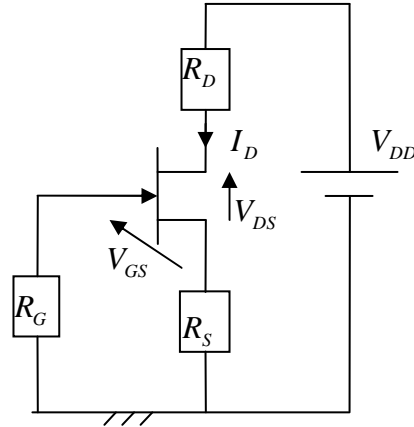
$$\text{avec } V_{Th} = \frac{R_{G2}}{R_{G1} + R_{G2}} V_{DD} \text{ et } R_{Th} = \frac{R_{G1} R_{G2}}{R_{G1} + R_{G2}}$$

$$\text{Nous avons } I_G = 0 \Rightarrow V_{Th} = R_S I_D + V_{GS}$$

$$\text{il faudra que } V_{GS} < 0 \Rightarrow V_{Th} < R_S I_D \Rightarrow I_D > \frac{V_{Th}}{R_S} = \frac{R_{G2}}{R_{G1} + R_{G2}} \cdot \frac{V_{DD}}{R_S}$$

Si on prend $V_{Th} \gg V_{GS} \Rightarrow I_D \approx \frac{V_{Th}}{R_S}$, Le montage restera stable car V_{Th} et R_S ne dépendent pas du TEC.

2.2 – Polarisation automatique



$I_G \cong 0$, la tension aux bornes de R_G est sensiblement nulle $\Rightarrow V_{GS} = -R_S I_D \Rightarrow V_{GS} < 0$

Plus I_D augmente et plus V_{GS} est négative. Tout se passe comme si le TEC est polarisé par deux sources : $V_{GS} < 0$ et $V_{DD} > 0$.

Or plus V_{GS} est négative et plus le canal se rétrécit, donc plus I_D devient faible et donc V_{GS} devient moins négative. Le circuit s'oppose donc de lui-même à toute variation du courant I_D . Le circuit offre une meilleure stabilité pour le fonctionnement du TEC.

3 – Le JFET en régime dynamique

Cette étude consiste à analyser le fonctionnement d'un transistor polarisé en zone de saturation lorsqu'on applique de petites variations à l'une des grandeurs électriques.

L'examen des caractéristiques d'un JFET polarisé dans la zone de saturation montre que les équations qui régissent le fonctionnement sont :

➤ En entrée : $i_G = 0$

➤ En sortie : $i_D = g_m \cdot v_{GS} + \frac{1}{\rho} \cdot v_{DS}$

Avec : $g_m = \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}} = \left(\frac{i_D}{v_{GS}} \right)_{v_{DS}=Cte}$ est la pente ou transconductance, et $\rho = \frac{\Delta V_{DS}}{\Delta I_D} = \left(\frac{v_{DS}}{i_D} \right)_{v_{GS}=Cte}$

est la résistance interne. On pose aussi $\mu = \left(\frac{\Delta V_{DS}}{\Delta V_{GS}} \right)_{I_D=Cte}$ c'est le coefficient d'amplification,

on a $\mu = \rho \cdot g_m$

En utilisant la relation $I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2$, on obtient l'expression suivante pour la valeur de

la pente : $g_m = 2I_{DSS} \cdot \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right) \left(\frac{-1}{V_P} \right) = g_0 \cdot \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)$. Pour les transistors petits signaux les

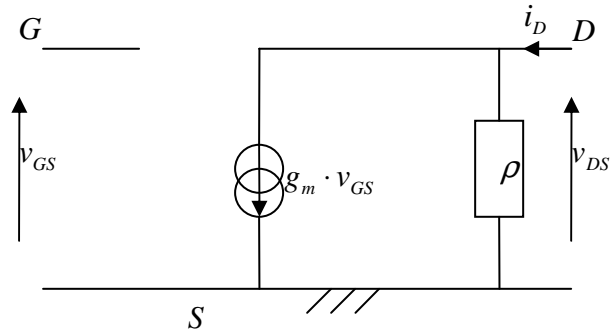
valeurs typiques de la pente et de la résistance interne sont : $g_m \approx$ quelques mA/V, et $\rho \approx 10$ k Ω à 100 k Ω

Schéma équivalent

Il est représenté sur la fig. 4, il traduit schématiquement la relation générale :

$$i_D = g_m \cdot v_{GS} + \frac{1}{\rho} \cdot v_{DS}$$

En entrée, on applique une tension V_{GS} et le courant consommé est nul. En sortie le JFET se comporte comme un générateur de courant d'intensité $g_m \cdot v_{GS}$ en parallèle avec une résistance ρ .



Ce schéma simplifié permet d'interpréter le fonctionnement des JFET montés en amplificateur.

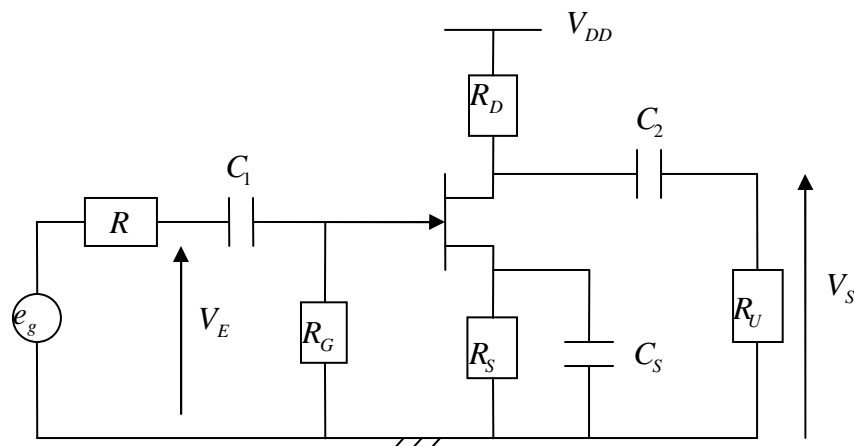
4 – Montages fondamentaux

Comme pour les transistors bipolaires trois montages peuvent être envisagés. Le montage grille commune ne sera pas étudié car il n'est pratiquement pas utilisé.

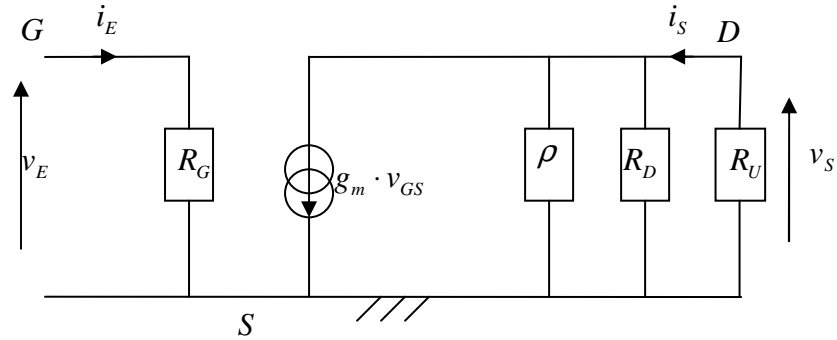
Transistor bipolaire	Transistor à effet de champs
Emetteur commun	Source commune
Collecteur commun	Drain commun
Base commune	Grille commune

4.1– Montage source commune

Avec une polarisation automatique ou par diviseur de tension, il faut introduire une résistance de source dont la présence diminue le gain de l'étage. Il est possible de placer en parallèle sur la résistance R_s un condensateur de découplage. Pour les signaux variables la source est alors au potentiel de la masse



Le montage source commune, figure 21, a pour schéma équivalent en dynamique :



La résistance d'entrée du montage : $R_i = R_G$

La résistance de sortie du montage : $R_o = R_D // \rho // R_U$

Le gain en tension est donc : $A_v = -g_m \cdot R_o$

Le gain en courant : $A_i = \frac{i_s}{i_E} = \frac{g_m}{1 + \frac{R_U}{R_D}} \cdot R_G$ puisque $i_E = \frac{v_{GS}}{R_G}$ et $i_s = \frac{g_m}{1 + \frac{R_U}{R_D}} \cdot v_{GS}$

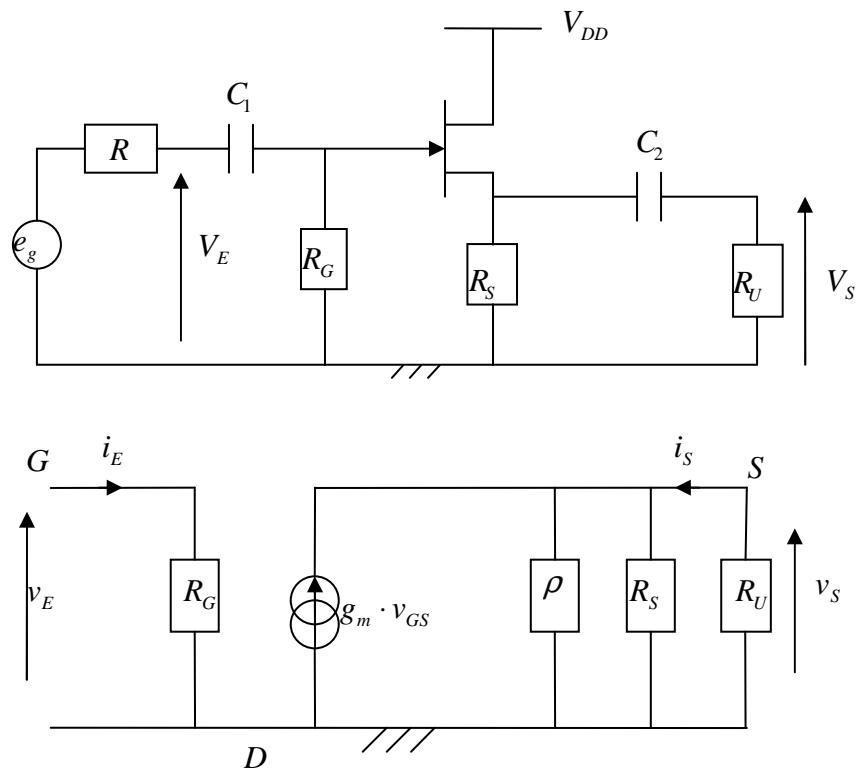
Ordres de grandeurs : $R_i \cong 1M\Omega$

$R_o \cong 1K\Omega$

$A_v = -10$

Ce montage est donc caractérisé par une très grande impédance d'entrée, une impédance de sortie moyenne et un gain en tension moyen et négatif : il existe un déphasage de 180° entre l'entrée et la sortie.

4.2 – Montage drain commun



La résistance d'entrée du montage : $R_i = R_G$

Le gain en tension à vide est donc : $A_v = \frac{v_S}{v_E} = \frac{g_m \cdot R_{eq}}{1 + g_m \cdot R_{eq}} < 1$, avec $R_{eq} = R_S // \rho$

$$(\text{car } v_S = g_m v_{GS} R_{eq} \text{ et } v_{GS} = v_E - v_S \text{ donc } v_S = g_m (v_E - v_S) R_{eq})$$

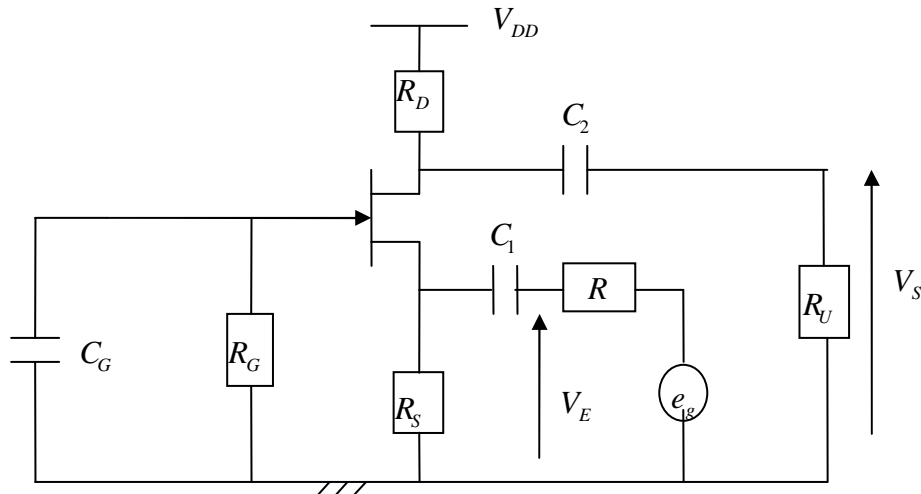
La résistance de sortie du montage : $R_O = R_S // \rho // \frac{1}{g_m} = R_{eq} // \frac{1}{g_m} = \frac{R_{eq}}{1 + g_m R_{eq}} < R_{eq}$

Ordres de grandeurs :

Pour $R_S = 100\Omega$ et $g_m = 10\text{ms} = 10 \cdot 10^{-3} \Omega^{-1}$ on obtient : $A_0 = 0.5$ et $R_O = 50\Omega$

Ce montage est caractérisé par un gain en tension légèrement inférieur à 1, une très grande résistance d'entrée et une résistance de sortie faible. C'est un montage adaptateur d'impédance.

4.3 – Montage grille commune



Le montage grille commune ne présente d'intérêt qu'en haute fréquence. Ce montage s'emploie peu car il ne permet pas d'exploiter la principale qualité des JFET qui est leur grande résistance d'entrée.

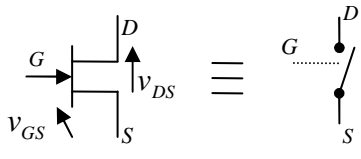
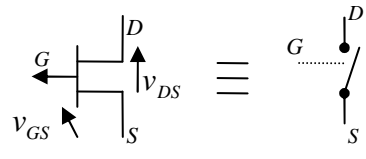
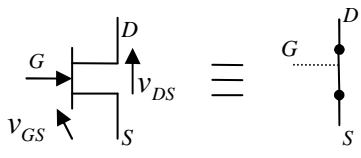
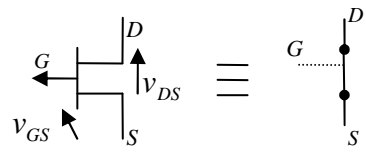
4.4 – Comparaison avec le transistor bipolaire :

- Fonctionnement lié au déplacement d'un seul type de porteur (les porteurs majoritaires : électrons ou trous) ; composant unipolaire.
- Simple à fabriquer, surface réduite (plus haut niveau d'intégration).
- Très forte impédance d'entrée ($M\Omega$).
- facteur de bruit inférieur au transistor bipolaire.
- Facteur de mérite (produit G x BP) inférieur au transistor bipolaire.

5 – Le JFET en commutation analogique

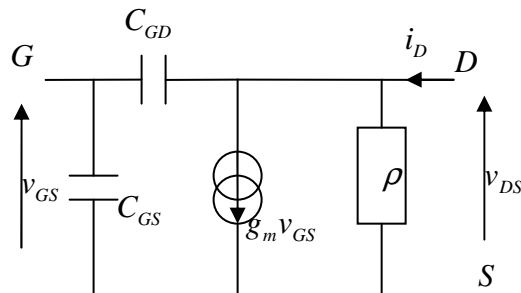
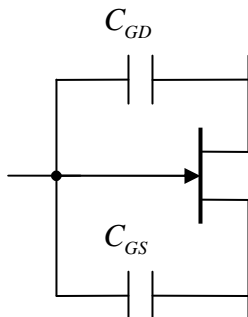
Sur le même principe qu'un transistor bipolaire utilisé en commutation, le transistor à effet de champ peut se comporter comme un interrupteur commandé en tension

Deux états possibles :

Interrupteur	JFET Canal N	JFET Canal P
Ouvert	 <p>Conditions :</p> <ul style="list-style-type: none"> - $V_{GS} > V_P$ (avec $V_{GS} < 0$) - $V_{DS} > 0$ 	 <p>Conditions :</p> <ul style="list-style-type: none"> - $V_{GS} > V_P$ (avec $V_{GS} > 0$) - $V_{DS} < 0$
Fermé	 <p>Conditions :</p> <ul style="list-style-type: none"> - $V_{GS} = 0V$ - $V_{DS} > 0$ 	 <p>Conditions :</p> <ul style="list-style-type: none"> - $V_{GS} = 0V$ - $V_{DS} < 0$

6 – JFET en Hautes Fréquences

Lorsque la fréquence augmente, il faut prendre en compte les capacités parasites. Toute jonction PN polarisée en inverse constitue un condensateur. Pour le TEC, on considère deux condensateurs parasites, l'un entre grille et source, l'autre entre grille et drain.

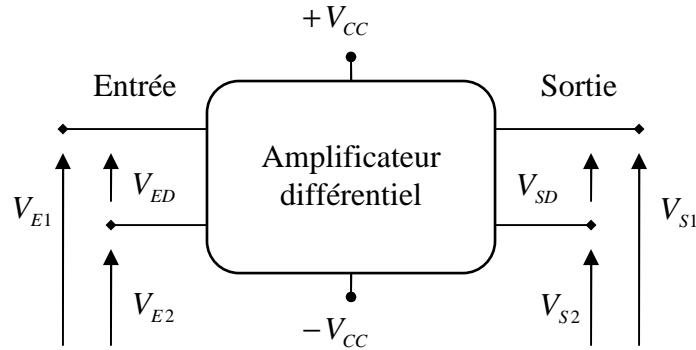


La valeur de C_{GD} est faible ($< \text{pF}$), mais elle peut devenir très gênante par effet Miller.

Chapitre 6 : Amplificateur différentiel

1- Généralité

L'amplificateur différentiel est un dispositif électronique à deux entrées et deux sorties. Il est alimenté par deux sources d'alimentations de tensions opposées $+V_{CC}$ et $-V_{CC}$. Ceci pour éviter les circuits de polarisations habituels et les condensateurs de liaisons dans les bases des transistors. Aussi ce montage offre la possibilité d'amplifier la tension continue différentielle d'entrée $V_{ED} = V_{E1} - V_{E2}$ contrairement aux montages fondamentaux habituels.



La présence des deux sorties V_{S1} et V_{S2} offre à l'utilisateur deux possibilités d'exploitation :

- Lorsque la différence V_{SD} des deux sorties V_{S1} et V_{S2} est utilisée, le montage est dit « symétrique ». L'éventuel étage amplificateur suivant comportant alors deux entrées doit être aussi de type différentiel ;
- Lorsqu'on exploite uniquement la sortie V_{S1} ou V_{S2} le montage est « dissymétrique ». Ce mode de fonctionnement est celui des amplificateurs opérationnels qui comportent deux entrées et une seule sortie.

Le montage différentiel a pour fonction principale l'amplification de la tension différentielle d'entrée V_{ED} . Il est caractérisé par son gain différentiel A_d défini selon :

$$A_d = \frac{V_{S1} - V_{S2}}{V_{E1} - V_{E2}} = \frac{V_{SD}}{V_{ED}} \quad (1)$$

Cependant, ce montage est aussi sensible à la somme des tensions continues d'entrées $(V_{E1} + V_{E2})$. En effet, les tensions V_{E1} et V_{E2} peuvent varier tout en conservant une différence constante. On parle alors de « mode commun » caractérisé par le gain de mode commun A_C tel que :

$$A_C = \frac{V_{S1} + V_{S2}}{V_{E1} + V_{E2}} \quad (2)$$

Calculons à l'aide des relations (1) et (2), l'expression des tensions V_{S1} et V_{S2} :

$$V_{S1} = \frac{1}{2} (A_d (V_{E1} - V_{E2}) + A_C (V_{E1} + V_{E2})) \quad (3)$$

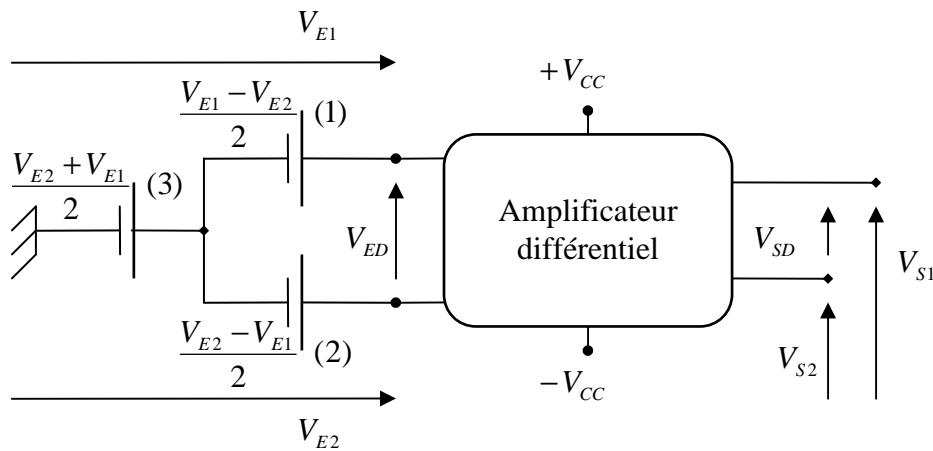
$$V_{S2} = -\frac{1}{2} (A_d (V_{E1} - V_{E2}) - A_C (V_{E1} + V_{E2})) \quad (4)$$

Les relations (3) et (4) montrent que qu'en mode dissymétrique, les tensions V_{S1} (ou V_{S2}) seront proportionnelles à la tension différentielle d'entrée V_{ED} à condition que le gain de mode commun A_c soit très faible vis-à-vis du gain différence A_d . Aussi, on définit un coefficient de qualité du montage, le facteur de différentiation F_d ou (R)apport de (R)éjection du (M)ode (C)ommun :

$$F_d = R.R.M.C = \frac{A_d}{A_c} \quad (5)$$

Un amplificateur différentiel de bonne qualité doit donc posséder un $F_d > 80dB$.

La figure précédente ne rend pas compte physiquement du mode commun, aussi on préfère représenter les entrées continues selon la figure suivante.



- Pour analyser le montage en « mode différence », on annule le générateur (3) et l'on tient compte uniquement des générateurs (1) et (2).

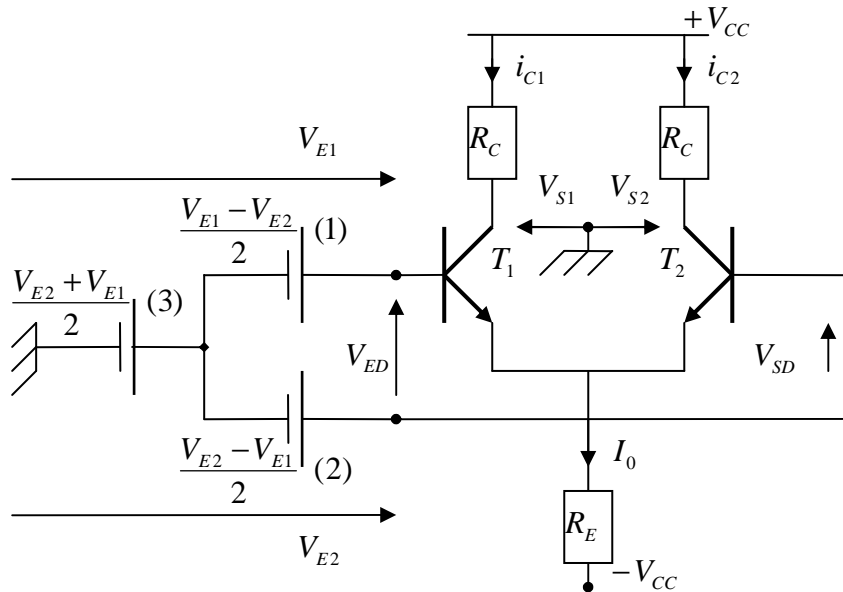
On remarque alors que la relation $V_{ED} = V_{E1} - V_{E2}$ est encore satisfaite.

- Pour analyser le montage en « mode commun », on annule les générateurs (1) et (2) et l'on tient compte uniquement du générateur (3).

Cette méthode qui sera utilisée par la suite revient en fait à appliquer le théorème de superposition. Elle permettra de mettre en évidence le gain différence et le gain de mode commun des montages proposés.

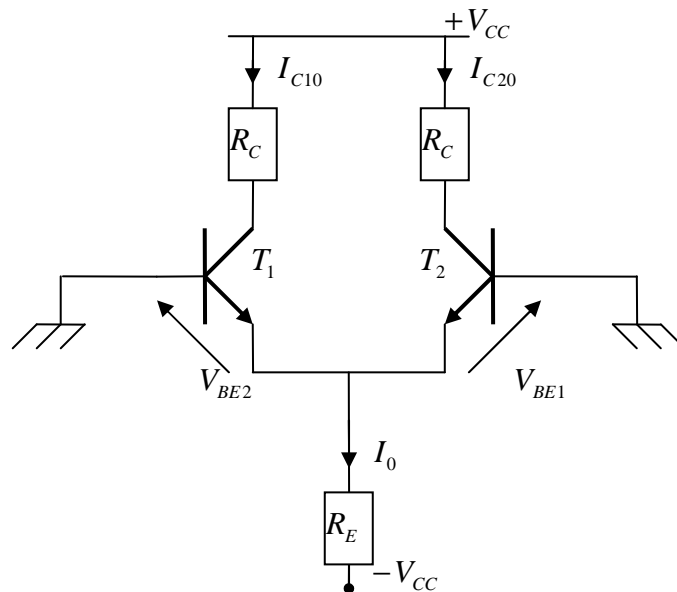
2- Etude statique

La figure ci-dessous représente le schéma de base d'un amplificateur différentiel à transistors bipolaires NPN. Les résistances de charges R_C sont identiques. Les tensions d'entrées V_{E1} et V_{E2} sont des tensions continues de valeur évidemment différente.



2.1- Polarisation du montage.

La résistance R_E reliant le point commun d'émetteur à la tension d'alimentation négative assure la polarisation des transistors. Pour obtenir le point de fonctionnement des transistors, on relie les bases B1 et B2 à la masse de telle manière que la tension différentielle d'entrée V_{ED} soit nulle.

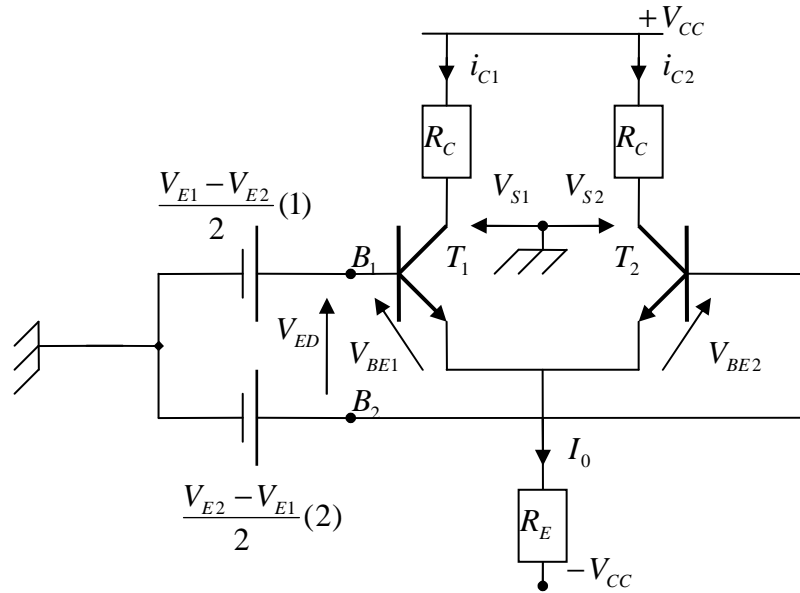


Les transistors T1 et T2 obéissent à la loi : $I_{C0} = I_{SBC} \exp\left(\frac{V_{BE0}}{V_T}\right)$ (6)

Sachant que les transistors sont identiques, on a de plus $I_{SBC1} = I_{SBC2}$.

Le montage indique $V_{BE1} = V_{BE2}$. Compte tenu de la loi (6) les courants de repos de collecteur sont égaux : $I_{C10} = I_{C20} = \frac{I_0}{2}$ et $R_E = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{I_0}$

2.2- Analyse du montage en « mode différence »



Selon la méthode d'analyse indiquée en première partie, pour étudier le mode différence, seuls les générateurs continus 1 et 2 excitent le montage.

Sachant que V_{E1} est une tension ayant une valeur différente de V_{E2} , les courants de collecteurs I_{C1} et I_{C2} sont alors différents. Cependant, leur somme est toujours égale à I_0 .

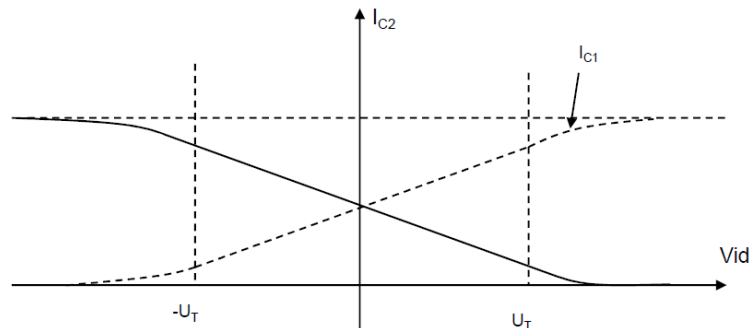
La relation (6) permet d'écrire :

$$I_{C1} = I_{SBC} \exp\left(\frac{V_{BE1}}{V_T}\right) \text{ et } I_{C2} = I_{SBC} \exp\left(\frac{V_{BE2}}{V_T}\right), \text{ soit } \frac{I_{C1}}{I_{C2}} = \exp\left(\frac{V_{BE1} - V_{BE2}}{V_T}\right)$$

Sachant que : $V_{ED} = V_{BE1} - V_{BE2}$ et $I_0 = I_{C1} + I_{C2}$, on obtient finalement les relations :

$$I_{C1} = \frac{I_0}{1 + \exp(-V_{ED}/V_T)} \quad (7) \text{ et } I_{C2} = \frac{I_0}{1 + \exp(V_{ED}/V_T)} \quad (8)$$

L'évolution des courants I_{C1} et I_{C2} en fonction de la tension V_{ED} est donnée en figure suivante.



Pour les tensions V_{ED} comprises entre $-V_T$ et $+V_T$, la figure indique que les courants I_{C1} et I_{C2} sont sensiblement proportionnels à V_{ED} (pour les V_{ED} nulle on retrouve les courants de repos I_{C0}).

Dans cette zone linéaire l'expression du courant I_{C1} s'écrit donc : $I_{C1} = \frac{I_0}{4V_T} V_{ED} + \frac{I_0}{2}$ (9)

De même pour I_{C2} : $I_{C2} = \frac{-I_0}{4V_T} V_{ED} + \frac{I_0}{2}$ (10)

Donc la tension différentielle de sortie V_{SD} dans cette zone linéaire :

$$V_{S1} = V_{CC} - R_C I_{C1} \text{ et } V_{S2} = V_{CC} - R_C I_{C2}$$

On en déduit : $V_{S1} - V_{S2} = -R_C (I_{C1} - I_{C2})$

En utilisant les relations (9) et (10) on obtient : $V_{SD} = V_{S1} - V_{S2} = -\frac{I_0 \cdot R_C}{2V_T} V_{ED}$

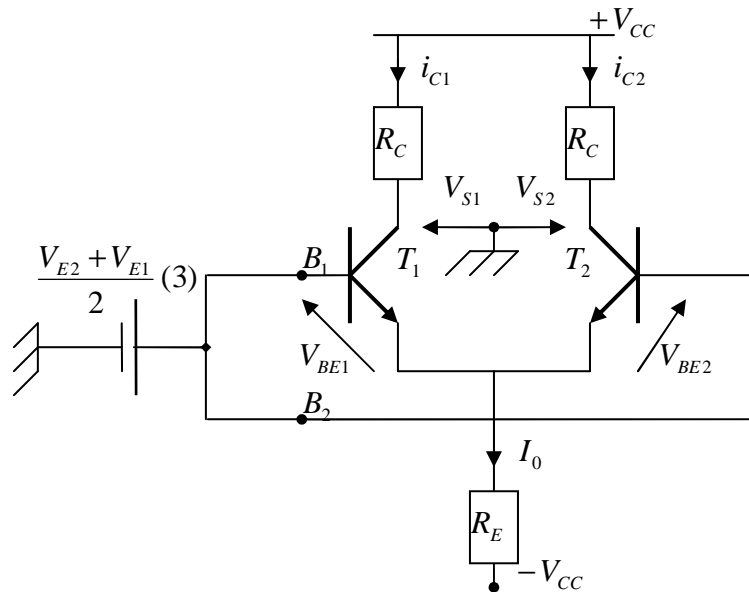
Dans la zone de linéarité, la gain différence de l'amplificateur différentiel est tel que :

$$A_d = \frac{-I_0 R_C}{2V_T} \text{ (11).}$$

En introduisant la transconductance identique des deux transistors $g_m = \frac{I_{C0}}{V_T}$, on peut écrire :

$$A_d = -g_m R_C$$

2.3- Analyse du montage en « mode commun »



Comme il a été indiqué dans la présentation, pour mettre en évidence le mode commun, on réunit les bases des transistors, et on leur applique la tension $\frac{V_{E1} + V_{E2}}{2}$.

Dans ces conditions, la tension V_{BE1} de T1 est égale à la tension V_{BE2} de T2, aussi les courants de collecteurs I_{C1} et I_{C2} sont égaux à $I_0/2$.

Cherchons l'expression des tensions V_{S1} et V_{S2} :

$$V_{S1} = V_{CC} - R_C \frac{I_0}{2} \text{ et } V_{S2} = V_{CC} - R_C \frac{I_0}{2}, \text{ On en déduit : } V_{S1} + V_{S2} = 2V_{CC} - R_C I_0.$$

Sachant que $I_0 = \frac{V_{CC} + \frac{V_{E1} + V_{E2}}{2} - V_{BE}}{R_E}$,

il vient : $V_{S1} + V_{S2} = 2V_{CC} - \frac{R_C}{R_E} \left(V_{CC} + \frac{V_{E1} + V_{E2}}{2} - V_{BE} \right)$

La somme des tensions de sortie est donc proportionnelle à la tension commune d'entrée. Le coefficient de proportionnalité représente le gain de mode commun :

$$A_C = \frac{-R_C}{2R_E} \quad (12)$$

L'amplificateur présente alors un défaut mis en évidence dans l'introduction. Son coefficient de qualité $F_d = A_d / A_C$ est trop faible.

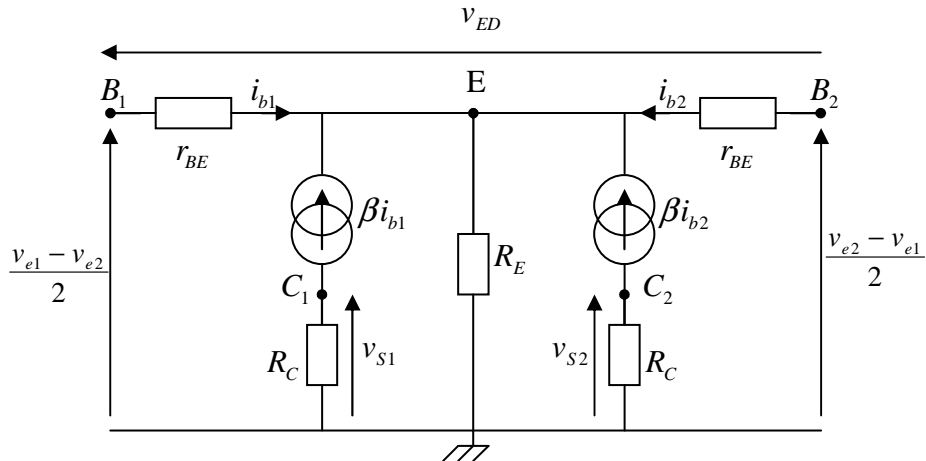
Pour palier à ce défaut, il faut remplacer la résistance R_E par un générateur de courant idéal I_0 . Ainsi, la somme des tensions de sortie serait indépendante de la tension de mode commun. En effet, on aurait alors : $V_{S1} + V_{S2} = 2V_{CC} - R_C I_0$

3- Etude dynamique

Le montage est maintenant excité par deux tensions sinusoïdales : $v_{e1} = V_{E1} \sin(\omega t)$ et $v_{e2} = V_{E2} \sin(\omega t)$ de même fréquence et telles que leur différence d'amplitude soient comprise dans la zone de linéarité.

3.1- Analyse du montage en « mode différence »

Le schéma équivalent petites signaux relatif au mode différence est donnée en figure suivante :



L'expression du gain différence :

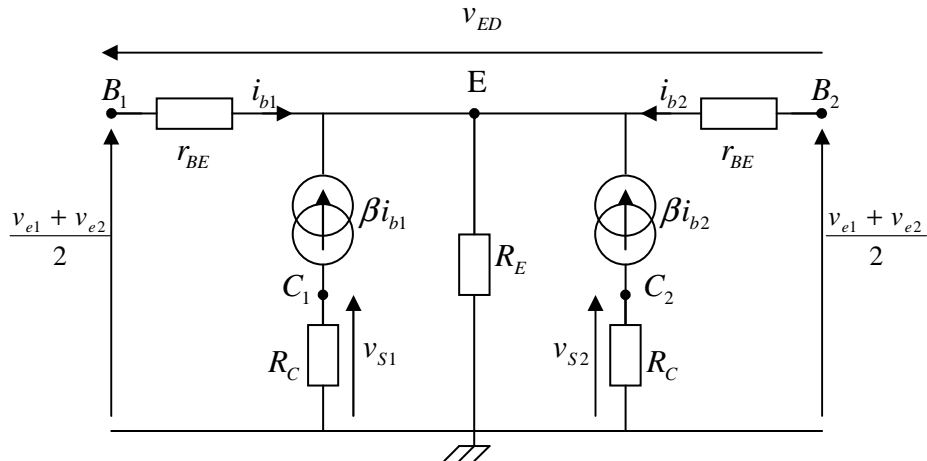
$$v_{ED} = r_{BE1} i_{b1} - r_{BE2} i_{b2} ; v_{S1} = -\beta R_C i_{b1} ; v_{S2} = -\beta R_C i_{b2} ; v_{S1} - v_{S2} = -\beta R_C (i_{b1} - i_{b2})$$

$$A_d = \frac{v_{S1} - v_{S2}}{v_{ED}} = \frac{-\beta R_C}{r_{BE}} = -g_m R_C.$$

Sachant que $g_m = \frac{I_{C0}}{V_T}$, où $I_{C0} = \frac{I_0}{2}$, il vient alors : $A_d = \frac{-I_0 R_C}{2V_T} \quad (13)$

On obtient alors la même expression que celle qui a été établie en mode continu (relation 11).

3.2- Analyse du montage en « mode commun »



L'expression du gain de mode commun :

$$v_{S1} = -\beta R_C i_{b1} ; v_{S2} = -\beta R_C i_{b2} ; \text{ et comme } i_{b1} = i_{b2} : v_{S1} + v_{S2} = -2\beta R_C i_b$$

$$\text{D'autre part : } 2(\beta + 1)R_E i_b = \frac{v_{e1} + v_{e2}}{2} - r_{be} i_b$$

$$\text{On en déduit le gain de mode commun : } A_C = \frac{v_{S1} + v_{S2}}{v_{e1} + v_{e2}} = \frac{-\beta R_C}{r_{be} + 2R_E(\beta + 1)} \quad (14)$$

Pour $r_{be} \ll 2R_E(\beta + 1)$ et $\beta \gg 1$, les relations (12) et (14) sont identiques.

3.3- Coefficient de différentiation

$$F_d = \frac{A_d}{A_C} = 1 + \frac{2R_E(\beta + 1)}{r_{BE}}$$

$$\text{Sachant que } R_E = \frac{V_{CC} - V_{BE1}}{I_0} \text{ et } r_{BE} = 2\beta \frac{V_T}{I_0}, \text{ il vient : } F_d \approx 1 + \frac{V_{CC} - V_{BE1}}{V_T}.$$

Le facteur de qualité F_d est constant et de valeur beaucoup plus faible. Le montage doit être amélioré.

3.4- Amélioration du montage

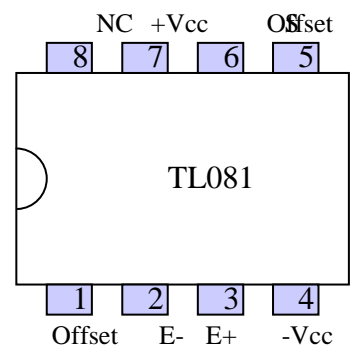
Pour augmenter le TRMC, la méthode la plus utilisée en circuits intégrés analogiques est le remplacement de la résistance R_E par un générateur de courant quasi-parfait. Ce générateur de courant est obtenu à l'aide d'un circuit « miroir de courant »

Chapitre 7 : Montages fondamentaux avec les Amplificateurs Opérationnels

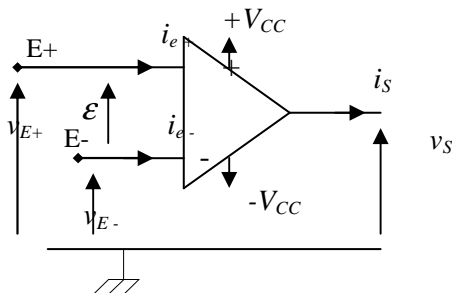
1- Présentation

Un amplificateur opérationnel (aussi dénommé ampli-op ou AO) est un circuit intégré qui permet d'amplifier une différence de potentiel électrique présente à ses entrées. Il a été initialement conçu pour effectuer des opérations mathématiques de base dans les calculateurs analogiques comme l'addition, la soustraction, l'intégration, la dérivation et d'autres. Par la suite, l'amplificateur opérationnel est utilisé dans bien d'autres applications comme la commande de moteurs, la régulation de tension, les sources de courants ou encore les oscillateurs. On peut aussi l'exploiter dans des montages non linéaires tels que : comparateur, multivibrateur astable.

Il se présente le plus souvent sous la forme d'un boîtier plastique à 8 broches et son brochage standard est celui-ci.



Son symbole normalisé est le suivant :



avec : $\pm V_{CC}$ est la tension d'alimentation.

E+ est l'entrée non inverseuse (v_{E+} : tension appliquée à l'entrée E+).

E- est l'entrée inverseuse (v_{E-} : tension appliquée à l'entrée E-).

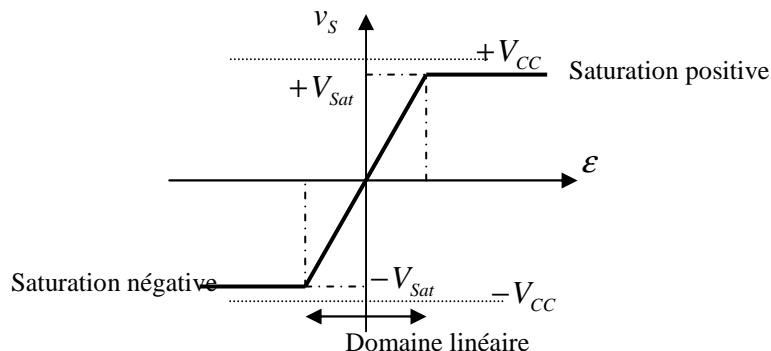
S est la sortie (v_s : tension de sortie)

$\varepsilon = v_{E+} - v_{E-}$ est la tension d'entrée

différentielle.

2- Caractéristique de transfert

La tension de sortie v_s varie avec la tension d'entrée différentielle ε selon la caractéristique de transfert suivante :



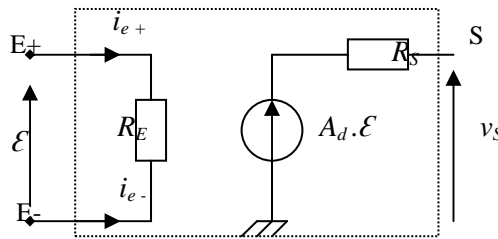
Cette courbe fait apparaître 2 régimes de fonctionnement: le régime linéaire et le régime où l'amplificateur opérationnel est saturé. Dans la partie où l'amplificateur a un fonctionnement linéaire : $v_s = A_d \varepsilon = A_d (v_{E+} - v_{E-})$ avec A_d est le gain différentiel de l'amplificateur, Les deux parties où $v_s = \pm V_{Sat}$ correspondent au régime de saturation (V_{Sat} est légèrement inférieure à V_{CC})

On remarque bien que dans la zone linéaire la tension de sortie $v_s = A_d \varepsilon$ est comprise entre $-V_{Sat}$ et $+V_{Sat}$. Ceci n'est possible que si : $-\frac{V_{Sat}}{A_d} \leq \varepsilon \leq \frac{V_{Sat}}{A_d}$

Et comme A_d est très élevé, le fonctionnement linéaire n'est possible que pour des valeurs très faibles de ε

3- AO idéal ou parfait :

On donne le modèle électrique équivalent de l'amplificateur opérationnel :



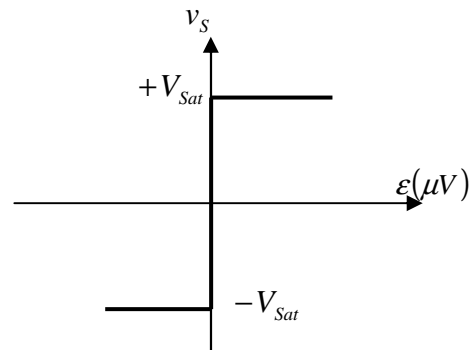
Un amplificateur opérationnel idéal (parfait) est caractérisé par :

- un gain différentiel A_d infini. Ce qui donne : $\varepsilon = 0 \Rightarrow v_{E+} = v_{E-}$
- Une impédance d'entrée infinie. Ce qui donne : $i_{e+} = i_{e-} = 0$
- Une impédance de sortie nulle.
- Une tension v_s nulle en l'absence de signal d'entrée

La caractéristique de transfert précédente est alors idéalisée, et elle prend la forme suivante :

Cette caractéristique est traduite par :

$$\begin{cases} v_s = -V_{Sat} & \text{pour } \varepsilon < 0 \\ v_s = +V_{Sat} & \text{pour } \varepsilon > 0 \\ -V_{Sat} < v_s < +V_{Sat} & \text{pour } \varepsilon \approx 0 \end{cases}$$



Pour travailler en régime linéaire, il faut amener $\varepsilon = v_{E+} - v_{E-}$ à des valeurs proche de 0. Ceci peut être réalisé en plaçant une impédance en contre réaction entre la sortie et l'entrée inverseuse qui assurera la stabilité du montage.

Conseils à suivre dans l'étude d'un montage à A.O

- 1) **Nature de fonctionnement** : En régime linéaire si la sortie S est bien liée à l'entrée inverseuse E-
- 2) **Méthode de calcul** : Théorème de MILLMAN principalement (le plus recommandé)
- 3) **Démarche de calcul** : Expression du potentiel en E+ ou E- en considérant que $i_{e+} = i_{e-} = 0$ et $\varepsilon = 0$
- 4) **Présentation du résultat** : Expression de la fonction de transfert v_s/v_E ou le calcul de $v_s = f(v_E)$
- 5) **Vérification** : - Signal d'entrée en E- : Montage inverseur et le signal de sortie sera déphasé de π (180°) par rapport au signal appliqué sur E-
 - Signal d'entrée en E+ : Montage non inverseur et le signal de sortie sera en phase avec le signal appliqué sur E+

4- Fonctionnement en régime linéaire

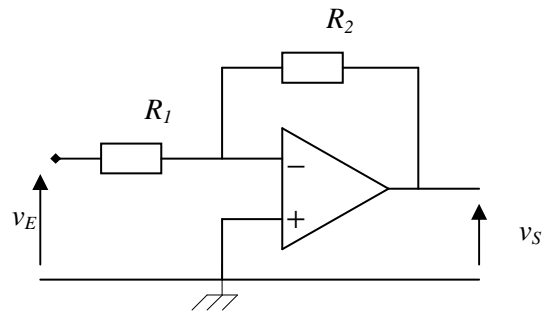
4.1- Montage inverseur

En appliquant le théorème de Millman :

$$\frac{v_s}{v_E} = -\frac{R_2}{R_1}$$

Conclusion :

- Si v_E est sinusoïdale, v_s est aussi et elle est déphasé de -180° par rapport à v_E
- v_s est amplifié si $R_2 > R_1$



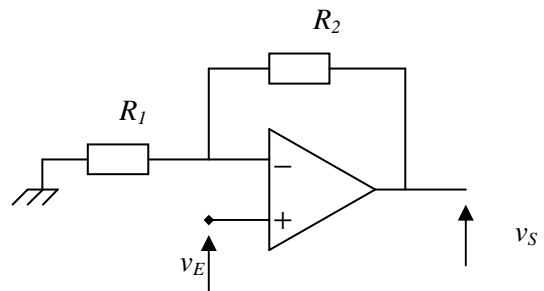
4.2- Montage non inverseur

En appliquant le théorème de Millman :

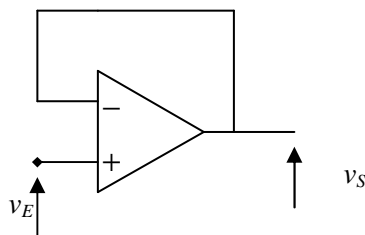
$$\frac{v_s}{v_E} = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

Conclusion :

- pas de déphasage
- v_s est amplifié

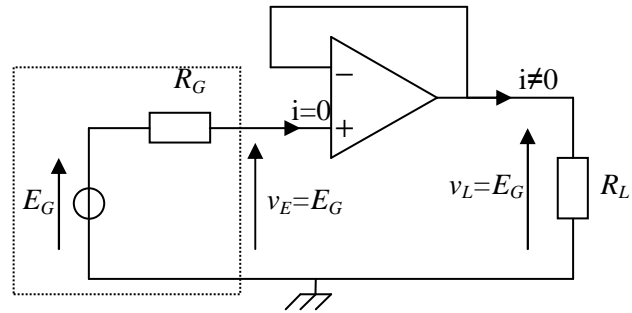
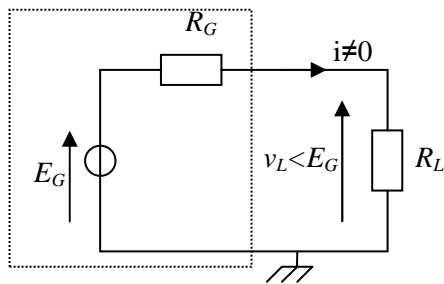


Pour que $v_s = v_E$ il faut que $R_1 = \infty$ et $R_2 = 0$: C'est le **montage suiveur**

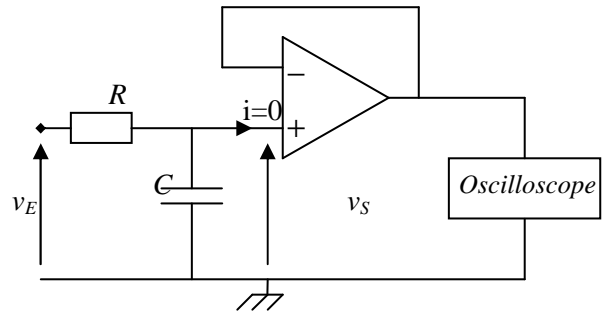


Ce montage permet de connecter une résistance de charge R_L à un générateur de résistance interne $R_G \gg R_L$ tout en maintenant la tension E_G aux bornes de R_L : *adaptateur d'impédance entre le générateur et la charge*

Générateur de tension



Le Suiveur permet également que l'impédance d'entrée de l'oscilloscope ne vienne modifier la fréquence de coupure d'un filtre :

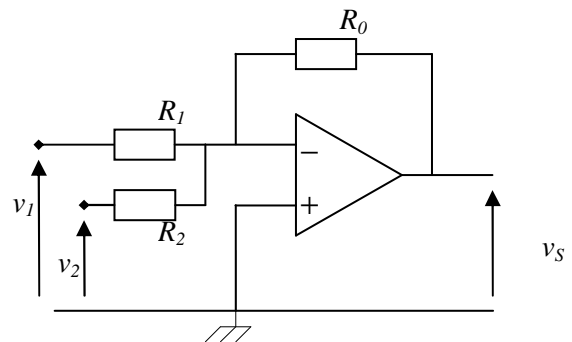


4.3- Sommateur (ou Additionneur)

$$v_S = -R_0 \left(\frac{v_1}{R_1} + \frac{v_2}{R_2} \right)$$

L'AO réalise donc l'addition de deux fonctions v_1 et v_2 . Dans le cas où un nombre quelconque de tensions est appliqué à l'entrée E-, on obtient alors

$$v_S = -R_0 \left(\sum_i \frac{v_i}{R_i} \right)$$



Le signe - est gênant, il suffit d'ajouter un étage inverseur à la sortie de l'amplificateur.

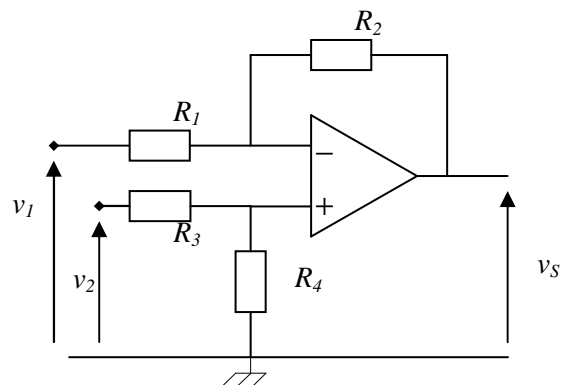
4.4- Soustracteur

$$v_S = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \frac{R_4}{R_3 + R_4} v_2 - \frac{R_2}{R_1} v_1$$

pour $R_1 = R_3$ et $R_2 = R_4$ on a :

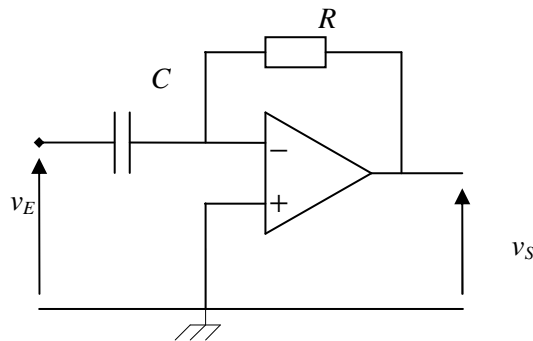
$$v_S = \frac{R_2}{R_3} (v_2 - v_1)$$

En plus si $R_2 = R_3$: $v_S = v_2 - v_1$



4.5- Dérivateur

Le montage de base :

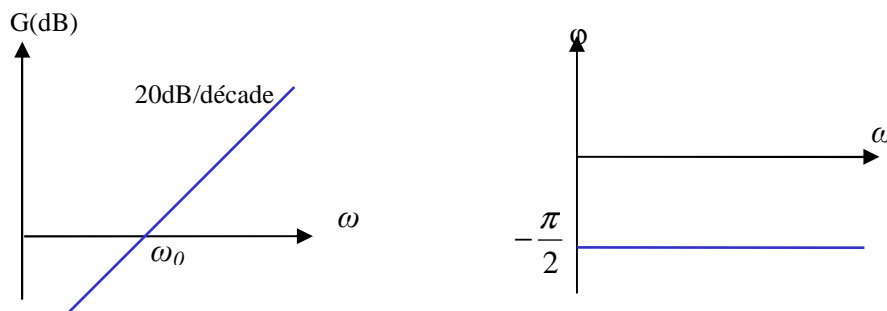


- v_E quelconque : $v_S = -RC \frac{dv_E}{dt}$: le montage réalise donc une dérivation de la fonction v_E avec en plus un changement de signe
- v_E sinusoïdale : $\bar{v}_S = -jRC\omega \bar{v}_E$, la sortie v_S est également sinusoïdale mais en quadrature retard sur la tension d'entrée.

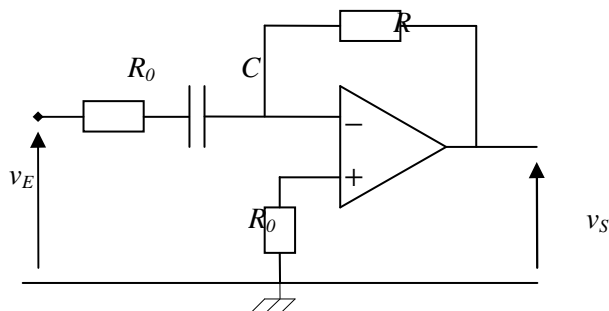
Etudions la fonction de transfert en régime sinusoïdal :

$$\bar{H}(j\omega) = \frac{\bar{v}_S}{\bar{v}_E} = -jRC\omega = -j \frac{\omega}{\omega_0} \text{ avec } \omega_0 = \frac{1}{RC}$$

Le tracé de Bode est le suivant :



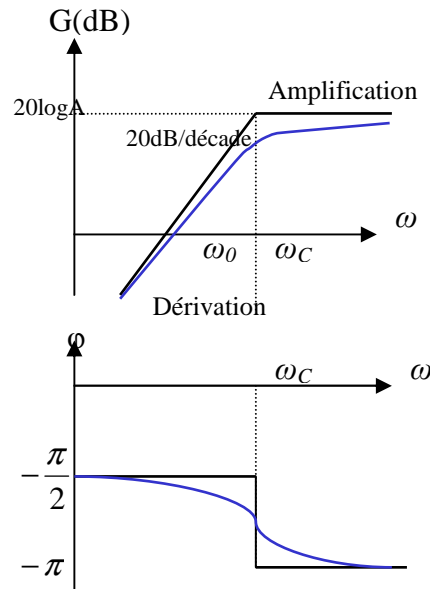
Problème posé par le dérivateur : Le gain devient très grand en haute fréquence et l'A.O. se sature. Pour le cas souvent rencontré en pratique c'est l'effet du bruit qui a un spectre en H.F. qui saturera l'A.O. La solution alors est de limiter le gain en H.F. en insérant une résistance en série avec le condensateur :



La résistance R_0 branchée sur E+ sert à équilibrer les deux entrées en résistance.

$$\bar{H}(j\omega) = \frac{\bar{v}_s}{\bar{v}_e} = \frac{-jRC\omega}{1 + jR_0C\omega} = \frac{-A \cdot j \frac{\omega}{\omega_c}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_c}} \text{ avec } A = \frac{R}{R_0} : \text{l'amplification dans la bande passante}$$

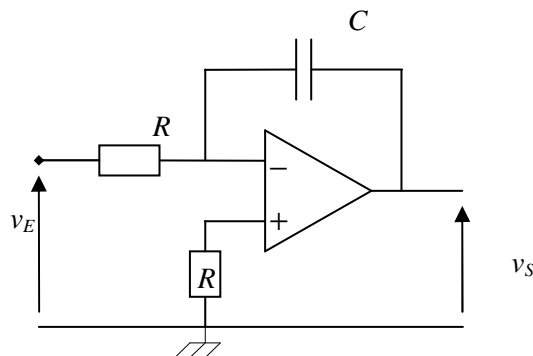
et $\omega_c = \frac{1}{R_0C}$ la pulsation de coupure à -3dB.



Ainsi modifié, le dérivateur ne risque pas de dysfonctionner en H.F. et à partir de la fréquence $f_c = \frac{\omega_c}{2\pi}$ le montage ne dérive pas mais il amplifie.

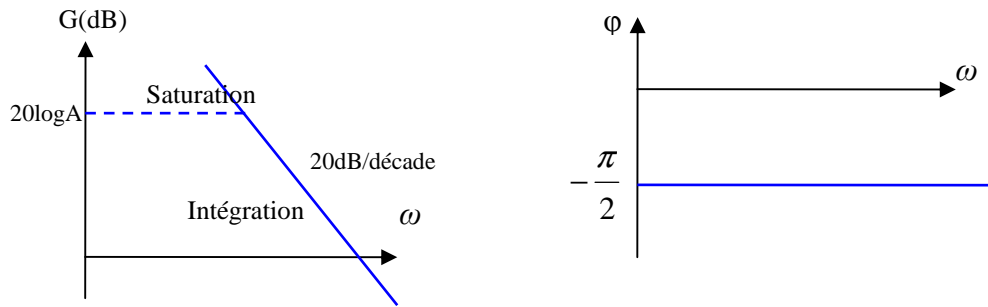
4.6- Intégrateur

Le montage de base :

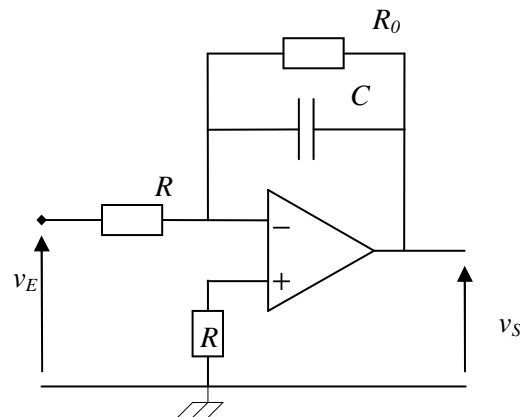


- v_E quelconque : $v_S = -\frac{1}{RC} \int v_e(t) dt$: On obtient donc à la sortie une tension proportionnelle à la primitive de la fonction d'entrée.
- v_E sinusoïdale : $\bar{v}_S = -\frac{1}{jRC\omega} \bar{v}_E$, la sortie v_S est également sinusoïdale mais en quadrature avance sur la tension d'entrée.

On donne le tracé de bode de la fonction de transfert en régime sinusoïdal :

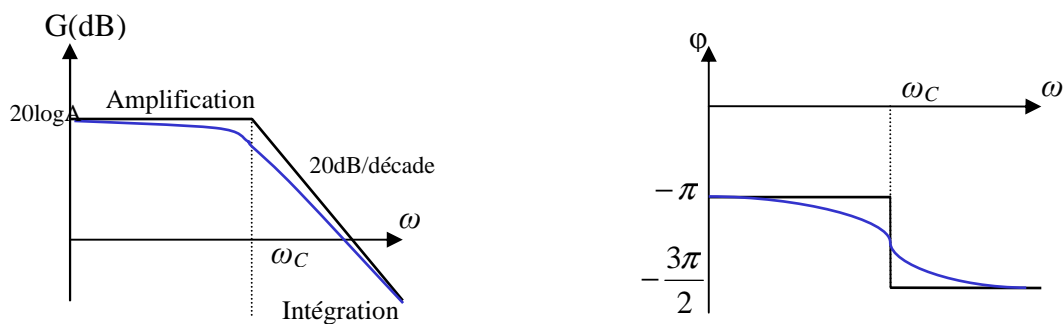


Problème posé par l'intégrateur : L'amplification devient très grande pour les basses fréquences et l'amplificateur sature. Ainsi si le signal d'entrée présente une composante continue, celle-ci saturera l'AO. On limite le gain en basses fréquences en insérant une résistance en parallèle avec le condensateur :



$$\overline{H}(j\omega) = \frac{\overline{v}_s}{\overline{v}_e} = \frac{-R_0/R}{1 + jR_0C\omega} = \frac{-A}{1 + j\frac{\omega}{\omega_c}} \quad \text{avec } A = \frac{R_0}{R} : \text{l'amplification dans la bande passante et}$$

$$\omega_c = \frac{1}{R_0C} \text{ la pulsation de coupure à -3dB.}$$



Le montage ainsi modifié a un gain fini en très basse fréquence et en continue.

5 - Fonctionnement en régime saturé

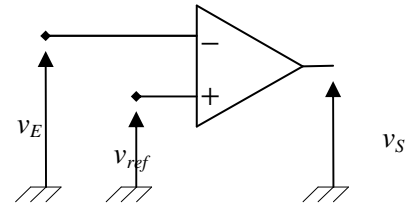
En régime saturé : $v_S = \pm V_{Sat}$ et $\varepsilon = v_{E+} - v_{E-} \neq 0$. L'AO est utilisé en boucle ouverte ou muni d'une rétroaction sur l'entrée non inverseuse (bouclage de la sortie S sur l'entrée E+)

5.1- Comparateur simple

Il permet de comparer une tension à une tension v_{ref} choisie comme référence.

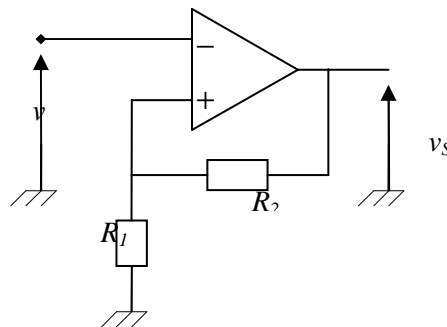
Si $v_E > v_{ref}$ alors $v_S = +V_{Sat}$ et Si $v_E < v_{ref}$ alors $v_S = -V_{Sat}$

Un comparateur simple présente cependant l'inconvénient d'être sensible aux tensions de bruit lorsque v_E est très proche de v_{ref} , ce qui a pour conséquence des basculements intempestifs de la sortie d'une tension de saturation à l'autre. Un comparateur à hystérésis permet de supprimer cet inconvénient.



5.2- Comparateur à hystérésis (Trigger de Schmitt)

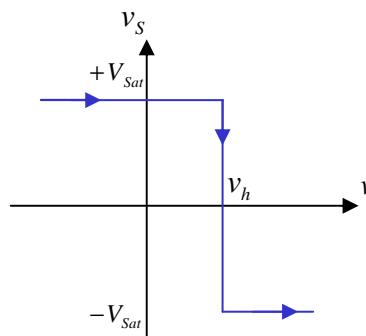
Considérons le montage suivant :



1^{er} cas : Supposons que la sortie soit dans l'état de saturation haute : $v_S = +V_{Sat}$ dans ce cas :

$$v_{E+} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{Sat} = v_h \text{ (Diviseur de tension)}$$

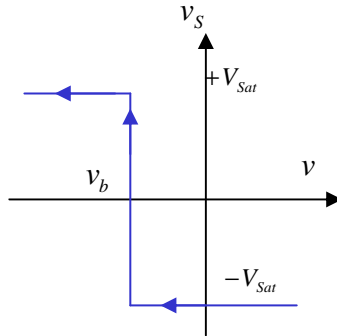
Or si $v_S = +V_{Sat}$ ça veut dire que $\varepsilon > 0$ cela implique $v_h > v$. On a alors pour les valeurs croissantes de v la caractéristique de transfert suivante :



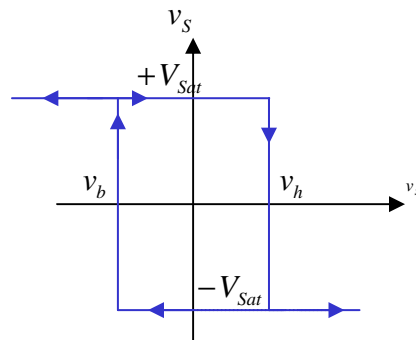
2^{ème} cas : Supposons que la sortie soit dans l'état de saturation haute : $v_s = -V_{Sat}$ dans ce cas :

$$v_{E+} = \frac{-R_1}{R_1 + R_2} V_{Sat} = v_b \text{ (Diviseur de tension)}$$

Or si $v_s = -V_{Sat}$ ça veut dire que $\varepsilon < 0$ cela implique $v_b < v$. On a alors pour les valeurs croissantes de v la caractéristique de transfert suivante :



On obtient alors le cycle d'hystérésis suivant en superposant les deux courbes précédentes:



La largeur du cycle d'hystérésis est : $\Delta V = v_h - v_b = \frac{2R_1}{R_1 + R_2} V_{Sat}$

5.3- Multivibrateur

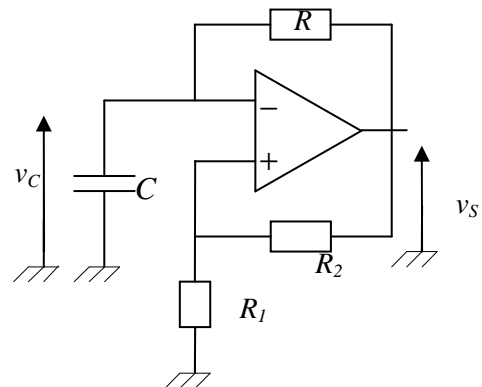
On se propose d'étudier le montage suivant, constitué d'un comparateur à hystérésis et d'un intégrateur (cellule RC):

Supposons, comme point de départ, que $v_s = +V_{Sat}$ et que le condensateur soit déchargé à l'instant $t = 0$ ($v_C = 0$) :

$$v_{E+} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_s = \alpha V_{Sat} \text{ avec } \alpha = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$v_s - v_C = R i \quad \text{avec} \quad i = C \frac{dv_C}{dt} \quad \text{et} \quad v_s = V_{Sat}$$

$$\text{soit : } \frac{dv_C}{dt} + \frac{1}{RC} v_C = \frac{V_{Sat}}{RC}$$



La solution de cette équation différentielle donne : $v_C(t) = V_{Sat} \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}} \right)$

La tension $v_C(t)$ augmente pour tendre vers $+V_{Sat}$. Cette valeur ne sera cependant pas atteinte. En effet, comme $v_C(t) = v_{E-}$, à l'instant t_1 où $v_C(t) = v_{E+} = \alpha V_{Sat}$, la sortie de l'AO bascule à $-V_{Sat}$.

L'instant t_1 s'obtient en écrivant que : $V_{Sat} \left(1 - e^{-\frac{t_1}{RC}} \right) = \alpha V_{Sat}$ soit $t_1 = RC \ln \frac{1}{1-\alpha}$

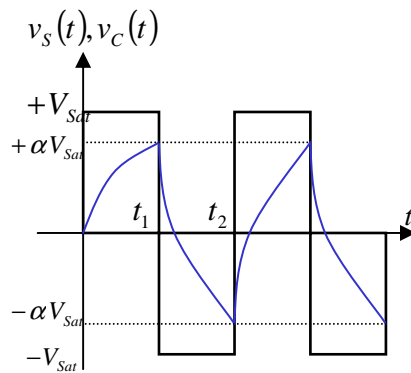
A partir de $t = t_1$, le condensateur se décharge sous la tension $v_S = -V_{Sat}$, on a alors $v_{E+} = -\alpha V_{Sat}$ et $\frac{dv_C}{dt} + \frac{1}{RC} v_C = -\frac{V_{Sat}}{RC}$, l'intégration de cette équation entre les instants t_1 et t conduit à : $v_C(t) = V_{Sat} \left((1 + \alpha) e^{-\frac{(t-t_1)}{RC}} - 1 \right)$

La tension $v_C(t)$ décroît pour tendre à $-V_{Sat}$. Cette valeur ne sera cependant pas atteinte, puisque à l'instant t_2 où $v_C(t) = -\alpha V_{Sat}$, nous avons $v_{E+} = v_{E-}$ et la sortie de l'AO bascule de nouveau à $+V_{Sat}$.

L'instant t_2 s'obtient en écrivant que : $V_{Sat} \left((1 + \alpha) e^{-\frac{(t_2-t_1)}{RC}} - 1 \right) = -\alpha V_{Sat}$ soit

$$t_2 = t_1 + RC \ln \frac{1+\alpha}{1-\alpha}$$

La commutation d'un état de fonctionnement à l'autre se poursuit ainsi indéfiniment. Les courbes suivantes représentent les évolutions au cours du temps des tensions $v_C(t)$ et $v_S(t)$:



Ce type de multivibrateur est dit **astable** puisqu'il délivre une tension de sortie rectangulaire, périodique, évoluant entre deux états instables. Il est aussi appelé **oscillateur de relaxation**.

La période des oscillations est : $T = 2RC \ln \frac{1+\alpha}{1-\alpha}$

Chapitre 8 : Filtrage Analogique

1- Définition :

Action qui consiste à transmettre que les signaux dont les fréquences sont contenues dans une certaine plage appelée « Bande passante ». Les signaux indésirables dont les fréquences sont situées en dehors de la bande passante sont éliminés c'est-à-dire suffisamment atténués pour être négligeables.

2- Les filtres passifs :

Ils sont composés uniquement d'éléments passifs linéaires.

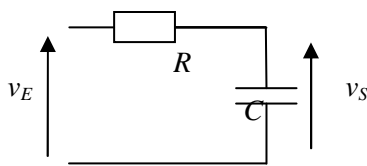
➤ Filtres du premier ordre :

Les filtres élémentaires d'ordre 1 ont été étudiés en détail dans la première partie du cours d'électronique analogique EA1. On se contente donc ici d'en rappeler l'essentiel.

Les filtres d'ordre 1 sont représentés par des fonctions de transfert dont la forme générale est la suivante :

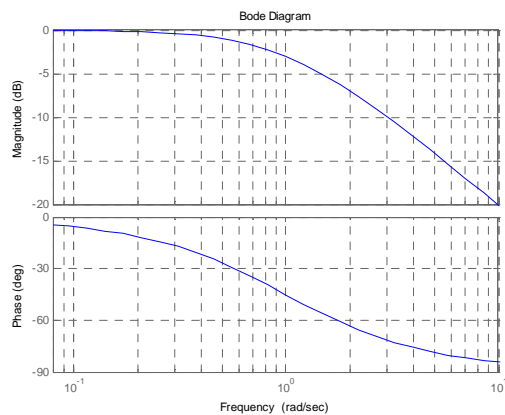
$$\bar{H}(j\omega) = \frac{a_0 + ja_1\omega}{b_0 + jb_1\omega}$$

Filtre passe-bas d'ordre 1

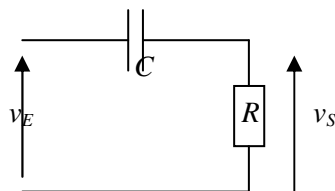


$$\bar{H}_{PB}(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega/\omega_0}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \text{ Avec}$$

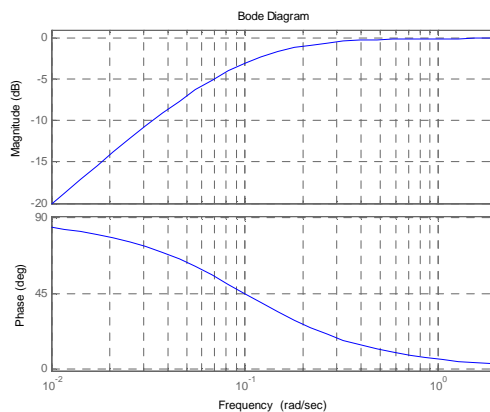


Filtre passe-haut d'ordre 1

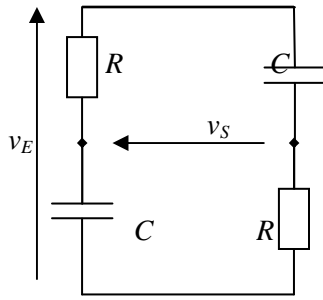


$$\bar{H}_{PH}(j\omega) = \frac{j\omega/\omega_0}{1 + j\omega/\omega_0}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \text{ Avec}$$

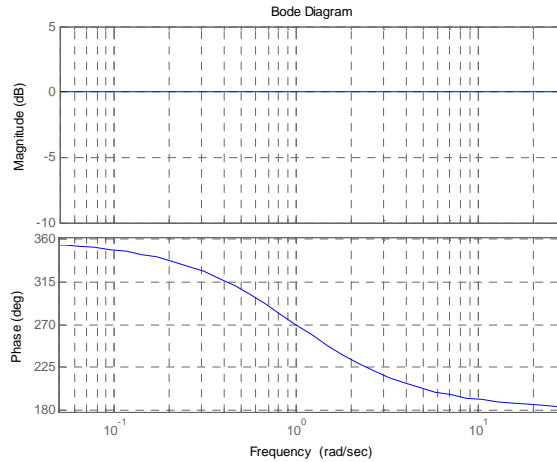


Filtre déphaseur d'ordre 1



$$\bar{H}_{Deph}(j\omega) = \frac{1 - j\omega/\omega_0}{1 + j\omega/\omega_0}$$

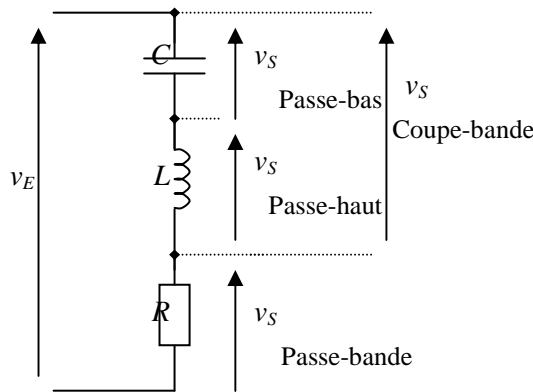
$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \text{ Avec}$$



L'inconvénient des filtres du 1^{er} ordre est qu'ils sont en général peu performants à cause de leur pente d'atténuation qui est limitée à -20dB/décade.

➤ Filtres du second ordre :

Le circuit le plus simple permettant de réaliser cette fonction est un circuit RLC simple. En effet comme le montre la figure suivante, suivant l'endroit où la tension sortie est prélevée, les filtres fondamentaux d'ordre 2 sont du type passe-bas, passe-haut, passe-bande, coupe-bande. En préalable à l'étude des filtres analogiques réalisés avec des amplificateurs opérationnels, ce circuit peut donc servir de base à la présentation et à l'analyse des divers filtres analogiques



On montre aisément que leurs réponses fréquentielles $\bar{H}(j\omega) = \frac{\bar{v}_S(j\omega)}{\bar{v}_E(j\omega)}$ sont entièrement décrites par la pulsation caractéristique ω_0 et le coefficient d'amortissement m ou bien le facteur de qualité Q_0 ($Q_0 = 1/2m$) : et qu'elles valent respectivement :

$$\bar{H}_{PB}(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega RC + (j\omega)^2 LC} = \frac{1}{1 + 2m \frac{j\omega}{\omega_0} + \left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right)^2} = \frac{1}{\left(1 + \frac{1}{Q_0} \frac{j\omega}{\omega_0} + \left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right)^2\right)}$$

$$\begin{aligned}\bar{H}_{PH}(j\omega) &= \frac{(j\omega)^2 LC}{1 + j\omega RC + (j\omega)^2 LC} = \frac{\left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right)^2}{1 + 2m \frac{j\omega}{\omega_0} + \left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right)^2} = \frac{\left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right)^2}{\left(1 + \frac{1}{Q_0} \frac{j\omega}{\omega_0} + \left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right)^2\right)} \\ \bar{H}_{PA}(j\omega) &= \frac{j\omega RC}{1 + j\omega RC + (j\omega)^2 LC} = \frac{\left(2m \frac{j\omega}{\omega_0}\right)}{1 + 2m \frac{j\omega}{\omega_0} + \left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right)^2} = \frac{\frac{1}{Q_0} \frac{j\omega}{\omega_0}}{\left(1 + \frac{1}{Q_0} \frac{j\omega}{\omega_0} + \left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right)^2\right)} \\ \bar{H}_{CA}(j\omega) &= \frac{1 + (j\omega)^2 LC}{1 + j\omega RC + (j\omega)^2 LC} = \frac{1 + \left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right)^2}{1 + 2m \frac{j\omega}{\omega_0} + \left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right)^2} = \frac{1 + \left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right)^2}{\left(1 + \frac{1}{Q_0} \frac{j\omega}{\omega_0} + \left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right)^2\right)}\end{aligned}$$

On notera que tous les filtres d'ordre 2 ont le même dénominateur et qu'ils sont complètement décrits par ω_0 et m (ou Q_0) :

$$D(j\omega) = \left(1 + 2m \frac{j\omega}{\omega_0} + \left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right)^2\right) = \left(1 + \frac{1}{Q_0} \frac{j\omega}{\omega_0} + \left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right)^2\right)$$

Ces filtres du 2^{ème} ordre représentent une variation de gain $\pm 40dB/décade$ pour passe-bas et passe-haut dans la bande atténuée. La limite de la bande passante à -3dB dépend du coefficient d'amortissement m : elle est proche de ω_0 lorsque $m \leq 0,7$. Pour un passe-bande, la variation du gain est seulement de $\pm 20dB/décade$.

Dans le cas des filtres passe-bande et coupe-bande, on définit les pulsations de coupure ω_i et ω_s correspondant à une atténuation de 3 dB par rapport au maximum de la réponse fréquentielle.

$$|\bar{H}(j\omega)|_{\omega_{i,s}} = \frac{1}{\sqrt{2}} = -3dB$$

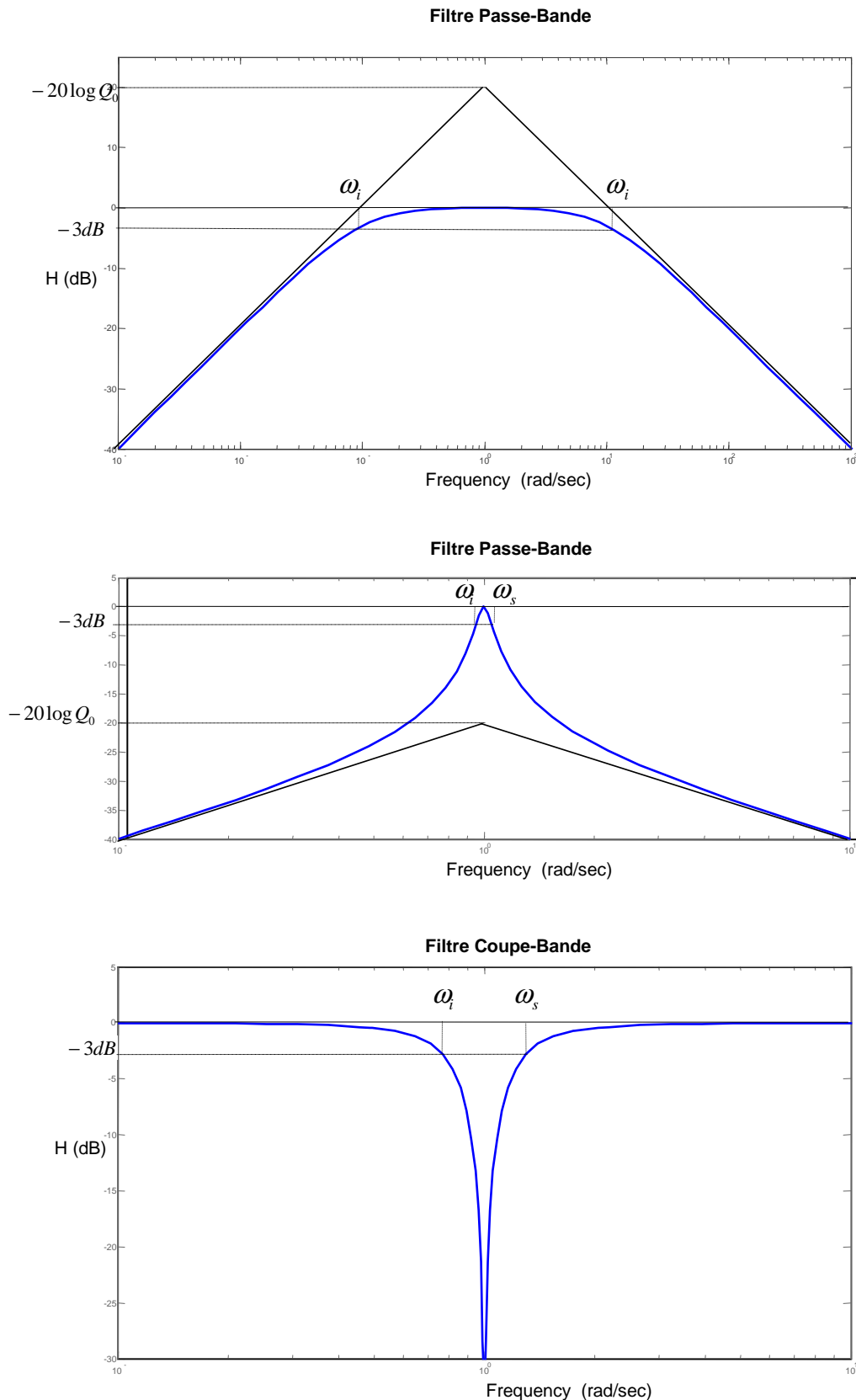
On peut alors montrer que, dans les deux cas, la largeur de bande est inversement proportionnelle à Q_0

$$\Delta\omega = \omega_s - \omega_i = \frac{\omega_0}{Q_0}$$

et que ω_0 est la moyenne géométrique des deux pulsations de coupure ω_i et ω_s

$$\omega_0^2 = \omega_i \cdot \omega_s$$

Une illustration précisant le comportement fréquentiel de ces deux filtres est présentée dans les figures suivantes. On y voit en particulier que les asymptotes du filtre passe-bande se croisent à un niveau $-20\log(Q_0)$ déterminé par le facteur de qualité. Le filtre sera donc d'autant plus sélectif que son facteur de qualité est élevé.



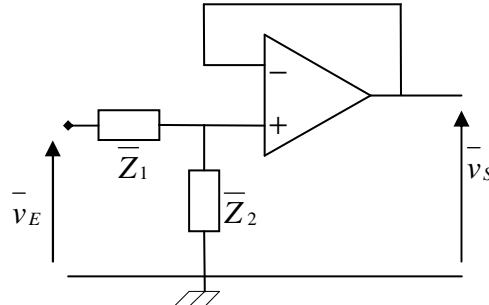
Le principal défaut des filtres passifs est lié au fait que leur fonction de transfert dépend toujours de la charge placée en sortie. Il faut donc prendre en compte l'impédance de charge dans le calcul du filtre. Le second défaut est lié à l'utilisation d'inductances qui sont coûteuses et encombrantes et aussi de leur résistance propre

3- Les filtres actifs :

Ils sont généralement construits autour d'un élément actif (AO, Transistor, ..)

➤ Filtres du premier ordre :

Les plus simples utilisent les structures des filtres passifs suivies d'un étage suiveur dans le seul but de réaliser l'adaptation d'impédance avec la charge.

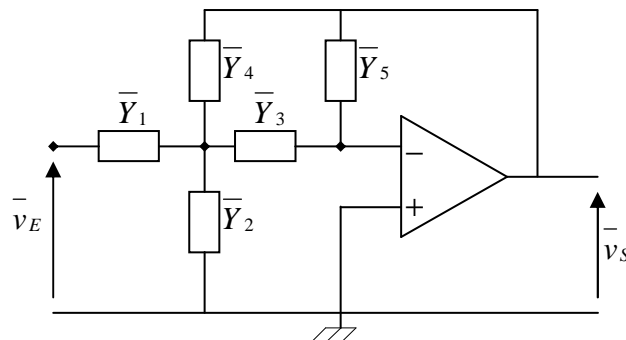


➤ Filtres du second ordre :

Il existe une multitude de structures à AO mais les plus courantes sont les structures universelles de RAUCH et de SALLÉN-KEY

3.1- Structure de RAUCH

Cette famille de filtres est décrite par schéma suivant, sur lequel $\bar{Y}_1, \bar{Y}_2, \bar{Y}_3, \bar{Y}_4, \bar{Y}_5$ sont des admittances réalisées par des résistances $\bar{Y} = 1/R$ ou par des condensateurs, $\bar{Y} = jC\omega$.



La fonction de transfert de cette structure est donnée par :

$$\bar{H}(j\omega) = \frac{\bar{v}_S(j\omega)}{\bar{v}_E(j\omega)} = \frac{-\bar{Y}_1 \bar{Y}_3}{\bar{Y}_5 (\bar{Y}_1 + \bar{Y}_2 + \bar{Y}_3 + \bar{Y}_4) + \bar{Y}_3 \bar{Y}_4}$$

Le type de filtre dépend alors du choix des admittances :

Pour le filtre passe-bas on prend : $\bar{Y}_1 = 1/R$, $\bar{Y}_2 = jC_1\omega$, $\bar{Y}_3 = 1/R$, $\bar{Y}_4 = 1/R$, $\bar{Y}_5 = jC_2\omega$

$$\bar{H}_{PB}(j\omega) = \frac{\bar{v}_S(j\omega)}{\bar{v}_E(j\omega)} = \frac{-1}{1 + 2m \frac{j\omega}{\omega_0} + \left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right)^2} \text{ avec } \omega_0 = \frac{1}{R\sqrt{C_1 C_2}} \text{ et } m = \frac{3}{2} \sqrt{\frac{C_2}{C_1}}$$

Pour le filtre passe-haut on prend : $\bar{Y}_1 = jC\omega$, $\bar{Y}_2 = 1/R_1$, $\bar{Y}_3 = jC\omega$, $\bar{Y}_4 = jC\omega$, $\bar{Y}_5 = 1/R_2$

$$\bar{H}_{PH}(j\omega) = \frac{\bar{v}_S(j\omega)}{\bar{v}_E(j\omega)} = \frac{-\left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right)^2}{1 + 2m\frac{j\omega}{\omega_0} + \left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right)^2} \text{ avec } \omega_0 = \frac{1}{C\sqrt{R_1R_2}} \text{ et } m = \frac{3}{2}\sqrt{\frac{R_1}{R_2}}$$

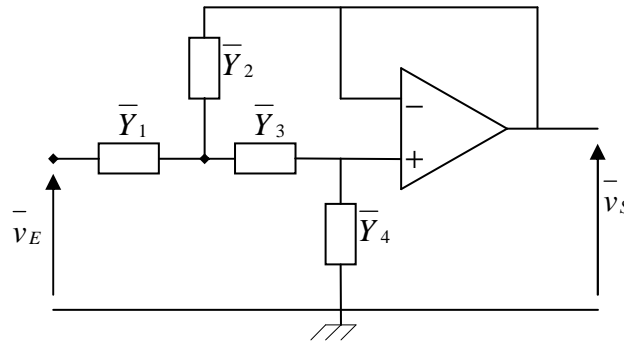
Pour le filtre passe-bande on prend : $\bar{Y}_1 = 1/R_1$, $\bar{Y}_2 = 1/R_2$, $\bar{Y}_3 = jC\omega$, $\bar{Y}_4 = jC\omega$, $\bar{Y}_5 = 1/R_3$

$$\bar{H}_{PA}(j\omega) = \frac{\bar{v}_S(j\omega)}{\bar{v}_E(j\omega)} = \frac{-\frac{R_3}{2R_1}\left(2m\frac{j\omega}{\omega_0}\right)}{1 + 2m\frac{j\omega}{\omega_0} + \left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right)^2} \text{ avec } \omega_0 = \frac{1}{C}\sqrt{\frac{R_1+R_2}{R_1R_2R_3}} \text{ et } m = \frac{1}{C}\sqrt{\frac{R_1R_2}{R_3(R_1+R_2)}}$$

3.2- Structure de Sallen Key

Cellules à gain fixe

Elles utilisent un amplificateur à gain unité et une réaction positive. Elles permettent ainsi de réaliser des filtres à gain fixe de type passe-bas, passe-haut, passe-bande et coupe-bande. Leurs schémas sont présentés dans la figure suivante :



La fonction de transfert de cette structure est donnée par :

$$\bar{H}(j\omega) = \frac{\bar{v}_S(j\omega)}{\bar{v}_E(j\omega)} = \frac{\bar{Y}_1 \bar{Y}_3}{(\bar{Y}_1 + \bar{Y}_2)(\bar{Y}_3 + \bar{Y}_4) + \bar{Y}_3(\bar{Y}_4 - \bar{Y}_2)}$$

Le type de filtre dépend également du choix des admittances :

Pour avoir un filtre passe-bas on prend : $\bar{Y}_1 = 1/R$, $\bar{Y}_2 = jC_1\omega$, $\bar{Y}_3 = 1/R$, $\bar{Y}_4 = jC_2\omega$

$$\bar{H}_{PB}(j\omega) = \frac{\bar{v}_S(j\omega)}{\bar{v}_E(j\omega)} = \frac{1}{1 + 2m\frac{j\omega}{\omega_0} + \left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right)^2} \text{ avec } \omega_0 = \frac{1}{R\sqrt{C_1C_2}} \text{ et } m = \sqrt{\frac{C_2}{C_1}}$$

Pour avoir un filtre passe-haut on prend : $\bar{Y}_1 = jC\omega$, $\bar{Y}_2 = 1/R_1$, $\bar{Y}_3 = jC\omega$, $\bar{Y}_4 = 1/R_2$

$$\bar{H}_{PH}(j\omega) = \frac{\bar{v}_S(j\omega)}{\bar{v}_E(j\omega)} = \frac{\left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right)^2}{1 + 2m\frac{j\omega}{\omega_0} + \left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right)^2} \text{ avec } \omega_0 = \frac{1}{C\sqrt{R_1R_2}} \text{ et } m = \sqrt{\frac{R_1}{R_2}}$$

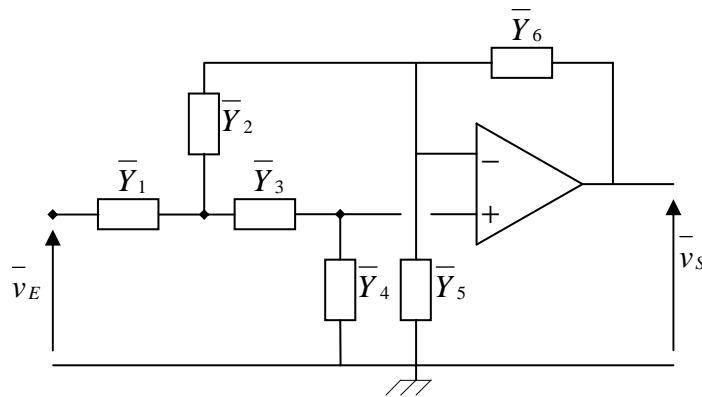
Pour le filtre passe-bande on prend : $\bar{Y}_1 = 1/R_1$, $\bar{Y}_2 = 1/R_2$, $\bar{Y}_3 = jC\omega$, $\bar{Y}_4 = (jC\omega)/(1/R_2)$,

$$\bar{H}_{PB}(j\omega) = \frac{\bar{v}_S(j\omega)}{\bar{v}_E(j\omega)} = \frac{\frac{R_2}{2(R_1 + R_2)} \left(2m \frac{j\omega}{\omega_0} \right)}{1 + 2m \frac{j\omega}{\omega_0} + \left(\frac{j\omega}{\omega_0} \right)^2} \text{ avec } \omega_0 = \frac{1}{R_2 C} \sqrt{\frac{R_1 + R_2}{R_1}} \text{ et } m = \frac{R_1 + R_2}{\sqrt{R_1(R_1 + R_2)}}$$

Les cellules à gain fixe offrent un moyen simple de réaliser des filtres d'ordre 2. Cependant, si l'on observe les équations déterminant la pulsation caractéristique ω_0 et le coefficient d'amortissement m (ou bien le facteur de qualité Q_0), on voit que l'on ne peut pas varier l'un sans changer l'autre. C'est pour cette raison que l'on propose également des cellules à gain variable offrant un degré de liberté supplémentaire.

Cellules à gain variable

Elles se distinguent des cellules à gain fixe uniquement par le fait que l'amplificateur suiveur est remplacé par un amplificateur de gain K_A . Grâce à celui-ci, le coefficient d'amortissement m (ou bien le facteur de qualité Q_0) peut être modifié indépendamment de la pulsation ω_0 . Leurs schémas sont présentés dans la figure suivante :



Le type de filtre dépend également du choix des admittances :

Pour avoir un filtre passe-bas on prend : $\bar{Y}_1 = 1/R$, $\bar{Y}_2 = jC\omega$, $\bar{Y}_3 = 1/R$, $\bar{Y}_4 = jC\omega$, $\bar{Y}_5 = 1/R_3$, $\bar{Y}_6 = 1/R_4$

$$\bar{H}_{PB}(j\omega) = \frac{\bar{v}_S(j\omega)}{\bar{v}_E(j\omega)} = \frac{K_A}{1 + 2m \frac{j\omega}{\omega_0} + \left(\frac{j\omega}{\omega_0} \right)^2} \text{ avec } \omega_0 = \frac{1}{RC}, K_A = \frac{R_3 + R_4}{R_3} \text{ et } m = \frac{3 - K_A}{2}$$

Pour avoir un filtre passe-haut on prend : $\bar{Y}_1 = jC\omega$, $\bar{Y}_2 = 1/R$, $\bar{Y}_3 = jC\omega$, $\bar{Y}_4 = 1/R$, $\bar{Y}_5 = 1/R_3$, $\bar{Y}_6 = 1/R_4$

$$\bar{H}_{PH}(j\omega) = \frac{\bar{v}_S(j\omega)}{\bar{v}_E(j\omega)} = \frac{K_A \left(\frac{j\omega}{\omega_0} \right)^2}{1 + 2m \frac{j\omega}{\omega_0} + \left(\frac{j\omega}{\omega_0} \right)^2} \text{ avec } \omega_0 = \frac{1}{RC}, K_A = \frac{R_3 + R_4}{R_3} \text{ et } m = \frac{3 - K_A}{2}$$

Chapitre 9 : Principe de la contre-réaction

1- Principe et définition

Le principe de la réaction est utilisé dans de très nombreux circuits électroniques. Il consiste à réinjecter une partie du signal de sortie à l'entrée du circuit pour le combiner avec le signal d'entrée extérieur.

La réaction change fondamentalement les propriétés du circuit auquel elle est appliquée. On distingue deux types de réaction : la réaction positive et la réaction négative.

Dans la **réaction positive**, une partie du signal de sortie est ajouté au signal d'entrée. Ceux-ci vont donc additionner leurs effets pour produire un signal de sortie plus grand que celui qui existerait en "boucle ouverte" (c'est à dire sans réaction). Cet effet est recherché dans le cas des circuits comparateurs ou des oscillateurs..

Dans la **réaction négative**, une partie du signal de sortie est soustrait au signal d'entrée. Cette modification entraîne une stabilisation du signal de sortie par rapport aux variations possibles de la valeur des composants formant l'amplificateur ; c'est l'objet de ce chapitre.

Grâce à la contre-réaction (aussi appelée réaction négative) appliquée aux amplificateurs, on obtient des résultats dont l'importance pratique est grande. Les résultats les plus représentatifs sont :

- La stabilisation de la valeur du gain, dont la valeur est généralement très variable d'un composant à l'autre et sensible à la température ou au vieillissement ;
- La réduction de la distorsion non-linéaire : la sortie reste l'image fidèle de l'entrée, malgré les non-linéarités internes de l'amplificateur.
- La réduction du bruit électronique (signaux électriques parasites) présent dans les composants.
- L'extension de la bande-passante de l'amplificateur par rapport à sa bande-passante en boucle ouverte.
- Le contrôle de la valeur des impédances d'entrée et de sortie, c'est à dire la possibilité de les augmenter ou de les diminuer à volonté, en fonction de la configuration de circuit choisie.

La réaction négative permet donc de transformer un amplificateur imparfait en un amplificateur dont les caractéristiques sont proches de celles d'un amplificateur idéal. Le prix à payer pour cette amélioration des performances est la réduction du gain. On verra d'ailleurs qu'il y a une proportionnalité directe entre la réduction du gain et l'amélioration des autres caractéristiques de l'amplificateur : le facteur de réduction du gain est aussi le facteur par lequel on pourra multiplier la largeur de la bande passante, ainsi que la valeur des impédances ou admittance d'entrée et de sortie, etc.

2- Structure d'un système bouclé

2.1- Définition :

Il y a réaction dans un amplificateur lorsqu'un signal (*tension ou courant*), prélevé en sortie, est réinjecté en totalité ou en partie dans l'entrée (autrement dit lorsque la sortie réagit sur l'entrée par l'intermédiaire d'une ou plusieurs impédances). On a constitué ce que l'on appelle **un système bouclé**.

On peut distinguer deux parties principales :

- un quadripôle amplificateur
- un quadripôle par lequel s'exerce la réaction

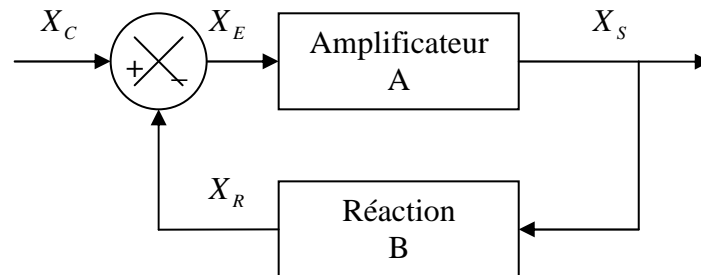


Schéma fonctionnel d'un système à réaction

- ❖ La chaîne directe ou chaîne d'action est constituée par l'amplificateur, elle transmet la puissance à l'utilisation (*C'est une chaîne de puissance*). Peu fidèle et sensible à l'influence des perturbations extérieures.
- ❖ La chaîne de retour ou chaîne de réaction est le plus souvent réalisée à l'aide d'éléments passifs, elle assure le prélèvement de la grandeur de sortie et ne met en jeu que des puissances faibles (*C'est une chaîne de précision*).
- ❖ Le comparateur d'entrée permet la réinjection dans le circuit d'entrée du terme de réaction.

2.2- Equations d'un système bouclé :

Les relations suivantes entre les signaux d'entrée et de sortie de l'amplificateur et du circuit de réaction :

$$X_S = A \cdot X_E$$

$$X_R = B \cdot X_S$$

d'autre part, $X_E = X_C - X_R$ donc : $X_S = A \cdot (X_C - X_R) = A \cdot (X_C - B \cdot X_S)$

Le gain en boucle fermée s'obtient par les relations précédentes :

$$G_{BF} = \frac{A}{1 + A \cdot B}$$

Le produit $A \cdot B$ s'appelle le gain de boucle, il doit être positif pour que la réaction soit bien négative.

Le terme $(1 + A \cdot B)$ s'appelle le taux de réaction, c'est la quantité par laquelle il faut diviser le gain A de l'amplificateur en boucle ouverte pour obtenir le gain en boucle fermée.

3- Les différents types de contre-réaction

Les signaux d'entrée et de sortie de l'amplificateur (X_E, X_S), de la réaction (X_S, X_R) et de sortie de la source X_C , peuvent être indépendamment, soit une tension soit un courant. Ainsi quatre cas possibles peuvent se présenter : ce sont les quatre configurations de circuits à réaction négative.

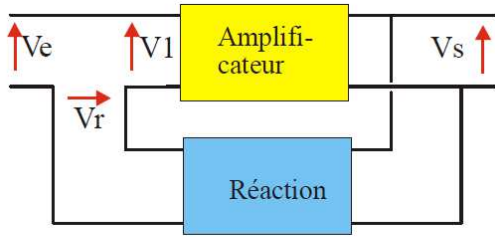


Fig. 3-a : Tension-série

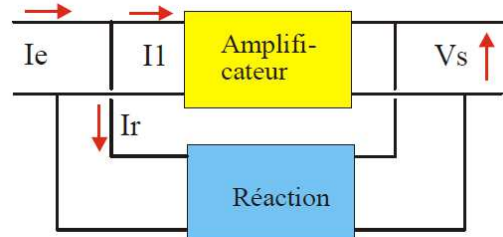


Fig. 3-b : Tension-parallèle

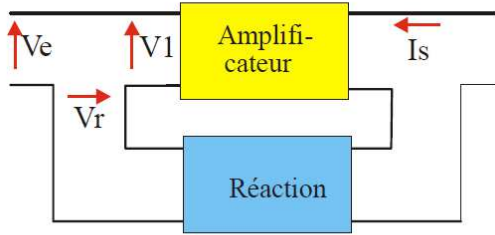


Fig. 3-c : Courant-série

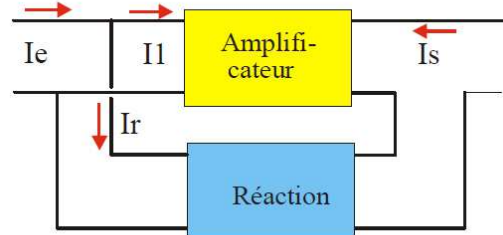


Fig. 3-d : Courant-parallèle

4- Propriétés de la contre-réaction

4.1- Stabilisation du gain en boucle fermée

Nous avons vu que le gain en boucle fermée est donné par l'équation générale de la contre-réaction :

$$G_{BF} = \frac{v_S}{v_C} = \frac{A}{1 + AB}$$

Supposons que, suite à des variations des paramètres des éléments actifs, le transfert A de la chaîne directe varie de dA . Le transfert G_{BF} du système en boucle fermée varie de dG_{BF} tel que :

$$\frac{dG_{BF}}{dA} = \frac{1 + AB - AB}{(1 + AB)^2} = \frac{G_{BF}}{A} \times \frac{1}{(1 + AB)}$$

$$\text{Soit : } \frac{dG_{BF}}{G_{BF}} = \frac{dA}{A} \times \frac{1}{(1 + AB)}$$

Si le facteur $1 + AB$ est égale à 10, la variation relative de G_{BF} est dix fois plus faible que celle de A . Les dispositifs utilisant des amplificateurs opérationnels correspondent à ce type de fonctionnement.

4.2- Elargissement de la bande passante

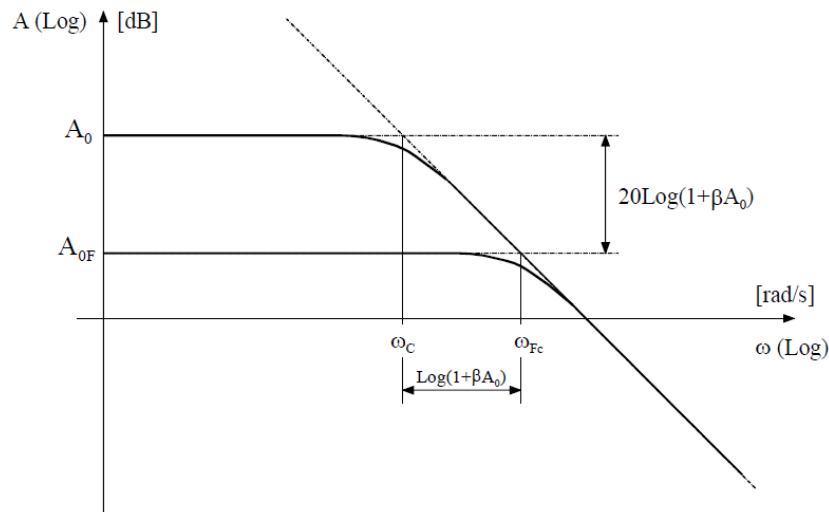
Pour illustrer cette propriété, considérons que le bloc de transfert direct présente une fonction de transfert de type passe-bas du 1^{er} ordre de pulsation de coupure ω_C .

$$\text{On a donc : } A(j\omega) = \frac{A_0}{1 + j\omega/\omega_C}$$

Si on applique à ce bloc une contre-réaction β réelle, on obtient une réponse harmonique de la forme :

$$G_{BF}(j\omega) = \frac{A(j\omega)}{1 + \beta \cdot A(j\omega)} = \frac{A_{0F}(j\omega)}{1 + j\frac{\omega}{\omega_{FC}}} \quad \text{Avec : } A_{0F} = \frac{A_0}{1 + \beta \cdot A_0} \quad \text{et } \omega_{FC} = \omega_C(1 + \beta \cdot A_0)$$

On constate une diminution du gain en continu d'un facteur $1 + \beta \cdot A_0$ et une augmentation de la pulsation de coupure du même facteur.



Effet d'une contre-réaction sur un bloc de transfert passe-bas du 1^{er} ordre

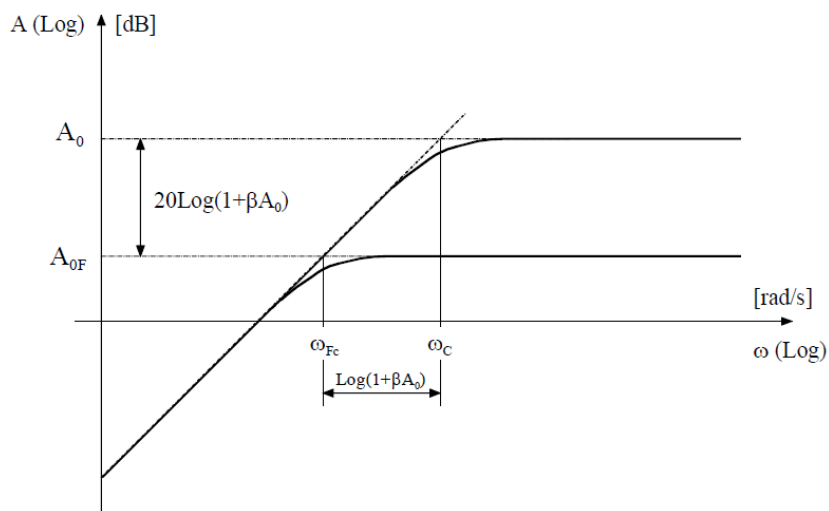
Si maintenant l'on considère que le bloc de transfert direct présentant une fonction de transfert de type passe-haut du 1^{er} ordre de pulsation de coupure ω_C .

On a : $A(j\omega) = A_0 \frac{j\omega/\omega_C}{1 + j\omega/\omega_C}$

Si on applique à ce bloc une contre-réaction β réelle, on obtient une réponse harmonique de la forme :

$$G_{BF}(j\omega) = \frac{A(j\omega)}{1 + \beta \cdot A(j\omega)} = A_{0F} \frac{j\omega/\omega_{FC}}{1 + j\omega/\omega_{FC}} \quad \text{Avec } A_{0F} = \frac{A_0}{1 + \beta \cdot A_0} \text{ et } \omega_{FC} = \frac{\omega_C}{1 + \beta \cdot A_0}$$

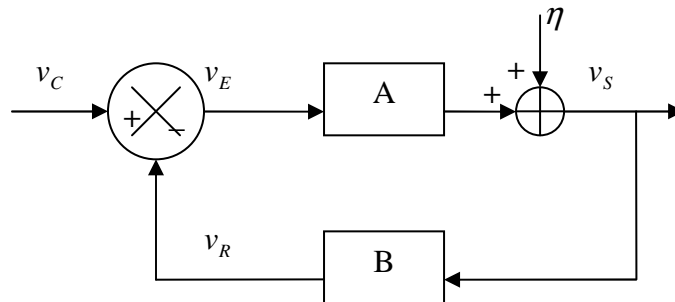
on constate une diminution du gain a fréquence élevée d'un facteur $1 + \beta \cdot A_0$ et une diminution de la pulsation de coupure du même facteur



Effet d'une contre-réaction sur un bloc de transfert passe-haut du 1er ordre

4.3- Réduction du bruit et de distorsion

On considère, pour ce qui suit, que l'on a affaire à une source de bruit additive b qui se superpose dans la chaîne directe :



Schémas de contre-réaction avec source de bruit

Sans contre réaction : $v_S = A \cdot v_E + \eta$

Avec contre réaction : $v_S = A \cdot (v_C - B v_S) + \eta \Rightarrow v_S = \frac{A}{1 + AB} v_C + \frac{\eta}{1 + AB}$

Ainsi le bruit est atténué.

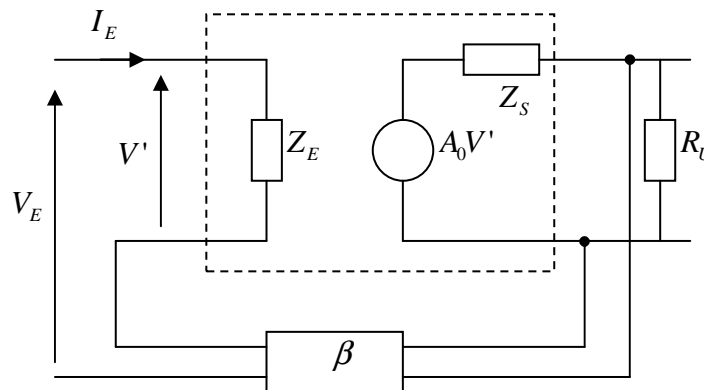
4.4- Modification des impédances d'entrée et de sortie

soit: Z_E, Z_S : L'impédance d'entrée et l'impédance de sortie sans contre-réaction

Z_E^{CR}, Z_S^{CR} : L'impédance d'entrée et l'impédance de sortie avec contre-réaction

A- Cas de contre-réaction tension-tension

❖ Effet sur l'impédance d'entrée



Nous avons l'impédance d'entrée sans contre-réaction : $Z_E = \frac{V'}{I_E}$

Et l'impédance d'entrée avec contre-réaction : $Z_E^{CR} = \frac{V_E}{I_E} = \frac{V' + \beta V_S}{I_E}$

$$Z_E^{CR} = \frac{V_E}{I_E} + \frac{\beta V_S}{I_E} \Rightarrow Z_E^{CR} = Z_E + Z_E \left(\frac{\beta V_S}{V'} \right)$$

Finalement : $Z_E^{CR} = (1 + A_0 \beta) Z_E$

❖ Effet de l'impédance de sortie

Par définition on a : $Z_S^{CR} = \frac{\lim_{R_U \rightarrow \infty} V_S}{\lim_{R_U \rightarrow 0} I_S}$

↗ Calculons $\lim_{R_U \rightarrow \infty} V_S$

Quand $R_U \rightarrow \infty \Rightarrow V_S \rightarrow A_0 V'$

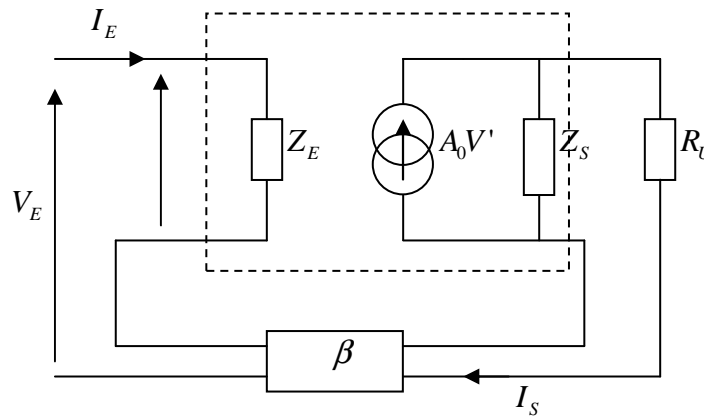
On a $V_E = \beta A_0 V' + V'$ donc : $\lim_{R_U \rightarrow \infty} V_S = A_0 \frac{V_E}{1 + A_0 \beta}$

↗ Calculons $\lim_{R_U \rightarrow 0} I_S$

Quand $R_U \rightarrow 0 \Rightarrow V_S = 0 \Rightarrow V' = V_E$

Donc $I_S = \frac{A_0 V_E}{Z_E}$

Finalement : $Z_S^{CR} = \frac{Z_S}{1 + \beta A_0}$

B- Cas de contre-réaction courant-tension❖ Effet sur l'impédance d'entrée

❖ On a l'impédance d'entrée sans contre-réaction : $Z_E = \frac{V'}{I_E}$

❖ L'impédance d'entrée avec contre-réaction :

On a : $Z_E^{CR} = \frac{V_E}{I_E} \Rightarrow \frac{V'}{I_E} = \frac{V_E}{I_E} - \left(\frac{\beta I_S}{I_E} \right)$

Avec $I_S \approx A_0 V'$ d'où $Z_E = Z_E^{CR} + \beta A_0 \frac{V'}{I_e}$

Finalement : $Z_E^{CR} = Z_E (1 + A_0 \beta)$

❖ l'effet sur impédance de sortie :

❖ Calculons $\lim_{R_U \rightarrow \infty} V_S$

Quand $R_U \rightarrow \infty \Rightarrow V_S = A_0 V' Z_S$

Or si $R_U \rightarrow \infty \Rightarrow I_S \rightarrow 0 \Rightarrow V_e = V'$

Donc $\lim_{R_U \rightarrow \infty} V_S = A_0 V_e Z_S$

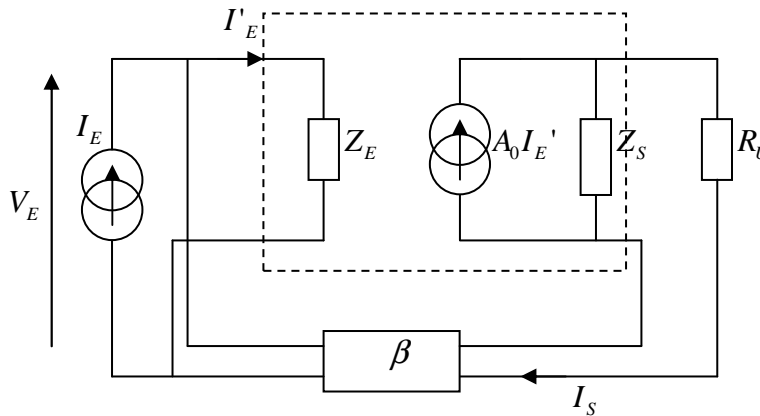
❖ Calculons $\lim_{R_U \rightarrow 0} I_S$

On a $V' = V_E - \beta I_S \Rightarrow V' = V_E - \beta A_0 V'$

Ainsi $V' = \frac{V_E}{(1 + \beta A_0)}$

Donc $\lim_{R_U \rightarrow 0} I_S = \frac{A_0}{(1 + \beta A_0)} V_E$

C- Cas de contre-réaction courant-courant



❖ Impédance d'entrée

On a $I'_E = I_E - \beta I_S \Rightarrow \frac{I'_E}{V_E} = \frac{I_E}{V_E} - \beta \frac{I_S}{V_E} \Rightarrow \frac{1}{Z_E} = \frac{1}{Z_E^{CR}} - \beta \frac{I_S}{V_E}$

Et comme $I_S \approx A I'_E$ d'où $\frac{1}{Z_E} = \frac{1}{Z_E^{CR}} - \beta A_0 \frac{1}{Z_E}$

Finalement $Z_E^{CR} = \frac{Z_E}{(1 + \beta A_0)}$

❖ L'effet sur l'impédance de sortie

❖ Calculons $\lim_{R_U \rightarrow \infty} V_S$

Quand $R_U \rightarrow \infty \Rightarrow V_S = A_0 I'_E Z_S$ et aussi $I_S \rightarrow 0 \Rightarrow I_E = I'_E$

Donc $V_S = A_0 I_E Z_S$

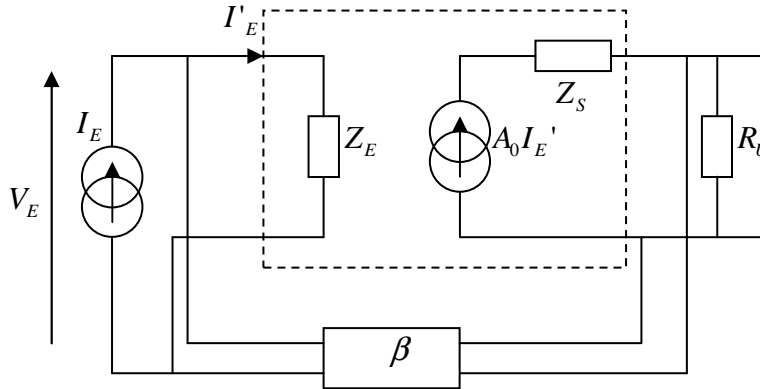
❖ Calculons $\lim_{R_U \rightarrow 0} I_S$

Quand $R_U \rightarrow 0 \Rightarrow I_S = A_0 I'_E$ d'où $I_S = A_0 (I_E - \beta I_S)$

Donc
$$I_S = \frac{I_E}{1 + \beta A_0}$$

Finalement : $Z_S^{CR} = Z_S (1 + \beta A_0)$

D- Cas de contre-réaction tension-courant



❖ L'effet sur l'impédance d'entrée

On $I'_E = I_E + \beta V_S \Rightarrow \frac{I'_E}{V_E} = \frac{I_E}{V_E} - \beta \frac{A_0 I'_E}{V_E}$ d'où $\frac{1}{Z_E} = \frac{1}{Z_E^{CR}} - \beta A_0 \frac{1}{Z_E}$

Finalement
$$Z_E^{CR} = \frac{Z_E}{(1 + \beta A_0)}$$

❖ l'effet sur l'impédance de sortie

❖ calculons $\lim_{R_U \rightarrow \infty} V_S$

Quand $R_U \rightarrow \infty \Rightarrow V_S = A_0 I'_E Z_S$ et on a $I'_E = I_E + \beta V_S$

D'où
$$V_S = \frac{A_0 I_E}{(1 + \beta A_0)}$$

❖ calculons $\lim_{R_U \rightarrow 0} I_S$

quand $R_U \rightarrow 0 \Rightarrow V_S = 0$ et aussi $I'_E = I_E$

on a $I_S = \frac{A_0 I'_E}{Z_S}$ donc $I_S = \frac{A_0 I_E}{Z_S}$

finalement :
$$Z_S^{CR} = \frac{Z_S}{(1 + \beta A)}$$

Résumé :

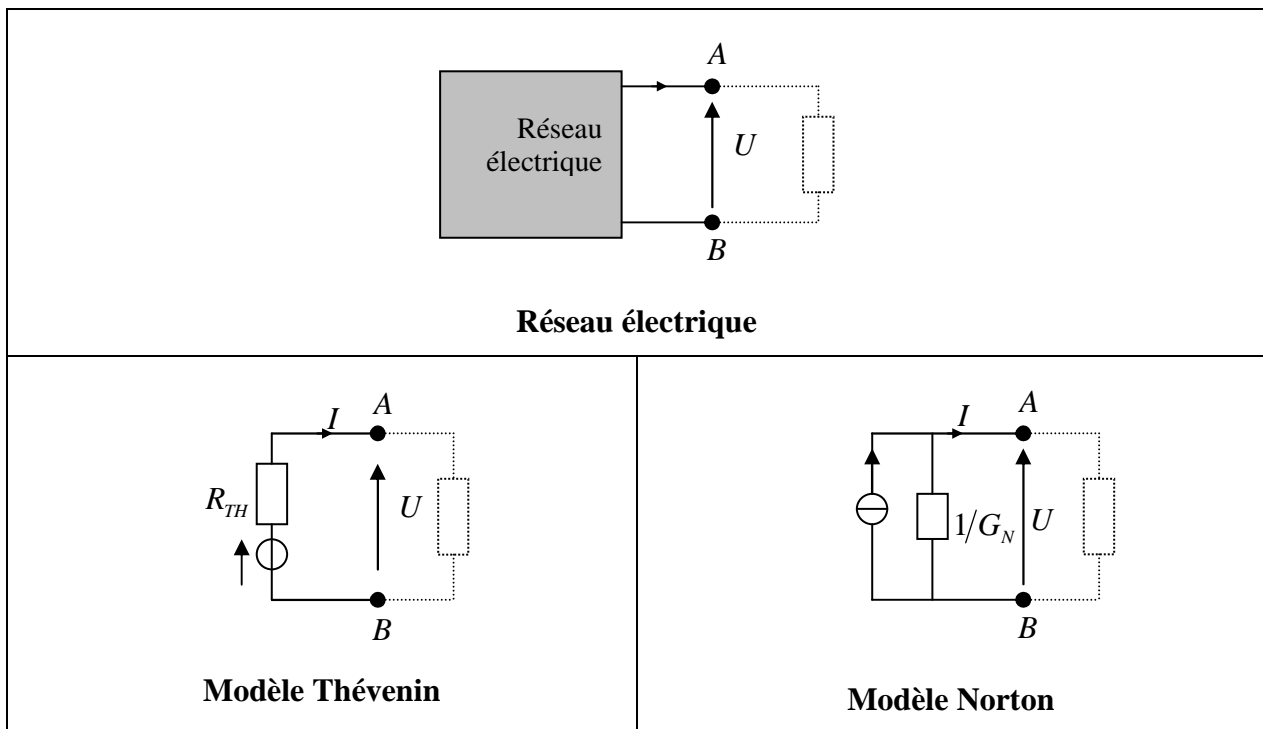
Nature de la contre-réaction	Impédance d'entrée	Impédance de sortie
Tension-tension	$Z_E^{CR} = Z_E(1 + \beta A)$	$Z_S^{CR} = \frac{Z_S}{(1 + \beta A)}$
Courant-tension	$Z_E^{CR} = Z_E(1 + \beta A)$	$Z_S^{CR} = Z_S(1 + \beta A)$
Tension-courant	$Z_E^{CR} = \frac{Z_E}{(1 + \beta A)}$	$Z_S^{CR} = \frac{Z_S}{(1 + \beta A)}$
Courant-courant	$Z_E^{CR} = \frac{Z_E}{(1 + \beta A)}$	$Z_S^{CR} = Z_S(1 + \beta A)$

Annexe : Rappels

1- Théorème de THEVENIN et de NORTON

On peut montrer qu'un réseau électrique, constitué de sources de tension, de courant et de résistances, vu de ses bornes A et B peut être modélisé par :

- Une source de tension E_{TH} en série avec une résistance R_{TH} : c'est le modèle de **Thévenin**
- Une source de courant I_N en parallèle avec une résistance $1/G_N$: c'est le modèle de **Norton**.



On peut passer immédiatement d'un modèle à l'autre à l'aide des relations :

$$R_{TH} = \frac{1}{G_N} \quad \text{et} \quad E_{TH} = R_{TH} \cdot I_N$$

On obtient les éléments des modèles de Thévenin et de Norton par la méthode suivante :

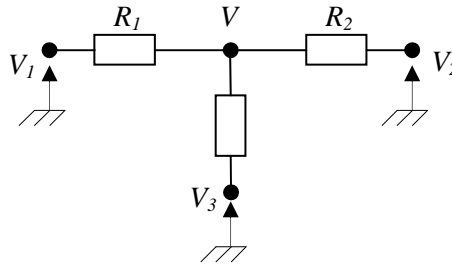
- E_{TH} est la tension qui apparaît aux bornes du réseau à vide : $I=0$ (charge déconnectée)
- I_N est le courant mesuré entre les bornes A et B lorsqu'elles sont *court-circuitées* : $U=0$
- R_{TH} (ou $1/G_N$) est la résistance interne du réseau vue des bornes A et B, après avoir rendu passives toutes les sources indépendantes du réseau :
 - Les sources de tension sont remplacées par des *court-circuits*
 - Les sources de courant sont remplacées par des *circuits ouverts*

2- Théorème de MILLMAN

On considère un nœud de potentiel V (entre ce nœud et la masse) dans un réseau. Ce nœud est le point de jonction de n résistance R_k soumises aux potentiels V_k de l'autre côté du nœud.

Le potentiel V du nœud a pour expression :
$$V = \frac{\sum_{k=1}^n \frac{V_k}{R_k}}{\sum_{k=1}^n \frac{1}{R_k}}$$

Exemple :

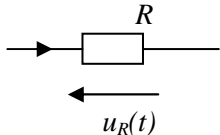
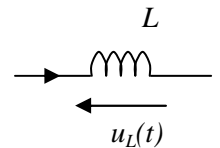
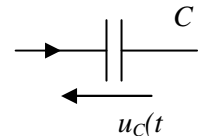


On a :
$$V = \frac{\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}}$$

3- Diviseurs de tension et de courant :

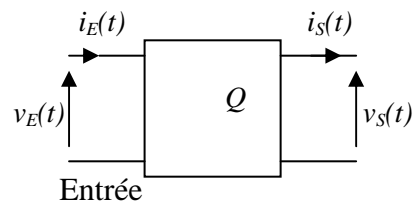
	Pour 2 branches	Pour n branches
Diviseur de tension	$U_2 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U$	$U_k = \frac{R_k}{R_1 + R_2 + \dots + R_n} U$
Diviseur de courant	$I_2 = \frac{\frac{1}{R_2}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}} I$	$I_k = \frac{\frac{1}{R_k}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \dots + \frac{1}{R_N}} I$

4- Dipôles élémentaires passifs : Equation de fonctionnement

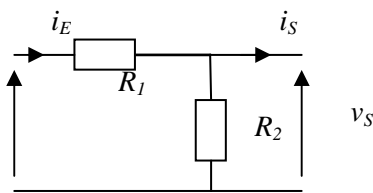
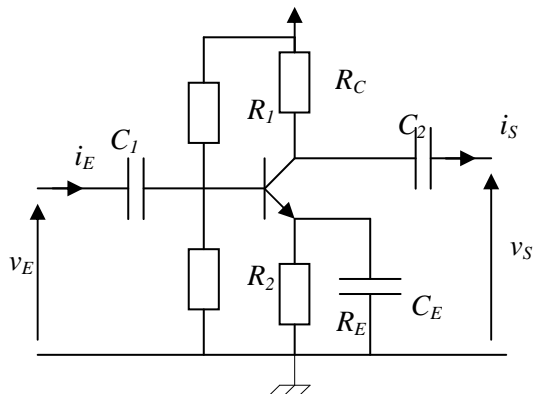
Dipôle linéaire	Régime variable	Régime sinusoïdal
	$u_R(t) = R \cdot i(t)$	$\bar{u}_R = R \cdot \bar{i}$
	$u_L(t) = L \cdot \frac{di(t)}{dt}$	$\bar{u}_L = jL\omega \cdot \bar{i}$
	$u_C(t) = \frac{1}{C} \cdot \int i(t) \cdot dt$	$\bar{u}_C = \frac{1}{jC\omega} \cdot \bar{i}$

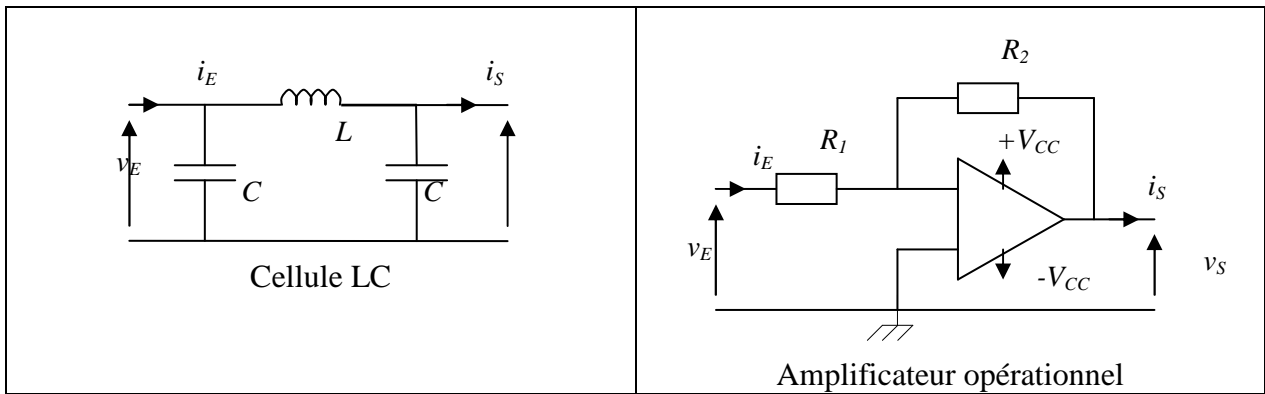
5- Quadripôles en régime sinusoïdal

Un Quadripôle **Q** est une portion de circuit électrique possédant quatre bornes, deux bornes d'entrée et deux bornes de sortie, assurant la transmission ou la transformation d'une information électrique.



On distingue les quadripôles passifs constitués uniquement d'éléments passifs (résistance, condensateur, bobine), des quadripôles actifs qui comportent des sources liées à des grandeurs internes.

Quadripôles passifs	Quadripôles actifs
 <p>Diviseur de tension</p>	 <p>Amplificateur à transistor</p>

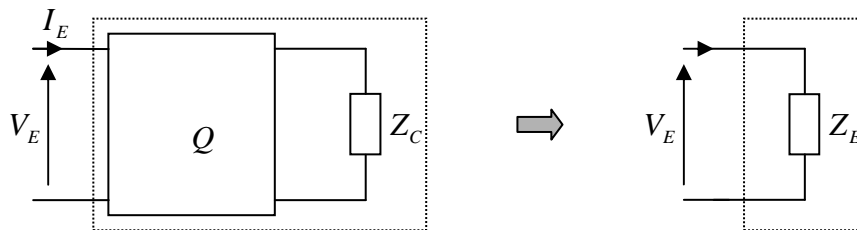


On se limite à l'étude des quadripôles linéaires en régime sinusoïdal dont l'entrée est alimentée par un générateur de tension ou de courant sinusoïdal et dont la sortie est fermée par une charge.

1.6- Paramètres d'un quadripôle

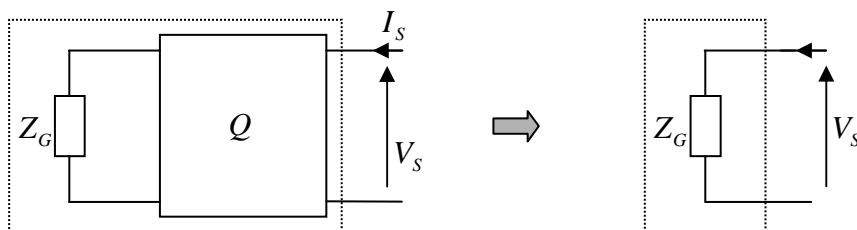
a)- Impédance d'entrée

C'est l'impédance vue des bornes d'entrée du quadripôle lorsqu'il est chargé : $Z_E = \frac{V_E}{I_E}$



b)- Impédance de sortie

C'est l'impédance vue des bornes de sortie, les sources étant éteintes : $Z_S = \frac{V_S}{I_S}$

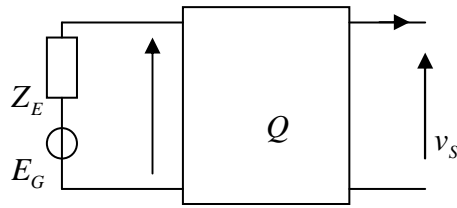


c)- Fonction de transfert

Pour caractériser le fonctionnement d'un quadripôle, on peut utiliser une fonction de transfert

qui est le rapport de tension de sortie sur la tension d'entrée : $\bar{H}(j\omega) = \left(\frac{\bar{v}_S}{\bar{v}_E} \right)_{i_S=0} = H(\omega) \cdot e^{j\varphi(\omega)}$

Avec : $\begin{cases} H(\omega) = |\bar{H}(j\omega)| & \text{Module de la fonction de transfert} \\ \varphi(\omega) = \arg \bar{H}(j\omega) & \text{Phase de la fonction de transfert} \end{cases}$



d)- Diagramme de Bode :

C'est une façon de représenter graphiquement la fonction de transfert complexe $\bar{H}(j\omega)$ à l'aide de deux courbes. Ces deux courbes sont construites en portant la pulsation ω En abscisse une échelle logarithmique, ce qui revient à porter $\log_{10} \omega$ sur une échelle linéaire. Une progression logarithmique permet de représenter les variations de la pulsation sur une plage étendue.

* **Courbe de gain :** $G(\omega) = 20 \log_{10} |\bar{H}(j\omega)|$ en décibels (dB)

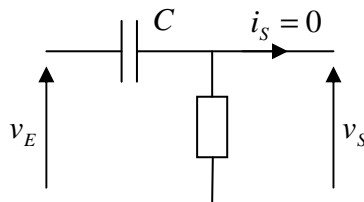
* **Courbe de phase :** $\varphi(\omega) = \arg \bar{H}(j\omega)$

La décade caractérise un rapport de pulsation (ou de fréquence) égale à 10.

Remarque :

Pour résumer le comportement fréquentiel d'un quadripôle, on se contente souvent de tracer les asymptotes du gain et du phase lorsque $\omega \rightarrow 0$ et $\omega \rightarrow \infty$. On esquisse ensuite les allures réelles du gain et de la phase en plaçant quelques points particuliers.

Exemple : Circuit RC à vide



La formule du diviseur de tension conduit à :

$$\bar{H}(j\omega) = \frac{\bar{v}_S}{\bar{v}_E} = \frac{jRC\omega}{1 + jRC\omega} \text{ En posant } \omega_0 = 1/RC \text{ la fonction de transfert à vide s'écrit :}$$

$$\bar{H}(j\omega) = \frac{j \frac{\omega}{\omega_0}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0}}$$

- si $\omega \ll \omega_0$ alors $\bar{H}(j\omega) \approx j \frac{\omega}{\omega_0}$ donc $G(\omega) = 20 \log_{10} (H(\omega)) = 20 \log_{10} \frac{\omega}{\omega_0}$ et $\varphi = \frac{\pi}{2}$

Avec l'échelle logarithmique des pulsations, la courbe de gain est une droite de pente positive égale à +20dB par décade. Et la courbe de phase est une droite horizontale d'ordonnée $\pi/2$

- si $\omega \gg \omega_0$ alors $\bar{H}(j\omega) \approx 1$ donc $G(\omega) \approx 0 \text{ dB}$ et $\varphi = 0$

Sur cet intervalle, les courbes de gain et de phase sont des droites horizontales.

Les deux asymptotes du gain se croisent à la pulsation de coupure ω_0 . Pour cette valeur la

fonction de transfert devient : $\bar{H}(j\omega) = \frac{j}{1+j}$ soit $G = -3\text{dB}$ et $\varphi = \frac{\pi}{4}$

